

Universidade Federal do Rio de Janeiro

Núcleo de Computação Eletrônica

Jorge Luiz Machado da Silva

**ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e:
Porque o WiMax Móvel Poderá se Tornar um Sério
Concorrente às Técnicas de Acesso em Banda Larga
Atuais**

Rio de Janeiro

2007

Jorge Luiz Machado da Silva

**ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e:
Porque o WiMax Móvel Poderá se Tornar um Sério Concorrente às Técnicas de
Acesso em Banda Larga Atuais**

Monografia apresentada para obtenção do título de Especialista em Gerência de Redes de Computadores no Curso de Pós-Graduação Lato Sensu em Gerência de Redes de Computadores e Tecnologia Internet do Núcleo de Computação Eletrônica da Universidade Federal do Rio de Janeiro – NCE/UFRJ.

Orientador:

Prof. Moacyr Henrique Cruz de Azevedo M.Sc., UFRJ,
Brasil

Rio de Janeiro

2007

Jorge Luiz Machado da Silva

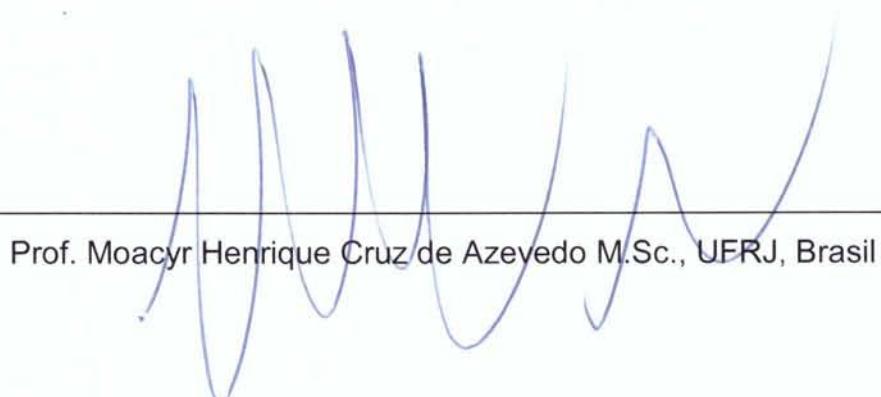
ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e:

**Porque o WiMax Móvel Poderá se Tornar um Sério Concorrente às Técnicas de
Acesso em Banda Larga Atuais**

Monografia apresentada para obtenção do título de Especialista em Gerência de Redes de Computadores no Curso de Pós-Graduação Lato Sensu em Gerência de Redes de Computadores e Tecnologia Internet do Núcleo de Computação Eletrônica da Universidade Federal do Rio de Janeiro – NCE/UFRJ.

Aprovada em Dezembro de 2007

Prof. Moacyr Henrique Cruz de Azevedo M.Sc., UFRJ, Brasil



RESUMO

SILVA, Jorge Luiz Machado da. **ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e: Porque o WiMax Móvel Poderá se Tornar um Sério Concorrente às Técnicas de Acesso em Banda Larga Atuais.** Monografia (Especialização em Gerência de Redes e Tecnologia Internet). Núcleo de Computação Eletrônica, Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2008.

Estudo das características teóricas básicas e funcionais do padrão WiMax Móvel com o objetivo de avaliar o seu potencial como alternativa às técnicas de acesso em banda larga disponíveis.

ABSTRACT

SILVA, Jorge Luiz Machado da. **ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e: Porque o WiMax Móvel Poderá se Tornar um Sério Concorrente às Técnicas de Acesso em Banda Larga Atuais.** Monografia (Especialização em Gerência de Redes e Tecnologia Internet). Núcleo de Computação Eletrônica, Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2008.

Study of basic theoretical and functional characteristics of Mobile WiMax standard in order to assess its potential as an alternative to the techniques of broadband access available .

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Propagação da Onda Eletromagnética	15
Figura 2-a – Polarização Vertical	17
Figura 2-b – Polarização Horizontal	18
Figura 3 – Efeito da Refração em uma Onda Eletromagnética	18
Figura 4 – Efeito da Refração em um Sinal de Microondas	18
Figura 5 – Exemplo de Propagação Utilizando Difração	19
Figura 6 – Exemplo de Transmissão com Multipercursos	21
Figura 7 – Exemplo de Determinação do Raio da Primeira Zona de Fresnel	22
Figura 8 – Exemplo de um enlace com visada comprometida	23
Figura 9 – Recepção LOS x NLOS	24
Figura 10 – Diagrama de Irradiação Isotrópico	25
Figura 11 – Diagrama Horizontal de uma Antena Omnidirecional e Diretiva	26
Figura 12 – Diagrama de Irradiação (de Potência) Mostrando o Ângulo de Abertura	27
Figura 13 – Antena Parabólica	28
Figura 14 - Diagrama de Radiação para uma Parábola de 1m em 2,5 GHz	30
Figura 15 - Diversidade de Espaço	31
Figura 16 – Modelo de um Canal de Comunicação	32
Figura 17 - Sinal Analógico x Sinal Digital	33
Figura 18 – Sinal Digital Representado com 2 bits por Símbolo	33
Figura 19 - Bit x Símbolo	34
Figura 20 – Sistema PCM	36
Figura 21 – Esquema de um Amostrador	36
Figura 22 – <i>Aliasing</i>	37
Figura 23 – Diagrama Esquemático do Processo de Amostragem	38
Figura 24 - Quantização do Sinal PAM	39
Figura 25 - Critério de Nyquist para Zero ISI	41
Figura 26 – Seqüência de Pulses com Freqüência igual a $R_b/2$	41
Figura 27 – Fator de <i>Roll-off</i>	42
Figura 28 – Exemplo simplificado das técnicas de modulação ASK, FSK e PSK.	43
Figura 29 – Pulso Retangular	45
Figura 30 – Representação Geométrica	46
Figura 31 – Curva de Densidade de Probabilidades (PDF) Gaussiana do Ruído Branco	49
Figura 32 - Exemplo de sinal 2-PSK	53
Figura 33 - Diagrama de fases (<i>Constelação</i>) de um sinal 2-PSK	53
Figura 34 – Modulação 2-PSK	54
Figura 35 – Diagrama de Constelação PSK Binário	56
Figura 36 – Sinal PAM	56
Figura 37 - Representação Fasorial (Constelação) de um Sinal QPSK	57
Figura 38 – Representação de um Modulador QPSK	57

Figura 39 – Diagrama de Constelação QPSK	59
Figura 40 – Exemplos de Modulação ASK	60
Figura 41 - Modulação 16-QAM	62
Figura 42 – Diagrama de Constelação de um Sinal 16-QAM	62
Figura 43 – Diagrama de Constelação de um Sinal 64-QAM	63
Figura 44 – Reconhecimento do Símbolo Recebido	66
Figura 45 – Pulso Retangular	67
Figura 46 – Modelo para o Canal de Transmissão	67
Figura 47 – Probabilidade de Erro Condicionais	70
Figura 48 – Regiões de Decisão de um Sinal BPSK	73
Figura 49 – Regiões de Decisão em um Sinal QPSK	74
Figura 50 – Regiões de Decisão de um Sinal 2-ASK	77
Figura 51 – Sinal PAM	78
Figura 52 – Diagrama de Constelação 4-ASK	79
Figura 53 – Gráfico comparativo BER X E_b/N_0	87
Figura 54 - Gráfico comparativo BER X S/N	88
Figura 55 – Geração do Código Corretor	90
Figura 56 – Representação de um Código de Bloco	91
Figura 57 – Formação da Palavra Código	91
Figura 58 – Diagrama de Transmissão de um Canal Ideal	93
Figura 59 – Codificador Convolucional	99
Figura 60 – Código Concatenado	100
Figura 61 – Código Turbo	101
Figura 62 – Decodificador Turbo	101
Figura 63 - Matriz de Interleaving	103
Figura 64 – Árvore de Códigos Geradora do Código da Figura 58	104
Figura 65 – Diagrama em Treliça	105
Figura 66 – Diagrama de Estados	106
Figura 67 – Decodificação através do Algoritmo de Viterbi	107
Figura 68 – Decodificação da mensagem completa através do Algoritmo de Viterbi	108
Figura 69 - Transceptor FDD.	111
Figura 70 – Transceptor TDD	112
Figura 71 – Portadora Modulada OFDM	114
Figura 72 – Sub-Portadoras OFDM	116
Figura 73 – Símbolos OFDM no Domínio do Tempo	117
Figura 74 – Diagrama em Blocos de um Transmissor OFDM	118
Figura 75 – Diagrama em Blocos de um Receptor OFDM	119
Figura 76 – Representação das Sub-portadoras de um Sinal OFDM nos Domínios de Tempo X Freqüência	120
Figura 77 - Múltiplo Acesso OFDMA	122
Figura 78 – Transmissão OFDM e OFDMA	122

Figura 79 - Símbolo OFDMA	125
Figura 80 – Estrutura do Símbolo OFDMA	126
Figura 81 – Estrutura de Quadro OFDMA (TDD, PUSC)	126
Figura 82– Estrutura DL-PUSC	130
Figura 83 – Estrutura UL-PUSC	131
Figura 84 – Distribuição de energia em AMC X PUSC, FUSC	133
Figura 85 – Múltipla Alocação de Zonas	134
Figura 86 – Arquitetura da Camada de Segurança	138
Figura 87 – Tecnologia MIMO	142
Figura 88 – WiMAX Forum – Release 1.0 System Profile	144
Figura 89 – Cronograma de Certificação	145
Figura 90 – Faixa de 2,5 GHz no Brasil	146

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - $S/N \times E_b/N_0$ para α iguais a 0 e 0,25	52
Tabela 2 – Coordenadas vetoriais de um sinal QPSK	59
Tabela 3 – BER x E_b/N_0	73
Tabela 4 – Comparaçao entre as Técnicas de Modulação	85
Tabela 5 – Comparaçao entre as Técnicas de Modulação para uma BER igual a 10^{-5}	86
Tabela 6 – Código de Hamming (7,4)	95
Tabela 7 – Padrões de Erro	96
Tabela 8 – Parâmetros DL-PUSC	130
Tabela 9 – Parâmetros DL-FUSC	132
Tabela 10 – Comparaçao entre os Modos de Permutação	132
Tabela 11 – Comparaçao entre os modos AMC e FUSC/PUSC	134
Tabela 12 – Códigos e modulações suportadas pelo WiMAX Móvel	135
Tabela 13 – Taxa de Dados da Camada Física com Sub-Canais PUSC	136
Tabela 14 – Parâmetros de QoS	139
Tabela 15 - Principais Parâmetros para o WiMAX Móvel em 2,5 GHz	147
Tabela 16 - Exemplo de Cálculo para um Usuário Móvel (Downlink)	149
Tabela 17 - Exemplo de Cálculo para um Usuário Móvel (Uplink)	150

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	MOTIVAÇÃO	13
1.2	OBJETIVOS	13
1.3	METODOLOGIA	14
2	PROPAGAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS	15
2.1	POLARIZAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA TRANSMITIDA	16
2.2	PROPAGAÇÃO NA FAIXA DE MICROONDAS	17
2.2.1	Refração	17
2.2.2	Difração	19
2.2.3	Reflexão (Propagação por Multipercursos)	19
2.2.4	Zona de Fresnel	21
2.2.5	Cálculo da Atenuação em Espaço livre	24
2.2.6	Atenuação por Chuvas	24
3	ANTENAS	25
3.1	DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO	25
3.2	ÂNGULO DE ABERTURA OU LARGURA DO FEIXE	26
3.3	ANTENA PARABÓLICA	27
3.4	TÉCNICAS DE DIVERSIDADE	30
4	PRINCÍPIOS DE COMUNICAÇÃO	32
4.1	INTRODUÇÃO	32
4.2	CLASSIFICAÇÃO DOS SINAIS DE TRANSMISSÃO	32
4.3	DIGITALIZAÇÃO DE SINAIS ANALÓGICOS	35
4.3.1	Introdução	35
4.3.2	Codificação PCM (Pulse Code Modulation)	35
4.3.3	Amostragem	36
4.3.4	Quantização	39
4.3.5	Interferência Intersimbólica (ISI)	40
4.3.6	Critério de Nyquist	40
5	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DIGITAL	43
5.1	INTRODUÇÃO	43
5.1.1	Eficiência Espectral	44
5.1.2	Representação dos Símbolos Binários	45
5.1.3	Características do Ruído Branco	47

5.1.4	Relação entre $Eb/N0$ e C/N (S/N)	50
5.2	MODULAÇÃO DIGITAL PSK	53
5.2.1	PSK Binário (BPSK)	54
5.2.2	Modulação Digital QPSK	56
5.2.2.1	Representação do Sinal Transmitido	58
5.3	MODULAÇÃO DIGITAL ASK	60
5.4	MODULAÇÃO DIGITAL QAM	61
6	EFEITOS E TÉCNICAS DE CORREÇÃO DE ERROS CAUSADOS PELO CANAL DE TRANSMISSÃO	65
6.1	INTRODUÇÃO	65
6.2	CÁLCULO DA PROBABILIDADE DE ERRO POR BIT (BER) DEVIDO AO RUÍDO BRANCO	66
6.2.1	Modelagem para o Canal de Transmissão	66
6.3	PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL PSK BINÁRIO (BPSK)	71
6.3.1	Reconhecimento do Símbolo Transmitido	71
6.4	PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL QPSK	74
6.4.1	Reconhecimento do Símbolo Transmitido	74
6.5	PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL ASK	77
6.6	PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL M-ASK	78
6.7	PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL M-QAM	82
6.8	COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS QPSK, 16-QAM, 64-QAM E 256-QAM	84
6.9	CONTROLE DE ERROS	89
6.9.1	Introdução	89
6.9.2	Códigos Lineares de Bloco	90
6.9.3	Códigos de Hamming	94
6.9.4	Outros Códigos de Bloco	97
6.9.4.1	Código Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH)	97
6.9.4.2	Código Reed-Solomon (RS)	97
6.9.5	Códigos Convolucionais	98
6.9.6	Códigos Concatenados	100
6.9.7	Códigos Concatenados Paralelos (Códigos Turbo)	100
6.9.8	Interleaver	103
6.9.9	Diagrama de Árvore de Códigos	104
6.9.10	Diagrama de Treliça	105
6.9.11	Diagrama de Estados	105
6.9.12	Decodificação do Código Convolucional Através do Algoritmo de Viterbi	106

7	TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO	109
7.1	TÉCNICAS DE MÚTIPLO ACESSO	109
7.1.1	FDMA (Frequency Division Multiple Access – Múltiplo Acesso por Divisão de Freqüências)	109
7.1.2	TDMA (Time Division Multiple Access – Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo)	109
7.2	TÉCNICAS DE COMUNICAÇÃO FDD (FREQUENCY DIVISION DUPLEXING) E TDD (TIME DIVISION DUPLEXING)	110
7.2.1	FDD - (Frequency Division Duplexing)	110
7.2.2	TDD - (Time Division Duplexing)	111
7.3	OFDM – ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX	112
7.3.1	SFN (Single Frequency Network)	120
7.3.2	OFDMA	121
8	ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e (WiMAX Móvel)	123
8.1	INTRODUÇÃO	123
8.2	DESCRIÇÃO DA CAMADA FÍSICA	124
8.2.1	Símbolo OFDMA	124
8.2.2	Quadro (Frame) OFDMA	126
8.2.3	Termos Básicos	128
8.2.4	Modos de Alocação de Sub-Portadoras	129
8.2.5	Características da Camada Física	135
8.3	ALGUNS AVANÇOS TECNOLÓGICOS INCLUÍDOS NO PADRÃO IEEE 802.16e	137
8.3.1	Segurança	137
8.3.2	Supporte a QOS	139
8.3.2.1	MAC Scheduling Service	139
8.3.3	Supporte a Smart Antenna	141
8.3.4	Handoff	142
8.4	CARACTERÍSTICAS DE IMPLEMENTAÇÃO	143
8.4.1	Exemplo de Cálculo de Enlace para WiMAX Móvel em 2,5 GHz	148
9	CONCLUSÃO	151
10	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	153

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O acesso a Internet em banda larga, tanto em aplicações corporativas como em usuários domésticos, demonstra ser um mercado em plena expansão. Mesmo em grandes centros urbanos apenas uma pequena parcela da população possui este serviço. Atualmente apenas as técnicas que utilizam um meio de transmissão cabeado, como as utilizadas pelas companhias telefônicas, que utilizam o par trançado comum, e as operadoras de TV por assinatura por cabo, detêm a grande maioria dos usuários de acesso em banda larga atuais. Os provedores de acesso em banda larga que utilizam técnicas de transmissão sem fio (*wireless*), através de satélite ou algum outro sistema *wireless*, possuem atualmente uma pequena fatia do mercado.

O padrão para acesso em banda larga *wireless* IEEE 802.16-e (também conhecido como WiMAX Móvel) se apresenta como um concorrente às técnicas atuais de acesso em banda larga que utilizam um meio cabeado, prometendo um raio de cobertura de até 50 Km (LOS) e a recepção sem visibilidade com a antena transmissora (recepção *indoor* NLOS) em um raio de até 3 Km, e recepção móvel em velocidades maiores que 120 Km/h. Isso proporciona ao padrão flexibilidade para atender áreas remotas com baixa densidade populacional, aos critérios de "última milha" em grandes centros urbanos; e prover a conexão em banda larga para usuários móveis com qualidade de serviços (QoS), de forma a possibilitar a implementação de novos serviços como VOIP, estreaming de vídeo e demais aplicações que demanda uma conexão em banda larga.

1.2 OBJETIVOS

Esta monografia tem como objetivo apresentar um estudo sobre as características técnicas do padrão IEEE 802.16e, avaliando os fatores que indicam como ele poderá se tornar um concorrente tecnicamente viável aos padrões de acesso em banda larga atuais. O trabalho tem como objetivo responder a seguinte pergunta:

Porque o WIMAX poderá se tornar um sério concorrente às técnicas de acesso em banda larga atuais?

1.3 METODOLOGIA

O presente trabalho será realizado através de pesquisa bibliográfica. Na seção relativa ao referencial teórico será feito um estudo sobre as principais técnicas que são utilizadas pelo padrão IEEE 802.16e, o que poderia ser descrito de uma forma resumida como a realização de um estudo sobre *os fenômenos e técnicas que envolvem a transmissão de sinais digitais na faixa de microondas*.

Na seção referente ao estudo do padrão IEEE 802.16e será feita uma análise técnica do padrão, descrevendo as suas principais características de forma condensada e ordenada. E com base no referencial teórico apresentado, analisar o conjunto de técnicas utilizadas, buscando esclarecer o funcionamento do sistema de transmissão e verificando a sua aplicação através de exemplos numéricos e tabelas comparativas. Também é apresentado um capítulo de conclusão, onde são descritas a sua viabilidade técnica e as suas vantagens e desvantagens com relação às técnicas atuais.

2

PROPAGAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS

Uma carga elétrica em movimento devido a uma diferença de potencial provoca um campo elétrico variável nas suas vizinhanças. Se nas proximidades dessa carga causadora do campo elétrico existir uma outra carga elétrica, esta sentirá os efeitos do campo e se movimentará segundo ele. Chamamos a isso de *propagação de um campo elétrico variável*.

Não podemos, porém, esquecer que cargas elétricas em movimento provocam uma corrente elétrica e a Física afirma que todo condutor percorrido por corrente elétrica cria ao seu redor um campo magnético. As linhas de campo magnético podem, perfeitamente, induzir a circulação de corrente elétrica em um condutor separado fisicamente daquele causador do campo. Chamamos a isso de *propagação de um campo magnético variável*.

Como é impossível separar a existência dos campos elétrico e magnético, pois ambos são causados por cargas em movimento, devemos tratar da propagação de ondas, chamando-as *ondas eletromagnéticas*, pois o campo elétrico e o campo magnético caminham em conjunto no espaço.

A velocidade de propagação da onda eletromagnética no vácuo corresponde à própria velocidade da luz ($c = 3 \times 10^8$ m/s) e a relação entre a velocidade (c), o comprimento de onda em metros (λ) associado à onda e a freqüência (f) em Hertz da onda é [8]:

$$\boxed{\lambda = \frac{c}{f}}$$

A propagação da onda eletromagnética se dá de uma forma tal que a direção de propagação do vetor campo elétrico seja sempre perpendicular à do campo magnético, como mostra a figura abaixo [9]:

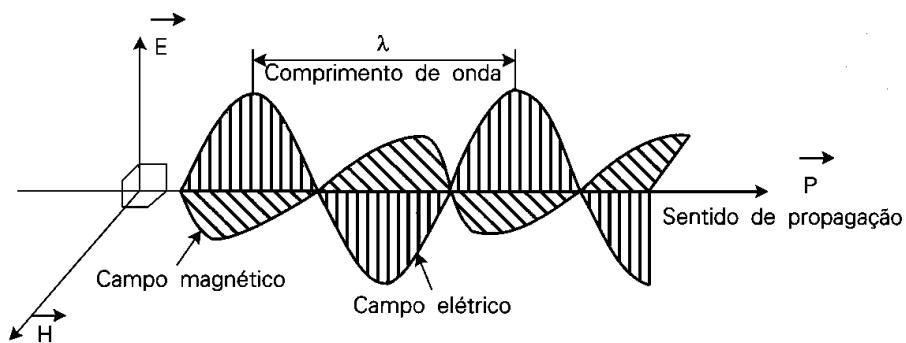


Figura 1 – Propagação da Onda Eletromagnética

O comprimento de onda é definido como a distância percorrida pela onda eletromagnética onde o valor instantâneo do campo elétrico ou do campo magnético volte a se repetir. Justamente por isso a distribuição de tensão e corrente em uma antena é intimamente ligada às suas dimensões físicas em relação ao comprimento de onda do sinal que se deseja transmitir, ou seja, quanto menor o comprimento de onda menor será as dimensões físicas da antena.

2.1 POLARIZAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA TRANSMITIDA

A restrição imposta pela onda eletromagnética é que os campos elétrico e magnético sejam perpendiculares, mas isso não define quem é paralelo em relação à superfície da Terra. Isso é definido como *polarização da onda eletromagnética* e assume-se a polarização como a posição do campo elétrico em relação à superfície da Terra. Assim, teremos ondas com polarização vertical e horizontal.

POLARIZAÇÃO VERTICAL

Antena Dipolo Vertical

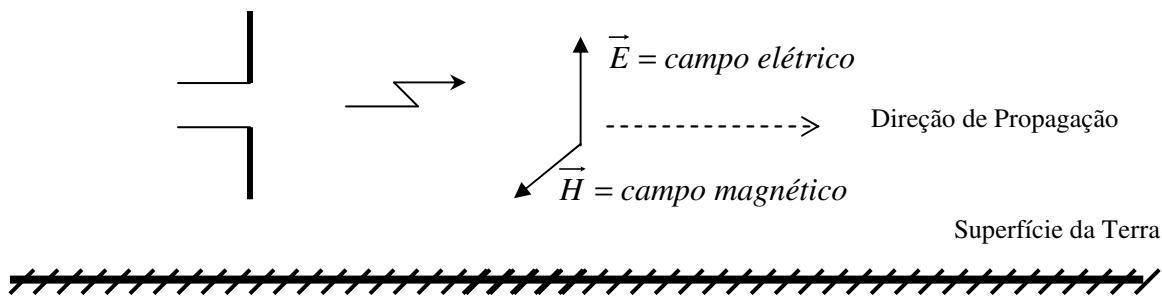


Figura 2-a – Polarização Vertical

POLARIZAÇÃO HORIZONTAL

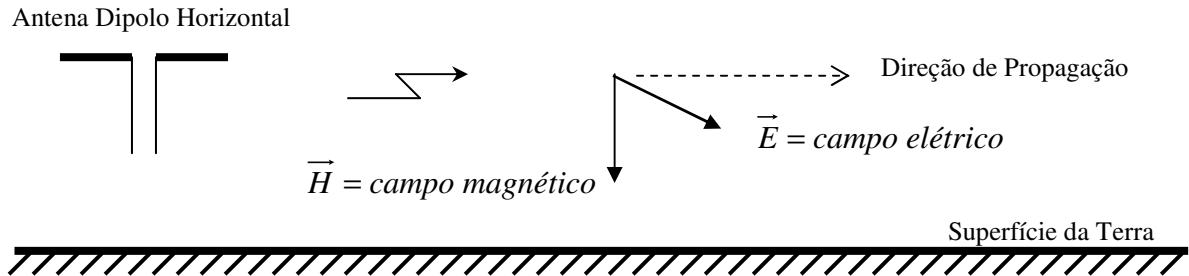


Figura 2-b – Polarização Horizontal

2.2 PROPAGAÇÃO NA FAIXA DE MICROONDAS

O canal de rádio-propagação, pela sua natureza aleatória é dependente da faixa de freqüências utilizada, não é de fácil compreensão, exigindo estudos teóricos e dados estatísticos para sua caracterização. Na faixa de freqüências conhecida como microondas (faixa de SHF, *Super High Frequencies*), a propagação ocorre em *visada direta*, como em um facho de luz, apenas em linha reta. Estando, porém, sujeita aos fenômenos de *refração*, *reflexão* (incluindo múltiplas reflexões e *espalhamento*), *absorção* e *difração em obstáculos*, que degradam a qualidade do sinal recebido. O comportamento do sinal transmitido depende, portanto, das condições atmosféricas e do relevo do terreno em que o sinal se propaga.

2.2.1 Refração

O efeito da refração causa o desvio do feixe de microondas do ponto da linha de visada. A refração de uma onda ocorre quando ela atravessa meios de densidades diferentes. Como, por exemplo, quando observamos algum objeto dentro d'água e ele se apresenta de forma distorcida, como no caso de uma haste parcialmente submersa onde visualmente ela parece estar torta. Isto ocorre porque a velocidade de propagação da onda é alterada ao atravessar meios com densidade diferentes, tendo como consequência o desvio do feixe de onda.

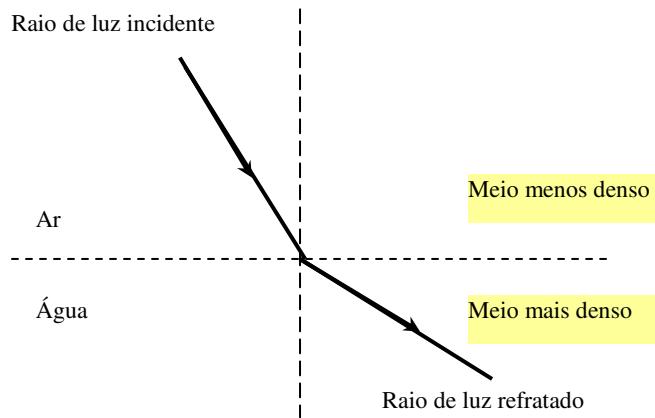


Figura 3 – Efeito da Refração em uma Onda Eletromagnética

A densidade do ar varia em função da temperatura, umidade e pressão atmosférica, as quais tendem a variar com a altitude. Deste modo, para condições normais de atmosfera, o índice de refração atmosférica decresce com a altitude, causando um encurvamento para baixo nas ondas de rádio. Portanto, a trajetória do feixe de microondas tem seu comportamento em forma de arco, apresentando o benefício de acompanhar a curvatura da terra, aumentando a distância da linha de visada para enlaces muito longos (50 Km, por exemplo) [8]. A variação aleatória de alguns dos fatores que determinam o índice de refração, como por exemplo, o aumento da umidade, pode ocasionar o desvio instantâneo do sinal, provocando variações na potência do sinal recebido [16].

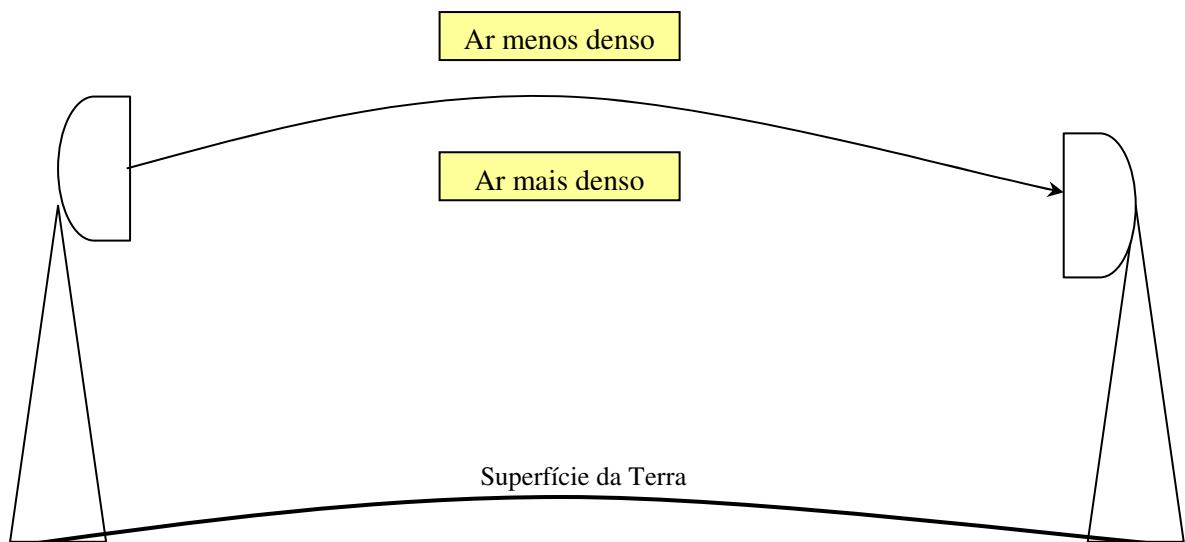


Figura 4 – Efeito da Refração em um Sinal de Microondas

2.2.2 Difração

A difração ocorre quando existe um corpo obstruindo a passagem entre transmissor e receptor. Neste caso, cada ponto da frente de onda se comporta como uma fonte isolada, havendo a formação de ondas secundárias atrás do obstáculo, mesmo que não haja linha de visada entre o transmissor e o receptor. Isso pode explicar como é possível captar sinais de rádio a uma certa distância após o obstáculo. Este fenômeno é menos pronunciado com o aumento da freqüência da onda propagada.

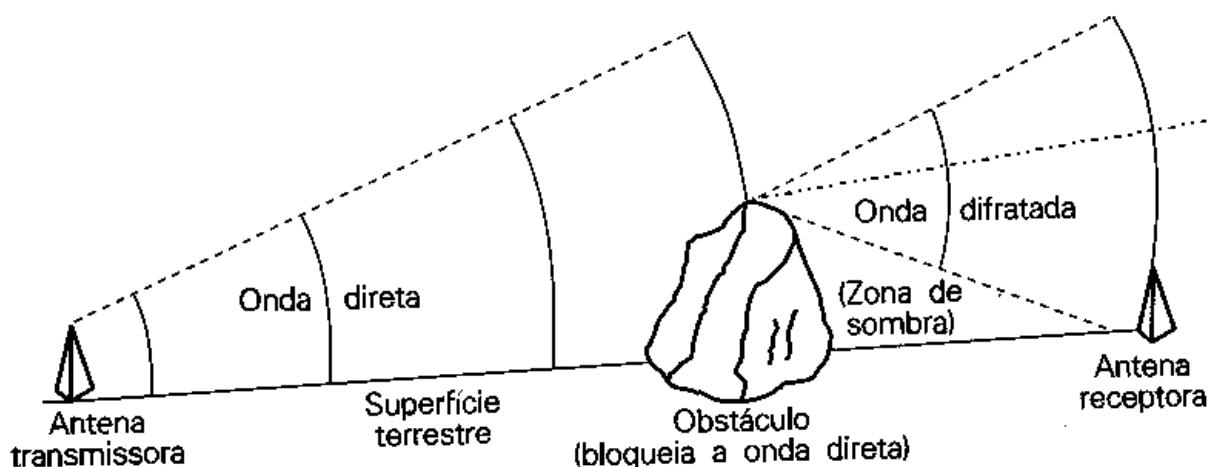


Figura 5 – Exemplo de Propagação Utilizando Difração

Exemplo recepção com sinal obstruído através de difração da onda eletromagnética, na faixa de ondas médias (1MHz, por exemplo), onde o fenômeno da difração possibilita receber o sinal enviado sem a necessidade de visada direta com o transmissor [9].

2.2.3 Reflexão (Propagação por Multipercursos)

A onda eletromagnética pode ter a sua direção de propagação alterada através da sua reflexão em superfícies relativamente "lisas", tais como laterais de prédios, espelhos d'água ou mesmo o próprio solo, podendo gerar uma condição de recepção com múltiplos percursos (*multipath*). O multipercorso ocorre quando sinais refletidos alcançam a antena receptora, criando múltiplas ligações entre o transmissor e o receptor, podendo ser reconhecido como o "fantasma" encontrado na recepção de TV analógica.

Como os sinais recebidos percorrem trajetos distintos, sofrendo diferentes atrasos de propagação, ao chegarem ao receptor em intervalos de tempo diferentes produzem um somatório de sinais com diferentes amplitudes e ângulos de fase, distorcendo o diagrama de constelação recebido. O resultado da soma de sinais fora de fase pode reduzir a intensidade do sinal recebido, causando um fenômeno conhecido como desvanecimento por multipercorso (*multipath fading*). O desvanecimento pode ser visto como sendo um fenômeno tridimensional, onde as condições de reflexão são inconstantes. Como consequência, a intensidade do sinal poderá variar momentaneamente gerando desvanecimentos rápidos no sinal (*fast fading*). Além da diminuição do sinal recebido, a distorção de fase ocasionada no diagrama de constelação poderá ocasionar a interpretação errada dos símbolos transmitidos, gerando erros na recepção, provocando um aumento da taxa de erros BER (*Bit Error Rate*). O uso da técnica de diversidade contribui para a melhoria do sinal sujeito a multipercursos.

Em uma transmissão digital a ocorrência de multipercursos pode gerar distorções no sinal digital, tendo em vista que os símbolos digitais são identificados pela sua amplitude e fase (através do diagrama de constelação). Quando, devido ao multipercorso, um mesmo símbolo é recebido em intervalos de tempo diferentes, com fases e níveis diferentes, o resultado da superposição dos símbolos recebidos gera uma distorção no diagrama de constelação que pode ser suficiente para que o símbolo não consiga ser identificado corretamente, ocasionando o aumento da taxa de erro. Quando o atraso do multipercorso for maior que o tempo do símbolo, pode ocorrer que o pulso correspondente ao símbolo anterior se misture com o símbolo atual, ocasionando o que é conhecido como *interferência intersimbólica*, produzindo mais uma vez o aumento da BER.

O multipercorso é um grave problema durante a recepção de um sinal digital, pois a modulação digital é extremamente sensível as distorções produzidas pela soma de sinais defasados no tempo, e quanto mais eficiente for a técnica de modulação utilizada (64 ou 256-QAM, por exemplo), maior será a degradação produzida devido ao maior congestionamento de símbolos presente no diagrama de constelação. A figura 6 exemplifica o fenômeno da reflexão gerando multipercursos no sinal transmitido

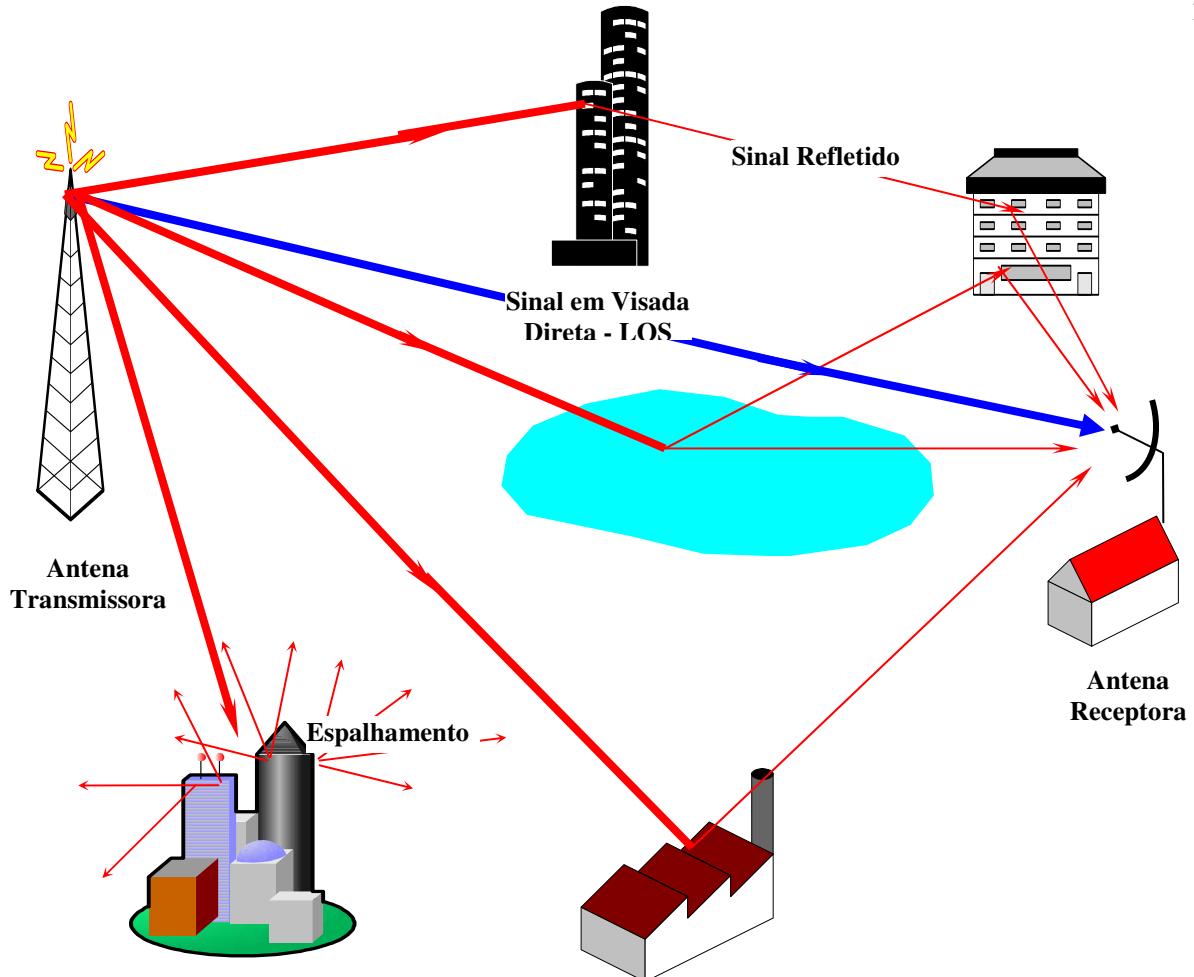


Figura 6 – Exemplo de Transmissão com Multipercursos

2.2.4 Zona de Fresnel

Uma característica da propagação de ondas de rádio é a forma do feixe de microondas contido no diagrama de irradiação da antena ser dividido em *zonas de Fresnel*, que podem ser vistas como uma série de elipsóides concêntricas que representam a forma do feixe de microondas. Através do corte transversal do feixe podemos visualizar as zonas de Fresnel como uma série de círculos concêntricos, cada um delimitando uma zona de propagação.

A condição de propagação em espaço livre ideal considera que a primeira zona de Fresnel esteja livre de obstruções. Na prática, considera-se que as condições de propagação em espaço livre podem ser obtidas com 60% da primeira zona de Fresnel desobstruída [2]. Nestas condições o enlace é conhecido como estando na linha de visada (LOS – *Line of Sight*). O raio da primeira zona de Fresnel (R_{FI}) pode ser obtido por [16]:

$$R_{F1} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{fD}} \quad (m)$$

onde:

d_1 = distância do transmissor ao ponto de interesse, em Km

d_2 = distância do receptor ao ponto de interesse, em Km

D = distância total do enlace em Km

f = freqüência do enlace em GHz

Como por exemplo, na figura 7 temos: $d_1 = 5$ KM, $d_2 = 5$ Km, $D = 10$ Km, $f = 2,5$ GHz e o raio da primeira zona de Fresnel, R_{F1} mede 17,3 m.

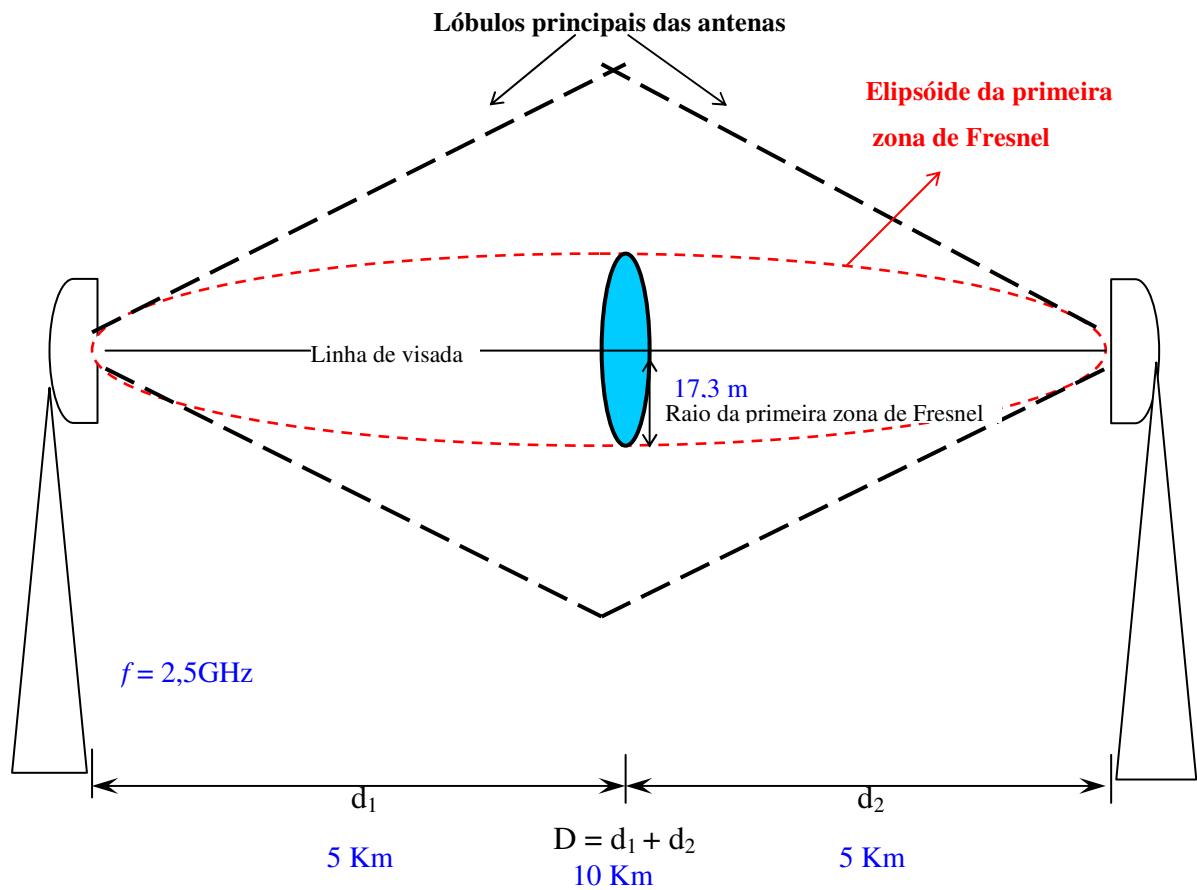


Figura 7 – Exemplo de Determinação do Raio da Primeira Zona de Fresnel

Conforme visto no exemplo da figura 7, considerando um enlace de 2,5 GHz com distância total de 10 Km, o raio da primeira zona de Fresnel a uma distância de 5 Km do transmissor será de 17,3m. Sabendo que 60% do raio deverá estar desobstruído, neste ponto não poderá haver qualquer obstáculo até 10,4 m (60% de 17,3m) da linha de visada. A figura 8 abaixo exemplifica um enlace com visada parcialmente obstruída.

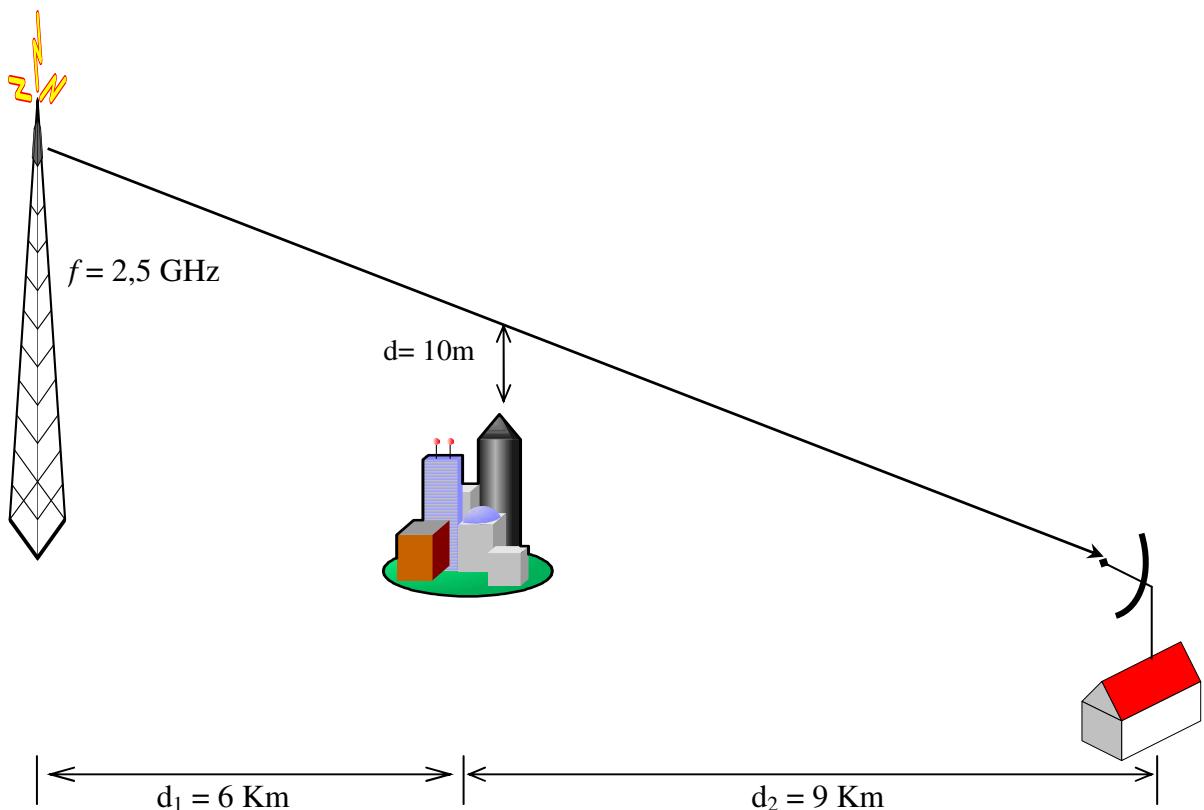


Figura 8 – Exemplo de um enlace com visada comprometida

Para verificar o raio da primeira zona de Fresnel no ponto do obstáculo, conforme formula anterior tem-se:

$$R_{F1} = 20,8 \text{ m} \Rightarrow 0,6 R_{F1} = 12,5 \text{ m}$$

A menor distância livre de obstruções permitida no ponto é de 12,5 m. Como o obstáculo bloqueia mais que 60% da primeira zona de Fresnel, permitindo uma distância livre de apenas 10m, o enlace não é considerado como em espaço livre, podendo gerar imperfeições no sinal recebido. Nestas condições o enlace é conhecido como estando fora da linha de visada (NLOS – Non Line of Sight) [36].

Existem técnicas que possibilitam a utilização de um enlace sem visada direta (NLOS), como por exemplo, a técnica OFDM que é adotada no padrão IEEE 802.16 [22]. Desta forma é possível aumentar a área de cobertura do sinal e facilitar a instalação dos equipamentos de recepção, que podem ser instalados inclusive no interior dos imóveis (*indoor*).

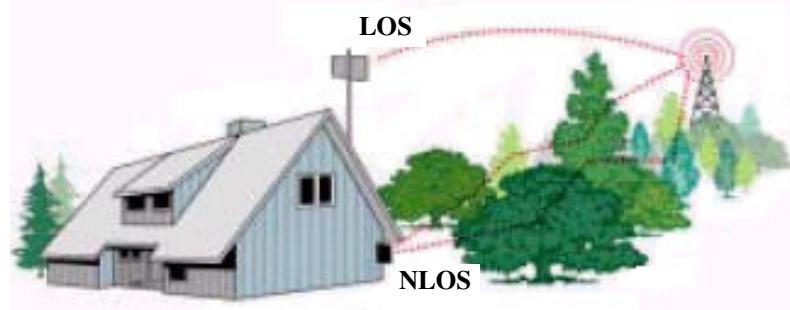


Figura 9 – Recepção LOS x NLOS

2.2.5 Cálculo da Atenuação em Espaço livre

Considerando a propagação do sinal como em espaço livre, respeitando as restrições da zona de Fresnel, podemos calcular a atenuação sofrida pela onda de radiofreqüência transmitida até o ponto de recepção do enlace através de [6]:

$$A = 92,5 + 20 \log d + 20 \log f \text{ (dB)}$$

onde: d = distância do enlace em Km e f = freqüência de operação em GHz

2.2.6 Atenuação por Chuvas

A transmissão de sinais em microondas em freqüências acima de 10 GHz é vulnerável às partículas de precipitação atmosféricas (chuva, neve ou neblina), que podem absorver ou espalhar as ondas eletromagnéticas comprometendo a qualidade e confiabilidade do enlace. A atenuação sofrida por um feixe ao cruzar por um campo com precipitações depende da quantidade de partículas existentes no caminho de propagação, (de acordo com as características da elipsóide de Fresnel), bem como das dimensões das partículas em relação ao comprimento de onda.

As pequenas gotas que formam uma neblina incidem somente em freqüências acima de 30 GHz. As atenuações causadas por chuvas fortes ou nevadas úmidas devem ser consideradas em faixas de freqüências acima de 10 GHz. A atenuação por chuva pode ser estimada em função de parâmetros como probabilidade de ultrapassagem, ou seja, a quantidade de tempo por ano nos quais pode ser ultrapassado determinado nível de ruído, intensidade de chuva, freqüência e comprimento do enlace. Existem diversos métodos padronizados utilizados para se estimar a atenuação do enlace em função dos parâmetros indicados [6].

3 ANTENAS

Uma antena é um dispositivo capaz de irradiar ou interceptar ondas eletromagnéticas. As antenas podem, via de regra, servir tanto para a transmissão quanto para a recepção de ondas e suas dimensões físicas são normalmente da ordem de grandeza do comprimento de onda associado à freqüência do sinal a ser transmitido ou captado.

3.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO

É a representação em coordenadas polares e retangulares da intensidade de campo irradiada ou recebida por uma antena para todas as direções do espaço.

A antena chamada Isotrópica é a antena ideal (e, portanto, não existe) que irradia igualmente para todas as direções do espaço, sendo usada como padrão de referência para a definição de outras características.

Desta forma, ao se compor um gráfico espacial para a intensidade do campo em função da direção, este será uma esfera. Se cortarmos essa esfera por dois planos, um horizontal e outro vertical, a intersecção dos planos com a esfera gera os diagramas de irradiação horizontal e vertical. O diagrama de radiação representa graficamente o comportamento da antena quanto a sua irradiação. Apesar da irradiação ser tridimensional, o diagrama é comumente encontrado nos planos horizontal e vertical.

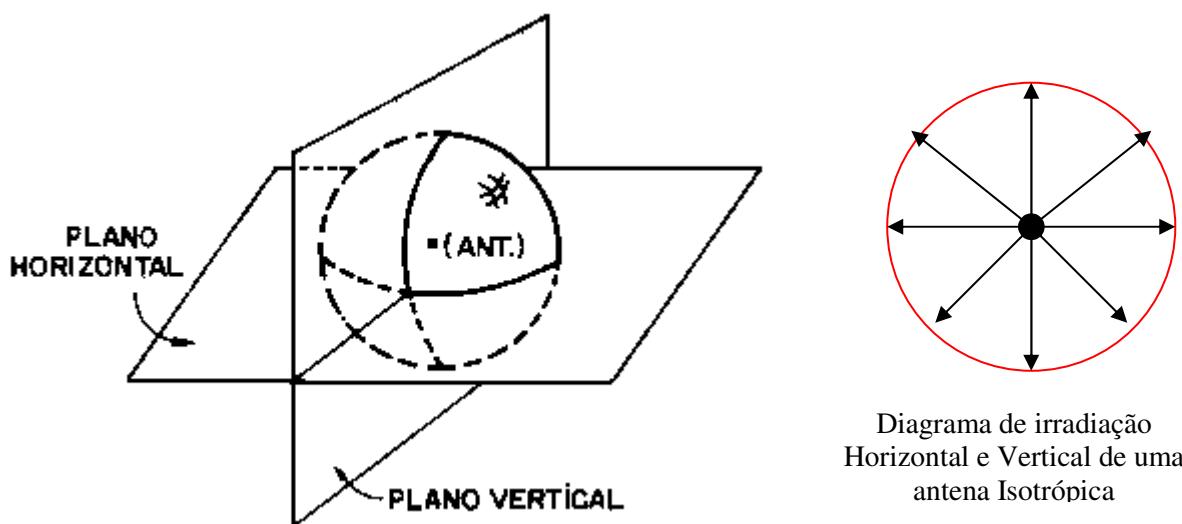
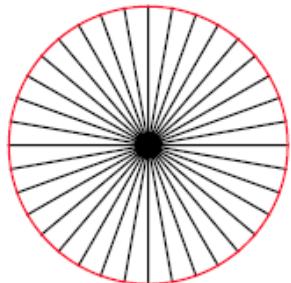
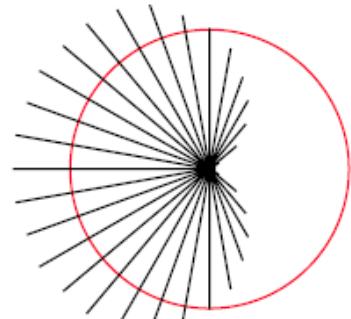


Figura 10 – Diagrama de Irradiação Isotrópico

Antenas são elementos passivos, portanto, não produzem potência ou amplificação. Entretanto, uma antena pode aparentar ter "ganho" quando comparada com uma antena de referência (isotrópica). Este ganho é expresso em dBi como em uma relação entre potências, porém, o ganho da antena é *relativo* e não *absoluto*. Quanto mais direcional uma antena, mais ganho ela apresenta e mais estreito o feixe irradiado que ilumina determinada área, como se fosse um farol. O ganho está relacionado com a configuração da antena e a freqüência de trabalho. Para uma mesma antena, quanto maior a freqüência maior o ganho obtido. Uma antena omnidirecional é um tipo de antena onde o diagrama de irradiação horizontal possui uma largura de 360° , ou seja, no plano horizontal ela irradia (teoricamente) igualmente em todas as direções. O ganho de uma antena é obtido através da concentração da energia do feixe irradiado.



ANTENA
OMNIDIRECIONAL
Irradia o feixe igualmente em
todas as direções



ANTENA DIRETIVA
Concentra a energia do feixe
produzindo um ganho relativo

Figura 11 – Diagrama Horizontal de uma Antena Omnidirecional e Diretiva

3.2 ÂNGULO DE ABERTURA OU LARGURA DO FEIXE

É o ângulo formado pelos pontos onde a intensidade de campo máximo cai de 0,707 do seu valor, ou metade da sua potência irradiada (ou seja: -3dB) do lóbulo principal da antena.

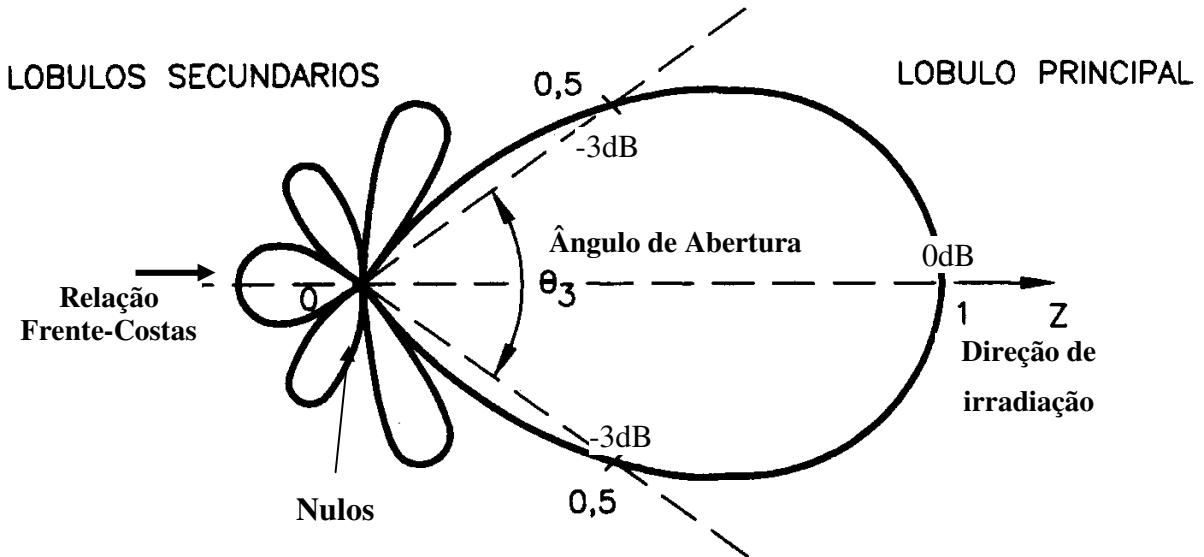


Figura 12 – Diagrama de Irradiação (de Potência) Mostrando o Ângulo de Abertura

3.3 ANTENA PARABÓLICA

As antenas do tipo parabólicas são normalmente utilizadas em sistemas de radiofreqüência na faixa de microondas. O diagrama da figura 13 exemplifica o diagrama de uma antena parabólica. Uma antena isotrópica, por definição, tem um ganho igual a 1 (ou 0 dB). Em uma antena parabólica a eficiência obtida não é igual a 100% porque parte da potência é perdida pelo espalhamento nas bordas da antena (*spillover*) quando a energia é direcionada para o refletor parabólico a partir do ponto focal da parábola. Também, porque na prática a curvatura do disco não é perfeitamente parabólica. Usualmente as parábolas apresentam eficiências em entre 50 e 70 % [16].

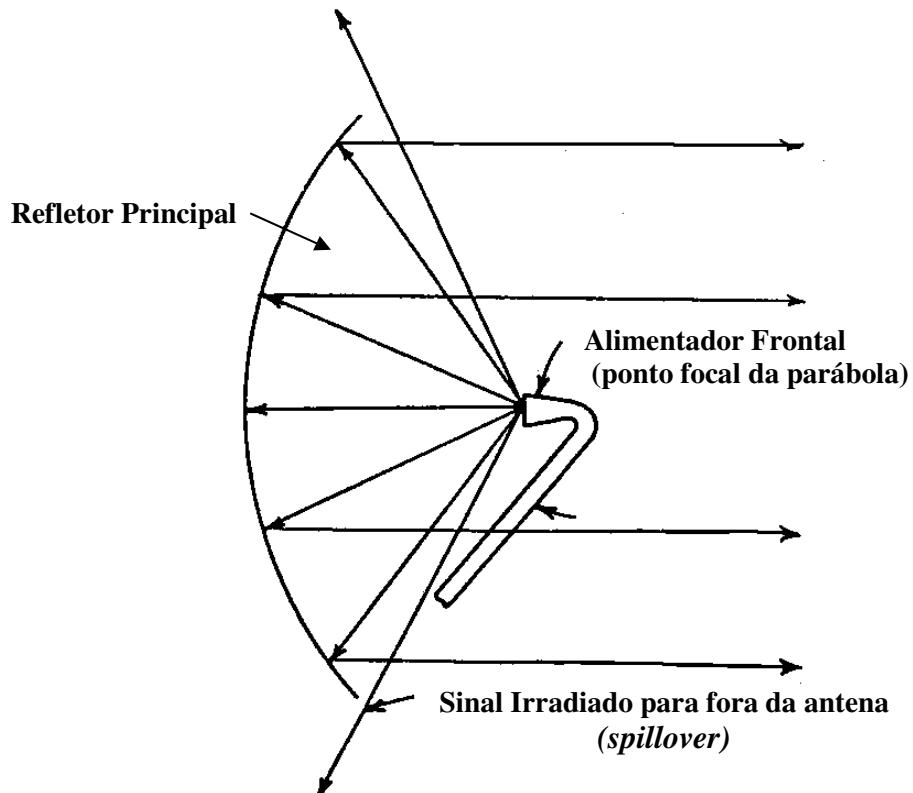


Figura 13 – Antena Parabólica

O ganho de uma antena, em relação a uma antena isotrópica, pode ser definido como [6]:

$$G = 10 \log \left(\eta A \frac{4\pi}{\lambda^2} \right) \text{ (dBi)}$$

onde:

A = área efetiva da abertura da antena (m^2)

η = eficiência (entre 0,5 e 0,7)

λ = comprimento de onda (m)

Podemos reescrever a fórmula do ganho usando a freqüência de trabalho f em GHz e o diâmetro da parábola D em metros:

$$G = 20,4 + 10 \log \eta + 20 \log(Df) \text{ dBi}$$

Por exemplo, para um valor típico de eficiência de 0,5 (50%) teríamos:

$$G_{\eta=0.5} = 17,8 + 20 \log(D f) \text{ dBi}$$

A largura do feixe ou ângulo de abertura de uma parábola pode ser encontrada, aproximadamente, considerando o diâmetro D em metros e a freqüência f em GHz, através de [6]:

$$\theta_{3dB} = \pm \frac{10,5}{D f} \text{ graus}$$

E o ângulo onde o nível decaiu de 10 dB, é obtido através de:

$$\theta_{10dB} = \pm \frac{18}{D f} \text{ graus}$$

A figura 14 demonstra o diagrama de uma antena parabólica de 1 metro de diâmetro operando na freqüência de 2.5 GHz, onde podemos verificar o lóbulo principal com os pontos de 3 dB indicando um ângulo de abertura de $8^\circ (\pm 4^\circ)$, e os pontos onde a potência irradiada, ou recebida, caem 10 dB equivalem a um ângulo de $\pm 7^\circ$ em relação a direção do lóbulo principal da antena. Os primeiros nulos (pontos onde o nível de potência é próximo de zero) ocorrem a 10° da direção de radiação, sendo que, o ponto máximo do primeiro lóbulo secundário ocorre a um nível em torno de 15 dB abaixo do nível máximo do lóbulo principal.

Quanto maior o ganho da antena maior será a sua diretividade. Ou seja, o diagrama dos lóbulos da antena de maior ganho será mais estreito, e como consequência no caso de uma antena receptora, estando menos sujeito a fontes de interferências geradas na vizinhança da antena receptora.

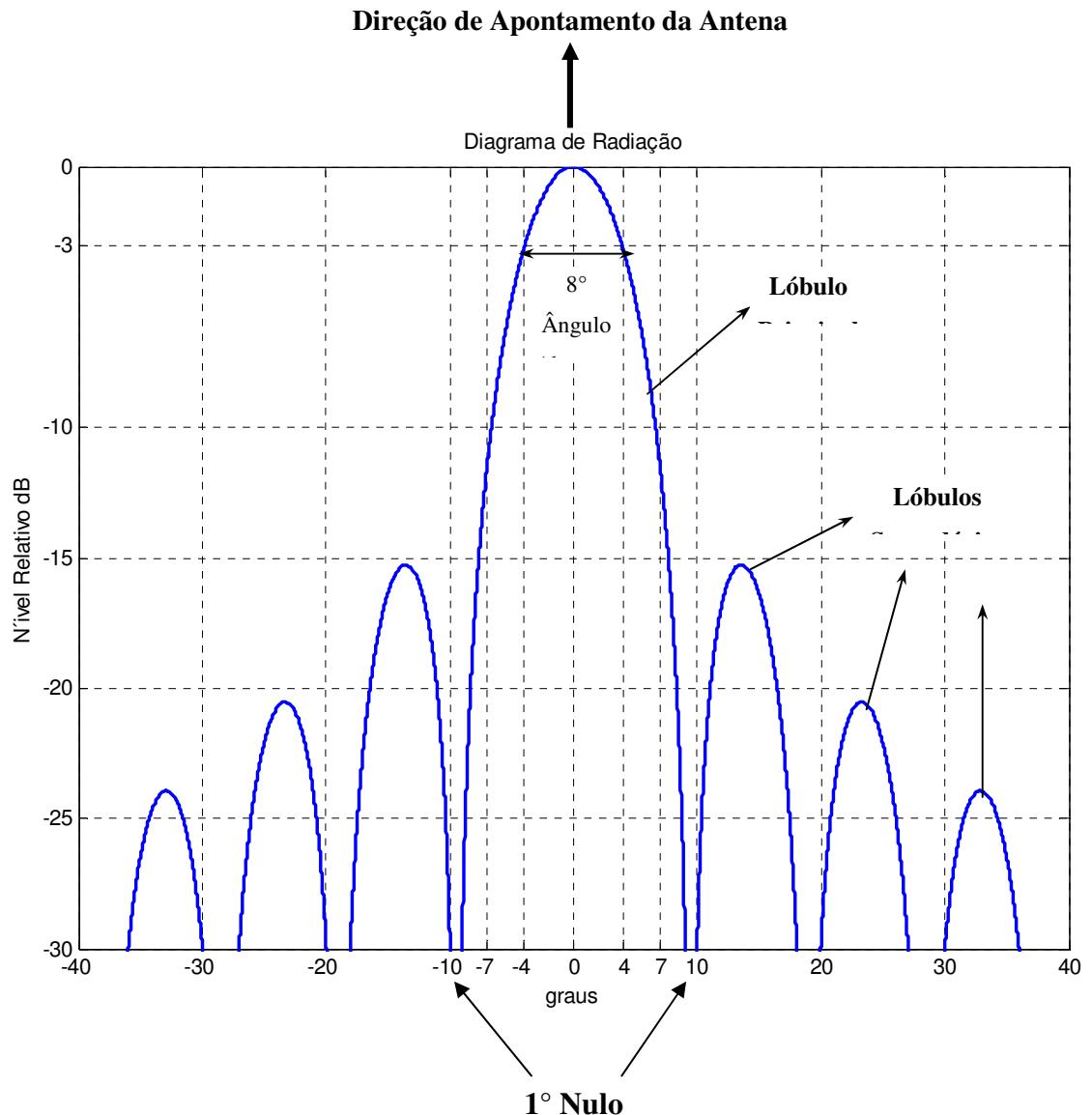


Figura 14 - Diagrama de Radiação para uma Parábola de 1m em 2,5 GHz

3.4 TÉCNICAS DE DIVERSIDADE

Um método utilizado para superar os efeitos de desvanecimentos por multipercursos (*multipath fading*) é o uso da diversidade na transmissão e / ou recepção. As formas mais comuns são a diversidade de freqüência e diversidade de espaço, ou a combinação de ambos. A técnica de diversidade de freqüência utiliza a vantagem do fato de que os desvanecimentos por multipercursos são seletivos em freqüência [13]. Assim, utilizam-se dois enlaces operando em freqüências diferentes e o resultado final é de um sinal estável.

A diversidade de espaço é obtida através do posicionamento de duas antenas separadas por uma distância D de forma que quando o sinal recebido por uma delas estiver no máximo o sinal da outra deverá estar no mínimo [6]. Este método é particularmente interessante no caso de estações móveis, onde os desvanecimentos ocorrem rapidamente (*fast fading*). No exemplo da figura 15 a soma dos sinais instáveis recebidos pelas antenas produz um sinal mais estável.

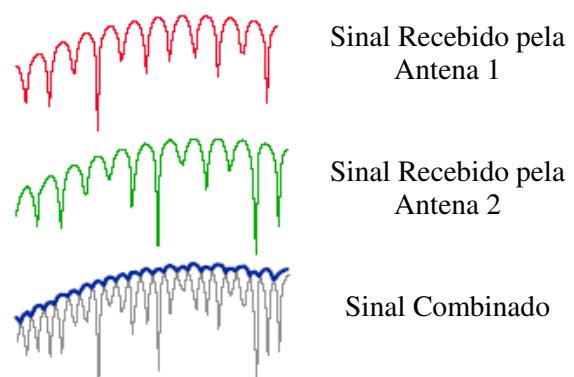
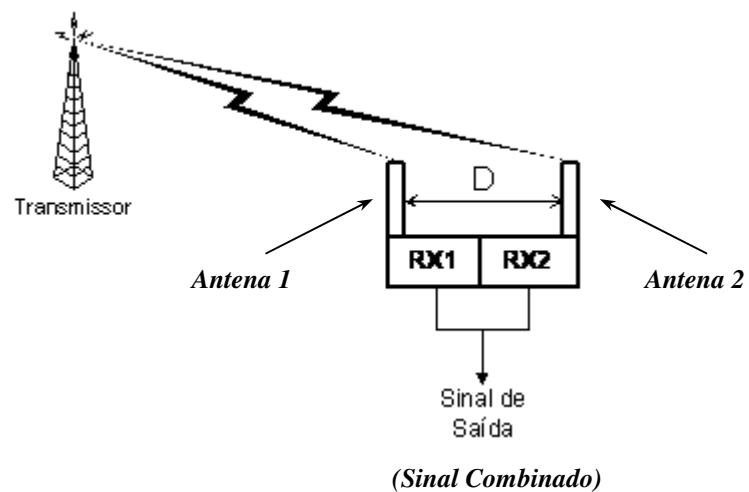


Figura 15 - Diversidade de Espaço

4 PRINCÍPIOS DE COMUNICAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

O objetivo de um sistema de comunicações é transferir a informação gerada por uma fonte a um determinado destino, como descrito na figura 16. A informação, ou sinal de entrada necessita receber um tratamento que a compatibilize com o meio de transmissão a ser utilizado. Sendo que o meio de transmissão, não importando qual seja, estará sempre sujeito a introduzir ruídos e distorções no sinal gerado. Acarretando que o sinal recebido no destino não será idêntico ao sinal enviado.

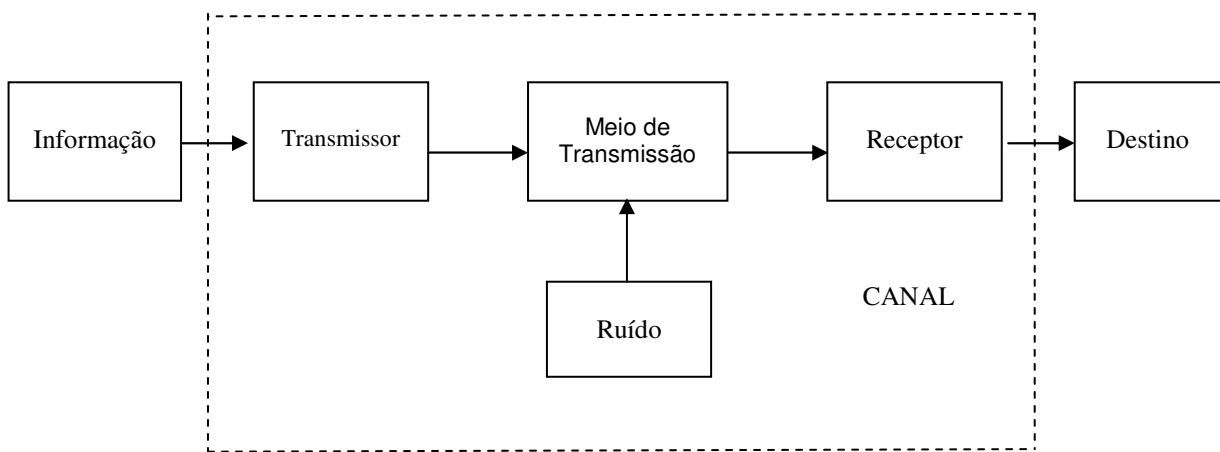


Figura 16 – Modelo de um Canal de Comunicação

4.2 CLASSIFICAÇÃO DOS SINAIS DE TRANSMISSÃO

Os sinais podem ser classificados em:

- Analógicos
- Digitais

Os sinais analógicos se caracterizam por possuir uma variação de amplitude contínua ao longo do tempo. Os sinais digitais são definidos por possuírem níveis de variação discretos ao longo do tempo. A comparação entre um sinal analógico x digital pode ser vista na figura 17.

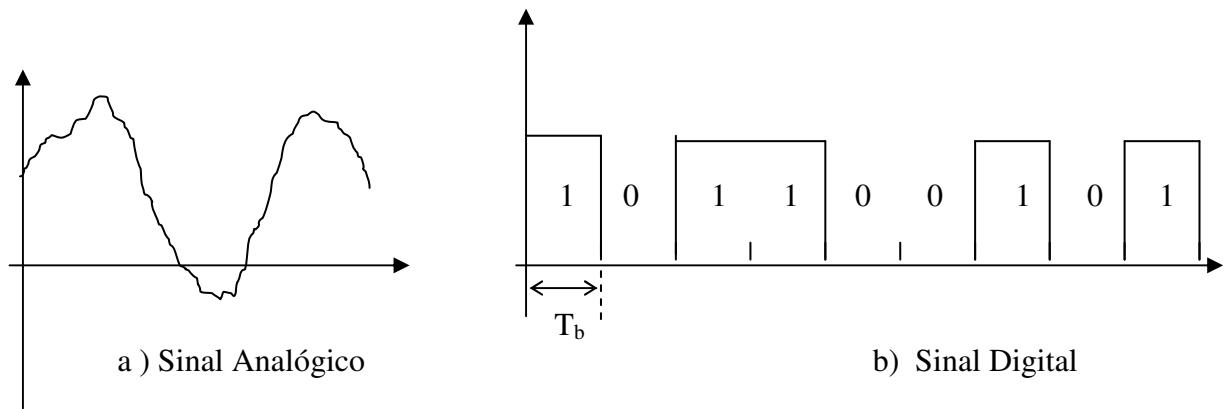


Figura 17 - Sinal Analógico x Sinal Digital

O sinal digital caracteriza-se pela presença de uma seqüência de pulsos ou dígitos (bits), que representam símbolos digitais de amplitudes fixas e intervalos de tempo fixos iguais a T_b segundos. O intervalo de tempo T_b define o intervalo de bit ou símbolo. Como os pulsos são gerados a cada T_b segundos, defini-se que a taxa de bits ou símbolos (R_b) é dada por:

$$R_b = 1/T_b \text{ bps}$$

Outras formas possíveis de codificação de sinais digitais podem ser obtidas através de atribuição de mais de um bit a cada nível de amplitude, teremos neste caso um sinal digital *multinível*. Ao se transmitir dois bits por nível, por exemplo, são necessários quatro níveis para representar todas as combinações possíveis de dois bits, ou seja: 00-01-10-11. Temos neste caso o chamado *dibit*, onde cada nível representa um símbolo binário de dois bits. A figura 18 exemplifica um sinal digital *dibit*.

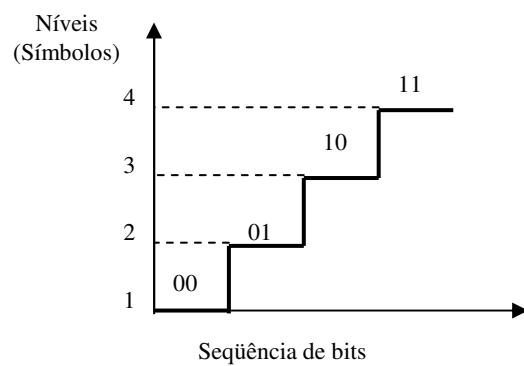


Figura 18 – Sinal Digital Representado com 2 bits por Símbolo

Pode-se ter esquemas com três (*tribit*) ou mais bits por nível de amplitude, de maneira que, para se codificar n bits em cada nível de amplitude são necessários um total de:

$$M = 2^n \text{ níveis (símbolos) diferentes}$$

Cada nível contendo n bits é chamado de *símbolo*, e o número de bits codificados por nível (símbolo) corresponde a $\log_2 M$ bits. *Bit* é a unidade básica de informação digital. Pode-se formar agrupamentos de bits formando *alfabetos*, onde cada agrupamento é chamado de *símbolo*. A figura 19 exemplifica a diferença entre bit e símbolo:

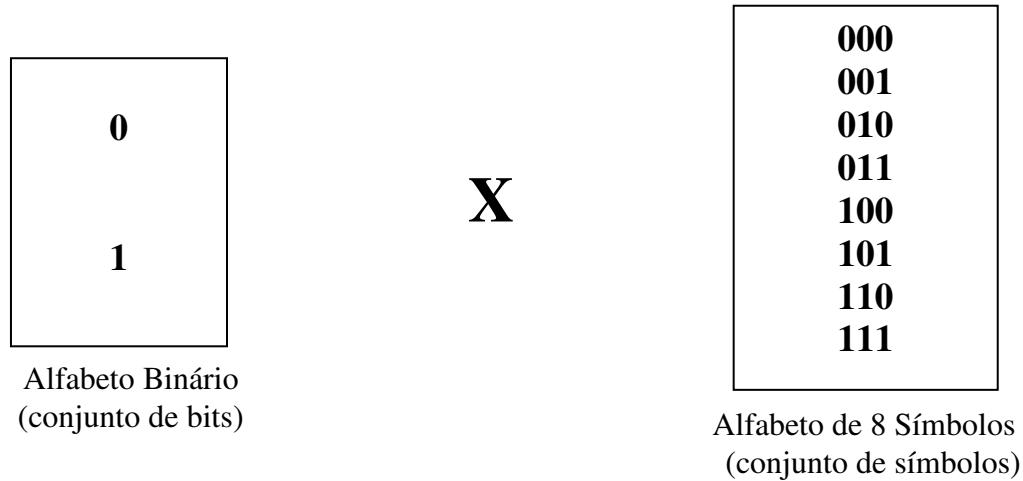


Figura 19 - Bit x Símbolo

A grandeza que expressa o número de símbolos por segundo de um sinal digital é o número de *bauds*, ou símbolos por segundo, deste sinal. Neste caso a taxa de transmissão ou taxa de símbolos (R_s), seria:

$$R_s = 1/T_s \text{ bauds ou símbolos/s}$$

Concluímos que a taxa de bits de um sinal digital pode ser diferente da taxa de símbolos correspondente. Estando relacionados por:

$$R_b \text{ (bps)} = (\log_2 M) R_s \text{ (símbolos/s)}$$



No caso do sinal *dabit*, cada símbolo por segundo transmitido equivale a 2 bps. Por exemplo, para um sinal transmitido a uma taxa de símbolos de 3 Ksímbolos/s, codificado por um sinal com três bits por símbolo ($n = 3$), teríamos $M = 2^3 = 8$ símbolos. A taxa de bits (R_b) correspondente seria:

$$R_b = (\log_2 8) \times 3 \text{ Ksímbolos/s}$$

$$R_b = 9 \text{ Kbps}$$

ou, para uma taxa de bits de entrada R_b de 9 Kbps codificada com 8 símbolos, teríamos uma taxa de símbolos R_s igual a:

$$R_s = \frac{9 \text{ Kbps}}{\log_2 8} = 3 \text{ Ksímbolos / s}$$

4.3 DIGITALIZAÇÃO DE SINAIS ANALÓGICOS

4.3.1 Introdução

Um sinal de informação analógico, como por exemplo, um sinal de voz ou imagem, se caracteriza por variar continuamente no tempo, assumindo um número infinito de valores dentro de uma determinada faixa de variação. Para se iniciar o processo de transmissão digital é necessário transformar esta informação analógica no seu equivalente digital.

Este processo de digitalização é conhecido como conversão analógica/digital (A/D). Estando sempre combinado com a técnica recíproca, de conversão digital/analógica (D/A) efetuada no receptor.

4.3.2 Codificação PCM (Pulse Code Modulation)

A codificação PCM consiste, basicamente, em transformar um sinal analógico em uma sucessão de pulsos binários. A técnica de digitalização PCM consiste de quatro etapas: amostragem, quantização, compressão e codificação, conforme descrito na figura 20.

Durante a amostragem são retiradas, a intervalos regulares, amostras de amplitude do sinal analógico a ser transmitido, por um espaço de tempo suficiente para que na etapa seguinte, quantização, os valores instantâneos amostrados sejam representados pelos seus sinais binários equivalentes. A etapa de codificação encarrega-se de gerar o código binário correspondente ao sinal quantizado [14].

No lado da recepção ocorre inicialmente uma regeneração que restabelece a forma original do pulso recebido, que normalmente chega ao receptor bastante ruidoso e distorcido. Esta possibilidade de regeneração é a grande vantagem dos sistemas digitais, pois a ação do ruído sobre o pulso é totalmente eliminada, aumentando-se sensivelmente a relação sinal/ruído total do sistema.

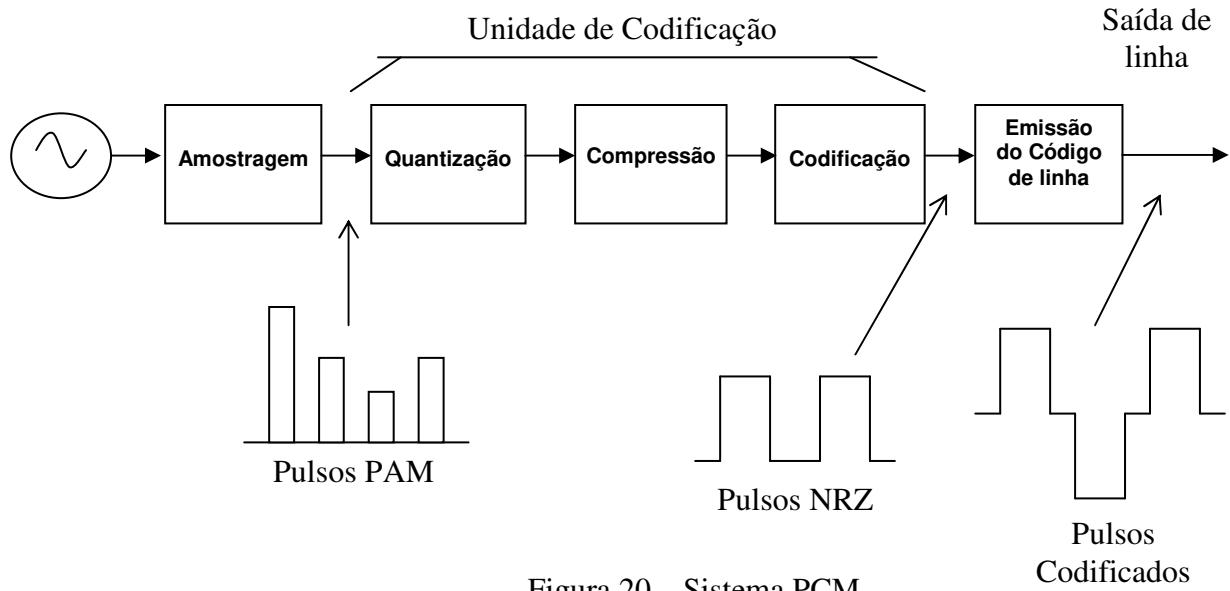


Figura 20 – Sistema PCM

4.3.3 Amostragem

O processo de amostragem está ilustrado esquematicamente na figura 21. O acionamento da chave na freqüência de amostragem f_s permite que o sinal de saída (sinal amostrado) acompanhe as variações de amplitude do sinal de entrada ao longo do tempo.

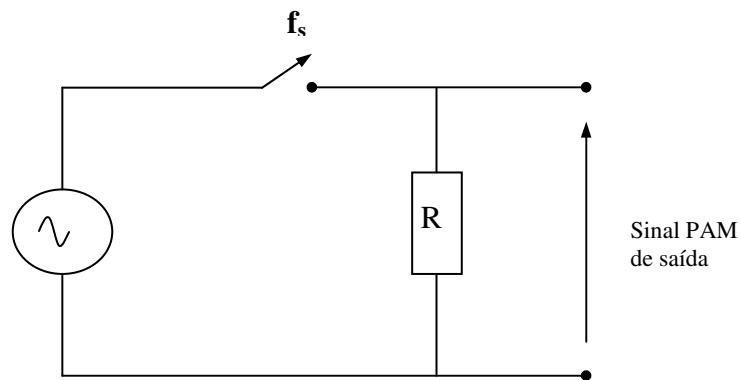


Figura 21 – Esquema de um Amostrador

O sinal de saída resultante é composto por uma série de pulsos igualmente espaçados no tempo, com amplitude do pulso variando de acordo com a amplitude do sinal de entrada. Este tipo de sinal corresponde a um sinal PAM (Pulse Amplitude Modulation), conforme ilustrado na figura 20. O número de amostras do sinal em cada intervalo de tempo é dado pela freqüência de chaveamento do sinal de entrada, conhecido como *freqüência ou taxa de amostragem* (f_s). Sendo igual a $1/T_s$, onde T_s é o intervalo entre duas amostragens sucessivas.

O valor da taxa de amostragem para se representar corretamente o sinal analógico depende da freqüência deste sinal. Quanto maior a freqüência do sinal analógico, maior a taxa de amostragem.

O valor da taxa de amostragem deve ser suficiente para a reconstrução do sinal analógico com a maior fidelidade possível, através das amostras obtidas durante o processo de amostragem. De acordo com o teorema da amostragem, a freqüência mínima de amostragem deverá ser igual ao dobro da largura de banda do sinal de entrada, limitada em B Hz ou $2\pi B$ rad [10]. A taxa mínima de amostragem é chamada de *Taxa de Nyquist* ($f_s = 2B$), e quando esta premissa não é alcançada ocorre a superposição entre os ciclos do sinal amostrado no domínio da freqüência ($\bar{F}(\omega)$). Esse fenômeno é conhecido como *aliasing*, e neste caso não é possível recuperar o sinal original $f(t)$ a partir da utilização de um filtro passa-baixa em $\bar{f}(t)$, o qual representa o sinal amostrado no domínio do tempo [7].

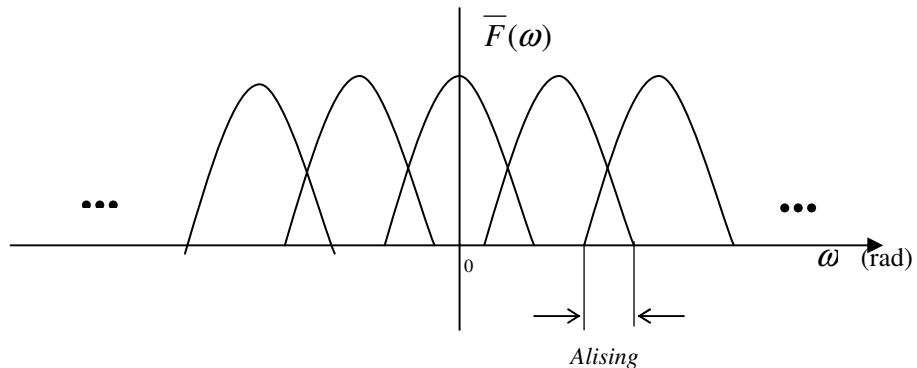
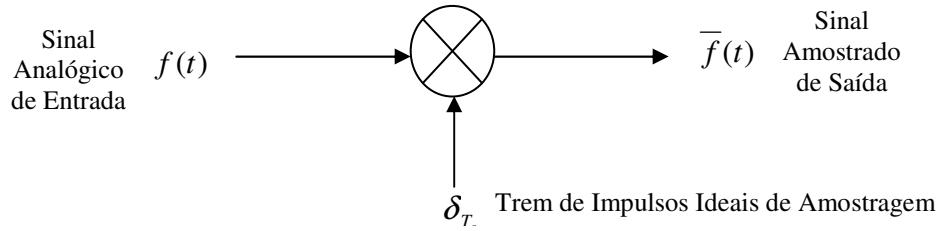


Figura 22 – *Aliasing*

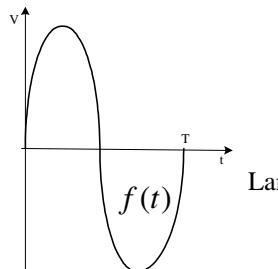
Para evitarmos este problema faz-se necessária à instalação de um filtro *anti-aliasing*, colocado antes do sinal ser amostrado. O filtro passa-baixa escolhido deverá ser de um filtro ideal com largura de faixa igual a $f_s/2$, o que corresponde a largura de banda B do sinal de entrada. Mesmo que o sinal de entrada tenha a sua freqüência máxima igual a B Hz faz-se necessário à utilização do filtro devido à presença de ruído e outras características não ideais.

Um exemplo prático da amostragem é o caso dos sinais de voz para transmissão telefônica, que possuem uma freqüência máxima de 3,4 KHz e são amostradas com uma taxa de 8KHz, quando pelo teorema de Nyquist o valor mínimo seria igual a $2 \times 3,4\text{KHz} = 6,8\text{KHz}$.

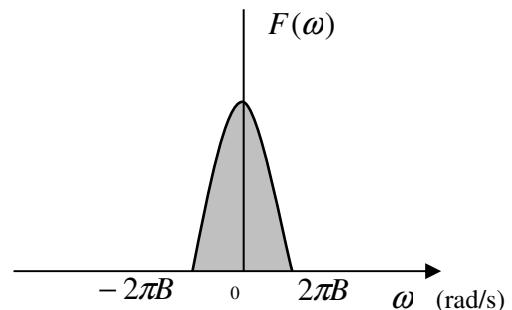
Diagrama Esquemático do Processo de Amostragem



DOMÍNIO DO TEMPO

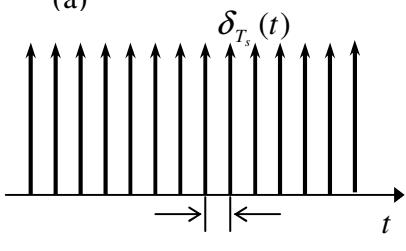


DOMÍNIO DA FREQÜÊNCIA (em radianos)



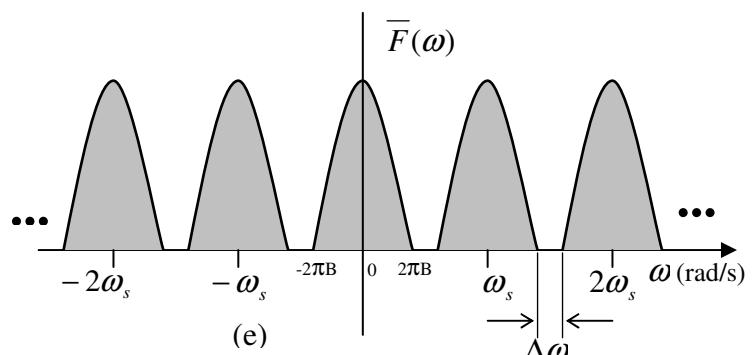
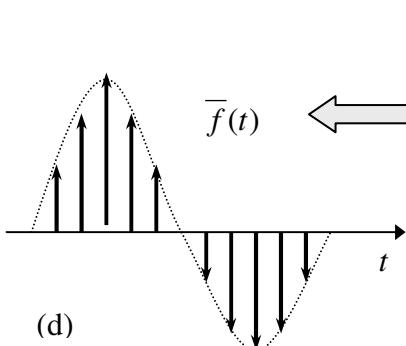
(b)

(a)



$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad f_s = \frac{1}{T_s}$$

(c)



(b)

Figura 23 – Diagrama Esquemático do Processo de Amostragem

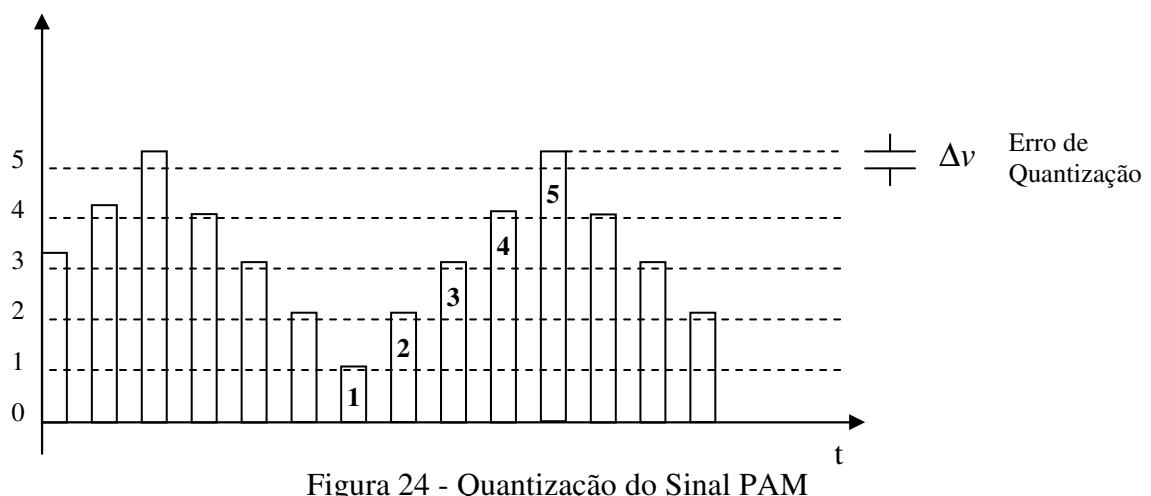
4.3.4 Quantização

O sinal resultante da amostragem de um sinal analógico possui uma variação contínua de amplitude, podendo assumir qualquer valor dentro da faixa de variação da amplitude do sinal original. A reprodução fiel do sinal analógico requer a utilização de um número infinito de amplitudes.

Como tal condição não pode ser atendida na prática, a amostragem é feita com um número finito de amplitudes através de um quantizador. A faixa dinâmica do sinal é então dividida em N níveis, chamados de *níveis de quantização*, e a amplitude do sinal compreendida entre dois níveis sucessivos chama-se passo de quantização. A figura 24 ilustra um quantizador de 6 níveis, onde o nível de cada pulso é referenciado ao nível de quantização mais próximo. A diferença entre o valor real do pulso e o seu valor quantizado gera um erro caracterizado como *erro de quantização* [14]. Durante o processo de codificação, para cada nível quantificado é associada uma palavra binária correspondente. No exemplo da figura 24 teremos para cada pulso:

Pulso 1	→	Nível 1	→	binário 001
Pulso 2	→	Nível 2	→	binário 010
Pulso 3	→	Nível 3	→	binário 011
Pulso 4	→	Nível 4	→	binário 100
Pulso 5	→	Nível 5	→	binário 101

Neste caso o sinal digital transmitido seria: **001.010.011.100.101**



4.3.5 Interferência Intersimbólica (ISI)

Os pulsos gerados no processo de amostragem deverão sofrer um processo de filtragem para adequá-los as características de banda passante do sistema de transmissão utilizado.

O sinal pulsado ao atravessar um filtro passa-baixa ou de banda passante tem as suas componentes de altas freqüências atenuadas, resultando em um arredondamento nas bordas dos pulsos. Esta distorção espectral tende a produzir um *espalhamento* do pulso no domínio do tempo. Uma seqüência de pulsos terá um comportamento de tal forma que cada pulso ao se espalhar, invade os intervalos de tempo dos pulsos adjacentes provocando o que se chama de interferência intersimbólica, (ISI – *Intersymbol Interference*) o que poderá causar erros na detecção dos pulsos durante a recepção.

A interferência intersimbólica é inevitável, ela é inerente a um sistema de transmissão real que possui banda-passante limitada. Porém, as amplitudes dos pulsos podem ser detectadas corretamente se a interferência intersimbólica for nula nos instantes de detecção. Isto pode ser obtido através de um filtro com características específicas.

4.3.6 Critério de Nyquist

No método de Nyquist obtém-se ISI zero pela escolha de um pulso no qual tenha amplitude diferente de zero no centro do pulso ($t = 0$) e amplitude zero nos instantes $t = \pm nT_b$ ($n = 1, 2, 3, \dots$), onde T_b corresponde a separação entre os sucessivos pulsos transmitidos representando os instantes onde o sinal é amostrado.

$$p(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t = \pm nT_b \end{cases} \quad \left(T_b = \frac{1}{R_b} \right)$$

Desta forma, o pulso $p(t)$ satisfaz o critério de ISI zero para toda a seqüência de pulsos, onde os picos dos pulsos adjacentes em $t = T_b, 2T_b, 3T_b, \dots, nT_b$ produzem ISI zero [7].

A função que reproduz a forma de onda que produz zero de interferência intersimbólica é definida por uma função do tipo $\frac{\sin x}{x}$ ou apenas função $\operatorname{sinc} x$:

$$\begin{aligned}
 p(t) &= \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \\
 &= \text{senc}(2\pi Bt)
 \end{aligned}$$

sendo B igual a largura de banda do pulso.

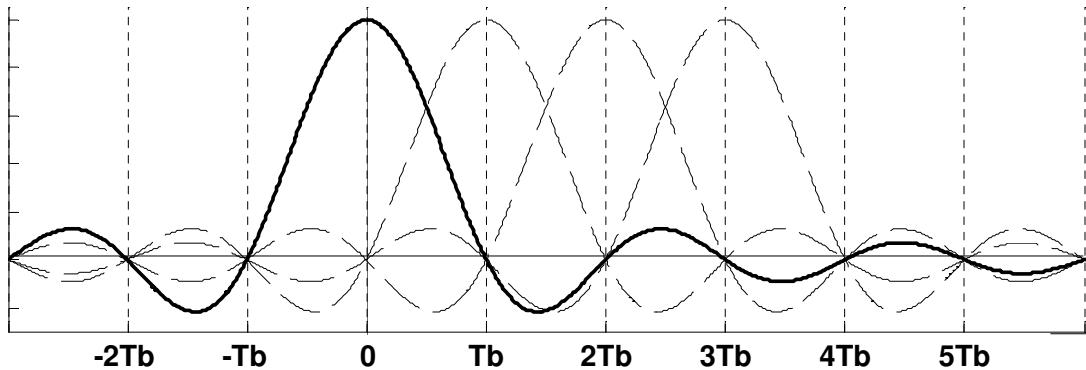


Figura 25 - Critério de Nyquist para Zero ISI

Considerando uma seqüência binária de entrada com taxa de bits R_b bps, codificada na forma polar NRZ, conforme visto na figura 26, e que um ciclo completo corresponde a um período igual a $2T_b$, podemos considerar que esta seqüência de pulsos possui uma freqüência máxima em ciclos por segundos igual a $R_b/2$ Hz. Neste caso a largura de banda mínima resultante através do uso de um filtro de Nyquist ideal ($\alpha = 0$), seria igual a $B_p = R_b/2$ Hz.

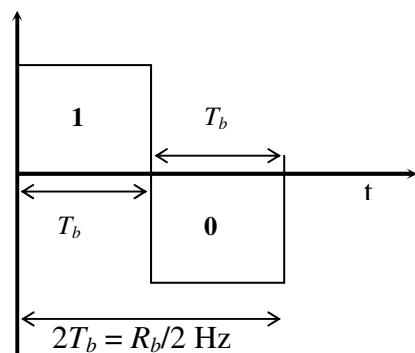


Figura 26 – Seqüência de Pulso com Freqüência igual a $R_b/2$

Infelizmente, o filtro ideal de Nyquist não pode ser implementado na prática. Para realizá-lo seria necessário um filtro com um número infinito de seções. E mesmo que fosse possível a sua implementação, o desempenho do receptor ficaria comprometido, requerendo uma sincronização extremamente precisa. Qualquer desvio na freqüência dos pulsos, na freqüência de corte dos pulsos, na freqüência de corte do filtro ou no instante da amostragem degradaria o sinal recebido. Este filtro passa-baixa ideal pode ser modificado de maneira a tornar possível a sua construção e continuar atendendo o critério de eliminar a interferência intersimbólica.

Nyquist sugeriu um filtro com uma freqüência de corte gradual, com decaimento cossenoidal conhecido como *cosseno levantado* ou filtro de *roll-off*. Existe um conjunto de filtros que satisfazem estas condições, apresentando diferentes respostas conforme a figura 27.

A diferença entre os filtros está no fator de *roll-off*. O parâmetro α é chamado de fator de *roll-off* e determina o acréscimo resultante na largura de banda em função do filtro de Nyquist ideal, estando seu valor compreendido entre 0 e 1. A largura de banda total B_T do pulso após o filtro de Nyquist, em função da largura de banda mínima B_p [7] é:

$$B_T = B_p (1 + \alpha) = \frac{(1 + \alpha) R_b}{2}$$

O valor de $\alpha = 0$ representa o caso do filtro ideal. Por exemplo, o valor de $\alpha = 0,5$ representa um acréscimo de 50% na largura de banda necessária para transmissão, em relação à largura de banda de Nyquist.

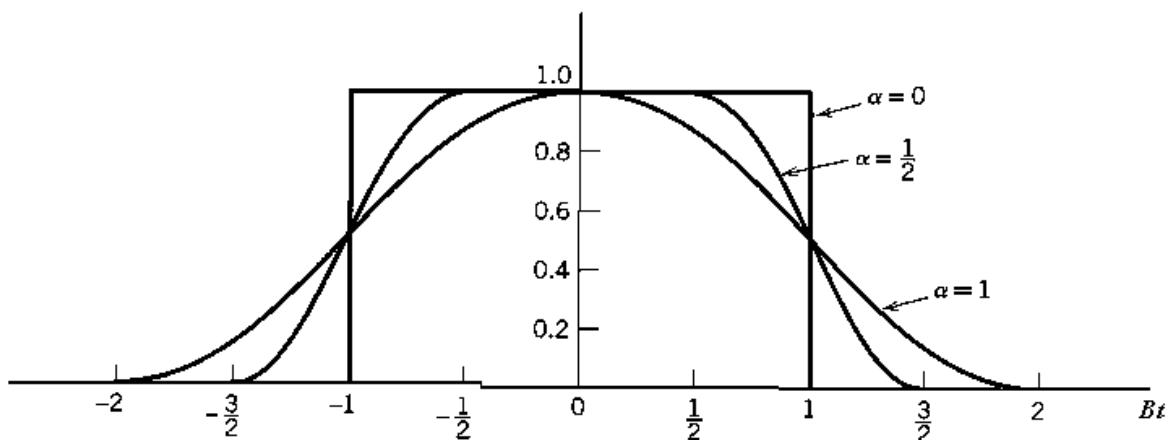


Figura 27 – Fator de *Roool-off*

5 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DIGITAL

5.1 INTRODUÇÃO

Os métodos de modulação utilizados em sistemas analógicos de comunicação poderiam ser caracterizados basicamente como modulação em amplitude (AM) e modulação em freqüência (FM). As comunicações digitais possuem características especiais, as quais impossibilitam o uso de técnicas de modulação convencionais. Dependendo dos parâmetros da portadora utilizada para transmitir a informação digital pode-se definir quatro técnicas de modulação digital:

- PSK (Phase Shift Keying) – técnica digital de modulação em fase
- FSK (Frequency Shift Keying) – técnica digital de modulação em freqüência
- ASK (Amplitude Shift Keying) – técnica digital de modulação em amplitude
- QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – técnica digital que combina modulação em amplitude e fase.

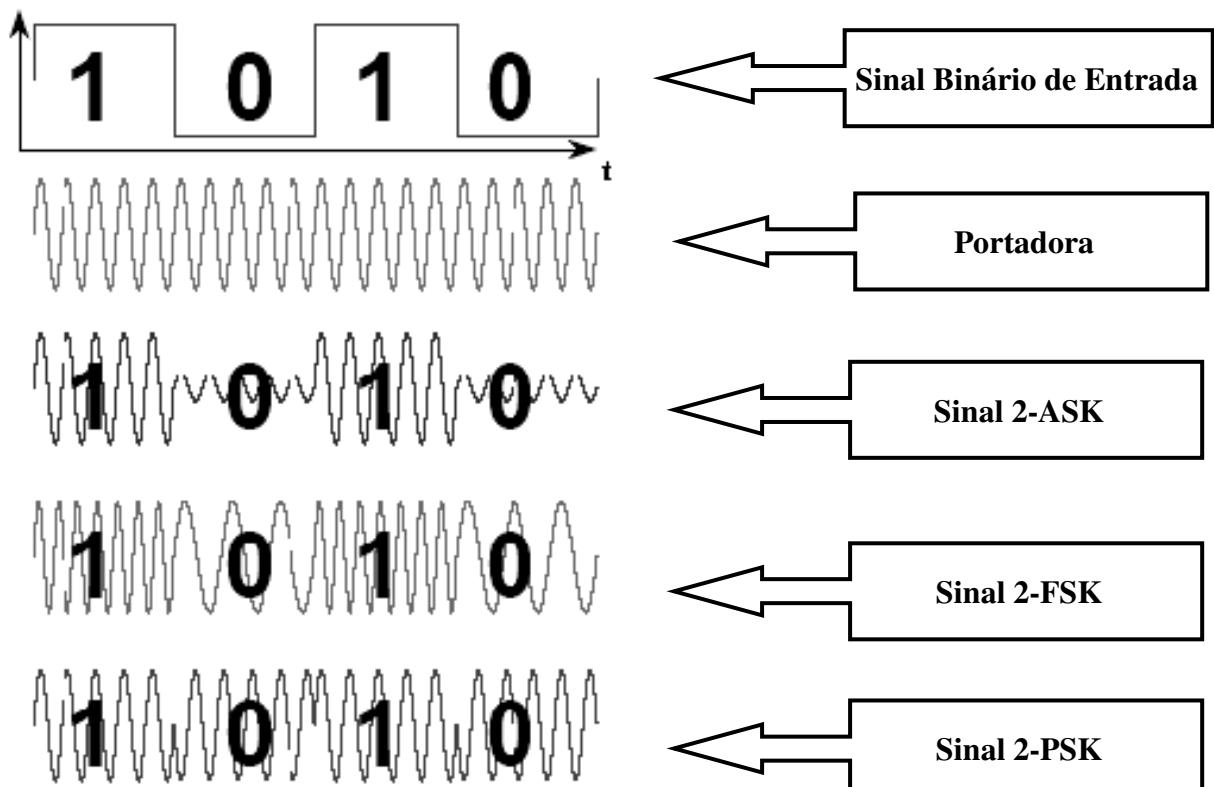


Figura 28 – Exemplo simplificado das técnicas de modulação ASK, FSK e PSK.

5.1.1 Eficiência Espectral

Em uma mesma largura de banda (Hz) ocupada por um sinal M-ASK ou M-QAM, podemos ter uma quantidade diferente de informação transmitida dependendo basicamente da quantidade de bits/símbolo do sinal. Isto é conhecido como eficiência espectral sendo medido em bps/Hz. Considerando uma seqüência binária de entrada com taxa de bits R_b bps, codificada na forma polar NRZ, com a largura de banda do pulso limitada por um filtro de Nyquist ideal ($\alpha = 0$), teremos na saída do filtro um pulso com largura de banda igual a $R_b/2$ Hz. O sinal modulado resultante apresentará uma largura de banda B_M igual a duas vezes a largura de banda do sinal modulante B_p , equivalente ao espectro de um sinal modulado em AM (M-QAM) ou PM em faixa estreita (M-PSK):

$$B_M = 2 B_p \text{ Hz}$$

$$B_M = 2 \left(\frac{R_b}{2} \right) = R_b \text{ Hz}$$

A eficiência espectral ρ é encontrada através da divisão da taxa de bits de entrada (sinal modulante) pela largura de banda ocupada pelo sinal modulado:

$$\rho = \frac{R_b}{B_M} \text{ (bps / Hz)}$$

No caso de uma modulação com um bit por símbolo, (BPSK, por exemplo) a eficiência espectral seria igual R_b bps / R_b Hz, resultando em $\rho = 1$ bps/Hz. Porém, considerando um sinal M-PSK ou M-QAM, com taxa de símbolos $R_s = R_b / \log_2 M$, sendo que $\log_2 M$ equivale a quantidade de bits por símbolo n . A largura de banda do sinal modulado vale [5]:

$$B_M = R_s = \frac{R_b}{\log_2 M} \text{ Hz}$$

sendo a eficiência espectral obtida através de:

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{R_b}{B_M} = \frac{R_b}{R_s} \\ &= \frac{R_b \log_2 M}{R_b} \\ &= \log_2 M \text{ (bps / Hz)} = n \text{ (Quantidade de bits por símbolo)} \end{aligned}$$

É importante ressaltar que a largura de banda do sinal modulado coincide com a taxa de bits (ou símbolos) do sinal de entrada apenas na condição de filtro de Nyquist ideal. No caso do uso de um filtro de Nyquist não ideal (caso prático), com α maior que zero, que produz um pulso com maior largura de banda, temos que a largura de banda total B_{MT} do sinal modulado, e a eficiência espectral ρ valem, respectivamente:

$$B_{MT} = (1 + \alpha)B_M$$

$$= (1 + \alpha)R_s = (1 + \alpha) \frac{R_b}{\log_2 M}$$

$$\rho = \frac{\log_2 M}{(1 + \alpha)} = \frac{n}{(1 + \alpha)} \text{ (bps / Hz)}$$

Portanto, quanto maior o fator de *roll-off* α , menor a eficiência espectral resultante.

5.1.2 Representação dos Símbolos Binários

Podemos representar o sinal binário de entrada como um pulso retangular $g(t)$. Para um sinal polar NRZ (não retorna para zero), teríamos:

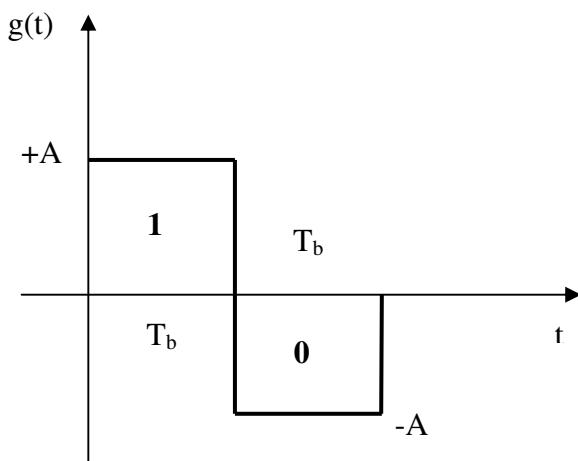


Figura 29 – Pulso Retangular

A energia por bit seria calculada por:

$$E_g = E_b = A^2 T_b$$

O sinal modulado $s_i(t)$ representa os símbolos transmitidos em função do chaveamento da portadora realizado pelo sinal modulante $g(t)$:

$$s_i(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t)$$

Para obtermos uma representação geométrica dos sinais transmitidos, podemos utilizar como referência um conjunto de bases ortogonais. Bases ortogonais é uma representação geométrica de um conjunto de sinais ortogonais entre si, onde cada base ortogonal possui energia unitária. Duas bases ortogonais ϕ_1 e ϕ_2 podem ser representadas, por exemplo, por dois osciladores locais trabalhando com 90° de defasagem:

$$\begin{aligned}\phi_1(t) &= E \sin(\omega t) \\ \phi_2(t) &= E \cos(\omega t)\end{aligned}$$

O símbolo transmitido pode ser considerado um vetor, onde o seu comprimento está relacionado à energia do sinal transmitido. Por exemplo, cada sinal em um conjunto de $\{s_i(t)\}$ com três símbolos, é completamente determinado por um vetor e seus coeficientes, sendo chamado de sinal vetor:

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}$$

Considerando as bases ortogonais ϕ_1 e ϕ_2 , a representação geométrica do sinal transmitido seria:

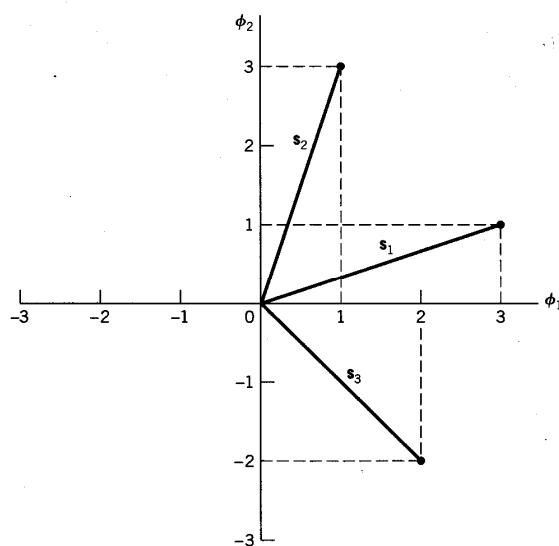


Figura 30 – Representação Geométrica

E a energia do símbolo modulado durante T_b segundos é igual a [12]:

$$E_{si} = \int_0^{T_b} s_i^2(t) dt = \int_0^{T_b} \frac{1}{2} g^2(t) dt = \frac{1}{2} E_g$$

O que significa que a energia do sinal modulado é igual à metade da energia do sinal $g(t)$ que representa a envoltória (envelope) do sinal modulado:

$$E_{si} = \frac{1}{2} E_g = \frac{A^2 T_b}{2}$$

Para obtermos a projeção do vetor em cada base ortogonal, é necessário o uso do procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt. A base ortogonal $\phi_1(t)$ é obtida através de:

$$\phi_1(t) = \frac{s_1(t)}{\sqrt{E_1}}$$

onde E_1 é a energia do sinal $s_1(t)$, e a energia de $\phi_1(t)$ é igual a 1. Portanto:

$$s_1(t) = \sqrt{E_1} \phi_1(t)$$

Para projetar um vetor $s_i(t)$ em uma base ortogonal $\phi_j(t)$ e obter o vetor s_{ij} , utilizamos a equação [5]:

$$s_{ij} = \int_0^{T_b} s_i(t) \phi_j(t) dt$$

5.1.3 Características do Ruído Branco

A qualidade de uma transmissão digital é representada pela probabilidade de erro médio do sistema. A probabilidade de erro, ou taxa de erro por bit, é conhecida como BER (Bit Error Rate), que representa a quantidade de bits errados recebidos em relação ao total de bits enviados. A taxa de erro por bit é expressa em potências negativas de 10, ou seja, 10^{-n} .

Assim, uma BER igual a 10^{-5} significa um bit errado em cada 10^5 bits recebidos. A ocorrência de erros durante a detecção do sinal recebido é causada principalmente pelo ruído contido no sinal, introduzido através do canal de transmissão.

O ruído do canal é modelado como ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN – Additive White Gaussian Noise) $w(t)$, no qual a densidade espectral de potência é independente da freqüência de operação, ou seja, possui largura de banda infinita. Sendo descrita como [11]:

$$G(f) = \frac{N_0}{2} \text{ W/Hz}$$

O fator $\frac{1}{2}$ é incluído para indicar que metade da potência está associada com a freqüência positiva e a outra metade com a freqüência negativa. Em casos práticos, como por exemplo, nos amplificadores de entrada dos receptores, temos a ocorrência do ruído térmico que é gerado pelo movimento aleatório dos elétrons nos circuitos eletrônicos, o qual possui um espectro considerado como equivalente ao do ruído branco dentro de uma largura de banda B de interesse. A potência de ruído N é calculada através de [4]:

$$N = k T_e B \text{ Watts}$$

onde $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Joule/°K (constante de Boltzmann), T_e = temperatura equivalente de ruído do dispositivo em graus Kelvin e B = largura de banda do dispositivo em Hz. Fazendo a largura de banda do dispositivo igual a 1 Hz, teremos a densidade espectral de ruído N_0 , através do qual podemos analisar a performance do sistema independente do parâmetro de largura de banda:

$$N_0 = k T_e \text{ Watts/Hz}$$

Embora a potência do ruído branco seja bem definida através da medição do seu valor *rms* (valor médio quadrático), seu valor instantâneo deve ser encontrado apenas em termos de funções de probabilidade. O ruído branco apresenta uma variação instantânea de amplitude que possui uma função de densidade de probabilidades (PDF – *Probability Density Function*) que segue o formato de uma gaussiana normal, com média igual a zero. Podemos representar a variação estatística do ruído através de uma variável aleatória \mathbf{X} do tipo gaussiana. Para um sinal de entrada do tipo polar "não retorno para zero" NRZ, com amplitudes $+A$, $-A$ e largura do bit igual a T_b , a variância da função gaussiana (σ^2) é igual a $N_0/2T_b$.

O ruído apresentando esta variação estatística é somado ao sinal recebido. A variável aleatória gaussiana \mathbf{X} possui uma função de densidade de probabilidades que possui o formato geral igual a [11]:

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

sendo η igual a média e σ^2 igual a variância (σ = desvio padrão). Para o caso do ruído branco com média igual a zero e variância igual $N_0/2T_b$, temos que:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} e^{-x^2/(N_0/T_b)}$$

A figura 43 representa a curva da função de densidade de probabilidades para o exemplo anterior. Pode-se perceber que os valores de tensão de ruído com maior probabilidade de ocorrência estão em torno de zero, e que para uma mesma taxa de bits $R_b=1/T_b$, a curva varia apenas em função do nível de ruído N_0 presente no sinal. O desvio padrão σ equivale a 60,7% do valor máximo de $f_X(x)$.

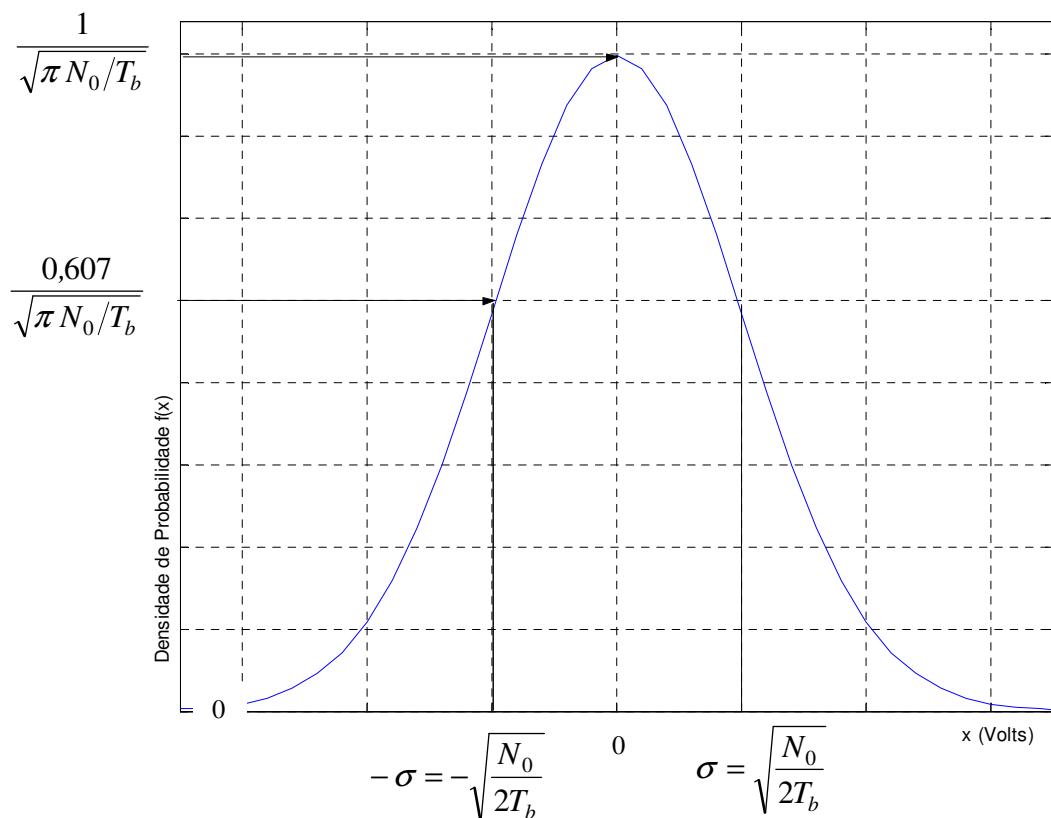


Figura 31 – Curva de Densidade de Probabilidades (PDF) Gaussiana do Ruído Branco

5.1.4 Relação entre E_b/N_0 e C/N (S/N)

A grandeza E_b/N_0 representa a relação entre a energia do bit e o ruído existente no bit referenciado a uma largura de banda de 1 Hz, sendo: $E_b = A^2 T_b$ e $N_0 = k T_b$ Watts/Hz ($B=1\text{Hz}$). É chamado de relação Sinal Ruído do bit, sendo utilizada em sistemas de transmissão digital para o cálculo da BER.

Outra grandeza importante é a relação C/N (*Carrier to Noise*) ou simplificando, a relação Sinal Ruído S/N (*Signal to Noise*), ou seja, a relação da potência da portadora modulada com a potência de ruído presente na banda equivalente de ruído, que equivale aproximadamente à largura de banda do canal BW . O valor de S/N pode ser obtido, por exemplo, através da medição com um analisador de espectro do sinal na entrada do receptor. Para um mesmo valor de E_b/N_0 o valor de S/N varia em função do tipo de modulação (referente a eficiência espectral medido em bps/Hz) e da largura de banda. Ou seja, com aumento da eficiência espectral para se manter a mesma relação S/N do bit (E_b/N_0) será necessário o aumento da S/N recebida, obtida, por exemplo, através do aumento da potência transmitida. As relações entre E_b/N_0 e S/N valem [1]:

$$\begin{aligned} E_b/N_0(\text{dB}) &= S/N(\text{dB}) + 10 \log(BW/R_b) \\ &= S/N(\text{dB}) + 10 \log[BW/(R_s \log_2 M)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S/N(\text{dB}) &= E_b/N_0(\text{dB}) + 10 \log(R_b/BW) \\ &= E_b/N_0(\text{dB}) + 10 \log[(R_s \log_2 M)/BW] \end{aligned}$$

Sendo: R_b a taxa de bits, R_s a taxa de símbolos e $\log_2 M$ igual à quantidade de bits por símbolo n .

Considerando a largura de banda ocupada pelo sinal igual à largura de banda do canal, podemos obter as seguintes equações simplificadas:

$$E_b/N_0(\text{dB}) = S/N(\text{dB}) + 10 \log \left[\frac{(1+\alpha)}{\log_2 M} \right]$$

$$S/N \ (dB) = E_b/N_0 \ (dB) + 10 \log \left[\frac{\log_2 M}{(1+\alpha)} \right]$$

onde α é igual ao fator de *roll-off*.

Por exemplo, no caso de uma transmissão por satélite utilizando QPSK ($M = 4$), $R_s = 27,7$ Msímbolos/s, fator de *roll-off* $\alpha = 0,3$ e fazendo a largura de banda ocupada pelo sinal modulado B_{MT} igual a largura de banda do canal BW , temos:

$$BW = B_{MT} = (1+\alpha)R_s$$

$$= 1,3 \times 27,7 = 36 \text{ MHz}$$

$$S/N = E_b/N_0 \ (dB) + 10 \log [(27,7 \times 2)/36]$$

$$= E_b/N_0 + 1,87 \ (dB)$$

Ou de forma simplificada, considerando QPSK ($M = 4$) e $\alpha = 0,3$ temos

$$S/N \ (dB) = E_b/N_0 \ (dB) + 10 \log \left[\frac{\log_2 M}{(1+\alpha)} \right]$$

$$S/N \ (dB) = E_b/N_0 \ (dB) + 10 \log \left[\frac{\log_2 4}{(1+0,3)} \right]$$

$$= E_b/N_0 + 1,87 \ (dB)$$

Ou seja, para uma mesma BER a modulação QPSK necessita de uma relação S/N acrescida de 1,87 dB.

O valor de S/N está basicamente relacionado com a potência transmitida e ao nível de ruído presente nos estágios iniciais do receptor. Mantendo os parâmetros de recepção constantes, podemos afirmar que o aumento da eficiência espectral acarreta no aumento da potência transmitida, para uma mesma BER. As tabelas abaixo demonstram a relação entre S/N e E_b/N_0 em sistemas QPSK e M-QAM, em função do valor do fator de *roll-off*, onde podemos verificar que com o aumento da eficiência espectral ($\alpha = 0$, não há acréscimo de banda devido ao fator de *roll-off*) é necessário um aumento de S/N maior que na condição de menor eficiência espectral ($\alpha = 0,25$).

Tabela 1 - $S/N \times E_b/N_0$ para α iguais a 0 e 0,25

Fator de <i>roll-off</i> $\alpha = 0$	
Modulação	S/N
BPSK	E_b/N_0 (dB)
QPSK	$E_b/N_0 + 3$ (dB)
16-QAM	$E_b/N_0 + 6$ (dB)
64-QAM	$E_b/N_0 + 7,8$ (dB)
256-QAM	$E_b/N_0 + 9$ (dB)

Fator de <i>roll-off</i> $\alpha = 0,25$	
Modulação	S/N
BPSK	$E_b/N_0 - 0,97$ (dB)
QPSK	$E_b/N_0 + 2$ (dB)
16-QAM	$E_b/N_0 + 5$ (dB)
64-QAM	$E_b/N_0 + 6,8$ (dB)
256-QAM	$E_b/N_0 + 8$ (dB)

5.2 MODULAÇÃO DIGITAL PSK

Na modulação por deslocamento de fase PSK (Phase Shift Keying), a fase instantânea da portadora senoidal varia de acordo com o sinal digital modulante, produzindo uma modulação em fase (PM) na portadora. Para cada valor instantâneo de fase está relacionado um símbolo, que pode representar um ou mais bits.

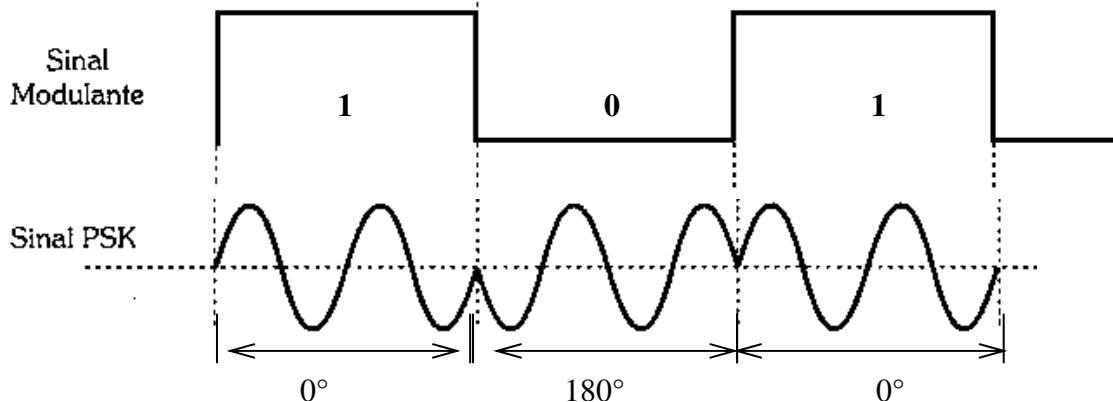


Figura 32 - Exemplo de sinal 2-PSK

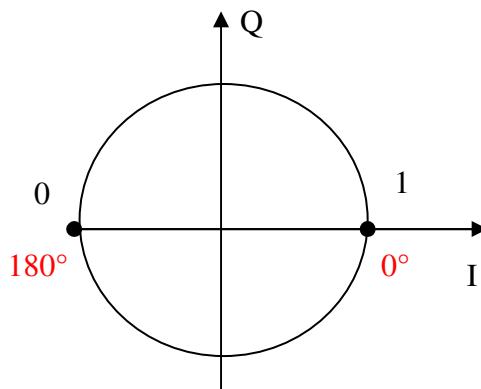


Figura 33 - Diagrama de fases (Constelação) de um sinal 2-PSK

O sinal PSK pode ser gerado através de um modulador AM-DSB SC, conforme demonstrado na figura 34 para um sinal PSK binário. A seqüência binária de entrada, codificada na forma de polar NRZ, tem a sua largura de banda limitada por um filtro passa-baixa do tipo cosseno levantado, que evita a ocorrência de interferência intersímbólica. O sinal resultante é aplicado a um modulador AM-DSB SC, produzindo um sinal modulado com banda lateral dupla, o que resulta em uma largura de banda igual ao dobro da largura do sinal modulante [3].

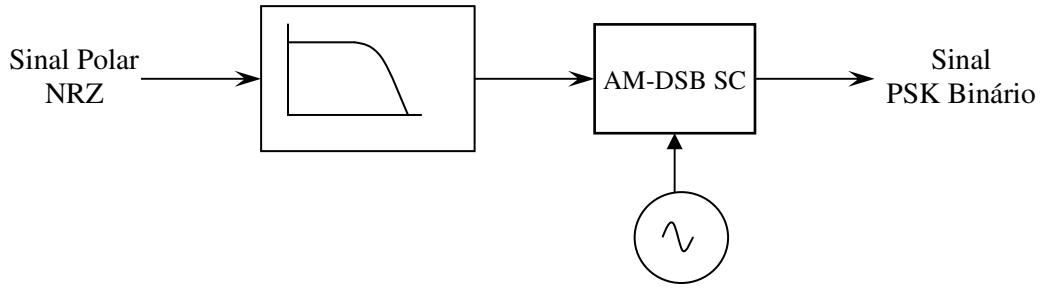


Figura 34 – Modulação 2-PSK

5.2.1 PSK Binário (BPSK)

Em um sistema PSK binário coerente, onde a seqüência binária de entrada é codificada na forma de polar NRZ, os símbolos 1 e 0 são representados pelos pulsos $g(t)$ e $-g(t)$. Desta forma teremos os sinais modulados resultantes $s_1(t) = -s_2(t)$, diferindo somente pelo deslocamento relativo de fase de 180° entre eles. Neste caso, os sinais modulados são definidos como *antipodal*, ou seja, possuem a mesma energia e o coeficiente de correlação cruzada igual a -1 [12]. Sendo determinados por:

$$s_i(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t)$$

Como a energia do sinal modulado $s_i(t)$ (E_{si}) vale metade da energia do bit (E_b), temos que:

$$E_{si} = \frac{1}{2} E_b = \frac{A^2 T_b}{2}$$

Sendo A igual à amplitude máxima do pulso binário $g(t)$ modulante. A amplitude da portadora modulada, representada pela envoltória $g(t)$, é igual a:

$$A_M = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}$$

A expressão de um sinal modulado em PSK é do tipo $A_M \cos(2\pi f_c t)$, onde f_c é a freqüência da portadora. Portanto, o sinal modulado $s_i(t)$ representados pelos símbolos $s_1(t)$ e $s_2(t)$, seguem as seguintes expressões [5]:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

onde E_b é a energia transmitida por bit e T_b o tempo do bit em $0 \leq t < T_b$. Para o caso do PSK binário teremos apenas uma função base por unidade de energia, obtida através de:

$$\phi_1(t) = \frac{s_1(t)}{\sqrt{E_1}} = \frac{\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)}{\sqrt{E_b}}$$

$$\phi_1 = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T_b$$

Poderemos agora, expressar os sinais transmitidos $s_1(t)$ e $s_2(t)$ em termos de $\phi_1(t)$:

$$s_1(t) = \sqrt{E_b} \phi_1(t), \quad 0 \leq t < T_b$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b} \phi_1(t), \quad 0 \leq t < T_b$$

Como o sistema PSK binário possui um bit por símbolo, o total de símbolos utilizados será $M = 2^1$ símbolos, representados em um espaço vetorial unidimensional através das suas projeções na base $\phi_1(t)$. O resultado é representado através de um diagrama de constelação que apresenta dois pontos de mensagem, de coordenadas:

$$s_{11} = \int_0^{T_b} s_1(t) \phi_1(t) dt$$

$$= +\sqrt{E_b}$$

$$s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) \phi_1(t) dt$$

$$= -\sqrt{E_b}$$

A mensagem do ponto correspondente ao vetor $s_1(t)$ está localizada em $s_{11} = +\sqrt{E_b}$ e a mensagem do ponto correspondente ao vetor $s_2(t)$ está localizada em $s_{21} = -\sqrt{E_b}$, conforme figura 35.

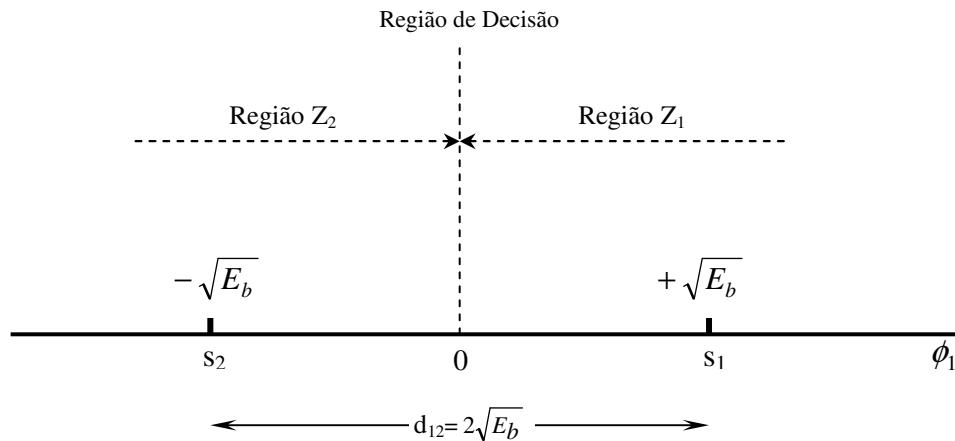


Figura 35 – Diagrama de Constelação PSK Binário

5.2.2 Modulação Digital QPSK

Com a finalidade de se reduzir à largura de banda necessária para transmissão pode-se incluir dois ou mais bits em um mesmo símbolo. De uma forma geral, é possível transmitir n bits em cada símbolo, desde que este símbolo possa assumir $M = 2^n$ valores distintos. Neste caso, o sinal de entrada é representado por um sinal multinível equivalente a um sinal PAM.

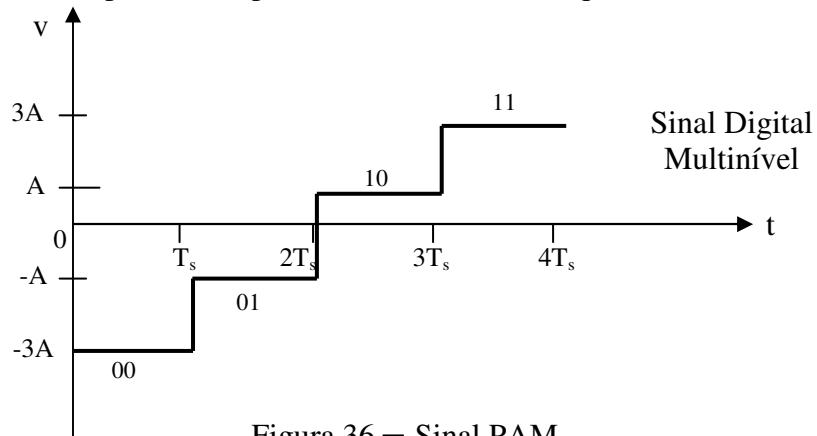


Figura 36 – Sinal PAM

A forma de onda de um sinal PAM pode ser representada por [12]:

$$s_m(t) = A_m g(t),$$

$$A_m = (2m - 1 - M)A, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

onde $g(t)$ representa a forma de onda do pulso. No caso de dois bits por símbolo, corresponde a $M = 4$. Sendo conhecido como PSK em quadratura ou simplesmente QPSK, onde os sinais de encontram defasados em 90° , ou seja, em quadratura de fase. Neste caso teremos as combinações mostradas na figura 37, relacionadas em um diagrama fasorial.

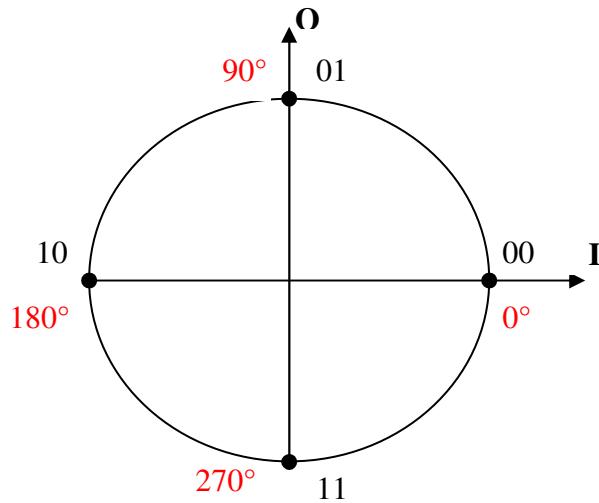


Figura 37 - Representação Fasorial (Constelação) de um Sinal QPSK

A figura 38 demonstra o esquema básico um modulador QPSK obtido através da combinação de dois moduladores 2-PSK. Na entrada do modulador, o trem de pulsos (serial) é convertido em dois trens de pulsos paralelos através de um conversor serie/paralelo [15]. O filtro passa-baixa limita a banda de freqüências do sinal modulante e impede o espalhamento de freqüências do sinal gerado. O modulador 2-PSK que é alimentado diretamente pelo oscilador de portadora, gera o sinal modulado I (Inphase) e o segundo modulador 2-PSK que é alimentado pelo mesmo oscilador de portadora, porém, defasado em 90° gera o sinal modulado Q (Quadrature). Os sinais de saída dos moduladores são somados e o resultado é um sinal QPSK que possui o diagrama de fases representado na figura 37.

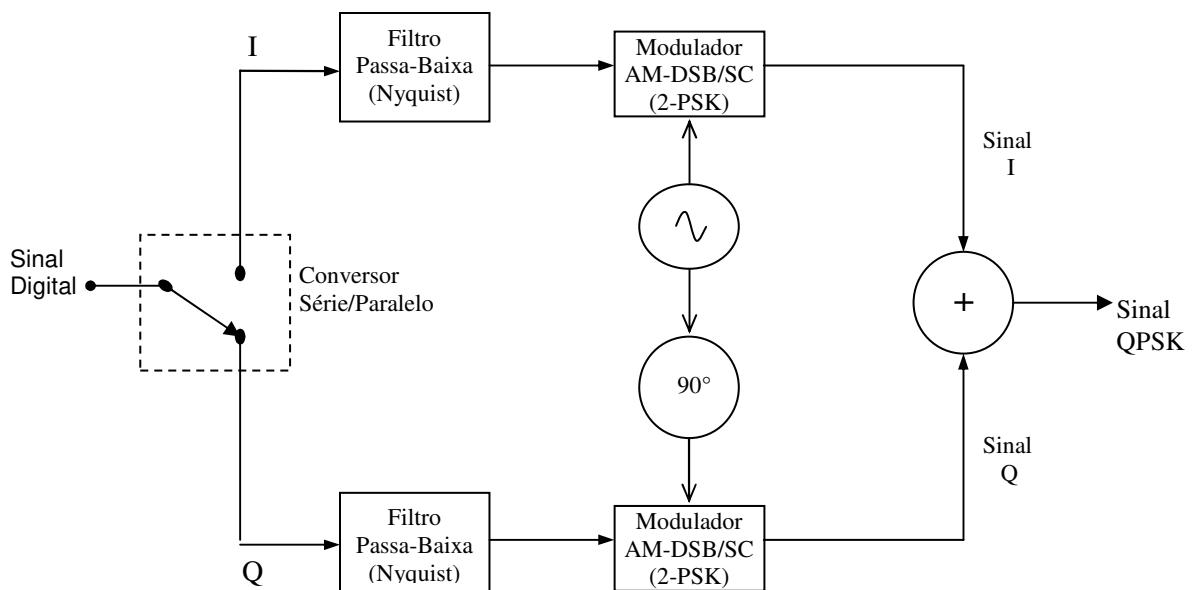


Figura 38 – Representação de um Modulador QPSK

5.2.2.1 Representação do Sinal Transmitido

Na transmissão em QPSK teremos um sinal modulado que apresenta quatro diferentes fases, igualmente espaçadas, onde cada fase identifica um único díbit. Por exemplo, as fases poderiam assumir os valores $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, e $7\pi/4$. Neste exemplo, o sinal transmitido poderia ser definido como [5]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4} \right], \quad 0 \leq t \leq T_s$$

Onde $i = 1, 2, 3, 4$; E_s é a energia transmitida por símbolo, e T_s é a duração do símbolo. A freqüência f_c é igual a n_c/T_s para um valor inteiro de n_c .

Através do uso de identidades trigonométricas, poderíamos redefinir o sinal transmitido $s_i(t)$ em uma forma equivalente:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[(2i-1)\frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin \left[(2i-1)\frac{\pi}{4} \right] \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

Neste caso, verifica-se a existência de duas funções base ortogonais, $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ que são definidas por um par de portadoras em quadratura, as quais podem ser representadas por osciladores locais defasados em 90° (senoidal e cosenoidal):

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

$$\phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

Assim, teremos quatro pontos de mensagem identificando os símbolos transmitidos, estando representados pelas coordenadas dos vetores definidos por:

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{E_s} \cos \left((2i-1)\frac{\pi}{4} \right) \\ \sqrt{E_s} \sin \left((2i-1)\frac{\pi}{4} \right) \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3, 4$$

Se os dubits forem codificados utilizando o código de Gray, onde somente um bit é trocado de um dabit para o dabit seguinte, teremos as seguintes coordenadas para os vetores s_{i1} e s_{i2} [5]:

Tabela 2 – Coordenadas vetoriais de um sinal QPSK

i	Dabit Gray de entrada	Fase do sinal QPSK (radianos)	Coordenadas dos pontos de mensagem	
			s_{i1}	s_{i2}
1	10	$\pi/4$	$+\sqrt{E_s/2}$	$+\sqrt{E_s/2}$
2	00	$3\pi/4$	$-\sqrt{E_s/2}$	$+\sqrt{E_s/2}$
3	01	$5\pi/4$	$-\sqrt{E_s/2}$	$-\sqrt{E_s/2}$
4	11	$7\pi/4$	$+\sqrt{E_s/2}$	$-\sqrt{E_s/2}$

O diagrama de fases ou diagrama de constelação, correspondente da tabela 2 é o seguinte:

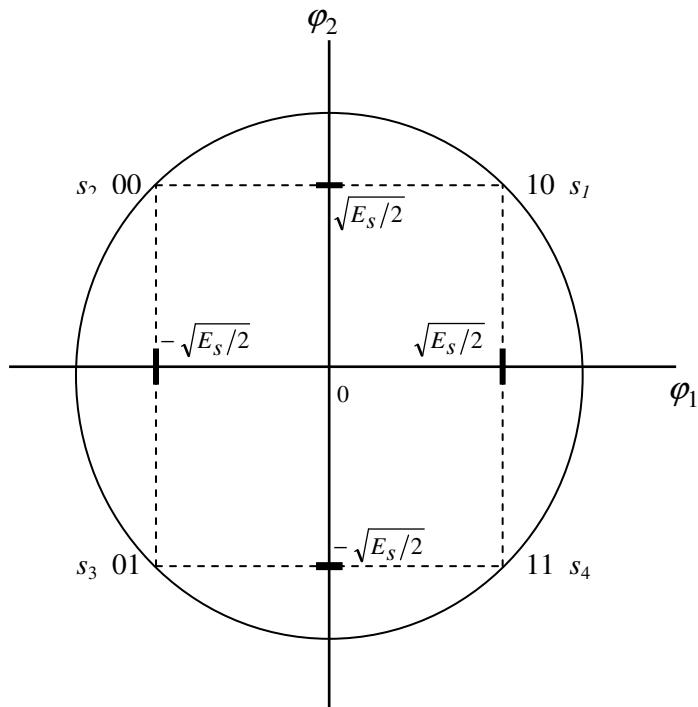


Figura 39 – Diagrama de Constelação QPSK

5.3 Modulação Digital ASK

Na modulação ASK (Amplitude Shift Keying), que utiliza um modulador semelhante ao AM (modulação em Amplitude), a amplitude da portadora é chaveada de acordo com o trem de pulsos de entrada. Para uma entrada binária teremos uma modulação do tipo 2-ASK ou ASK ON-OFF, na qual um dos níveis de amplitude que a portadora pode assumir é o nível nulo. Dependendo do símbolo transmitido pode-se gerar diferentes níveis de amplitude da portadora.

No caso de um sinal multinível quaternário, como indicado na figura 36, a portadora assume quatro níveis diferentes, cada um representando um símbolo transmitido. Neste caso teremos uma modulação do tipo 4-ASK.

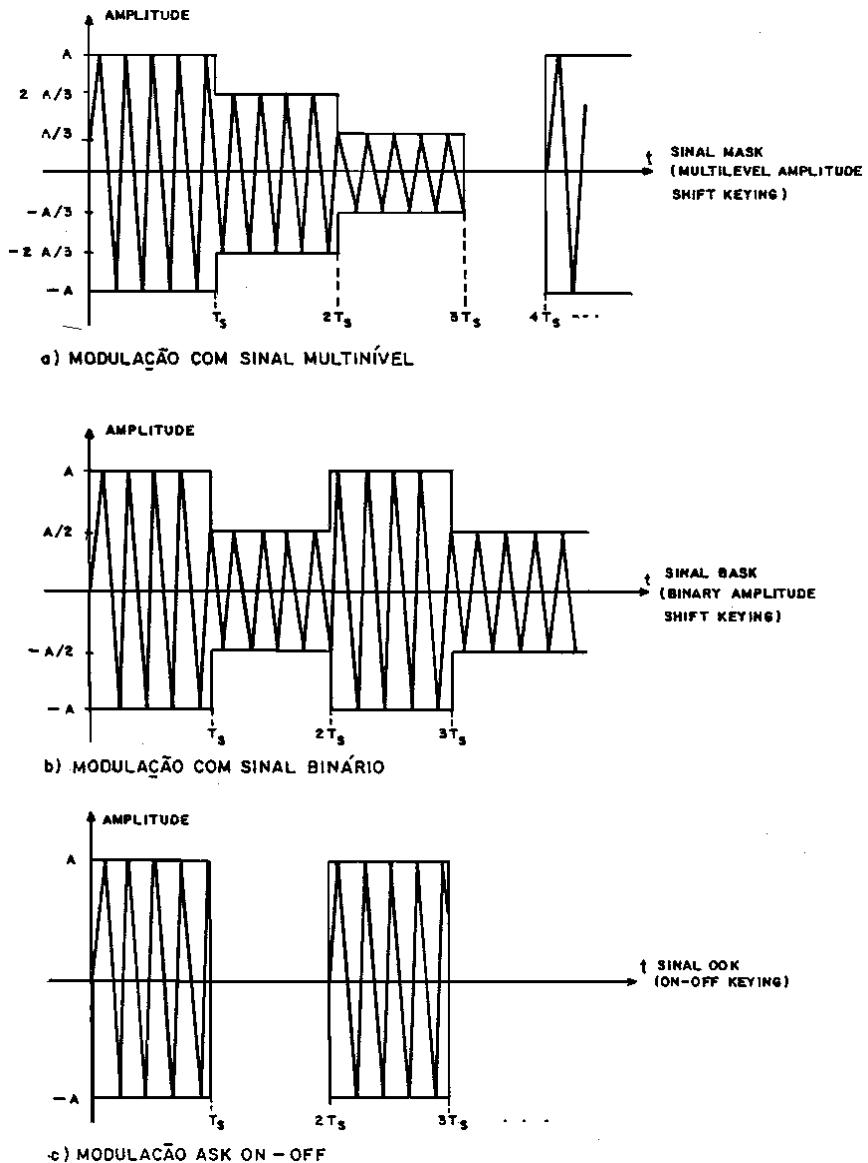


Figura 40 – Exemplos de Modulação ASK

Em um sistema ASK binário coerente, onde a seqüência binária de entrada é codificada na forma de polar NRZ, os símbolos 1 e 0 são representados pelos pulsos $g(t)$ e $-g(t)$. Desta forma teremos os sinais modulados resultantes $s_1(t) = -s_2(t)$. Neste caso temos uma situação semelhante à modulação PSK binária. Como o sistema ASK binário possui um bit por símbolo, o total de símbolos utilizados será $M = 2^1$ símbolos, representados em um espaço vetorial unidimensional através das suas projeções na base $\phi_1(t)$.

O resultado é representado através de um diagrama de constelação que apresenta dois pontos de mensagem, de coordenadas:

$$s_{11} = \int_0^{T_b} s_1(t) \phi_1(t) dt = +\sqrt{E_b}$$

$$s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) \phi_1(t) dt = -\sqrt{E_b}$$

A mensagem do ponto correspondente ao vetor $s_1(t)$ está localizada em $s_{11} = +\sqrt{E_b}$ e a mensagem do ponto correspondente ao vetor $s_2(t)$ está localizada em $s_{21} = -\sqrt{E_b}$, idêntico ao diagrama da figura 35 para um sinal BPSK.

5.4 Modulação Digital QAM

Semelhante a modulação QPSK, na modulação QAM (Quadrature Amplitude Modulation) cada símbolo é transmitido através da modulação simultânea de duas portadoras em quadratura de fase (defasadas de 90°). Além da modulação em fase, os símbolos são modulados também em amplitude (ASK). De maneira diferente da modulação PSK, onde apenas a fase da portadora é variada, a modulação QAM possibilita variações na fase e na amplitude da portadora. Esta técnica permite a transmissão de uma quantidade maior de bits por símbolo, o que aumenta a eficiência do sistema de transmissão por necessitar de uma largura de banda menor para transmitir a informação.

A figura 41 exemplifica o processo de modulação 16-QAM. Os sinais de entrada I e Q são convertidos em pulsos PAM de quatro níveis através de um conversor Análogo/Digital. Cada sinal PAM resultante, que representa dois bits, é enviado ao modulador AM-DSB/SC correspondente. As saídas dos moduladores são somadas e o resultado final é um sinal 16-QAM. A figura 42 demonstra o diagrama de constelação correspondente e a figura 43 o diagrama de constelação referente a um sinal 64-QAM.

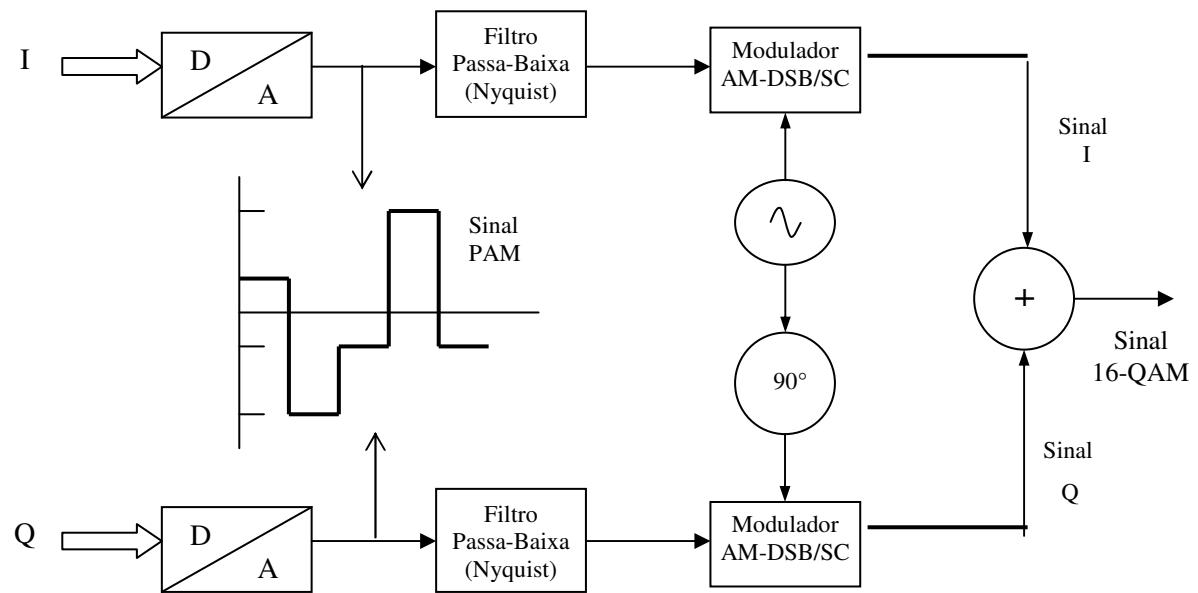


Figura 41 - Modulação 16-QAM

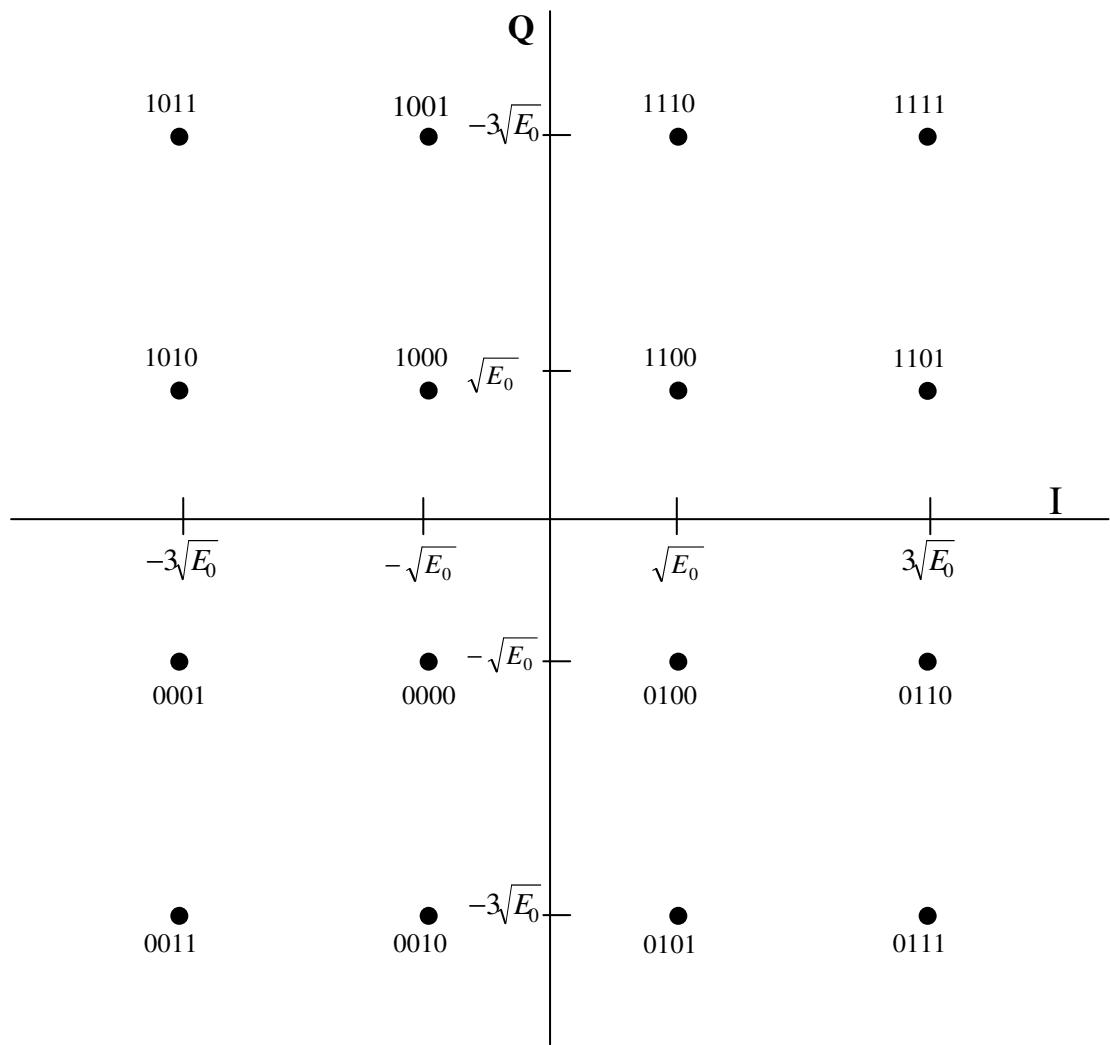


Figura 42 – Diagrama de Constelação de um Sinal 16-QAM

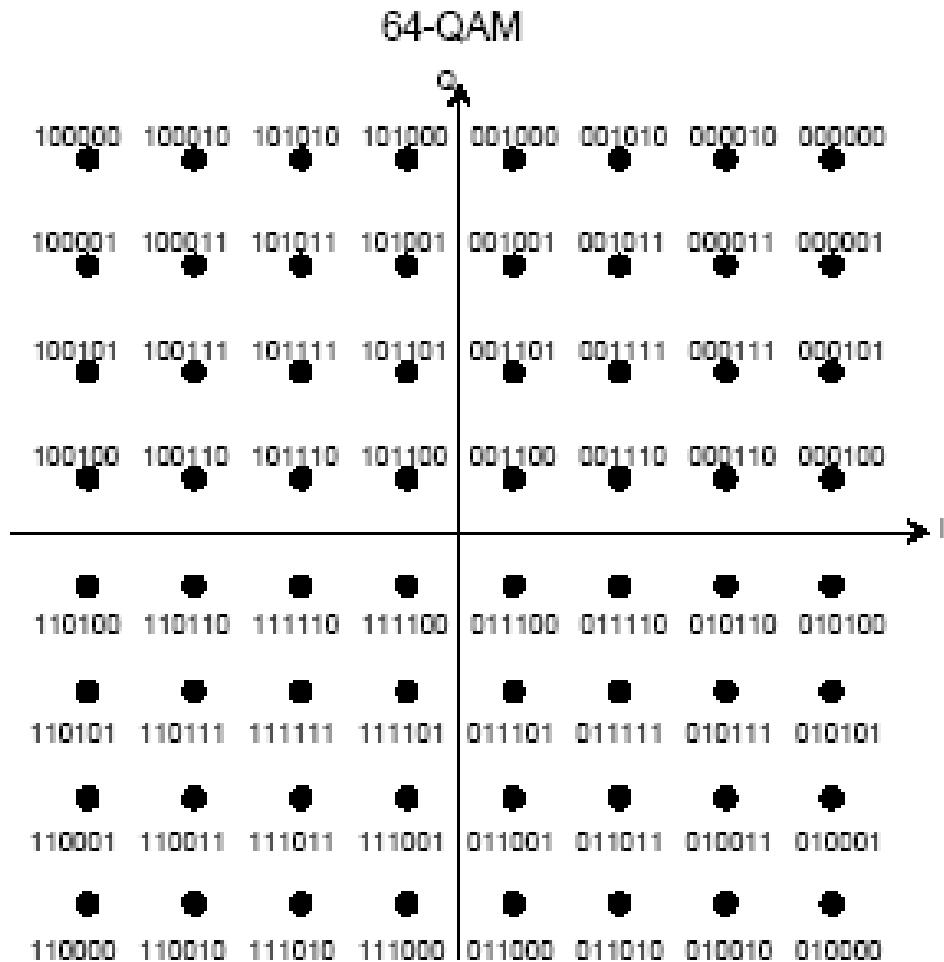


Figura 43 – Diagrama de Constelação de um Sinal 64-QAM

Podemos perceber no diagrama de constelação de um sinal 64-QAM (onde cada símbolo representa um código binário de 6 bits), que é evidente o congestionamento presente no diagrama. Como a informação está contida tanto na fase quanto na amplitude da portadora, a modulação QAM possibilita distribuir de maneira uniforme os pontos (estados) contidos no diagrama de constelação. No caso da modulação PSK, onde os pontos ficam alinhados radialmente, o diagrama de constelação fica rapidamente congestionado quando se aumenta a quantidade de símbolos transmitidos. As funções bases para um sistema M-QAM são as mesmas da modulação M-PSK:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

Os pontos de mensagens representados pelos símbolos s_i no plano ϕ_1, ϕ_2 são constituídos por $A_m d_{min}$, $B_n d_{min}$. Onde d_{min} é a distância mínima entre dois símbolos da constelação, e A_m e B_n são obtidos por [12]:

$$A_m = (2m - 1 - M), \quad m = 1, 2, \dots, M$$

$$B_n = (2n - 1 - M), \quad n = 1, 2, \dots, M$$

Considerando que $d_{min} = 2\sqrt{E_0}$, onde $\sqrt{E_0}$ é a energia do símbolo de menor amplitude, o sinal M-QAM transmitido pode ser definido por (12):

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} A_m \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} B_n \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

O diagrama de constelação é dito quadrado quando o número de bits por símbolo for um número par, ou seja, $M = 2^n$ quando n for par. Neste caso o sinal M-QAM resultante equivale a dois sinais M-ASK em quadratura, onde cada sinal M-ASK tem $L = \sqrt{M}$ pontos em cada eixo. Assim, um sinal M-QAM terá uma quantidade de níveis iguais a L níveis.

6 EFEITOS E TÉCNICAS DE CORREÇÃO DE ERROS CAUSADOS PELO CANAL DE TRANSMISSÃO

6.1 INTRODUÇÃO

A informação digital transmitida estará sempre sujeita a imperfeições inerentes ao meio de transmissão utilizado. O meio de transmissão estará sempre sujeito à ação de ruídos, distorções e interferências (por ex. ruído térmico, *phase jitter*, desvanecimentos, interferências de canais adjacentes, etc.). No ambiente digital esses problemas ocasionam erros de interpretação no sinal. Conseqüentemente o receptor pode não ter condições de reconstituir os bits originalmente transmitidos, gerando “falsos bits” que podem ser interpretados pelo receptor como erros de transmissão. O receptor identifica o símbolo transmitido através de uma região de decisão, ou seja, não é necessário que ele tenha *exatamente* a amplitude e fase correta, na verdade ele deverá estar contido entre os limites da região de decisão a qual ele pertence. Este ângulo é então comparado com a tabela contida na memória do processador do receptor, sendo obtido o código binário relacionado ao símbolo identificado.

Devido aos problemas ocorridos no canal de transmissão tais como ruídos térmicos, ruídos de fase, multipercursos, etc, o símbolo transmitido pode ser distorcido o suficiente para ser deslocado para outra região de decisão, gerando um erro no sinal demodulado. Como demonstram a figura 44 para o caso da modulação 16-QAM. No exemplo, o símbolo 1010 foi transmitido, porém, devido ao ruído e distorções do canal o símbolo poderá ser interpretado na recepção como 1000, gerando um erro no sinal recebido.

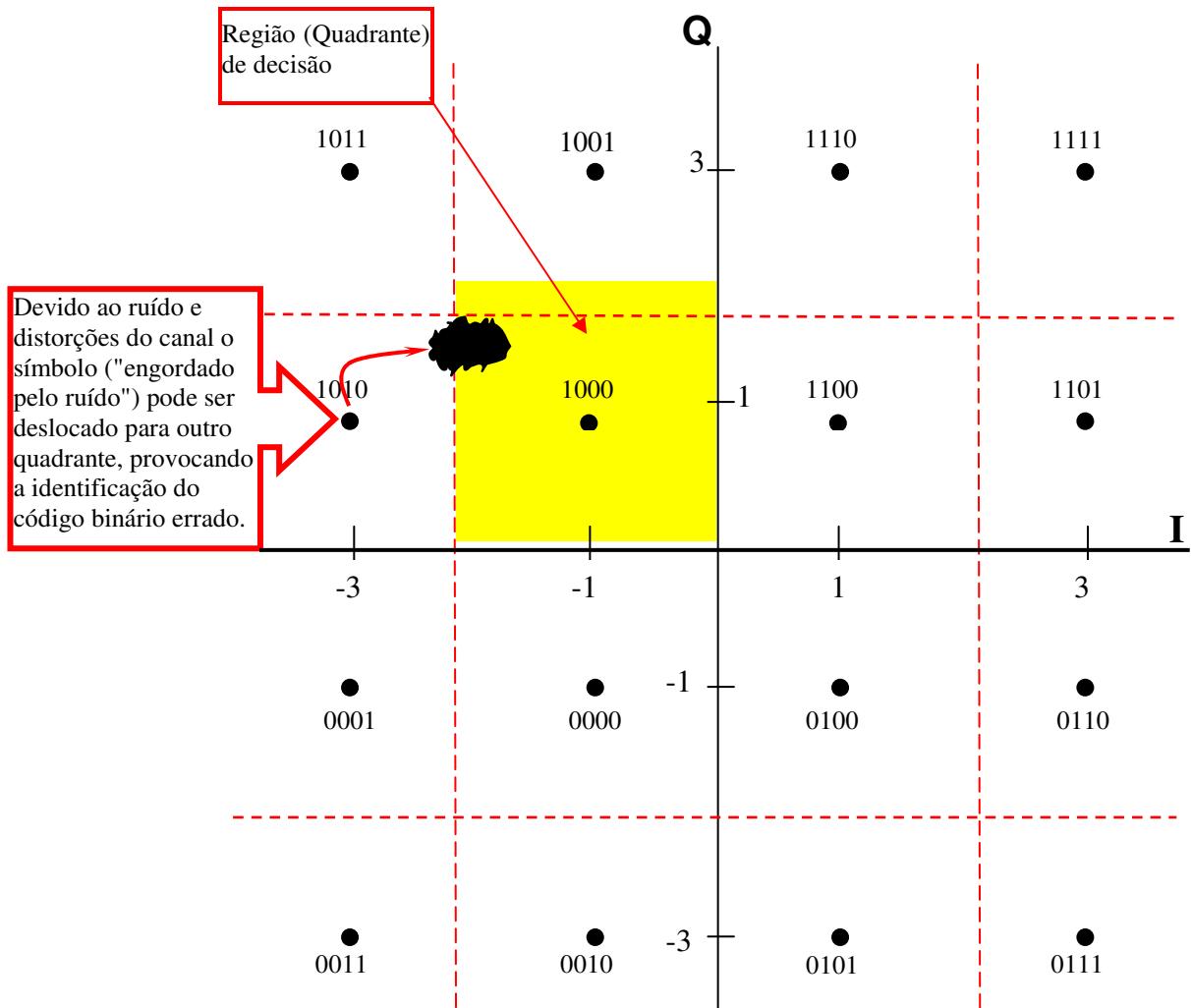


Figura 44 – Reconhecimento do Símbolo Recebido

6.2 CÁLCULO DA PROBABILIDADE DE ERRO POR BIT (BER) DEVIDO AO RUÍDO BRANCO

6.2.1 Modelagem para o Canal de Transmissão

Para análise do canal de transmissão considera-se o sinal binário $g(t)$ como NRZ com símbolos 1 e 0, sendo representados por pulsos retangulares positivos e negativos com igual duração e de amplitudes $+A$ representando o símbolo s_1 e $-A$ o símbolo s_2 . O ruído do canal é modelado como ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN) $w(t)$.

O sinal recebido $x(t)$ é formado pelo sinal originalmente transmitido $s_i(t)$ adicionado do ruído branco $w(t)$, considerando o período $0 \leq t \leq T_b$, onde T_b é o período de transmissão de um símbolo.

$$x(t) = s_i(t) + w(t)$$

$$x(t) = \begin{cases} +A + w(t), & \text{qdo o símbolo 1 foi transmitido} \\ -A + w(t), & \text{qdo o símbolo 0 foi transmitido} \end{cases}$$

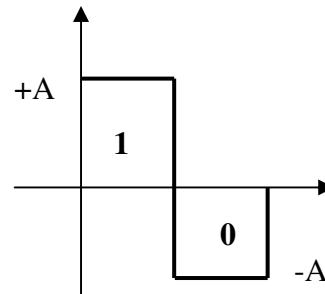


Figura 45 – Pulso Retangular

A figura 46 representa o modelo de um sistema de comunicações, onde o valor de λ do dispositivo de decisão determina o limiar de tensão que estima qual símbolo foi transmitido. O receptor amostra o sinal no instante $T_b/2$ (no meio do pulso) e com base no valor da amostra decide qual o símbolo recebido [5].

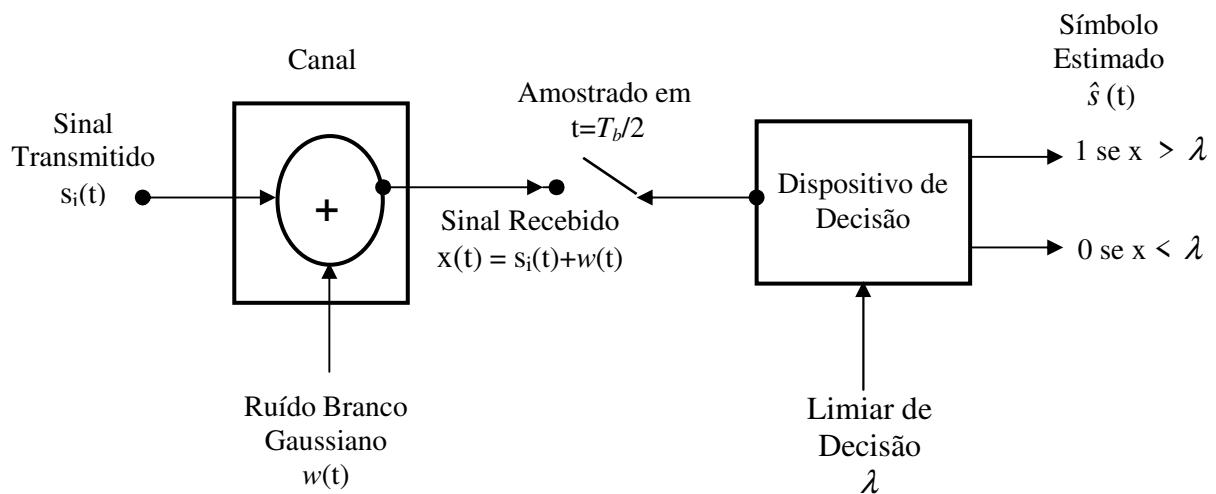


Figura 46 – Modelo para o Canal de Transmissão

Para avaliarmos a influência do ruído com distribuição Gaussiana na estimativa da probabilidade de erro no sinal recebido, vamos considerar que \mathbf{X} é uma variável aleatória com uma densidade de probabilidade (PDF) Gaussiana com média η igual a zero e variância igual $N_0/2T_b$.

Considerando um sinal polar NRZ, quando o símbolo 1 for enviado (pulso igual a $+A$) $f_X(x|1)$ ou quando o símbolo 0 for enviado (igual ao pulso $-A$) $f_X(x|0)$, o sinal resultante será a soma dos pulsos ($+A$ e $-A$) transmitidos com o ruído branco [$x(t) = s_i(t) + w(t)$], a PDF resultante terá média η igual a amplitude do pulso, visto que a média η da PDF do ruído branco vale zero, conforme descrito na figura 43. As respectivas funções de densidade de probabilidade da variável aleatória X serão [11]:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\eta)^2/2\sigma^2} \Rightarrow \text{PDF do ruído branco } w(t)$$

$$f_X(x|1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} e^{-(x-A)^2/(N_0/T_b)} \Rightarrow \text{PDF do ruído branco } w(t) + \text{pulso } +A$$

$$f_X(x|0) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} e^{-(x+A)^2/(N_0/T_b)} \Rightarrow \text{PDF do ruído branco } w(t) + \text{pulso } -A$$

Os gráficos destas funções estão representados na figura 46. O prolongamento da PDF que ultrapassa o limiar de decisão λ representa a probabilidade de ocorrência de níveis de ruído que podem ocasionar a interpretação errada do símbolo transmitido, sendo conhecido como probabilidade condicional de erro. Dado que o símbolo 1 foi transmitido, a probabilidade de erro condicional p_{e1} representa a probabilidade do símbolo 1 ser interpretado como 0, e p_{e0} quando o símbolo 0 for transmitido e interpretado como 1.

$$p_{e1} = P(x < \lambda | \text{símbolo 1 foi enviado})$$

$$p_{e0} = P(x > \lambda | \text{símbolo 0 foi enviado})$$

De acordo com a figura 47, a probabilidade de erro p_{e1} equivale a área sombreada da curva $f_X(x|1)$ compreendida de $-\infty$ até λ e a probabilidade de erro p_{e0} equivale a área sombreada da curva $f_X(x|0)$ compreendida de λ até ∞ .

Podemos obter o valor da probabilidade de erro através do cálculo da área demarcada na curva da PDF gaussiana, através de:

$$p_{e1} = \int_{-\infty}^{\lambda} f_X(x|1) dx = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} \int_{-\infty}^{\lambda} e^{-(x-A)^2/(N_0/T_b)} dx$$

$$p_{e0} = \int_{\lambda}^{\infty} f_X(x|0) dx = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} \int_{\lambda}^{\infty} e^{-(x+\lambda)^2/(N_0/T_b)} dx$$

Esta integral não possibilita a sua resolução em uma forma fechada e deve ser computada numericamente [7]. É conveniente o uso de funções tabeladas, tal como a função de erro complementar ($\text{erfc}(u)$), que também pode ser resolvida através de programas de cálculo, como por exemplo, com o uso do MATLAB [5]:

$$\text{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-z^2} dz$$

$$z = \frac{A - \lambda}{\sqrt{N_0/T_b}}$$

Resolvendo as equações temos que as probabilidades de erro são iguais a:

$$\boxed{p_{e1} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A - \lambda}{\sqrt{N_0/T_b}}\right)} = \text{Probabilidade de erro dado que o símbolo 1 foi transmitido } (p_{e1})$$

$$\boxed{p_{e0} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A + \lambda}{\sqrt{N_0/T_b}}\right)} = \text{Probabilidade de erro dado que o símbolo 0 foi transmitido } (p_{e0})$$

Considerando os símbolos como equiprováveis, a probabilidade média de erro por bit ou taxa de erro por bit (BER) p_e vale:

$$p_e = \frac{p_{e1} + p_{e0}}{2}$$

Para o caso do limiar de decisão λ igual a zero, temos que:

$$\boxed{p_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{N_0/T_b}}\right)}$$

O diagrama da figura 47 exemplifica como comportamento aleatório do ruído gaussiano, com limiar de decisão igual a zero, sobreposto em um sinal NRZ de amplitudes $\pm A$, poderá gerar erros no reconhecimento do símbolo transmitido.

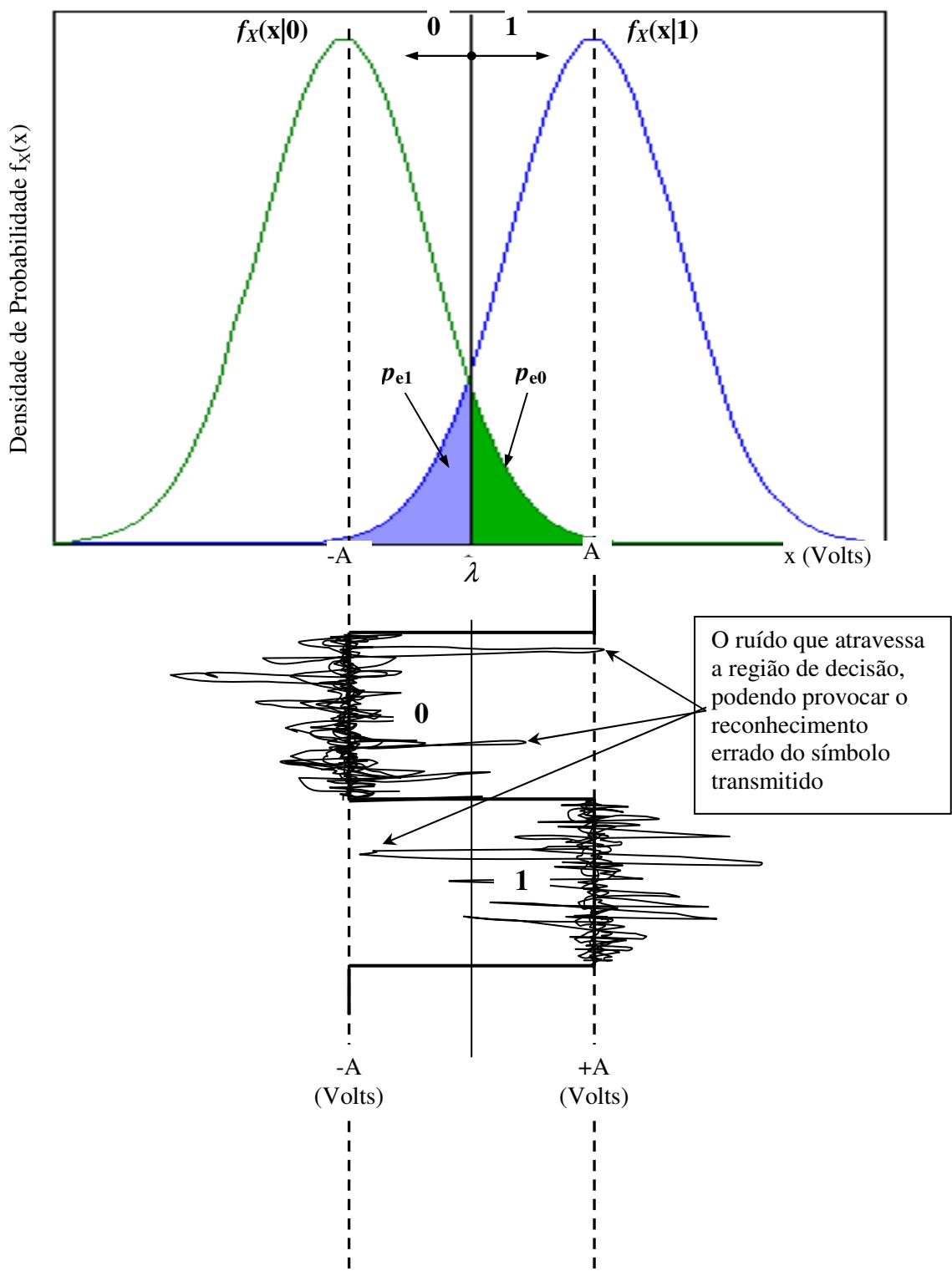


Figura 47 – Probabilidade de Erro Condicionais

6.3 PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL PSK BINÁRIO (BPSK)

6.3.1 Reconhecimento do Símbolo Transmitido

O receptor identifica o símbolo transmitido através de uma região de decisão, ou seja, não é necessário que ele tenha *exatamente* a fase correta, na verdade ele deverá estar contido entre os limites da região de decisão a qual ele pertence. Este ângulo é então comparado com a tabela contida na memória do processador no receptor, sendo obtido o código binário relacionado ao símbolo identificado.

Por exemplo, conforme figura 35, para um sinal BPSK quando o símbolo S recebido tiver um ângulo de fase contido na região Z₁ (entre 270° e 90°) o receptor interpretará que foi transmitido o símbolo 1, assim:

$$270^\circ < S < 90^\circ \quad (Z_1) \Rightarrow 1$$

$$90^\circ < S < 270^\circ \quad (Z_2) \Rightarrow 0$$

Como indicado anteriormente na figura 33, o sinal PSK binário é representado por um sinal unidimensional, e, portanto, a sua representação geométrica é dada pelos vetores unidimensionais $s_1 = \sqrt{E_b}$ e $s_2 = -\sqrt{E_b}$. Considerando o limiar de decisão λ centrado em 0, teremos a região Z_1 correspondendo ao bit 1 nos pontos próximos a $\sqrt{E_b}$ e a região Z_2 correspondendo ao bit 0 nos pontos próximos a $-\sqrt{E_b}$. O critério de decisão pode ser prejudicado devido à presença de ruído. Neste caso o sinal recebido através de um sistema de recepção com filtro casado ou de correlação, dado que o sinal $s_1(t)$ foi transmitido, seria representado por:

$$x(t) = s_1(t) + w(t) = \sqrt{E_b} + w$$

onde w representa a componente do ruído aditivo Gaussiano, o qual possui média zero e variância $\sigma^2 = N_0/2$. Neste caso a decisão é tomada pela menor distância Euclidiana entre o sinal recebido e os pontos s_1 e s_2 . O sinal recebido x é comparado com a região de limiar de decisão, que é em torno de zero, de maneira que quando $x > 0$, a decisão é feita em favor de s_1 , e quando $x < 0$ decide-se por s_2 , conforme pode ser verificado na figura 48.

De acordo com o que foi demonstrado anteriormente na seção 6.2.1, como o limiar de decisão λ é igual a zero e assumindo que s_1 e s_2 possuem a mesma probabilidade de serem transmitidos, a probabilidade média de erro ou taxa de erro por bit (BER) para PSK binário (BPSK) vale:

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{N_0/T_b}} \right)$$

Como a energia do pulso corresponde a:

$$E_b = A^2 T_b \Rightarrow A = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}}$$

Substituindo o valor de A na equação anterior, temos que a taxa de erro por bit BER é igual a [12]:

$$p_{eBPSK} = BER_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

A probabilidade de erro também pode ser calculada em termos da distância entre os símbolos, condicionada a que o sinal de constelação seja circularmente simétrico em torno da origem, e que a probabilidade condicional de erro de cada símbolo seja a mesma para todos os símbolos [5].

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^M \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{ik}}{2\sqrt{N_0}} \right), \text{ para todo } i$$

onde M é o total de símbolos e d_{ik} é menor distância entre os símbolos. Considerando que a distância entre os símbolos de um sinal PSK binário vale $2\sqrt{E_b}$, a probabilidade de erro poderia ser calculada como:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{2\sqrt{E_b}}{2\sqrt{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

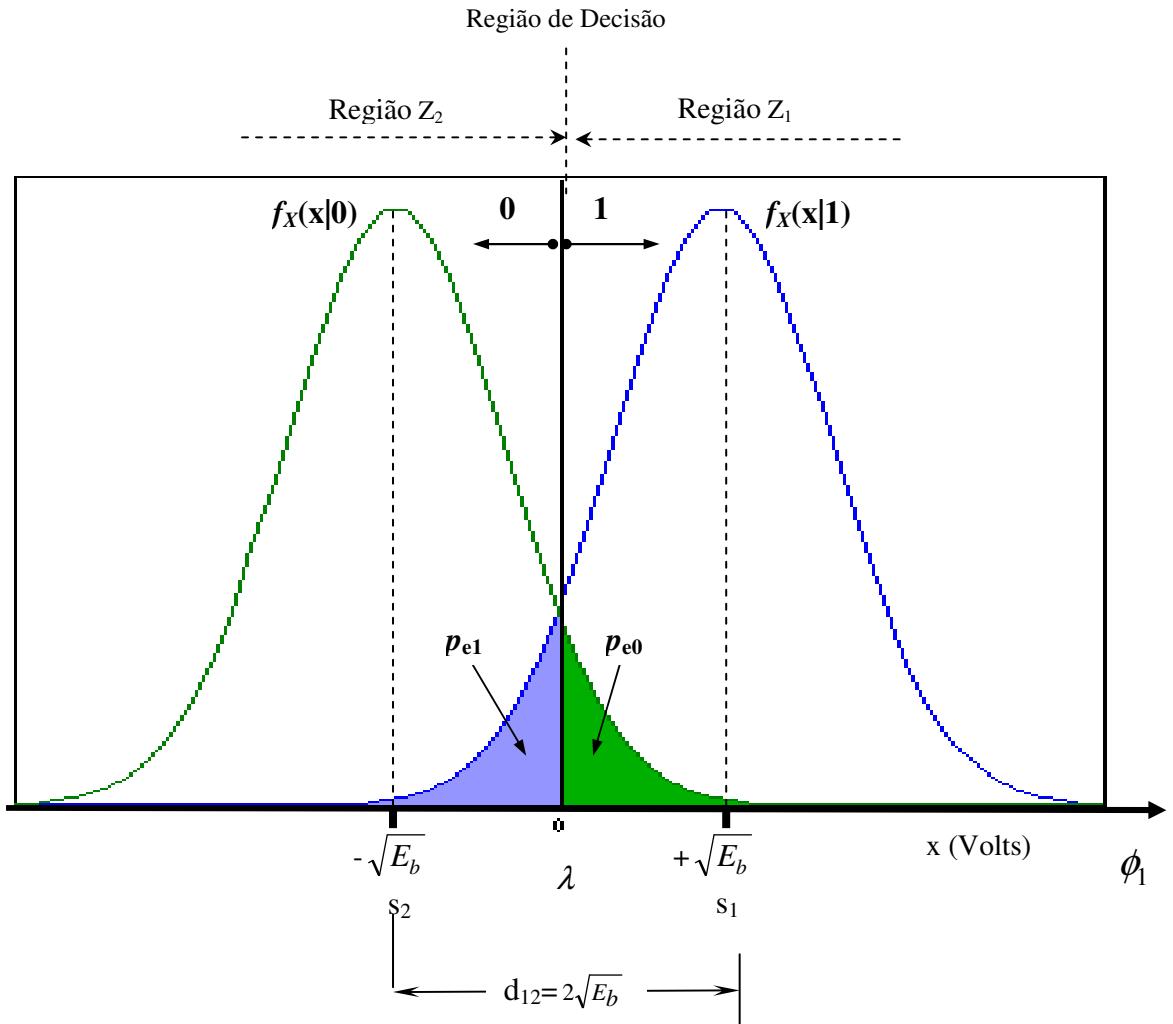


Figura 48 – Regiões de Decisão de um Sinal BPSK

É importante observar que a probabilidade de erro depende somente da relação E_b/N_0 , que é conhecida como relação sinal/ruído por bit, sendo normalmente expressa em decibéis (dB). Na tabela 3 temos o exemplo de alguns valores de BER em função do valor de E_b/N_0 .

Tabela 3 – BER x E_b/N_0

E_b/N_0 (dB)	BER
3	$2,3 \times 10^{-2}$
6	$2,4 \times 10^{-3}$
8	$1,9 \times 10^{-4}$
10	$3,9 \times 10^{-6}$
12	$9,1 \times 10^{-9}$

6.4 PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL QPSK

6.4.1 Reconhecimento do Símbolo Transmitido

O receptor identifica o símbolo transmitido através de uma região de decisão, ou seja, não é necessário que ele tenha *exatamente* a fase correta, na verdade ele deverá estar contido entre os limites da região de decisão a qual ele pertence. Este ângulo é então comparado com a tabela contida na memória do processador no receptor, sendo obtido o código binário relacionado ao símbolo identificado. Por exemplo, para um sinal QPSK, que possui 4 regiões de decisão, quando o símbolo recebido tiver um ângulo de fase contido na região Z1 (entre 0° e 90°) o receptor interpretará que foi transmitido o símbolo 00, assim:

$$0^\circ < S < 90^\circ \text{ (Z}_1\text{)} \Rightarrow 00$$

$$90^\circ < S < 180^\circ \text{ (Z}_2\text{)} \Rightarrow 01$$

$$180^\circ < S < 270^\circ \text{ (Z}_3\text{)} \Rightarrow 10$$

$$270^\circ < S < 360^\circ \text{ (Z}_4\text{)} \Rightarrow 11$$

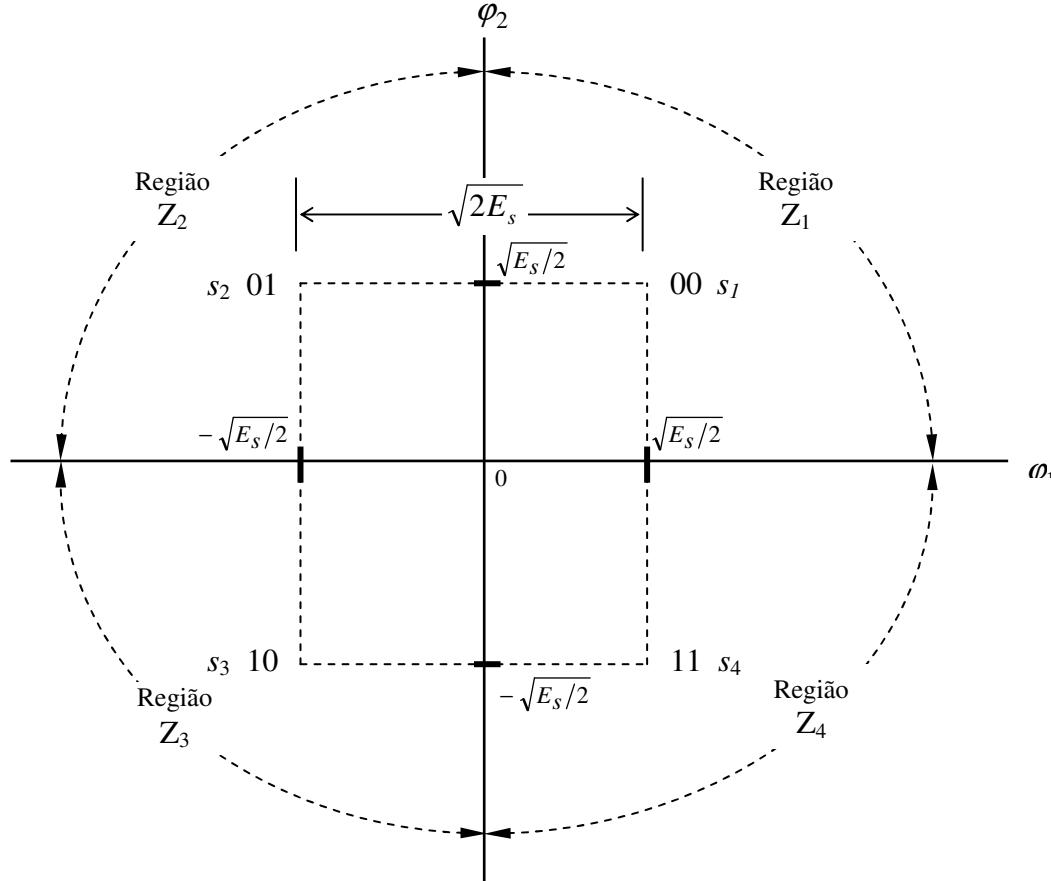


Figura 49 – Regiões de Decisão em um Sinal QPSK

Em um sistema QPSK, o sinal recebido $x(t)$ é definido por:

$$x(t) = s_i(t) + w(t) =, \quad i = 1, 2, 3 \text{ e } 4$$

onde $w(t)$ representa a componente do ruído aditivo Gaussiano, o qual possui média zero e variância $\sigma^2 = N_0/2$. O vetor x correspondente tem dois elementos s_1 e s_2 , definidos por:

$$\begin{aligned} x_1 &= \pm \sqrt{\frac{E}{2}} + w \\ x_2 &= \mp \sqrt{\frac{E}{2}} + w \end{aligned}$$

Devemos observar que os elementos x_1 e x_2 são valores amostrados de variáveis aleatórias Gaussianas independentes com médias iguais a $\pm \sqrt{E_s/2}$ e $\mp \sqrt{E_s/2}$, respectivamente, e com uma mesma variância igual a $N_0/2$.

A regra de decisão consiste em verificar em que região o vetor recebido x se encontra. A decisão é tomada pela menor distância Euclidiana entre o sinal recebido e as coordenadas dos símbolos s_1 , s_2 , s_3 e s_4 . Verificando em qual região de decisão, Z_1 , Z_2 , Z_3 ou Z_4 o sinal recebido se encontra. A presença de ruído pode provocar uma decisão errada, de forma a que, por exemplo, o símbolo s_1 seja transmitido e o nível de ruído seja de tal grandeza que o receptor entenda que as suas coordenadas se encontram fora da região Z_1 . Podemos calcular a probabilidade de erro de um sinal QPSK através das distâncias entre os símbolos, através de:

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^4 \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{ik}}{2\sqrt{N_0}} \right), \quad \text{para todo } i$$

Considerando que o símbolo s_1 foi transmitido, d_{ik} seria a distância entre o símbolo s_1 e os demais símbolos, correspondendo as distâncias d_{12} , d_{13} e d_{14} . Neste caso verifica-se através da figura 48 que $d_{12} = d_{14} = \sqrt{2E_s}$. Assumido que $E_s/N_0 \gg 1$ poderemos ignorar a contribuição de d_{13} , relativo ao símbolo s_3 , o qual representa a maior distância até s_1 , e que na presença de pouco ruído o receptor dificilmente o interpretaria como sendo o símbolo transmitido [5].

Sendo E_s a energia por símbolo, a probabilidade de erro por símbolo vale:

$$P_e \approx \frac{1}{2} 2 \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{2E_s}}{2\sqrt{N_0}} \right) \approx \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right)$$

Na modulação QPSK são enviados dois bits por símbolo, a energia transmitida por símbolo corresponde ao dobro da energia por bit,

$$E_s = 2E_b$$

Desta forma, a probabilidade de erro pode ser expressa através da energia do bit através da relação E_b/N_0 :

$$P_{eQPSK} = \operatorname{BER}_{QPSK} \approx \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

Quando o código de Gray é utilizado na codificação dos símbolos, dois k bits símbolos correspondendo a sinais de fases adjacentes diferem de apenas um bit. Baseado em que os erros mais prováveis, provocados pelo ruído, ocorrem devido à seleção errada entre um símbolo adjacente e o símbolo que realmente foi transmitido, a maioria dos erros ocorridos em k bits símbolos contêm apenas um bit errado. Portanto, a probabilidade de erro por bit para um sistema M-PSK utilizando o código de Gray é [12]:

$$P_e = \frac{1}{n} P_M$$

sendo n a quantidade de bits por símbolo e P_M a probabilidade de erro de um sistema M-PSK com um total de M símbolos.

Para um sistema QPSK que utiliza o código de Gray, com dois bits por símbolo ($n = 2$), a probabilidade de erro será:

$$P_{eGray} = \frac{1}{2} P_{eQPSK} \Rightarrow \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

Observamos que um sistema QPSK coerente, utilizando o código de Gray, obtém a mesma probabilidade de erro média que um sistema PSK binário, para uma mesma taxa de bits e a mesma relação E_b/N_0 . Entretanto, devido a cada símbolo transmitido na modulação QPSK possuir dois bits, é possível transmitir um sinal com dobro da taxa de bits que o de uma modulação PSK binária equivalente, utilizando a mesma banda passante.

Ou, seguindo-se o mesmo raciocínio, para uma mesma taxa de bits transmitida, teremos a alocação da metade da banda passante ocupada pelo sistema PSK binário.

Percebe-se claramente que a modulação QPSK se demonstra mais eficiente que o sistema PSK binário, razão pela qual o uso prático do sistema QPSK é preferido em relação ao sistema PSK binário.

6.5 PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL ASK

Na modulação ASK (Amplitude Shift Keying), a amplitude da portadora é chaveada de acordo com o trem de pulsos de entrada. Para uma entrada binária teremos uma modulação do tipo 2-ASK ou ASK binário. Em um sistema ASK binário coerente, onde a seqüência binária de entrada é codificada na forma de polar NRZ, os símbolos 1 e 0 são representados pelos pulsos $g(t)$ e $-g(t)$. Desta forma teremos os sinais modulados resultantes $s_1(t) = -s_2(t)$. Neste caso, os sinais modulados são representados geometricamente por dois vetores unidimensionais $s_1 = \sqrt{E_b}$ e $s_2 = -\sqrt{E_b}$. Assim, temos que a distância entre os símbolos vale $2\sqrt{E_b}$, conforme figura 50. A probabilidade de erro neste caso é idêntica a probabilidade de erro encontrada para um sinal PSK binário:

$$P_{eASK} = BER_{ASK} = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

sendo que E_b é a energia transmitida por bit e N_0 a densidade espectral de potência do ruído.

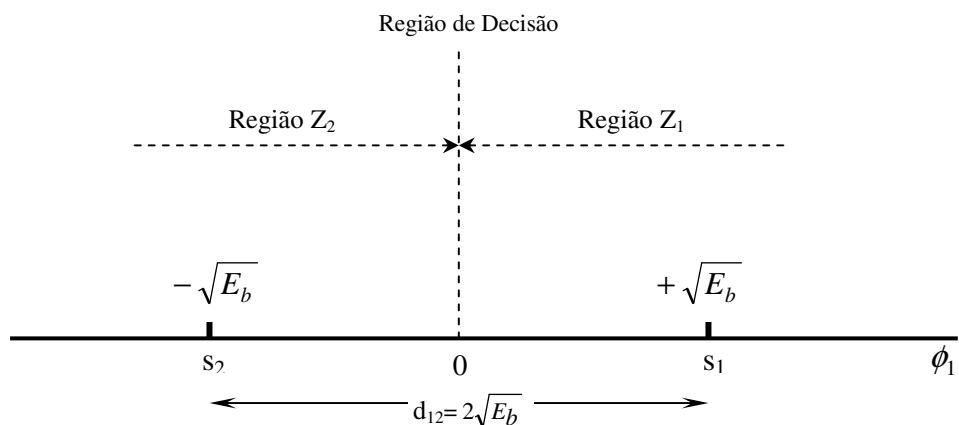


Figura 50 – Regiões de Decisão de um Sinal 2-ASK

6.6 PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL M-ASK

Com a finalidade de se reduzir à largura de banda necessária para transmissão pode-se incluir dois ou mais bits em um mesmo símbolo.

De uma forma geral, é possível transmitir n bits em cada símbolo, desde que este símbolo possa assumir $M = 2^n$ valores distintos. Neste caso, o sinal de entrada é representado por um sinal multinível equivalente a um sinal PAM.

Por exemplo, o uso de um sinal digital com dois bits por símbolo produz $M = 4$. Neste caso o sinal modulante é constituído de um sinal contendo quatro diferentes níveis, produzindo uma modulação ASK quaternária (4-ASK).

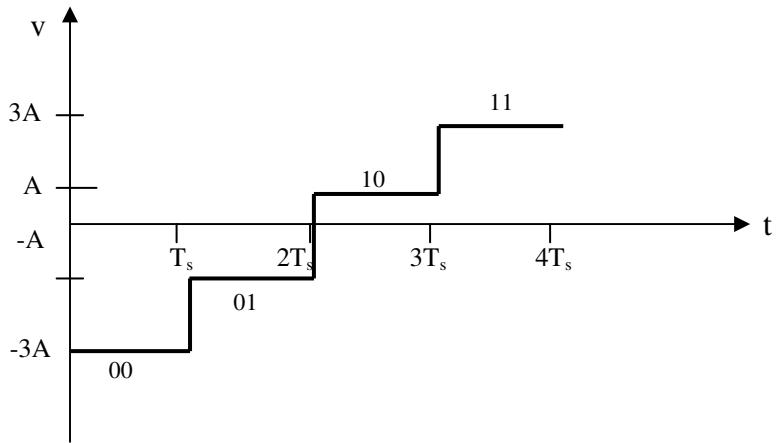


Figura 51 – Sinal PAM

A forma de onda de um sinal PAM pode ser representada por:

$$s_m(t) = A_m g(t),$$

$$A_m = (2m - 1 - M)A, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

onde $g(t)$ representa a forma de onda do pulso, que pode ser retangular.

A forma de onda de um sinal modulado ASK pode ser representada por [12]:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} A_m \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

$$A_m = (2m - 1 - M), \quad m = 1, 2, \dots, M$$

onde E_0 é a energia do sinal de menor amplitude e T_s a duração de cada símbolo.

O sinal ASK possui uma representação vetorial unidimensional, sendo a função base encontrada através de:

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) , \quad 0 \leq t \leq T_s$$

Poderemos agora, expressar os sinais transmitidos $s_m(t)$ em termos de $\phi(t)$:

$$s_m(t) = A_m \sqrt{E_0} \phi(t) , \quad 0 \leq t < T_b$$

$$A_m = (2m - 1 - M), \quad m = 1, 2, \dots, M$$

A figura 52 demonstra o diagrama de constelação para uma modulação 4-ASK, onde podemos verificar que a distância entre símbolos adjacentes vale $2\sqrt{E_0}$.

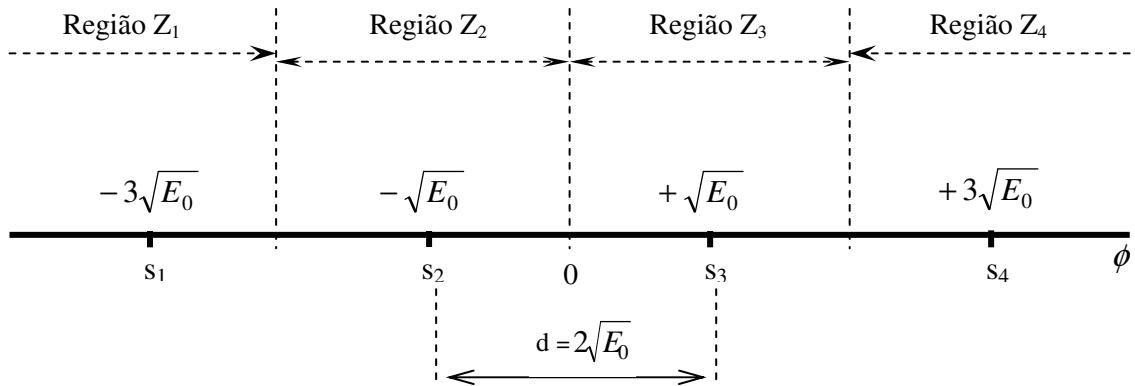


Figura 52 – Diagrama de Constelação 4-ASK

Para calcular a probabilidade de erro para um sinal M-ASK devemos verificar através da figura 52, que os símbolos localizados nas extremidades do diagrama (s_1 e s_4) apresentam uma possibilidade de ocorrência de erro em apenas uma direção. Por exemplo, se o símbolo s_1 for transmitido a decisão errada ocorre quando o receptor entende que o vetor está localizado na região Z_2 . Para o restante dos símbolos o erro pode ocorrer em duas direções, ou seja, para o símbolo s_2 o erro pode ocorrer quando o vetor recebido se encontrar fora da região Z_2 , neste caso, o vetor pode estar localizado na região Z_1 ou Z_3 .

A probabilidade de erro para os símbolos extremos é idêntica a obtida na modulação ASK binária, valendo, portanto $P_{extremo}^{\prime} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$. Para o restante dos ($M - 2$) símbolos, fica evidente que as suas probabilidades de erro possuem o dobro do valor das probabilidades encontradas nos símbolos extremos. Portanto, a probabilidade de erro total é [7]:

$$P_e = \sum_{i=1}^M P(m_i) P(\mathcal{E} | m_i)$$

Sendo $P(\mathcal{E} | m_i)$ a probabilidade de erro dado que o símbolo m_i foi transmitido e $P(m_i)$ a probabilidade de ocorrência de um símbolo m_i qualquer. Como os símbolos são equiprováveis, ou seja, possuem a mesma probabilidade de ocorrência, a probabilidade de ocorrência de um símbolo m_i qualquer será $P(m_i) = 1/M$, sendo M o número total de símbolos. Substituindo na equação anterior, considerando E_0 o símbolo de menor energia, temos que a probabilidade de erro total será [7]:

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P(\mathcal{E} | m_i) \\ &= \frac{1}{M} \left(P_{extremo}^{\prime} + P_{extremo}^{\prime} + (M-2) 2P_{extremo}^{\prime} \right) \\ &= \frac{1}{M} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) + (M-2) 2 \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right) \right] \\ &= \left(1 - \frac{1}{M} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right) \end{aligned}$$

Como no sinal multinível PAM com M símbolos são transmitidos M pulsos com amplitudes $\pm g(t)$, $\pm 3g(t)$, $\pm 5g(t)$, ..., $\pm (M-1)g(t)$, e assumindo que todos os símbolos possuem a mesma probabilidade, e sendo a energia instantânea de cada símbolo igual E_m podemos calcular a energia média do conjunto total de M símbolos E_{sav} , por [12]:

$$\begin{aligned} E_{sav} &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E_m = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M A_m^2 E_0 \quad [A_m = (2m-1-M)] \quad m = 1, 2, \dots, M \\ &= \frac{1}{M} \left[E_0 + 9E_0 + 25E_0 + \dots + (M-1)^2 E_0 \right] \times 2 \quad (\text{o dobro devido a } \pm g(t)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{E_0}{M} \sum_{m=1}^M (2m-1-M)^2 = \frac{E_0}{M} \left[\frac{1}{3} M (M^2 - 1) \right] \\
&= \frac{M^2 - 1}{3} E_0 \quad \Rightarrow \quad E_0 = \frac{3E_{sav}}{M^2 - 1}
\end{aligned}$$

Neste caso, a probabilidade de erro média por símbolo para um sinal M-ASK pode ser calculada por:

$$\begin{aligned}
P_e &= \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right) \Rightarrow E_0 = \frac{3E_{sav}}{M^2 - 1} \\
&= \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{(M^2 - 1)} \left(\frac{E_{sav}}{N_0} \right)} \right)
\end{aligned}$$

Visto que $M = 2^n$, temos que $n = \log_2 M$. Como cada símbolo possui n bits, a energia média por símbolo E_{sav} pode ser obtida em função da energia média por bit E_{bav} por:

$$E_{sav} = nE_{bav}$$

Portanto, a probabilidade média de erro por bit para um sistema M-ASK vale:

$$P_{eMASK} = \operatorname{BER}_{MASK} = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3n}{(M^2 - 1)} \left(\frac{E_{bav}}{N_0} \right)} \right)$$

Quando o código de Gray for utilizado para a codificação do sinal, a probabilidade de erro por bit (BER) será dividida por um fator igual a $1/n$, onde n corresponde ao número de bits por símbolo codificado.

$$P_{eGray} = \frac{1}{n} \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3n}{(M^2 - 1)} \left(\frac{E_{bav}}{N_0} \right)} \right)$$

Para valores de $M >> 1$, podemos aproximar a probabilidade de erro por bit para [12]:

$$P_e \approx \frac{1}{n} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3n}{M^2} \left(\frac{E_{bav}}{N_0} \right)} \right)$$

Como características básicas da modulação ASK tem-se a facilidade de implementação dos circuitos de modulação e demodulação, devido à semelhança com os moduladores AM convencionais. A largura de banda necessária para transmissão é relativamente pequena, porém, o sistema possui baixa imunidade a ruídos, o que também é uma característica da transmissão em AM. A modulação ASK é indicada em aplicações onde o nível de ruído interferente total seja baixo ou em aplicações de baixo custo.

6.7 PROBABILIDADE DE ERRO EM UM SINAL M-QAM

Desde que os sinais em quadratura de fase possam ser perfeitamente separados no demodulador, a probabilidade de erro por símbolo pode ser determinada considerando que a constelação QAM pode ser fatorada como um produto de uma constelação M-ASK por ela mesma. Considerando que os sinais em quadratura podem ser considerados estatisticamente independentes, podemos determinar a probabilidade de decisão correta em um sistema M-QAM através de [3]:

$$P_c = (1 - P_{e\sqrt{M}})^2$$

onde $P_{e\sqrt{M}}$ é a probabilidade de erro para um sinal \sqrt{M} -ASK, que contém metade da potência média em cada sinal em quadratura M-QAM equivalente, ou seja, um sinal QAM com M símbolos com sinais ASK nos eixos em quadratura com \sqrt{M} símbolos em cada eixo. A probabilidade de erro de um sistema M-QAM a partir de um sistema \sqrt{M} -ASK, é dada por:

$$\begin{aligned} P_{eQAM} &= 1 - (1 - P_{e\sqrt{M}})^2 \\ &= 2P_{e\sqrt{M}} - (P_{e\sqrt{M}})^2 \end{aligned}$$

Considerando que $(P_{e\sqrt{M}})^2 \ll 2P_{e\sqrt{M}}$, podemos ignorar o termo quadrático [5], ficando:

$$P_{eQAM} \approx 2P_{e\sqrt{M}}$$

Como a probabilidade de erro de um sistema M-ASK vale:

$$P_{eASK} = \left(1 - \frac{1}{M}\right) erfc\left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}}\right)$$

$$P_{e\sqrt{M}} = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) erfc\left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}}\right)$$

$$P_{eQAM} \approx 2P_{e\sqrt{M}}$$

então,

$$P_{eQAM} \approx 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) erfc\left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}}\right)$$

Assumindo que todos os símbolos são equiprováveis, podemos calcular a energia média por símbolo E_{sav} como o dobro da energia média por símbolo de um sistema M-ASK equivalente:

$$E_{sav} = 2\left(\frac{\sqrt{M}^2 - 1}{3}\right)E_0 \Rightarrow E_0 = \frac{3}{2}\left(\frac{E_{sav}}{M - 1}\right)$$

Desta forma, a probabilidade de erro média por símbolo vale:

$$P_{eQAM} \approx 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) erfc\left(\sqrt{\frac{3}{2} \frac{1}{(M-1)} \left(\frac{E_{sav}}{N_0}\right)}\right)$$

Visto que $M = 2^n$, temos que $n = \log_2 M$. Como cada símbolo possui n bits, a energia média por símbolo E_{sav} pode ser obtida em função da energia média por bit E_{bav} por:

$$E_{sav} = nE_{bav}$$

Podemos calcular a probabilidade média de erro por bit através de:

$$P_{eQAM} = BER_{QAM} \approx 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) erfc\left(\sqrt{\frac{3}{2} \frac{n}{(M-1)} \left(\frac{E_{bav}}{N_0}\right)}\right)$$

Usando o código de Gray para a codificação do sinal, o novo valor da probabilidade de erro média será:

$$P_{eGray} = \frac{1}{n} P_{eQAM}$$

$$P_{eGray} \approx \frac{2}{n} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2} \frac{n}{(M-1)} \left(\frac{E_{bav}}{N_0} \right)} \right)$$

onde n equivale a quantidade de bits por símbolo.

Quando $M \gg 1$, podemos simplificar o cálculo a probabilidade média de erro por bit BER para:

$$P_{eGray} \approx \frac{2}{n} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2} \frac{n}{M} \left(\frac{E_{bav}}{N_0} \right)} \right)$$

6.8 COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS QPSK, 16-QAM, 64-QAM E 256-QAM

As tabelas 4 e 5 e as figuras 53 e 54 demonstram o comportamento das técnicas de modulação QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM. A tabela 4 compara o desempenho das técnicas de modulação para diversos valores de E_b/N_0 (mínimos), e os valores de relação Sinal Ruído S/N (mínimos) correspondentes, considerando o fator de *roll-off* como zero (caso ideal). Foi considerado que os símbolos foram codificados utilizando o código de Gray, o qual apresenta o melhor desempenho em relação a BER e considerando R_b a taxa de bits.

Tabela 4 – Comparaçao entre as Técnicas de Modulação

Probabilidade de Erro por Bit (BER) Utilizando o Código de Gray e Fator de Rool-off $\alpha = 0$								
Modulação	QPSK		16-QAM		64-QAM		256-QAM	
Eficiênciac Espectral	2 bps/Hz		4 bps/Hz		6 bps/Hz		8 bps/Hz	
Largura Banda	$R_b/2$ Hz		$R_b/4$ Hz		$R_b/6$ Hz		$R_b/8$ Hz	
Probab. de Erro (BER)	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$		$P_e = \frac{3}{8} erfc\left(\sqrt{\frac{2}{5} \frac{E_b}{N_0}}\right)$		$P_e = \frac{7}{24} erfc\left(\sqrt{\frac{1}{7} \frac{E_b}{N_0}}\right)$		$P_e = \frac{15}{64} erfc\left(\sqrt{\frac{12}{255} \frac{E_b}{N_0}}\right)$	
E_b/N_0 (dB)	S/N (dB)	BER	S/N (dB)	BER	S/N (dB)	BER	S/N (dB)	BER
6	9	$2,4 \times 10^{-3}$	12	$2,8 \times 10^{-2}$	13,8	$8,4 \times 10^{-2}$	15	$1,2 \times 10^{-1}$
9	12	$3,3 \times 10^{-5}$	15	$4,4 \times 10^{-3}$	16,8	$3,9 \times 10^{-2}$	18	$9,0 \times 10^{-2}$
12	15	$9,0 \times 10^{-9}$	18	$1,4 \times 10^{-4}$	19,8	$9,7 \times 10^{-3}$	21	$5,2 \times 10^{-2}$
15	18	$9,0 \times 10^{-16}$	21	$1,8 \times 10^{-7}$	21,8	$7,7 \times 10^{-4}$	24	$2,0 \times 10^{-3}$
18	21	$1,4 \times 10^{-29}$	24	$4,5 \times 10^{-13}$	24,8	$6,4 \times 10^{-6}$	27	$3,5 \times 10^{-3}$
21	24	$5,3 \times 10^{-57}$	27	$4,0 \times 10^{-24}$	27,8	$5,8 \times 10^{-10}$	30	$1,4 \times 10^{-4}$

É interessante verificar que para um valor de E_b/N_0 de 21 dB a modulação QPSK opera sem ocorrência de erros, ou seja, 1 bit errado para cada 10^{57} bits transmitidos, o que representa na prática uma BER igual a zero. Por outro lado, para um mesmo valor de E_b/N_0 de 21 dB a modulação 256-QAM apresenta 1 bit errado para apenas 10^4 bits transmitidos, o que inviabilizaria a sua utilização em grande parte das aplicações práticas. Podemos observar que para o uso de uma modulação mais eficiente, como no caso deste exemplo, onde a modulação 256-QAM ocupa $\frac{1}{4}$ da largura de banda necessária para se transmitir uma mesma taxa de bits R_b utilizando QPSK, será necessário realizar um novo projeto onde os parâmetros do enlace tais como, potência transmitida, ganho das antenas de transmissão e recepção, níveis de ruído dos amplificadores de entrada nos receptores, deverão ser calculados de forma a proporcionar valores de BER compatíveis com a aplicação, o que, na maioria dos casos não é uma tarefa simples.

Podemos comparar o desempenho dos sistemas de modulação fixando um valor de probabilidade de erro e verificando qual o valor de E_b/N_0 e S/N necessários para cada sistema atingir a BER desejada. Por exemplo, através da tabela 5, para uma probabilidade de erro por bit igual a 10^{-5} temos:

Tabela 5 – Comparaçāo entre as Técnicas de Modulação para uma BER igual a 10^{-5}

BER = 10^{-5}	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
E_b/N_0 (dB)	9,6	13,4	17,8	22,5
S/N (dB) $\alpha = 0$	12,6	19,4	25,6	31,5

Podemos verificar, através da tabela 5, que para se obter um aumento da eficiência espectral, e por consequência uma diminuição da largura de banda ocupada, é necessário efetuar um aumento na potência transmitida, para se obter uma mesma taxa de erro por bit no receptor. Por exemplo, para uma mesma taxa de transmissão R_b em bps, para se obter uma BER de 10^{-5} a modulação 256-QAM ocupa uma largura de banda 4 vezes menor que a ocupada por um sistema QPSK. Porém, necessita de uma potência de transmissão 19 dB acima, ou seja, aproximadamente 80 vezes a potência transmitida pelo sistema QPSK, ou seja, para um transmissor QPSK de 1W o modulador 256-QAM necessitaria de um transmissor de 80W.

Os gráficos a seguir possibilitam uma melhor visualização da evolução da BER em função dos níveis de E_b/N_0 e dos valores de relação Sinal Ruído S/N entre as técnicas de modulação.

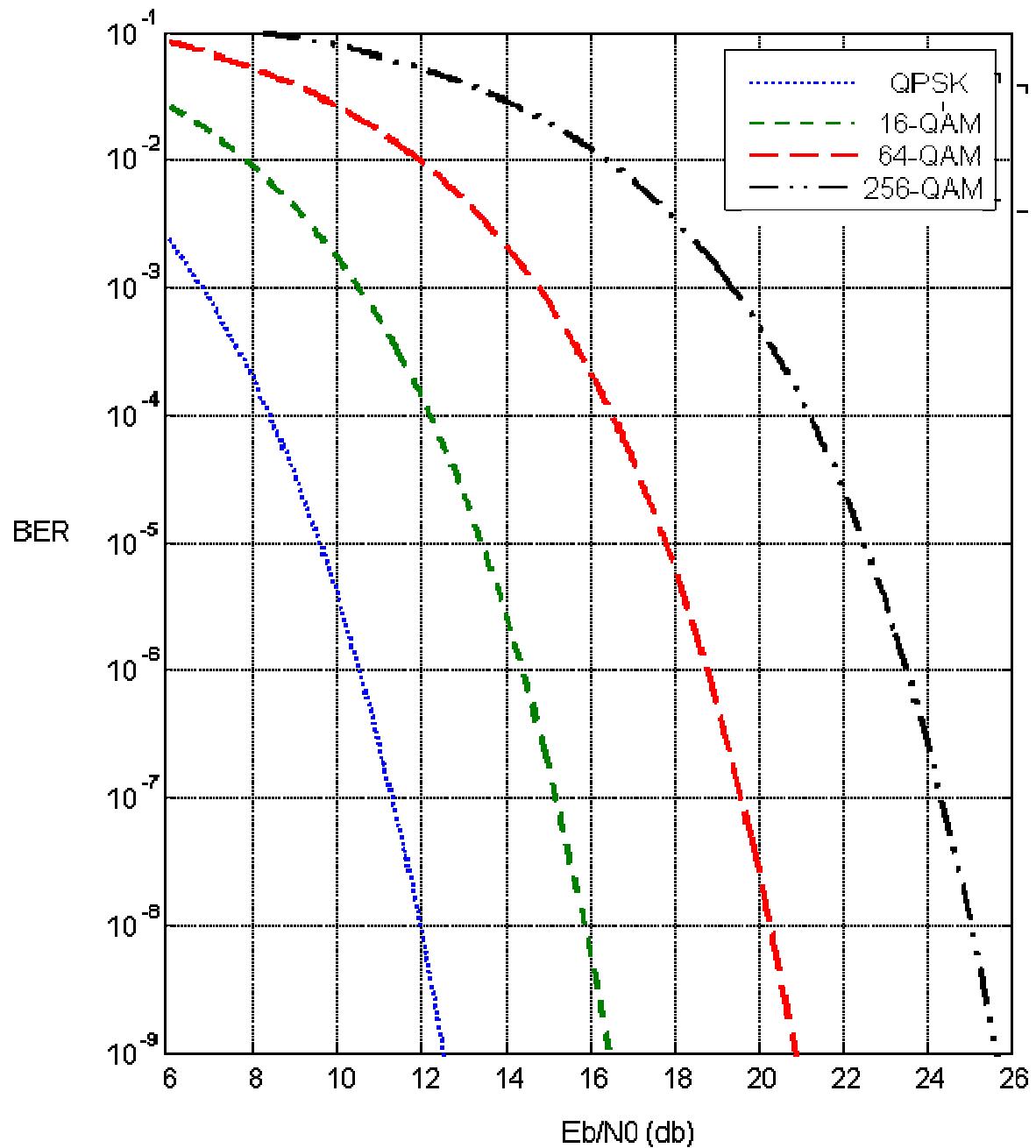


Figura 53 – Gráfico comparativo BER X E_b/N_0

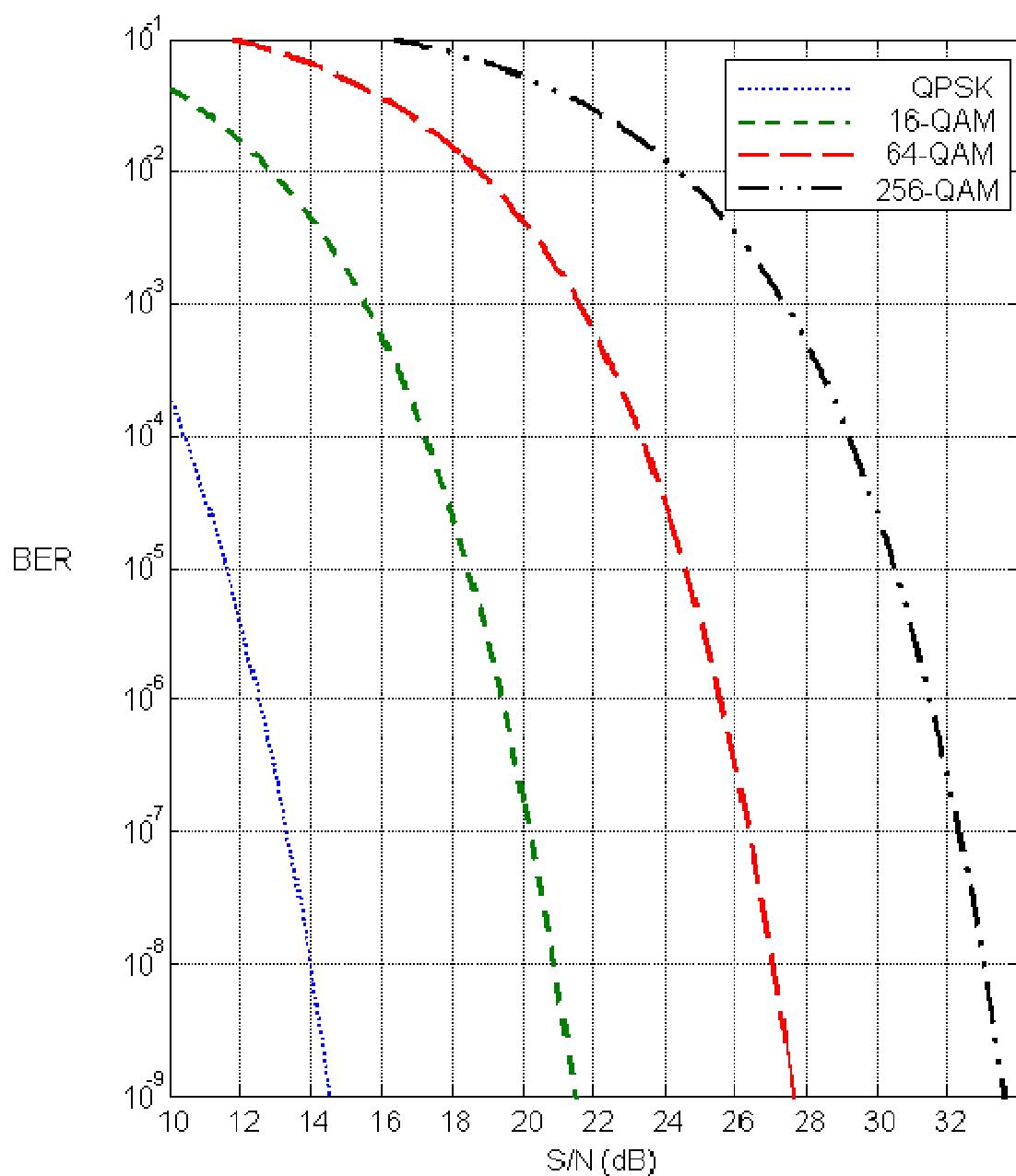


Figura 54 - Gráfico comparativo BER X S/N

6.9 CONTROLE DE ERROS

6.9.1 Introdução

Códigos detectores de erro, sem correção, são implementados mais facilmente que os códigos corretores de erro. Quando o canal de comunicação for bidirecional ou constituído de uma via para transmissão e outra para recepção do sinal, o receptor poderá solicitar a retransmissão da mensagem quando algum erro for detectado.

Os códigos corretores de erro (*Forward Error Correction* – FEC) permitem que os erros detectados possam ser corrigidos no receptor, restaurando a informação original. O método consiste na codificação da mensagem através da inclusão de bits extras, de acordo com regras específicas. Os bits adicionais não agregam informação adicional à mensagem transmitida. Eles somente informam ao receptor a existência de erros durante o processo de transmissão e possibilitam a correção deste erro, produzindo uma melhoria na taxa de erro (BER) obtida no processo de recepção.

Como resultado, o processo de correção de erros introduz redundâncias na transmissão. O que significa que uma diminuição na taxa de erro (BER) é obtida com o aumento da taxa de bits de transmissão. Por outro lado, devido à correção de erros, estes códigos permitem um ganho de potência relativo, pois o receptor trabalha, para uma mesma taxa de erro por bit, com uma potência recebida menor do que aquela para um sinal sem código corretor. O ganho do código é definido como sendo a diferença entre as potências recebidas, para uma determinada BER, e uma transmissão com e sem correção de erro.

$$\text{Ganho do Código (dB)} = S/N \text{ sem código} - S/N \text{ com código}$$

Outro parâmetro característico do código corretor é a taxa do código ou redundância, que é a relação entre o número de bits a ser transmitido antes e após a codificação, acarretando no aumento da largura de faixa necessária para transmissão do canal.

$$\text{Redundância} = R_s \text{ sem código} / R_s \text{ com código}$$

onde R_s é a taxa de símbolos transmitida

De acordo com a aplicação deve-se optar por um determinado tipo de código, analisando a relação entre o ganho do código e a redundância gerada, ou seja, o aumento da largura de banda necessária para transmissão do sinal. Os códigos corretores de erro podem ser classificados em três grupos: *códigos de blocos*, *códigos convolucionais* e *códigos concatenados*.

6.9.2 Códigos Lineares de Bloco

Conforme verificado nas figuras 55 e 56, um código linear de bloco que possua total de k bits de informação (dados) por bloco, cada um constituído por um conjunto de m_k bits, irá possuir 2^k blocos de mensagens distintos, representados através do vetor de mensagem \mathbf{m} . Após o processo de codificação apresentará uma palavra código contendo n bits, correspondendo ao vetor \mathbf{c} , formando o código (n,k) , onde $n - k$ representam os bits de paridade adicionados a mensagem, formados pelo vetor \mathbf{b} . A palavra código resultante representa a seqüência binária transmitida, sendo divida em duas partes, uma contendo os bits correspondentes à mensagem e a outra aos bits de paridade. A eficiência do código, também conhecido como a taxa do código, $R_c = k/n$. O vetor \mathbf{b} correspondente aos bits adicionais de paridade obtidos em função dos bits do vetor de mensagem \mathbf{m} e da matriz \mathbf{P} que define o código corretor de erros [5]:

$$\mathbf{b} = \mathbf{m}\mathbf{P}$$

onde \mathbf{P} é a matriz de tamanho $k \times n-k$, contendo os coeficientes que definem o código utilizado. A representação da geração dos bits de paridade que resultam da relação (multiplicação matricial) entre os dados de entrada e a matriz geradora do código corretor de erros, representada por $\mathbf{b} = \mathbf{m}\mathbf{P}$, é a seguinte:

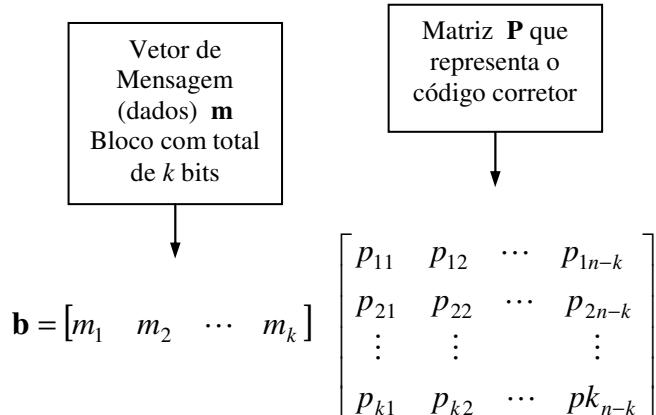


Figura 55 – Geração do Código Corretor

A seqüência binária que é efetivamente transmitida é chamada de palavra código. Sendo representada pelo vetor \mathbf{c} que corresponde à seqüência de dados de informação representada pelo vetor \mathbf{m} , seguido dos bits de paridade que contêm as informações do código corretor de erros representado pelo vetor \mathbf{b} , possuindo um total de n bits.

Matematicamente pode ser representado como uma partição de fileiras de vetores, em termos dos vetores **m** e **b**, através da notação:

$$\mathbf{c} = [\mathbf{m} : \mathbf{b}]$$

Isso demonstra que o vetor **c** é formado pelo vetor correspondente aos bits de informação **m** seguido do vetor de bits de paridade **b**. A informação transmitida é constituída por uma seqüência de blocos de palavras códigos representados por $[c_1, c_2, \dots, c_n]$.

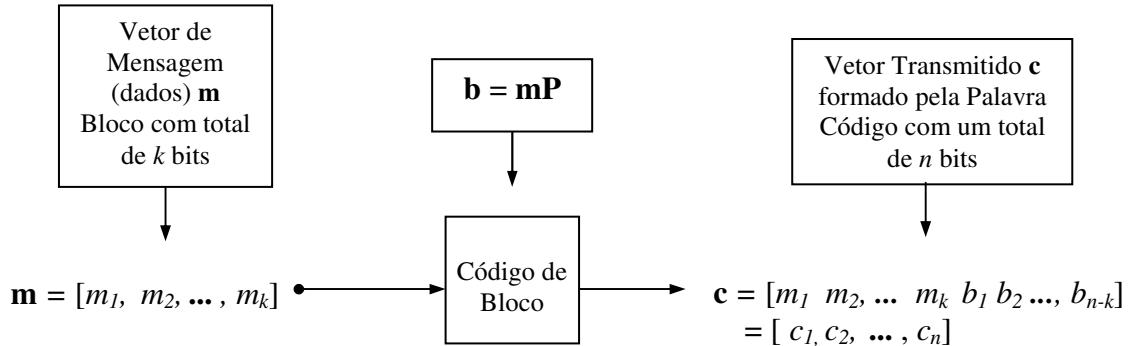


Figura 56 – Representação de um Código de Bloco

Representação da palavra código:

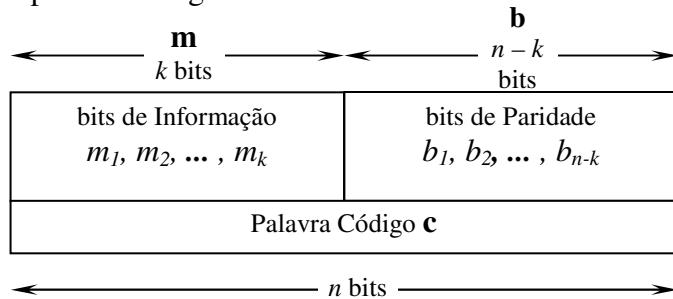


Figura 57 – Formação da Palavra Código

Como $\mathbf{b} = \mathbf{mP}$, podemos concluir que o vetor **c** equivale a:

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= [\mathbf{m} : \mathbf{mP}] \\ &= \mathbf{m}[\mathbf{I}_k : \mathbf{P}] \\ &= \mathbf{m}\mathbf{G} \end{aligned}$$

onde \mathbf{I}_k é a matriz identidade $k \times k$, e \mathbf{G} a matriz $k \times n$ geradora do código. Desta forma, o vetor **c** que representa a palavra código pode ser descrito pela multiplicação matricial do vetor de mensagem **m** pela matriz geradora do código **G**:

$$\mathbf{c} = \mathbf{m}\mathbf{G} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & \cdots & m_k \end{bmatrix} \left[\begin{array}{c|ccccc|ccccc} & & & & & & & & & \\ \overbrace{ & & & & & }^G & & & & & & & & & \\ & \overbrace{I_k}^{\wedge} & & & & & & & & \overbrace{P}^{\wedge} \\ \hline 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & : & p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1n-k} \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & : & p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2n-k} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & : & p_{k1} & p_{k2} & \cdots & p_{kn-k} \end{array} \right]$$

A palavra código gerada possui uma redundância controlada, representada pelos bits de paridade inseridos na mensagem, de maneira que durante o processo de decodificação seja possível identificar e corrigir erros introduzidos durante a transmissão da informação. Isto é obtido através do uso da matriz de verificação de paridade \mathbf{H} . A matriz \mathbf{H} e a sua matriz transposta \mathbf{H}^T são definidas como:

$$\mathbf{H} = \left[\mathbf{P}^T : \mathbf{I}_{n-k} \right] \Rightarrow \mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{P} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{n-k} \end{bmatrix}$$

Podemos verificar que:

$$\mathbf{G}\mathbf{H}^T = [\mathbf{I}_k : \mathbf{P}] \begin{bmatrix} \mathbf{P} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{n-k} \end{bmatrix} = [0 \ 0 \ \cdots \ 0]$$

como a mensagem transmitida $c = mG$,

$$\mathbf{cH}^T = \mathbf{mGH}^T = \mathbf{0}$$

Portanto, através da matriz de verificação de paridade \mathbf{H}^T é possível verificar se o sinal recebido contém erros.

Considerando o meio de transmissão como um canal ideal, o sinal será recebido sem a introdução de erros. Neste caso, o mesmo vetor \mathbf{c} que foi transmitido será enviado para a matriz de verificação de paridade \mathbf{H}^T , tendo como resultado um vetor nulo indicando que não ocorreram erros durante o processo de transmissão.

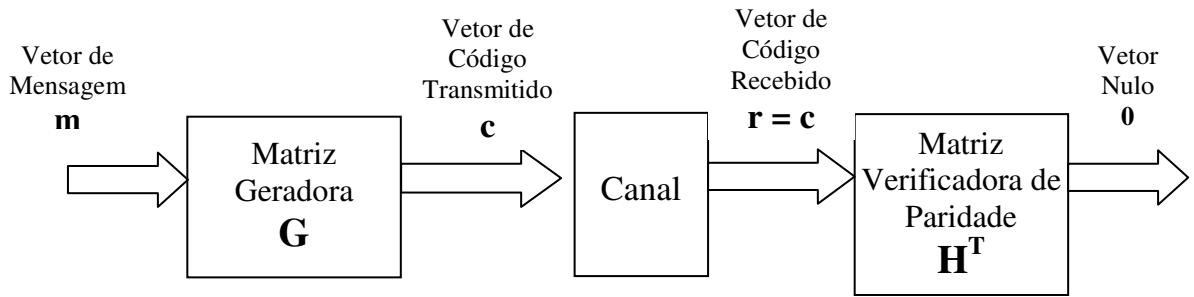


Figura 58 – Diagrama de Transmissão de um Canal Ideal

Porém, dado que o vetor c foi enviado e ocorreram erros durante o processo de transmissão, temos que o vetor recebido r é diferente do vetor enviado c , então,

$$rH^T \neq mGH^T \neq 0 = s$$

onde s representa um vetor que contém pelo menos um elemento diferente de zero. O vetor s possibilita a detecção de erros, sendo conhecido como *síndrome*. O vetor recebido r pode ser descrito como a soma do vetor de código original c e um vetor de erro e , portanto:

$$r = c + e$$

então,

$$\begin{aligned}
 s &= rH^T \\
 &= (c + e) H^T \\
 &= cH^T + e H^T \\
 &= e H^T
 \end{aligned}$$

O que demonstra que a síndrome depende somente do vetor de erro, ou padrão de erro, e não do vetor transmitido. Através da análise do padrão de erro é possível localizar os bits errados e realizar as correções necessárias.

Uma importante consideração para definir o desempenho de um código é a separação entre os vetores representativos dos códigos de paridade. Esta separação é medida em termos da *distância de Hamming*, que é definida como o número de diferentes elementos entre dois vetores. Por exemplo, se $x = (1 0 1)$ e $y = (1 1 0)$ a distância de Hamming $d(x, y) = 2$ porque o segundo e o terceiro elemento dos vetores são diferentes [4].

O *peso de Hamming* de um código é definido como o número de elementos diferentes de zero em um vetor de código. De forma equivalente, podemos afirmar que o peso de Hamming de um vetor de código é à distância entre o vetor de código e o vetor de código nulo (todos os elementos iguais a zero). A distância mínima d_{min} de um código linear de bloco é a menor distância de Hamming entre dois vetores de código válidos. Podemos verificar que a distância mínima é igual ao menor peso de Hamming entre os vetores de código não nulos do código de bloco. A detecção de erros é possível quando o número de erros verificados na palavra código for menor que d_{min} . Para corrigir t erros por palavra código, a distância de Hamming mínima será:

$$d_{min} \geq 2t + 1$$

Por exemplo, para um código que possua $d_{min} = 3$, poderá corrigir até 1 erro por palavra código. Para um código linear de bloco (n, k) o valor da distância mínima é limitado por:

$$d_{min} \leq n - k + 1$$

6.9.3 Códigos de Hamming

Os códigos de Hamming pertencem a uma classe de códigos lineares de bloco (n, k) com as seguintes propriedades [5]:

Comprimento do Bloco:	$n = 2^q - 1$
Nº de bits de mensagem:	$k = 2^q - q - 1$
Nº de bits de paridade:	$n - k = q$

onde q é um número inteiro ≥ 3 .

Por exemplo, para o código de Hamming $(n = 7, k = 4)$ temos que o número de bits da palavra código, $n = 7$ e o número de bits da mensagem, $k = 4$, portanto $q = 3$. Neste caso, a matriz geradora do código \mathbf{G} e a matriz de verificação de paridade \mathbf{H}^T equivalem a:

$$\mathbf{G} = \left[\begin{array}{ccccc|cc}
 1 & 0 & 0 & 0 & \vdots & 1 & 0 & 1 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & \vdots & 1 & 1 & 1 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & \vdots & 1 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & \vdots & 0 & 1 & 1
 \end{array} \right]$$

$$\mathbf{H}^T = \left[\begin{array}{ccc}
 1 & 0 & 1 \\
 1 & 1 & 1 \\
 1 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 1 \\
 \dots & \dots & \dots \\
 1 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 1
 \end{array} \right] \left. \begin{array}{l}
 \mathbf{P} \\
 \mathbf{I}_{n-k}
 \end{array} \right\}$$

A mensagem a ser codificada possui $2^4 = 16$ símbolos. Para cada símbolo será adicionado 3 bits de verificação de paridade, resultando em 16 palavras código de 7 bits. A palavra código resultante será representada pelo vetor:

$$\mathbf{c} = [m_1 \ m_2 \ m_3 \ m_4 \ m_{1+} \ m_{3+} \ m_{4+} \ m_{1+} \ m_{2+} \ m_{3+} \ m_{2+} \ m_{3+} \ m_{4+} \ b_1 \ b_2 \ b_3]$$

Desta forma podemos montar uma tabela contendo as palavras códigos resultantes da multiplicação dos 16 símbolos pela matriz \mathbf{G} .

Tabela 6 – Código de Hamming (7,4)

Mensagem	Palavra Código	Peso de Hamming	Mensagem	Palavra Código	Peso de Hamming
0000	0000 000	0	1000	1000 101	3
0001	0001 011	3	1001	1001 110	4
0010	0010 110	3	1010	1010 011	4
0011	0011 101	4	1011	1011 000	3
0100	0100 111	4	1100	1100 010	3
0101	0101 100	3	1101	1101 001	4
0110	0110 001	3	1110	1110 100	4
0111	0111 010	4	1111	1111 111	7

Podemos verificar que a distância mínima $d_{min} = 3$, e neste caso, um bit pode ser corrigido por palavra código. A identificação do erro é realizada através do produto do vetor \mathbf{r} recebido pela matriz de verificação de paridade \mathbf{H}^T .

A síndrome resultante é associada a um padrão de erro, possibilitando a identificação do bit recebido com erro. A tabela 7 lista as correspondentes $2^3 = 8$ síndromes.

Tabela 7– Padrões de Erro

Síndrome	Padrão de Erro
0 0 0	0 0 0 0 0 0
1 0 1	1 0 0 0 0 0
1 1 1	0 1 0 0 0 0
1 1 0	0 0 1 0 0 0
0 1 1	0 0 0 1 0 0
1 0 0	0 0 0 0 1 0
0 1 0	0 0 0 0 0 1
0 0 1	0 0 0 0 0 1

Por exemplo, supondo que a palavra código $[0 1 0 0 1 1 1]$ foi enviada e o vetor \mathbf{r} recebido corresponda a $[0 1 1 0 1 1 1]$, contendo erro no terceiro bit. A síndrome é calculada através de:

$$\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T$$

$$\mathbf{s} = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ \dots\dots \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [1 \ 1 \ 0]$$

Consultando a tabela 7, verificamos que a síndrome $[1 1 0]$ corresponde ao padrão de erro $[0 0 1 0 0 0 0]$, indicando que o terceiro bit foi recebido com erro. Para realizar a correção, efetua-se a soma módulo 2 entre padrão de erro com a palavra recebida.

$$[0 0 1 0 0 0 0] \oplus [0 1 1 0 1 1 1] = [0 1 0 0 1 1 1]$$

Porém, supondo que a palavra código $[0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1]$ foi enviada e o vetor \mathbf{r} recebido corresponda a $[0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1]$, contendo erro no terceiro e quarto bit. Neste caso, a síndrome resultante seria igual a $[1\ 0\ 1]$, correspondendo ao padrão de erro $[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$, que indica de forma equivocada que o primeiro bit foi recebido com erro. Desta forma, ao realizar a operação para correção de erro teríamos:

$$[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0] \oplus [0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1] = [1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1]$$

Como resultado, temos uma palavra código válida $[1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1]$, porém, diferente da mensagem transmitida $[0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1]$. Assim, demonstra-se a incapacidade deste tipo de código de corrigir mais de um bit recebido com erro.

6.9.4 Outros Códigos de Bloco

6.9.4.1 Código Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH)

O código BCH comprehende uma ampla variedade de classes de código, possibilitando várias opções de comprimento do bloco e taxas de código, que incluem símbolos binários e não binários. O código BCH binário pode ser construído através dos seguintes parâmetros:

$$\text{Comprimento do bloco:} \quad n = 2^m - 1$$

$$\text{Nº de bits de mensagem:} \quad k \geq n - mt, \quad n - k \leq mt$$

$$\text{Distância mínima:} \quad d_{\min} \geq 2t + 1$$

onde m é um número inteiro maior ou igual a 3, e t a quantidade de bits que podem ser corrigidos por palavra código.

6.9.4.2 Código Reed-Solomon (RS)

O código Reed-Solomon é um poderoso código BCH não binário, utilizado freqüentemente em aplicações práticas. O codificador RS difere de um codificador binário por operar com símbolos contendo múltiplos bits. Um código RS (n, k) que utiliza m bits por símbolo, possui um total de $M = 2^m$ símbolos. Sendo que, cada bloco de comprimento n codificado possui $2^m - 1$ símbolos, ou seja, um total de $m(2^m - 1)$ bits por bloco. As palavras código são construídas a partir de k símbolos de mensagem onde são inseridos $n - k$ símbolos

de paridade, formando um bloco com comprimento igual a n símbolos. Para correção de t erros por bloco o código RS pode ser descrito através dos parâmetros:

Comprimento do bloco:	$n = 2^m - 1$
Comprimento da mensagem	k símbolos
Comprimento da paridade	$n - k = 2t$ símbolos
Distância mínima:	$d_{min} = 2t + 1 = n - k + 1$ símbolos

6.9.5 Códigos Convolucionais

Neste tipo de código a mensagem a ser codificada não é dividida em blocos. O processo de codificação é feito seqüencialmente, onde a palavra de código gerada depende da seqüência de bits de informação anterior. Em termos práticos, um codificador convolucional com palavras de k bits, é constituído de um registrador de deslocamento de M estágios com n geradores de funções algébricas, uma para cada porta de saída, como por exemplo, funções de soma módulo 2, efetuada através de portas OU-Exclusivo, que realiza as seguintes operações:

$$0 + 0 = 0$$

$$1 + 0 = 1$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 1 = 0$$

A palavra código gerada é constituída de n bits, formados a partir de cada seqüência de k bits de entrada. Desta forma, a taxa do código é definida como $R_c = k/n$, coerente com a definição de taxa de código para um código de bloco. O parâmetro $K = M + 1$, é chamado de *comprimento de restrição* do código, sendo definido como o número de deslocamentos nos quais um bit de entrada pode influenciar a saída do codificador [12].

A saída do codificador pode ser obtida pela convolução da seqüência de entrada com a resposta ao impulso do codificador, representada através de um polinômio. Por exemplo, a figura 59 ilustra o caso onde a saída do codificador pode ser representada através de dois polinômios geradores, $P_1(x) = 1 + x + x^2$ e $P_2(x) = 1 + x^2$.

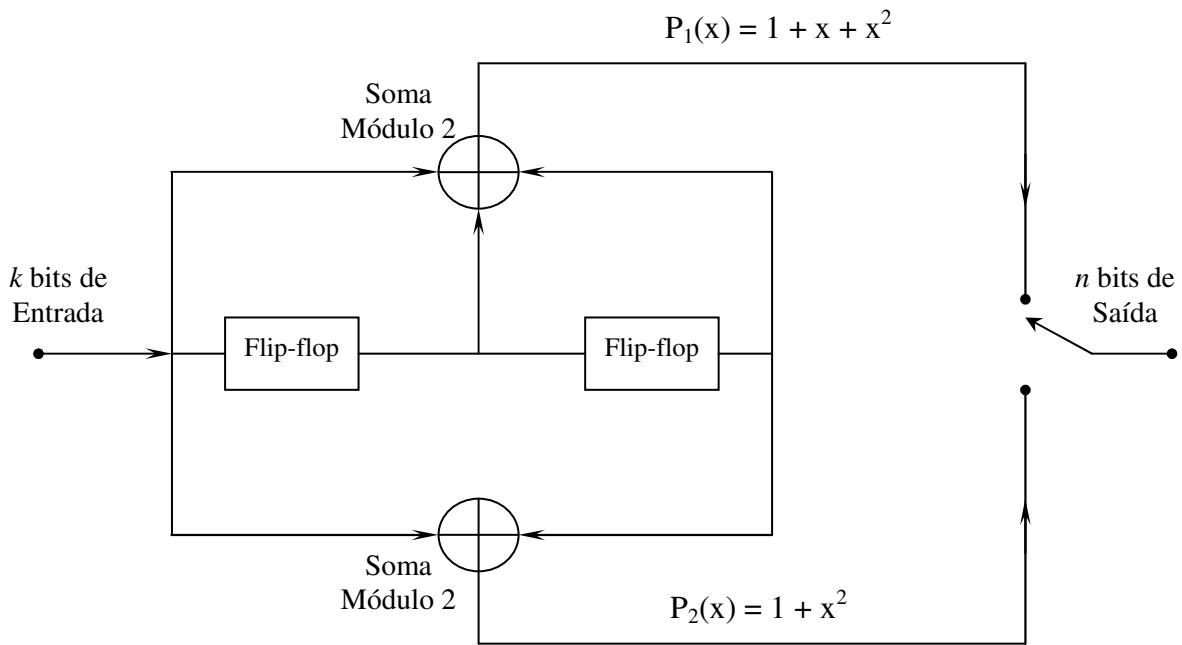


Figura 59 – Codificador Convolucional

Por exemplo, para uma palavra de entrada igual a [1 1 0 0], correspondendo ao polinômio $M(x) = 1 + x$, teremos em cada saída a convolução do sinal de entrada com o polinômio correspondente:

$$M(x) P_1(x) = (1 + x)(1 + x + x^2) = (1 + x^3) = [1 \ 0 \ 0 \ 1]$$

$$M(x) P_2(x) = (1 + x)(1 + x^2) = (1 + x + x^2 + x^3) = [1 \ 1 \ 1 \ 1]$$

Após a serialização efetuada pela chave de saída, teremos a palavra código [11 01 01 11]. Podemos verificar que, para cada bit de informação de entrada teremos dois bits de saída, resultando em uma taxa de código $R_c = \frac{1}{2}$, ou seja, o sinal de saída possui o dobro da taxa de bits da seqüência de entrada.

Existem três diferentes representações gráficas que permitem uma rápida visualização do código convolucional utilizado: árvore de códigos, treliça e digrama de estados [3]. Utilizando como exemplo o código convolucional descrito na figura 59, serão descritas a seguir na figura 64 do item 6.9.9, a representação gráfica correspondente ao código convolucional descrito acima, considerando que o estado inicial de todos os flip-flops é igual a zero.

6.9.6 Códigos Concatenados

O código concatenado consiste em dois códigos separados, os quais são combinados para formarem um código de maior comprimento total. Podem ser utilizados códigos de bloco, códigos convolucionais ou uma combinação de códigos de bloco e convolucionais. Usualmente o código externo é escolhido como não-binário

Um código concatenado utilizando dois códigos de bloco está exemplificado na figura 60. O código não-binário (N, K) forma o código externo e o código binário (n, k) o código interno. As palavras código são formadas pela subdivisão de blocos de kK bits de informação em K grupos, chamados símbolos, onde cada símbolo consiste de k bits. Os K kbit símbolos são codificados em N kbit símbolos pelo codificador externo, como usualmente é feito em um código não-binário (Reed Solomon, por exemplo). O código interno utiliza cada k bit símbolo como entrada para um código binário de bloco de comprimento n . Desta forma, o código concatenado possui um comprimento do bloco de Nn bits e contém kK bits de informação. Isto equivale a um código de bloco longo equivalente a (Nn, Kk) .

A distância mínima do código concatenado exemplificado na figura 60 vale $D_{min}d_{min}$, onde D_{min} é a distância de Hamming mínima do código externo e d_{min} a distância mínima do código interno, e a taxa do código equivale a Kk/Nn [12].

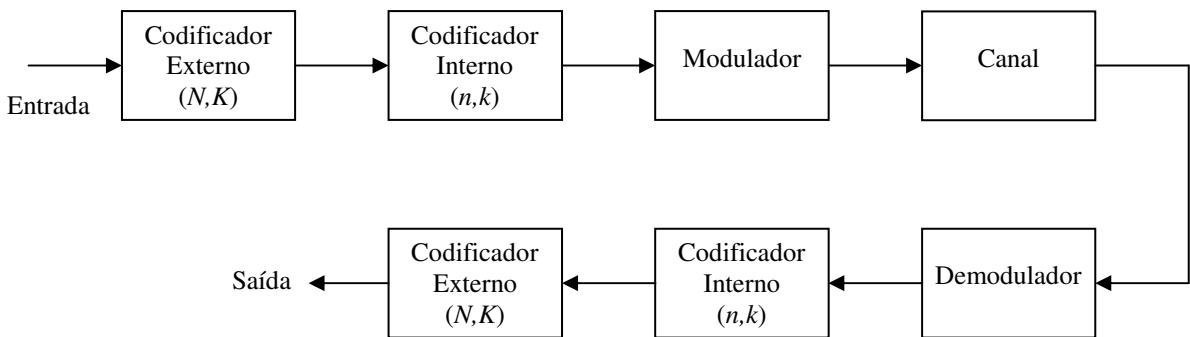


Figura 60 – Código Concatenado

6.9.7 Códigos Concatenados Paralelos (Códigos Turbo)

A figura 61 apresenta um código concatenado utilizando codificadores convolucionais em paralelo com *interleaver*. Este tipo de configuração é conhecida como *código turbo*.

Os códigos convolucionais podem não ser idênticos e mais do que dois codificadores podem ser utilizados. Considerando que cada codificador possua uma taxa de 1/2, a taxa total

do código será de 1/3. Entretanto, taxas de 1/2 ou 2/3 podem ser obtidas através do uso do processo de *perfuração* (*puncture*) do código, onde alguns bits são retirados seguindo algum padrão pré-definido. Isto pode ser feito, por exemplo, retirando-se os bits de paridade ímpar do primeiro codificador e os bits de paridade par do segundo codificador convolucional.

O bloco de interleaver permuta a ordem da seqüência de bits de entrada de uma forma determinística, isto é, os bits de entrada produzem os mesmos bits de saída, porém, em instantes de tempo diferentes.

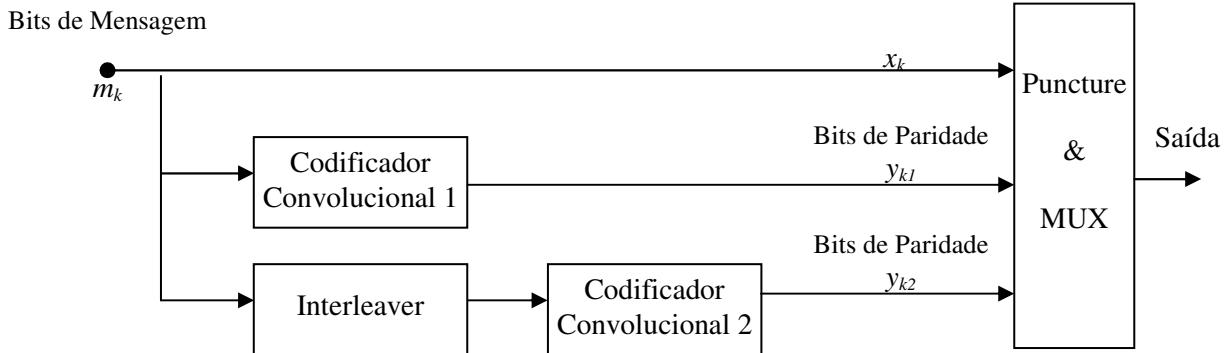


Figura 61 – Código Turbo

O decodificador do código turbo é mostrado na figura 62, sendo constituído de dois decodificadores de *máxima probabilidade a posteriori* (MAP) e um sistema de realimentação que funciona de forma semelhante a de um sistema de motores turbo-alimentados, portanto, daí o termo *código turbo*.

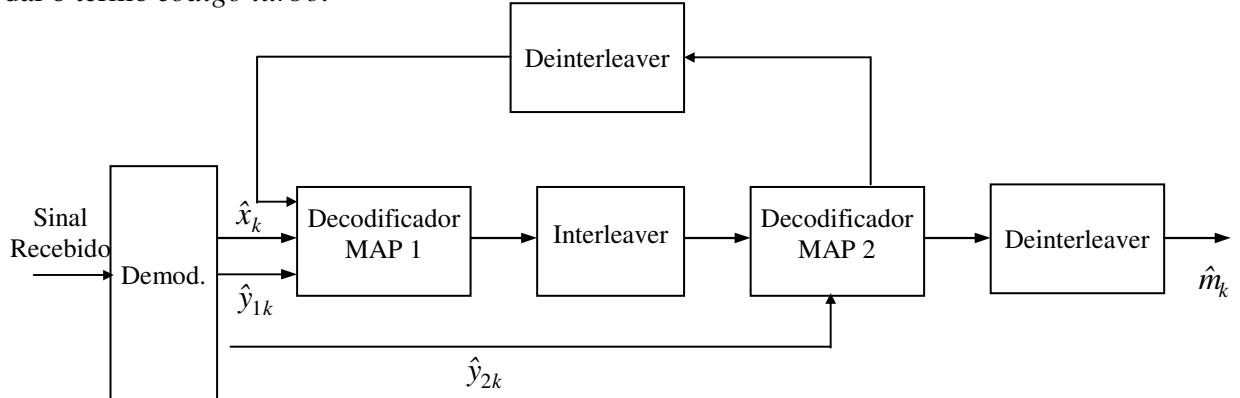


Figura 62 – Decodificador Turbo

O critério de detecção ótima baseado na *máxima probabilidade a posteriori* (MAP) pode ser descrito, por exemplo, considerando os seguintes fatores: através de um sistema que utilize uma comunicação M-ária, com um conjunto de símbolos igual a s_m , sendo $m = 1, 2, \dots, M$, em um canal AWGN, utilizando demodulação por correlação ou filtro casado e sendo o

vetor representativo do sinal recebido igual a \mathbf{r} . A regra de decisão que considera as probabilidades *a posteriori* é definida como:

$$P(\text{sinal } \mathbf{s}_m \text{ transmitido ser recebido corretamente dado que } \mathbf{r} \text{ foi recebido}),$$

Ou simplesmente $P(\mathbf{s}_m | \mathbf{r})$. O critério de decisão é baseado na seleção do sinal que corresponda ao conjunto de máximas probabilidades *a posteriori* $\{P(\mathbf{s}_m | \mathbf{r})\}$. O receptor produz uma estimativa do símbolo \hat{s} transmitido comparando o vetor \mathbf{r} recebido com cópias perfeitas dos símbolos originais. Desta forma é obtida uma estratégia de detecção ótima que maximiza a probabilidade de decisão correta e, portanto, minimiza a probabilidade média de erro. Este critério de decisão é chamado de *máxima probabilidade a posteriori* (MAP), significando a máxima probabilidade “após a observação” do sinal. Quando os M símbolos são considerados equiprováveis, o critério MAP é chamado de detecção por máxima verossimilhança (*maximum likelihood*).

O primeiro decodificador, a partir do vetor recebido \mathbf{r} , calcula o valor da probabilidade *a posteriori*. O valor obtido é utilizado como o valor de probabilidade *a priori* do segundo decodificador. A saída é então realimentada para o primeiro decodificador onde o processo se repete de forma interativa onde cada interação produz uma estimativa mais apurada. Em lugar do algoritmo de Viterbi, o qual minimiza o erro de uma seqüência inteira, o decodificador MAP utiliza uma forma modificada do algoritmo BCJR. O algoritmo BCJR é um tipo de decodificador MAP que minimiza os erros de bit pela estimativa *a posteriori* das probabilidades individuais dos bits na palavra código, para reconstruir a seqüência de bits original. Desta forma a taxa média de erro por bit do algoritmo BCJR é um pouco melhor que a obtida pelo algoritmo de Viterbi, porém a sua complexidade computacional é maior [5].

A performance do decodificador turbo aumenta com o número de interações realizadas pelo algoritmo de decodificação. Um importante fator de desempenho é o comprimento do interleaving, o que é algumas vezes descrito como *ganho de interleaver*. Com um interleaver suficientemente grande e através do uso de um decodificador MAP utilizando várias interações, o desempenho do codificador turbo é capaz de se aproximar do limite teórico da capacidade do canal de Shannon.

Por exemplo, para um código turbo com taxa de 1/2 com um comprimento do código de interleaver de 2^{16} e com 18 interações por bit no decodificador, é obtida uma probabilidade de erro média por bit (BER) de 10^{-5} , com uma relação S/N de apenas 0,6 dB [12].

6.9.8 Interleaver

Os códigos corretores de erros possibilitam um aumento da confiabilidade do sistema de transmissão quando os erros ocorrem independente da palavra código transmitida ou seja, os erros causados pelo canal são estatisticamente independentes. Este é o caso do canal modelado como AWGN. Porém, existem canais que apresentam características de formação de erros em *rajadas (bursts)*. Como por exemplo, canais que contenham multipercursos, desvanecimentos ou sujeitos a ruídos impulsivos, introduzem um grande número de erros em determinadas seqüências de bits. Os códigos corretores de erro convencionais permitem a correção de erros isolados ou relativos a eventos estatisticamente independentes.

Uma solução para este problema seria o espalhamento da palavra código transmitida, através de um sistema de *interleaving*, onde a seqüência de bits original tem a sua ordem permutada de uma forma determinística. Assim, caso ocorra um erro de burst durante a transmissão, causando vários erros em uma mesma seqüência, após o processo de *deinterleaving*, os bits referentes à seqüência com erro serão distribuídos em várias palavras código. Desta forma as palavras códigos decodificadas apresentarão poucos erros seqüenciais, possibilitando que o código corretor de erro consiga reconstituir a mensagem original.

Uma forma de gerar o código de interleaving seria, por exemplo, através de uma matriz onde as palavras código de entrada corresponderiam a colunas da matriz, e as palavras códigos espalhadas seriam retiradas através das linhas da matriz. No exemplo da figura 62, a seqüência de entrada representada pelo vetor \mathbf{c} é escrita através das colunas da matriz, e o vetor de saída \mathbf{c}_i corresponde a mesma palavra código de entrada, porém, com a sua seqüência temporal alterada. Outra forma de implementar o código de interleaving seria através da multiplicação da palavra código por uma matriz de permutação, que alteraria a ordem dos bits da seqüência de uma maneira pré-determinada. Para realizar o deinterleaving no decodificador, multiplica-se a seqüência recebida pela matriz transposta da matriz de permutação [3].

$$\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6 \ c_7 \ c_8 \ c_9 \ c_{10} \ c_{11} \ c_{12} \ c_{13} \ c_{14} \ c_{15} \ c_{16}] \xrightarrow{\quad} \begin{bmatrix} c_1 & c_5 & c_9 & c_{13} \\ c_2 & c_6 & c_{10} & c_{14} \\ c_3 & c_7 & c_{11} & c_{15} \\ c_4 & c_8 & c_{12} & c_{16} \end{bmatrix} \xrightarrow{\quad} \mathbf{c}_i = [c_1 \ c_5 \ c_9 \ c_{13} \ c_2 \ c_6 \ c_{10} \ c_{14} \ c_3 \ c_7 \ c_{11} \ c_{15} \ c_4 \ c_8 \ c_{12} \ c_{16}]$$

Figura 63 - Matriz de Interleaving

6.9.9 Diagrama de Árvore de Códigos

Usualmente a árvore de códigos é desenhada de maneira que um bit de entrada igual a zero signifique o estado presente no ramo superior, e um bit de entrada igual a um o estado presente no ramo inferior, e assim sucessivamente. Na figura 64 demonstra uma árvore de códigos para o codificador utilizado na figura 59 do item 5.9.5 [3]. Em vermelho tracejado é exemplificado o caminho percorrido quando a palavra de entrada equivale a $\mathbf{m} = [1\ 1\ 0\ 0]$. Podemos verificar que a palavra código resultante é $\mathbf{c} = [11\ 01\ 01\ 11]$.

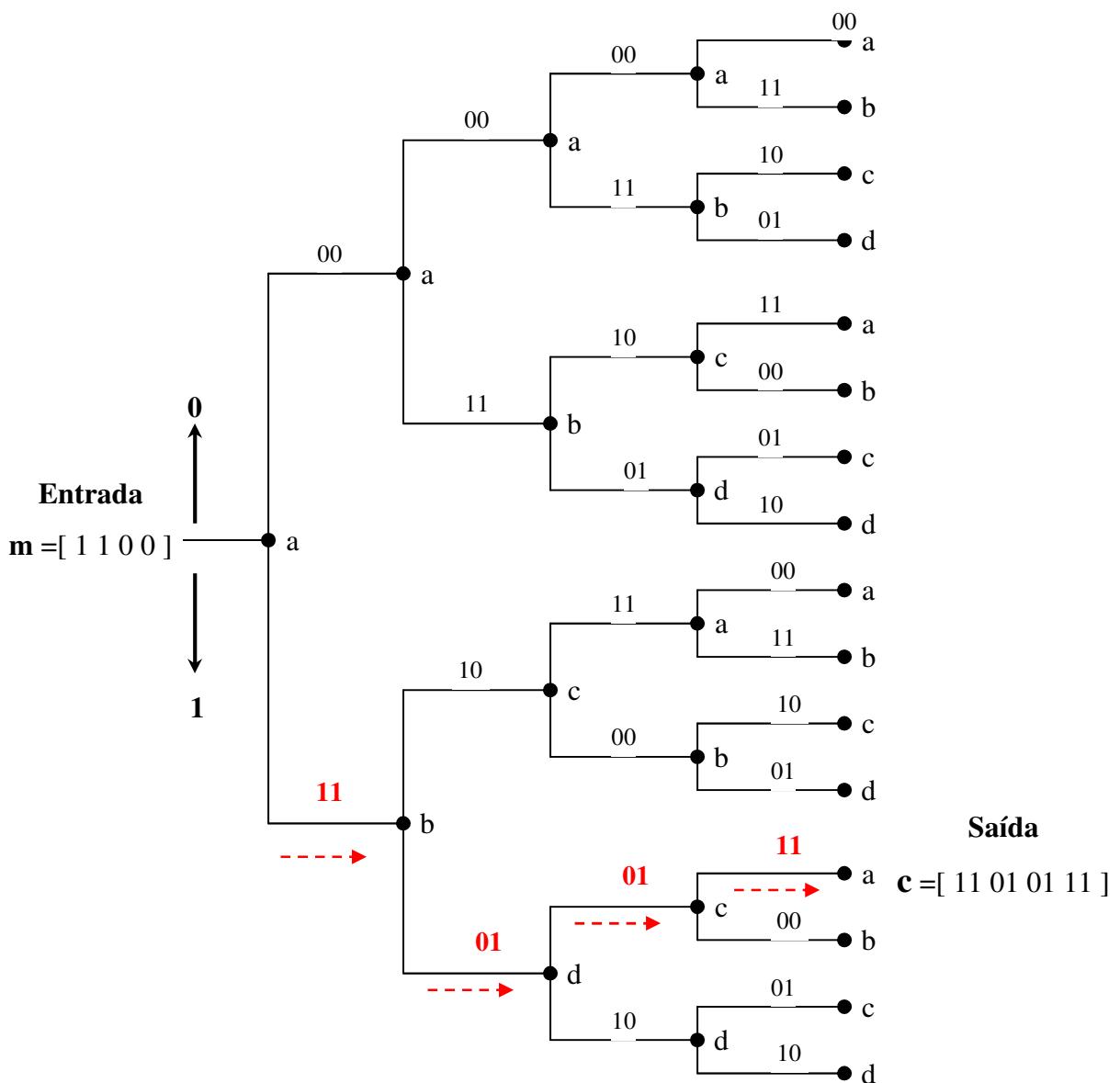


Figura 64 – Árvore de Códigos Geradora do Código da Figura 58

6.9.10 Diagrama de Treliça

Podemos observar através da árvore de códigos que existem pontos de repetição na diagramação do código. Desta forma, podemos construir uma representação gráfica mais compacta do código, através de um diagrama em forma de treliça, conforme figura 65. As linhas cheias representam as transições quando os bits de entrada são iguais a zero e linha pontilhada quando os bits forem iguais a um.

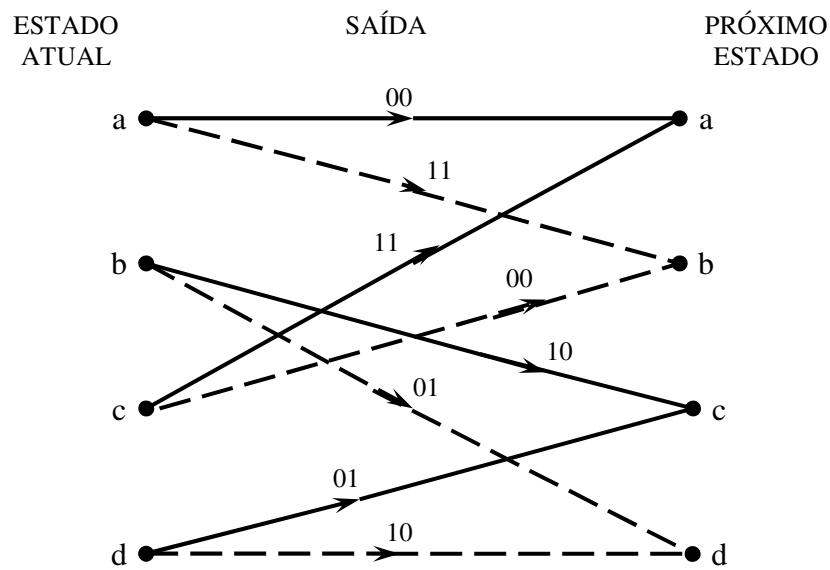


Figura 65 – Diagrama em Treliça

6.9.11 Diagrama de Estados

De maneira equivalente, podemos obter a representação de um código através de um diagrama de estados, conforme descrito na figura 66.

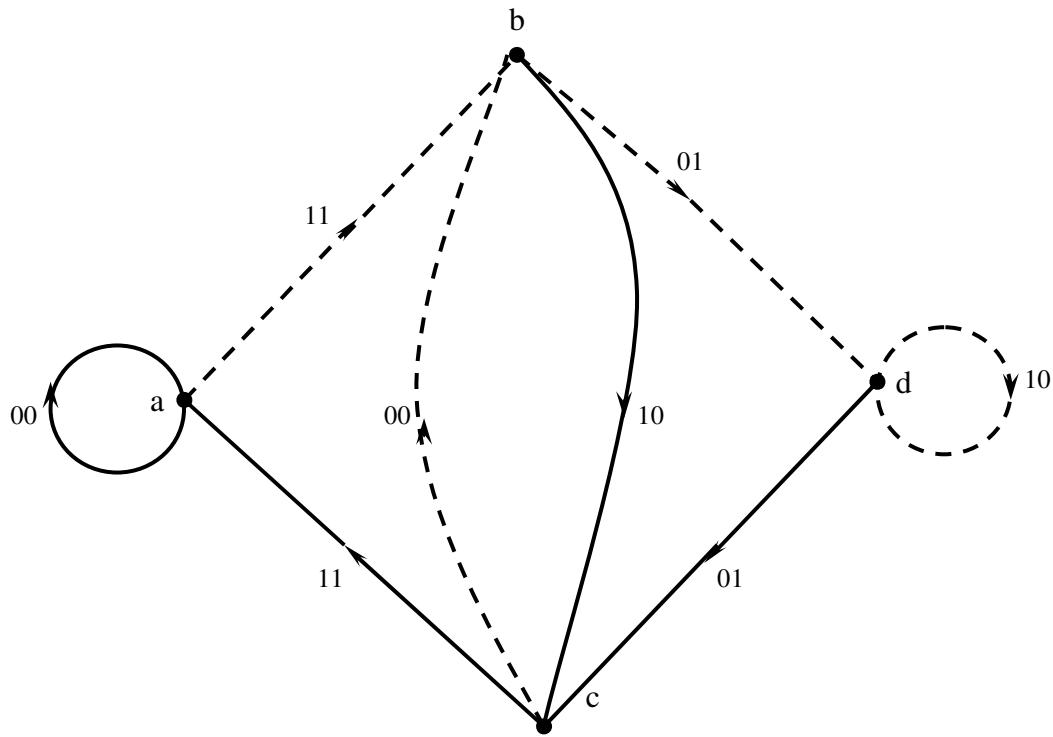


Figura 66 – Diagrama de Estados

6.9.12 Decodificação do Código Convolucional Através do Algoritmo de Viterbi

Dentre os vários métodos de decodificação para códigos convolucionais, o algoritmo de máxima probabilidade de Viterbi se apresenta como uma das melhores técnicas para uso em sistemas de comunicações digitais. O algoritmo de Viterbi é conhecido como um processo de obtenção de caminhos de máxima probabilidade, dentro da treliça que representa o código convolucional correspondente. Como a treliça reproduz todas as possíveis seqüências de transmissão, o algoritmo segue o caminho que acumula os menores erros e, desta forma, consegue recuperar a informação original que foi recebida com erro. O algoritmo opera computando as menores distâncias de Hamming entre as seqüências recebidas e as seqüências do código. As ligações que são escolhidas pelo algoritmo são chamadas de *sobreviventes* ou de *ligações ativas*, representando a seqüência com maior probabilidade de ter sido originalmente transmitida [3].

Por exemplo, supondo que na transmissão foi utilizado o codificador representado na figura 59, e que a seqüência recebida inicia com $\mathbf{r} = [11\ 01\ 11]$, a figura 67 demonstra os três primeiros ramos das ligações válidas emanadas a partir do ramo inicial a_0 em um diagrama em treliça do código convolucional correspondente.

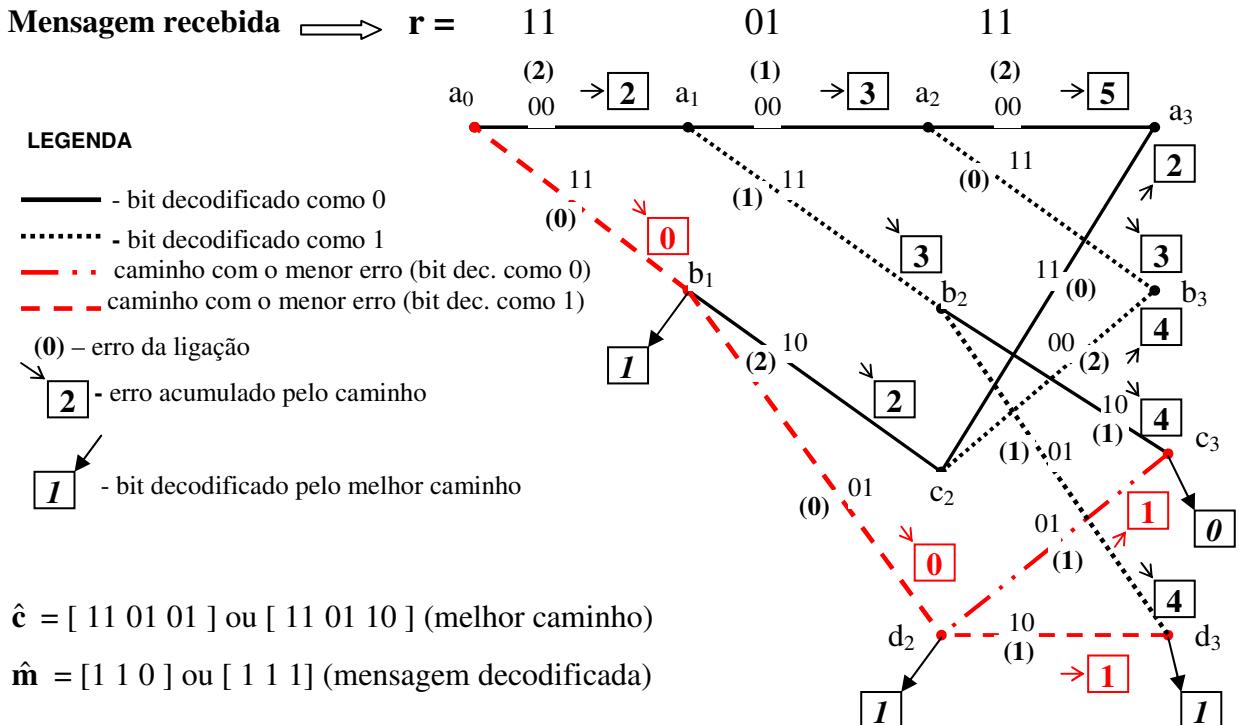


Figura 67 – Decodificação através do Algoritmo de Viterbi

Podemos verificar através do diagrama da figura 67 que utilizando apenas três ramos da treliça ainda não é possível decodificar inteiramente a seqüência recebida, que pode ser representada pela seqüência $a_0b_1d_2c_3$ [11 01 01] ou $a_0b_1d_2d_3$ [11 01 10] as quais indicam que a informação binária transmitida corresponde a [1 1 0] ou [1 1 1].

A figura 68 descreve a continuação do algoritmo de decodificação para uma mensagem transmitida \mathbf{m} com 10 bits, supondo que a seqüência recebida corresponde a $\mathbf{r} = [11\ 01\ 11\ 00\ 01\ 10\ 00\ 11\ 11\ 10]$. Para melhorar a clareza do diagrama todos os ramos não sobreviventes foram descartados. O caminho que apresenta a menor concentração de erros foi marcado na cor vermelha tracejada, o qual representa uma estimativa da palavra código transmitida $\hat{\mathbf{c}} = [11\ 01\ \textcolor{red}{01}\ 00\ 01\ 10\ \textcolor{red}{01}\ 11\ 11\ 10]$. Podemos verificar que o algoritmo alterou o terceiro e o sétimo elemento da seqüência, corrigindo algum provável erro ocorrido durante o processo de transmissão. Desta forma, a mensagem com mais probabilidade de haver sido transmitida é $\hat{\mathbf{m}} = [1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0]$.

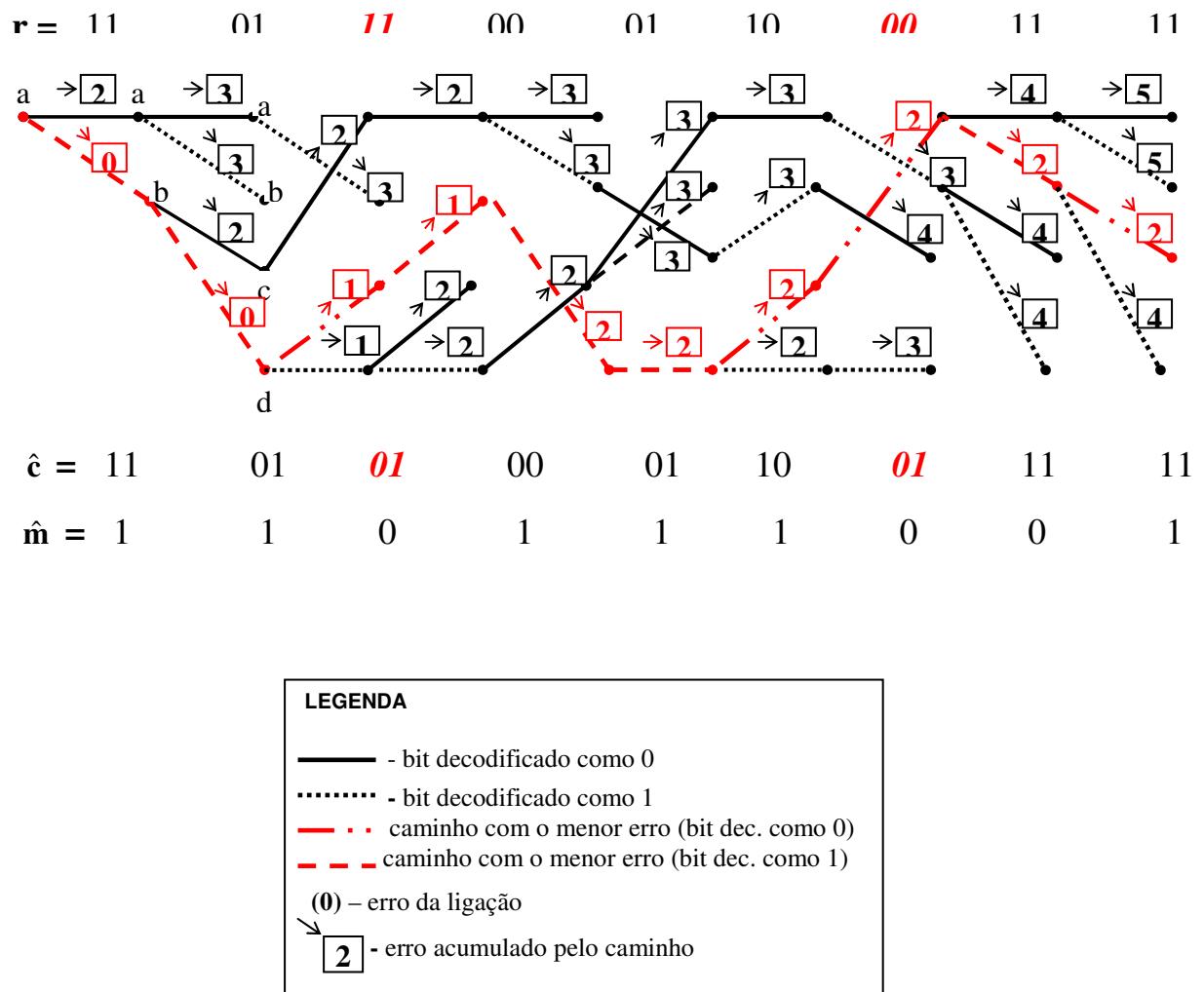


Figura 68 – Decodificação da mensagem completa através do Algoritmo de Viterbi

Sendo:

r = seqüência recebida,

ĉ = estimativa da seqüência transmitida obtida pelo caminho com o menor erro,

m̂ = mensagem decodificada como a mensagem com mais possibilidade de ter sido transmitida

7 TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO

7.1 TÉCNICAS DE MÚTIPLO ACESSO

7.1.1 FDMA (Frequency Division Multiple Access – Múltiplo Acesso por Divisão de Freqüências)

O esquema FDMA aloca uma freqüência para cada estação de recepção. A maneira usual de se realizar um esquema FDMA é através da associação de um canal a cada portadora. Esse esquema é conhecido por Canal Único por Portadora (SCPC – Single Channel per Carrier). Os canais possuem bandas de guarda nas suas extremidades, que são pequenas faixas de freqüências destinadas a minimizar o efeito causado por filtros e osciladores imperfeitos, ou seja, minimizar a interferência de canal adjacente gerada pela invasão de um canal na faixa ocupada pelos seus canais adjacentes.

7.1.2 TDMA (Time Division Multiple Access – Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo)

Neste método um determinado espaço de tempo é dividido em fatias (*slots*). Cada *slot* corresponde ao tempo em que uma determinada estação poderá receber ou transmitir informação. No TDMA toda ou grande parte da banda disponível é alocada a cada usuário por determinado intervalo de tempo (*slot*). Em cada *slot* de tempo apenas um usuário terá acesso a toda (ou grande parte) da banda. Uma única portadora é compartilhada em vários slots de tempo, ou seja, é compartilhada por vários usuários, cada qual em seu instante determinado. Esse mecanismo diferencia o TDMA do FDMA, pois, no último, o esquema SCPC fazia com que cada portadora fosse alocada a apenas um usuário até o fim de sua comunicação. O TDMA permite utilização tanto de FDD como de TDD [17].

7.2 TÉCNICAS DE COMUNICAÇÃO FDD (FREQUENCY DIVISION DUPLEXING) E TDD (TIME DIVISION DUPLEXING)

Para a implementação de comunicação bidirecional *full-duplex*, pode-se utilizar divisão no tempo (TDD - *Time Division Duplex*) ou na frequência (FDD – *Frequency Division Duplex*). No TDD, as duas direções de comunicação utilizam uma mesma faixa de freqüências comum, mas instantes de tempo distintos. Por outro lado, no FDD cada sentido utiliza faixas distintas de freqüências, separadas convenientemente para evitar interferências, permitindo um sistema *full duplex* real, pois a informação pode trafegar nos dois sentidos simultaneamente. O TDD requer sincronização e tempo de guarda entre *slots* de ambos os sentidos, também para evitar interferência.

7.2.1 FDD - (Frequency Division Duplexing)

O esquema de *duplexing* determina a forma como o tráfego *upstream* e *downstream* ocorre. Em FDD isto ocorre através de dois canais de freqüências diferentes, uma para o *uplink* e outra para o *downlink*. Os canais de *uplink* e *downlink* podem operar de forma independente, porém, a técnica FDD não é eficiente no uso do espectro de freqüências alocado, como no caso do TDD que utiliza a mesma freqüência para *uplink* e *downlink*. O sistema de duplexer é feito através de filtros passa-banda (BPF) estreitos, sintonizados nas freqüências de *uplink* e *downlink* de forma a isolar o transmissor do receptor, compartilhando a mesma antena [19].

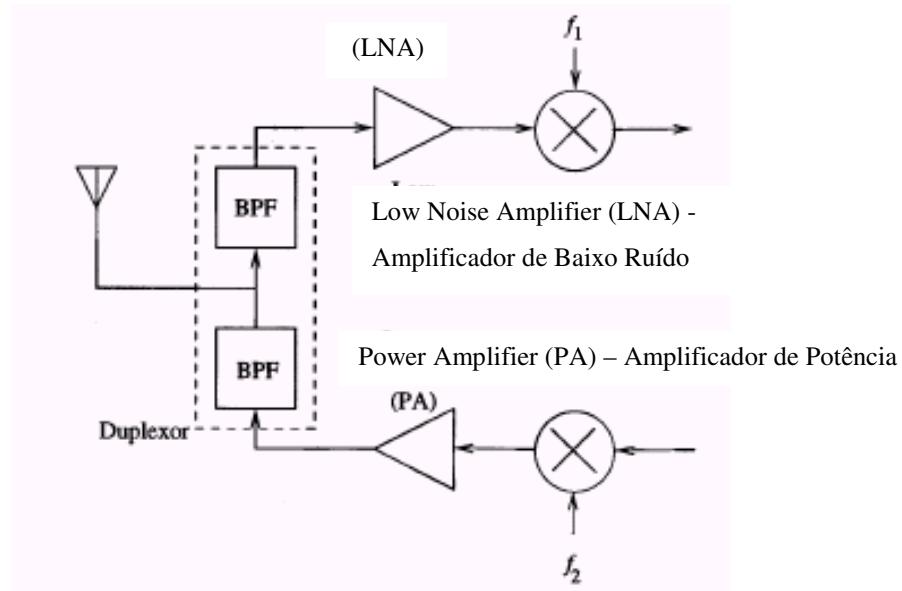


Figura 69 - Transceptor FDD.

7.2.2 TDD - (Time Division Duplexing)

Na técnica TDD o tráfego de *uplink* e *downlink* utilizam o canal em uma única freqüência. A estação transmissora e as estações receptoras compartilham a mesma freqüência, dividindo o canal em *slots* de tempo. Os mecanismos de transmissão e recepção devem ser ativados dinamicamente em cada estação, de forma sincronizada com o *slot* correspondente, para condição de *uplink* ou *downlink*, conforme descrito na figura 70.

Todo o chaveamento existente deverá estar sincronizado com os *time slots* de *uplink* e *downlink*. Neste caso os filtros passa-banda (BPF) podem ter largura de banda mais larga que os utilizados em FDD.

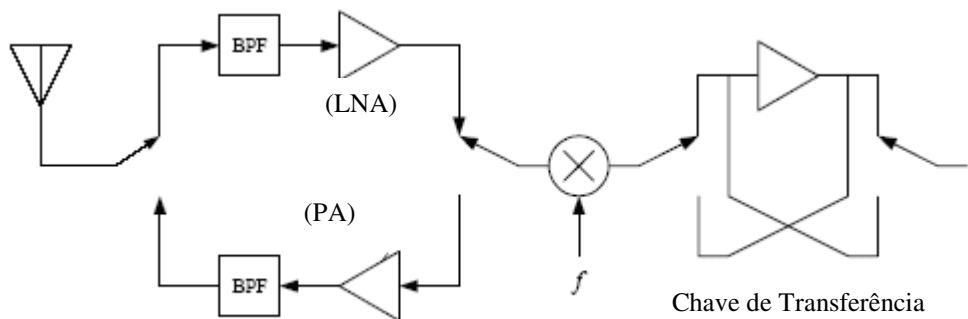


Figura 70 – Transceptor TDD

7.3 OFDM – ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX

A modulação em multi-portadoras (MCM – *Multi-carrier modulation*) é a técnica que permite que um canal seja dividido em conjuntos de sub-canais ou sub-portadoras independentes. Originalmente o sistema de multi-portadoras foi implementado pela geração de portadoras através da utilização de osciladores independentes. Neste caso, o receptor necessita de filtros do tipo passa-banda com resposta de freqüências bastante estreita para conseguir separar cada sub-portadora sem provocar interferências ou distorções entre os canais. Isto acarretava em uma implementação de alto custo e pouco compacta, sendo impraticável atualmente [23].

O crescimento das técnicas de processamento digital de sinais e o advento das tecnologias de integração em larga escala (VLSI – *hight speed very large scale integration*) e através do uso da transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*), possibilitaram a implementação da técnica OFDM. Através do uso da FFT é possível gerar diferentes portadoras ortogonais .

MCM é o princípio para transmissão de dados pela divisão da seqüência de bits em um grande número de seqüências binárias paralelas, onde cada seqüência apresenta uma baixa taxa de bits, e cada sub-seqüência de dados paralela é utilizada para modular uma sub-portadora individualmente. Cada sub-portadora ocupa uma pequena fração da banda total disponível para transmissão e se sobrepõe com as sub-portadoras adjacentes [30].

OFDM é um caso especial de MCM, onde não são utilizados filtros passa-banda estreitos. Neste caso, utilizam-se formas de onda no domínio do tempo, escolhidas de tal forma que a ortogonalidade entre elas seja assegurada, mesmo no caso em que as sub-portadoras adjacentes se sobreponham.

Matematicamente a ortogonalidade está relacionada com o fato de dois vetores estarem geometricamente perpendiculares no espaço. Quando os sinais são ditos ortogonais, significa que os seus estados são independentes entre eles. No caso do OFDM, a ortogonalidade é obtida pela forma do pulso da portadora, de maneira que seja criado no espectro de cada portadora um nulo no centro de todas as outras portadoras do sistema. Isto permite que cada sub-portadora seja extraída do conjunto sem interferências de outras sub-portadoras.

As sub-portadoras podem ser espaçadas tão próximas quanto é possível teoricamente, devido a que o sistema não está limitado aos aspectos práticos de construção de filtros passa-banda. A conformidade adequada do pulso pode ser obtida através da transformada rápida inversa de Fourier (IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*).

A transformada de Fourier (FT), basicamente, translada um sinal do domínio do tempo onde ele é expresso como uma série de eventos no tempo, para o domínio da freqüência, onde ele é expresso na forma de sinais com amplitude e fases específicas dentro de um conjunto particular de freqüências. A transformada inversa (IFT) realiza a operação inversa. A transformada rápida de Fourier (FFT) é o algoritmo que permite calcular rapidamente a transformada de Fourier e a transformada inversa de Fourier (IFFT), para um sinal real ou complexo [38].

Um pulso com duração T_b pode ser transformado em sinal com conformidade do tipo $\frac{\sin x}{x}$ equivalente no domínio da freqüência. Podemos perceber através das figuras 25 e 72 que o pulso $\frac{\sin x}{x}$ possui cruzamentos de zeros espaçados em $1/T_b$, sendo T_b a duração do símbolo no domínio do tempo, correspondente a uma taxa de símbolos igual a R_b . A figura 71 exemplifica o processo de criação de uma portadora modulada através da técnica OFDM. Cabe notar que o valor 0 no eixo horizontal corresponde de fato à freqüência da portadora e a separação entre os pontos de nulos equivalem à taxa de símbolos transmitida R_b .

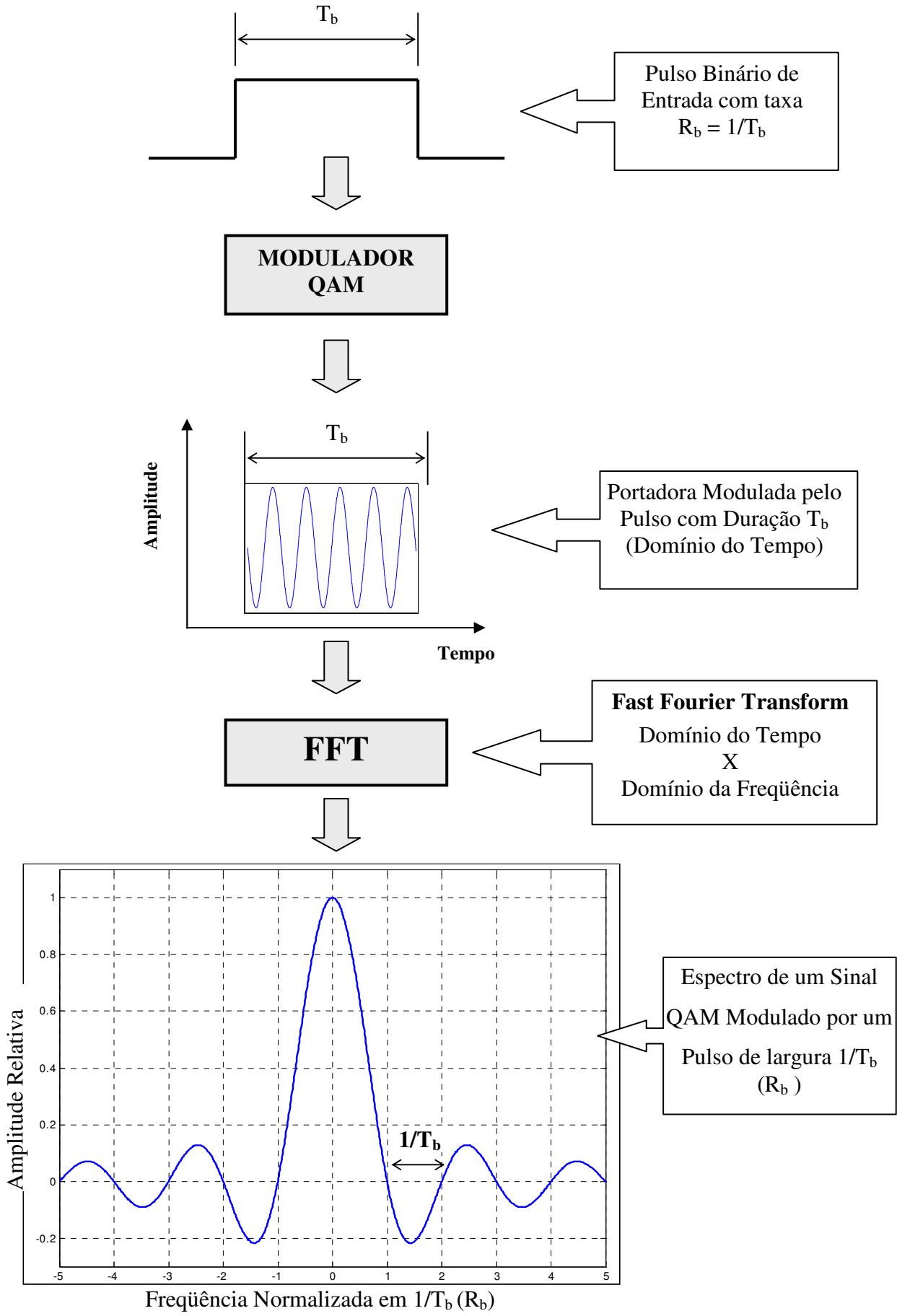


Figura 71 – Portadora Modulada OFDM

A largura de banda dos sub-canais de um sistema OFDM é dada pela divisão da largura de banda total destinada ao sistema de transmissão pelo número de sub-portadoras utilizadas. Operar com vários sub-canais estreitos ao invés de trabalhar com um único canal com maior largura de banda oferece um grande benefício com relação ao desvanecimento por seletividade em freqüências, criando uma diversidade em freqüência do sinal. As características de desvanecimento seletivo apresentado por um canal para a transmissão em uma única portadora, pode ser revertido em uma característica de desvanecimento plano ou quase plano apresentado pelas frações deste canal (sub-canais) quando se utiliza a técnica OFDM. Adicionando técnicas de correção de erros e interleaving, a informação perdida por desvanecimento seletivo em alguns sub-canais pode ser recuperada no receptor através da informação contida nas sub-portadoras que não sofreram distorções devido ao desvanecimento [28].

OFDM pode ser visto como uma multiplexação por divisão de freqüências, através do qual a largura de banda do canal é dividida em N canais com larguras de banda menores, cada um separado pela taxa de símbolo, tornando as sub-portadoras ortogonais. Embora a técnica leve o termo multiplexação em sua denominação, na realidade não ocorre uma multiplexação de sinais em um sistema OFDM, mas sim a transmissão paralela de uma seqüência de símbolos originalmente única.

O espaçamento utilizado entre as sub-portadoras é de $1/T_b$ (R_b), os picos dos sinais estarão localizados nos pontos de cruzamento de zero das outras sub-portadoras. Embora exista superposição entre os espectros das sub-portadoras, eles não provocarão interferência entre eles. Mantendo, portanto, a ortogonalidade espectral entre eles. A técnica OFDM permite que em um canal com determinada largura de banda, as portadoras moduladas tenham a conformidade dos pulsos na forma de $\frac{\sin x}{x}$, com nulos espaçados pela taxa de símbolos.

Conforme mostrado na figura 72, podemos verificar que no ponto onde a portadora atinge o seu valor máximo todas as outras portadoras possuem amplitude nula.

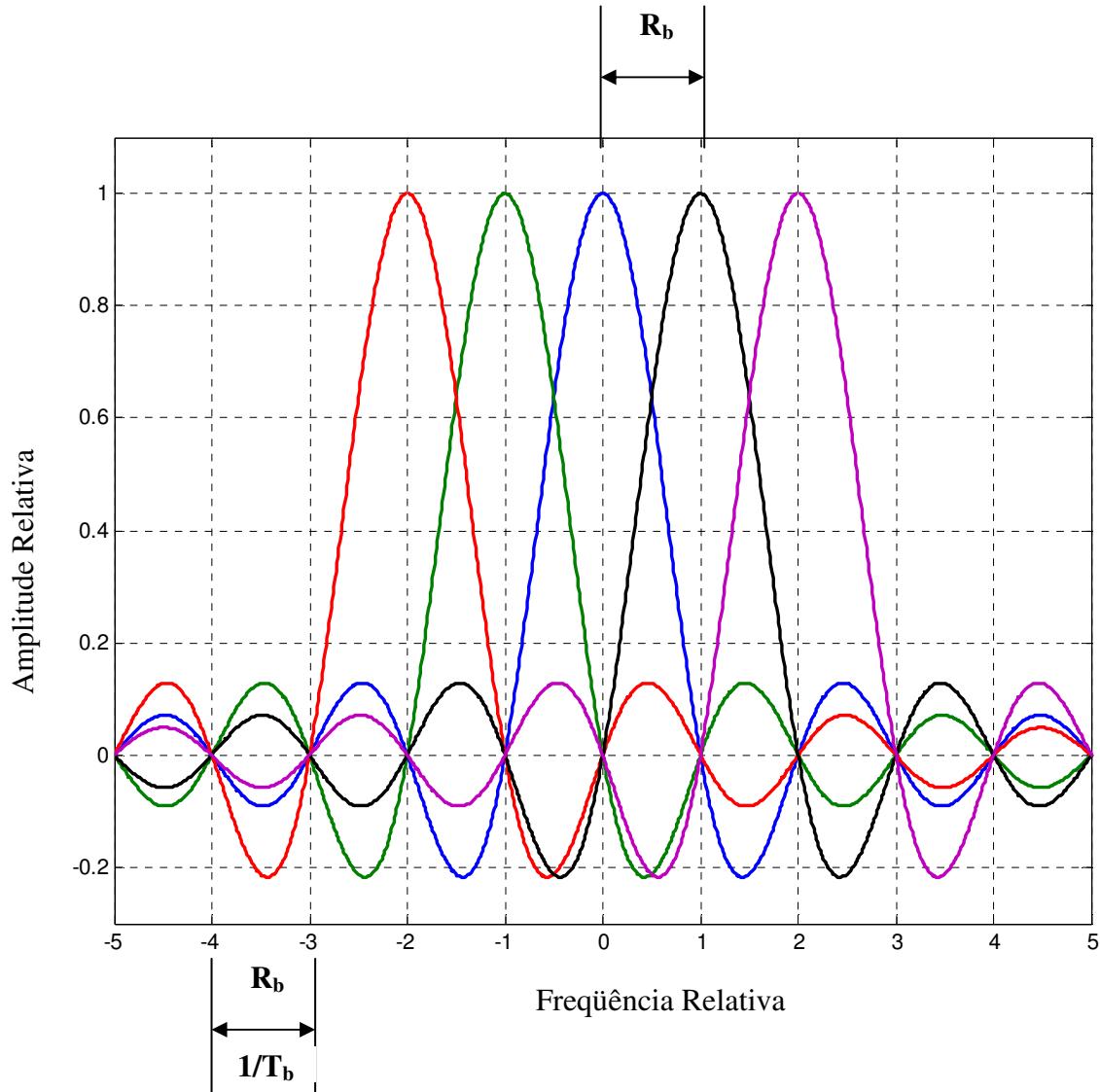


Figura 72 – Sub-Portadoras OFDM

Em relação ao domínio do tempo, a característica de ortogonalidade entre as sub-portadoras implica que duas sub-portadoras quaisquer diferem exatamente por um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolo OFDM (T_b), uma vez que estas estarão separadas em freqüência por um valor múltiplo de $1/T_b$ (R_b) [21]. A figura 73 ilustra esta propriedade para o caso de quatro sub-portadoras OFDM, onde podemos notar que, independente da freqüência de cada sub-portadora, o símbolo modulado transmitido deverá conter um número inteiro de ciclos da portadora.

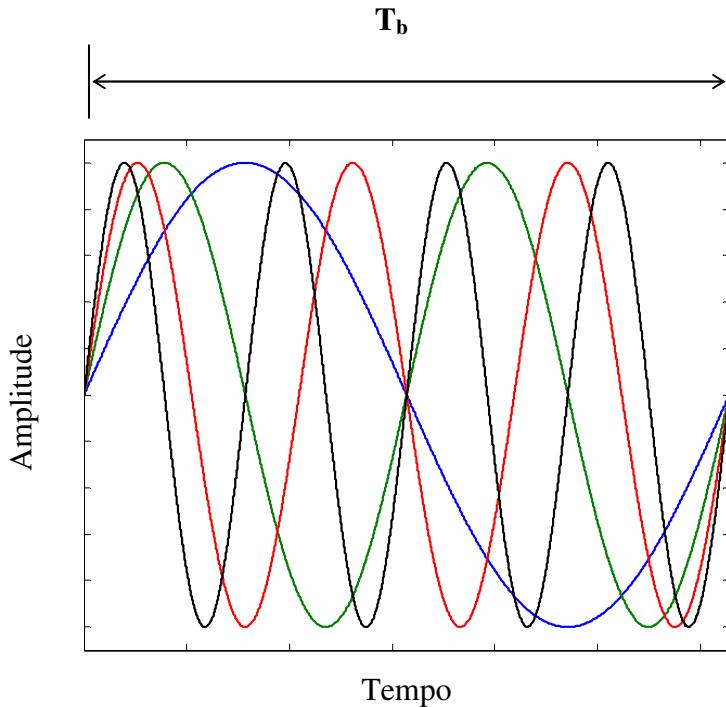


Figura 73 – Símbolos OFDM no Domínio do Tempo

O processo de transmissão OFDM consiste em, a partir de um sinal digital com elevada taxa de bits de entrada, dividi-lo em centenas ou alguns milhares de seqüências binárias com baixas taxas de bits. Cada uma dessas seqüências modula uma das sub-portadoras, sendo, então, transmitidas em N seqüências (*streams*) de dados em paralelo, cada uma com uma taxa equivalente a $1/N$ do valor da taxa original.

Por exemplo, considerando um sistema OFDM com 256 sub-portadoras operando com uma taxa de entrada de 512 Kbps. Cada sub-portadora de cada sub-canal será modulada a uma taxa de 2 Kbps, e todas as 256 portadoras serão transmitidas simultaneamente, formando uma seqüência paralela de 256 *streams* de dados em baixa velocidade. A largura de banda modulada pelo símbolo original é diminuída por um fator de 256, ou de forma equivalente, a duração do símbolo modulado por cada sub-portadora é aumentado em 256 vezes [20].

A modulação utilizada em cada sub-portadora pode ser algum tipo de modulação digital (QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, por exemplo). No sistema OFDM, um bloco de dados é convertido em seqüências de dados paralelas e mapeadas em cada sub-portadora. A IFFT é então aplicada, fazendo com que o sinal retorne para o domínio do tempo. Estando agora no domínio do tempo, é possível realizar a multiplexação dos símbolos em um sinal serial, e a saída da IFFT é convertida na freqüência do canal de transmissão.

O receptor executa a operação inversa realizada no transmissor. Durante o processo de recepção, após a conversão de freqüência, a FFT transforma o sinal no domínio do tempo em seu equivalente no domínio da freqüência, os intervalos de guarda são removidos e o sinal resultante é demodulado e transformado em uma seqüência de dados serial. Comparando a técnica OFDM com a técnica que utiliza uma portadora modulada para transmitir toda a seqüência binária (SCCM – *Single Channel Carrier Modulation*), podemos dizer que a técnica SCCM transmite a informação de uma forma serial enquanto a técnica OFDM o faz de uma forma paralela [30].

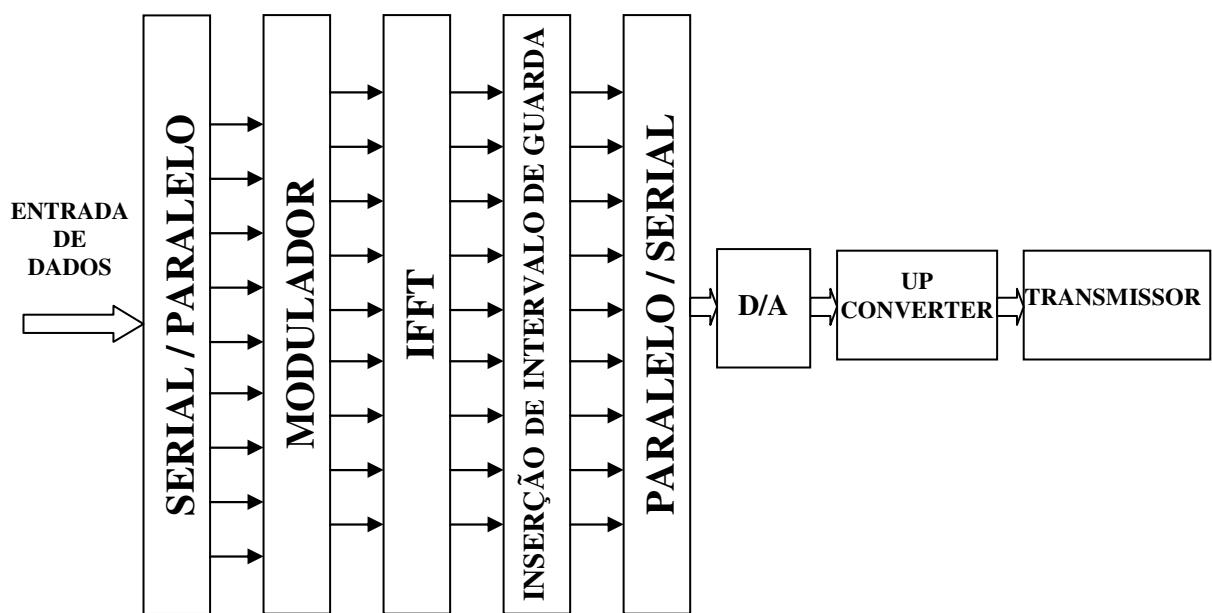


Figura 74 – Diagrama em Blocos de um Transmissor OFDM

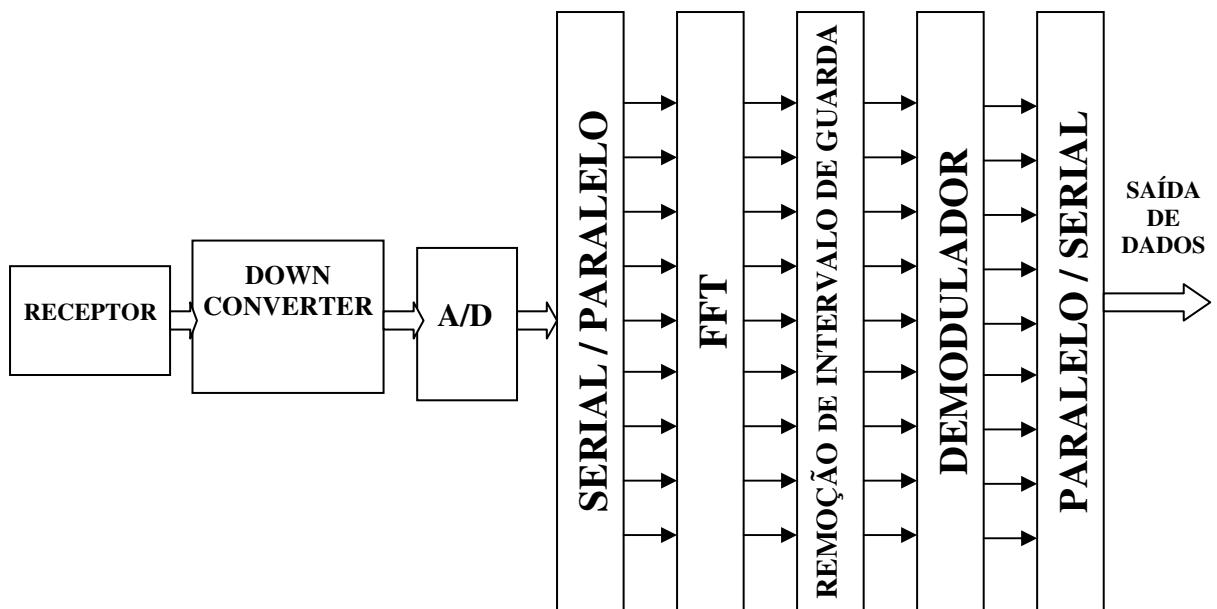


Figura 75 – Diagrama em Blocos de um Receptor OFDM

Em um sistema OFDM, a relação entre todas as sub-portadoras deve ser controlada de forma cuidadosa para manter as suas ortogonalidades. A IFFT executa a transformação de uma forma muito eficiente, sendo um caminho simples e confiável para se produzir sinais ortogonais. Como os símbolos após a IFFT se encontram no domínio do tempo, eles estão sujeitos a interferências entre símbolos (ISI – *Inter-Symbol Interference*), causadas por multipercursos, por exemplo. Para minimizar este problema é inserido um intervalo de guarda, o qual, porém, é um fator de diminuição da capacidade de transmissão de informação útil. O intervalo de guarda também é chamado de *prefixo cíclico*.

No domínio do tempo o símbolo OFDM é alargado pela inserção de um intervalo de guarda, onde é inserida uma cópia da última parte do símbolo subsequente. Um intervalo de guarda poderia ser criado apenas pela ausência de sinal. Neste caso, porém, as sub-portadoras deixariam de ser ortogonais e criaria uma descontinuidade de fase durante a transmissão do símbolo OFDM. Um intervalo de guarda longo pode compensar um multipercorso longo. Porém, como o intervalo de guarda não constitui parte útil do sinal OFDM, teremos um aumento na redundância contida no sinal, diminuindo a taxa de bits da informação. Para manter a redundância baixa, o intervalo de guarda deverá ser estreito quando comparado com o comprimento útil do intervalo [18].

Um menor número de sub-portadoras possibilita um maior espaçamento entre as sub-portadoras. Porém, para manter o princípio da ortogonalidade, a duração do símbolo será menor, visto que, a taxa de dados original é dividida pelo número de sub-portadoras, uma quantidade menor de sub-portadoras irá ocasionar uma taxa de símbolos maior por sub-canal. Como a duração do símbolo é proporcional ao inverso da taxa, o aumento da taxa representa uma duração mais estreita do símbolo.

Um grande espaçamento entre sub-portadoras é útil para aplicações móveis, devido à maior tolerância a multipercursos, tornando o sinal mais resistente aos efeitos de desvio de freqüência ocasionado por receptores móveis, conhecido como efeito Doppler. Porém, uma duração mais curta do símbolo implica em um intervalo de guarda mais estreito, limitando o atraso máximo permitido para multipercursos, o qual limita o tamanho máximo da célula de transmissão ou o tamanho de uma rede SFN (*Single Frequency Networks*).

Por outro lado, um grande número de sub-portadoras resulta em um menor espaçamento entre as sub-portadoras, ocasionando em um símbolo de grande duração, e em uma menor tolerância aos efeitos de desvio de freqüência Doppler, e por consequência, uma redução da capacidade de recepções móveis. Porém, produz uma tolerância a atrasos a multipercursos longos, o que possibilita células e redes SFN maiores [21].

Mantido o espaçamento ortogonal entre as sub-portadoras, a escolha do número de sub-portadoras não influencia na capacidade de transmissão, e sim na tolerância aos efeitos de multipercursos em relação à recepção móvel e ao atraso máximo aceitável, que limita o tamanho da célula.

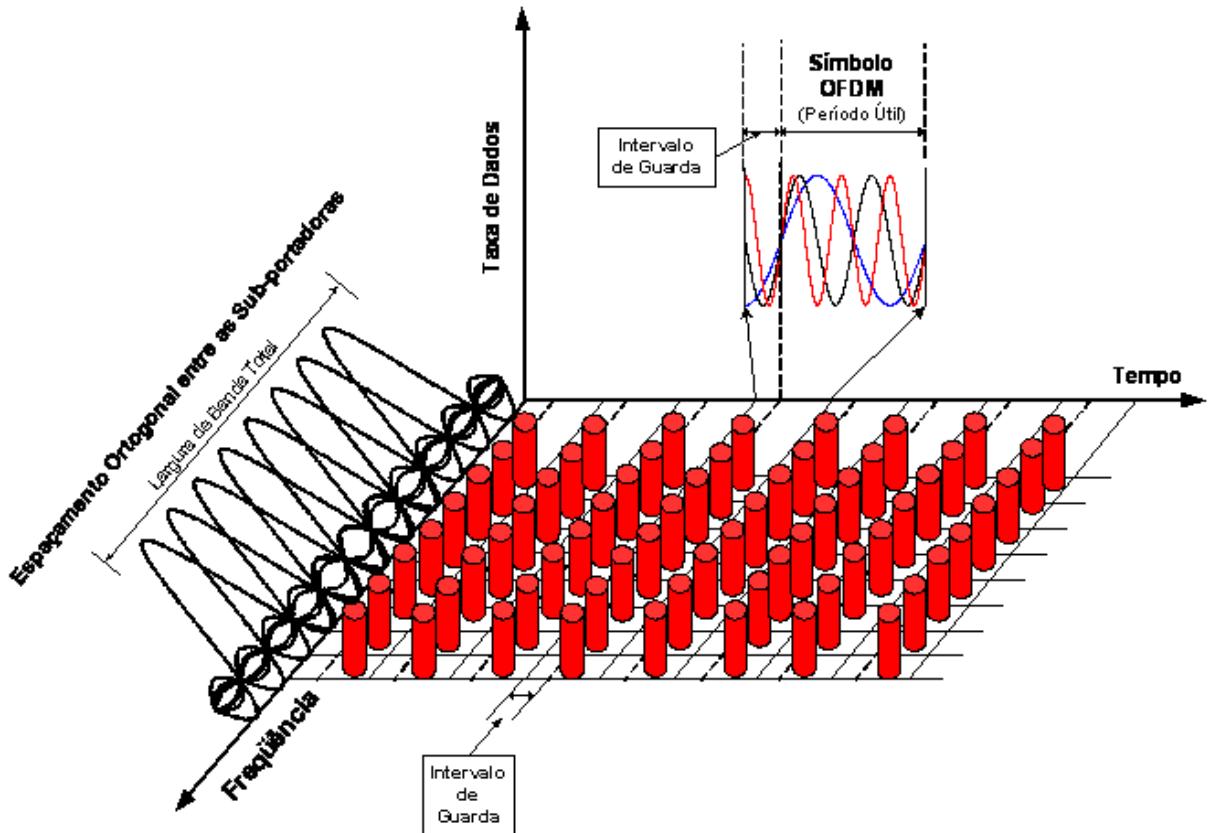


Figura 76 – Representação das Sub-portadoras de um Sinal OFDM nos Domínios de Tempo X Freqüência

7.3.1 SFN (Single Frequency Network)

O sistema OFDM possibilita a operação em *Single Frequency Network* (SFN), onde é possível que transmissores operem em co-canal, transmitindo a mesma informação, simultaneamente, em uma mesma área de cobertura. Neste caso, os transmissores deverão irradiar o sinal através das seguintes condições:

- na mesma freqüência
- ao mesmo tempo
- com a mesma taxa de bits

Se os transmissores ou repetidores envolvidos seguirem esta regra, os receptores envolvidos receberão vários sinais idênticos, compostos dos sinais recebidos diretamente dos transmissores e das suas reflexões, porém, separados por um atraso que deverá ser menor que o intervalo de guarda. Desta forma o receptor terá condições de utilizar os sinais que atuam positivamente no sinal recebido, aumentando a sua potência, e descartando os sinais que afetam negativamente o sinal recebido. O sincronismo entre os transmissores é obtido através de um sinal de referência de um receptor de GPS [18].

Quando o sistema operar em SFN o intervalo de guarda determinará tempo máximo de atraso no sinal recebido, consequentemente, limitando a distância máxima entre os transmissores.

7.3.2 OFDMA – ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING ACCESS

OFDM também pode ser considerada uma técnica de múltiplo acesso, devido a que uma ou um grupo de sub-portadoras pode ser endereçada para diferentes usuários. Desta forma, múltiplos usuários podem compartilhar uma dada largura de banda simultaneamente, produzindo um sistema de múltiplo acesso chamado de OFDMA, onde a largura de banda é dividida em slots nos domínios de tempo e freqüência. Cada grupo de sub-portadoras é chamado de sub-canais, e cada usuário é endereçado para um ou mais sub-canais, baseado nos seus requisitos de tráfego. Em OFDM os usuários podem acessar os time slots para transmissão, porém, somente um usuário pode transmitir durante um time slot. Em OFDMA os sub-canais possibilitam que vários usuários transmitam ao mesmo tempo através dos sub-canais alocados para eles, como é demonstrado nas figuras 77 e 78.

Também é possível obter uma taxa de transmissão escalável através do conceito utilizado no padrão IEEE 802.16 de SOFDMA (Scalable OFDMA), onde as portadoras OFDMA são ajustadas de acordo com a largura de banda do canal que está sendo utilizado [22].

Uma camada física escalável permite operar com ótimas performances em larguras de banda de 1,25 MHZ até 20 MHz com um espaçamento de sub-portadoras constante, tanto no modelo no fixo quanto no portátil/móvel. A arquitetura é baseada em uma estrutura de sub-canalização escalável com uma variação do tamanho da FFT em função da largura do canal.

Por exemplo, operando com canais de 5 MHz é especificado um tamanho da FFT de 512 sub-portadoras, enquanto em um canal de 10MHz é utilizado um tamanho de FFT de 1024 sub-portadoras. Isto assegura que em ambos os casos a duração do símbolo seja a mesma, e garantindo que a robustez para distorções de multi-percurso seja similar [31].

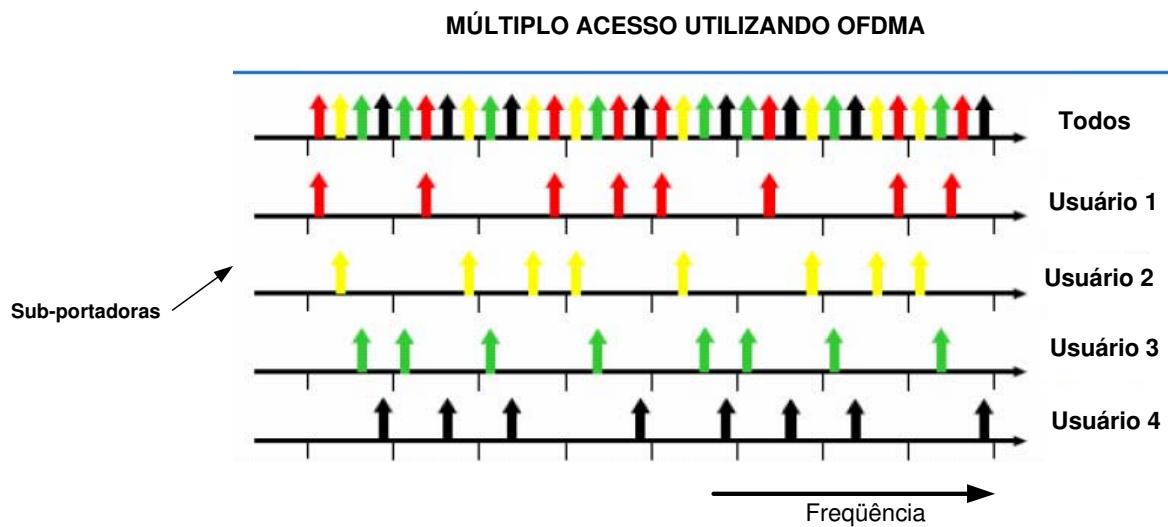


Figura 77 - Múltiplo Acesso OFDMA

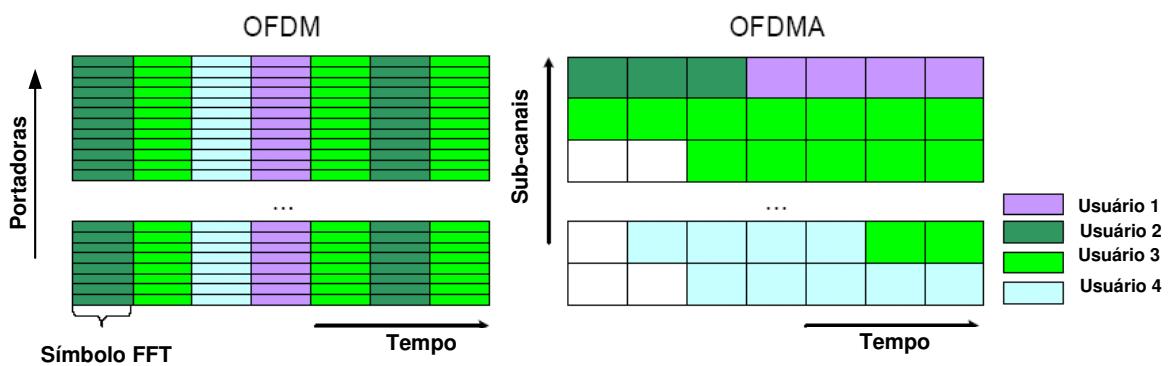


Figura 78 – Transmissão OFDM e OFDMA

8 ANÁLISE TÉCNICA DO PADRÃO IEEE 802.16e (WiMAX Móvel)

8.1 INTRODUÇÃO

O padrão WiMAX móvel é baseado na tecnologia OFDMA para otimizar o desempenho perante a propagações de multi-percurso e também para possibilitar operação sem visada direta (NLOS). A tecnologia de OFDMA escalável (SOFDMA) foi introduzida no padrão 802-16e para suportar canais com largura de banda escaláveis, permitindo operar em larguras de banda de 1,25 até 20 MHz [26]. Inicialmente, o perfil do WiMAX móvel admite canais com largura de banda de 5, 7, 8,75 e 10 MHz para as bandas licenciadas nas faixas de 2,3 GHz, 2,5 GHz, 3,3GHz e 3,5 GHz. Algumas das principais características das camadas física e MAC do WiMAX móvel são [20] [27]:

- **Altas taxas de dados:** A inclusão da tecnologia de antenas MIMO junto com um esquema de sub-canalização flexível, quadros MAC largos, tecnologia de Adaptive Modulation and Coding (AMC), permitem que a tecnologia do WiMAX Móvel suporte picos de taxas de downlink (DL) de até 66 Mbps e picos de taxas de uplink (UL) de até 32 Mbps em um canal de 20 MHz.
- **Qualidade de Serviço (QoS):** A premissa fundamental da arquitetura da camada MAC do 802-16 é o QoS. Ele define um fluxo de serviços que pode mapear a arquitetura DiffServ ou MPLS, permitindo uma conexão IP baseada em QoS. Adicionalmente, a sub-canalização e um esquema de sinalização MAP-based proporciona um mecanismo flexível para um ótimo agendamento do acesso dos pacotes, baseado no espaço, freqüência e tempo dos slots, permitindo que a interface aérea possa ser configurada de forma diferente para cada quadro.
- **Escalabilidade:** O WiMAX Móvel foi concebido com o intuito de se adaptar em diferentes canalizações de diversos países, desde 1,25 até 20 MHz.
- **Segurança:** O padrão possibilita autenticação baseada em EAP, criptografia e autenticação baseada em EAS e esquemas de controle e proteção de mensagens baseadas em CMAC e HMAC. Suportando diversos tipos de credenciamento de usuário, incluindo: SIM/USIM cards, Smart Cards, Certificados Digitais e login/senha baseados em EAP.

- **Mobilidade:** Foram introduzidas diversas melhorias na camada física OFDMA para suportar dispositivos e serviços em ambientes móveis, tais como, OFDMA escalável, MIMO, suporte aos modos idle/sleep e métodos de handover otimizados junto com as características de NLOS e de robustez a multipercursos inerentes à modulação OFDM, que deverão permitir a comunicação de dados em velocidades de até 160 Km/h.

A camada física do padrão 802.16e suporta operar nos modos TDD, FDD e FDD Semi-Duplex, entretanto, os perfis certificados pelo WiMAX Fórum inicialmente suportarão somente o modo TDD. O Fórum deverá futuramente lançar perfis FDD visando aspectos específicos de determinados mercados. Para o controle de interferências o modo TDD necessita que as estações estejam sincronizadas, entretanto, o modo TDD é o método preferido de duplexação, por algumas razões:

- O modo TDD permite o ajuste da relação da taxa de downlink/uplink para otimizar de forma eficiente o tráfego de downlink/uplink que é normalmente assimétrico. O modo FDD utiliza geralmente larguras de banda simétricas em DL e UL.
- Enquanto o FDD exige um par de canais (uma freqüência de DL e outra para UL), o modo TDD utiliza somente um canal, onde uma mesma freqüência é compartilhada para DL e UL, gerando um uso eficiente do espectro.
- A implementação dos transceptores TDD é mais simples e mais barata que os que operam em FDD, por trabalharem em uma única freqüência.

8.2 DESCRIÇÃO DA CAMADA FÍSICA

8.2.1 Símbolo OFDMA

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) é a técnica de multiplexação que subdivide a banda em múltiplas sub-portadoras, onde o fluxo de dados de entrada é dividido em vários sub-fluxos paralelos que reduzem a taxa de dados e, portanto, aumentando a duração do símbolo. Cada sub-fluxo é modulado e transmitido em uma sub-portadora ortogonal separada.

O aumento da duração do símbolo torna o sinal OFDM robusto aos espalhamentos por atrasos (delay spread). Além do que, a introdução de uma banda de guarda, chamada de prefixo cíclico (CP), pode eliminar completamente a interferência inter-simbólica (ISI) se a duração do CP for igual ou maior que o delay spread do canal. O CP consiste tipicamente da repetição da última amostra da porção de dados do bloco que é inserida no início do quadro, antes do payload de dados, conforme figura 79 [24]. Porém, a sua utilização introduz um overhead que reduz a eficiência de aproveitamento de largura de banda. A modulação OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) é uma técnica de multiplexação/múltiplo acesso que permite que a multiplexação do fluxo de dados entre múltiplos usuários, através da criação de subcanais resultantes da alocação dos símbolos OFDM e de sub-portadoras entre os usuários.

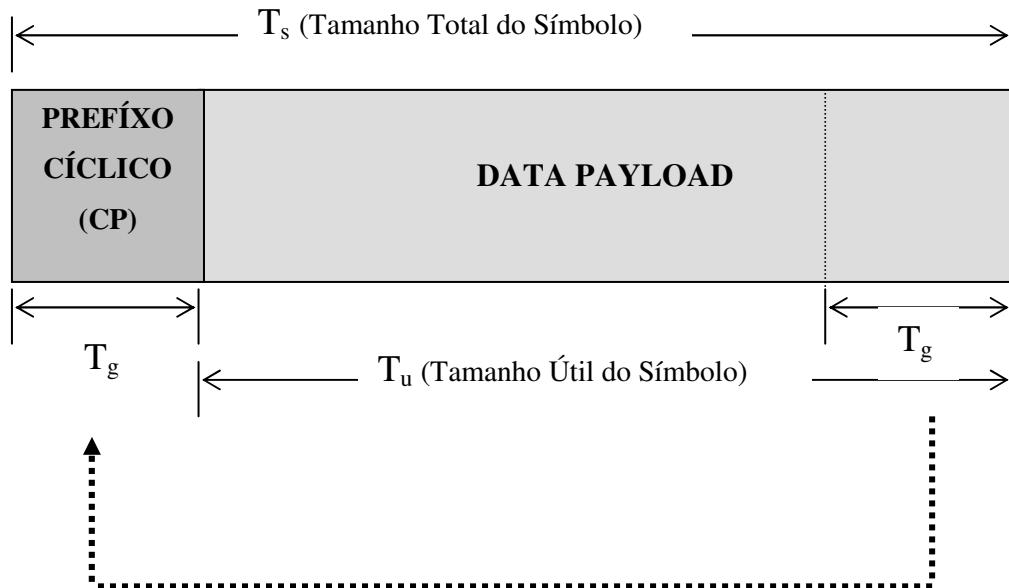


Figura 79 - Símbolo OFDMA

A estrutura do símbolo OFDMA é constituída de três tipos de sub-portadoras, como mostrado na figura 80 [27]:

- Sub-portadoras para transmissão de dados
- Sub-portadoras piloto para sincronismo e estimativa
- Sub-portadoras nulas sem propósitos de transmissão, usadas para as bandas de guarda e sub-portadora DC, que é utilizada para referenciar a freqüência de transmissão.

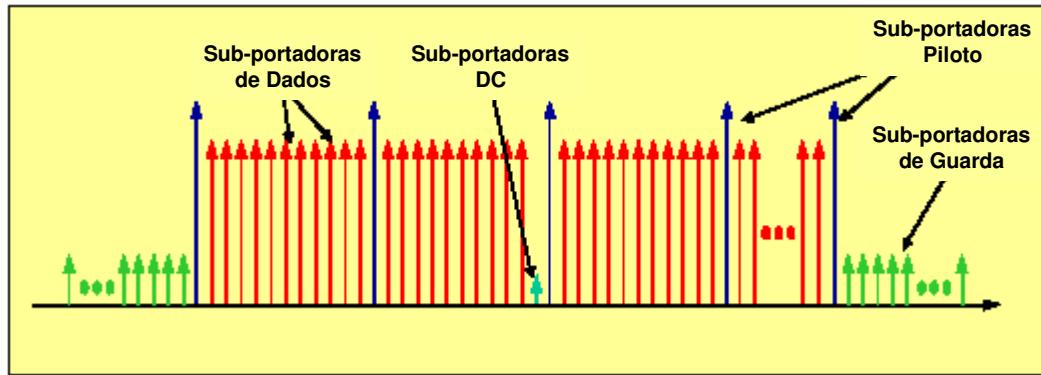


Figura 80 – Estrutura do Símbolo OFDMA

8.2.2 Quadro (Frame) OFDMA

Um exemplo de estrutura básica do quadro OFDMA é descrito a seguir na figura 81, onde podemos perceber que cada burst de dados poderá ter uma modulação diferente destinada para diferentes usuários [29]:

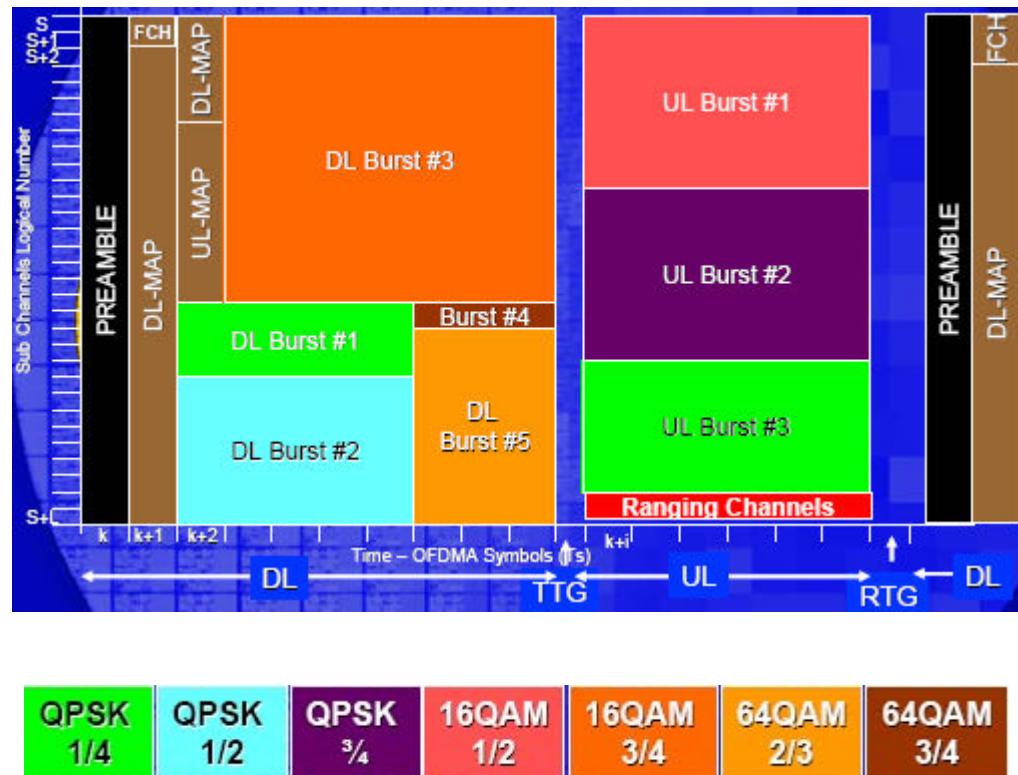


Figura 81 – Estrutura de Quadro OFDMA (TDD, PUSC)

Cada quadro é dividido em DL e UL sub-quadros separados por um intervalo de tempo TTG (Transmit/Receive Transition Gap) ou RTG (Receive/Transmit Transition Gap) necessário para evitar a colisão entre as transmissões de DL e UL. Os demais itens são:

- **Preamble:** É usado para sincronização e para estimativa da equalização do canal e localiza-se no inicio de todo quadro DL, é modulado em BPSK com um específico código PN (Pseudo-Noise) e possui a duração de um símbolo.
- **Frame Control Head (FCH):** O FCH é enviado em seguida ao Preamble, é modulado em QPSK e possui a duração de um símbolo.

Contém as informações de configuração, tais como quais sub-canais serão utilizados, o comprimento da mensagem MAP (Media Access Protocol) e o esquema de codificação e modulação utilizado nos sub-canais. Sempre utiliza o mesmo code rate (taxa de código) e modulação padronizado.

- **DL-MAP e UL-MAP:** Descreve a localização das rajadas (bursts) de dados contidas nas zonas seguintes. Provê a alocação dos subcanais e outras informações de controle para os subquadros de DL e UL respectivamente. O UL-MAP é transmitido como o primeiro burst do downlink e contém informações sobre a localização do UL burst para os diferentes usuários.
- **UL Ranging:** O sub-canal de UL Ranging é alocado para estações móveis MS (Mobile Stations) para configurações de largura de banda, freqüência e ajustes de potência.
- **UL CQICH:** O sub-canal UL CQICH (Channel Quality Indicator) é alocado para o MS retornar a informação do estado do canal.
- **UL ACK:** É alocado para a MS retornar o DL HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest).

8.2.3 Termos Básicos

Para o entendimento do funcionamento do quadro OFDMA, é necessária a definição de alguns termos utilizados:

- **Quadro (Frame) (Contém Zonas)** – O quadro OFDMA é um conjunto de transmissões de downlink e uplink, representando o tempo entre dois preâmbulos do sinal de downlink.
- **Zona (Contém Bursts)** – Uma zona é uma parte lógica completa de um frame. Existem zonas de DL e UL, e existem diferentes tipos de zonas que podem utilizar todos os sub-canais da faixa de freqüências (Fully Usage Subchannels – FUSC) ou parte deles (Partialy Usage Subchannels – PUSC).
- **Burst (Contém Slots)** – Um burst é uma área dentro de uma zona na qual é alocado um determinado usuário. Utiliza um certo número de sub-canais (alocação de banda, freqüência) e um certo número de símbolos (alocação de tempo).
- **Slot** – Um slot é a unidade de alocação mínima de dados possível, definida em tempo e freqüência. Sempre contem um sub-canal e pode conter de um a três símbolos, dependendo do tipo de zona alocada (um slot DL-PUSC contém dois símbolos e um slot UL-PUSC contém três símbolos).
- **Sub-Canal** – Um sub-canal descreve a menor unidade de alocação lógica no domínio da freqüência. Contém uma ou mais sub-portadoras físicas, as quais são normalmente não adjacentes e a ordem pode ser trocada dentro do burst ou de símbolo a símbolo. O número de sub-canais pode variar de 32 a 96 dependendo do tipo de zona.
- **Símbolo** – Um símbolo é a menor unidade de alocação no domínio do tempo. A sua duração depende do tempo de guarda e da freqüência de espaçamento.
- **Segmento** – Um segmento é um conjunto de grupos de sub-canais OFDMA. Existem até três segmentos para DL e três para UL.
- **Grupo de Sub-Canais** – Um ou mais sub-canais na zona de DL-PUSC são agrupados para um grupo de sub-canais. Podem existir até seis grupos de sub-canais

8.2.4 Modos de Alocação de Sub-Portadoras

As sub-portadoras ativas (dados e piloto) são agrupadas em subconjuntos de sub-portadoras chamadas de sub-canais. As sub-portadoras que formam um sub-canal podem, não obrigatoriamente, ser adjacentes. A alocação do piloto é feita em função do modo de alocação das sub-portadoras. A camada física do WiMAX OFDMA permite sub-canalização no sentido de downlink (DL) e também no uplink (UL). A unidade de grupamento dos sub-canais é chamada de slot. No DL os sub-canais podem ser utilizados por diferentes receptores ou grupos de receptores, enquanto que no UL as estações dos usuários, SS (Subscriber Stations), podem se associar a um ou mais sub-canais e assim permitir várias transmissões simultâneas. A figura 81 mostra a estrutura de um quadro OFDMA no modo TDD.

Existem dois tipos de permutação de sub-portadoras para sub-canalização: diversidade e contínua. A permutação por diversidade divide as sub-portadoras de forma pseudo-aleatória para formar um sub-canal. Este mecanismo tem por objetivo minimizar a probabilidade de sobreposição entre setores/células adjacentes usando a mesma sub-portadora no mesmo canal, devido ao reuso de freqüências, enquanto, a diversidade de freqüência minimiza os efeitos de degradação provocados por desvanecimentos rápidos (fast fading) presentes durante a recepção móvel. O algoritmo de permutação por diversidade varia para uplink e downlink e inclui os modos DL-FUSC (Fully Used Sub-Carrier), DL-PUSC (Partially Used Sub-Carrier) e UL-PUSC e outros modos opcionais. Cada modo caracteriza um tipo de zona.

Com os modos DL-PUSC e UL-PUSC o conjunto de sub-portadoras é dividido em sub-canais e os sub-canais são parcialmente utilizados, não utilizando todos os sub-canais (lógicos) disponíveis, mas utiliza somente grupos de sub-canais. A zona de DL-PUSC deverá ser a primeira zona do downlink. Existe um total de seis grupos de sub-canais, os quais podem ser endereçados para até três segmentos, portanto, um segmento poderá conter de um a seis sub-canais. O conjunto de sub-portadoras úteis (dados e piloto) é primeiramente dividido em sub-canais, e os pilotos são alocados dentro de cada sub-canal. O DL-PUSC utiliza uma estrutura em clusters para alocação das sub-portadoras, conforme figura 82, alocando quatorze sub-portadoras em cada par de símbolos OFDMA (no tempo), que representa um slot de transmissão [27]. Os demais parâmetros variam conforme a largura de banda do canal e consequentemente o tamanho da FFT, conforme exemplificado na tabela 8 [29].

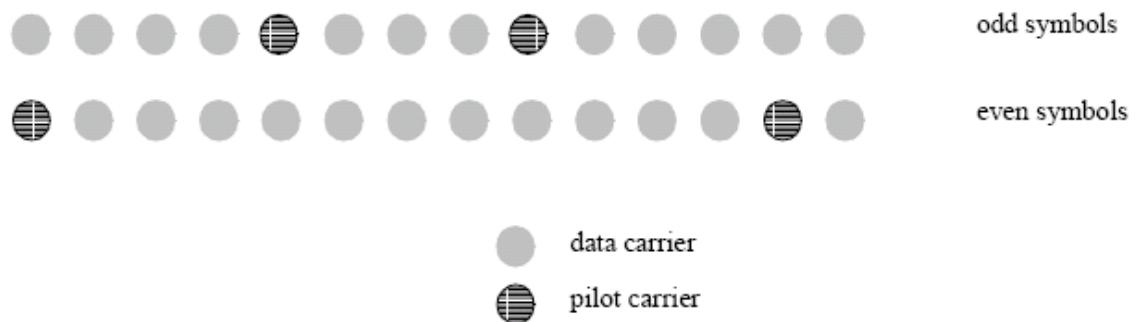


Figura 82– Estrutura DL-PUSC

Tabela 8– Parâmetros DL-PUSC

Parâmetro	Valor			
Largura de Banda BW (MHz)	1,25	5	10	20
Tamanho da FFT (N_{FFT})	128	512	1024	2048
Nº de sub-portadoras de guarda	43	91	183	367
Nº de clusters/sub-canais	6/3	30/15	60/30	120/60
Nº de sub-portadoras utilizadas (N_{USED})	85	421	841	1681
Nº de sub-portadoras de dados	72	360	720	1440
Nº de sub-portadoras piloto	12	60	120	240

O modo UL-PUSC utiliza uma estrutura do tipo *tile* [27], conforme figura 83, para a alocação das sub-portadoras, alocando quatro sub-portadoras em cada um dos três símbolos OFDMA (no tempo), que representa um slot de transmissão, contendo quatro pilotos por *tile*.

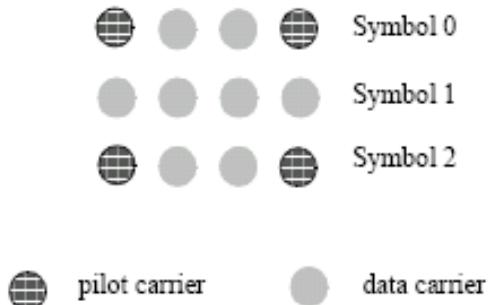


Figura 83 – Estrutura UL-PUSC

O modo Fully Used Subchannelization (FUSC), utilizado somente no downlink, não utiliza segmentos, obtendo uma melhor diversidade de freqüência por espalhar as sub-portadoras sobre toda a banda disponível. Em contrapartida o número de sub-canais lógicos é reduzido (para FFT = 2048, de 60 para 32 sub-canais).

O resultado é um grande número de sub-portadoras físicas por sub-canal lógico em contraste com a zona DL-PUSC. No modo FUSC existe um conjunto de pilotos fixos e outro variável (no modo PUSC, cada sub-canal contém seu próprio conjunto de pilotos) e um slot de transmissão que representam um sub-canal através de três símbolos OFDMA.

Tabela 9 – Parâmetros DL-FUSC

Parâmetro	Valor			
Largura de Banda BW (MHz)	1,25	5	10	20
Tamanho da FFT (N_{FFT})	128	512	1024	2048
Nº de sub-portadoras de guarda	22	86	173	345
Nº de sub-canais	2	8	16	32
Nº de sub-portadoras utilizadas (N_{USED})	106	426	851	1703
Nº de sub-portadoras de dados	96	384	768	1536
Nº de sub-portadoras piloto	9	42	83	166

A tabela 10 compara os modos de permutação DL-FUSC, DL-PUSC e UL-PUSC, para um canal de 20 MHz.

Tabela 10 – Comparaçāo entre os Modos de Permutaçāo

Parâmetro	DL-FUSC	DL-PUSC	UL-PUSC
Largura de Banda BW (MHz)	20	20	20
Tamanho da FFT (N_{FFT})	2048	2048	2048
Nº de sub-portadoras de guarda	345	367	367
Nº de sub-canais	32	60	70
Nº de sub-portadoras utilizadas (N_{USED})	1703	1681	1681

O modo de permutação DL e UL AMC (Adaptive Modulation and Coding) agrupa um bloco de sub-portadoras adjacentes para formar o sub-canal, e podem ser adaptativamente selecionadas pelo scheduler (sub-portadoras com alta relação S/N são selecionadas e sub-portadoras com desvanecimento são evitadas) o que maximiza a eficiência em condições relativamente estáveis, onde o canal de propagação varia lentamente, se adequando a usuários estáticos, em baixa velocidade e nomádicos (podem mudar de localização) por criar um ganho de carregamento, devido às sub-portadoras estarem adjacentes, e facilitando o uso de antenas do tipo beam forming (AAS), conforme descrito na figura 84. Não sendo, porém, eficiente com usuários móveis.

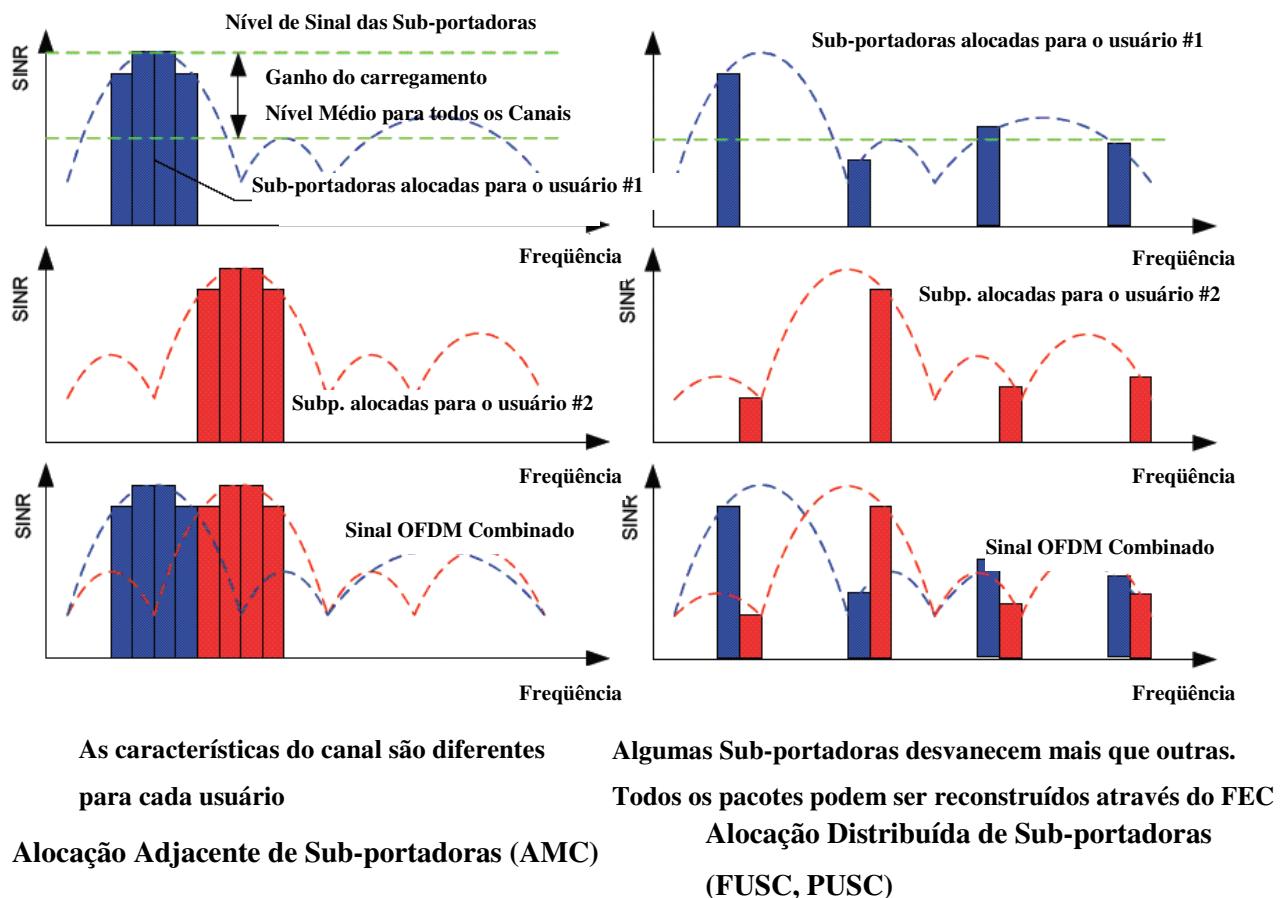


Figura 84 – Distribuição de energia em AMC X PUSC, FUSC

Em geral, a permutação de sub-portadoras por diversidade funciona melhor em aplicações móveis enquanto a permutação contínuas de sub-portadoras se adaptada melhor em aplicações fixas, portáteis com pouca mobilidade e nomádicos. Estas opções permitem ao projetista optar por um compromisso entre mobilidade e throughput. A tabela 11 resume uma comparação entre os modos [34].

Tabela 11 – Comparaçao entre os modos AMC e FUSC/PUSC

Parâmetro	Alocação Adjacente de Sub-Portadoras (AMC)	Alocação Distribuída de Sub-Portadoras (PUSC, FUSC)
Ganho	Ganhos de sub-canalização e ganhos de carregamento	Ganhos de sub-canalização e benefícios da diversidade de freqüência.
Scheduling	Necessita de schelduler aprimorado para alocar os sub-canais de acordo com as características do canal.	Schelduler simplificado, não utiliza as informações sobre o canal.
Eficiência em canais com multipercorso	Quase sem perda de dados	Necessita de mais redundância (overhead) para o código corretor de erros.
Tipo de Canal	Deve ser utilizado em canais com pouca variação	Pode ser utilizado em canais com variações rápidas
AAS & MIMO	De fácil implementação	De implementação mais complicada
Uso Típico	Fixo, Portátil, nomádico, baixa velocidade de deslocamento (Velocidade de um pedestre)	Usuários móveis

Múltiplas zonas de alocações de sub-portadoras podem ser adaptativamente utilizados para diferentes usuários dentro do mesmo quadro, conforme figura 85 [31]. O chaveamento entre as zonas é realizado usando elementos da informação incluídos no DL-MAP e UL-MAP. Os sub-quadros de DL e UL iniciam com o modo PUSC, onde no sub-quadro de DL estão contidas as informações de FHC e DL-MAP.

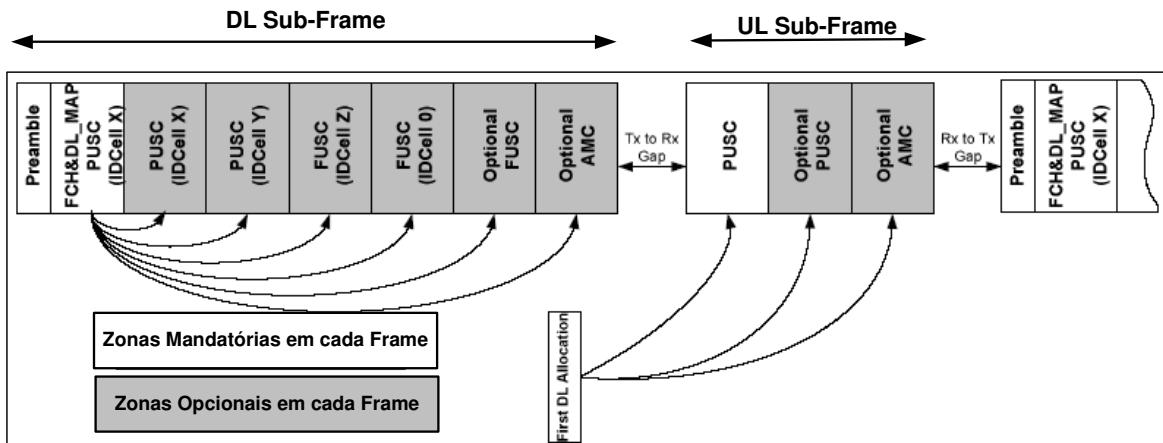


Figura 85 – Múltipla Alocação de Zonas

8.2.5 Características da Camada Física

As técnicas de modulação adaptativa e codificação (AMC – Adaptive Modulation and Coding), Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ) e Fast Channel Feedback (CQICH) foram introduzidas no WiMAX móvel para melhorar a capacidade de recepção de sinais de cobertura e capacitar o padrão WiMAX em aplicações móveis.

Suporte a modulações QPSK, 16 QAM e 64 QAM são obrigatórias no DL e no UL a modulação 64 QAM é opcional. Ambos os códigos corretores de erros Convolucional (CC – Convolutional Code) e o código convolucional turbo (CTC – Convolutional Turbo Code) com taxa do código variável e código de repetição são suportados. O código de repetição é concatenado com os códigos CC ou o CTC, sendo que a taxa efetiva do código corresponde a taxa de código CC ou CTC dividida pelo fator da taxa de repetição. O código turbo de blocos e o código Low Density Parity Check Code (LDPC) podem ser suportados como características opcionais. A tabela 12 resume os tipos de código e os esquemas de modulação possíveis para o padrão WiMAX móvel, sendo a modulação 64QAM opcional no UL [27].

O padrão 802.16 foi desenvolvido para serviços de dados em banda larga incluindo voz, dados e vídeo. A camada MAC é baseada no padrão de transmissão de dados em cabos coaxiais DOCSIS e pode suportar tráfego de dados em rajadas permitindo altos picos de taxas enquanto suporta simultaneamente streaming de vídeo e tráfegos de fluxos de voz sensíveis a latência, todos dentro do mesmo canal. O recurso alocado para um terminal pelo schelduler MAC pode variar desde um simples time slot até um quadro inteiro, possibilitando a destinação de um throughput com um range bastante dinâmico para um terminal de usuário específico em um dado momento. Como a informação de alocação de recursos é inserida na mensagem MAP no início de cada quadro, o schelduler pode efetivamente trocar a alocação de recursos quadro a quadro para adaptar a natureza do tráfego em rajadas.

Tabela 12 – Códigos e modulações suportadas pelo WiMAX Móvel

		Downlink	Uplink
Modulação		QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
Taxa do Código	CC	1/2 , 2/3, 3/4, 5/6	1/2 , 2/3, 3/4, 5/6
	CTC	1/2 , 2/3, 3/4, 5/6	1/2 , 2/3, 3/4, 5/6
	Repetição	x2, x4, x6	x2, x4, x6

A combinação dos vários tipos de modulações e taxas de código resulta em diferentes taxas de dados efetivas, como exemplificado na tabela 13 para canais com 5 e 10 MHz e sub-canal PUSC.

Tabela 13 – Taxa de Dados da Camada Física com Sub-Canais PUSC

Parâmetro	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink
Canal	5 MHz		10 MHz	
FFT Size	512		1024	
Sub-portadoras Nulas	92	104	184	184
Sub-portadoras Piloto	60	136	120	280
Sub-portadoras Dados	360	272	720	560
Sub-canais	15	17	30	35
Período do Símbolo T_s	102,90 microsegundos		102,90 microsegundos	
Modulação	Taxa do Código	DL Mbps	UL Mbps	DL Mbps
QPSK	1/2 CTC, 6x	0,56	0,43	1,13
	1/2 CTC, 4x	0,85	0,64	1,69
	1/2 CTC, 2x	1,69	1,28	3,38
	1/2 CTC, 1x	3,38	2,56	6,77
	3/4 CTC	5,08	3,84	10,15
16QAM	1/2 CTC	6,77	5,11	13,54
	3/4 CTC	10,15	7,67	20,30
64QAM	1/2 CTC	10,15	7,67	20,30
	2/3 CTC	13,54	10,23	27,07
	3/4 CTC	15,23	11,51	30,46
	5/6 CTC	16,92	12,78	33,84

64-QAM Opcional no UL

O scheduler da estação base determina a taxa de dados apropriada (ou o perfil de rajada de dados) para cada alocação da rajada de dados baseado nas condições do canal de propagação até o receptor. O indicador de qualidade do canal (CQI – Channel Quality Indicator) é utilizado para prover a informação do estado do canal dos terminais de usuário para o scheduler da estação base.

A funcionalidade de Hybrid Auto Repeat Request (HARQ) permite implementar o protocolo "Stop and Wait" o qual permite respostas rápidas para erros nos pacotes de dados e melhorar a cobertura nos extremos da célula. Um canal dedicado para ACK também é previsto no uplink para a sinalização de HARQ ACK/NACK e multi-canais HARQ são permitidos. O padrão WiMAX provê sinalização para permitir uma operação totalmente assíncrona que permite atrasos variados entre retransmissões, o que resulta em mais flexibilidade para o scheduler. HARQ combinado com CQICH e AMC fornece um sistema robusto de adaptação de link em ambientes móveis, possibilitando transmissões de dados para veículos com velocidades maiores que 120 Km/h.

8.3 ALGUNS AVANÇOS TECNOLÓGICOS INCLUÍDOS NO PADRÃO IEEE 802.16e

8.3.1 Segurança

O WiMAX Móvel permite o uso do há de melhor em tecnologia de segurança de dados atualmente, tais como [27]:

- **Autenticação** – Capacidade de autenticação de dispositivo e usuário, certificação baseada no X.509 usando autenticação com algoritmos RSA ou EAP RSA ou EAP-TLS TLS. Usa métodos como: SIM, USIM, SmartCards (usando EAP-SIM), EAP-AKA, EAP AKA, EAP-SmartCard. Outras credenciais baseadas no EAP – Extensible Authentication Extensible Authentication.

- **Gerência de “Chaves”(Key Management)** – PKM Privacy Key Management Protocol (v2) Nativo no 802.16. Chaves de Encriptação para: Autenticação, Integridade, “Handshake” e Tráfego. Gerência de “Key contexts”, “Security Associations” e “Lifetime”. Chaves para “Broadcast”, “multicast”.
- **Proteção das Mensagens de Controle** – FIPS approved CMAC & HMAC message authentication
- **Proteção do Tráfego** – FIPS approved AES-CCM authenticated data encryption (como no padrão 802.11i). Mecanismo de “refresh” para Chaves de Encriptação de Dados com alta taxas de transmissão.

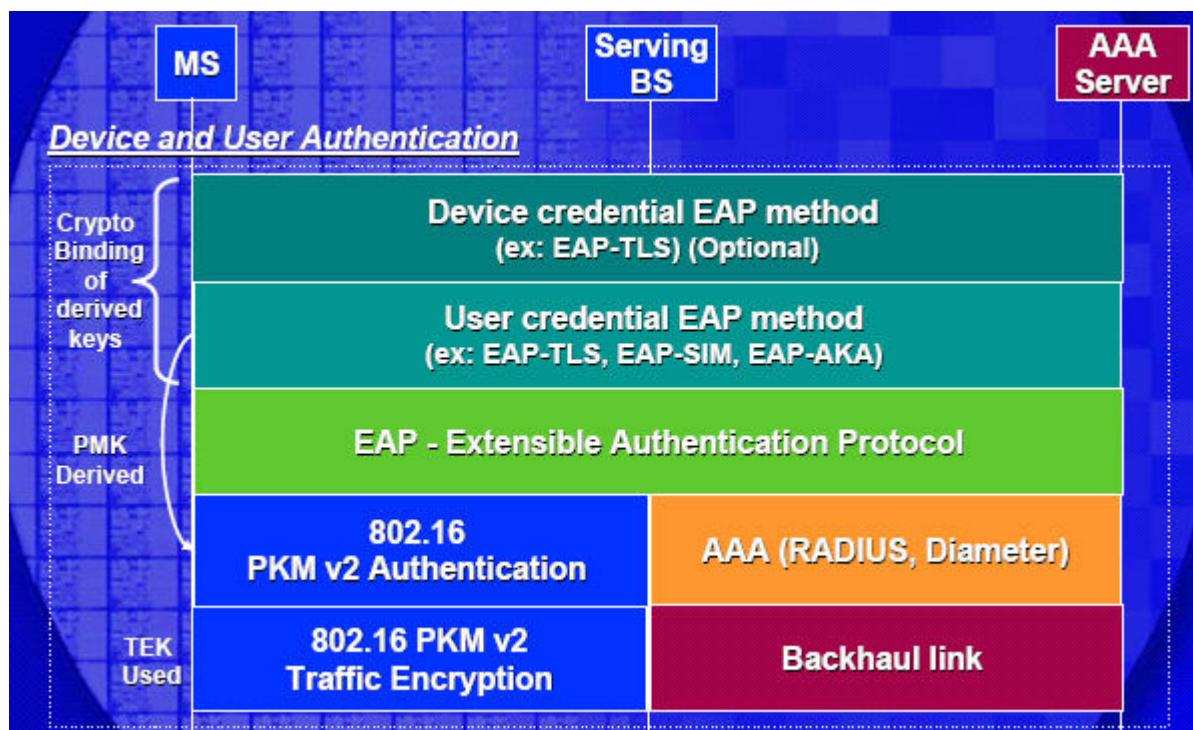


Figura 86 – Arquitetura da Camada de Segurança

8.3.2 Suporte a QoS

O padrão WiMAX pode otimizar dinamicamente os diferentes fluxos de serviços IP, através da marcação do tráfego em quatro tipos de serviços [32] listados na tabela 14:

Tabela 14 – Parâmetros de QoS

Tipo de Serviço	Descrição	Parâmetros
Unsolicited Grant Service (UGS)	UGS é designado para suportar fluxo de dados em tempo real com pacotes de tamanho fixos, como circuitos T1/E1 e VOIP	Máximo Sustained Rate Latência Máxima Jitter Máximo
Real-Time Packet Services (rtPS)	rtPS é destinado para suportar fluxo de dados em tempo real com pacotes de dados de tamanho variável, como streaming de áudio ou vídeo	Taxa Mínima Garantida Máximo Sustained Rate Latência Máxima Prioridade de Tráfego
Non-Real Time Packet Services	nrtPS é destinado para suportar fluxo de dados com tolerância a atrasos com pacotes de dados de tamanho variável onde uma taxa mínima de dados é requerida, como FTP	Taxa Mínima Garantida Máximo Sustained Rate Prioridade de Tráfego
Best Effort (BE)	O serviço BE suporta fluxos de dados nos quais um mínimo de nível de serviço é necessário, como transferência de dados, Web, Browsing, etc	Máximo Sustained Rate Prioridade de Tráfego

8.3.2.1 MAC Scheduling Service

A função do scheduling de serviços realizado pela camada MAC do WiMAX móvel é a de entregar de modo eficiente os diversos serviços IP de banda larga, tais como dados, voz e vídeo em função das variações ocorridas no canal de propagação no decorrer do tempo. O MAC Scheduler possui as seguintes propriedades [27]:

- **Orientação a QoS** – O schelduler manipula o transporte de dados baseado em conexões, onde cada conexão está associada a um único serviço de dados e com um conjunto de parâmetros de QoS. Como os recursos são alocados dinamicamente no DL e UL, o schelduler pode prover um alto nível de QoS em ambos os sentidos de tráfego.
- **Fast Data Schelduler** – O MAC Schelduler deve alocar os recursos disponíveis de forma eficiente em resposta ao tráfego de dados em rajada e das variações ocorridas no canal de propagação no decorrer do tempo. O schelduler está localizado em cada estação base para permitir uma resposta imediata aos requisitos de tráfego e das condições de propagação instantânea do canal. Os pacotes de dados são associados ao fluxo de serviço e também com as definições dos parâmetros de QoS da camada MAC para que o schelduler possa determinar corretamente a ordem de transmissão dos pacotes na interface aérea. O canal CQICH provê um canal de retorno de informação imediata para permitir que o schelduler possa escolher de forma apropriada o código e o tipo de modulação para cada alocação de recursos. As técnicas de modulação e codificação adaptativas combinadas com HARQ possibilitam uma transmissão robusta mesmo em canais com uma grande variação nas condições de propagação.
- **Schelduler para DL e UL** – O schelduler de serviços é executado em ambos os tráfegos de DL e UL. O UL deverá retornar para estação base de forma precisa as informações sobre as condições do canal e dos requisitos de QoS.
- **Alocação Dinâmica de Recursos** – A camada MAC suporta a alocação temporal de recursos no DL e UL baseadas em cada quadro individualmente. Como a alocação de recursos é inserida nas mensagens MAP no início de cada quadro, a alocação de recursos pode ser modificada quadro por quadro em resposta ao tráfego e das condições do canal de propagação. Adicionalmente, o total de recursos em cada alocação pode variar de um slot até um quadro inteiro. A rapidez e a granularidade da alocação de recursos resulta um alto grau de QoS para o tráfego de dados.
- **Schelduler para Seletividade de Freqüência** - O schelduler pode operar em diferentes tipos de sub-canais. Para sub-canais em diversidade de freqüência, como sub-canais PUSC com permutação, onde as sub-portadoras nos sub-canais são distribuídas na

largura de banda do canal de forma pseudo-randômica, de forma que os sub-canais apresentem uma qualidade média similar.

O scheduler para diversidade de freqüência pode suportar um QoS com uma granularidade fina e uma alocação temporal de recursos flexível. O scheduler para seletividade de freqüências pode alocar usuários móveis nos sub-canais mais robustos no momento, aprimorando a capacidade do sistema com um moderado aumento no overhead de CQI no UL.

8.3.3 Suporte a Smart Antenna

Um sistema de smart antenna (antena inteligente) se refere a uma tecnologia de construção de antenas destinadas a melhorar o nível de sinal recebido aumentando a relação sinal/interferência mais ruído branco (CINR – Carrier-to-Interference plus Noise Ratio). A tecnologia de smart antennas envolve, tipicamente, uma operação de vetores ou matrizes de sinais através de múltiplas antenas. A tecnologia OFDM/OFDMA se adapta perfeitamente a nova geração de smart antennas, que incluem [32]:

- **Beamforming (AAS – Adaptive Antenna Systems)** – Utiliza um conjunto de múltiplas antenas com ângulos de fase específicos que podem ser utilizados para criar uma antena bastante diretiva e de alto ganho, para transmitir o sinal de forma direcionada e ponderada para os terminais de assinante, aumentando a área de cobertura, melhorando o throughput e reduzindo interferências. Apresenta uma melhor performance com usuários estacionários ou com baixa mobilidade.
- **STC (Space-Time Code)** – É uma família de técnicas que implementam a transmissão em diversidade de espaço para aumentar o nível de sinal recebido e reduzir a margem de desvanecimento. A cópia do sinal é transmitida para outra antena com um atraso de tempo em relação ao mesmo sinal transmitido pela primeira antena, este sinal transmitido com atraso é chamado de Delayed Diversity. Possui um ganho menor que a técnica de beamforming, mas tem a vantagem de apresentar uma maior robustez para usuários móveis por não requerer um conhecimento prévio das características do canal de propagação e da velocidade do terminal móvel. A técnica de STC conhecida como Alamoti Code foi incorporada ao padrão WIMAX.

- **Multiplexação Espacial** – Múltiplos fluxos de dados são transmitidos através de múltiplas antenas através do mesmo canal. Se o receptor também possuir múltiplas antenas, ele poderá separar os diferentes fluxos para obter um maior throughput quando comparado como uso de uma única antena. Esta técnica é conhecida como MIMO (Multiple Input Multiple Output). Por exemplo, MIMO2x2 (duas antenas transmissoras e duas receptoras), utilizando dupla polarização em um sistema ponto-a-ponto, as portadoras alocadas poderão ser utilizadas duas vezes, efetivamente dobrando o throughput de dados. Em um sistema ponto-multiponto cada antena da estação base transmite um fluxo de dados diferente e cada terminal de assinante recebe vários componentes do sinal transmitido.

Através do uso de algoritmos específicos o terminal de assinante pode separar e decodificar os fluxos de dados paralelos recebidos simultaneamente. O padrão permite o uso de até quatro antenas (MIMO4x4) [25].

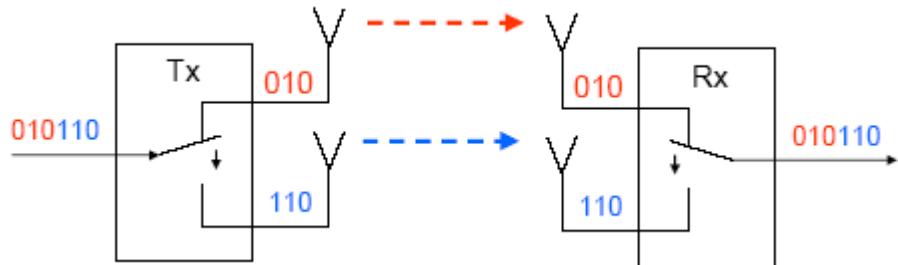


Figura 87– Tecnologia MIMO

8.3.4 Handoff

O suporte a handoff é um dos principais mecanismos que permite mobilidade ao padrão 802.16e. A habilidade de manter a conexão enquanto o terminal do assinante se movimenta através das bordas das células é um pré-requisito fundamental para se obter terminais móveis.

Existem três tipos de handoffs suportados [27]:

- **Hard Handoff (HHO)** – Tipo de handoff mandatório pelo WiMAX Forum, onde o terminal do usuário é desconectado de uma estação base antes de ser conectado na próxima estação base. Apresenta o melhor aproveitamento de banda entre os tipos de handoff atuais. Foram desenvolvidas técnicas que otimizaram o HHO mantendo o atraso de handoff menor que 50ms.
- **Fast Base Station Handoff (FBSS)** – Modo de handoff opcional, onde a rede realiza o handoff do terminal móvel entre as estações base enquanto que conexão com o core da rede é mantida com a estação base original. Uma característica importante é que no modo FBSS os dados são transmitidos simultaneamente para todos os membros do conjunto de estações base que estão aptas a servir o terminal móvel.
- **Macro-Diversity Handover (MDHO)** - Modo de handoff opcional, onde o terminal móvel mantém conexões simultâneas com duas ou mais estações base, implementando um sistema de diversidade de dados permitindo um handoff de alta qualidade de conexão.

8.4 CARACTERÍSTICAS DE IMPLEMENTAÇÃO

Apesar do padrão IEEE 802.16 abranger a faixa de freqüências de 2 a 11GHz, o Release1 System Profile aprovado pelo WiMAX Fórum cobre as faixas de freqüências licenciadas de 2,3; 2,5; 3,3 e 3,5 GHz, e até o momento, somente considera o método de duplexer TDD (Time Division Duplex) e não considera faixas de freqüências não licenciadas como 5,8 GHz por exemplo, conforme é detalhado na figura 88 [35]. Como o padrão é baseado na técnica de OFDMA escalável (SOFDMA), ele pode ser configurado de forma flexível em diferentes larguras de banda (Channel BW) pela adequação dos seus parâmetros.

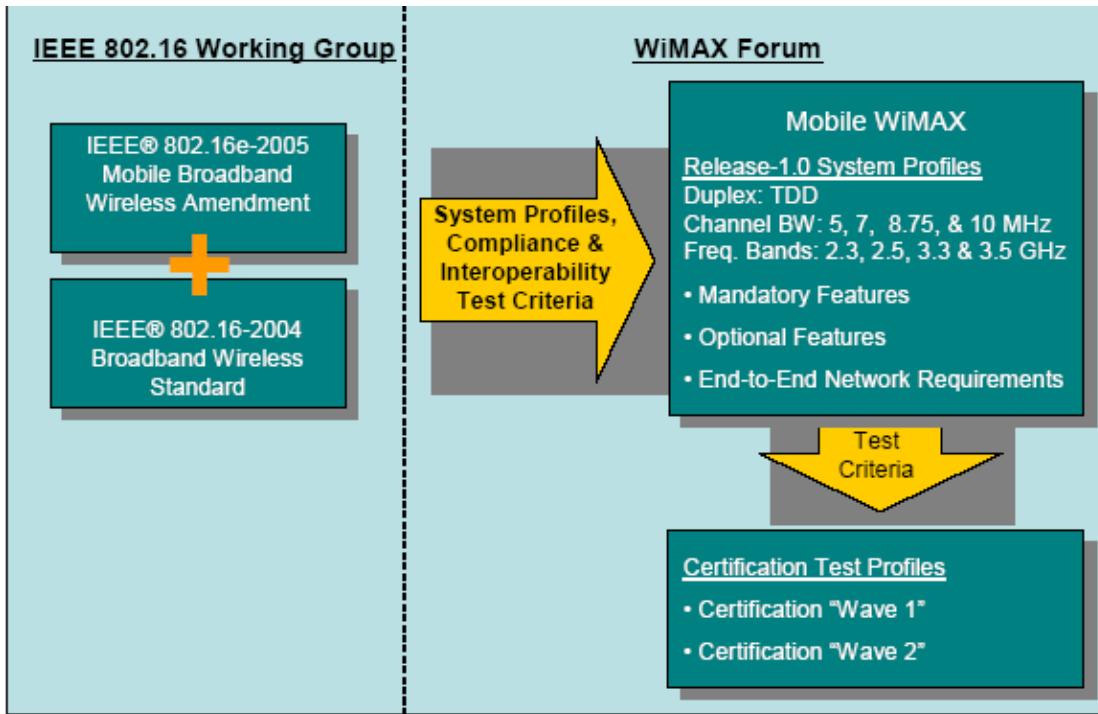


Figura 88 – WiMAX Forum – Release 1.0 System Profile

Os testes de certificação de equipamentos deverão tiveram início no primeiro semestre de 2007 com a certificação “Wave 1” e a certificação “Wave 2” ocorreu no segundo semestre de 2007 e incluiu importantes implementações como MIMO, Beamforming e outras implementações no sentido de aumentar a robustez dos enlaces, conforme demonstrado na figura 89 [35].

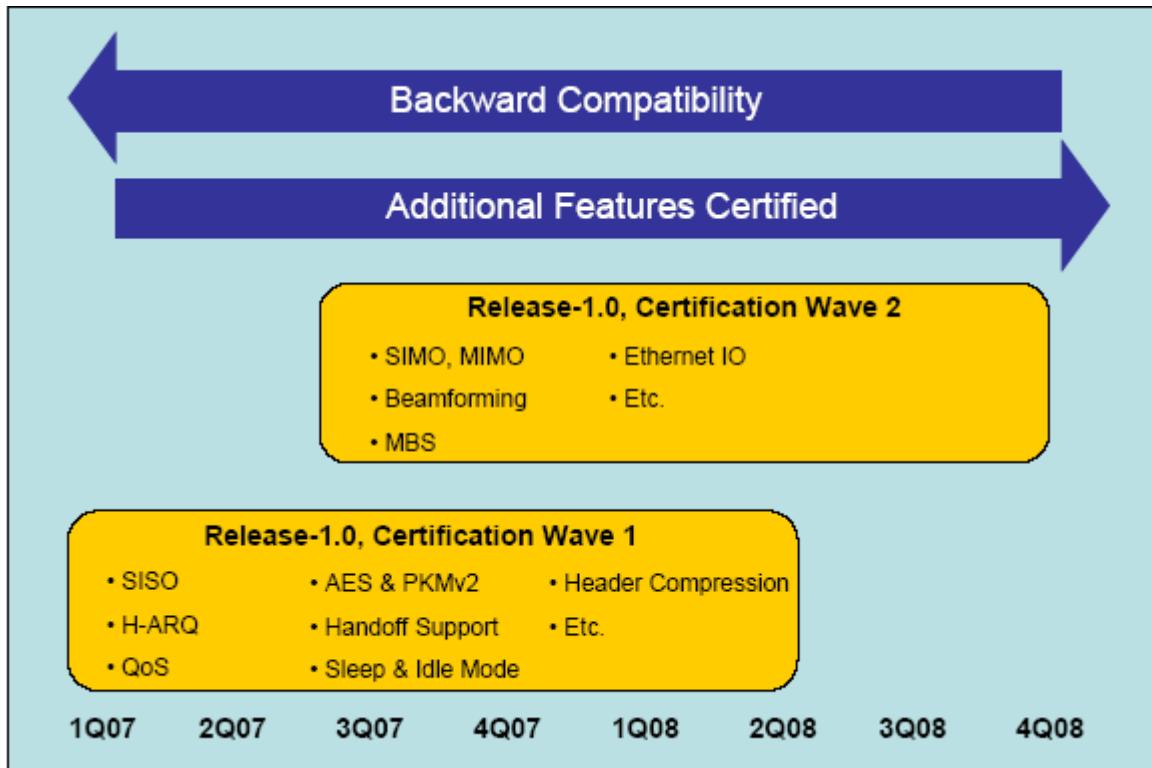


Figura 89 – Cronograma de Certificação

Como exemplo para análise, a faixa de 2,5 GHz destinada no Brasil para o serviço de MMDS (Multipoint MultiDistribution System) conforme figura 90, poderá ser utilizada para transmissão de dados através do padrão WiMAX na faixa de 2.500 a 2.690 MHZ, com um total de 190 MHz disponíveis utilizando as técnicas de duplexação TDD e FDD divididas em canais com 5 MHz de banda, onde é possível se agrupar de dois em dois canais formando canais de 10 MHz [37].

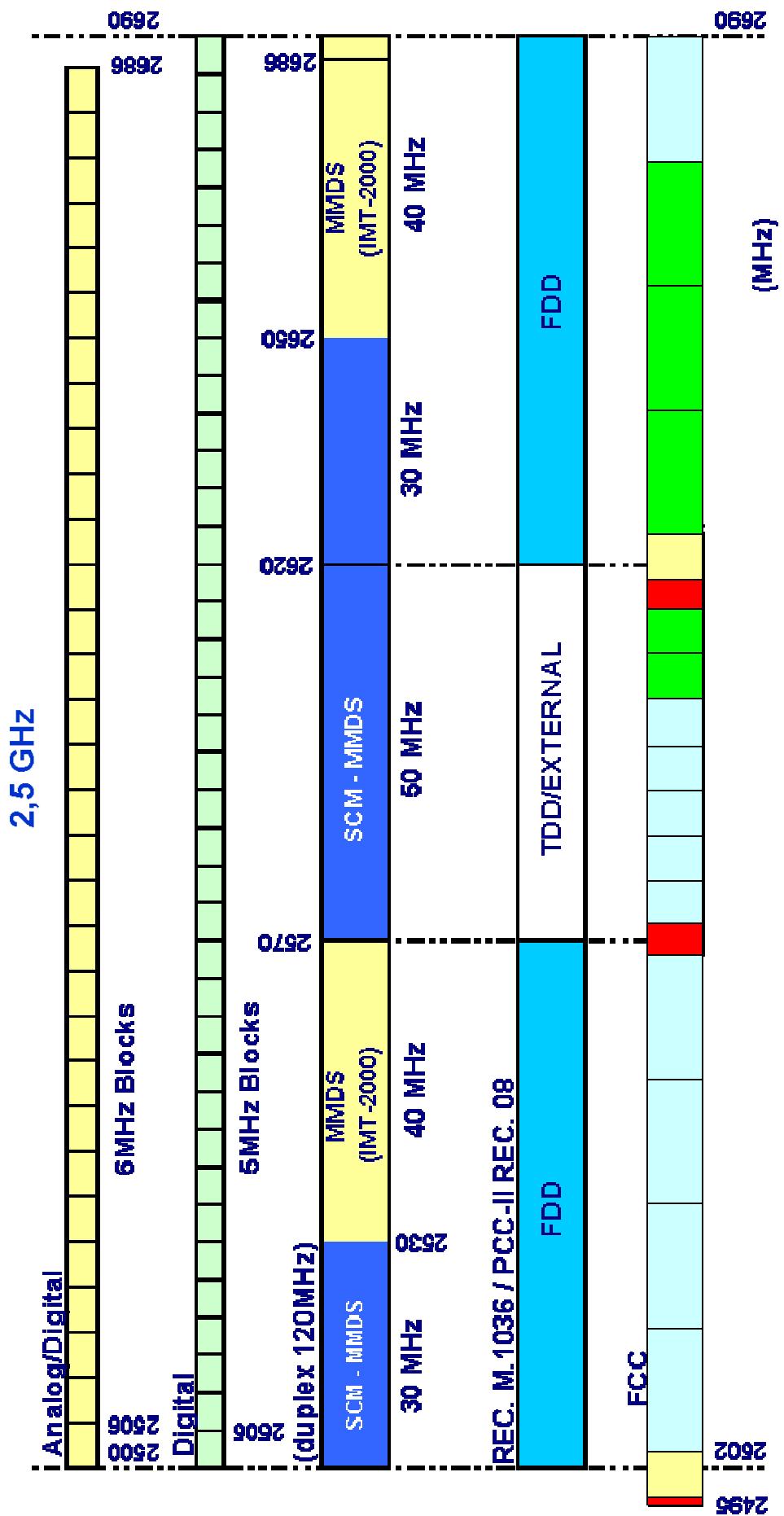


Figura 90 – Faixa de 2,5 GHz no Brasil

A tabela 15 abaixo apresenta os principais parâmetros definidos para o padrão IEEE 802.16e, para a faixa de 2,5 GHz [33].

Tabela 15 – Principais Parâmetros para o WiMAX Móvel em 2,5 GHz

WiMAX MÓVEL – PARÂMETROS PRINCIPAIS (Faixa de 2,5 GHz)

Parâmetro	IEEE 802.16e	Observações
Operating Frequency (MHz)	2.500	
Modulation	OFDMA	
Adaptative Modulation		BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Duplexing	TDD	
TDD Frame Length (ms)	5	
Channel Bandwidth, BW , (MHz)	10	$BW = \frac{F_s}{n}$
Channel Spacing (MHz)	10	
FFT Size (carriers) (N_{FFT})	1024	
Sampling Factor, n	28/25	$n = \frac{F_s}{BW}$
Sampling Frequency, F_s (MHz)	11,2	$F_s = BW \times n$
Subcarrier (tones) Frequency Spacing, Δf (KHz)	10,9375	Distância, em Hz, entre duas portadoras OFDMA $\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$
Used Subcarriers (tones) (data + pilot)	841	DL FUSC=851, PUSC=841
Effective Signal Bandwidth (MHz)	9,19213	É a banda efetivamente utilizada $BW = N_{USED} \times \Delta f = F_s \frac{N_{USED}}{N_{FFT}}$
Cyclic Prefix Ratio, G	1/8	Relação entre o Prefixo Cílico e o símbolo OFDMA
Cyclic prefix time (Guard Time) (μs)	11,43	$(T_g = T_u/8)$
Basic useful OFDMA symbol time T_u (μs)	91,43	É o tempo válido do símbolo $T_u = \frac{1}{\Delta f}$
OFDMA symbol time (μs)	102,86	$(T_s = T_u + T_g)$
Number of OFDMA Symbol in a Frame	48	

Parâmetro	IEEE 802.16e	Observações
DL symbol structure - Data Symbols	22	total = 29 – (1 preamble + 6 overheads)
DL symbol structure - Overhead	7	
UL symbol structure - Data Symbols	15	total = 18 - 3 overheads
UL symbol structure - Overhead	3	
TTG (μs)	105,71	Tempo entre o sub-quadro de DL e UL
RTG (μs)	60	Tempo entre o sub-quadro de UL e DL
TTG + RTG (μs)	165,71	Tempo sem transmissão de dados
DL/UL Ratio	2:1	
Frequency Reuse Pattern	1, 3	Reuso de freqüência (entre setores de uma célula ou entre células): 1 = mesma freqüência sendo re-utilizada 3 = 3 freqüências compartilhadas
Null Subcarriers – DL PUSC	184	
Null Subcarriers – UL PUSC	184	
Pilot Carriers – DL PUSC	120	FUSC=82
Pilot Carriers – UL PUSC	280	840/3
Data Carriers – DL PUSC	720	FUSC=768
Data Carriers – UL PUSC	560	
Sub-Channels – DL PUSC	30	FUSC=16
Sub-Channels – UL PUSC	35	PUSC=35, AMC=48

8.4.1 Exemplo de Cálculo de Enlace para WiMAX Móvel em 2,5 GHz

O cálculo a seguir é baseado nos parâmetros utilizados na tabela 15 para um usuário móvel com o terminal interno (indoor). A potência é de 10W por antena de transmissora, e o valor de 5,56 dB usado para margem de desvanecimento em regiões de sombra (Log Normal Fade Margin) assume 75% de probabilidade de cobertura nos limiares da célula e 90% de probabilidade de cobertura no restante da célula. Foi utilizado o modelo de predição de propagação COST 231-Hata, que é considerado um modelo de predição conservador. A tabela 16 apresenta os cálculos para o DL e tabela 17 para o UL [27].

Podemos concluir que, para um usuário móvel nos limites da célula, com um path loss (perda no enlace) máximo permitido de 128,2 dB, a taxa de dados obtida foi de 5,76 Mbps no DL e 115 Kbps no UL, que para efeitos comparativos, é bastante superior aos valores apresentados por sistemas 3G de telefonia celular.

Tabela 16 - Exemplo de Cálculo para um Usuário Móvel (Downlink)

Mobile WiMAX Downlink				
Base Station Infrastructure	MAP	Traffic-PUSC		Units
Number of Tx Antenna Elements	2.0	2.0	2.0	
Cyclic Combining Gain	3.0	3.0	3.0	dB
Tx Antenna Gain	15.0	15.0	15.0	dBi
Pilot Power Boosting Gain	-0.7	-0.7	-0.7	dB
EIRP	57.3	57.3	57.3	dBm
Base Permutation Zone	PUSC	PUSC	PUSC	
Number of Occupied Sub-Carriers	840	840	840	
Power per Occupied Sub-Carrier	28.1	28.1	28.1	dBm
Mobile Unit, (Handset Indoor)				
Rx Antenna Gain	-1.0	-1.0	-1.0	dBi
Rx Antenna Diversity Gain (2 Antennas)	3.0	3.0	3.0	dB
Rx Noise Figure	7.0	7.0	7.0	dB
Margins				
Log Normal Fade Margin	5.56	5.56	5.56	dB
Fast Fading Margin	6.0	2.0	2.0	dB
Interference Margin	2.0	2.0	2.0	dB
Penetration Loss	10.0	10.0	10.0	dB
Total Margin	23.56	19.56	19.56	dB
Mobile Rx Sensitivity				
Thermal Noise	-174	-174	-174	dBm/Hz
Sub-Carrier Spacing	10.94	10.94	10.94	kHz
Modulation	QPSK 1/8	QPSK 1/2	16QAM 1/2	
SNR Required	-3.31	3.49	8.93	dB
Delta from limiting cell range distance	0.82			
DL Traffic Data Rate		2.88	5.76	Mbps
Rx Sensitivity (per sub-carrier)	-129.9	-123.2	-117.7	dBm
Rx Sensitivity (composite)	-100.7	-93.9	-88.4	dBm
System Gain	160.0	153.3	147.8	dB
Maximum Allowable Path Loss	136.4	133.7	128.2	dB

Tabela 17 - Exemplo de Cálculo para um Usuário Móvel (Uplink)

Mobile WiMAX UPLINK				
Mobile Unit, (Handset Indoor)	FB Channel	Traffic Full Allocation		Units
Permutation Zone	FB Channel	PUSC	PUSC	
Available Sub-Carriers	70	840	840	
Allocated Sub-Channels	2.5	3	9	
Allocated Sub-Carriers	70	72	216	
Allocated Data Carriers	60	48	144	
Power per Occupied Sub-Carrier	3.56	3.44	-1.334	dBm
Rx Antenna Gain	15.0	15.0	15	dBi
Rx Antenna Diversity Gain	3.0	3.0	3.0	dBi
Rx Noise Figure	4.0	4.0	4.0	dB
Log Normal Fade Margin	5.56	5.56	5.56	dB
Fast Fading Margin	4.0	2.0	2.0	dB
Interference Margin	3.0	3.0	3.0	dB
Penetration Loss	10.0	10.0	10.0	dB
Total Margin	22.56	20.56	20.56	dB
Thermal Noise	-174	-174	-174	dBm/Hz
Sub-Carrier Spacing	10.94	10.94	10.94	kHz
Modulation Type	Ranging	QPSK 1/8	QPSK 1/8	
SNR Required	-6.0	-2.5	-2.5	dB
Delta from limiting cell range distance	0.66			
UL Traffic Data Rate		38	115	kbps
Rx Sensitivity (per sub-carrier)	-135.6	-132.1	-132.1	dBm
Rx Sensitivity (composite)	-117.8	-111.1	-108.8	dBm
System Gain	157.2	153.5	148.8	dB
Maximum Allowable Path Loss	134.6	133.0	128.2	dB

9 CONCLUSÃO

Através da análise das características técnicas do padrão WiMAX verificamos que ele faz uso de tecnologia de ponta para superar os problemas que envolvem a transmissões de dados por radiofreqüência (wireless). Em transmissões wireless a qualidade do canal de propagação pode variar constantemente e de forma aleatória. Estas alterações podem influenciar diretamente na qualidade do sinal recebido, podendo acarretar na perda das informações transmitidas, especialmente utilizando a faixa de microondas onde há a necessidade de visada direta para o estabelecimento do enlace.

Para superar este problema o padrão WiMAX especifica poderosos códigos corretores de erro, que aliados à técnica OFDM (que melhora a interferência intersimbólica) possibilita uma recepção confiável e eficiente, podendo estabelecer enlaces até mesmo sem visada direta (NLOS), o que permite o uso do terminal do assinante (CPE – Customer Premise) no interior dos imóveis (indoor) ou mesmo em veículos sem a necessidade de uma antena externa, possibilitando que o CPE seja instalado pelo próprio usuário.

A sua arquitetura celular, aliada a técnicas eficientes de handoff, permite a transmissão de dados em banda larga para usuários móveis se deslocando em velocidades de até 160 Km/h. A modulação adaptativa permite que a taxa de transmissão seja adaptada às características instantâneas do canal de propagação, variando da técnica mais robusta (QPSK) até a mais eficiente (64-QAM) e o uso de técnicas de smart antennas, como MIMO, pode multiplicar a capacidade de transmissão de dados. Este conjunto de implementações tem como resultado uma transmissão de dados flexível, confiável e de alta capacidade que se adaptam às necessidades de taxa de cada usuário e nas condições do canal de propagação utilizado.

Outro problema comum em sistemas wireless é a segurança das informações transmitidas. Como o meio de transmissão não é confinado, como no caso da transmissão de dados por cabo, é possível que as transmissões sejam interceptadas, verificadas e até mesmo retransmitidas de forma maliciosa. Para superar estas vulnerabilidades o padrão WiMAX incorporou as mais modernas técnicas de segurança da informação que possuem algoritmos para encriptação do tráfego, autenticação do usuário e da estação de transmissão e para a garantia da integridade da informação recebida.

O padrão WiMAX já nasceu no padrão TCP/IP, o que permite a interconexão com a rede Internet existente. Através do uso de banda-larga e da adoção de técnicas de qualidade de serviço (QoS), é possível utilizar aplicações multimídia (dados, telefonia e imagem) de alta qualidade, possibilitando, ainda, o que é conhecido como Quadruple Play (4Play), que significa o Triple Play (dados, telefonia e imagem) com mobilidade. O Quadruple Play está sendo reconhecido como o grande diferencial do WiMAX frente às demais técnicas de transmissão de dados banda-larga.

A possibilidade de operar em diversas larguras de banda permite que padrão WiMAX se adapte as mais diversas canalizações de bandas de freqüências utilizadas por vários países, incluindo faixas licenciadas e não licenciadas (livres).

Tudo isto fez com que fabricantes de grande porte como Motorola, Samsung, Nortel, Alcatel e vários outros de menor porte iniciarem o desenvolvimento de equipamentos no padrão 802.16e, o que indica uma aceitação mundial do padrão e que se refletirá em uma forte concorrência entre os fornecedores e em uma redução de custo dos equipamentos em médio prazo.

Todos estes fatores indicam que certamente o padrão 802.16e (WiMAX Móvel) será um sério concorrente às técnicas atuais de acesso em banda larga.

10 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- **Livros**

- 1 Benoit, Hervé (1998), *Digital Television MPEG-1, MPEG-2 and Principles of the DVB System*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York.
- 2 Broadhage, Helmuth (1981), *Planejamento e Cálculo de Rádio Enlaces*, 10^o ed., Editora Pedagógica e Universitária
- 3 Carlson, A. B. (2002), *Communications Systems*, 4th ed., MacGraw Hill, New York
- 4 Glover, Ian. (1998), *Digital Communications*, 1st ed., Prentice Hall
- 5 Haykin, Simon (2001), *Communications Systems*, 4th ed., John Wiley & Sons, New York.
- 6 Ingvar Henne (2002), *Planning of Line-of-Sight Radio Relay Systems*
- 7 Lathi, B. P. (1998), *Modern Digital And Analog Communication Systems*, 3rd ed., Oxford University Press
- 8 Miyoshi, Edson (2002), *Projeto de Sistemas de Rádio*, Érica, São Paulo
- 9 Nascimento, Juarez, (2000), *Telecomunicações*, 2^o ed., Makron Books, São Paulo
- 10 Oppenheim, A. V. (1997), *Signal & Systems*, 2nd ed., Prentice Hall, New Jersey
- 11 Peebles, P. Z. (2001), *Probability, Random Variables And Random Signal Principles*, 4th ed., MacGraw Hill, New York
- 12 Proakis, J. G. (2001), *Digital Communications*, 4th ed., MacGraw Hill, New York
- 13 Rappaport, Theodore (1996), *Wireless Communications*, Prentice Hall, New Jersey
- 14 Soares Neto, Vicente (2000), *Telecomunicações: Redes de Alta Velocidade, Sistemas PDH e SDH*, Érica, São Paulo.
- 15 Stüber, Gorgon (1997) *Principles of Mobile Communication*, Kluwer Academic Publishers, London
- 16 Winch, R. G. (1993), *Telecommunication Transmission Systems*, 1st ed., MacGraw Hill, New York

- **Artigos**

- 17 *A Scalable OFDMA Engine for WiMAX*, Application Note 412, Altera, www.altera.com. (acessado em 4/2007)
- 18 *Airlink Management in Point-to-Point Systems: an Examination of FDMA, FDD, and TDD*, AlReach Broadband, www.alreach.com. (acessado em 5/2007)
- 19 Bykovnikov, Vladimir, (2005), *The Advantages of SOFDMA for WiMAX*, INTEL
- 20 *Can WiMAX Address Your Applications?*, WiMAX Forum, www.WiMAXforum.org. (acessado em 11/2006)
- 21 Faria, Gerard, (2002), *New Operative Modes for Terrestrial Digital TV*
- 22 *Fixed, nomadic, portable and mobile applications for 802.16-2004 and 802.16e WiMAX networks*, (2005), WiMAX Forum, www.WiMAXforum.org. (acessado em 11/2006)
- 23 *Frequency Division Duplexing and Time Division Duplexing for Broadband Wireless Applications* (2001), Broadband Wireless Internet Forum, Doc N° WP-3_TG1
- 24 *IEEE 802.16-2004, IEEE Standard For Local And metropolitan Area Network-Part 16*, (2004), IEEE
- 25 *Introduction to MIMO Systems*, Application Note, Rohde&Schwarz, www.rohde-schwarz.com (acessado em 10/2006)
- 26 *Mobile WiMAX, from OFDM-256 to S-OFDMA*, (2007), White Paper, ATDI, www.atdi.com. (acessado em 11/2006)
- 27 *Mobile WiMAX – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation*, (2006), WiMAX Forum, www.WiMAXforum.org. (acessado em 11/2006)
- 28 *OFDM for Mobile Data Communications*, Flarion, www.iec.org. (acessado em 10/2006)
- 29 *OFDMA PHY SAP Interface Specification for 802.16 Broadband Wireless Access Base Stations*, (2006), INTEL
- 30 Pinto, Ernesto Leite, (2002), *A Técnica de Transmissão OFDM*, Revista Científica Periódica -Telecomunicações Vol. 5, N°1
- 31 *Scalable OFDMA Physical Layer in IEE 802.16 Wireless MAN*, (2004), INTEL Technology Journal, Volume 8, Issue 3
- 32 *Understanding the Radio Technologies of Mobile WiMAX*, (2006), Alvarion

- 33 *WiMAX Deployment Considerations for Fixed Wireless Access in the 2.5 GHz and 3.5 GHz Licensed Bands*, (2005), WiMAX Forum, www.WiMAXforum.org. (acessado em 11/2006)
- 34 *WiMAX General Information About the Standard 802.16*, (2006), Application Note, Rohde&Schwarz, www.rohde-schwarz.com. (acessado em 10/2006)
- 35 *WiMAX IMT200*, WiMAX Forum, www.WiMAXforum.org. (acessado em 05/2007)
- 36 *WiMAX's Technology for LOS and NLOS Environments*, WiMAX Forum, www.WiMAXforum.org. (acessado em 11/2006)
- 37 *WiMAX Regulação no Brasil – Faixas de Freqüência para Acesso sem Fio em Banda Larga*, (2005), ANATEL
- 38 Zamanian, Ali, *Orthogonal Frequency Division Multiplex Overview*, *Microwave Journal*, October 2001