

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

LUIZ ALFREDO DA SILVA DE CAMPOS

ANÁLISE COMPARATIVA DE MODULAÇÕES EM SISTEMA OFDM

Niterói

2012

LUIZ ALFREDO DA SILVA DE CAMPOS

ANÁLISE COMPARATIVA DE MODULAÇÕES EM SISTEMA OFDM

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

Orientador: Prof. Dr. EDUARDO RODRIGUES VALE

Niterói

2012

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

C198 Campos, Luiz Alfredo da Silva

Análise comparativa de modulações em sistema OFDM / Luiz Alfredo da Silva Campos. – Niterói, RJ : [s.n.], 2012.

80 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2012.

Orientador: Eduardo Rodrigues Vale.

1. Sistema de comunicação móvel. 2. Telefonia celular. 3. Multiplexação por divisão de frequência ortogonal. I. Título.

CDD 621.38456

LUIZ ALFREDO DA SILVA DE CAMPOS

ANÁLISE COMPARATIVA DE MODULAÇÕES EM SISTEMA OFDM

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

Aprovada em 11 de maio de 2012.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. EDUARDO RODRIGUES VALE, D.Sc. - Orientador  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. LENI JOAQUIM DE MATOS, D.Sc.  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. JULIO CESAR RODRIGUES DAL BELLO, D.Sc.  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. JOSÉ SANTO G. PANARO, D.Sc.  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. EDUARDO ESTEVES VALE, D.Sc.  
Marinha do Brasil

Niterói

2012

Dedico a minha esposa Regina e ao meu filho Breno, pela dedicação, compreensão e apoio irrestritos na minha trajetória, propiciando as condições necessárias para a realização deste trabalho.

## AGRADECIMENTOS

A meu pai e a minha mãe (*in memoriam*) pela educação a mim concedida.

Ao meu prezado orientador e amigo Prof. Dr. Eduardo Rodrigues Vale, por me apoiar, pela sua competência, dedicação e atenção.

A Prof<sup>a</sup> Dra. Leni Matos, pelo conhecimento transmitido durante suas aulas, e também por seu incentivo.

Aos amigos Onésimo Ferreira e Valério Etchart que não se furtaram em ajudar-me nos momentos de dúvidas e incertezas.

Ao amigo Pedro Lima, pela sua amizade e companheirismo.

E a todos aqueles que de alguma forma contribuíram para o êxito deste trabalho.

.

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	MOTIVAÇÃO	16
1.2	OBJETIVO	17
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	17
2	CARACTERIZAÇÃO DE CANAL	18
2.1	INTRODUÇÃO	18
2.2	CANAL RÁDIO MÓVEL	18
2.3	CARACTERIZAÇÃO FAIXA ESTREITA	19
2.3.1	DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA	19
2.3.1.1	ATENUAÇÃO COM A DISTÂNCIA ( <i>PATH LOSS</i> )	20
2.3.1.2	ATENUAÇÃO POR SOMBREAMENTO ( <i>SHADOWING LOSS</i> )	21
2.3.2	DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA	21
2.3.2.1	PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO	22
2.3.2.2	FATORES QUE INFLUENCIAM O MULTIPERCURSO	23
2.3.2.3	DISTRIBUIÇÕES DE RAYLEIGH E RICE	24
2.3.2.4	EFEITO DOPPLER	26
2.4	CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA	27
2.4.1	RESPOSTA AO IMPULSO	27
2.4.2	PARÂMETROS DO CANAL MULTIPERCURSO	29
2.4.2.1	DISPERSÃO NO TEMPO	29
2.4.2.2	DISPERSÃO EM FREQUÊNCIA	30
3	MODULAÇÃO	32
3.1	INTRODUÇÃO	32

3.2	MODULAÇÃO ANALÓGICA	33
3.2.1	MODULAÇÃO EM AMPLITUDE	34
3.2.2	MODULAÇÃO ANGULAR	37
3.2.2.1	MODULAÇÃO EM FASE	37
3.2.2.2	MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA	38
3.3	MODULAÇÃO DIGITAL	41
3.3.1	TIPOS DE MODULAÇÃO DIGITAL	41
3.3.2	PARÂMETROS DA MODULAÇÃO DIGITAL	43
3.4	DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO	43
3.4.1	REPRESENTAÇÃO POLAR	44
3.4.2	REPRESENTAÇÃO I/Q	44
3.5	MODULAÇÃO PSK ( <i>PHASE SHIFT KEYING</i> )	45
3.5.1	MODULAÇÃO BPSK ( <i>BINARY PHASE SHIFT KEYING</i> )	46
3.5.2	MODULAÇÃO QPSK ( <i>QUATERNARY PHASE SHIFT KEYING</i> )	47
3.6	MODULAÇÃO QAM ( <i>QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION</i> )	48
3.6.1	CONSTELAÇÃO QAM ( <i>QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION</i> )	50
3.6.2	FORMAÇÃO DA CONSTELAÇÃO QUADRADA	52
3.6.2.1	CONSTELAÇÃO 16-QAM	52
3.6.2.2	CONSTELAÇÃO 64-QAM	54
4	OFDM-ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING	56
4.1	INTRODUÇÃO	56
4.2	GERAÇÃO E DETECÇÃO DE SINAIS OFDM	62
4.3	PREFIXO CÍCLICO	64
5	GERAÇÃO DAS CURVAS DE BER vs $E_b/N_0$ UTILIZANDO TÉCNICA DE SIMULAÇÃO	70
5.1	INTRODUÇÃO	70

5.2	AMBIENTE DE SIMULÇÃO	70
5.2.1	DIAGRAMA EM BLOCOS DA PLATAFORMA DESIMULAÇÃO	71
5.3	TAXA DE ERRO DE BIT-BER ( <i>BIT ERROR RATIO</i> )	72
5.3.1	DEFINIÇÃO	72
5.3.2	CANAL COM RUÍDO BRANCO ADITIVO GAUSSIANO AWGN ( <i>ADDITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE</i> )	73
5.3.3	PROBABILIDADE DE ERRO EM CANAL AWGN-	74
5.4	RESULTADO DAS SIMULÇÕES	76
6	CONCLUSÕES	78
6.1	SUGESTÕES ADICIONAIS	78
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	79

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Linha do Tempo dos Sistemas Celulares Digitais	16
Figura 2.1	Ilustração dos três fenômenos que influenciam as variações do sinal	19
Figura 2.2	Propagação em áreas urbanas: multipercurso devido à reflexões e difração	22
Figura 2.3	Desvanecimento multipercurso	23
Figura 2.4	Estudo da distribuição de Rice em função do fator K	25
Figura 2.5	Efeito Doppler	26
Figura 2.6	Variação Doppler	27
Figura 2.7	Exemplo de resposta ao impulso de um canal multipercurso	28
Figura 2.8	Exemplo de resposta ao impulso simplificado	29
Figura 3.1	Tipos de modulação: (a) portadora Analógica; (b) portadora Digital	33
Figura 3.2	Representação no domínio do tempo: (a) do sinal da portadora; (b) do sinal modulado em amplitude, AM	35
Figura 3.3	Sinal modulado em amplitude: (a) com índice de modulação, $m = 0,5$ ; (b) com índice de modulação, $m = 1$	35
Figura 3.4	Espectro de frequências do sinal modulado em amplitude	36
Figura 3.5	Gráfico da função de Bessel, $J_n(\beta)$ vs $\beta$	40
Figura 3.6	Espectro de frequências do sinal modulado em frequência	41
Figura 3.7	Representação DIBIT	42
Figura 3.8	Representação do fasor da onda senoidal	44
Figura 3.9	Representação I/Q	45
Figura 3.10	Representação do sinal BPSK	47
Figura 3.11	Constelação QPSK	48
Figura 3.12	Tipos de constelação	50
Figura 3.13	Modulador QAM	52

Figura 3.14	Constelação 16-QAM	53
Figura 3.15	Constelação 64-QAM	55
Figura 4.1	Modulação multiportadoras	56
Figura 4.2	Comparação dos espectros de frequência SMC e MCM	58
Figura 4.3	Comparação das formas de onda transmitidas: a) Sistema de transmissão de dados seriais de banda básica; b) Sistema OFDM	61
Figura 4.4	Comparação dos espectros de frequência: (a) Sinais ortogonais não sobrepostos com banda limitada, MCM;( b) Sinais ortogonais sobrepostos com banda limitada, MCM;(c) Sinais ortogonais sobrepostos com banda limitada, MCM	62
Figura 4.5	Diagrama em blocos de um transceptor OFDM	63
Figura 4.6	Resposta instantânea ao impulso de um canal com desvanecimento seletivo em frequência	64
Figura 4.7.a	Sinal transmitido sem inserção de intervalo de guarda	65
Figura 4.7.b	Sinal transmitido com inserção de intervalo de guarda	65
Figura 4.7.c	Sinal transmitido com inserção de intervalo de guarda com prefixo cíclico	66
Figura 4.8.a	Sinal recebido sem inserção de intervalo de guarda	65
Figura 4.8.b	Sinal transmitido com inserção de intervalo de guarda com prefixo cíclico	66
Figura 4.8.c	Sinal recebido com inserção de intervalo de guarda com prefixo cíclico.	66
Figura 4.9	Forma atual do OFDM: a) Técnica da extensão cíclica; b) Espectro de frequência do pulso da onda; c) Espectro de frequência do sinal OFDM	68
Figura 5.1	Diagrama de blocos da plataforma de simulação	71
Figura 5.2	Curva de BER vs $E_b/N_0$	73
Figura 5.3	Modelo de canal AWGN	74
Figura 5.4	pdf condicional dos dois sinais	75
Figura 5.5	Curvas de BER vs $E_b/N_0$	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Tipo de modulação	42
Tabela 2	Número de bits por portadora	42
Tabela 3	Representação QPSK	48
Tabela 4	Comparação entre $E_b/N_0$ para cada esquema de modulação	77

## LISTA DE SIGLAS

2G	<i>Segunda geração</i>
3G	<i>Terceira geração</i>
4G	<i>Quarta geração</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting Terrestrial</i>
EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
E GPRS	<i>Enhanced General Packet Radio Service</i>
EVDO	<i>Evolution Data Only</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>
HSCSD	<i>High Speed Circuit Switched Data</i>
HSDPA/HSUPA	<i>High Speed Downlink Packet Access / High Speed</i>
FDD & TDD	<i>Uplink Packet Access Frequency Division Duplex &amp;</i>
	<i>Time Division Duplex</i>
HSPA	<i>High Speed Packet Access</i>
HSPA+	<i>High Speed Packet Access Plus</i>
ICI	<i>Inter Subcarrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IS-95 A/B CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
IS-95 C CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
2000	
IS-136 TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
LCR-TDD	<i>Low Chip Rate Time Division Duplex</i>
ISI	<i>Interference Inter Symbol</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE FDD & TDD	<i>Long Term Evolution Frequency Division Duplex / Time</i>
	<i>Division Duplex</i>
MAN	<i>Metropolitan Area Network</i>
MATLAB	<i>MATrix LABoratory</i>
MCM	<i>Multicarrier Modulation</i>
M-PSK	<i>M-ary PSK</i>
M-QAM	<i>M-ary QAM</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PM	<i>Phase Modulation</i>

PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
SCM	<i>Single Carrier Modulation</i>
TD-SCDMA	<i>Time Division Synchronous Code Division Multiple Access</i>
WCDMA FDD/TDD	<i>Wideband CDMA Frequency Division Duplex / Time Division Duplex</i>

## RESUMO

Recentemente tem sido observado um aumento na oferta de serviços de comunicações móveis. Estes serviços, tais como acesso à *Internet*, comunicações de dados, multimídia, *e-mail*, comércio eletrônico, estão necessitando cada vez mais de altas taxas de transmissão, com alto grau de desempenho. Para viabilizar a implementação destes serviços foram desenvolvidos diversos esquemas de modulação de forma a permitir a transmissão de altas taxas e apresentando o desempenho requerido. Uma maneira de avaliar esses serviços é acompanhar o parâmetro de desempenho denominado de Taxa de Erro de Bit (BER-*Bit Error Ratio*).

O principal objetivo deste trabalho é apresentar uma comparação entre os esquemas de modulação *M-ary Phase Shift Keying* (M-PSK) e *M-ary Quadrature Amplitude Modulation* (M-QAM) para transmitir informação empregando a técnica OFDM, utilizada nas redes celulares de padrão *Long Term Evolution* (LTE). Serão apresentadas curvas de BER versus  $E_b/N_0$ , para cada tipo de modulação, BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM, geradas através de uma plataforma de simulação, desenvolvida no módulo *Simulink*, no ambiente MATLAB.

Palavras-chave: OFDM, BER,  $E_b/N_0$ , sistema de comunicação móvel, modulação, LTE, BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

## ABSTRACT

Nowadays, telecommunication services, in mobile communication systems, have shown a significant increase. With the advent of the Internet, data communication services - such as multimedia, e-mail, e-commerce -, are increasingly requiring high transmission rates, with high performance. In order to allow the transmission of high rates and presenting the required performance, various modulation schemes have been tested.

The main goal of this paper is to present a comparison between M-ary Phase Shift Keying (M-PSK) and M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) schemes for transmitting information using Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique which is largely used in mobile systems using *Long Term Evolution* (LTE) standard. It will be presented curves of BER versus  $E_b/N_0$ , for each modulation scheme, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, generated by a simulator platform, developed in the MATLAB/Simulink environment.

Keywords - OFDM, BER, mobile communication systems, modulation scheme,  $E_b/N_0$ , LTE, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

## 1 INTRODUÇÃO

A comunicação sem fio via ondas eletromagnéticas é relativamente recente, tendo em torno de 150 anos. Em 1864, James Clerk Maxwell formulou a Teoria Eletromagnética da Luz, desenvolvendo um conjunto de equações, conhecidas por equações de Maxwell. Esse conjunto de equações foi a base para o desenvolvimento de importantes estudos no campo da comunicação.

Pode-se considerar como outro marco importante a experiência de Grahan Bell, que transmitiu a voz através de sinais elétricos, dando origem ao telefone. Como uma evolução, foi criada a rede de telefonia fixa, caracterizada pela associação de um número a um terminal telefônico fixo.

Os primeiros sistemas móveis utilizavam um único transmissor de alta potência de forma a atender uma grande área de cobertura. Apesar da grande área de cobertura, o número de usuários era limitado, uma vez que era utilizado um conjunto de frequências para toda a região e cada frequência era alocada a um único usuário por vez, de forma a evitar interferência. O aumento da demanda por serviços móveis continuou a ocorrer e associado a ele veio a necessidade de novas alocações no espectro de frequência. Essa nova situação mostrou que era necessário desenhar um novo sistema móvel capaz de apresentar maior capacidade, mesmo com as limitações impostas pelo espectro de frequência, mas permitindo grandes áreas de cobertura.

Visando minimizar a limitação imposta pelo espectro e pela capacidade de usuários, surgiu o conceito de celular desenvolvido, inicialmente, nas décadas de 60 e 70. Basicamente, o sistema móvel celular é composto por diversos transmissores de baixa potência, cada um provendo cobertura a uma pequena região, denominada de célula. De forma a atender uma área maior, são utilizadas diversas células.

Inicialmente, a demanda era apenas pelo serviço de voz, entretanto, com o surgimento de novos serviços, tais como imagem e dados, foram exigidos dos sistemas móveis celulares, novos requisitos de desempenho, de capacidade de transmissão e de largura de banda. Essas novas exigências acarretam em um constante desenvolvimento tecnológico. Esse desenvolvimento faz com que os sistemas móveis celulares sejam classificados por Geração. Cada nova geração apresenta uma evolução em relação à anterior, de forma a atender as novas necessidades de serviços de telecomunicações. A Figura 1.1 [1] apresenta a linha do tempo referente à evolução dos sistemas celulares digitais.

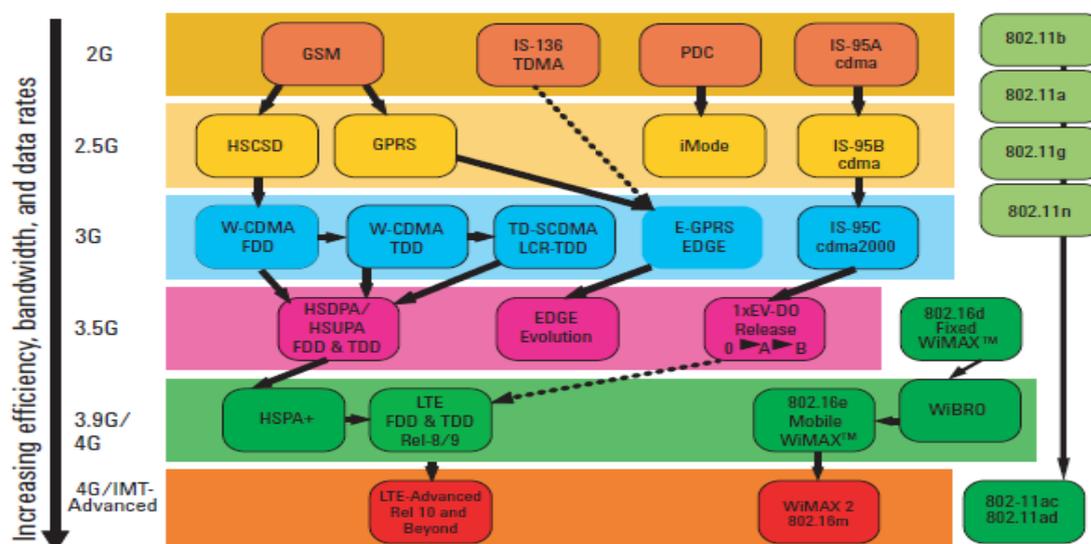


Figura 1.1: Linha do Tempo dos Sistemas Celulares Digitais

O avanço tecnológico associado à disponibilidade de novos serviços de telecomunicações evoluiu para a comunicação pessoal, na qual o usuário tem um número de telefone, não mais associado a um único local e, sim, o acompanhando onde estiver passando tendo a mobilidade desejada.

Neste trabalho serão apresentadas as modulações utilizadas na tecnologia *Long Term Evolution* (LTE). O LTE é considerado um padrão para banda larga móvel, podendo oferecer serviços com taxas de 200Mbps utilizando a técnica OFDM. O sistema trabalha na direção *downlink*, com o OFDM e na direção *uplink*, com SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*). Outra característica é o uso de portadora com largura de banda variável, de 1,4 a 20 MHz, tanto na direção de *uplink* como na de *downlink*. As modulações empregadas são PSK e QAM.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Atualmente, os sistemas de telecomunicações têm tido um papel de destaque na sociedade, já que diversas atividades são suportadas tanto pelos sistemas de comunicação fixos como pelos sistemas móveis celulares. Dessa forma, é possível que o usuário, através de um telefone celular, utilize não apenas o serviço de voz, mas também outros serviços como *Internet*, comércio eletrônico, TV, correio eletrônico.

Neste cenário, os sistemas móveis celulares necessitam apresentar determinado desempenho de forma a atender requisitos de qualidade compatíveis com os serviços

que estão disponíveis aos usuários. Sendo assim, no presente trabalho busca-se realizar uma análise comparativa entre o desempenho dos esquemas de modulação BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM, utilizando a técnica OFDM, empregada no sistema móvel celular *Long Term Evolution-LTE*.

## 1.2 OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo apresentar uma análise comparativa entre os esquemas de modulação BPSK, QPSK, 16-QAM E 64-QAM, utilizando a técnica OFDM. O motivo de estudar estes esquemas é devido ao seu emprego na 4ª Geração de telefonia celular, o *Long Term Evolution-LTE*.

## 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A presente dissertação está organizada em 6 capítulos

- No capítulo 1, é apresentada a motivação, a justificativa e os objetivos do um breve resumo das gerações dos sistemas celulares;
- No capítulo 2, são apresentadas as características do Canal Rádio Móvel;
- No capítulo 3, são apresentados os conceitos sobre modulação digital e, particularmente, as modulações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM;
- No capítulo 4 é apresentado o conceito, a geração do sinal e o diagrama de um transceptor OFDM;
- No capítulo 5, é apresentado o diagrama de blocos da plataforma de simulação e os resultados das simulações e suas análises.
- No capítulo 6, são apresentadas as conclusões assim como sugestão para trabalhos futuros.

## 2 CARACTERIZAÇÃO DE CANAL

### 2.1 INTRODUÇÃO

Durante a fase de planejamento de um Sistema de Comunicações, é de vital importância conhecer os aspectos relacionados à propagação das ondas eletromagnéticas. No ambiente de comunicação móvel, a propagação da onda eletromagnética se realiza em ambiente aberto, isto é, não existe nenhuma estrutura que oriente a propagação da onda eletromagnética entre os pontos de transmissão e recepção.

Diversos estudos têm sido realizados, com o objetivo de se obter conhecimento sobre os modos, as características dos meios e seus efeitos na propagação das ondas eletromagnéticas. Podem ser evidenciadas as influências devido às construções, relevo, vegetação, e as alterações nas características magnéticas do meio, influenciadas pelos fatores climáticos e atmosféricos. Dessa forma, o percurso do sinal pode variar desde um caminho direto, denominado de visada direta a vários caminhos distintos, denominados de multipercursos, além da atenuação acarretada pela distância.

As variações das características nos meios de propagação ocorrem de forma aleatória, por esse motivo o estudo da propagação das ondas eletromagnéticas nesses meios é feito de modo estatístico.

Neste capítulo serão abordados os conceitos de canal rádio móvel.

### 2.2 CANAL RÁDIO MÓVEL

Pode-se definir o Canal de Comunicação Móvel como o meio de propagação entre o transmissor e o receptor, em um sistema de comunicação sem fio, sendo que o transmissor ou o receptor está em movimento.

A propagação de um sinal rádio móvel está sujeita a sofrer degradações, que fazem com que ocorram variações do nível do sinal recebido. Tais degradações são funções da combinação de três efeitos principais [2], [3]:

- a) Perda de percurso em grande escala
- b) Sombreamento em grande escala
- c) Desvanecimento por multipercursos em pequena escala

A perda no percurso em grande escala é a atenuação introduzida na potência média do sinal, em função da distância entre o transmissor e receptor.

O efeito do sombreamento está relacionado às obstruções naturais, relevo e vegetação e às construções como casas e edifícios, que fazem com que o móvel fique em zona de sombra eletromagnética quando há obstrução.

Nos sistemas móveis, o ambiente por onde o sinal se propaga e a mobilidade fazem com que o sinal recebido seja uma resultante de diversos sinais que percorrem percursos diferentes entre o transmissor e o receptor. Dessa forma, o sinal resultante recebido é a composição desses diversos sinais que interferem entre si, podendo ser de forma construtiva ou destrutiva. Essas variações são denominadas de desvanecimento multipercurso.

Podemos dizer, de forma geral, que a atenuação com a distância e o efeito de sombreamento podem ser tratados de forma conjunta e como sendo uma variação no nível médio do sinal. Devido ao multipercurso, o desvanecimento em pequena escala pode ser entendido como sendo variações rápidas da amplitude do sinal com o tempo sobre o nível médio anterior. A Figura 2.1 mostra um sinal típico em ambiente móvel.

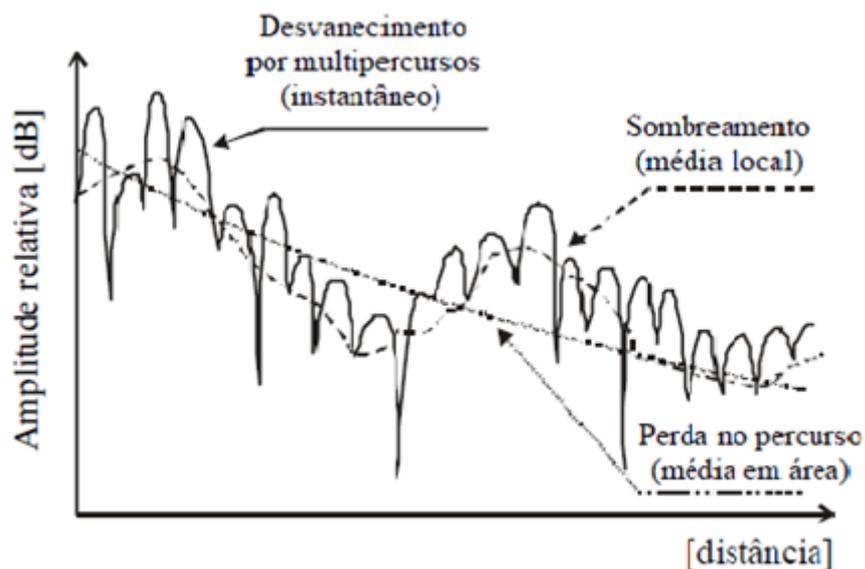


Figura 2.1: Ilustração dos três fenômenos que influenciam as variações do sinal

## 2.3 CARACTERIZAÇÃO FAIXA ESTREITA

### 2.3.1 DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA

Os modelos clássicos de propagação têm como objetivo a determinação da intensidade média do sinal recebido a certa distância do transmissor e a variabilidade da intensidade do sinal em áreas próximas de um determinado ponto. Para a estimativa da área de cobertura do

transmissor, de um sistema móvel, são utilizados modelos de propagação que informam a intensidade do sinal a uma distância qualquer do transmissor. Esses modelos são chamados de modelos de propagação em larga escala, uma vez que caracterizam a intensidade do sinal para grandes distâncias entre o transmissor e o receptor.

### 2.3.1.1 ATENUAÇÃO COM A DISTÂNCIA (*PATH LOSS*)

Nos sistemas de comunicações móveis, assim como em qualquer sistema de comunicações via rádio, conforme a estação receptora se afasta da transmissora, a intensidade do sinal recebido diminui. Existem vários modelos de predição de atenuação com a distância, sendo eles teóricos ou empíricos baseados em medições realizadas. Os resultados desses modelos nos mostram que a potência média do sinal recebido diminui de forma logarítmica com a distância. Segundo [3], a atenuação média em larga escala para uma distância qualquer, entre o transmissor e o receptor, é expressa como função da distância  $d$  e um expoente de perda de percurso  $n$ , expressa por:

$$\overline{P}_L(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.1)$$

em dB, tem-se:

$$\overline{P}_L(dB) = \overline{P}_L(d_0) + 10 \log \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.2)$$

$$\overline{P}_L(dB) - \overline{P}_L(d_0) = 10 n \log \left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.3)$$

onde:

$n$  = fator de perda de percurso, indica a taxa com que a atenuação aumenta com a distância;

$d_0$  = distância de referência próxima ao transmissor, determinada por meio de medições;

$d$  = distância entre o transmissor e o receptor.

O gráfico da perda de percurso quando traçado em uma escala log-log é uma reta com inclinação de 10ndB por década. O fator  $n$  é função do ambiente no qual ocorre a propagação. No espaço livre,  $n = 2$ . Para diferentes ambientes tem-se  $2 \leq n \leq 5$ , tipicamente.

### 2.3.1.2 ATENUAÇÃO POR SOMBREAMENTO (*SHADOWING LOSS*)

No modelo anterior, não foi considerado que em dois pontos distintos, a uma mesma distância entre o transmissor e o receptor, o ruído ambiente nesses dois pontos pode ser fortemente diferente. Dessa forma, os resultados das medições realizadas são bastante diferentes daquelas previstas pela equação (2.3). Medidas mostram, que para qualquer valor de  $d$ , a perda de percurso  $P_L(d)$  em um determinado local é aleatória e tem uma distribuição log-normal em torno do valor médio, dependente com a distância, expresso por [3]:

$$\overline{P_L}(d)_{[dB]} = \overline{P_L}(d) + X_\sigma \quad (2.4)$$

$$P_L(d)dB = \overline{P_L}(d_0) + 10 n \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (2.5)$$

Considerando a perda de percurso  $P_L(d)$ , a potência de recepção é expressa por [3]:

$$P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - P_L(d)[dB] \quad (2.6)$$

onde:

$X_\sigma$  = variável aleatória com distribuição Gaussiana de média zero e desvio padrão  $\sigma$ , ambas em dB;

$P_r$  = potência de recepção, em dBm;

$P_t$  = potência de transmissão, em dBm.

Dessa forma, a distância de referência  $d_0$ , o fator de atenuação  $n$  e o desvio padrão  $\sigma$  descrevem, de forma estatística, o modelo de atenuação em um ponto qualquer a uma distância  $d$  o transmissor. Na equação (2.5), o valor de  $\overline{P_L}(d_0)$  é baseado nas medições próximas, ou considerando em espaço livre a partir do transmissor até  $d_0$ .

### 2.3.2 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA

O desvanecimento em pequena escala, caracteriza flutuações rápidas das amplitudes e fases em um curto período de tempo, de tal forma que o desvanecimento em larga escala pode ser desconsiderado.

### 2.3.2.1 PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO

No ambiente urbano, devido às construções, o maior problema é que as antenas móveis receptoras estão bem abaixo da altura das construções vizinhas, de tal forma que não há visada direta com o transmissor. Conseqüentemente a propagação das ondas ocorre por meio de espalhamento nas superfícies dos edifícios e por difração acima e no entorno das mesmas. A Figura 2.2 ilustra os multipercursos.

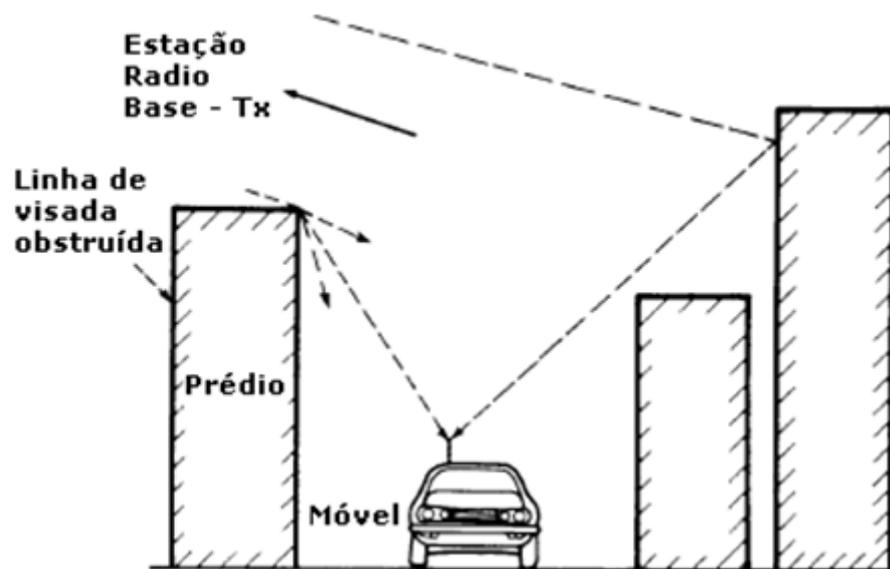


Figura 2.2: Propagação em áreas urbanas: multipercurso devido à reflexões e difração

Conforme já mencionado, diversos sinais chegam ao receptor através de percursos diferentes, com diferentes tempos de retardo. No receptor, os sinais se combinam vetorialmente, e a interferência entre eles pode ser construtiva ou destrutiva. A Figura 2.3 mostra o desvanecimento multipercusos.

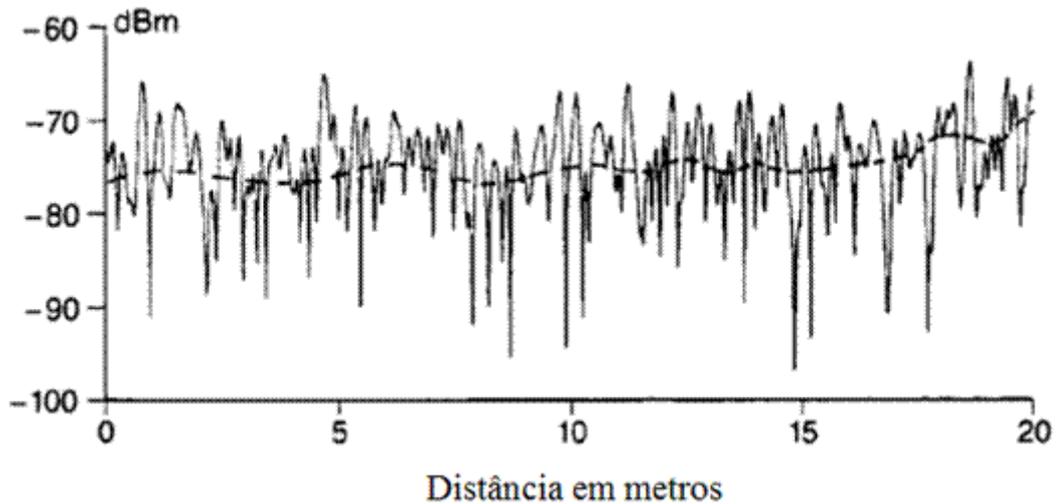


Figura 2.3: Desvanecimento multipercurso

### 2.3.2.2 FATORES QUE INFLUENCIAM O MULTIPERCURSO

Diversos fatores físicos do canal rádio móvel influenciam o desvanecimento em pequena escala.

a) Propagação de multipercursos:

Resulta em vários sinais que chegam ao receptor, deslocados entre si, no tempo e no espaço. Isso causa um aumento do tempo para que parte do sinal alcance o receptor, causando erros devido a interferência intersimbólica.

b) Velocidade da estação móvel:

O movimento relativo entre a estação base e o móvel ocasiona uma modulação de frequência aleatória, devido aos diferentes deslocamentos Doppler, em cada uma das componentes do multipercurso. Em função do receptor móvel estar se aproximando ou se afastando da estação base, o deslocamento Doppler será positivo ou negativo.

c) Velocidade dos objetos ao redor:

Caso os objetos no canal rádio estejam em movimento, eles induzem um deslocamento Doppler variável no tempo, nas componentes multipercurso. Assim duas situações poderão ocorrer: se os objetos se movem com velocidade maior que a do móvel, então esse efeito domina o desvanecimento em pequena escala. Caso contrário, o movimento dos objetos ao redor pode ser ignorado e apenas a velocidade do móvel precisa ser considerada.

d) Largura de banda de transmissão do sinal:

Se a largura de banda do sinal transmitido for maior que a largura de banda do canal multipercurso, o sinal recebido será distorcido, mas a intensidade do sinal não será muito atenuada, isto é, a atenuação em pequena escala não será significativa. Se o sinal transmitido possui uma largura de banda estreita quando comparada com a do canal, a amplitude do sinal irá mudar rapidamente, porém o sinal não será distorcido no tempo.

### 2.3.2.3 DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH E RICE

Conforme foi citado, anteriormente, associados à propagação da onda eletromagnética, existem fenômenos de natureza aleatória que seguem determinada característica estatística.

a) Distribuição de Rayleigh:

Em canais rádio móveis, a distribuição Rayleigh é a mais apropriada, uma vez que o sinal recebido chega por diversas direções, aproximadamente com a mesma potência média, não havendo um sinal com amplitude muito superior comparada às das outras. Isso ocorre porque não existe visada direta entre o transmissor e o receptor.

A esse comportamento, chama-se de desvanecimento de Rayleigh e as variações da envoltória seguem a função de densidade de probabilidade, (f.d.p.), de Rayleigh, expressa por [4]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq r \leq \infty \\ 0, & r \leq 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

onde:

$r$  = envoltória do sinal;

$\sigma^2$  = variância das componentes em fase e em quadratura que compõem o sinal  $r$ .

b) Distribuição Rice:

No ambiente de propagação no qual o móvel recebe, além das componentes de multipercurso, um raio direto, caracterizando que há visada direta entre o transmissor e o receptor, é empregada a função de densidade de probabilidade de Rice, expressa por [4]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & A \geq 0, r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

onde:

$r$  = envoltória do sinal;

$A$  = amplitude de pico do sinal dominante, da linha de visada;

$I_0$  = função de Bessel modificada de primeira espécie e ordem zero.

A distribuição de Rice também pode ser descrita em termos de um fator  $K$ , denominado de fator de Rice, expresso por:

$$K = \frac{A^2}{(2\sigma^2)} \quad (2.9)$$

em dB, tem-se:

$$K(\text{dB}) = 10 \log \frac{A^2}{(2\sigma^2)} \quad (2.10)$$

A variação do fator  $K$  pode levar às distribuições de Rayleigh e Gaussiana, conforme mostra a Figura 2.4.

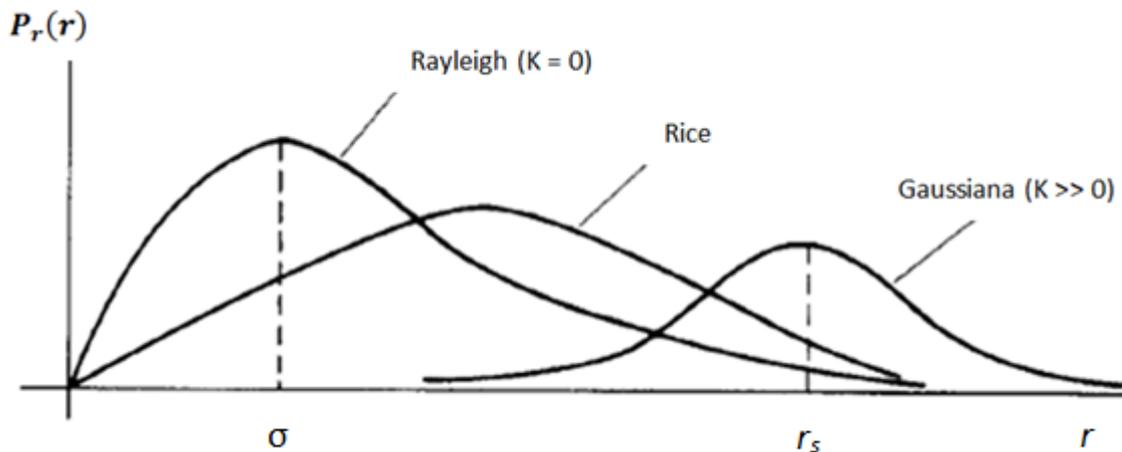


Figura 2.4: Estudo da distribuição de Rice em função do fator  $K$

Analisando a Figura 2.4, verifica-se que para valores pequenos de  $K$ , a distribuição de Rice tende para a distribuição de Rayleigh, isso mostra que a contribuição de potência da componente multipercurso mais forte não é significativa, não havendo uma componente dominante. Para o caso de  $K$  muito grande, tende-se para uma distribuição Gaussiana, devido

ao fato de haver uma componente direta, ou alguma outra componente com potência muito significativa em relação às outras, de modo que as componentes multipercurso possam ser desprezadas.

#### 2.3.2.4 EFEITO DOPPLER

Considerando que exista um movimento relativo entre o transmissor e o receptor, cada componente do sinal recebido, no receptor, sofrerá um desvio de frequência devido ao efeito Doppler. Suponha um móvel se deslocando com velocidade constante  $v$ , e uma das componentes do multipercurso chegando à antena do móvel, como mostra a Figura 2.5. A diferença de percurso  $\Delta l$ , percorrida por essa componente a partir de um espalhador  $S$ , entre os pontos  $XY$  é dada por [3]:

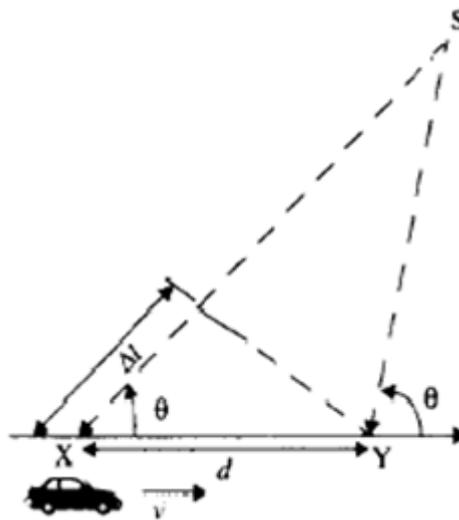


Figura 2.5: Efeito Doppler

$$\Delta l = d \cos \theta \quad (2.11)$$

onde,  $\theta$  é o ângulo espacial

A distância incrementada  $d$  percorrida pelo sinal é dada por:

$$d = v \Delta t \quad (2.12)$$

então:

$$\Delta l = v \Delta t \cos \theta \quad (2.13)$$

onde,  $\Delta t$  é o tempo para o móvel se deslocar do ponto X ao ponto Y .

A mudança de fase no sinal recebido devido à diferença de percurso é dada por:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \cos\theta \quad (2.14)$$

A mudança aparente da frequência ou deslocamento Doppler é dado por:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (2.15)$$

Pela equação (2.15), verifica-se a relação do deslocamento Doppler com a velocidade do móvel e com o ângulo espacial entre a direção de deslocamento do móvel e a direção de chegada do sinal. Verifica-se, também, que se o móvel estiver se deslocando na direção de chegada do sinal, o deslocamento Doppler será positivo, e a frequência aparente é aumentada. Se o móvel estiver se afastando da direção da chegada do sinal, o deslocamento Doppler é negativo e a frequência recebida é diminuída. A Figura 2.6 ilustra este efeito.

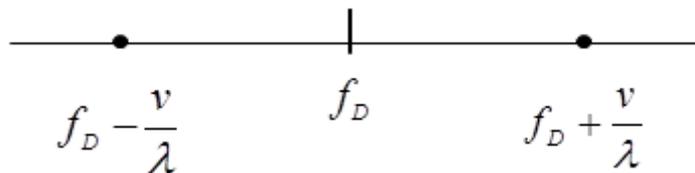


Figura 2.6: Variação Doppler

Como não é o objetivo deste trabalho o estudo detalhado do canal rádio móvel, a abordagem feita, neste item, considerou um espaço bidimensional, isto é, os ângulos de chegada se encontram no mesmo plano, entretanto, isso não ocorre uma vez que existem multipercursos chegando de diferentes ângulos.

## 2.4 CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA

### 2.4.1 RESPOSTA AO IMPULSO

As variações em pequena escala de um sinal podem ser associadas diretamente à resposta ao impulso do canal. A resposta ao impulso é uma caracterização do canal faixa larga.

Pode-se modelar o canal rádio móvel como um filtro linear com resposta ao impulso variando no tempo, sendo estas variações causadas pelo movimento do receptor. A natureza

de filtragem do canal é devido ao somatório de amplitudes e atrasos dos diversos sinais multipercurso que chegam num dado instante de tempo.

Sendo o sinal recebido, em um canal multipercurso, um conjunto de versões atenuadas, atrasadas no tempo e defasadas do sinal transmitido, então a resposta ao impulso em banda base pode ser expressa por [3]:

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp[j(2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau))] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.16)$$

onde,

$a_i(t, \tau)$  e  $\tau_i(t)$  são as amplitudes reais e os atrasos da  $i$ -ésima componente multipercurso no instante  $t$ , respectivamente.

O termo de fase  $2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau)$  representa o deslocamento de fase devido à propagação no espaço livre da  $i$ -ésima componente multipercurso. A Figura 2.7 mostra um exemplo de modelo de resposta ao impulso de um canal rádio móvel.

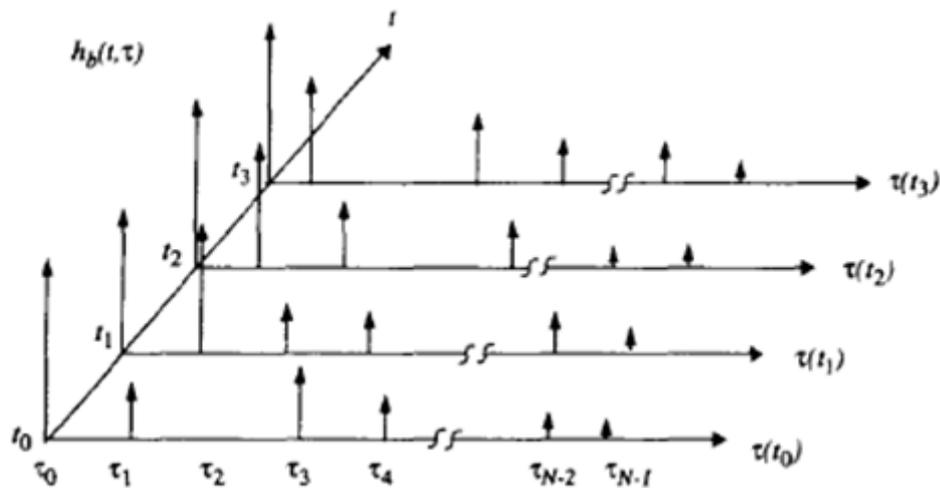


Figura 2.7: Exemplo de resposta ao impulso de um canal multipercurso

Se for considerada a resposta ao impulso do canal invariante no tempo ou se for, pelo menos, estacionário no sentido amplo, em um curto intervalo de tempo, a equação (2.16) pode ser simplificada e a resposta ao impulso passa a ser expressa por:

$$h_b(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.17)$$

A Figura 2.8 ilustra um exemplo da resposta impulsiva, simplificada, pela equação (2.17).

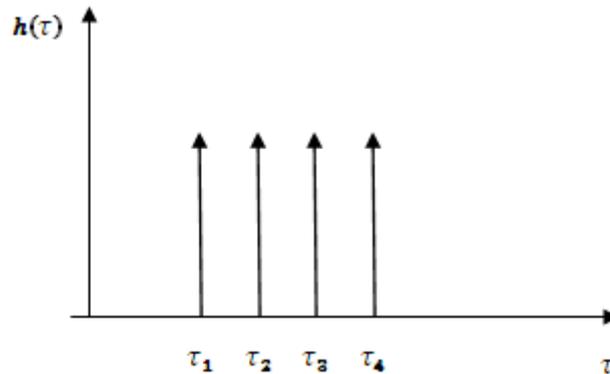


Figura 2.8: Exemplo de resposta ao impulso simplificado

## 2.4.2 PARÂMETROS DO CANAL MULTIPERCURSO

Para que seja possível comparar diferentes canais multipercurso, de forma a auxiliar no projeto de sistemas móveis, são utilizados alguns parâmetros. Esses parâmetros são derivados a partir do perfil de atraso de potência, e apresentados em forma de gráficos.

### 2.4.2.1 DISPERSÃO NO TEMPO

a) Retardo médio  $\bar{\tau}$ :

É o tempo médio entre os sinais multipercursos que chegam ao receptor, partindo do transmissor no mesmo tempo  $t$ . É definido como sendo o primeiro momento central do perfil de retardo de potência, expresso por:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.18)$$

b) Espalhamento de Retardo  $\sigma_\tau$ :

O espalhamento de retardo é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de potência, expresso por:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.19)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.20)$$

Esses retardos são medidos em relação ao primeiro sinal detectável que chega ao receptor em  $\tau_0 = 0$ . Os valores típicos, obtidos a partir de medições, são da ordem de microsegundos para ambientes urbanos e de nanosegundos para ambientes *indoor*.

O conhecimento do espalhamento de retardo do ambiente multipercurso possibilita a escolha adequada da taxa de transmissão para o sistema.

c) Banda de Coerência  $B_c$ :

A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequência sobre a qual o canal pode ser considerado plano, isto é, todas as componentes espectrais possuem o mesmo ganho e fase linear. Isso implica em dizer que as amplitudes das componentes espectrais possuem uma elevada correlação, maior que 0,9 (90%). No caso da correlação ser maior que 0,9 a largura de banda de coerência é expressa por [3]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.21)$$

No caso da correlação ser acima de 0,5 (50%), a expressão passa a ser:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.22)$$

Tais equações são válidas para certas situações e variam de um ambiente a outro.

#### 2.4.2.2 DISPERSÃO EM FREQUÊNCIA

a) Espalhamento Doppler  $B_D$ :

O espalhamento Doppler é uma medida do alargamento espectral, e é definido como a faixa de frequência sobre a qual o espectro Doppler recebido é diferente de zero.

$$B_D = f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (2.23)$$

b) Tempo de Coerência  $T_c$  :

É uma medida estatística da duração no tempo sobre o qual a resposta ao impulso do canal é basicamente invariante, ou seja, dois sinais recebidos têm uma forte correlação (maior que 0,9).

O tempo de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento Doppler sendo expresso por:

$$T_c = \frac{1}{f_m} \quad (2.24)$$

No caso da correlação ser acima de 0,5 (50%), a expressão passa a ser [3]:

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.25)$$

Na prática, define-se o tempo de coerência como a média geométrica das equações (2.24) e (2.25), sendo sua expressão dada por:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0,423}{f_m} \quad (2.26)$$

### 3 MODULAÇÃO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Por definição, a modulação é a variação de um parâmetro de uma portadora senoidal, proporcionalmente ao valor instantâneo do sinal modulante. A modulação permite a transposição espectral da informação. Dessa forma, a portadora senoidal pode ser modulada através da variação de três parâmetros, a saber: amplitude, frequência ou fase [2]. Sendo  $s(t)$  o sinal da portadora expresso por:

$$s(t) = A(t) \cos \theta(t) \quad (3.1)$$

mas,

$$\theta(t) = \omega_c t + \varphi(t) \quad (3.2)$$

substituindo (3.2) em (3.1), tem-se:

$$s(t) = A(t) \cos[2\pi f_c t + \varphi(t)] \quad (3.3)$$

onde:

$A(t)$  = amplitude da portadora, variando no tempo;

$\varphi(t)$  = fase variando no tempo;

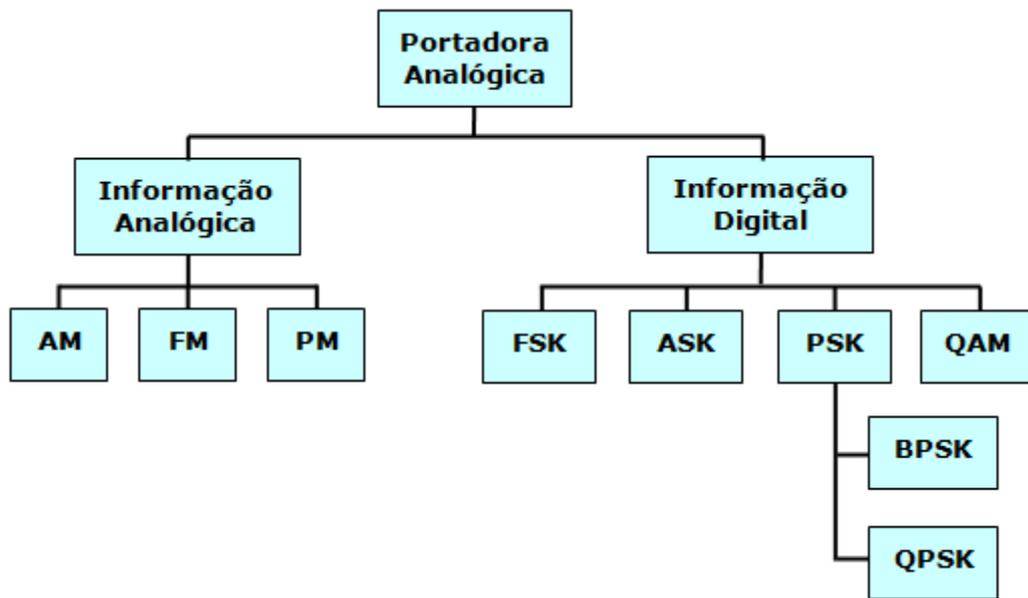
$f_c$  = frequência da portadora;

$\omega_c = 2\pi f_c$  = frequência em radianos.

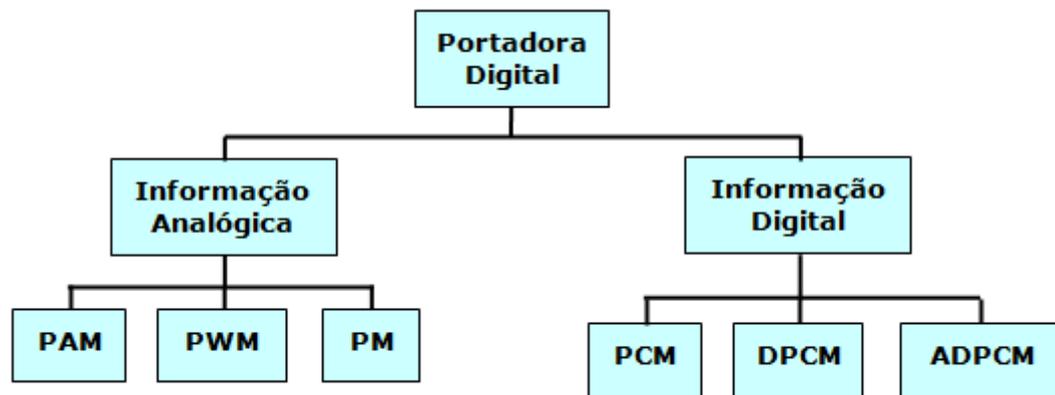
A variação de cada parâmetro da portadora, em função do sinal modulante, leva a três formas básicas de modulação:

- a) em amplitude, AM (*Amplitude Modulation*): quando é alterada a característica da amplitude da portadora;
- b) em frequência, FM (*Frequency Modulation*): quando é alterada a característica da frequência da portadora;
- c) em fase, PM (*Phase Modulation*): quando é alterada a característica da fase da portadora;

As modulações em frequência e em fase são denominadas Modulação Angular, uma vez que o ângulo da portadora pode ser variado em função da frequência ou da fase. A Figura 3.1 ilustra os tipos de modulação básicos.



(a)



(b)

Figura 3.1: Tipos de modulação: (a) portadora Analógica; (b) portadora Digital

### 3.2 MODULAÇÃO ANALÓGICA

Neste item, serão apresentados, de forma sucinta os três tipos de modulação: em amplitude, em frequência e em fase.

### 3.2.1 MODULAÇÃO EM AMPLITUDE

Na modulação em amplitude, o valor máximo da amplitude da portadora varia de acordo com a intensidade do sinal modulante.

Reescrevendo a expressão da portadora, (3.1) tem-se:

$$v_c(t) = E_c \cos \theta_c(t) \quad (3.4)$$

onde:

$E_c$  = amplitude da portadora;

$\theta_c(t)$  = ângulo da portadora variando no tempo.

mas,

$$\theta_c(t) = \omega_c t + \varphi(t) \quad (3.5)$$

Substituindo (3.5) em (3.4), tem-se:

$$v_c(t) = E_c \cos \omega_c t + \varphi(t) \quad (3.6)$$

Considerando,  $\varphi(t) = 0$  para  $t = 0$ , reescrevendo (3.6), tem-se:

$$v_c(t) = E_c \cos \omega_c t \quad (3.7)$$

mas,  $\omega_c = 2\pi f_c$

$$v_c(t) = E_c \cos 2\pi f_c t \quad (3.8)$$

Segundo [16], o sinal modulado em amplitude é expresso por:

$$v_{AM}(t) = E_c [1 + m \cos(2\pi f_c t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (3.9)$$

A Figura 3.2 mostra a representação do sinal da portadora, do sinal modulante e do sinal modulado em amplitude.

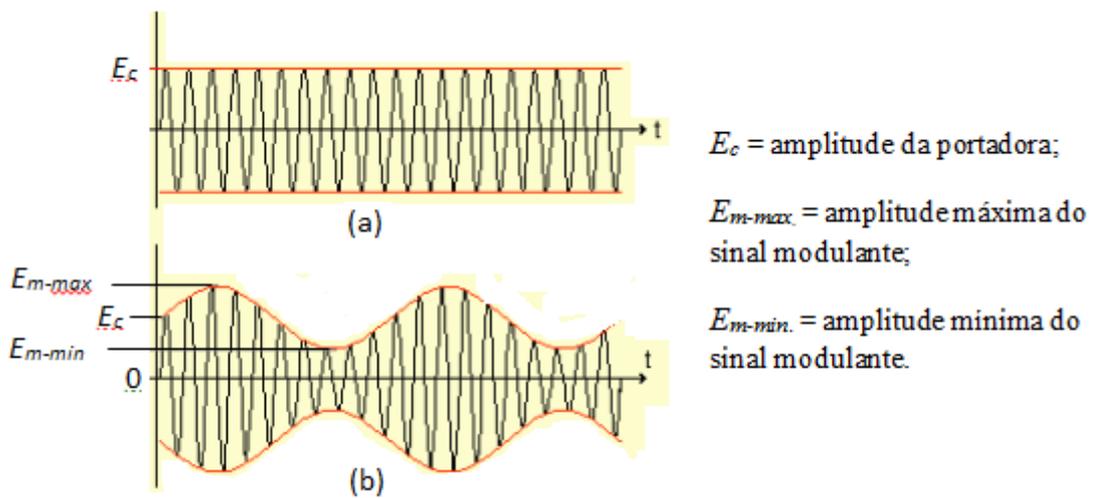


Figura 3.2: Representação no domínio do tempo: (a) do sinal da portadora; (b) do sinal modulado em amplitude, AM

Um parâmetro importante no processo de modulação é o Índice de Modulação. Na modulação em amplitude, o índice de modulação é a relação entre os valores máximos da amplitude do sinal modulante e da portadora, representado por  $m$ , expresso por:

$$m = \frac{E_m}{E_c} \quad (3.10)$$

A figura 3.3 mostra a representação do sinal modulado em amplitude em função de  $m$ .

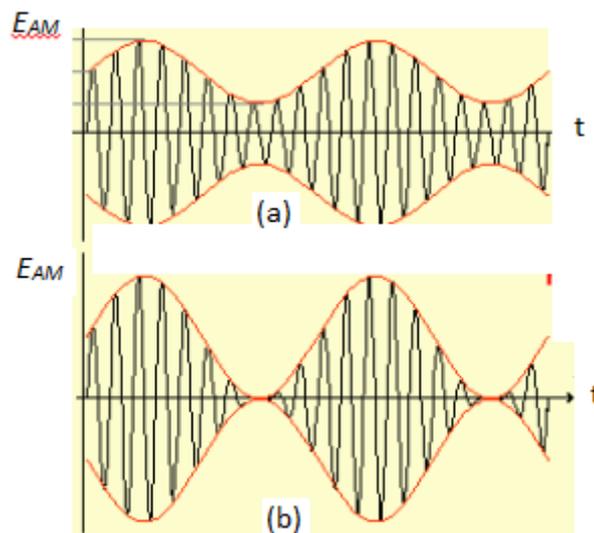


Figura 3.3: Sinal modulado em amplitude: (a) com índice de modulação,  $m = 0,5$ ; (b) com índice de modulação,  $m = 1$

Em função de  $m$ , o sinal modulado pode ter as seguintes características:

- $m = 0$ , não há modulação;
- $0 < m < 1$ , tem-se o sinal da portadora confinada na envoltória (sinal modulante);
- $m = 1$ , tem-se o sinal da portadora completamente modulada;
- $m > 1$ , tem-se sobremodulação.

Desenvolvendo (3.9), tem-se:

$$v_{AM} = E_c \cos(2\pi f_c t) + E_c m \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) \quad (3.11)$$

usando a identidade trigonométrica,

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} [\cos(x + y) - \cos(x - y)] \quad (3.12)$$

e aplicando em (3.11), obtém-se a expressão do sinal modulado em amplitude, AM.

$$v_{AM} = E_c \cos(2\pi f_c t) + \frac{mE_c}{2} \cos 2\pi(f_c - f_m)t + \frac{mE_c}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t \quad (3.13)$$

O desenvolvimento de (3.11), mostra o surgimento de duas frequências que diferem da frequência portadora e da frequência modulante,  $(f_c - f_m)$  e  $(f_c + f_m)$ , que são os sinais modulados, denominados de Banda Lateral Inferior-BLI e Banda Lateral Superior-BLS, respectivamente.

onde:

$E_c \cos(2\pi f_c t) \Rightarrow$  frequência portadora;

$\frac{mE_c}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t \Rightarrow$  Banda lateral superior;

$\frac{mE_c}{2} \cos 2\pi(f_c - f_m)t \Rightarrow$  Banda lateral inferior.

A Figura 3.4 mostra o espectro de frequências do sinal modulado em amplitude.

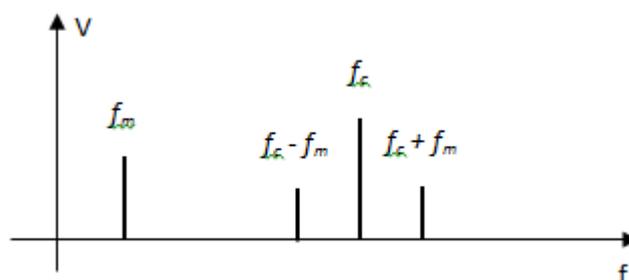


Figura 3.4: Espectro de frequências do sinal modulado em amplitude

### 3.2.2 MODULAÇÃO ANGULAR

Na modulação angular, o ângulo da portadora varia de acordo com o sinal modulante e sua amplitude se mantém constante. Conforme foi dito anteriormente, a modulação angular divide-se em: modulação em frequência e modulação em fase.

Rescrevendo a expressão da portadora (3.6), tem-se:

$$v_c(t) = E_c \cos 2\pi f_c t + \varphi_c(t) \quad (3.14)$$

Na modulação em fase, a fase da portadora  $\varphi_c$ , varia proporcionalmente ao nível do sinal modulante,  $v_m(t)$ . A fase é expressa por:

$$\varphi_c(t) = k_\varphi v_m(t) \quad (3.15)$$

onde:

$v_m(t)$  = sinal modulante;

$k_\varphi$  = constante que representa a sensibilidade à fase do modulador.

A expressão (3.15) define a modulação em fase.

Na modulação em frequência, a frequência da portadora  $f_c$ , varia proporcionalmente ao nível do sinal modulante,  $v_m(t)$ . A frequência é expressa por:

$$f_{FM}(t) = f_c + k_f v_m(t) \quad (3.16)$$

A expressão (3.16) define a modulação em frequência.

onde:

$f_c(t)$  = frequência da portadora;

$v_m(t)$  = sinal modulante;

$k_f$  = constante que representa a sensibilidade à frequência do modulador.

#### 3.2.2.1 MODULAÇÃO EM FASE

Sendo o sinal modulante expresso por:

$$v_m(t) = E_m \cos \omega_m t \quad (3.17)$$

Substituindo (3.17) em (3.15), tem-se:

$$\varphi(t) = k_{\varphi} E_m \cos \omega_m t \quad (3.18)$$

mas,

$$\theta_c = \omega_c t + \varphi(t) \quad (3.19)$$

Substituindo (3.18) em (3.19), tem-se:

$$\theta_c = \omega_c t + k_{\varphi} E_m \cos \omega_m t \quad (3.20)$$

A expressão final do sinal modulado em fase é dada por:

$$v_{PM}(t) = E_c \cos \theta(t) \therefore v_{PM}(t) = E_c \cos(\omega_c t + k_{\varphi} E_m \cos \omega_m t) \quad (3.21)$$

onde,

$$\Delta\varphi = k_{\varphi} E_m \quad (3.22)$$

A expressão (3.22) é denominada de Desvio de Fase.

### 3.2.2.2 MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA

Segundo [13] a frequência do sinal FM é expressa por:

$$f_{FM}(t) = f_c + k_f v_m(t) \quad (3.23)$$

substituindo (3.17) em (3.23) tem-se:

$$f_{FM}(t) = f_c + k_f E_m \cos \omega_m t \quad (3.24)$$

onde:

$$\Delta f = k_f E_m \quad (3.25)$$

A expressão (3.25) é denominada de Desvio de Frequência, e representa o afastamento máximo da frequência instantânea do sinal FM.

Reescrevendo (3.24), tem-se;

$$f_{FM}(t) = f_c + \Delta f \cos 2\pi f_m t \quad (3.26)$$

Na modulação em frequência, define-se o índice de modulação  $\beta$ , como sendo a razão entre o desvio de frequência e a frequência do sinal modulante, expresso por:

$$\beta = \frac{\Delta f E_m}{f_m} \quad (3.27)$$

onde:

$\beta$  = índice de modulação;

$\Delta f$  = constante, função do modulador.

A expressão do sinal modulado em frequência dada por:

$$v_{FM}(t) = E_c \cos \theta(t) \quad (3.28)$$

Segundo [13],  $\theta(t)$  é expresso por:

$$\theta(t) = \omega_c t + \beta \text{sen } \omega_m t \quad (3.29)$$

reescrevendo (3.28), tem-se:

$$v_{FM}(t) = E_c \cos(\omega_c t + \beta \text{sen } \omega_m t) \quad (3.30)$$

O sinal modulado em frequência FM é expresso por:

$$v_{FM}(t) = E_c \cos[2\pi f_c + \beta \text{sen}(2\pi f_m t)] \quad (3.31)$$

Existem dois casos de modulação em frequência, em função do índice de modulação  $\beta$ , a saber:

- FM banda estreita, quando  $\beta$  é pequeno,  $\ll 1$ ;
- FM banda larga, quando  $\beta$  é grande,  $\gg 1$

Segundo [16],  $\cos(\omega_c t + \beta \text{sen } \omega_m t)$ , pode ser reescrita por:

$$\cos(\omega_c t + \beta \text{sen } \omega_m t) = \cos \omega_c t \cos(\beta \text{sen } \omega_m t) - \text{sen } \omega_c t \text{sen}(\beta \text{sen } \omega_m t) \quad (3.32)$$

$$v_{FM}(t) = E_c \cos \omega_c t \cos(\beta \text{sen } \omega_m t) - E_c \text{sen } \omega_c t \text{sen}(\beta \text{sen } \omega_m t) \quad (3.33)$$

Segundo [17], as parcelas  $\cos(\beta \text{sen } \omega_m t)$  e  $\text{sen}(\beta \text{sen } \omega_m t)$  podem ser expandidas pela série de Fourier, cujos coeficientes são funções de Bessel de primeira espécie e ordem  $n$  e argumento  $\beta$  denotada por  $J_n(\beta)$ .

$$\cos(\beta \text{sen } \omega_m t) = J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n\omega_m t \quad (3.34)$$

$$\text{sen}(\beta \text{sen } \omega_m t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \text{sen}(2n+1)\omega_m t \quad (3.35)$$

A Figura 3.5 mostra o gráfico de  $J_n(\beta)$  vs  $(\beta)$  para alguns valores típicos de  $\beta$  e  $n$ .

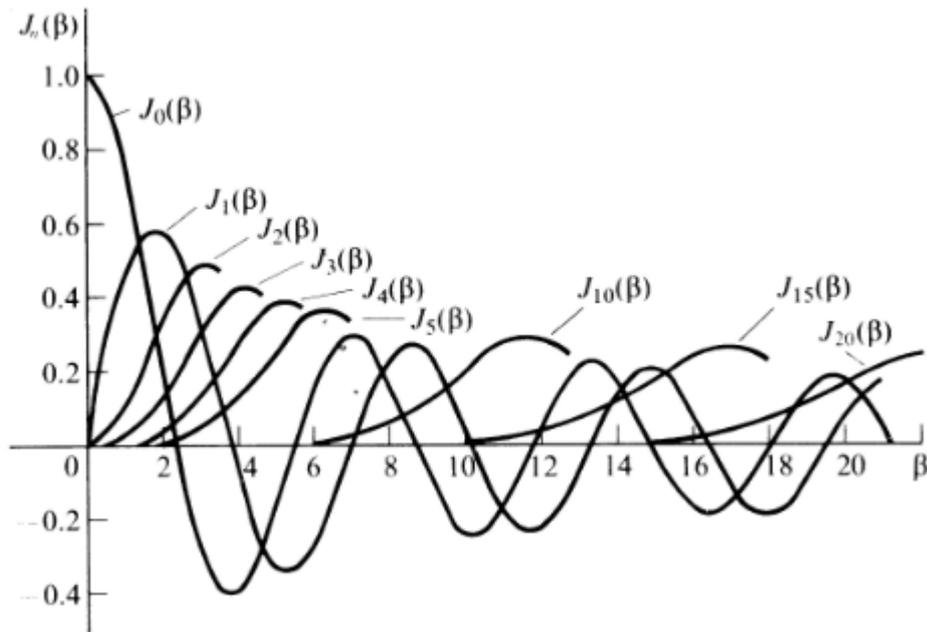


Figura 3.5: Gráfico da função de Bessel,  $J_n(\beta)$  vs  $\beta$

Usando as identidades trigonométricas abaixo:

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} [\cos(x + y) - \cos(x - y)] \quad (3.36)$$

$$-\sin x \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x + y) - \cos(x - y)] \quad (3.37)$$

e substituindo (3.34) e (3.35) em (3.33) obtém-se a expressão do espectro do sinal modulado em frequência, dada por:

$$\begin{aligned} v_{FM}(t) = E_c \{ & J_0(\beta) \cos \omega_c t + J_1(\beta) [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \\ & + J_2(\beta) [\cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \cos(\omega_c - 2\omega_m)t] \\ & + J_3(\beta) [\cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t] \\ & + J_4(\beta) [\cos(\omega_c + 4\omega_m)t + \cos(\omega_c - 4\omega_m)t] + \dots \} \end{aligned} \quad (3.38)$$

A Figura 3.6 ilustra o gráfico do espectro de frequência de um sinal FM.

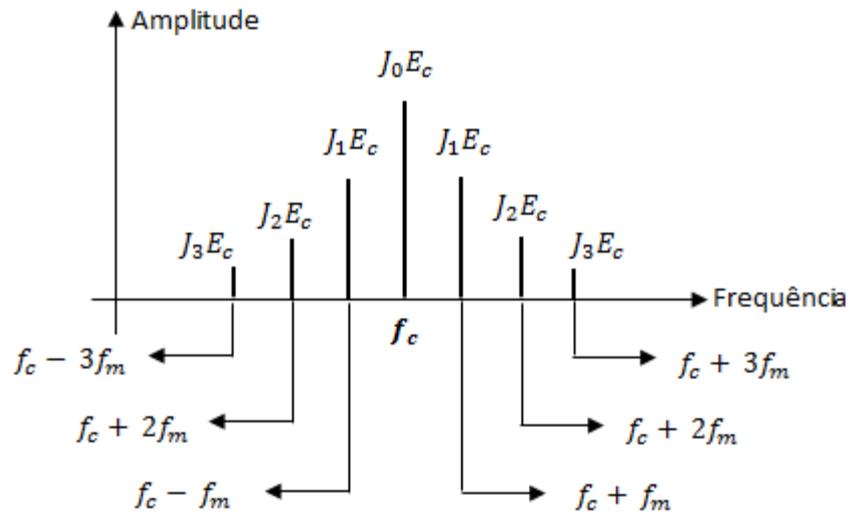


Figura 3.6: Espectro de frequências do sinal modulado em frequência

### 3.3 MODULAÇÃO DIGITAL

A modulação digital é o processo pelo qual os símbolos digitais são transformados em formas de ondas.

Na comunicação binária, são utilizados apenas dois sinais, sendo um deles correspondendo ao valor binário 1, e outro representando o dígito binário 0.

Os sistemas de comunicação que utilizam a modulação digital possuem maior imunidade ao ruído, introduzido pelo meio de transmissão.

#### 3.3.1 TIPOS DE MODULAÇÃO DIGITAL

Os processos de modulação digital com portadoras analógicas podem ser classificados quanto ao:

- a) tipo de modulação
- b) número de bits por portadora

Tabela1: Tipos de modulação

Em amplitude	
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
Em frequência	
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
Em fase	
Monobit	2-PSK ou BPSK - <i>Binary Phase Shift Keying</i>
Multinível, M-ário	4-PSK ou QPSK - <i>Quaternary Phase Shift Keying</i>
Diferencial	DPSK - <i>Differential PSK</i>
	DQPSK - <i>Differential QPSK</i>
Em amplitude e fase	
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>

Tabela 2: Número de bits por portadora

Monobit	1 bit por ciclo
Polibit	Mais de 1 bit por ciclo

A Figura 3.7 ilustra os conceitos acima.

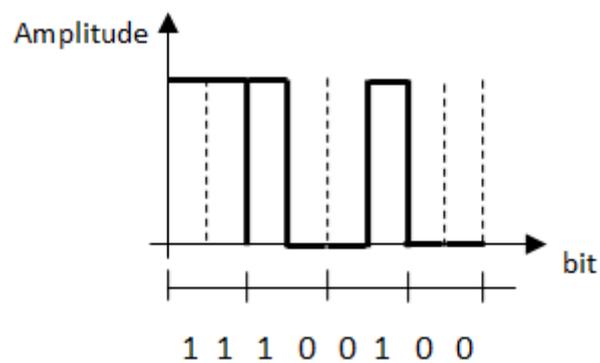


Figura 3.7: Representação DIBIT

### 3.3.2 PARAMETROS DA MODULAÇÃO DIGITAL

#### a) Taxa de Transmissão de Dados:

A taxa de transmissão de dados, (*bit rate*), indica o valor quantitativo de bits transmitidos em 1 segundo, bps.

#### b) Índice de Modulação:

A transmissão digital possui, apenas, duas condições para todos os símbolos: 0 ou 1. Dessa forma, a transmissão digital é binária, ou seja, sua base numérica é igual a 2. A definição de índice de modulação é quantificar as alterações sofridas pela portadora senoidal em função do sinal modulante, sendo expresso por:

$$M = 2^k \quad (3.39)$$

onde:

$M$  = índice de modulação;

$k$  = número de bits por segundo.

O índice de modulação varia de acordo com as diversas técnicas de modulação digital empregadas.

#### c) Número de bits por segundo

Indica a quantidade de bits  $k$  transmitidos em 1 segundo. O  $k$  está relacionado diretamente ao índice de modulação  $M$ , específico de cada técnica, ou seja:

$$k = \log_2 M \quad (3.40)$$

O  $k$  varia de acordo com as diversas técnicas de modulação digital.

$$\text{Para } M = 2 \quad M = 2^k \rightarrow k = \log_2 M \rightarrow \log_2 2 = 1$$

$$\text{Para } M = 4 \quad M = 2^k \rightarrow k = \log_2 M \rightarrow \log_2 4 = 2$$

### 3.4 DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO

As técnicas de modulação digital que transportam os bits de informação na fase e/ou na amplitude de uma portadora podem ser representadas através de um diagrama vetorial, representando cada símbolo. Esse diagrama utiliza bases ortogonais para representar os símbolos da modulação num plano vetorial, onde as bases desse plano são função do seno e

coseno, pois estas respeitam o princípio da ortogonalidade. Esse diagrama é denominado de Diagrama de Constelação ou simplesmente constelação. Dessa forma, cada símbolo associado ao seu deslocamento de fase e amplitude é representado por um ponto na constelação.

### 3.4.1 REPRESENTAÇÃO POLAR

As senóides podem ser representadas como fasores, utilizando a identidade trigonométrica conhecida como o teorema de Euler.

$$e^{j\omega_c t} = \cos\omega_c t + j\sin\omega_c t \quad (3.41)$$

Uma exponencial complexa contém uma componente real (*inphase* - em fase) e uma componente imaginária (*quadrature* - em quadratura), ortogonal uma à outra.

Dessa forma, a portadora não modulada pode ser representada por um vetor unitário girando no sentido anti-horário em uma frequência  $\omega_c$ . A Figura 3.8 mostra a representação fasorial da onda senoidal.

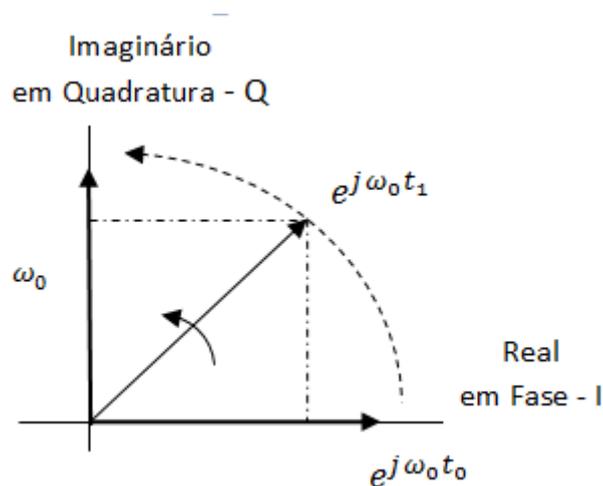


Figura 3.8: Representação do fasor da onda senoidal

### 3.4.2 REPRESENTAÇÃO I/Q

A forma de onda do sinal pode ser representada como um fasor ou um vetor no círculo polar, onde o comprimento representa a amplitude do sinal e a direção do vetor, corresponde à fase relativa do sinal. A Figura 3.9 mostra essa representação.

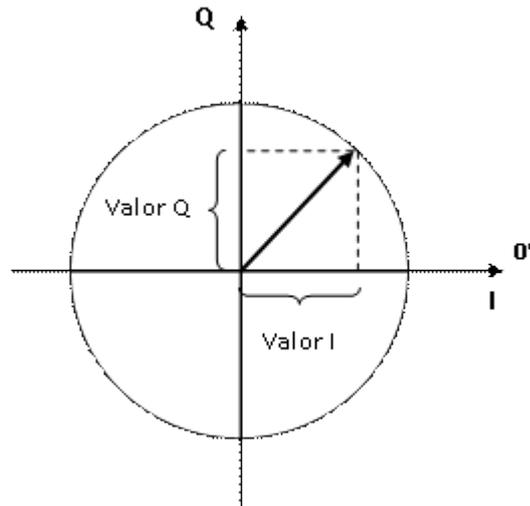


Figura 3.9: Representação I/Q

Considerando o vetor variando no tempo, no sentido anti-horário, temos suas projeções nos eixos Q e I que representam as componentes do sinal.

A representação I/Q, na verdade é o diagrama de constelação e seu emprego é amplamente utilizado porque espelha como os sinais digitais são gerados a partir do uso de um modulador I/Q.

Para se obter uma modulação eficiente é importante que o mapeamento dos pontos da constelação seja realizado de forma adequada. As constelações mais utilizadas são as constelações quadradas, uma vez que este tipo de constelação apresenta uma boa relação entre a energia média de símbolo e a complexidade de formação da constelação.

### 3.5 MODULAÇÃO PSK (*PHASE SHIFT KEYING*)

Consiste na alteração da fase da portadora senoidal, de acordo como sinal modulante, representado por 0 ou 1, mantendo inalteradas a amplitude e a frequência. Quando as fases referentes aos bits 0 e 1 são representadas por dois vetores opostos  $180^\circ$ , tem-se um conjunto de sinais denominado Sinal Antipodal.

Para a condição de PSK, durante cada intervalo de símbolo o sinal é representado por:

$$s(t) = A(t) \cos \theta(t) \quad (3.42)$$

$$\theta(t) = \omega_c t + \varphi_i(t) \quad (3.43)$$

$$s_i(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \varphi_i), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.44)$$

Representando a equação (3.44) em função da energia tem-se que  $A(t)$  é o valor de pico, sendo o valor de pico é igual ao valor RMS multiplicado por  $\sqrt{2}$ , então:

$$s_i(t) = \sqrt{2} A_{rms} \cos (\omega_c t + \varphi_i(t)) \quad (3.45)$$

$$s_i(t) = \sqrt{2A_{rms}^2} \cos (\omega_c t + \varphi_i(t)) \quad (3.46)$$

Considerando que  $A_{rms}^2$  representa a potência média,  $P$ , pode-se reescrever a equação (3.46) como:

$$s_i(t) = \sqrt{2P} \cos (\omega_c t + \varphi_i(t)) \quad (3.47)$$

Substituindo na equação (3.47)  $P_{watts}$  por,  $E_{joule}/T_{segundos}$ , tem-se a expressão analítica da modulação PSK é dada por [2]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos [\omega_c t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.48)$$

onde:

$E$  = energia do bit;

$T$  = duração do símbolo;

$\varphi_i(t)$  = fase do sinal.

### 3.5.1 MODULAÇÃO BPSK (*BINARY PHASE SHIFT KEYING*)

O sinal modulante é um sinal digital binário e, como resultado da modulação, tem-se um sinal modulado chaveado entre duas fases,  $0^\circ$  e  $180^\circ$ . A expressão do sinal BPSK é dada por [2]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos [\omega_c t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.49)$$

onde:

$E_s$  = energia do símbolo;

$T_s$  = duração do símbolo.

$$\varphi_i(t) = \frac{2\pi i}{M} \quad i = 1, \dots, M.$$

Número de bits por símbolo:  $M = 2^k \rightarrow k = \log_2 M \rightarrow k = \log_2 2 \rightarrow k = 1$

Como na modulação BPSK o número de bits é igual ao número de símbolos, tem-se que a Energia de bit,  $E_b$  é igual a Energia de símbolo,  $E_s$ .

A Figura 3.10 mostra a forma de onda do sinal BPSK e sua constelação.

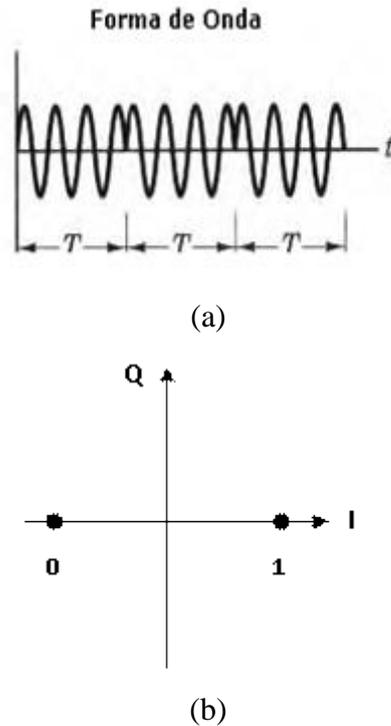


Figura 3.10: representação do sinal BPSK: (a) forma de onda; (b) constelação.

### 3.5.2 MODULAÇÃO QPSK (*QUATERNARY PHASE SHIFT KEYING*)

Neste caso, o sinal digital é agrupado em conjunto de dois bits, denominado DIBIT. A cada DIBIT, ocorre uma alteração de  $90^\circ$  na fase da portadora senoidal. O sinal modulado será chaveado entre quatro fases. A expressão do sinal QPSK é dada por [5]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(\omega_c t + \varphi_i(t)), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.50)$$

onde:

$E_s$  = energia do símbolo;

$T_s$  = duração do símbolo;

$$\varphi_i = \frac{(2i - 1)\pi}{M}.$$

Número de bits por símbolo:  $M = 2^k \rightarrow k = \log_2 M \rightarrow k = \log_2 4 \rightarrow k = 2$

Energia de símbolo,  $E_s$ :  $E_b = \frac{E_s}{k} \rightarrow E_b = \frac{E_s}{2} \rightarrow E_s = 2E_b$

A Tabela 3 mostra o sinal modulante, DIBIT, codificado em código Gray e suas respectivas fases. O código Gray é um código digital com propriedade de que duas palavras código consecutivas diferem de apenas de um bit.

Tabela 3: Representação do sinal QPSK

DIBIT Código Gray	FASE DO SINAL
10	45°
00	135°
01	225°
11	315°

A Figura 3.11 mostra a constelação QPSK.

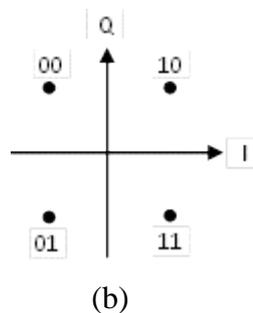


Figura 3.11: Constelação QPSK.

### 3.6 MODULAÇÃO QAM (*QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION*)

Conforme citado anteriormente, no processo de modulação a portadora tem um ou mais de seus parâmetros variados. A modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) é realizada através da alteração de alguns parâmetros de portadora. No caso particular da QAM, tem-se uma modulação combinada, podendo ser considerada como sendo uma modulação híbrida entre a ASK (*Amplitude Shift Keying*) e a PSK (*Phase Shift Keying*), uma vez que são variadas a fase e a amplitude.

Os pontos da constelação têm, normalmente, a configuração de uma rede em quadrados, com espaçamento igual na vertical e na horizontal. Conforme mencionado nos esquemas de modulação apresentados anteriormente, o sinal modulado será chaveado em função do número de bits por símbolo.

Observa-se que quando ocorre mudança de uma constelação para outra de ordem superior, é possível transmitir mais bits por símbolo, entretanto, com o aumento do número de bits, a discriminação dos mesmos na recepção torna-se mais crítica e eles são mais susceptíveis ao ruído e a outros tipos de degradação, podendo resultar numa taxa de erro de bit elevada (*BER – Bit Error Ratio*).

O sinal QAM é função de dois sinais ortogonais [6], ou seja:

$$\rho_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.51)$$

$$\rho_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.52)$$

Com relação aos pontos da mensagem  $s_i(\rho_1, \rho_2)$ , na constelação, têm-se as seguintes relações:

$$\frac{a_i}{2} d_{min} \text{ e } \frac{b_i}{2} d_{min} \quad (3.53)$$

$$\frac{d_{min}}{2} = \sqrt{E_s} \quad (3.54)$$

onde:

$d_{min}$  = distância mínima entre dois pontos da constelação;

$a_i$  e  $b_i$  = coordenadas dos pontos da constelação;

$i = 1, 2, \dots, M$ ;

$E_s$  = energia do símbolo.

A expressão do sinal QAM, é dada por [6]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} a_1 \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} a_2 \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 0, \pm 1, \pm 2 \quad (3.55)$$

O sinal  $s_i(t)$  consiste de duas portadoras em quadratura e fase, cada uma sendo modulada por um conjunto de amplitudes discretas. Dependendo do valor de  $M$ , podem-se distinguir duas constelações distintas, a saber:

- Constelação quadrada: quando o número de bits por símbolo for par;
- Constelação em cruz: quando o número de bits for ímpar.

### 3.6.1 CONSTELAÇÃO QAM (*QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION*)

A primeira constelação QAM foi proposta por C.R. Cahn [5], na qual ele simplesmente estendeu a modulação em fase para uma modulação de fase com múltiplas amplitudes, isto é, existe mais que uma amplitude associada a uma mesma fase. Na constelação, os números de pontos do sinal são igualmente espaçados em cada um dos  $N$  círculos, onde  $N$  é o número de níveis de amplitude, conforme ilustrado na Figura 3.12(a). Este tipo de constelação é denominado constelação Tipo I, e os pontos no anel interno estão mais próximos em distância e são mais vulneráveis a erros.

Para superar esse problema, foi proposto outro tipo de constelação, denominada de Tipo II, onde os pontos do sinal continuam ainda nos círculos, porém, o número de pontos no círculo interno é menor que o número de pontos no círculo externo, fazendo com que a distância entre dois pontos adjacentes no círculo interior seja aproximadamente igual a do círculo externo, conforme ilustrado na Figura 3.12(b).

A constelação Tipo III é denominada de constelação QAM quadrada. A análise [7] mostrou que a constelação Tipo III ofereceu uma melhoria muito pequena no desempenho sobre o Tipo II, mas a sua aplicação seria muito mais simples que a do Tipo I e II. Por esse motivo, a constelação Tipo III tem sido a mais utilizada. As constelações circulares são simbolizadas pela notação  $n_1, n_2, \dots$  onde  $n_1$ , é o número de pontos de sinal no círculo interior e  $n_2$  é o número de pontos de sinal no próximo círculo e assim por diante.

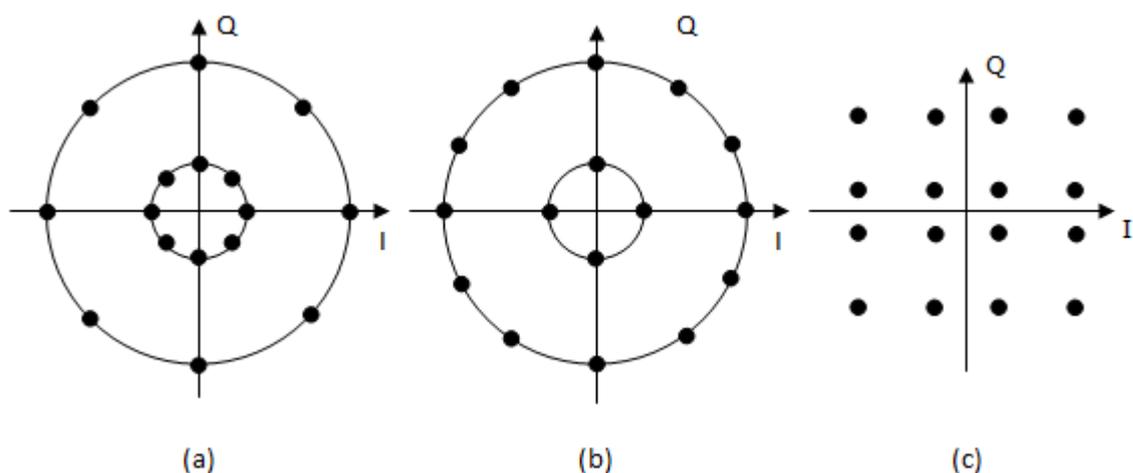


Figura 3.12: Tipos de constelação: (a) Constelação Tipo I, (b) Constelação Tipo II, c) Constelação Tipo III.

Segundo os autores em [5], ao projetar uma constelação, deve-se considerar os seguintes pontos:

- a) distância Euclidiana mínima entre os fasores: a distância entre os pontos de sinal deve ser tão grande quanto possível, pois determina a probabilidade de erro de símbolo no processo de modulação;
- b) diferença de fase entre os fasores: deve ser tão grande quanto possível, uma vez que determina a imunidade a *jitter* de fase, recuperação de relógio e rotações de fase do canal;
- c) potência média dos fasores: deve ser tão pequena quanto possível.
- d) A relação entre a potência de pico e a média (PAP - *peak-to-average power*) e a potência do fasor é uma medida de robustez contra a distorção não linear causada pelo amplificador de potência. Deve ser o mais próximo possível da unidade;
- e) Complexidade de implementação;
- f) Outras propriedades, como resistência contra esvanecimentos (*fading*).

No caso geral de constelações QAM quadradas, tem-se:

- pontos nos cantos, que fazem fronteira com dois pontos vizinhos
- $4(\sqrt{M} - 2)$  pontos nas bordas
- $(\sqrt{M} - 2)^2$  pontos interiores

A Figura 3.13 ilustra o diagrama de um modulador QAM.

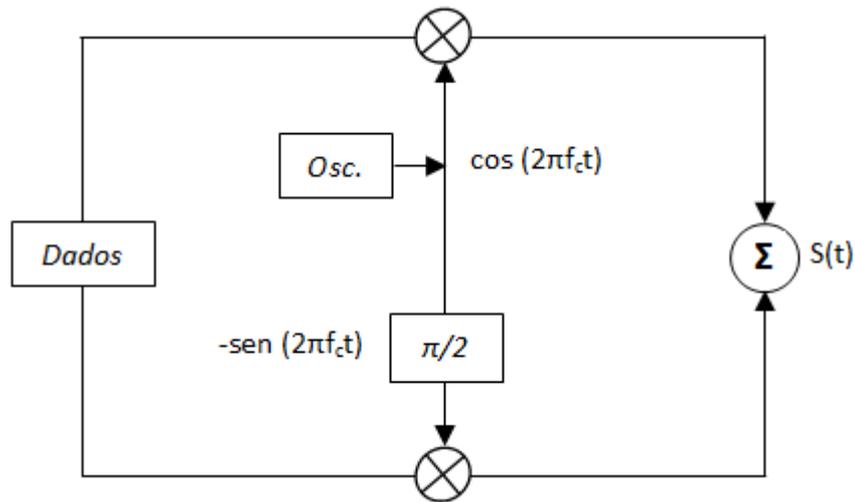


Figura 3.13: Modulador QAM

### 3.6.2 FORMAÇÃO DA CONSTELAÇÃO QUADRADA

Com um número par de bits por símbolos, pode-se escrever [5]:

$L = \sqrt{M}$ , onde  $L$  é um número inteiro positivo

$$d_{min} = 2\sqrt{E_s}$$

Sob esta condição, a constelação quadrada de um QAM  $M$ -ário, pode ser vista como um produto cartesiano. Como já foi visto,  $(I_i, Q_i)$  são os pares que determinam a localização dos pontos do sinal na constelação. Os mínimos valores de  $(I_i, Q_i)$  são  $(\pm 1, \pm 1)$ . O par  $(I_i, Q_i)$  é o elemento da matriz  $L \times L$ .

$$[(I_i, Q_i)] = \begin{bmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) \dots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & (L-1, L-3) \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & (L-1, -L+1) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

#### 3.6.2.1 CONSTELAÇÃO 16-QAM

Considerando um modulador 16-QAM, tem-se:

$$M = 16, \quad L = \sqrt{M}, \quad \rightarrow \quad L = \sqrt{16} \quad \rightarrow \quad L = 4$$

Construindo a matriz, tem-se:

$$(I,Q) = \begin{bmatrix} (-3,3) & (-1,3) & (1,3) & (3,3) \\ (-3,1) & (-1,1) & (1,1) & (3,1) \\ (-3,-1) & (-1,-1) & (1,-1) & (3,-1) \\ (-3,-3) & (-1,-3) & (1,-3) & (3,-3) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

A Figura 3.14 mostra a constelação referente à modulação 16-QAM.

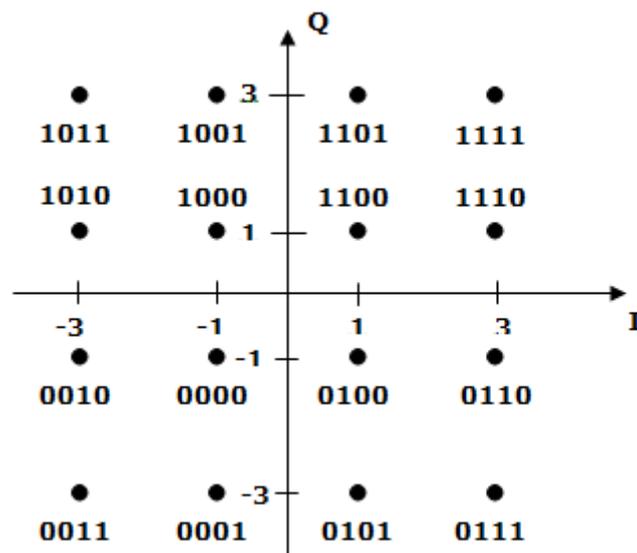


Figura 3.14: Constelação 16-QAM

Em esquemas de modulação 16-QAM, cada símbolo da constelação é formado a partir de quatro bits.

Uma vez determinada a posição dos pontos do sinal na constelação, deve-se mapear os símbolos, de maneira que a combinação dos quatro bits represente um e somente um símbolo. O código mais utilizado para este mapeamento é o Código de Gray, uma vez que este código apresenta a distância de Hamming igual a 1, isto é, apenas um bit muda entre símbolos adjacentes, diminuindo a probabilidade de erro.

Analisando a Figura 3.14, pode-se fazer os seguintes comentários:

- cada símbolo é representado por quatro bits;
- do conjunto de quatro bits, identifica-se dois a dois, da seguinte forma:

- os dois bits mais à esquerda especificam o quadrante do plano (I,Q) onde o ponto se situa, dando a informação de fase;
- os dois bits restantes são usados para representar um dos quatro símbolos possíveis que se situam dentro de cada quadrante.

### 3.6.2.2 CONSTELAÇÃO 64-QAM

Considerando um modulador 64-QAM, tem-se:

$$M = 64, \quad L = \sqrt{M}, \quad \rightarrow \quad L = \sqrt{64} \quad \rightarrow \quad L = 8$$

Construindo a matriz, tem-se:

$$(I,Q) = \begin{bmatrix} (\pm 7, \pm 7) & (\pm 7, \pm 5) & (\pm 7, \pm 3) & (\pm 7, \pm 1) \\ (\pm 5, \pm 7) & (\pm 5, \pm 5) & (\pm 5, \pm 3) & (\pm 5, \pm 1) \\ (\pm 3, \pm 7) & (\pm 3, \pm 5) & (\pm 3, \pm 3) & (\pm 3, \pm 1) \\ (\pm 1, \pm 7) & (\pm 1, \pm 5) & (\pm 1, \pm 3) & (\pm 1, \pm 1) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

A Figura 3.15 mostra a constelação referente à modulação 64-QAM.

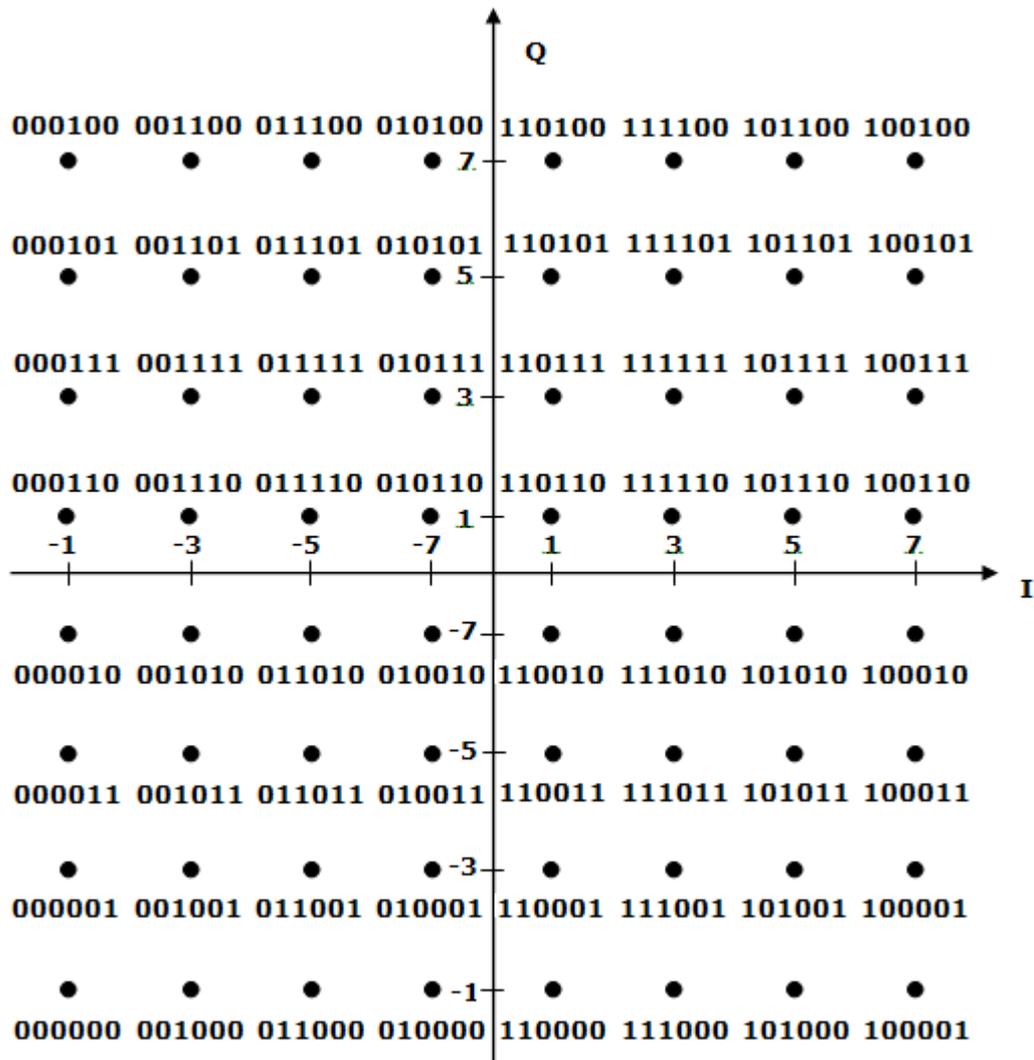


Figura 3.15: Constelação 64-QAM

Analisando a Figura 15, pode-se fazer os seguintes comentários:

- a) cada símbolo é representado por seis bits;
- b) do conjunto de seis bits, identifica-se três a três, da seguinte forma:
  - os dois bits mais à esquerda especificam o quadrante do plano (I,Q) onde o ponto se situa, dando a informação de fase;
  - os quatro bits restantes são usados para representar um dos dezesseis símbolos possíveis que se situam dentro de cada quadrante.

## 4 OFDM – ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

### 4.1 INTRODUÇÃO

O OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* é um esquema especial da Modulação por Multiportadoras (MCM - *Multicarrier Modulation*), no qual um único fluxo de dados é transmitido a uma taxa menor que a taxa original. Os dados são transmitidos em paralelo, através de subcanais utilizando subportadoras. Dessa forma, pode-se dizer que o sinal OFDM é formado por  $N$  subportadoras senoidais moduladas em PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e com taxas de transmissão tão baixas quanto maior o número de subportadoras empregadas [8]. A Figura 4.1, ilustra este processo.

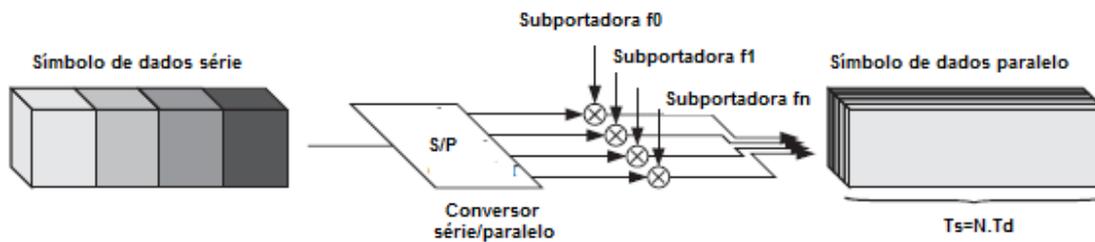


Figura 4.1: Modulação multiportadoras

O OFDM [9], [10], foi proposto pela primeira vez, por R.W. Chang, que descreveu o conceito de utilização da transmissão paralela de dados e FDM (*Frequency Division Multiplexing*), que utiliza bandas de guarda para separação das portadoras. A seguir têm-se algumas notas históricas a respeito do OFDM:

- i. 1958: Kineplex: foi um dos primeiros sistemas de comunicação militar utilizando multiportadoras em alta frequência;
- ii. 1970: emitida a primeira patente OFDM;
- iii. 1971 e 1981: Weinstein e Ebet propuseram a utilização da DFT (*Discrete Fourier Transform*);
- iv. 1995: primeiro padrão baseado em OFDM para *audio digital broadcasting*;
- v. 1997: padrão de vídeo digital;
- vi. 2004: padrão IEEE 802.16a/d para MAN (*Metropolitan Area Network*) sem fio banda larga;

- vii. 2005: início do desenvolvimento de redes celulares móveis baseadas em OFDM nos padrões IEEE 802.16e e IEEE 802.20

O OFDM pode ser interpretado tanto como uma modulação ou como uma técnica de multiplexação.

As principais motivações para o emprego do OFDM são o aumento da robustez contra o desvanecimento seletivo em frequência, interferência banda estreita e sua eficiência espectral [11].

Sua maior eficiência contra o desvanecimento seletivo em frequência é devido às taxas de símbolo das subportadoras serem baixas fazendo com que a largura de banda do sinal transmitido seja próxima da largura de banda de coerência do canal.

Em um sistema de portadora única, o desvanecimento ou uma interferência pode causar uma falha no sistema, uma vez que a informação está sendo transmitida apenas por uma frequência portadora, já no sistema multiportadoras, a mesma informação é transmitida paralelamente por um conjunto de subportadoras, no qual apenas uma pequena parcela das subportadoras será afetada. A utilização de um código de correção de erro corrige os erros apresentados nas subportadoras.

A eficiência espectral é devido ao emprego de um conjunto de subportadoras ortogonais sobrepostas permitindo uma largura de banda menor.

A Figura 4.2 compara a modulação com portadora única (SCM – *Singlecarrier Modulation*) com a multiportadoras (MCM - *Multicarrier Modulation*) [11].

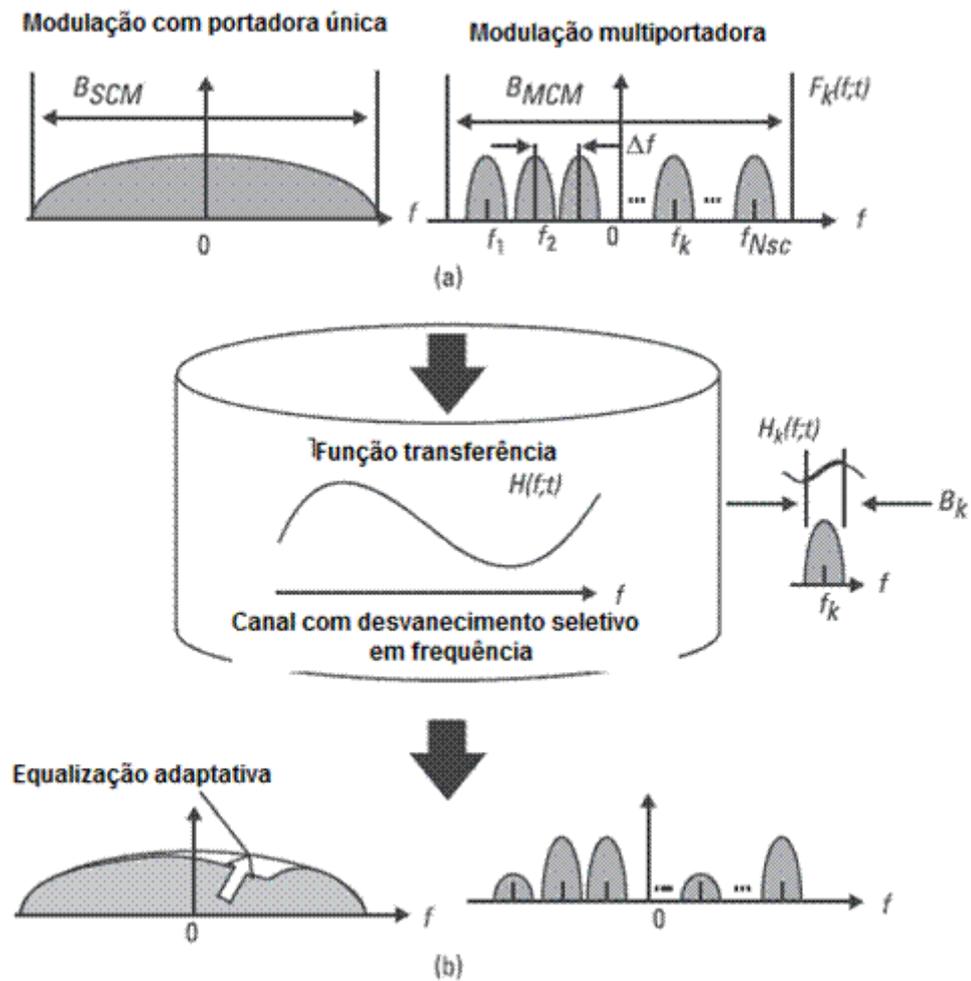


Figura 4.2: Comparação entre SCM e MCM: (a) espectro de frequências do sinal transmitido; (b) espectro de frequências do sinal recebido.

$B_{SCM}$  e  $B_{MCM}$  denotam a largura de banda dos sinais SCM e MCM transmitidos, respectivamente;  $H(f;t)$  é a função de transferência do canal e  $H_k(f;t)$  é a função de transferência do canal correspondente a  $B_k$ .

Para o sinal MCM, tem-se  $f_k$ ,  $F_k(f;t)$ ,  $N_{SC}$ ,  $\Delta f$  e  $B_k$  denotam a frequência da  $k$ -ésima subportadora, o espectro de frequência do pulso da  $k$ -ésima subportadora, número total de subportadoras e espaçamento entre as subportadoras e banda de frequência ocupada pela  $k$ -ésima portadora, respectivamente.

O espectro de frequência do sinal MCM é dado por:

$$S_{MCM}(f;t) = \sum_{k=1}^{N_{SC}} F_k(f;t) \quad (4.1)$$

O espectro de frequência dos sinais SCM e MCM, recebidos através de um canal com desvanecimento seletivo em frequência, são expressos por:

$$R_{SCM}(f; t) = H(f; t)S_{SCM}(f; t) \quad (4.2)$$

$$R_{MCM}(f; t) = H(f; t)S_{MCM}(f; t) \quad (4.3)$$

onde:

$R_{SCM}(f; t)$  = espectro de frequência recebido do sinal SCM;

$R_{MCM}(f; t)$  = espectro de frequência recebido do sinal MCM;

$S_{SCM}(f; t)$  = espectro de frequência transmitido do sinal SCM;

$R_{MCM}(f; t)$  = espectro de frequência transmitido do sinal MCM.

Quando o número de subportadoras é grande, a resposta de fase e amplitude de  $H_k(f; t)$  podem ser consideradas como constante ao longo de  $B_k$ , com isso pode-se aproximar  $R_{MCM}(f; t)$  por [11]:

$$R_{MCM}(f; t) = \sum_{k=1}^{N_{SC}} H_k(t)F_k(f; t) \quad (4.4)$$

onde:

$H_k(t)$  = atenuação e defasagem para  $B_k$ , valor complexo.

A equação (4.4) mostra a eficácia e robustez da MCM em canais sem fio, ou seja,  $H_k(f; t)$  será, aproximadamente,  $H_k(t)$ . Dessa forma, para combater o desvanecimento seletivo em frequência, a MCM não requer equalização. No máximo, uma equalização simples para cada subportadora, enquanto que a SCM requer o uso de equalizadores adaptativos.

Definindo a duração de símbolo em nível de subportadoras como  $T_s$ , o sinal transmitido é expresso por [11]:

$$S_{(t)} = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_{ki} e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} f(t - iT_s) \quad (4.5)$$

onde:

$S_{(t)}$  = sinal transmitido;

$c_{ki}$  = é o  $i$ -ésimo símbolo de informação da  $k$ -ésima subportadora;

$T_s$  = duração do símbolo da subportadora;

$f_t$  = forma de onda do pulso do símbolo;

Quando a forma de onda do pulso é retangular,  $f_t$  é dada por:

$$f_t = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq T_s \\ 0 & t \leq 0 \leq T_s \end{cases} \quad (4.6)$$

então,  $f_k$  e  $\Delta_f$  são expressos por:

$$f_k = \frac{(k-1)}{T_s}, \quad \Delta_f = \frac{1}{T_s} \quad (4.7)$$

A Figura 4.3 compara um sistema de transmissão de banda básica de dados seriais com um sistema OFDM.

Em um sistema clássico de transmissão de dados em paralelo, a largura de banda total é dividida em N subcanais, não sobrepostos em frequência. Dessa forma, cada subcanal é modulado com um símbolo separado, e então os N subcanais são frequências multiplexadas. A Figura 4.4 (a) ilustra esta condição. Utilizando um pulso com forma de onda retangular para as subportadoras, os espectros de frequência são largamente espalhados e sobrepostos, mas necessitam uma largura de banda menor. A Figura 4.4 (b) ilustra essa condição e a Figura 4.4 (c) ilustra a técnica de MCM empregando sinais ortogonais sobrepostos de banda limitada.

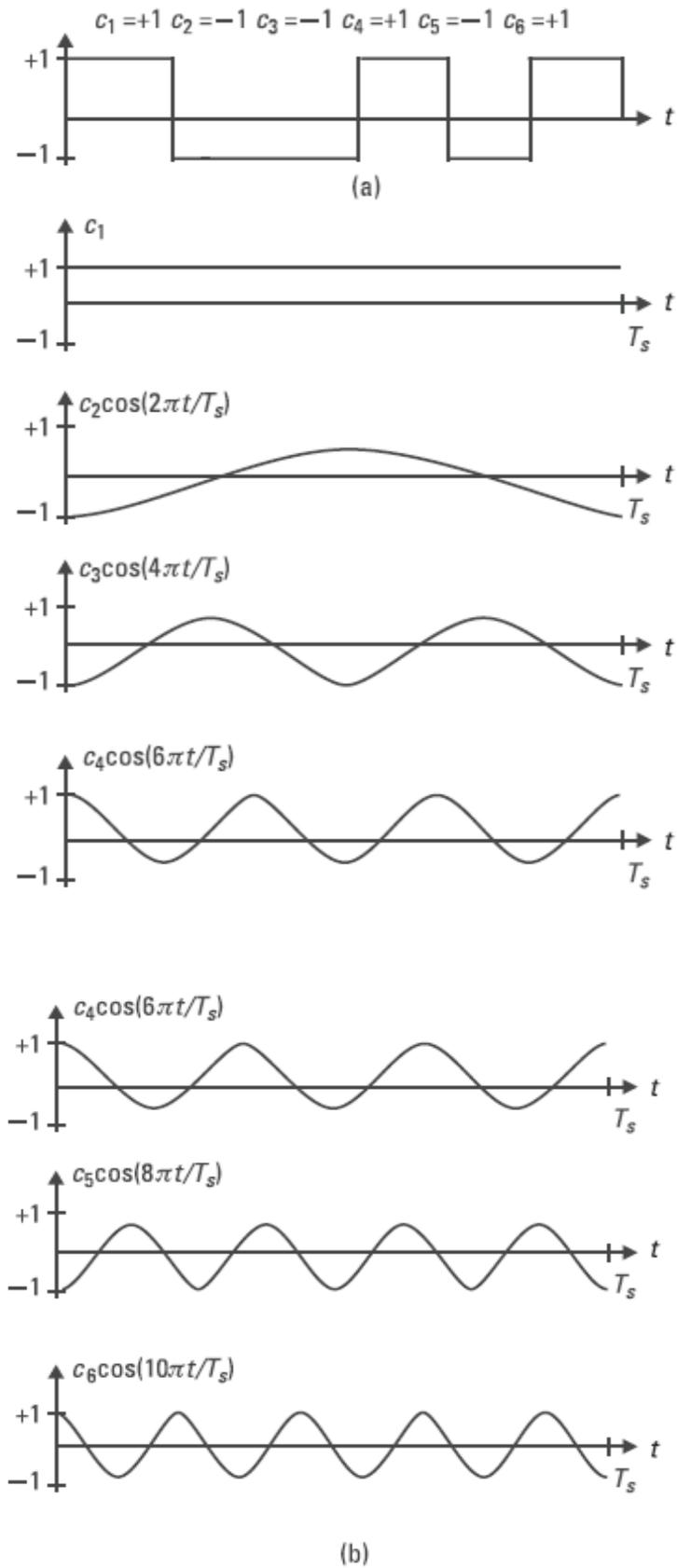


Figura 4.3: Comparação das formas de onda transmitidas: (a) sistema de transmissão de dados seriais de banda básica, (b) sistema OFDM.

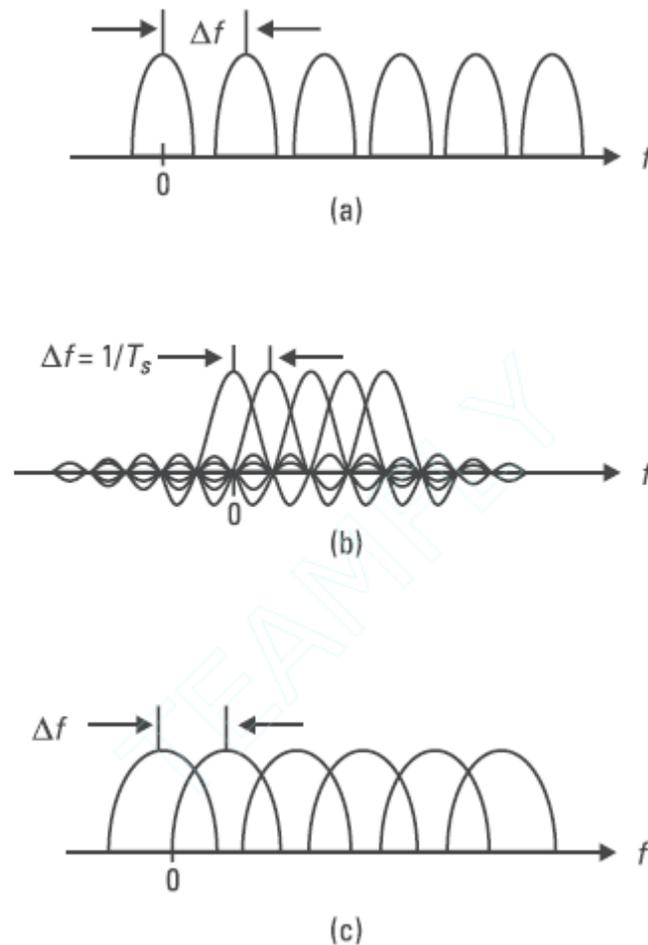


Figura 4.4: Comparação dos espectros de frequência: (a) sinais ortogonais não sobrepostos com banda limitada, MCM; (b) sinais ortogonais sobrepostos com banda limitada; MCM, (c) sinais ortogonais sobrepostos com banda limitada, MCM.

#### 4.2 GERAÇÃO E DETECÇÃO DE SINAIS OFDM

Nos anos 60, surgiram os primeiros trabalhos propondo o uso do OFDM para a transmissão de dados, entretanto, somente com o advento dos processadores digitais de sinais, esta técnica começou a ser utilizada.

Existem basicamente, dois métodos para a geração e detecção de sinais OFDM. O primeiro método de implementação, denominado de Método da Força Bruta, foi proposto no início da concepção do OFDM, e utiliza osciladores complexos para gerar os sinais OFDM. Com o aumento do número de subportadoras, a implementação deste método torna-se difícil devido à dificuldade de implementação dos osciladores.

O segundo método, empregado atualmente, é baseado na Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*), conhecido como Método IDFT/DFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*). Assim como no primeiro método, o método IDFT/DFT também apresenta dificuldade de implementação. O aumento do número de subportadoras faz com que o tempo necessário para o processamento IDFT/DFT aumente de forma exponencial e, conseqüentemente, tem-se um aumento na carga computacional do sistema. Com o emprego da Transformada Rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*) e com a capacidade de processamento dos atuais processadores o aumento da carga computacional não compromete o desempenho do sistema. Associado a isto, o seguinte requisito tem que ser atendido: o número de portadoras tem que ser uma potência de 2. A Figura 4.5, ilustra o diagrama de blocos de um transmissor/receptor OFDM [8].

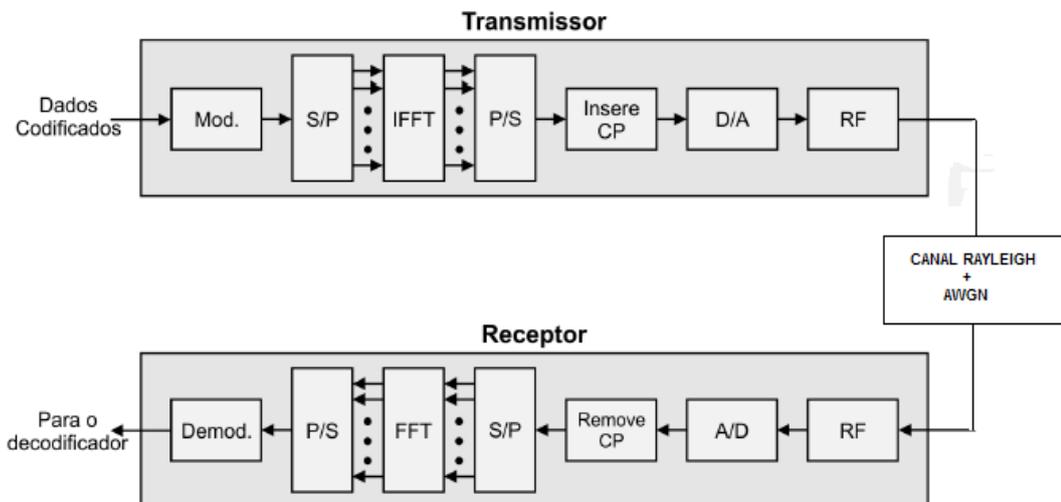


Figura 4.5: Diagrama de blocos de um transceptor OFDM.

A seguir, é apresentada uma breve descrição do diagrama. O sinal a ser transmitido é codificado, previamente, por meio da codificação do canal, e sofre o processo de entrelaçamento (*interleaving*) de forma a melhorar a imunidade ao ruído. O sinal, então, é aplicado no modulador para que seja mapeado nos pontos da constelação, gerando os símbolos a serem transmitidos. Os moduladores empregados são M-PSK e M-QAM.

Os símbolos modulados são inseridos no bloco S/P onde serão transformados em um conjunto de N símbolos paralelos e aplicados no bloco IFFT, gerando os símbolos no domínio do tempo. O sinal de saída do bloco IFFT é novamente transformado em serial pelo bloco P/S e após é inserida uma redundância ao símbolo OFDM, que é o Prefixo Cíclico (CP - *Cyclic Prefix*), que será explicado posteriormente. Depois da inserção do CP, o sinal em banda base é

convertido em analógico no bloco D/A e aplicado ao bloco RF, que é responsável por converter o sinal em rádio frequência para ser transmitido através da antena.

A propagação do sinal será realizada através de um canal com ruído aditivo Gaussiano (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) e com distribuição de Rayleigh.

No lado de recepção, primeiro o sinal é convertido em banda base e depois convertido em digital, pelo bloco A/D. Após essa conversão, o sinal é aplicado no bloco CP, para que seja extraído o prefixo cíclico. Uma vez extraído o CP, o sinal é aplicado no bloco S/P e convertido nos N símbolos paralelos sendo então aplicados ao bloco FFT e transformados no domínio da frequência. Os símbolos da saída do bloco FFT são, então, demodulados, desentrelaçados e decodificados de forma a se obter a informação transmitida.

### 4.3 PREFIXO CÍCLICO

Neste item será explicado o processo de inserção do Prefixo Cíclico (CP - *Cyclic Prefix*), utilizado para minimizar a Interferência entre Símbolos ou Interferência Intersimbólica (ISI - *Interference InterSymbol*), devido ao espalhamento de retardo .

Considere um canal com desvanecimento seletivo em frequência, que pode ser caracterizado por uma resposta ao impulso, com espalhamento de retardo no domínio do tempo, que tem valor significativo quando comparado com o período de símbolo. A resposta instantânea ao impulso, de um canal com desvanecimento seletivo em frequência, é apresentada na Figura 4.6. sendo  $\tau_{max}$  o tempo de retardo entre o primeiro e o segundo percurso (máximo espalhamento de retardo).

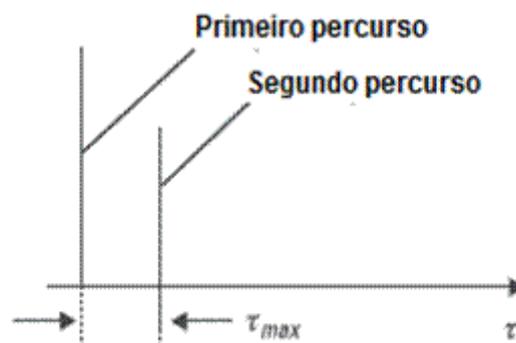
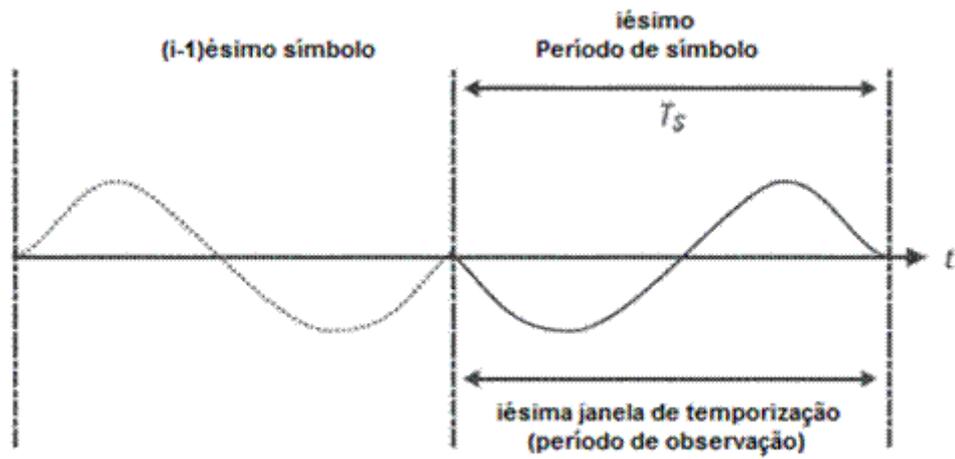
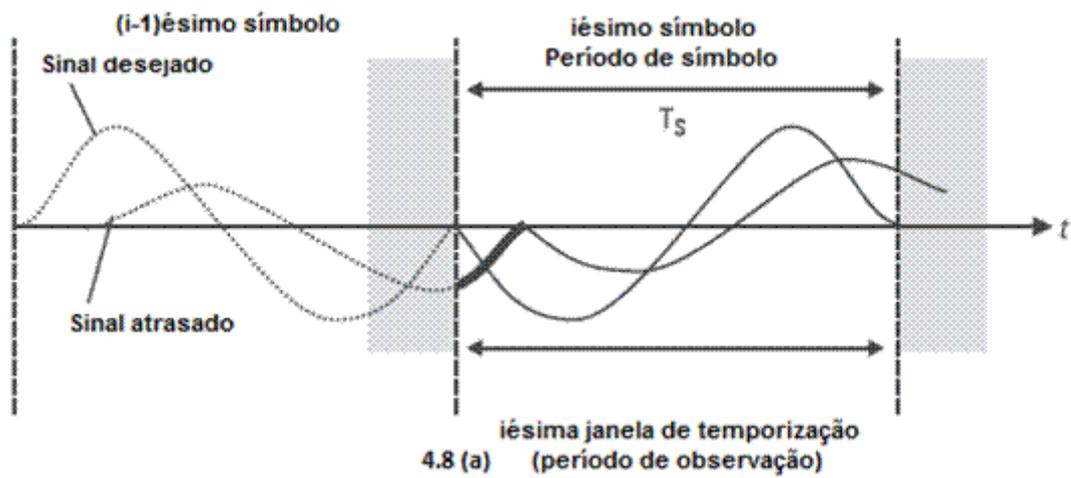


Figura 4.6: Resposta instantânea ao impulso de um canal com desvanecimento seletivo em frequência.



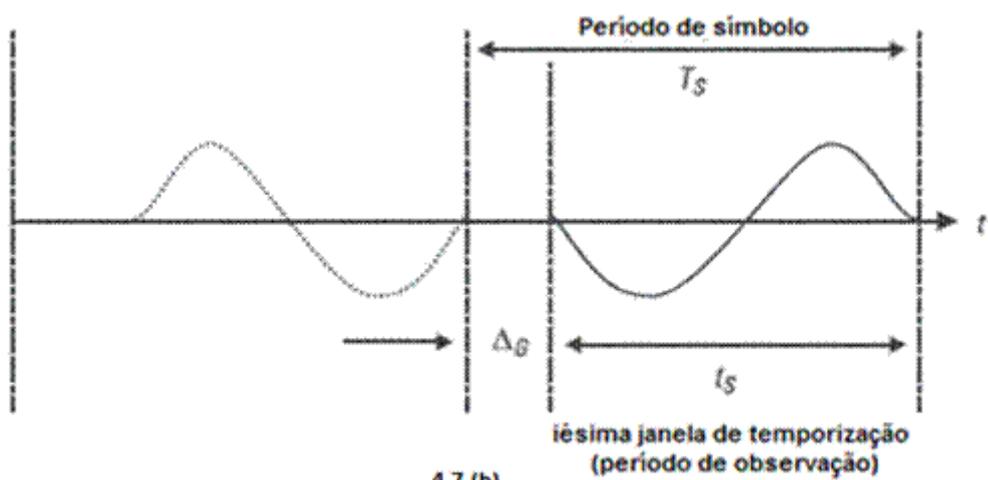
4.7 (a)

Figura 4.7 (a): Sinal transmitido sem inserção de intervalo de guarda.



4.8 (a)

Figura 4.8 (a): Sinal recebido sem inserção de intervalo de guarda.



4.7 (b)

Figura 4.7 (b): Sinal transmitido com inserção de intervalo de guarda.

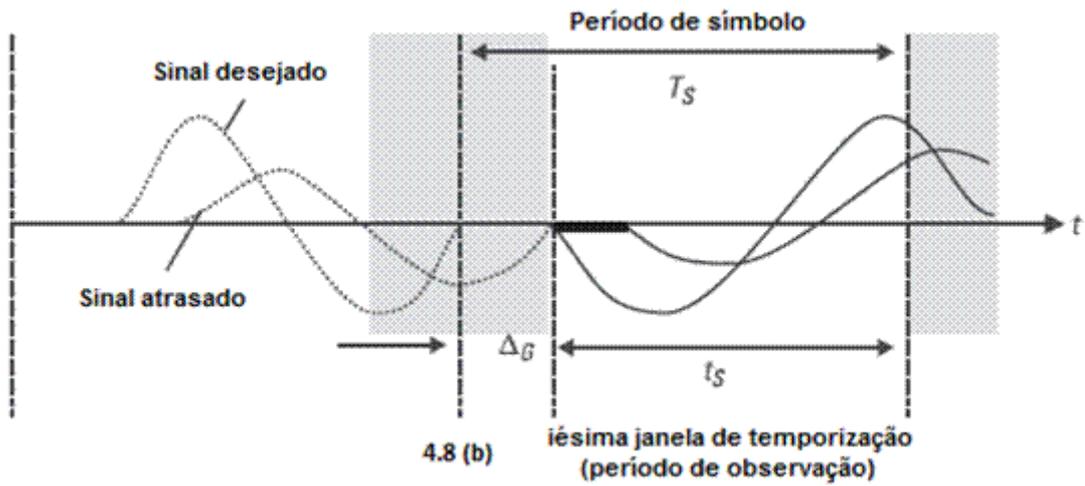


Figura 4.8 (b): Sinal recebido com inserção de intervalo de guarda.

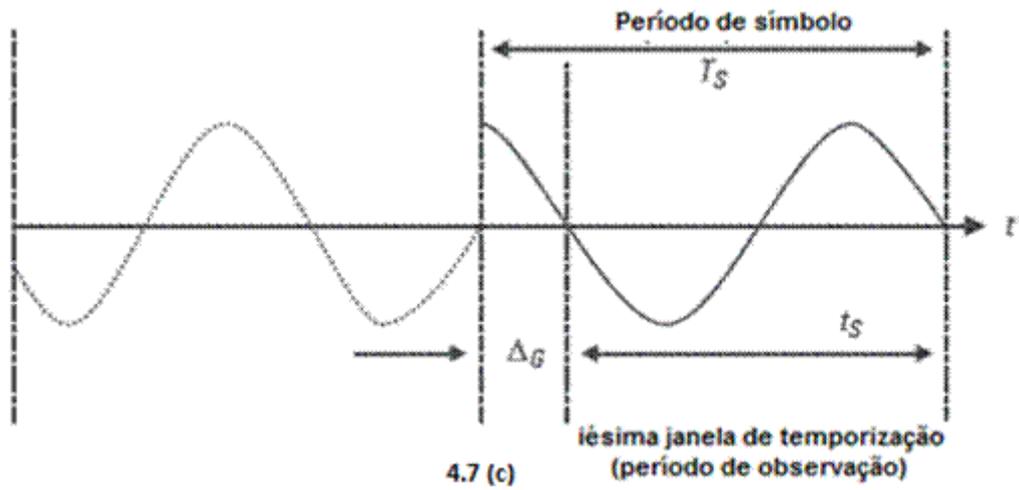


Figura 4.7(c): Sinal transmitido com inserção de intervalo de guarda com prefixo cíclico.

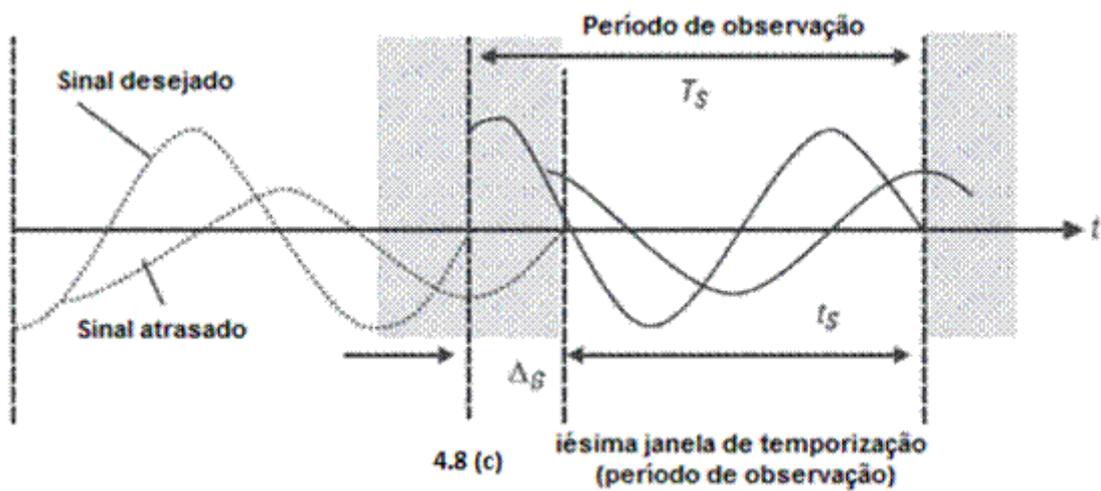


Figura 4.8 (c): Sinal recebido com inserção de intervalo de guarda com prefixo cíclico.

Comparando a Figura 4.7 (a) com a Figura 4.8 (b), verifica-se que sem intervalo de guarda,  $\Delta_G$ , entre sucessivos símbolos OFDM, ocorrem as interferências entre símbolos (ISI), isto é o  $(i - 1)$ \_ésimo símbolo no  $i$ \_ésimo símbolo, representada pela linha grossa na Figura 4.8 (a).

Inserindo um intervalo de guarda, sem transmissão de sinal, com comprimento  $\Delta_G > t_{max}$ , a interferência entre símbolos pode ser perfeitamente eliminada, entretanto, se ocorrer uma mudança repentina na forma de onda, que contém mais componentes espectrais, ocorre a interferência entre subportadoras (ICI – *Inter-subcarrier Interference*), representada pela linha grossa na Figura 4.8 (b).

Empregando-se a técnica de inserção de intervalo de guarda com o prefixo cíclico, a interferência entre subportadoras pode ser eliminada. Dessa forma, o símbolo OFDM é ciclicamente estendido no período de guarda, conforme apresentado na Figura 4.8 (c). Observa-se que o período  $T_s$  de símbolo OFDM, é longo, porém, a frequência da subportadora é um múltiplo inteiro de  $1/t_s$ . Isso implica que a separação entre subportadoras seja um pouco maior, ou seja,  $1/t_s$ .

Modificando as equações (4.5), (4.6) e (4.7), o sinal transmitido com extensão cíclica é expresso por [11]:

$$S_t = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_{ki} e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} f(t - iT_s) \quad (4.8)$$

$$f_t = \begin{cases} 1, & \Delta_G < t \leq t_s \\ 0 & t \leq -\Delta_G \leq t_s \end{cases} \quad (4.9)$$

$$f_k = \frac{(k-1)}{t_s}, \quad \Delta_f = \frac{1}{t_s} \quad (4.10)$$

onde:

$S_t$  = sinal transmitido com extensão cíclica;

$T_s$  = período de símbolo

$\Delta_g$  = comprimento do intervalo de guarda;

$t_s$  = período de observação (comprimento útil do símbolo)

$T_s, \Delta_G, t_s$ , satisfazem à equação

$$T_s = \Delta_G + t_s \quad (4.11)$$

A Figura 4.9 ilustra a técnica de extensão cíclica, o espectro de frequência da forma de onda do pulso e o espectro de frequência do sinal transmitido.

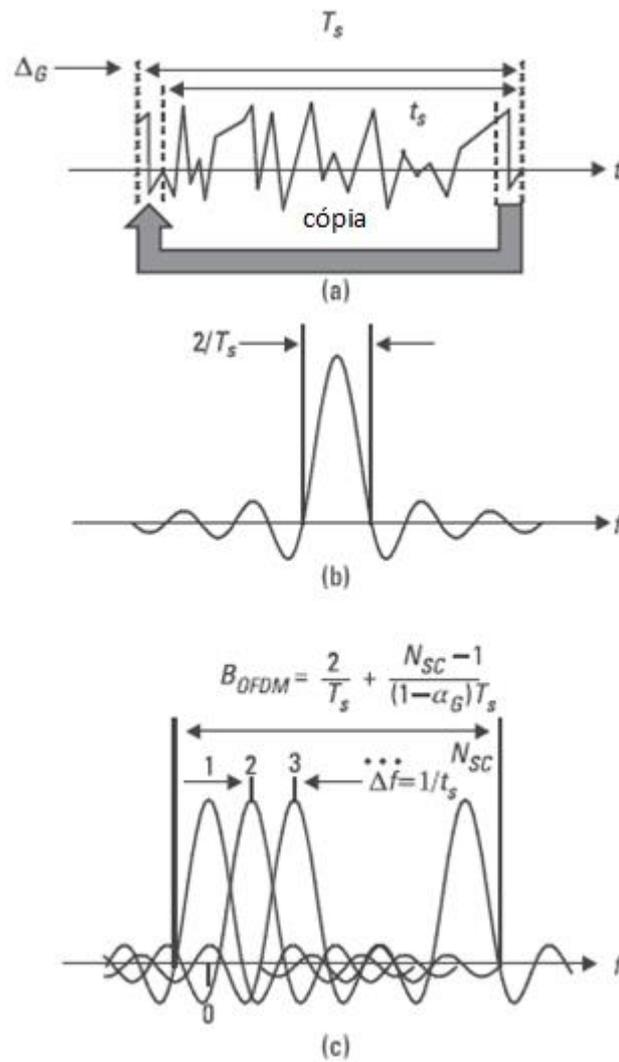


Figura 4.9: Forma atual do OFDM: (a) técnica da extensão cíclica; (b) espectro de frequência do pulso da onda; (c) espectro de frequência do sinal OFDM.

Segundo [11], para o sinal OFDM, a taxa de transmissão total de símbolo é expressa por:

$$R = \frac{1}{T} = \frac{N_{SC}}{T_s} \quad (4.12)$$

onde:

$R$  = taxa de transmissão total de símbolos;

$N_C$  = número de subportadoras;

$T_s$  = período do símbolo OFDM.

A largura de banda é expressa por [11]:

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_s} + \frac{(N_{SC}-1)}{(1-\alpha_G)T_s} \quad (4.13)$$

$$\alpha_G = \frac{\Delta_G}{T_s}$$

onde:

$B_{OFDM}$  = largura de banda;

$\alpha_G$  = fator de intervalo de guarda.

Quando o número de subportadoras é grande, a largura de banda OFDM normalizada pela taxa R é expressa por [11]:

$$\frac{B_{OFDM}}{R} = \frac{1}{R-\alpha_G} \quad (4.14)$$

## 5 GERAÇÃO DAS CURVAS DE BER vs $E_b/N_0$ UTILIZANDO TÉCNICA DE SIMULAÇÃO

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão apresentadas as curvas de BER vs  $E_b/N_0$  para as modulações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Para gerar este conjunto de curvas, foi utilizada uma plataforma de simulação [12] com algumas adaptações, desenvolvida com a ferramenta Simulink, no ambiente MATLAB.

### 5.2 AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Para efetuar as modificações na plataforma de simulação [12] foi necessário, primeiramente definir o objetivo a ser alcançado, os fenômenos que seriam avaliados e qual seria a forma adequada de ser apresentado o resultado da simulação. O segundo passo, foi estudar e analisar o problema a fim de definir o sistema a ser construído, com seus processos associados, de forma a elaborar o diagrama de blocos que o representasse.

Depois de realizadas as etapas anteriores foi analisada a plataforma utilizada como base, de forma a identificar que alterações devem ser implementadas para atender aos novos requisitos.

A plataforma, desenvolvida na ferramenta Simulink, é formada por blocos funcionais denominados *toolboxes*, que são bibliotecas de funções de diversas áreas isto é, programas projetados para resolução de problemas específicos. Além dos blocos funcionais, foi necessário desenvolver alguns programas no MATLAB, denominados de *script*, de forma a executar a simulação.

Em função do diagrama de blocos da plataforma e dos processos a serem executados, foram definidos os blocos de funções a serem utilizados, e a partir daí foram implementadas as alterações na plataforma. Foi necessário estudar todos os blocos, de forma a entender seu funcionamento e sua contribuição no processo de simulação. A atividade de parametrização dos blocos é de fundamental importância, pois os valores dos parâmetros definidos nesta fase podem ser considerados como as características do sistema que está sendo simulado.

Concluída a construção da plataforma e a parametrização dos blocos, já deveria a mesma estar pronta para iniciar a simulação. Entretanto, logo na primeira tentativa de

execução, surgiu uma série de erros. A cada tentativa de solução de um problema, foi necessário efetuar modificações, não apenas na parametrização, mas também na construção da plataforma e um novo ciclo de simulação era efetuado.

Diversas correções e alterações foram implementadas de forma a solucionar os erros apresentados, até se conseguir executar a simulação sem apresentar erros e gerar o conjunto de curvas de BER vs  $E_b/N_0$ .

### 5.2.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DA PLATAFORMA DE SIMULAÇÃO

O diagrama em blocos da plataforma para cálculo da BER está representado na Figura 5.1. Basicamente a plataforma consiste nos seguintes blocos funcionais:

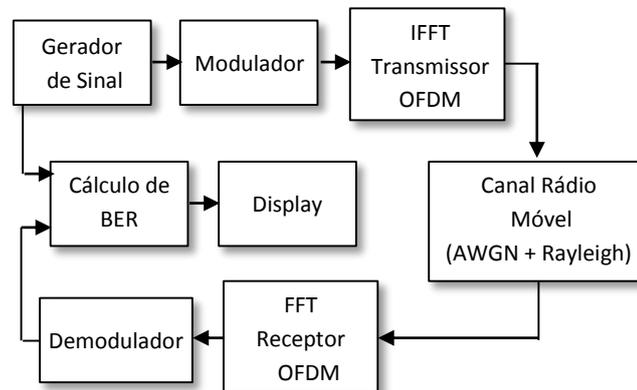


Figura 5.1: Diagrama de blocos da plataforma de simulação

Neste esquema, cada bloco é descrito da seguinte forma:

- Gerador de Sinal: é usado o gerador binário de Bernoulli para gerar o número binário aleatório, usando a função de distribuição de Bernoulli.
- Modulador: os dados binários são mapeados pelo esquema de modulação específico, BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Os bits dos símbolos são codificados de acordo com código Gray, de forma a minimizar o erro.
- IFFT – Transmissor OFDM: a função IFFT transforma o sinal do domínio da frequência para o domínio do tempo e insere o prefixo cíclico-CP.
- Canal Rádio Móvel: o meio utilizado pelo caminho de propagação entre o transmissor e o receptor.

- FFT – Receptor OFDM: remove o prefixo cíclico-CP e a FFT reconverte o sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência.
- Demodulador: demodula o sinal que foi previamente modulado pelos esquemas de modulação BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM.
- Cálculo de BER: realiza o cálculo da taxa de erro de bit, (*Bit Error Ratio*-BER). Esse cálculo baseia-se em comparar os dados da entrada do transmissor com os dados da entrada do receptor.
- Display: mostra o resultado da simulação.

### 5.3 TAXA DE ERRO DE BIT (*BIT ERROR RATIO*)

#### 5.3.1 DEFINIÇÃO

Em comunicações digitais, o parâmetro de desempenho mais importante é a taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Ratio*) em função da relação sinal-ruído [2]. Normalmente, na análise de desempenho são utilizados gráficos que mostram a taxa de erro de bit, BER, ou a probabilidade de erro  $P_b$ , versus  $E_b/N_0$ , onde  $E_b$  é a energia do bit e  $N_0$  é a densidade espectral de ruído. O parâmetro  $E_b/N_0$  é a medida da relação sinal ruído de um sistema de comunicação digital. A Figura 5.2 mostra o gráfico de BER vs  $E_b/N_0$ .

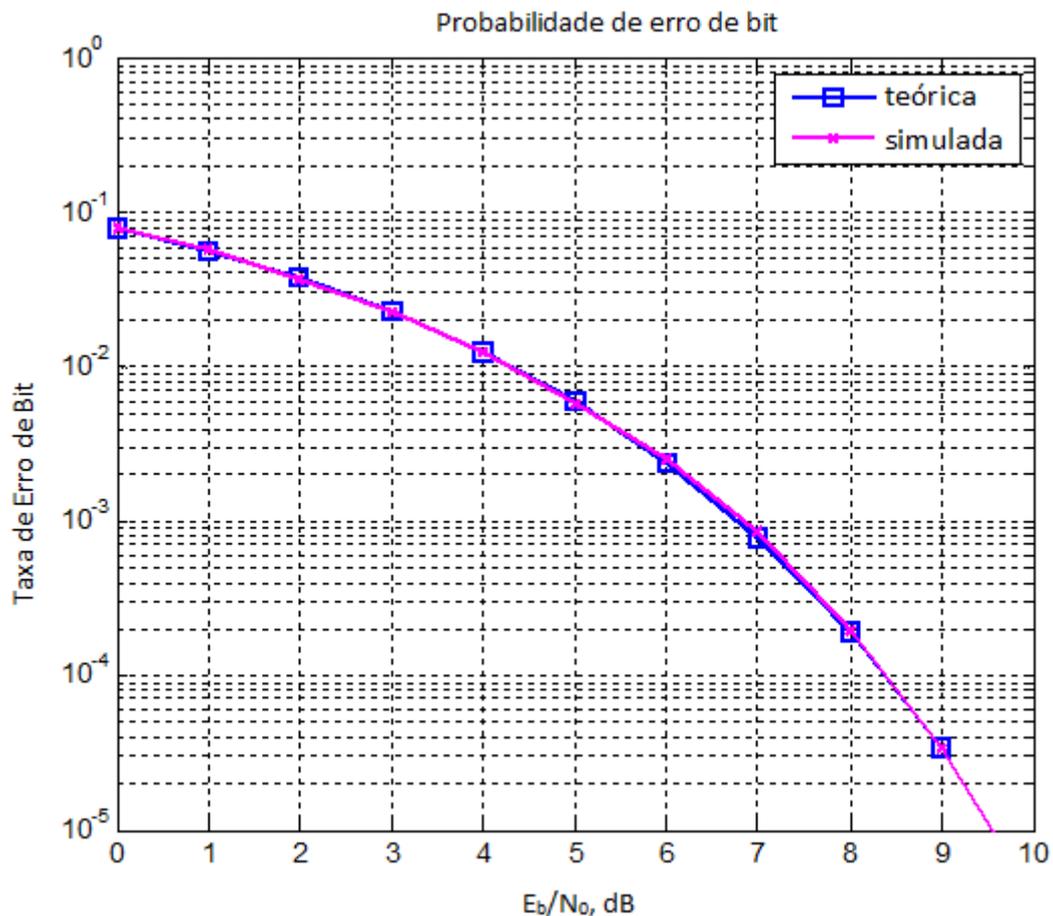


Figura 5.2: Curva de BER vs  $E_b/N_0$

Diferentes esquemas de modulação, BPSK, QPSK, M-QAM, possuem diferentes curvas de BER vs  $E_b/N_0$ . Por meio dessas curvas, pode-se observar o desempenho obtido quando empregado um determinado esquema de modulação.

### 5.3.2 CANAL COM RUÍDO BRANCO ADITIVO GAUSSIANO (AWGN – ADDITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE)

Ao sinal transmitido é somada uma parcela de ruído, que possui as seguintes características: as amplitudes possuem uma distribuição Gaussiana e componentes em frequência que cobrem todo o espectro, daí o nome de ruído branco aditivo Gaussiano. Esse tipo de canal é denominado de Canal com Ruído Branco Aditivo Gaussiano. Segundo [13], o canal AWGN é um modelo de canal utilizado para análise de esquemas de modulação, onde é considerado que a resposta da amplitude de frequências é plana e a resposta de fase é linear para todas as frequências. A Figura 5.3 ilustra o modelo de um canal AWGN.

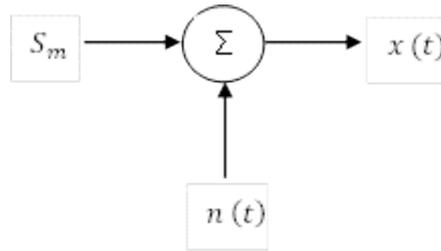


Figura 5.3: Modelo do canal AWGN

No modelo de canal apresentado na Figura 5.3, o sinal recebido  $x(t)$ , é expresso por:

$$x(t) = S_m(t) + n(t), \text{ para } 0 \leq t \leq T \quad (5.1)$$

onde:

$S_m(t)$  = sinal transmitido;

$n(t)$  = ruído branco aditivo Gaussiano;

$x(t)$  = sinal recebido.

O canal AWGN possui as seguintes características [14]:

- É linear, e considera-se que sua largura de banda é grande o suficiente para acomodar a transmissão do sinal modulado com distorção desprezível ou nula;
- O ruído do canal é um processo aleatório com distribuição Gaussiana de média nula e densidade espectral de potência igual a  $N_0/2$ .

### 5.3.3 PROBABILIDADE DE ERRO EM CANAL AWGN

O principal efeito do ruído presente no canal é introduzir erros nos bits do sinal que é transmitido, conforme modelo apresentado na Figura 5.3. O sinal recebido pode ser expresso por:

$$x = S_1 + n \rightarrow \text{quando 1 foi transmitido} \quad (5.2 \text{ (a)})$$

$$x = S_2 + n \rightarrow \text{quando 0 foi transmitido} \quad (5.2 \text{ (b)})$$

Como o sinal recebido é o transmitido acrescido do ruído, o receptor terá que decidir se o sinal transmitido é 1 ou 0.

Considerando que os sinais  $S_1$  e  $S_2$  são igualmente prováveis, isto é, possuem a mesma probabilidade e  $n$  é o ruído branco aditivo Gaussiano, com média zero e variância igual a

$\sigma_n^2 = N_0/2$ . Segundo [15], as duas fdp condicionais para a variável de decisão  $x$ , que representam o modelo de canal apresentado na Figura 5.3, são expressas pelas equações:

$$p(x/S_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp -\left(x - \sqrt{E_b}\right)^2 / N_0 \quad (5.3)$$

$$p(x/S_2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp -\left(x + \sqrt{E_b}\right)^2 / N_0 \quad (5.4)$$

A figura 5.4 ilustra as duas fdp condicionais.

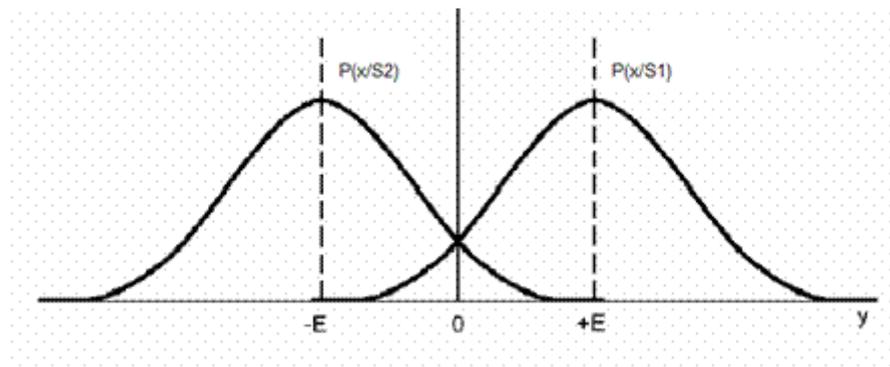


Figura 5.4: pdf condicional dos dois sinais

Para determinar a probabilidade de erro média, analisam-se as duas condições por meio das equações (5.3) e (5.4).

Considerando que foi transmitido  $S_1$ , pode-se observar na Figura 5.4, que a probabilidade de erro é a probabilidade de  $x < 0$ . Isso equivale à área da cauda da Gaussiana. Para calcular  $P(S_1)$  e  $P(S_2)$  é necessário definir a função erro complementar  $\text{erfc}(x)$  definida por [15]:

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (5.5)$$

e a probabilidade de erro de  $f(x/S_1)$  para  $x < 0$  é expressa por:

$$P_e(S_1) = \int_{-\infty}^0 f(x/S_1) dx \quad (5.6)$$

De forma análoga, considerando que foi transmitido  $S_2$ , e devido à simetria das curvas de fdp, Figura 5.4, verifica-se que  $P(S_2)$  é igual a  $P(S_1)$ , expressa por:

$$P_e(S_2) = \int_{-\infty}^0 f(x/S_2) dx \quad (5.7)$$

Reescrevendo as equações (5.6) e (5.7) tem-se [13]:

$$P_e(S_1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (5.8)$$

$$P_e(S_2) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (5.9)$$

#### 5.4 RESULTADO DAS SIMULAÇÕES

A execução da simulação, a partir plataforma, foi realizada 26 (vinte e seis) vezes, já que foram considerados 26 valores de  $E_b/N_0$ , variando de 0 a 25 dB, para cada esquema de modulação.

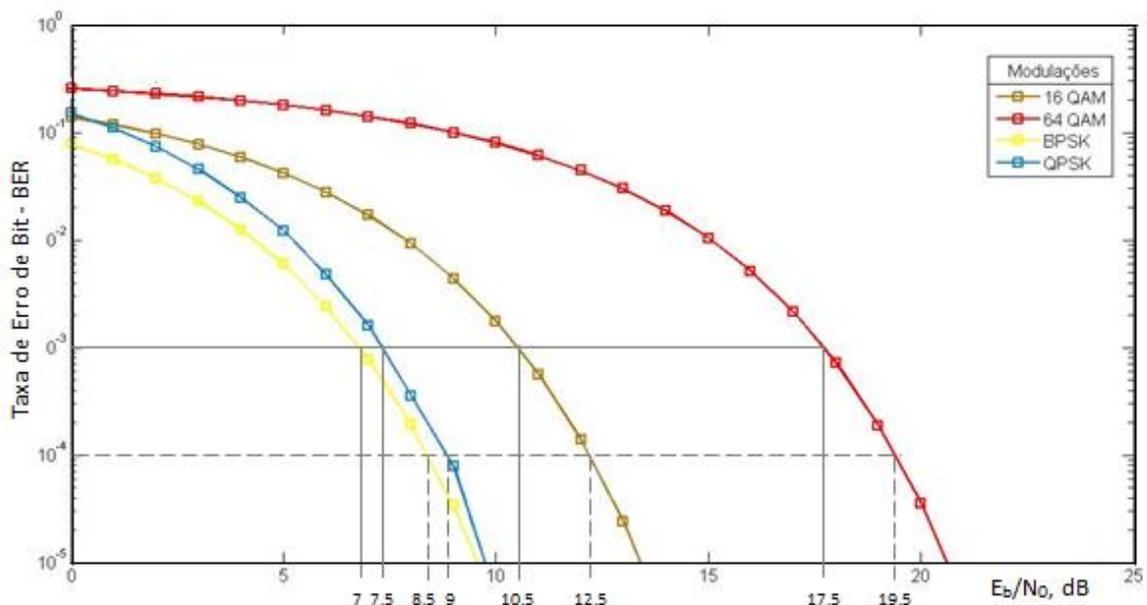


Figura 5.5: Curvas de BER vs  $E_b/N_0$

A Figura 5.5 mostra as curvas de BER vs  $E_b/N_0$ , para diferentes esquemas de modulação, obtidas a partir das simulações feitas na plataforma apresentada na Figura 5.1. Analisando tais curvas, observa-se que as modulações BPSK e QPSK apresentam um melhor desempenho que as M-QAM, uma vez que necessitam de um menor valor de  $E_b/N_0$  para um mesmo valor de BER. As curvas de BER vs  $E_b/N_0$  para os esquemas de modulação BPSK e QPSK possuem, praticamente, o mesmo decaimento.

Para as modulações M-QAM, as curvas de BER vs  $E_b/N_0$ , mostram que a modulação 16-QAM apresenta um melhor desempenho que a modulação 64-QAM. Na Figura 5.5 pode

ser observado, também, que o decaimento da curva referente a 16-QAM é maior que a de 64-QAM, indicando que a ordem da constelação influencia diretamente no desempenho do esquema de modulação. Dessa forma, pode-se dizer que quanto maior a ordem da constelação, mais lentamente a BER decresce.

A Tabela 4 mostra a comparação entre  $E_b/N_0$ , para cada esquema de modulação para os valores de BER iguais a  $10^{-3}$  e  $10^{-4}$ , obtidos a partir das curvas geradas pela simulação.

Tabela 4: Comparação entre  $E_b/N_0$  para cada esquema de modulação

Modulação	BER = $10^{-3}$	BER = $10^{-4}$
BPSK	7,0 dB	8,5 dB
QPSK	7,5 dB	9,0 dB
16-QAM	10,5 dB	12,5 dB
64-QAM	17,5 dB	19,5 dB

## 6 CONCLUSÕES

Esta dissertação teve por objetivo, apresentar um estudo comparativo de desempenho entre os esquemas de modulações, BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM, de uso nos sistemas celulares de 4ª Geração, usando a técnica OFDM. A partir das curvas geradas, como resultado das simulações, pode-se concluir que os esquemas de modulação BPSK e QPSK, apresentaram um melhor desempenho que o 16-QAM e 64-QAM.

Para as modulações M-QAM, mesmo empregando a codificação Gray, quando M é aumentado de 16 para 64, a relação  $E_b/N_0$  sofre um aumento de aproximadamente, 2 dB fazendo com que a potência transmitida por bit de informação seja aumentada. Essa necessidade de maior potência é compensada pelo aumento da capacidade da taxa de transmissão, isto é, consegue-se transmitir mais informação através do canal. Esse aumento de capacidade de transmissão resulta em uma maior eficiência espectral. Observa-se, também, que em relação à BER, o emprego da técnica OFDM, não altera, significativamente, o comportamento dos diferentes esquemas de modulação.

### 6.1 SUGESTÕES ADICIONAIS

Utilizando a técnica OFDM, pode-se investigar sua aplicação em outros sistemas de comunicação sem fio, como sistema *broadcasting* de áudio digital (DAB - *Digital Audio Broadcasting*) e TV-Digital (DVB-T - *Digital Video Broadcasting Terrestrial*). Para continuidade deste trabalho, na área de comunicação móvel, sugere-se realizar simulações com outros tipos de esquemas de modulação, e de canal rádio móvel, como por exemplo, Rice, Nakagami.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Agilent Technologies, site com diversas informações sobre LTE. Disponível em <http://www.agilent.com>. Acessada em outubro de 2011.
- [2] SKLAR, B.; Rayleigh Fading Channel in Mobile Digital Communication System Part I: Characterization, IEEE Communication Magazine, July, 1997.
- [3] RAPPAPORT, T. S.; Comunicações sem fio Princípios e práticas, 2ª edição, Editora Prentice Hall, 2009.
- [4] YACOUB, M. D.; Foundations of Mobile Radio Engineering, Editora CRC Press, 1991.
- [5] XIONG, F.; Digital Modulation Techniques, Artech House, 2000.
- [6] HAYKIN, S.; Communication System, 4<sup>th</sup> ed., John Wiley & Sons, 2001.
- [7] CAMPOPIANO, C. H.; GLAZER, B. G.; A Coherent Digital Amplitude and Phase Modulation System, IRE Trans. Comm., vol. 10, mar 1962.
- [8] FAZEL, K.; KAISER, S.; Multi-Carrier and Spread Spectrun Systems – From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX, 2<sup>nd</sup> ed., Wiley, 2008.
- [9] KHAN, F.; LTE for 4G Mobile Broadband Air Interface Technologies and Performance, Cambridge University Press, 2009.
- [10] HUI, L.; GUOQING, L.; OFDM-Based Broadband Wireless Networks Design and Optimization, Wiley Interscience, 2005.
- [11] HARA, S.; PRASAD, R.; Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications, Artech House, 2003.
- [12] FERREIRA, O.; Análise do Desempenho da Tecnologia OFDM para Sistemas Móveis de Quarta Geração, Dissertação de Mestrado, UFF, 2010.
- [13] HAYKIN, S.; MOHER, M.; Sistemas de Comunicação, 5ª ed., Bookman, 2011.
- [14] Proakis, J. G.; Salehi, M., Digital Communications, 4<sup>th</sup> ed., McGraw Hill, 2000.
- [15] PANARO, J., S., G.; Apostila Transmissão Digital em Canais AWGN, UFF, 2011
- [16] TAUB, H.; SCHILLING, D., L.; Principles of Communication Systems, McGraw Hill, 1971.
- [17] CLARK, K., K.; HESS, D., T.; Communication Circuits: Analysis and Design, Addison-Wesley Publishing Company, 1971