



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC)/DECOM

Lucas Emerson dos Reis Garcia

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA OFDM EM UM CANAL COM EFEITO DOPPLER E PREFIXO CÍCLICO CURTO

Campinas
2015

Lucas Emerson dos Reis Garcia

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA OFDM EM UM CANAL COM EFEITO DOPPLER E PREFIXO CÍCLICO CURTO

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Celso de Almeida

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO LUCAS EMERSON DOS REIS GARCIA, E ORIENTADA PELO PROF. DR. CELSO DE ALMEIDA

Campinas
2015

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

G165a Garcia, Lucas Emerson dos Reis, 1989-
Análise de desempenho de um sistema OFDM em um canal com efeito doppler e prefixo cíclico curto / Lucas Emerson dos Reis Garcia. – Campinas, SP : [s.n.], 2015.

Orientador: Celso de Almeida.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. OFDM. 2. Avaliação de desempenho. I. Almeida, Celso de. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: OFDM system performance analysis in a channel with doppler effect and short cyclic prefix

Palavras-chave em inglês:

OFDM

Performance analysis

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Títuloção: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Celso de Almeida [Orientador]

Cristhof Johann Roosen Runge

Renato Baldini Filho

Data de defesa: 23-11-2015

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Lucas Emerson dos Reis Garcia

Data da Defesa: 23 de novembro de 2015

Título da Tese: Análise de Desempenho de um Sistema OFDM em um Canal com Efeito Doppler e Prefixo Cíclico Curto.

Prof. Dr Celso de Almeida (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Cristhof Johann Roosen Runge (FT/UNICAMP)

Prof. Dr. Renato Baldini Filho (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

AOS MEUS FAMILIARES: PAIS, IR-
MÃOS E AVÓ, POR ME ENSINA-
REM OS VERDADEIROS VALORES DA
VIDA.

Agradecimentos

Agradeço,

Em primeiro lugar a Deus, pelas bênçãos alcançadas e todos os ensinamentos obtidos ao longo do mestrado na vida pessoal e profissional, e por permitir a realização de mais um sonho.

Aos meus pais, Simone e Everaldo, aos meus irmãos, Bruno, Gabriela e Otávio, por todo amor e confiança em mim, e por serem a razão do meu viver.

Ao meu orientador, professor e amigo Celso de Almeida pelas valiosas orientações, conselhos sobre a vida quando estive doente, e troca de experiências ao longo deste período de convivência. Meu muito obrigado pela oportunidade e confiança em mim.

Aos membros da banca examinadora pelos comentários, sugestões e contribuições, que ajudaram a melhorar a qualidade e a redação final deste trabalho.

Aos amigos: Juan, Pâmela, Lailson, Carol, Carito, Henry, Nathy, Esdras, Daniel, e Cristian pela amizade sincera que foi construída e que irá perdurar por toda vida.

Aos amigos de infância: Ramon, Gustavo, Douglas, Rodolpho, Nathaniel e João Paulo por incentivarem e acreditarem no meu potencial desde sempre. Um carinho especial a minha namorada Carine por me guiar nos caminhos certos, por seu amor e paciência nos momentos difíceis.

Aos demais colegas do Departamento de Comunicações a ótima convivência.

À CAPES pelo apoio financeiro.

À FEEC/UNICAMP pela excelente qualidade de ensino e estrutura de trabalho de pesquisa.

Resumo

O uso da técnica OFDM, multiplexação por divisão em frequências ortogonais, tem sido uma das principais técnicas utilizadas de acesso ao meio para sistemas de comunicações sem fio, por garantir ao sinal transmitido maior robustez aos efeitos causados pela dispersão, pelo espectro de amplitude não-uniforme e também pelo desvanecimento seletivo de um canal e proporcionar assim altas taxas de dados. Porém, para que os efeitos da dispersão do canal não interfiram nos símbolos transmitidos, é utilizado um intervalo de guarda composto pela parte final de um símbolo no seu início, denominado de prefixo cíclico. Entretanto, quando uma célula se torna grande em extensão, este prefixo se torna curto para anular os efeitos de dispersão. Na primeira parte deste trabalho, é avaliado os efeitos causados pelo uso do prefixo cíclico curto, na taxa de erro de bit média, em relação aos parâmetros reais de um sistema OFDM, como largura de banda do sinal, número de subportadoras, duração da dispersão do canal e do prefixo cíclico. As análises foram feitas utilizando modulações M-PSK e M-QAM, em um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* com ruído AWGN, através de um modelo proposto conhecido como modelo de Smith. Foram considerados também os efeitos do deslocamento da frequência central de transmissão de cada percurso causados pela movimentação da estação móvel, conhecido como efeito Doppler. Em uma segunda parte, este trabalho obtém a taxa de erro de bit média para sistemas OFDM em função de parâmetros reais. Os resultados obtidos são de extrema importância e servem como ferramenta muito útil para prever qual a taxa de erro de bit média em sistemas que utilizam a técnica OFDM, como por exemplo WiMAX e LTE.

Palavras-chave: OFDM. Prefixo cíclico curto. Tempo de dispersão do canal . Largura de banda do sinal. Número de subportadoras. Extensão do prefixo cíclico. Desvanecimento *Rayleigh*. Efeitos Doppler.

Abstract

The technique OFDM, orthogonal frequency-division multiplexing, has been the principal technique used for access control of wireless systems ensuring higher robustness against the channel impairments to provide high data rate. However, the channel dispersion does not interfere in the transmitted symbols, it is used a guard interval composed by the symbol final part translated to its beginning, called cyclic prefix. However, when a cell becomes big in extension, this prefix becomes short to eliminate the dispersion effects. In the first part of this work the effects caused by short cyclic prefix are obtained in terms of the mean bit error rate by considering real parameters of OFDM systems, like bandwidth of signal, number of subcarriers, dispersion time of channel and extension of cyclic prefix. These analyses are made utilizing M-PSK and M-QAM modulations in a slow fading Rayleigh channel with AWGN noise by using the Smith channel model. The displacement of the central frequency caused by mobile station movement is named Doppler effects. In a second part of this work the average bit error rate for OFDM systems by considering the Doppler effects is obtained. The results obtained are of utmost importance and serve to predict the average bit error rate of systems using OFDM technique, as for example WiMAX and LTE.

Key-words: OFDM. Short Cyclic Prefix. Channel Time Dispersion. Signal Bandwidth. Number of Subcarriers. Extension of the cyclic prefix. *Rayleigh* fading. Doppler effects.

Lista de Figuras

2.1	Forma de onda Transmitida para a Modulação BPSK para uma Sequência binária.	19
2.2	Constelações BPSK e QPSK.	20
2.3	Constelações 16 QAM e 64 QAM.	20
2.4	Cluster de Células com $N_c = 7$	21
2.5	Função densidade de probabilidade gaussiana.	23
2.6	Sinal recebido com a inserção de um ruído AWGN.	23
2.7	Exemplo da resposta ao impulso de um canal com múltiplos percursos variante no tempo.	24
2.8	Modelo de Canal Contínuo com Desvanecimento Lento e Plano no Domínio do Tempo e ruído AWGN.	25
2.9	a)Função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal: dispersão temporal. b)Densidade espectral de potência: banda de coerência.	26
2.10	Função de dispersão do canal do tipo exponencial negativo.	27
2.11	Função densidade de probabilidade <i>Rayleigh</i> para $\sigma = 0, 5, 1$ e 2	28
2.12	Efeito Doppler causado pelo deslocamento da estação móvel.	29
2.13	Densidade espectral Doppler.	30
2.14	Modelo de canal de Smith.	31
2.15	Modelo simplificado de uma transmissão BPSK através de um canal com ruído AWGN.	32
2.16	Desempenho da modulação BPSK em um canal com ruído AWGN.	32
2.17	Desempenho de uma modulação BPSK em um canal com ruído AWGN e desvanecimento do tipo <i>Rayleigh</i>	33
2.18	Desempenho da modulação 16-QAM em um canal com ruído AWGN.	34
2.19	Desempenho da modulação 16-QAM em um canal com desvanecimento do tipo <i>Rayleigh</i>	35
2.20	Transformação de um canal seletivo em um canal plano através do esquema de acesso por múltiplas portadoras.	36
2.21	Transmissor de sinal OFDM utilizando um banco de moduladores.	37
2.22	Espectro do Sinal OFDM.	37
2.23	Receptor OFDM utilizando banco de demoduladores.	38
2.24	Adição do prefixo cíclico.	39

2.25	Autocorrelação em um sistema OFDM com 16 subportadoras e prefixo cíclico suficiente de $\nu = 4$	40
2.26	Esquema de implementação digital de um sistema OFDM.	41
3.1	Efeitos do aumento da extensão da célula no PC escolhido.	45
3.2	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e $T_{pc,curto} = 3,3 \mu s$	46
3.3	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 5, 10, 20$ e 40 MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e $T_{pc} = 2,4 \mu s$	47
3.4	Patamar da BER versus B para $T_c = 4 \mu s$, $L = 512$ subportadoras, $T_{pc} = 2 \mu s$ e B variando de 5 até 40 MHz.	47
3.5	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 4 \mu s$, $L = 128, 256, 512, 1024$ e 2048 subportadoras, e $T_{pc} = 2 \mu s$	48
3.6	Patamar de BER versus L para $T_c = 3 \mu s$, $B = 20$ MHz e $T_{pc} = 1,5 \mu s$	48
3.7	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 5$ MHz, $T_c = 5 \mu s$, $L = 256$ subportadoras e $T_{pc} = 1, 2, 3, 4$ e $5 \mu s$	49
3.8	Patamar da BER versus T_{pc} para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3 \mu s$	49
3.9	Patamar da BER versus T_{pc} para $B = 20$ MHz e $L = 1024$ subportadoras. No primeiro caso $T_c = 2,3 \mu s$ enquanto que no segundo caso $T_c = 4,3 \mu s$	50
3.10	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 15$ MHz, $T_c = T_{pc} \geq 3,3 \mu s$, e $L = 512$ subportadoras.	51
3.11	Patamar da BER versus Duração do PC utilizando-se as equações (3.6) e (3.7) e resultados de simulação para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3 \mu s$	52
3.12	BER total versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 512$ subportadoras, e $T_{pc} = 1,5 \mu s$. Comparação entre (3.8) e Simulação. Região Linear.	52
3.13	BER total versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras, e $T_{pc} = 2,6 \mu s$. Comparação entre (3.9) e Simulação. Região não-linear.	53
3.14	Patamar da BER versus Duração do PC utilizando-se as equações (3.10) e (3.11) e resultados de simulação para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3,1 \mu s$	54
3.15	Patamar da BER versus Duração do PC utilizando-se as equações (3.14) e (3.15) e resultados de simulação para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3,1 \mu s$	55
4.1	Deslocamento em frequência causados pelo deslocamento da estação móvel.	57
4.2	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $V_D = 0, 25, 50, 100, 200, 400$ e 800 km/h, com PC grande o suficiente.	59
4.3	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $V_D = 800$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 1024$ subportadoras, com PC suficiente e $B = 5, 10, 20$ e 40 MHz.	59
4.4	BER versus B com PC suficiente, $V_D = 300$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 512$ subportadoras, $B = 5, 10, 20$ e 40 MHz, e $\overline{\gamma}_b = 15$ dB.	60
4.5	BER versus $\overline{\gamma}_b$, $V_D = 20, 40, 80, 160, 320$ e 640 km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 256$ subportadoras, $T_{pc} = T_c = 3,0 \mu s$ e $B = 10$ MHz.	60

4.6	BER versus V_D , $T_c = T_{pc} = 3\mu s$, $f_c = 2$ GHz, $L = 256$ subportadoras, $B = 10$ MHz, e $\overline{\gamma}_b = 20$ dB.	61
4.7	BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $V_D = 100$ km/h, $f_c = 2,5$ GHz, $L = 128, 256, 512, 1024$ e 2048 subportadoras, com PC suficiente e $B = 5$ MHz.	61
4.8	BER versus $\overline{\gamma}_b$, $V_D = 150$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 128$ subportadoras, $T_{pc} = 2, 4$ e $8 \mu s$, $T_c = 2 \mu s$ e $B = 5$ MHz.	62
4.9	BER versus $\overline{\gamma}_b$, $V_D = 60$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 1024$ subportadoras, $T_{pc} = T_c = 1, 5, 3, 6$ e $12 \mu s$ e $B = 5$ MHz.	63
4.10	BER versus T_{pc} e T_c , $V_D = 60$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 1024$ subportadoras, $B = 5$ MHz, e $\overline{\gamma}_b = 20$ dB.	63
4.11	BER versus $\overline{\gamma}_b$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 1024$ subportadoras, $T_c = 3, 0 \mu s$, $T_{pc} = 2, 5 \mu s$ e $B = 20$ MHz.	64
4.12	BER média total versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 3, 3 \mu s$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 2,5$ GHz, $L = 512$ subportadoras, e $T_{pc} = 1, 5 \mu s$	65
4.13	BER média total versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 3, 3 \mu s$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 2,5$ GHz, $L = 512$ subportadoras, e $T_{pc} = 2, 5 \mu s$	66
4.14	Patamar da BER na presença dos efeitos Doppler versus Duração do PC utilizando-se a equação (4.7) e resultados de simulação para $B = 20$ MHz, $T_c = 3, 3 \mu s$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 256$ subportadoras e T_{pc} variando de $0, 1 \mu s$ a $3, 1 \mu s$	66
4.15	Patamar da BER na presença dos efeitos Doppler versus Duração do PC utilizando-se a equação (4.8) e resultados de simulação para $B = 10$ MHz, $T_c = 3, 3 \mu s$, $V_D = 100$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0, 1 \mu s$ a $3, 1 \mu s$	67

Lista de Abreviaturas e Siglas

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (multiplexação por divisão em frequências ortogonais)
BER	Bit Error Rate (taxa de erro de bit)
NLOS	Non Line Of Sight (sem linha de visada)
DFT	Discrete Fourier Transform (transformada discreta de Fourier)
SNR	Signal to Noise Ratio (razão sinal ruído)
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access (interoperabilidade mundial para acesso de micro-ondas)
LTE	Long Term Evolution (evolução de longo prazo)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (modulação por deslocamento de fase binário)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (ruído aditivo gaussiano branco)
ISI	Inter Symbol Interference (interferência inter-simbólica)
ICI	Inter Carrier Interference (interferência entre subportadoras)
PAM	Pulse Amplitude Modulation (modulação por amplitude de pulso)
PSK	Phase Shift Keying (modulação por deslocamento de fase)
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying (modulação por deslocamento de fase em quadratura)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (modulação por amplitude e quadratura)
PDF	Probability Density Function (função densidade de probabilidade)
FFT	Fast Fourier Transform (transformada rápida de Fourier)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform (transformada inversa rápida de Fourier)
CP	Cyclic Prefix (prefixo cíclico)
LPF	Low Pass Filter (filtro passa-baixas)
ZF	Zero Forcing (equalizador ZF)
LAN	Local Area Network (rede de área local)
TAP	(derivações do canal)

⊗	convolução do tipo circular
f_c	frequência central de transmissão
M	ordem da modulação empregada
EM	estação móvel
V_D	velocidade de deslocamento do usuário

N_0	densidade espectral de potência unilateral
μ_n	média de uma variável aleatória
σ_n	desvio padrão de uma variável aleatória
$y(t)$	sinal recebido
$x(t)$	sinal transmitido
$n(t)$	ruído aditivo gaussiano branco
E_b	energia de bit
$\alpha_n(t)$	atenuação no domínio do tempo
$\theta_n(t)$	fase do sinal
$\tau_n(t)$	atraso de sinal
ΔT_R	intervalo de resolução temporal do receptor
B	largura de banda total
B_s	largura de banda de cada subportadora
T_c	dispersão temporal do canal
T_{pc}	duração do prefixo cíclico
$S_h(\Delta f)$	densidade espectral de potência do canal
L	número de subportadoras totais
L_d	número de subportadoras que carregam dados úteis
PC	prefixo cíclico
G	fração do prefixo cíclico
N_{TAP}	número de derivações do canal
B_c	banda de coerência
$f_{d,m}$	desvio Doppler máximo
f_d	frequência Doppler
N	número de pontos da FFT
R	taxa de dados
T_s	intervalo de símbolo
ν	número de amostras do prefixo cíclico
ξ	potência de transmissão
$\overline{\gamma}_b$	relação sinal ruído média
P_b	probabilidade de erro de bit
$P_{b,L}$	probabilidade de erro de bit do trecho linear
$P_{b,NL}$	probabilidade de erro de bit do trecho não-linear
$P_{b,t,L}$	probabilidade de erro de bit do trecho linear total
$P_{b,t,NL}$	probabilidade de erro de bit do trecho não-linear total
$P_{b,DOP}$	probabilidade de erro de bit na presença do efeito Doppler

Sumário

1	Introdução Geral	16
	Introdução Geral	16
1.1	Objetivos	16
1.2	Estrutura do Trabalho	17
2	Conceitos Básicos	18
2.1	Introdução	18
2.2	Modulações Digitais	18
2.2.1	Modulação PSK	18
2.2.2	Modulação QAM	19
2.3	Redes Celulares	20
2.4	Modelo de Canal	22
2.4.1	Ruído Aditivo	22
2.4.2	Desvanecimento	22
2.4.3	Desvanecimento Correlacionado	24
2.4.4	Distribuição do Desvanecimento Rayleigh	27
2.4.5	Deslocamento Doppler	28
2.4.6	Modelo de Canal de Smith	30
2.4.7	Desempenho em um Canal com Ruído AWGN da Modulação BPSK	31
2.4.8	BPSK com Desvanecimento	32
2.4.9	Desempenho em um Canal com Ruído AWGN da Modulação QPSK	33
2.4.10	QPSK com Desvanecimento	34
2.4.11	Desempenho em um Canal com Ruído AWGN da Modulação M-QAM	34
2.4.12	M-QAM com Desvanecimento	35
2.5	OFDM	35
2.5.1	Esquema de Acesso por Múltiplas Portadoras Ortogonais	36
2.5.2	Convolução circular	38
2.5.3	Prefixo Cíclico	39
2.5.4	Implementação Digital	41
2.5.5	ISI e ICI	42

3	Análise de Desempenho de um Sistema OFDM com Prefixo Cíclico	44
	Curto	
3.1	Introdução	44
3.2	Descrição do Sistema	45
3.2.1	Relação entre a BER Média e a Banda	46
3.2.2	Relação entre a BER Média e o Número de Subportadoras	47
3.2.3	Relação entre a BER Média e a Duração do Prefixo Cíclico	48
3.3	Resultados e Discussões	50
3.3.1	Resultados e Discussões para a Modulação BPSK	50
3.3.2	Resultados e Discussões para as Modulações M-PSK e M-QAM	53
4	Análise de Desempenho de um Sistema OFDM mais os Efeitos Doppler	56
4.1	Introdução	56
4.2	Descrição do Sistema	57
4.2.1	Efeitos de um Canal Doppler em um Sistema OFDM	58
4.2.2	Relação entre a Banda e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler	59
4.2.3	Relação entre V_D e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler	60
4.2.4	Relação entre o Número de Subportadoras e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler	61
4.2.5	Relação entre T_{pc} e T_c com a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler	62
4.2.6	Relação entre PC Insuficiente e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler	63
4.3	Resultados e Discussões	64
4.3.1	Resultados e Discussões para a Modulação BPSK	64
4.3.2	Resultados e Discussões para as Modulações M-PSK e M-QAM	65
5	Conclusões Finais	69
5.1	Trabalhos Futuros	69
	Bibliografia	71

Introdução Geral

Atualmente, os serviços de banda larga móvel tornaram-se muito requisitados no mundo das telecomunicações, onde cada vez mais, os usuários demandam altas taxas de transmissão de dados com baixo atraso e boa qualidade de serviço. Porém, transmitir altas taxas de dados através de um canal rádio móvel não é uma tarefa trivial. Muitas técnicas de transmissão vem sendo aprimoradas ao longo dos anos. Há 30 anos, realizar conversas telefônicas utilizando aparelhos móveis era caro, difícil e dispendioso. Porém, nos dias atuais se tornou um serviço básico, pois os usuários desejam navegar na *internet*, trocar mensagens instantâneas e utilizar outros serviços, todos ao mesmo tempo e na palma da mão. Conforme as necessidades foram sendo supridas, a tecnologia foi evoluindo e novas formas de otimizar as transmissões por um canal de comunicação foram sendo descobertas.

Uma técnica que vem ganhando espaço neste meio é conhecida como OFDM (do inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A transmissão através de um canal rádio móvel é quase sempre sem linha de visada (do inglês NLOS - *Non line Of Sight*), e esta técnica vem ganhando espaço, pois reduz a influência dos efeitos de um canal com multipercursos. O OFDM é basicamente uma técnica de multiplexação. Em sistemas de portadora única, um desvanecimento seletivo em frequência ou um sinal interferente pode fazer um enlace inteiro falhar, mas em um sistema com multiportadoras, somente uma pequena parte das subportadoras é afetada. Outro ponto muito importante do OFDM é a sua facilidade de implementação em *hardware*, pois basicamente o transmissor e o receptor é composto por dispositivos capazes de realizar a transformada discreta de Fourier (do inglês DFT - *Discrete Fourier Transform*). Outra vantagem importante é a possibilidade de aumentar o desempenho de modo significativo pela adaptação da taxa de dados por subportadora de acordo com a relação sinal ruído (do inglês SNR - *Signal to Noise Ratio*).

É importante destacar que a técnica OFDM já faz parte de padrões atuais como *Wi-MAX* (do inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*), *LTE* (do inglês *Long Term Evolution*) (Andrews 2007) e no padrão europeu, japonês e brasileiro de TV digital.

1.1 Objetivos

O objetivo desta dissertação é avaliar os efeitos do uso do prefixo cíclico curto em sistemas OFDM em termos da taxa de erro de bit média para as modulações M-PSK e

M-QAM. Também em um de um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* com efeitos Doppler, em função de parâmetros reais de um sistema OFDM.

1.2 Estrutura do Trabalho

Os capítulos desta dissertação estão organizados da seguinte forma.

O capítulo 2 apresenta os conceitos básicos de um sistema de transmissão digital utilizando a técnica OFDM. Descreve as modulações BPSK, QPSK e M-QAM e o desempenho de cada modulação em canais com ruído e desvanecimento. Apresenta o modelo completo de canal proposto por Smith, composto por ruído AWGN, desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* correlacionado e com efeito Doppler.

O capítulo 3 analisa os efeitos do prefixo cíclico curto em sistemas OFDM utilizando modulações M-PSK e M-QAM em um canal com desvanecimento do tipo *Rayleigh* e ruído AWGN. Neste capítulo os efeitos do prefixo cíclico curto são obtidos utilizando o método de modelagem matemática conhecido como *fitting*, onde todos os parâmetros do sistema são variados, exceto o parâmetro de interesse. Assim, foram obtidas equações que modelam a taxa de erro de bit média em função de parâmetros reais de um sistema OFDM.

O capítulo 4 apresenta equações que modelam a taxa de erro de bit média em sistemas OFDM utilizando modulações M-PSK e M-QAM em um canal com desvanecimento do tipo *Rayleigh* e ruído AWGN além dos efeitos Doppler causados pelo deslocamento da estação móvel. Utilizando também a técnica de *fitting*, foi encontrada uma equação que modela a taxa de erro de bit média em função dos parâmetros reais de um sistema OFDM.

O capítulo 5 apresenta as conclusões finais desta dissertação, assim como propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Introdução

Neste capítulo, apresentaremos os conceitos básicos de um sistema de comunicações sem fio utilizando a técnica OFDM. Primeiramente serão apresentadas as modulações mais utilizadas em sistemas OFDM, depois a modelagem de canais por onde trafegam os sinais de interesse. Em seguida, serão apresentados os conceitos básicos sobre OFDM e sua implementação digital, e finalmente, os conceitos de interferência inter simbólica (ISI) e interferência entre subportadoras (ICI).

2.2 Modulações Digitais

Em qualquer sistema de transmissão digital passa-faixa é necessário utilizar uma portadora, onde a portadora tem o papel fundamental de transladar os dados de interesse para uma frequência central de transmissão $f_c \neq 0$. O conceito de modulação vem diretamente do fato de se utilizar uma portadora, e existem muitas maneiras de modular a portadora em frequência, como por exemplo através da alteração da amplitude (ASK), da fase (PSK), simultaneamente da amplitude e fase (QAM) ou da frequência (FSK) da portadora. Destas modulações, as mais eficientes são a PSK e a QAM.

Para comparar a eficiência de cada modulação é considerado o parâmetro de eficiência espectral, ϵ , que é definida entre a razão da taxa de bits transmitidos, R_b , com a largura de banda do canal B , assim temos que:

$$\epsilon = \frac{R_b}{B} \quad (2.1)$$

que tem como unidade $bits/s/H_z$.

2.2.1 Modulação PSK

A modulação por mudança de fase da portadora (do inglês PSK - *Phase Shift Keying*) carrega a informação digital transmitida embutida na fase da portadora. Das modulações PSK, as mais importantes são a BPSK e QPSK. Na modulação BPSK, quando há a transição de um bit 0 para um bit 1 ou de um bit um para o bit 0, a portadora altera sua fase

em 180° . Resumindo, a modulação BPSK consiste em variar a fase da portadora de acordo com o bit transmitido. Esta variação é conhecida como PSK binário ou também como BPSK (do inglês BPSK - Binary Phase Shift Keying). Quando há uma sequência de bits repetidos, ou seja, uma sequência de uns ou zeros, a portadora continua a ser transmitida com a mesma fase. Um exemplo desta modulação pode ser visto na Fig. 2.1. A modulação BPSK é muito utilizada nos canais de sinalização de sistemas OFDM por apresentar maior robustez em termos de desempenho, quando comparada às outras modulações.

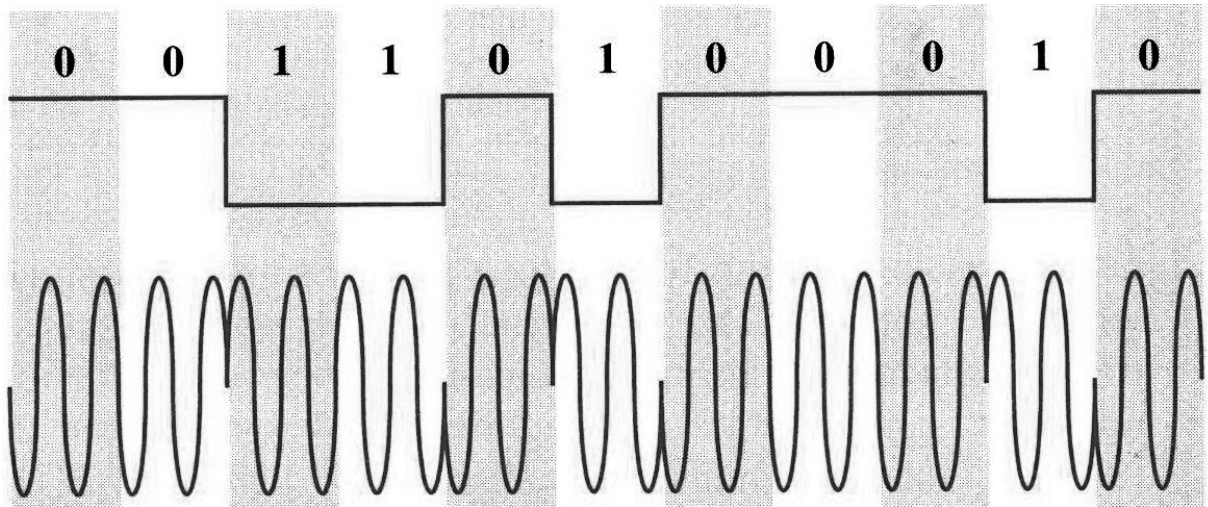


Figura 2.1: Forma de onda Transmitida para a Modulação BPSK para uma Sequência binária.

Na modulação de fase é possível utilizar 4 fases da portadora, caso esse conhecido como QPSK (do inglês QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*) ou PSK quaternário. Como nesta modulação utilizamos dois bits para modular a portadora, existem 4 tipos de símbolos distintos que podem ser utilizados, ou seja, podemos transmitir 2 bits por símbolo. Para o QPSK é possível transmitir dois bits por símbolo, enquanto que no BPSK só é possível transmitir apenas um bit por símbolo, ou seja, o QPSK tem o dobro da eficiência espectral do caso BPSK. No QPSK como é possível quatro tipos de símbolos distintos possíveis, a portadora pode assumir quatro valores de fases diferentes, sendo eles 45° , 135° , 225° e 315° . A Fig. 2.2 ilustra o diagrama de fase e quadratura (IQ) demonstrando as possíveis combinações de fases para dois bits em comparação com a modulação BPSK, que transmite apenas um bit por símbolo.

2.2.2 Modulação QAM

A modulação de amplitude em quadratura (do inglês QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*), é a modulação em que os símbolos são mapeados com diferentes fases e amplitudes no plano IQ. Diferentemente da modulação PSK, onde todos os símbolos têm a mesma amplitude no plano IQ. Ao se aumentar o número de símbolos utilizados na modulação QAM, ou seja, quanto maior for a ordem da modulação QAM, mais suscetível ao ruído essa modulação se torna. A Fig. 2.3 apresenta as constelações das modulações 16 QAM e 64 QAM, onde a modulação 64 QAM, gasta mais energia e portanto é mais afetada pelo ruído.

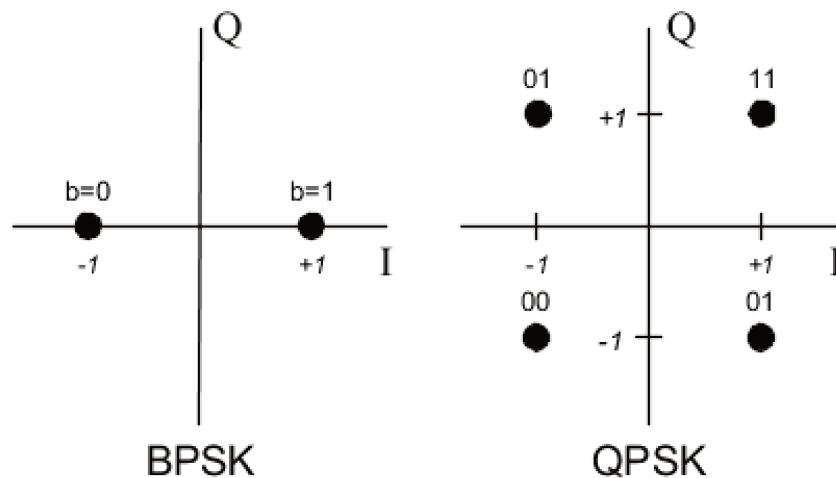


Figura 2.2: Constelações BPSK e QPSK.

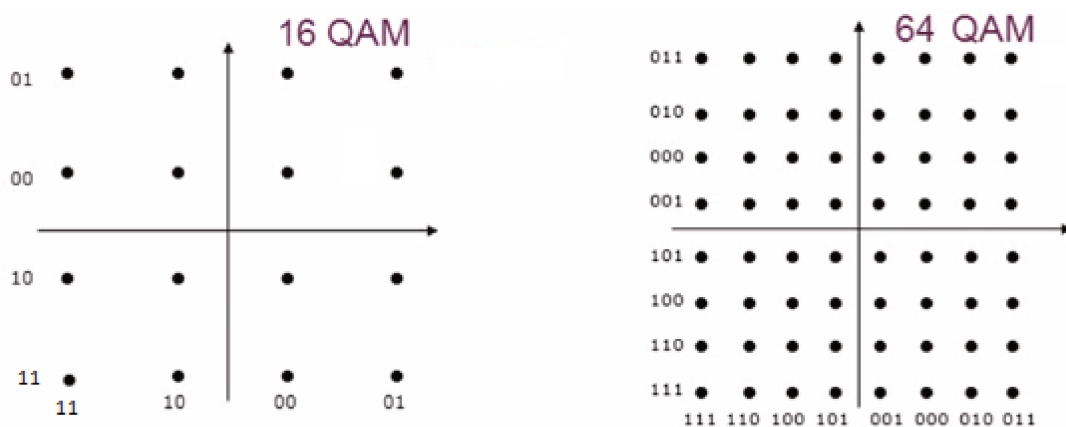


Figura 2.3: Constelações 16 QAM e 64 QAM.

As modulações mais utilizadas em sistemas de comunicações que utilizam a técnica OFDM são BPSK, QPSK e M-QAM, onde $M = 16, 64$ e 256 , que representa a ordem da modulação empregada.

2.3 Redes Celulares

Em um projeto de uma rede celular é preciso atender uma grande área de cobertura para os seus usuários. Em uma célula circular temos uma estação rádio base que se comunica com as estações móveis que são atendidas conforme a cobertura que célula oferece. O espectro de frequências é limitado e a demanda por um serviço que utiliza o meio sem fio pode ser alta. Para atender todos os usuários em uma região com um certo padrão de qualidade, a técnica de divisão celular tem sido amplamente utilizada. A técnica de dividir uma grande célula com alta potência, em várias com menor potência, onde cada célula menor oferece a cobertura de uma determinada área menor utiliza o conceito de rede celular. Em cada célula é utilizada uma parte do número de canais disponíveis de todo o sistema. As células vizinhas utilizam outro grupo de canais e assim por diante, onde as

alocações dos grupos de canais são realizadas de modo que as interferências entre células sejam minimizadas. Assim, espaçando de forma sistemática as células e seus respectivos grupos de canais, de forma que as interferências de co-canal entre as células estejam dentro de um limite aceitável, podemos reutilizar quantas vezes for necessário o grupo de canais totais disponíveis (Rappaport 1996).

O planejamento da divisão do número de canais por célula dentro de um sistema celular é chamado de reutilização de canais ou planejamento de frequência. O grupo de células que utilizam todos os canais é denominado *Cluster*, onde cada *Cluster* tem tamanho N_c . A Fig. 2.4 mostra uma região dividida em células, onde cada célula com a mesma denominação utiliza o mesmo grupo de canais e o *Cluster* é identificado pelo conjunto de 7 células delimitado pela linha em negrito.

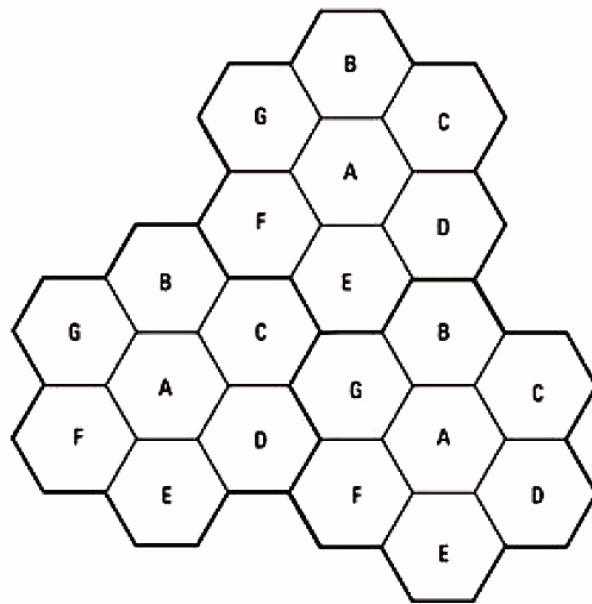


Figura 2.4: Cluster de Células com $N_c = 7$.

Em algumas análises a figura geométrica hexagonal é a melhor escolha para modelar uma rede celular, pois subdivide uma área total em células sem deixar lacunas entre as mesmas, e é a figura que mais se aproxima do padrão de radiação circular. Uma célula deve ser projetada para atender inclusive as estações móveis mais distantes, ou seja, usuários que se encontram na borda da célula. Uma das técnicas para aumentar a vazão de dados da célula com um padrão mínimo de qualidade é a técnica de modulação adaptativa, onde uma modulação de maior ordem é empregada para os usuários que se encontram mais próximos da estação rádio base, como por exemplo as modulações QAM, e para os usuários mais distantes é empregada uma modulação de ordem menor, como por exemplo BPSK.

Uma rede celular é dimensionada através do número totais de canais e da capacidade deste sistema. Supondo que uma rede celular possua um total de S canais disponíveis para uso, e que cada cluster tem N_c células, então o número de canais de rádio por célula

pode ser expresso como:

$$k = \frac{S}{N_c} \quad (2.2)$$

Se este *cluster* for replicado M vezes dentro de uma cidade, a capacidade total pode ser medida em termos do número de canais duplex disponíveis totais, através de:

$$C = MS = MkN_c \quad (2.3)$$

O tamanho de um *Cluster* é normalmente igual a 1, 3, 4, 7 ou 12.

2.4 Modelo de Canal

Um canal sem fio produz diversos efeitos no sinal recebido, tais como adição de ruído e de desvanecimento. Há também, alteração na frequência central de transmissão, f_c quando a estação móvel, EM se desloca a uma velocidade, V_D . A seguir, apresentaremos as características do canal e suas peculiaridades que causam degradação no sinal recebido.

2.4.1 Ruído Aditivo

O ruído aditivo gaussiano branco (do inglês AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) é um modelo básico para o ruído térmico e balístico em canais de comunicações. O ruído AWGN será considerado neste trabalho como um ruído que está presente em toda faixa de frequência com densidade espectral bilateral de potência $N_0/2$ [W/Hz]. A função densidade de probabilidade (do inglês PDF *Probability Density Function*) do ruído é gaussiana, dada por (Papoulis & Pillar 2002):

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2.4)$$

onde σ_n^2 é sua variância.

A Fig. 2.5 representa a função densidade de probabilidade de uma variável gaussiana. A Fig. 2.6 representa a adição do ruído ao sinal transmitido: em que o sinal recebido total é dado por:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (2.5)$$

onde $x(t)$ é o sinal transmitido.

A quantidade de sinal-ruído em um sistema de transmissão digital é dada pela relação sinal ruído (do inglês SNR - *Signal to Noise Ratio*), onde temos a razão de potência do sinal desejado e do ruído. A SNR também pode ser expressa como a razão entre a energia de bit (E_b) com a densidade espectral (N_0) vezes a eficiência espectral (Barry, Lee & Masserschmitt 2004).

2.4.2 Desvanecimento

Um canal rádio móvel é comumente caracterizado por múltiplos percursos causados pela difração, reflexão e espalhamento de um sinal transmitido, efeitos esses causados por

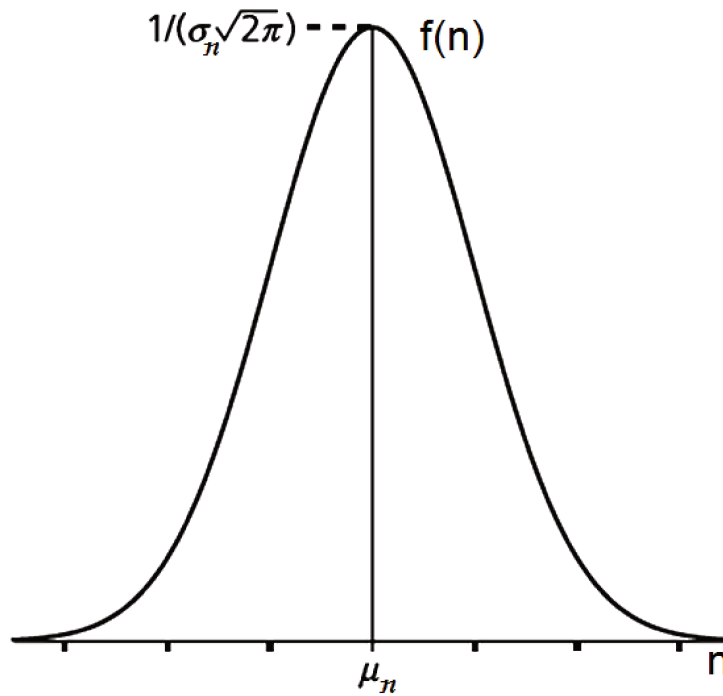


Figura 2.5: Função densidade de probabilidade gaussiana.

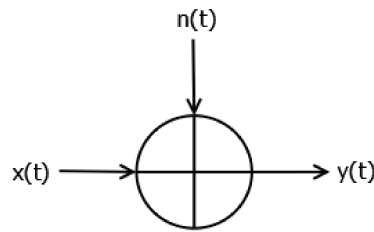


Figura 2.6: Sinal recebido com a inserção de um ruído AWGN.

obstáculos próximos. Estes objetos geralmente são móveis, e por este motivo, o canal é variante no tempo. Assim, a dispersão temporal ocorre pelas várias réplicas de um mesmo sinal que chegam em um receptor, como pode ser visto na Fig. 2.7. A dispersão temporal também varia com o tempo, pois os objetos refletoras e/ou espalhadores mudam de lugar. Assim, cada percurso tem uma atenuação $\alpha_n(t)$, uma fase $\theta_n(t)$ e um atraso $\tau_n(t)$, todos eles em função do tempo, pois o canal é variante no tempo. A amplitude resultante dos múltiplos percursos é conhecida como desvanecimento (de Almeida n.d.). Veremos posteriormente em uma subseção específica os efeitos causados pelo deslocamento do usuário, conhecido como efeito Doppler.

Quando consideramos um canal com desvanecimento, alguns parâmetros têm que ser conhecidos. O intervalo de resolução temporal de um receptor ΔT_R é um parâmetro importante a ser conhecido. Considerando que um receptor tenha uma largura de banda B , o intervalo de resolução temporal do receptor é dado por:

$$\Delta T_R \approx \frac{1}{B} \quad (2.6)$$

Onde para melhor entendimento da equação (2.6), temos que ΔT_R significa que todos os sinais que chegam ao receptor nesse intervalo de tempo serão aglutinados em um único

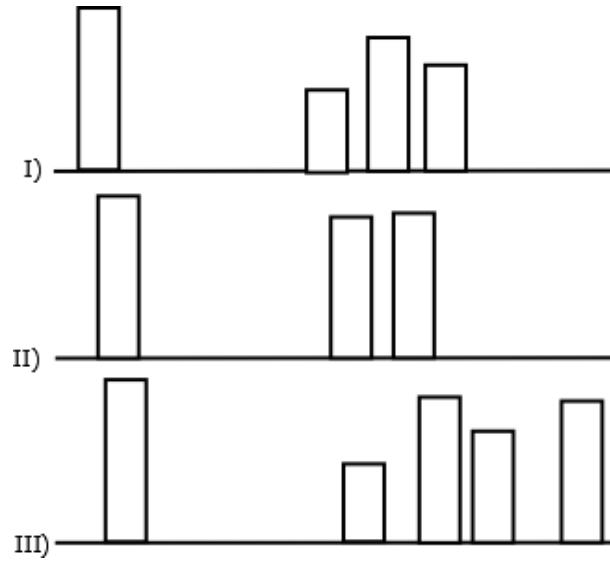


Figura 2.7: Exemplo da resposta ao impulso de um canal com múltiplos percursos variante no tempo.

sinal.

A dispersão temporal do canal T_c é a medida da correlação entre pulsos bastante estreitos enviados por um canal, ou seja, é a medida da duração temporal dos múltiplos percursos existentes nesse canal. Tal parâmetro é de extrema importância a ser conhecido, pois, para que não haja interferência entre os símbolos OFDM transmitidos devemos saber qual o intervalo de guarda.

Ao fazer a transformada de Fourier da função de dispersão temporal temos a densidade espectral de potência do canal $S_h(\Delta f)$. A banda de coerência B_c é a caracterização de um canal com múltiplos percursos no domínio da frequência, ou seja, como a relação entre T_c e B_c é uma simples transformada de Fourier. Assim, podemos definir B_c como:

$$B_c \approx \frac{1}{T_c} \quad (2.7)$$

Analisando a equação (2.7) podemos concluir que quanto maior for a dispersão temporal do canal menor será sua banda de coerência.

A Fig. 2.8 apresenta um modelo de canal contínuo com desvanecimento lento e plano no domínio do tempo e ruído AWGN, onde o sinal recebido, $y(t)$, é dado por:

$$y(t) = \alpha(t)x(t) + n(t) \quad (2.8)$$

onde o sinal transmitido é afetado por $\alpha(t)$ que é a amplitude do desvanecimento mais o ruído $n(t)$. Observe que o desvanecimento é uma função do tempo e é além disso correlacionado.

2.4.3 Desvanecimento Correlacionado

Neste trabalho consideraremos desvanecimento correlacionado, pois, a diferença em frequência entre duas subportadoras consecutivas em um sistema OFDM é pequena. Na

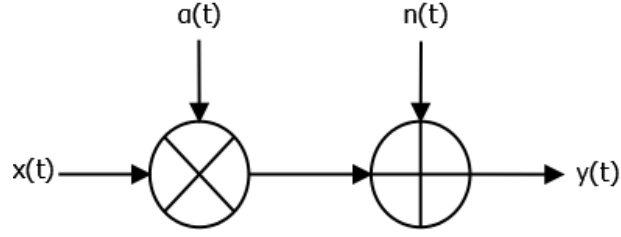


Figura 2.8: Modelo de Canal Contínuo com Desvanecimento Lento e Plano no Domínio do Tempo e ruído AWGN.

maioria dos trabalhos, por questão de facilidade, são considerados desvanecimentos descorrelacionados para todas as subportadoras, o que não representa a realidade. O grau de correlação dos desvanecimentos entre as subportadoras depende do espaçamento no domínio da frequência entre as subportadoras e da banda de coerência do canal (Angélico 2003).

Considerando a resposta ao impulso do canal equivalente passa-baixas $h(\tau, t)$ como uma função aleatória complexa, e assumindo que o canal com múltiplos percursos depende apenas de Δt e não de t , então o mesmo é estacionário no sentido amplo. Com essas considerações, a função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal equivalente passa-baixas é dada por:

$$R_h(\tau, \Delta t) = \frac{1}{2} \overline{h_{pb}(\tau, t) h_{pb}^*(\tau + \Delta\tau, t + \Delta t)} \quad (2.9)$$

A equação (2.9) calcula a correlação do canal em função do atraso $\Delta\tau$ e da variação temporal Δt . Para analisar a equação (2.9) em função do atraso τ devemos fazer $\Delta t = 0$. Assim teremos a função que analisa a correlação do atraso do canal conhecida como função de dispersão do canal (do inglês *"multipath intensity profile"*), dada por:

$$R_h(\tau) = R_h(\tau, 0) = \frac{1}{2} \overline{h_{pb}(\tau, t) h_{pb}^*(\tau + \Delta\tau, t)} \quad (2.10)$$

A equação (2.10) é a medida de correlação de vários pulsos bastante estreitos que chegam ao receptor. A Fig. 2.9(a) mostra um exemplo de função de dispersão, onde o intervalo temporal em que a equação (2.10) é diferente de zero, é denominada dispersão temporal dada por T_c e a Fig. 2.9(b) representa a densidade espectral de potência do canal que é a transformada de Fourier de $R_h(\tau)$. O intervalo de frequência em que $|S_h(\Delta f)|$ é diferente de zero é denominado banda de coerência.

Ao se considerar a banda de coerência temos dois casos, o primeiro caso ocorre quando a largura espectral do sinal transmitido é maior que a banda de coerência do canal. Neste caso, o canal é dito seletivo em frequência. O segundo caso ocorre quando a largura espectral do sinal transmitido é menor que a banda de coerência do canal. Com isto temos um canal do tipo não-seletivo em frequência ou plano.

Em um canal seletivo em frequência, se dividirmos a dispersão do canal pela resolução temporal temos o número de percursos resolvíveis pelo receptor N_{TAP} , dado por:

$$N_{TAP} = \text{int} \left(\frac{T_c}{\Delta T_R} \right) + 1 \quad (2.11)$$

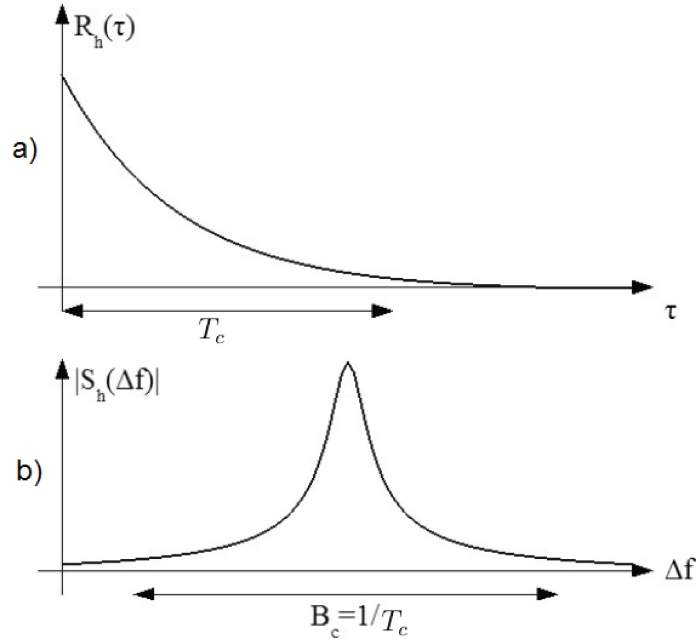


Figura 2.9: a) Função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal: dispersão temporal. b) Densidade espectral de potência: banda de coerência.

onde int é a parte inteira do resultado da divisão. A equação (2.11) também pode ser interpretada como o número de derivações de um canal seletivo em frequência. Em modelos de simulações, esse parâmetro é muito importante, pois, ao relacionar o tempo de dispersão do canal com o intervalo de resolução do receptor, saberemos a quantidade de derivações que o sinal transmitido irá enfrentar até chegar ao receptor.

Podemos também relacionar o número de derivações de um canal seletivo no domínio da frequência por:

$$N_{TAP} = int \left(\frac{B}{B_c} \right) + 1 \quad (2.12)$$

onde B é a largura de banda do sinal e B_c é a banda de coerência.

Para um canal plano temos que $T_c < \Delta T_R$, ou que $B < B_c$, com isso, o número de derivações do canal será $N_{TAP} = 1$ (de Almeida n.d.).

Um canal seletivo em frequência não tem um desvanecimento constante em toda banda do sinal. O modelo de desvanecimento correlacionado utilizado neste trabalho é conhecido como modelo de *Naftali*, o qual foi criado por este engenheiro durante o desenvolvimento do padrão de comunicação sem fio IEEE 802.11a. O principal ponto deste modelo é o uso da função de dispersão do canal (do inglês *power delay profile*) com perfil exponencial decrescente. A resposta complexa impulsiva deste canal equivalente passa-baixas é obtida através da soma de duas variáveis aleatórias gaussianas:

$$h_k = x_k + jy_k \quad k = 0, 1, 2, \dots, k_f - 1. \quad (2.13)$$

onde x_k e y_k são variáveis aleatórias gaussianas de média 0 e variância σ^2 .

A variância σ_k^2 é obtida através de (de Almeida n.d.):

$$\sigma_k^2 = \sigma_0^2 e^{-kT_s/T_{c,RMS}} \quad (2.14)$$

onde T_s é o tempo de amostragem do sinal e $T_{c,RMS}$ é o espalhamento temporal RMS (do inglês *root-mean-square delay spread*). $T_{c,RMS}$ é a média temporal ou espacial das medições de resposta ao impulso consecutivas (Rappaport 1996).

O valor de σ_0^2 é dado por:

$$\sigma_0^2 = 1 - e^{-T_s/T_{c,RMS}} \quad (2.15)$$

A equação (2.15) foi deduzida à partir da informação que a resposta impulsiva do canal tem potência média unitária, $\sum_k |h_k|^2 = 1$. Assim:

$$\sum_k |h_k|^2 = \sum_k \sigma_k^2 = \sigma_0^2 \sum_k e^{-kT_s/T_{c,RMS}} = \sigma_0^2 \frac{1}{1 - e^{-T_s/T_{c,RMS}}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, k_f - 1. \quad (2.16)$$

Igualando o resultado final obtido em (2.16) a potência média unitária, temos o resultado de (2.15).

Um bom valor para para truncar o k final, k_f , é $k_f = 10T_{c,RMS}/T_s$, pois substituindo este valor em (2.14) temos $\sigma_{k_f}^2 = 4,54 \cdot 10^{-5} \sigma_0^2$.

A Fig. 2.10 mostra um perfil de atraso que utiliza o modelo exponencial negativo normalizado em função da variação temporal discreta k .

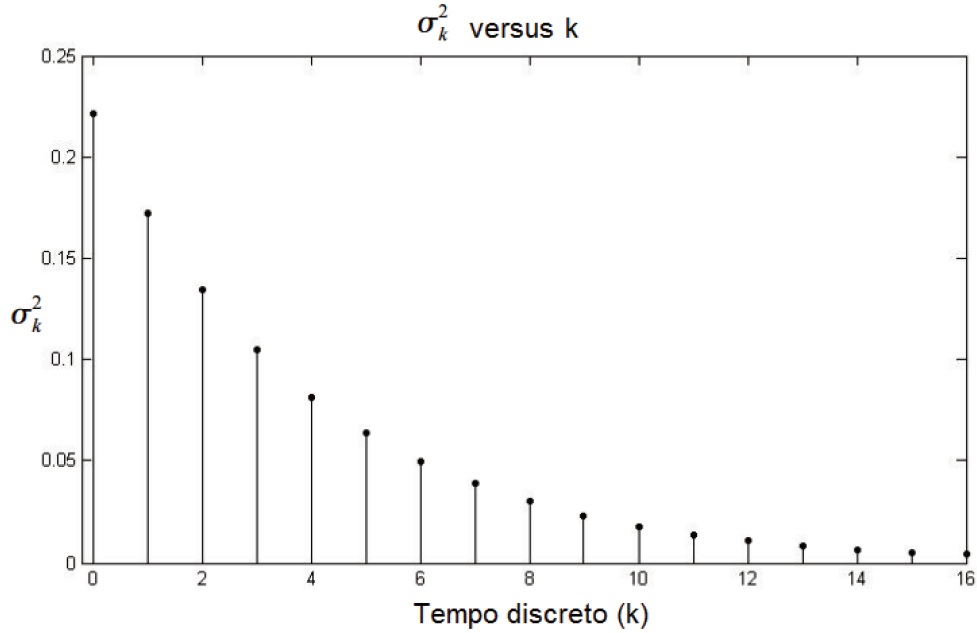


Figura 2.10: Função de dispersão do canal do tipo exponencial negativo.

2.4.4 Distribuição do Desvanecimento Rayleigh

A fase de cada percurso pode mudar de 2π radianos quando o atraso T_c muda de $1/f_c$. Se f_c for grande, pequenos movimentos relativos do meio podem causar mudança de 2π radianos. Uma vez que a distância entre o transmissor e o receptor é muito maior que um comprimento de onda, podemos assumir que a fase é distribuída de maneira uniforme entre 0 e 2π radianos e as fases de cada percurso são independentes (Adeel & Muaz

2011). Quando há um grande número de percursos, aplicando o teorema central do limite, cada percurso pode ser modelado como uma variável aleatória complexa com distribuição gaussiana que varia com o tempo. Neste modelo o desvanecimento do canal apresenta função densidade de probabilidade *Rayleigh*, que é dada por (Tse & Viswanath 2005):

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} & \alpha \geq 0 \\ 0 & \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

onde $2\sigma^2$ é a potência média do sinal recebido antes da detecção da envoltória. O modelo de desvanecimento *Rayleigh* é utilizado no caso onde não existe linha de visada entre o transmissor e o receptor e quando há um grande número de refletores.

A Fig. 2.11 representa a função densidade de probabilidade da distribuição *Rayleigh* para $\sigma = 0,5, 1$ e 2 .

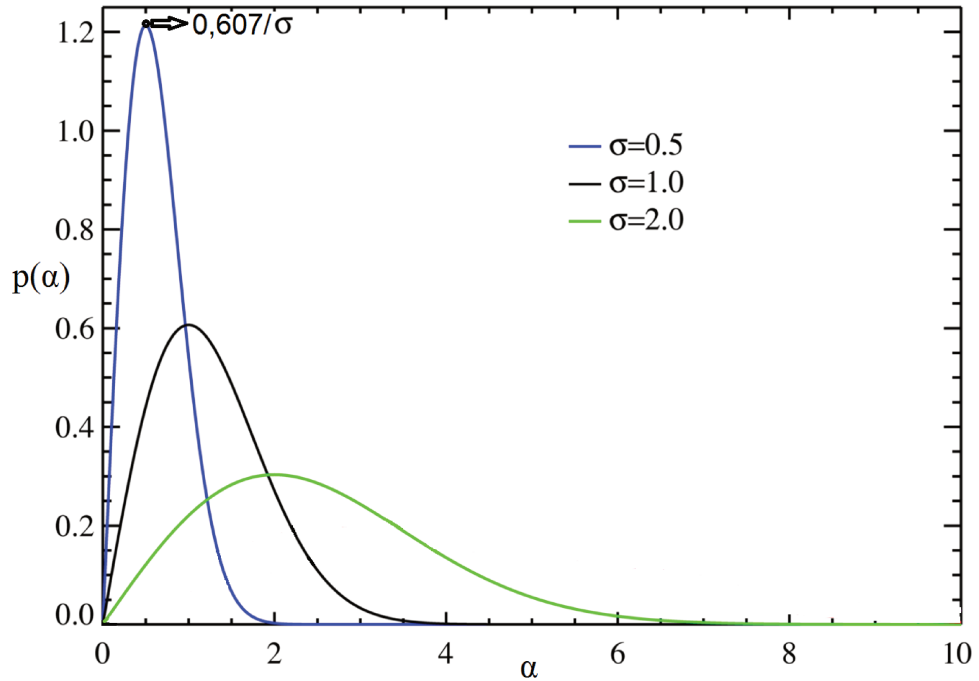


Figura 2.11: Função densidade de probabilidade *Rayleigh* para $\sigma = 0,5, 1$ e 2 .

2.4.5 Deslocamento Doppler

Considerando que uma estação móvel EM se desloca a uma velocidade V_D , ao longo de um caminho com extensão d entre os pontos A e B em que recebe um sinal de uma estação rádio base ERB conforme mostra a Fig. 2.12. A diferença de comprimento da ERB até a EM nos pontos A e B é $\Delta l = d \cos(\theta) = V_D \Delta t \cos(\theta)$, onde Δt é o tempo de deslocamento que a estação móvel leva para ir do ponto A para o ponto B, consideramos que θ é o mesmo nos pontos A e B, pois a distância entre a ERB e a EM é maior que d . Podemos concluir que a mudança de fase do sinal recebido causada pela diferença de comprimento do caminho é dada por:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi V_D \Delta t}{\lambda} \cos(\theta) \quad (2.18)$$

onde λ é o comprimento de onda da portadora.

Assim, temos que a mudança na frequência central de transmissão, ou deslocamento Doppler é dado por (Rappaport 1996):

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{V_D}{\lambda} \cos(\theta) \quad (2.19)$$

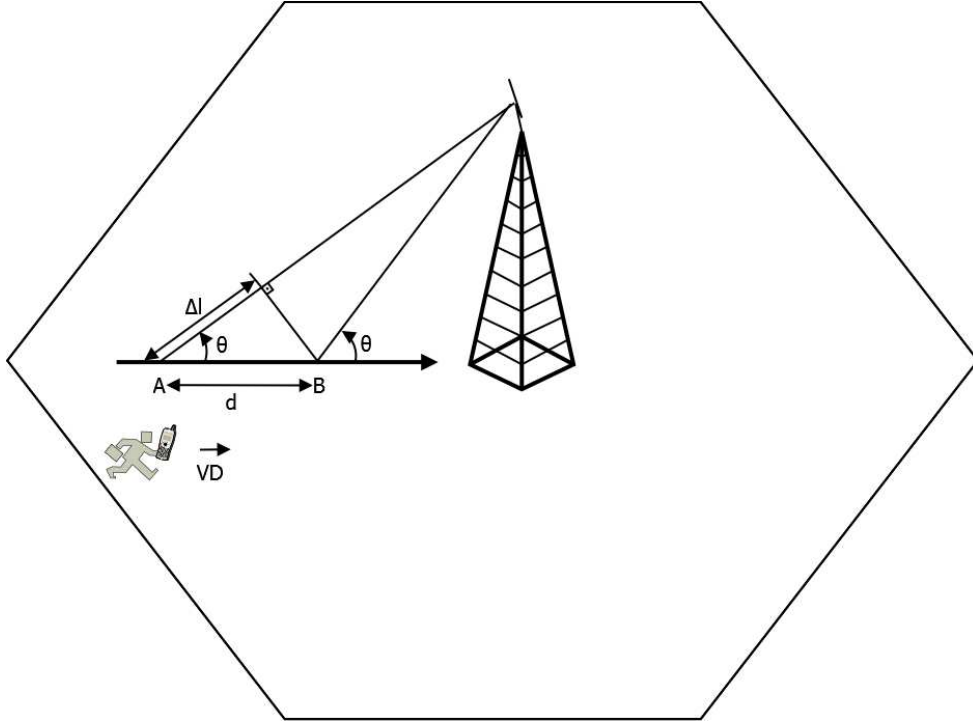


Figura 2.12: Efeito Doppler causado pelo deslocamento da estação móvel.

A equação (2.19) apresenta a relação entre o deslocamento Doppler e a velocidade da estação móvel em conjunto com o ângulo entre a direção do movimento da EM e o ângulo de incidência da onda. Analisando a equação (2.19) podemos ver que se a estação móvel se deslocar no sentido da ERB temos um aumento na frequência da portadora, e se a estação móvel se deslocar no sentido contrário da ERB temos uma diminuição na frequência central de transmissão (Schellmann & Haustein 2008).

A densidade espectral de potência Doppler foi determinada por Clarke e Gans. Segundo a análise de Clarke e Gans foi suposto que o sinal chega ao receptor de todas as direções possíveis, que o receptor utiliza um dipolo de comprimento $\lambda/4$ e que o desvio Doppler máximo é igual a $f_{d,m}$. Considerando todos esses parâmetros, pode-se mostrar que a densidade espectral de potência devido ao espalhamento Doppler é dada por (Rappaport 1996):

$$S(f) = \frac{1,5}{\pi f_{d,m} \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_{d,m}}\right)^2}} \quad (2.20)$$

onde $f_{d,m} = V_D/\lambda$.

A Fig. 2.13 mostra a densidade espectral de potência obtido por Clarke e Gans, observando que nas frequências $f_c \pm f_{d,m}$ a densidade espectral de potência vai para o infinito.

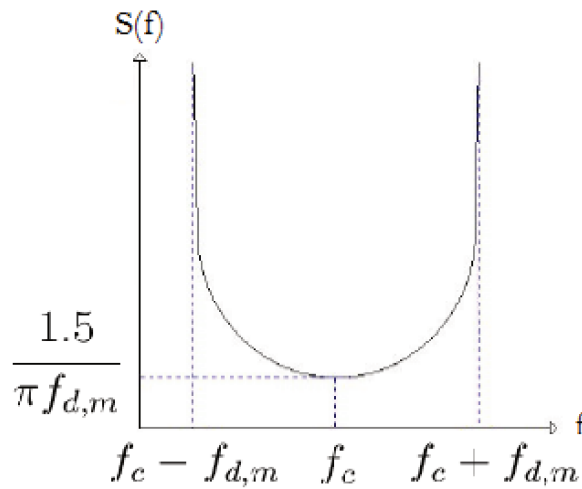


Figura 2.13: Densidade espectral Doppler.

2.4.6 Modelo de Canal de Smith

O modelo de canal de Smith é muito útil quando desejamos simular um canal com múltiplos percursos (Proakis 1995). O modelo desenvolvido por Smith permite que parâmetros reais sejam inseridos em modelos de simulações.

O modelo desenvolvido pode ser implementado da seguinte forma:

- Especificar o número de pontos no domínio da frequência N usado para representar a raiz quadrada da densidade espectral de potência $\sqrt{S(f)}$ (N geralmente é escolhido como uma potência de dois);
- Determinar qual o valor para o deslocamento Doppler máximo em frequência $f_{d,m}$;
- Calcular o espaçamento de frequência entre linhas espectrais adjacentes utilizando $\Delta f = 2f_{d,m}/(N - 1)$;
- Vamos utilizar Δf para calcular a duração de tempo de uma forma de onda atenuada dada por $T = 1/\Delta f$;
- Gerar variáveis gaussianas complexas para $N/2$ componentes de frequências positivas;
- Gerar as componentes de frequência negativa a partir das componentes de frequência positiva, tomando o seu complexo conjugado;
- Multiplicar o conjunto total pelo espectro $\sqrt{S(f)}$;
- Realizar a IFFT sobre os sinais obtidos no domínio da frequência a partir das componentes em fase e quadratura, obtendo assim duas séries de tamanho N no domínio do tempo;
- Elevar ao quadrado cada série de tamanho N e somá-las ponto a ponto;

- Realizar a raiz quadrada do sinal obtido na etapa anterior. Assim, temos a amplitude do desvanecimento *Rayleigh*, apropriadamente correlacionado no tempo.

A Fig. 2.14 mostra o esquemático dos passos anteriormente citados.

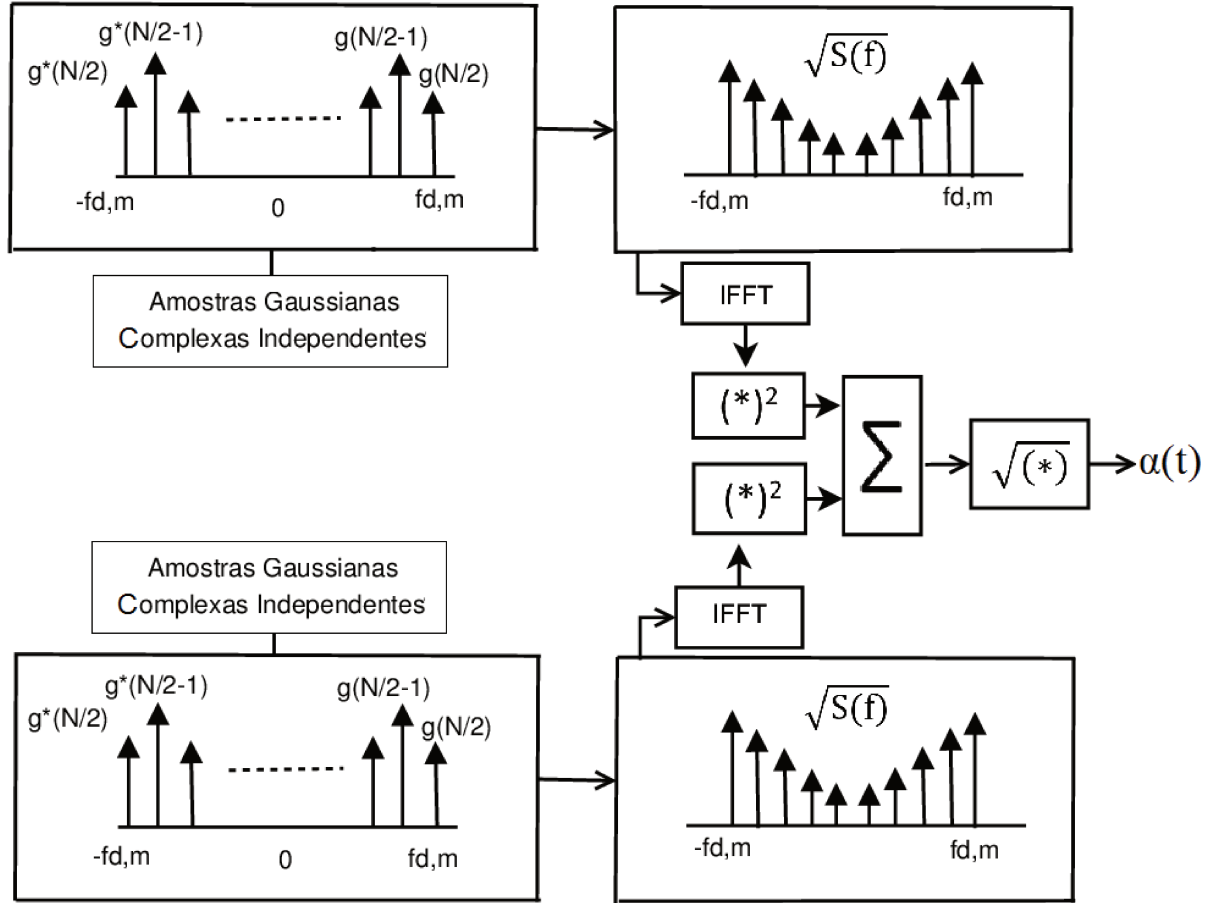


Figura 2.14: Modelo de canal de Smith.

2.4.7 Desempenho em um Canal com Ruído AWGN da Modulação BPSK

A Fig. 2.15 apresenta um diagrama simplificado de transmissão e recepção através de um canal com ruído AWGN utilizando modulação BPSK.

A probabilidade de erro de bit para a modulação BPSK através de um canal contendo apenas ruído AWGN é dada por (Proakis 1995):

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.21)$$

onde $E_b/N_0 = A^2 T_b / 2N_0$, sendo A a amplitude do sinal modulado e T_b é o tempo de duração de bit. O desempenho é mostrado na Fig. 2.16.

Para analisar o desempenho de uma transmissão BPSK através de um canal com ruído AWGN e desvanecimento do tipo *Rayleigh* devemos supor a existência de circuitos

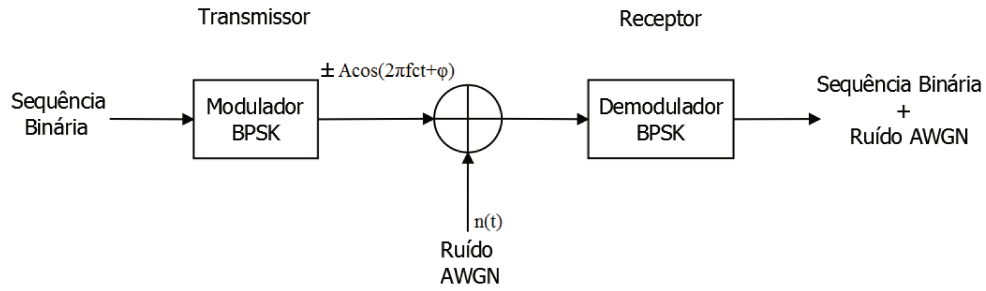


Figura 2.15: Modelo simplificado de uma transmissão BPSK através de um canal com ruído AWGN.

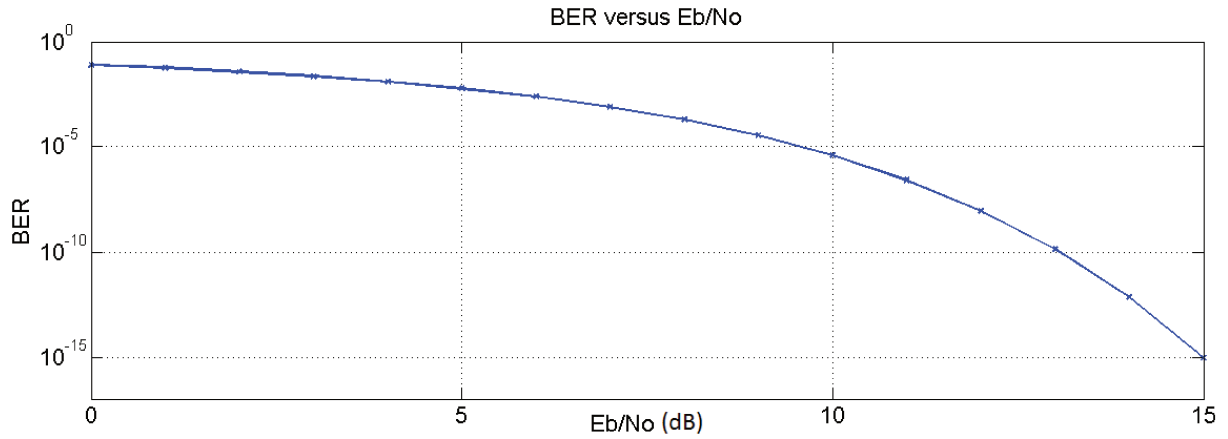


Figura 2.16: Desempenho da modulação BPSK em um canal com ruído AWGN.

entrelaçadores, que têm o objetivo de quebrar surtos de erros causados pelo desvanecimento que é correlacionado no tempo. Quando não há desvanecimento, a relação sinal-ruído é dada por E_b/N_0 .

2.4.8 BPSK com Desvanecimento

Porém, quando há a presença do desvanecimento essa relação é dada por (de Almeida n.d.):

$$\gamma_b(t) = \alpha^2(t) \frac{E_b}{N_0} \quad (2.22)$$

O desvanecimento é uma função que varia com o tempo, portanto a relação sinal-ruído e a probabilidade de erro também variam com o tempo. Para um determinado valor de α temos um valor de γ_b . Assim a probabilidade de erro de bit instantânea pode ser obtida através de:

$$P_{b|\gamma_b} = Q\left(\sqrt{2\gamma_b(t)}\right) \quad (2.23)$$

Adotando que o desvanecimento é uma variável aleatória *Rayleigh*, temos que a relação sinal-ruído, γ_b , é uma variável aleatória exponencial negativa (de Almeida n.d.), dada por:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma_b} e^{-\gamma_b/\gamma_b} \quad (2.24)$$

e a relação sinal-ruído média é dada por:

$$\overline{\gamma_b} = \overline{\alpha^2} \frac{E_b}{N_0} \quad (2.25)$$

onde $\overline{\alpha^2} = 2\sigma_\alpha^2$.

Através das relações matemáticas anteriores podemos enfim calcular a probabilidade de erro de bit média através do cálculo do valor médio, dado por:

$$P_b = \int_0^\infty P_{b|\gamma_b}(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (2.26)$$

Usando (2.23) e (2.24) em (2.26), podemos obter a probabilidade de erro de bit média para a modulação BPSK com desvanecimento *Rayleigh* como:

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma_b}}{\overline{\gamma_b} + 1}} \right) \quad (2.27)$$

O desempenho dado por (2.27) é mostrado na Fig. 2.17.

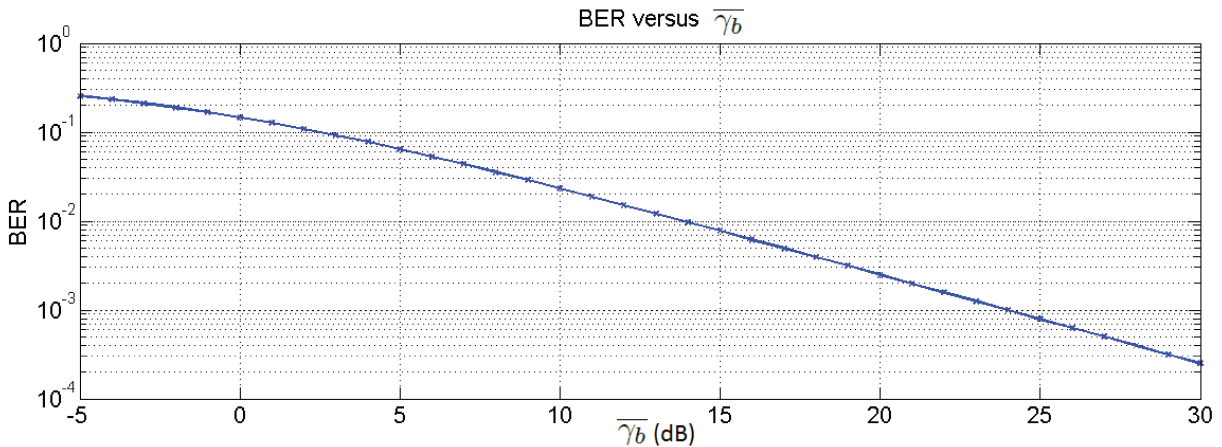


Figura 2.17: Desempenho de uma modulação BPSK em um canal com ruído AWGN e desvanecimento do tipo *Rayleigh*.

2.4.9 Desempenho em um Canal com Ruído AWGN da Modulação QPSK

A modulação 4-PSK, conhecida também como QPSK ou PSK quaternário é a modulação mais importante dentre as modulações por fase. A modulação QPSK equivale a duas modulações BPSK simultâneas, uma transmitida em fase e outra em quadratura.

Podemos analisar facilmente o desempenho da modulação QPSK utilizando um simples cálculo de probabilidade. Considere p como a probabilidade de errar o bit da componente em fase ou da componente em quadratura. Assim, a probabilidade de erro de símbolo QPSK é igual à probabilidade de errarmos pelo menos um bit das componentes em fase e em quadratura. Assim:

$$\begin{aligned} P_s &= 1 - (1 - p)^2 \\ &= 2p(1 - p) + p^2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

onde $(1 - p)^2$ é a probabilidade de acertar ambos os bits.

Para transformar a probabilidade de erro de símbolo em probabilidade de erro de bit, podemos observar que $p(1 - p)$ é a probabilidade de errar em apenas uma componente, e que o termo p^2 equivale a errar nas duas componentes. Utilizando a codificação de Gray, para cada componente errada temos o erro de um bit de cada dois bits transmitidos, e no caso de errarmos as duas componentes temos dois bits errados de cada dois bits transmitidos. Assim, a probabilidade de erro de bit para a modulação QPSK, dada por:

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{1}{2}2p(1 - p) + \frac{2}{2}p^2 \\ &= p \end{aligned} \quad (2.29)$$

ou seja, a probabilidade de erro de bit para a modulação QPSK é exatamente igual a probabilidade de erro de bit da modulação BPSK, porém com o dobro da eficiência espectral.

2.4.10 QPSK com Desvanecimento

A equação (2.27) determina a probabilidade de erro de bit para a modulação QPSK em um canal com ruído AWGN e desvanecimento do tipo *Rayleigh* e o gráfico é o mesmo da Fig. 2.17.

2.4.11 Desempenho em um Canal com Ruído AWGN da Modulação M-QAM

O desempenho da modulação M-QAM em um canal com ruído AWGN é dado por (de Almeida n.d.):

$$P_b \approx \frac{4}{\log_2 M} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M - 1} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.30)$$

onde o desempenho dado por (2.30) é mostrado na Fig. 2.18 para a modulação 16-QAM.

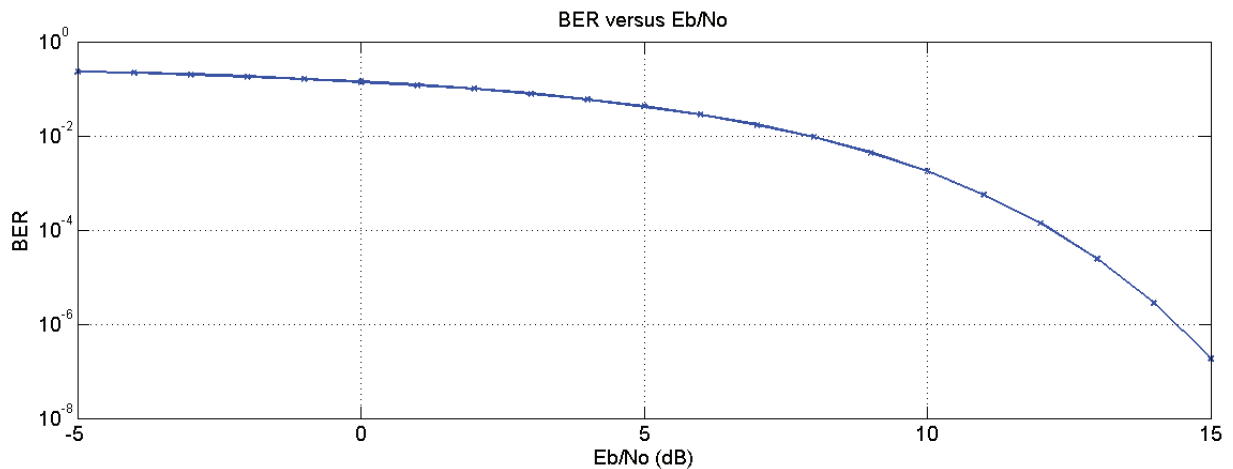


Figura 2.18: Desempenho da modulação 16-QAM em um canal com ruído AWGN.

2.4.12 M-QAM com Desvanecimento

O desempenho da modulação M-QAM em um canal com desvanecimento do tipo *Rayleigh* é dado por:

$$P_b \approx \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{\frac{3}{2} \frac{\log_2 M}{M-1} \overline{\gamma_b}}{1 + \frac{3}{2} \frac{\log_2 M}{M-1} \overline{\gamma_b}}} \right) \quad (2.31)$$

onde o desempenho dado por (2.31) é mostrado na Fig. 2.19 para a modulação 16-QAM.

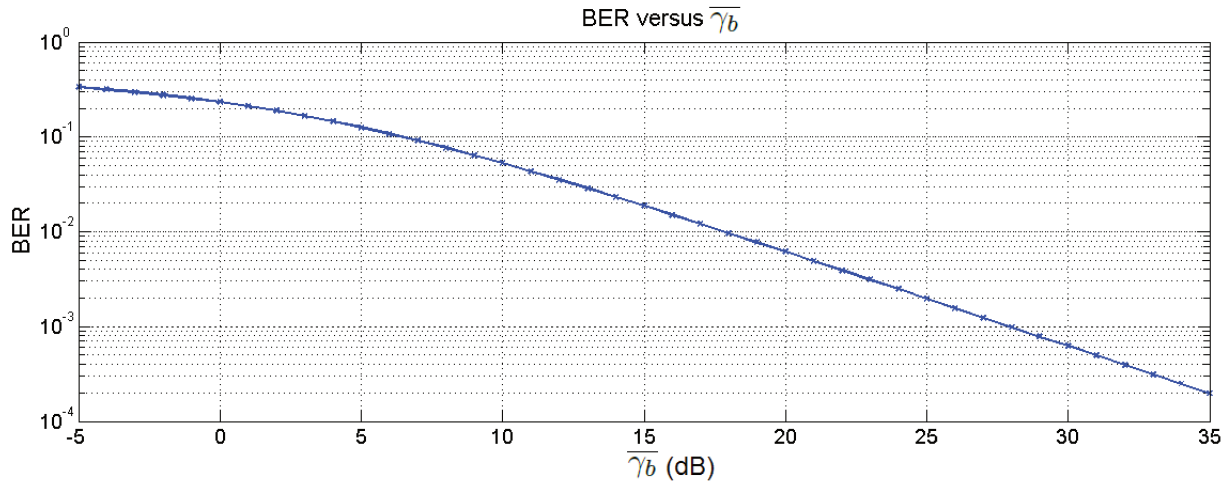


Figura 2.19: Desempenho da modulação 16-QAM em um canal com desvanecimento do tipo *Rayleigh*.

2.5 OFDM

Multiplexação ortogonal por divisão em frequências (do inglês OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma técnica de modulação por multiportadoras ortogonais que vem sendo utilizada atualmente, seja em comunicações com fio ou sem fio, pelo fato de dar ao sinal transmitido maior robustez em relação aos efeitos causados pelo canal. Tecnologias como *WiMAX* (do inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*), *LTE* (do inglês *Long Term Evolution*) e os padrões de TV digital brasileiro, europeu e japonês utilizam o OFDM como esquema de acesso (Holma & Toskala 2011).

Um sistema OFDM pode ser implementado da forma digital utilizando basicamente a transformada rápida de Fourier inversa (do inglês IFFT- *Inverse Fast Fourier Transform*) no transmissor, e no receptor a transformada rápida de Fourier direta (do inglês FFT- *Fast Fourier Transform*). Porém, para que um sistema OFDM funcione da melhor maneira possível, algumas técnicas suplementares devem ser inseridas no sistema considerando alguns conceitos. Por exemplo, devido à dispersão temporal do canal, temos que inserir uma guarda no símbolo transmitido para que não haja interferência entre símbolos, e em sistemas OFDM essa guarda é preenchida com a cópia da parte do final do símbolo para o seu começo. Esta cópia é conhecida como prefixo cíclico (do inglês CP - *Cyclic Prefix*). Estas técnicas serão discutidas nas próximas seções para melhor entendimento.

2.5.1 Esquema de Acesso por Múltiplas Portadoras Ortogonais

O esquema de acesso por múltiplas portadoras consiste em transmitir um conjunto de símbolos de forma paralela em diversas subportadoras. O número de subportadoras, L , é escolhido de forma com que a banda de cada subportadora, $B_s = B/L$, seja muito menor que a banda de coerência do canal, B_c , fazendo assim com que um canal seletivo em frequência se torne plano para cada subportadora (Bahai & Saltzberg 1999). A Fig. 2.20 ilustra como o aumento do número de subportadoras torna o canal seletivo em frequência em um canal plano para cada subportadora.

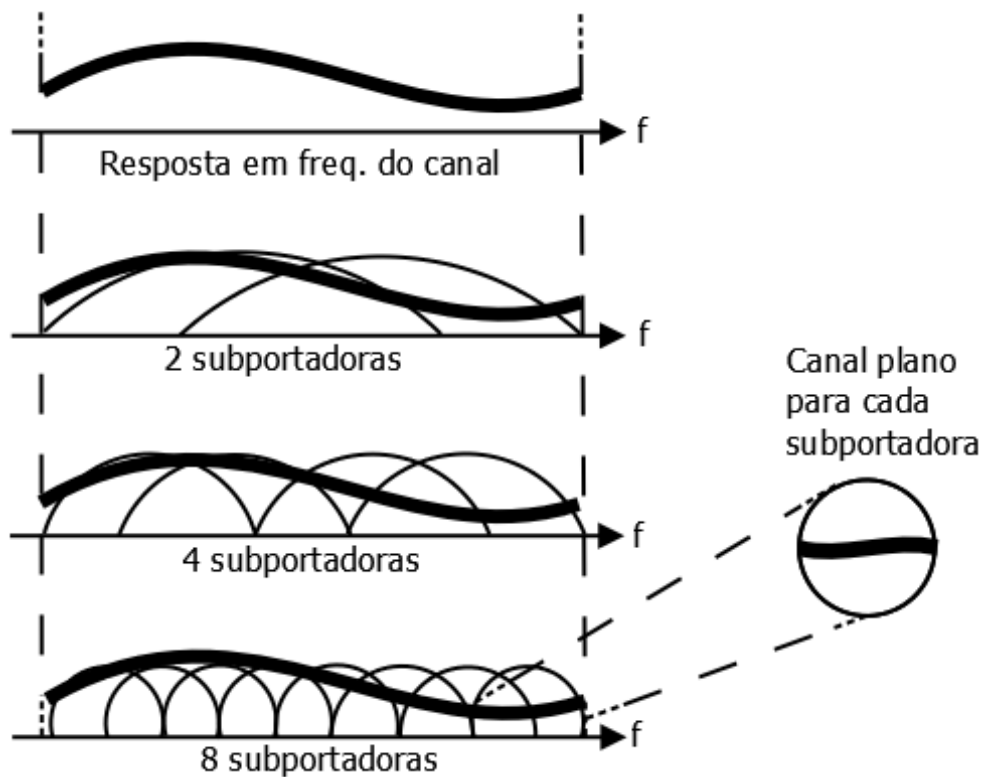


Figura 2.20: Transformação de um canal seletivo em um canal plano através do esquema de acesso por múltiplas portadoras.

Para uma transmissão com taxa R b/s dividida em L subportadoras, devemos utilizar um conversor serial/paralelo que irá diminuir a taxa de transmissão por subportadora para R/L . Após dividir o sinal em L grupos, multiplicamos cada grupo por um oscilador com frequências ortogonais, dado por $\cos(2\pi f_c)$, $\cos(2\pi f_c + \Delta f)$. . . $\cos(2\pi f_c + (L - 1)\Delta f)$, onde Δf é o espaçamento em frequência entre subportadoras. Somamos todos os sinais e assim temos um sinal OFDM $x(t)$ utilizando um banco de osciladores, conforme mostra a Fig. 2.21 .

A Fig. 2.22 apresenta o sinal OFDM no domínio da frequência.

A Fig. 2.23 apresenta o receptor OFDM. Nele ocorre o processo inverso, o sinal que chega ao receptor $y(t)$ é multiplicado por um banco de osciladores locais cujas saídas passam por um banco de filtros passa-baixas (FPB), por um amostrador e um decisor. Em seguida por um conversor paralelo/serial. Assim temos no receptor uma decisão do símbolo transmitido $\widehat{x(t)}$.

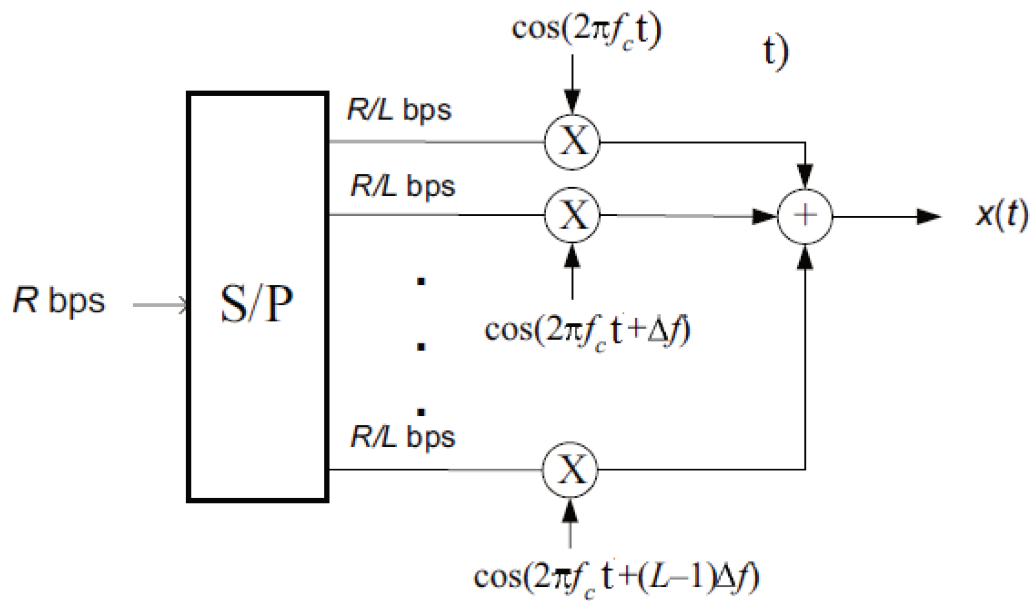


Figura 2.21: Transmissor de sinal OFDM utilizando um banco de moduladores.

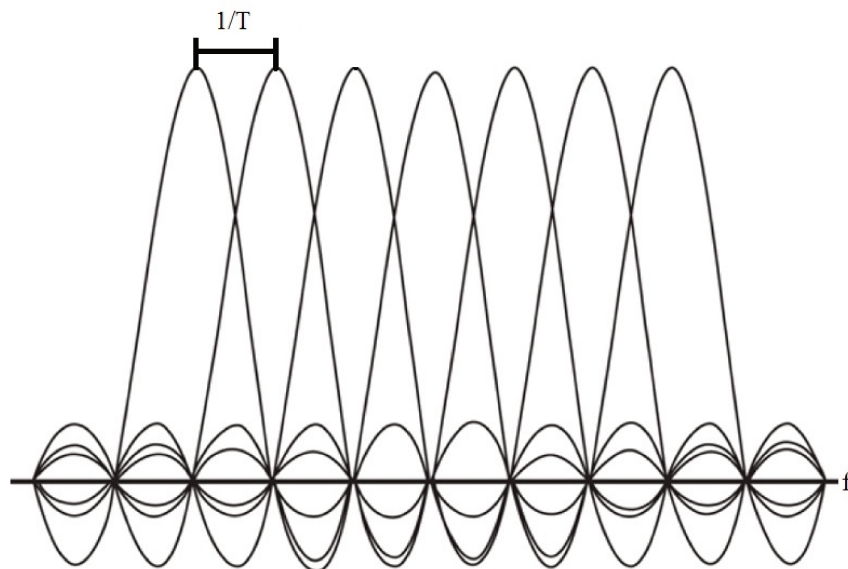


Figura 2.22: Espectro do Sinal OFDM.

O processo de transmissão e recepção OFDM utilizando um banco de osciladores é muito caro e difícil de se realizar em hardware, pois temos que projetar um oscilador para cada subportadora tanto no transmissor, quanto no receptor. Além disso, o banco de osciladores do receptor tem que estar amarrado em fase com os osciladores do transmissor (Khan 2011).

Um trabalho publicado por Weinstein e Ebert (Weinstein & Ebert 1971) mostrou que é possível utilizar um processo de transmissão e recepção de um sinal OFDM através da transformada discreta de Fourier (do inglês DFT - *Discrete Fourier Transform*). Para combater a interferência inter-simbólica (do inglês ISI - *Intersymbol Interference*) eles

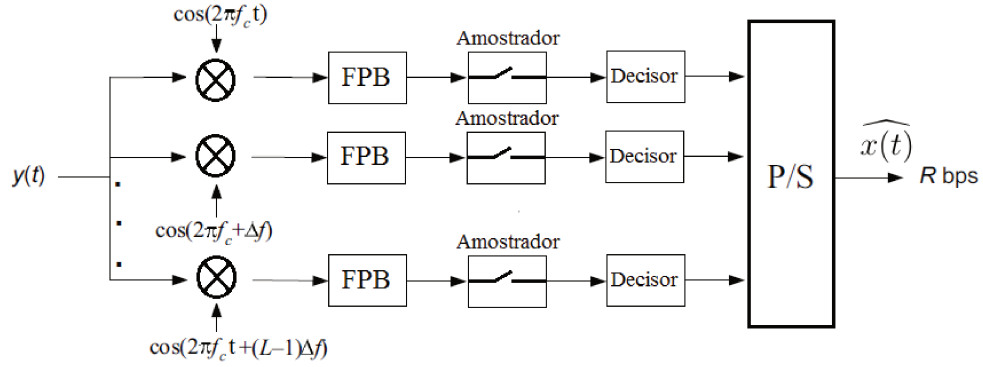


Figura 2.23: Receptor OFDM utilizando banco de demoduladores.

fizeram uso de um intervalo de guarda entre os símbolos. Mesmo não conseguindo uma perfeita ortogonalidade, foi um grande avanço para a técnica OFDM. Logo em seguida, Peled e Ruiz (Peled & Ruiz 1980) descobriram que usar a parte do final do símbolo no lugar do intervalo de guarda anterior resolvia o problema da ortogonalidade. A guarda preenchida com a parte final de um símbolo é denominada prefixo cíclico. Desde então a técnica OFDM vem ganhando espaço nas atuais tecnologias, pois mostrou bastante flexibilidade com a tecnologia atual.

2.5.2 Convolução circular

A convolução é uma operação linear que aplicada em duas funções dadas resulta em uma terceira que calcula a área subentendida do produto das mesmas em função do deslocamento entre elas. Algumas medidas práticas usam a convolução entre duas funções, como por exemplo as funções de correlação cruzada e autocorrelação em processamento digital de sinais e em estatística.

Neste trabalho vamos estudar a convolução circular, pois em sistemas OFDM a convolução do sinal com o canal no domínio do tempo é do tipo circular, pois a inclusão do prefixo cíclico transforma a convolução linear em circular (Fazel & Kaiser 2008). A convolução circular também é denominada de convolução cíclica.

Para calcular a convolução de sinais periódicos, podemos calcular a convolução em um intervalo de tamanho T qualquer e estender para o intervalo restante. O fato do prefixo cíclico ser uma cópia do final do símbolo, transforma um sinal em periódico em um intervalo de símbolo T_s , onde T_s é o tempo de duração de símbolo. A convolução circular será representada pelo símbolo $\circledast$, então a convolução circular discreta entre um sinal no domínio do tempo dado por $x[n]$ com um canal $h[n]$ é dada por (Andrews 2007):

$$y[n] = x[n] \circledast h[n] \quad (2.32)$$

A convolução circular entre o sinal transmitido e o canal é definida como:

$$x[n] \circledast h[n] \triangleq \sum_{k=0}^{L-1} h[k]x[n-k]_L \quad (2.33)$$

onde $x[n]_L$ é um sinal $x[n]$ com período L , que pode ser representado por $x[n \bmod L]$.

Se aplicarmos a DFT em ambos lados da equação temos:

$$Y[m] = X[m]H[m] \quad (2.34)$$

onde $Y[m] = F\{y[n]\}$.

Assim, temos que a convolução circular no domínio do tempo é obtida através de uma simples multiplicação no domínio da frequência. Relação esta que é usada no receptor, pois se conhecermos a resposta em frequência do canal $H[m]$ podemos estimar o símbolo transmitido que chega ao receptor, aplicando a operação inversa dada por:

$$\hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (2.35)$$

este método é conhecido como detecção do tipo ZF (do inglês *Zero Forcing*).

2.5.3 Prefixo Cíclico

A implementação prática e de baixa complexidade de um sistema OFDM é realizada utilizando o algoritmo da transformada rápida de Fourier e o prefixo cíclico. O prefixo cíclico ocupa o lugar do intervalo de guarda nas transmissões usuais, onde o prefixo cíclico é uma cópia do final do símbolo. Assim, utilizando essa técnica, conseguimos eliminar os efeitos de um canal com múltiplos percursos. Ao adicionar o prefixo ao símbolo a ser transmitido, transformamos uma sequência $x[n]$ em uma sequência periódica $x[n]_L = x[n \bmod L]$.

A escolha do tamanho do prefixo cíclico é sempre maior ou igual que o tempo de dispersão do canal, ou em número de amostras, é obtida conhecendo o tamanho da dispersão temporal do canal e da taxa de amostragem. Se a dispersão temporal de um canal tem tamanho $\nu + 1$ amostras, o prefixo deve ter no mínimo ν amostras para que não haja interferência inter-simbólica (Andrews 2007). A Fig. 2.24 representa a construção de um prefixo cíclico suficiente, de tamanho ν , para suprimir os efeitos de um canal com múltiplos percursos.

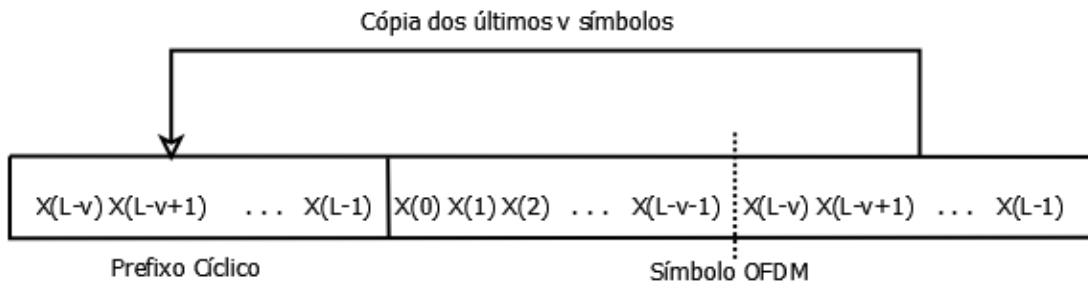


Figura 2.24: Adição do prefixo cíclico.

Utilizando uma sequência com L subportadoras no domínio do tempo dada por $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_L]$ temos que a sequência a ser transmitida com a inserção do prefixo é dada por $x_{cp} = [x_{L-\nu} \ x_{L-\nu+1} \ \dots \ x_{L-1} \ x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{L-1}]$. Cada subportadora tem um tempo de duração de T_{sub} . Analisando em termos do número de amostras, a implementação do prefixo cíclico se dá fazendo uma simples concatenação de ν amostras do final de um símbolo para o intervalo de guarda no começo do próprio símbolo a ser transmitido.

O prefixo cíclico apresenta uma pequena desvantagem causada pelo aumento de banda necessária ao se inserir redundância ao símbolo OFDM (Chen & Zhu 2004). Quando ν símbolos de redundância são transmitidos, a banda necessária é aumentada de B para $(1 + \nu)B$, assim perdemos na taxa de bits, R , e em energia, ξ . Assim, o prefixo causa uma perda em potência de $10 \log_{10}(1 + \nu)$ em dB. A fração da perda de taxa de bits e de potência é dado então por:

$$R_{\text{perda}} = \xi_{\text{perda}} = \frac{L}{L + \nu} \quad (2.36)$$

A taxa de bits, R , é função do número de subportadoras que carregam dados úteis, L_d , da largura de banda de cada subportadora, B/L , e de uma fração do número de subportadoras destinadas ao prefixo cíclico, ν . A taxa de bits total de um sistema OFDM R é dada por (Andrews 2007):

$$R = \frac{B}{L} \frac{L_d \log_2(M)}{1 + \nu} \quad (2.37)$$

onde $1 + \nu$ é a penalidade inserida na taxa de bits pelo fato do prefixo inserir informações redundantes dos bits transmitidos e M é a ordem da modulação empregada.

Outra função que o prefixo exerce é de ajuda de sincronização no receptor. Algoritmos de detecção de sequências repetidas ficam inspecionando os dados recebidos e analisando a coincidência entre o prefixo cíclico e a parte posterior do símbolo transmitido, ou seja, quando a autocorrelação for máxima temos sincronismo de símbolo.

Na Fig. 2.25 temos um exemplo do uso do prefixo cíclico para sincronizar os dados no receptor, neste exemplo foram utilizadas 16 subportadoras e prefixo suficiente de $\nu = 4$ para eliminar os efeitos da dispersão do canal. Podemos ver que quando o símbolo OFDM está exatamente sincronizado, a autocorrelação é máxima, e que o deslocamento de apenas uma subportadora a autocorrelação torna-se zero. Podemos concluir também que há grande autocorrelação quando o prefixo cíclico coincide com o final do símbolo. Através da autocorrelação é possível saber quando começa e quando termina um símbolo OFDM.

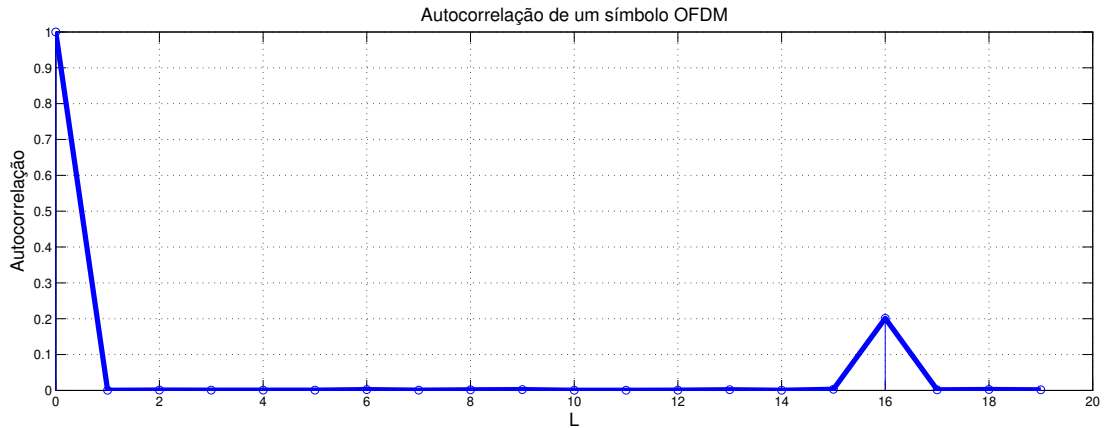


Figura 2.25: Autocorrelação em um sistema OFDM com 16 subportadoras e prefixo cíclico suficiente de $\nu = 4$.

2.5.4 Implementação Digital

A Fig. 2.26 representa o esquema de transmissão e recepção em sistemas OFDM. Um

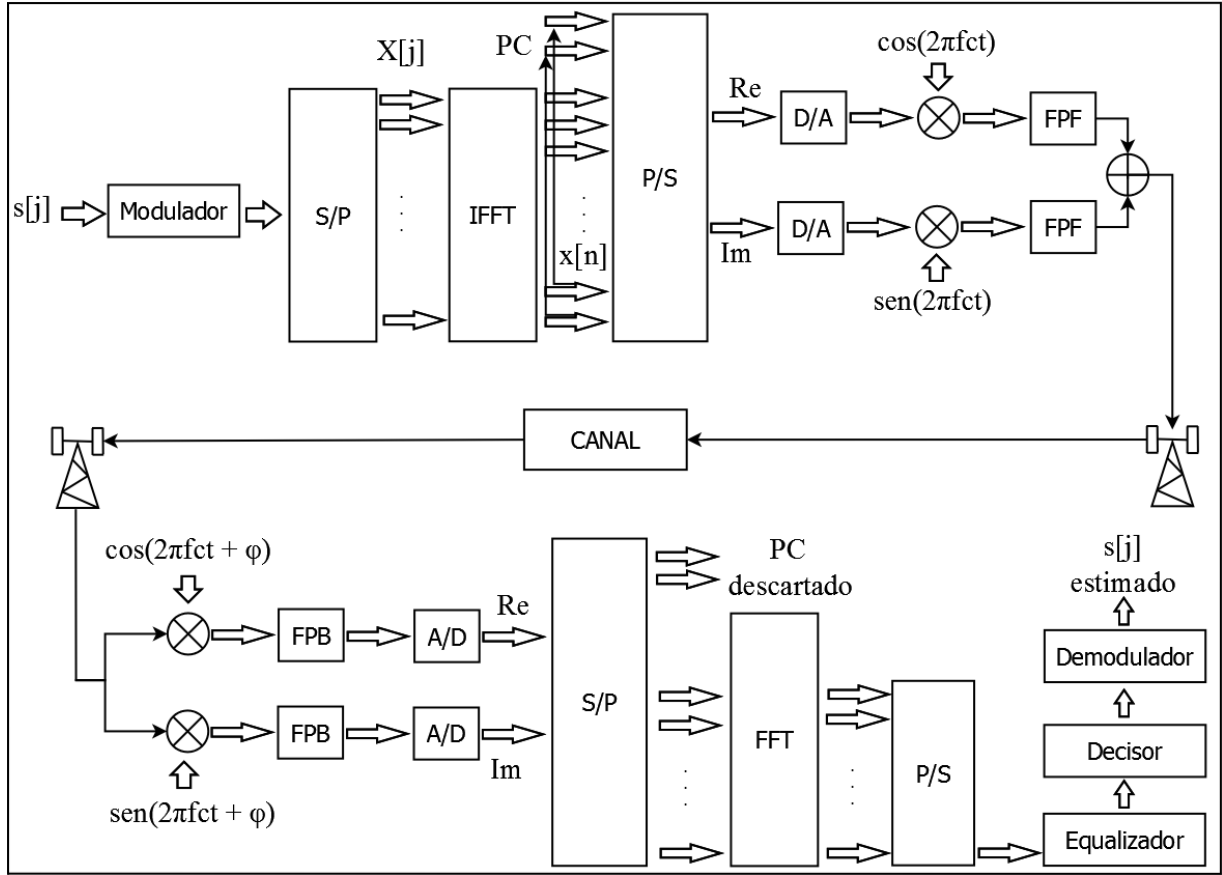


Figura 2.26: Esquema de implementação digital de um sistema OFDM.

sistema OFDM pode ser implementado de forma eficiente e com baixa complexidade utilizando basicamente as transformadas discretas IFFT no transmissor e a FFT no receptor. Os passos para gerar um sinal OFDM são:

- Uma sequência binária aleatória $s[j]$ passa por um modulador digital;
- Em seguida, a sequência modulada é transformada de forma serial para paralela através de um conversor serial/paralelo. A sequência paralelizada é descrita por $X[j] = [X_0, X_1 \dots X_{L-1}]^T$, onde cada símbolo é alocado a uma subportadora, produzindo assim uma sequência de L subportadoras;
- Para transformar as subportadoras ortogonais para o domínio do tempo devemos realizar a IFFT sobre as mesmas. Assim temos as portadoras ortogonais no domínio do tempo, $x[n] = IFFT\{X[j]\} = [x_0, x_1 \dots x_{L-1}]^T$;
- Com o sinal no domínio do tempo, supondo que a duração de dispersão do canal tenha ν amostras, inserimos o prefixo cíclico, $x_{cp}[n] = [x_{L-\nu}, x_{L-\nu+1} \dots x_{L-1}]$. Assim, o sinal resultante é dado por $x_t[n] = [x_{L-\nu}, x_{L-\nu+1} \dots x_{L-1}, x_0, x_1 \dots x_{L-1}]^T$;

- O sinal resultante é transformado em serial novamente através de um conversor paralelo/serial;
- O sinal a ser transmitido é transformado para banda passante através da inserção das portadoras cosseinoidal e senoidal;
- O sinal transmitido na frequência, f_c , é convolvido com a resposta ao impulso do canal $h[n]$. Na chegada ao receptor é adicionado ruído AWGN $w_N[n]$, de tal modo que o sinal recebido é dado por $y[n] = x_t[n] \otimes h[n] + w_N[n]$;
- No receptor, o sinal recebido é transformado novamente para banda base através de um *down converter*;
- O sinal em banda base é transformado em paralelo novamente através de um conversor serial/paralelo;
- Em seguida o prefixo cíclico é descartado;
- Ao sinal recebido sem o prefixo cíclico é aplicado a transformada discreta FFT. Temos assim o sinal recebido de volta no domínio da frequência;
- O sinal é novamente transformado para o formato paralelo através de um conversor serial/paralelo;
- É realizado a equalização *ZF* para se desfazer os efeitos de um canal com múltiplos percursos, operação esta dada por $\hat{X}[j] = Y[j]/H[j]$;
- Através do decisor recuperamos os símbolos transmitidos;
- O demodulador transforma os símbolos em uma sequência binária, e assim, finalmente, temos uma detecção dos bits transmitidos $\hat{s}[j]$.

Computacionalmente realizar a IFFT/FFT sobre sinais paralelos é uma operação mais simples do que utilizar bancos de moduladores.

2.5.5 ISI e ICI

Em sistemas OFDM existem dois tipos de interferência que afetam o sinal transmitido, são elas ISI e ICI, (do inglês ISI - *Intersymbol Interference*), interferência inter-simbólica e (do inglês ICI - *Inter-Carrier Interference*) interferência entre subportadoras.

Em sistemas ideais, o sinal transmitido chega ao receptor sem nenhum tipo de degradação, porém em sistemas práticos, um canal com múltiplos percursos produz dispersão temporal que causa degradações no sinal transmitido e muitas réplicas do mesmo sinal chegam ao receptor com amplitudes e fases diferentes. Para evitar que ocorra ISI o prefixo cíclico é inserido a cada símbolo transmitido. A ISI é caracterizada pela soma das várias réplicas do mesmo sinal que chegam ao receptor causadas por um canal com múltiplos percursos (Sun & Tong 1999). Se a duração do PC for menor que a dispersão temporal do canal haverá ISI e ICI.

Quando a duração do prefixo cíclico é menor que o tempo de dispersão do canal, $T_{pc} < T_c$, o receptor aplica a FFT a símbolos OFDM que estarão contaminados por ISI, fazendo com que haja uma perda de ortogonalidade, assim gerando ICI nestes símbolos. A ICI pode ocorrer também quando temos o impacto da frequência de *offset*, ou seja, quando a frequência central de transmissão é alterada.

Capítulo 3

Análise de Desempenho de um Sistema OFDM com Prefixo Cíclico Curto

3.1 Introdução

A técnica OFDM tem sido utilizada em muitos sistemas de comunicações, como por exemplo: no padrão europeu, japonês e brasileiro de TV digital, nas redes celulares de quarta geração (*LTE*), nas redes *LAN* (do inglês LAN - *Local Area Network*) 802.11 a/g/n, nas redes *WiMAX*, e outros sistemas de transmissão, com fio ou sem fio, que demandam altas taxas de dados. Esta técnica vem ganhando espaço no campo das telecomunicações por oferecer ao sinal transmitido maior robustez aos efeitos de dispersão do canal, quando comparada às outras técnicas (Andrews 2007).

Em uma rede celular que utiliza a técnica OFDM, o uso do PC evita que os efeitos da dispersão do canal afetem o símbolo transmitido. O PC é uma simples cópia de uma parte do final do símbolo para o seu começo, não carregando assim, informação útil. Quando uma célula se torna grande em extensão, a dispersão aumenta, e como consequência, o PC escolhido na transmissão pode se tornar curto, fazendo assim com que os efeitos da dispersão do canal afetem os dados de interesse, conforme pode ser visto na Fig.3.1. Quando o canal afeta os dados de informação, temos dois tipos de interferências, a interferência inter-simbólica (ISI) e a interferência entre subportadoras (ICI) (Lipovac 2013).

Neste capítulo iremos apresentar e analisar diversos cenários, em que o PC é curto, com a finalidade de modelar matematicamente quais são os efeitos na taxa de erro de bit média. Em todos os cenários foi utilizada a modulação BPSK em um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* e ruído aditivo branco e gaussiano AWGN.

Nas análises realizadas, os parâmetros de uma transmissão OFDM que foram considerados são: largura de banda do sinal (B), número de subportadoras (L), tempo de dispersão do canal (T_c) e tempo de duração do prefixo cíclico (T_{pc}). Os valores adotados para estes parâmetros são utilizados por padrões existentes, como por exemplo, *LTE Advanced* e *WiMAX*.

Serão apresentadas equações que modelam a BER média em função dos parâmetros de um sistema OFDM a partir de dados coletados em simulações.

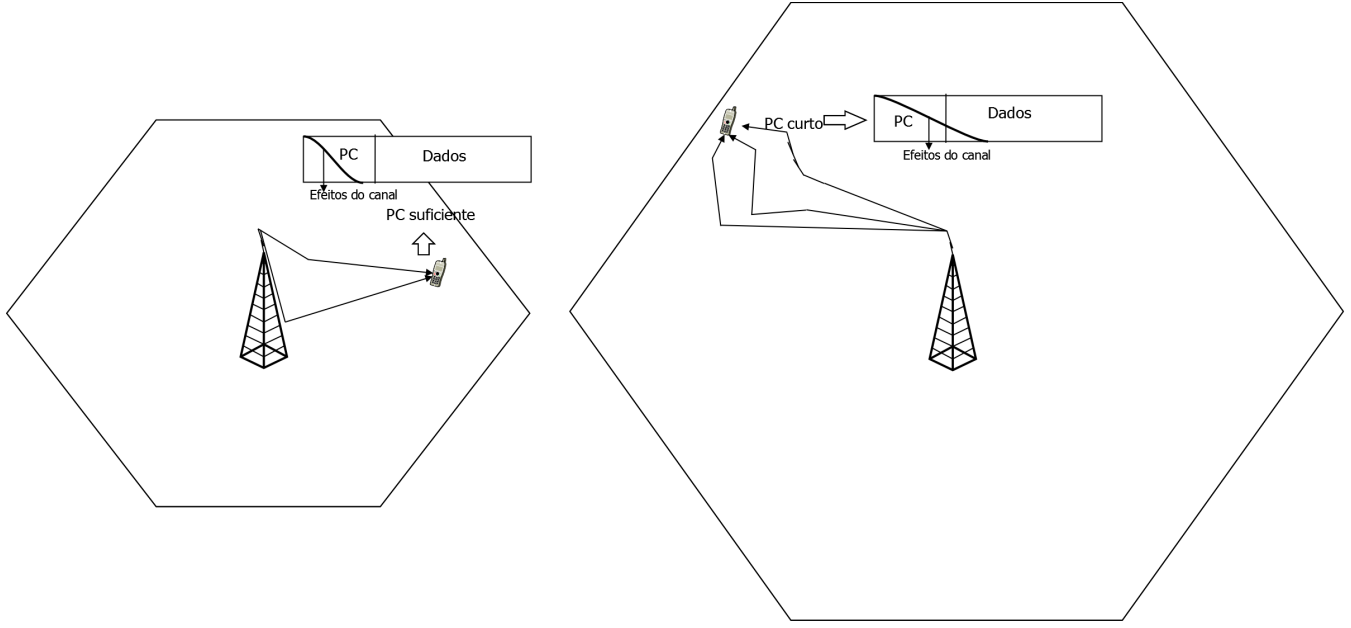


Figura 3.1: Efeitos do aumento da extensão da célula no PC escolhido.

3.2 Descrição do Sistema

Para entender melhor como o uso do PC curto gera ISI e ICI nos símbolos de interesse, consideremos a transmissão de um único símbolo no domínio do tempo e com PC curto dada por:

$x[n] = [a_1 \ a_2]$ que é o símbolo OFDM no domínio do tempo de comprimento 2 que desejamos transmitir.

Utilizando o PC de tamanho 1, o símbolo OFDM a ser transmitido mais o PC é dado por $x_t[n] = [a_2 \ a_1 \ a_2]$. Como podemos ver o PC é apenas uma cópia do final do símbolo para o seu começo.

O símbolo $x_t[n]$ será transmitido por um canal com desvanecimento, cuja resposta ao impulso tem comprimento 3:

$$h[n] = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3] \quad (3.1)$$

O sinal recebido é obtido pela convolução do símbolo transmitido com a resposta ao impulso do canal dada por $x_t[n] * h[n]$.

O sinal recebido tem comprimento 5 e é dado por $y[n] = (x_r[0] \ x_r[1] \ x_r[2] \ x_r[3] \ x_r[4])$.

No receptor, $x_r[0]$ é descartado pois é o PC.

os elementos $x_r[1]$ e $x_r[2]$ são os símbolos de interesse, enquanto que $x_r[3]$ e $x_r[4]$ compõem a cauda que irá gerar ISI no próximo símbolo.

Analisando o conteúdo dos símbolos recebidos no tempo temos que $x_r[1] = [a_2 \cdot \alpha_2 + a_1 \cdot \alpha_1]$ e $x_r[2] = [a_2 \cdot \alpha_3 + a_1 \cdot \alpha_2 + a_2 \cdot \alpha_1]$.

Podemos ver claramente que há ICI nas duas subportadoras, pois o símbolo $x_r[1]$ deveria conter apenas informações referentes a a_1 , e $x_r[2]$ deveria conter apenas informações referentes a a_2 . O PC suficiente para este canal seria um PC de tamanho 2.

Nesta seção, serão apresentados alguns resultados obtidos através de simulações para sistemas OFDM com prefixo cíclico curto.

Com o intuito de encontrar expressões que modelam a taxa de erro de bit média quando há ISI e ICI, foram feitas análises sobre os dados simulados, visto que a modelagem matemática em transmissões OFDM não é uma tarefa simples de ser realizada porque na maioria dos casos não resulta em fórmula fechada ou serve apenas para casos particulares. A base da metodologia aplicada consiste em realizar aproximações matemáticas de um banco de dados obtido com os resultados das simulações. No método adotado, apenas um parâmetro é variado de cada vez enquanto todos os outros são mantidos fixos. Por exemplo, fixando T_{pc} , T_c , L e variando B , podemos encontrar qual a dependência matemática a BER média do sistema possui com relação a B . O mesmo método de fixar todos os parâmetros, exceto o de interesse, foi realizado com valores diferentes para B , L , T_c e T_{pc} .

Os efeitos causados pelo prefixo cíclico curto são a ISI e a ICI, onde esses efeitos causam um patamar na BER média (*BER floor*). Esse patamar indica que a BER média se mantém constante, mesmo com o aumento de $\overline{\gamma}_b$, o que pode ser visto na Fig. 3.2.

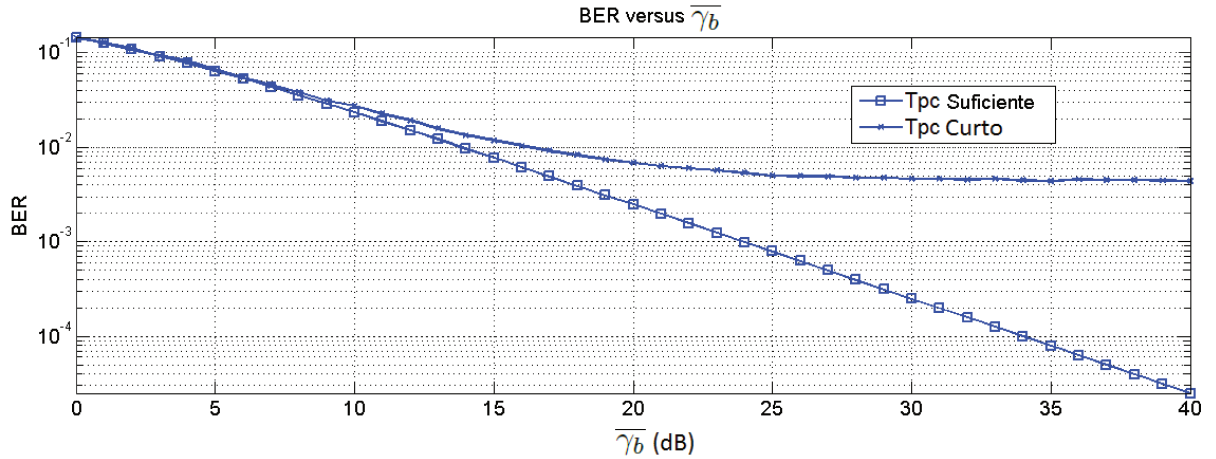


Figura 3.2: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e $T_{pc,curto} = 3,3 \mu s$.

A seguir serão apresentados resultados de um patamar de BER média, de um sistema OFDM e sua dependência com os apresentados anteriormente.

3.2.1 Relação entre a BER Média e a Banda

Fixando todos os parâmetros e variando B no intervalo de 5 a 40 MHz, podemos ver na Fig. 3.3 que ao aumentar B a BER média piora, pois mais ISI e ICI afetam os símbolos transmitidos.

A Fig. 3.4 mostra a relação matemática entre o patamar de BER e a banda B .

Para este parâmetro, a função que relaciona o patamar de BER em função de B é uma função do tipo linear e diretamente proporcional, dada por:

$$BER = K_1 B \quad (3.2)$$

onde K_1 é uma constante.

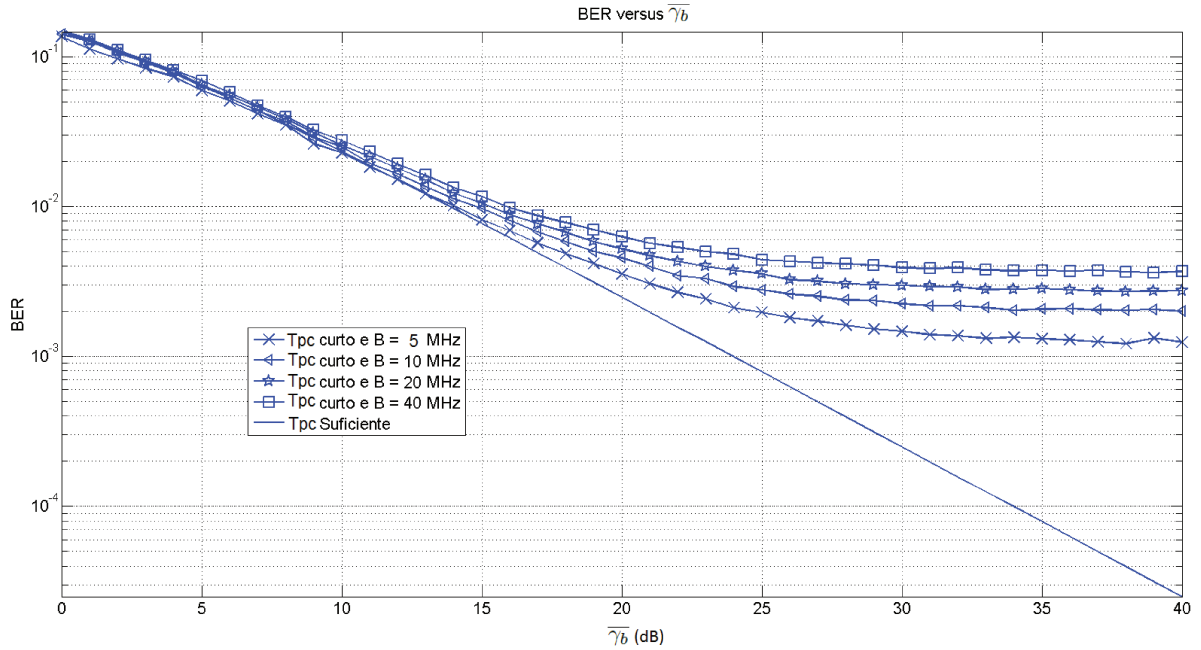


Figura 3.3: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 5, 10, 20$ e 40 MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e $T_{pc} = 2, 4 \mu s$.

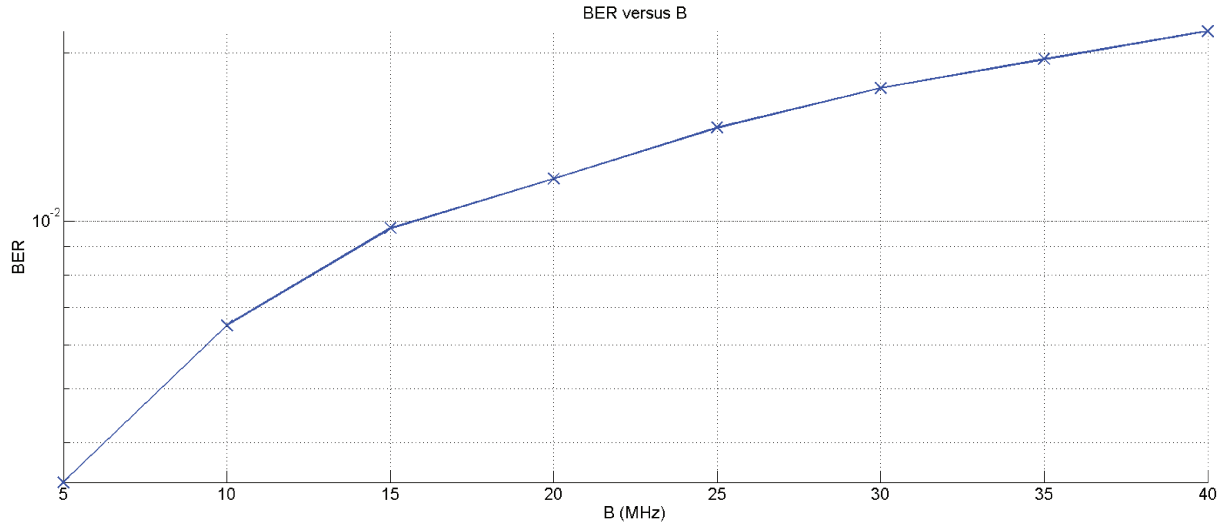


Figura 3.4: Patamar da BER versus B para $T_c = 4 \mu s$, $L = 512$ subportadoras, $T_{pc} = 2 \mu s$ e B variando de 5 até 40 MHz.

3.2.2 Relação entre a BER Média e o Número de Subportadoras

Variando L de 128 a 2048 subportadoras com todos outros parâmetros fixos podemos ver na Fig. 3.5 que ao aumentar L , o patamar da BER média melhora.

Analisando o comportamento entre a variação do número de subportadoras e o patamar da BER na Fig. 3.6.

A relação matemática que melhor se encaixa com os resultados obtidos é do tipo linear

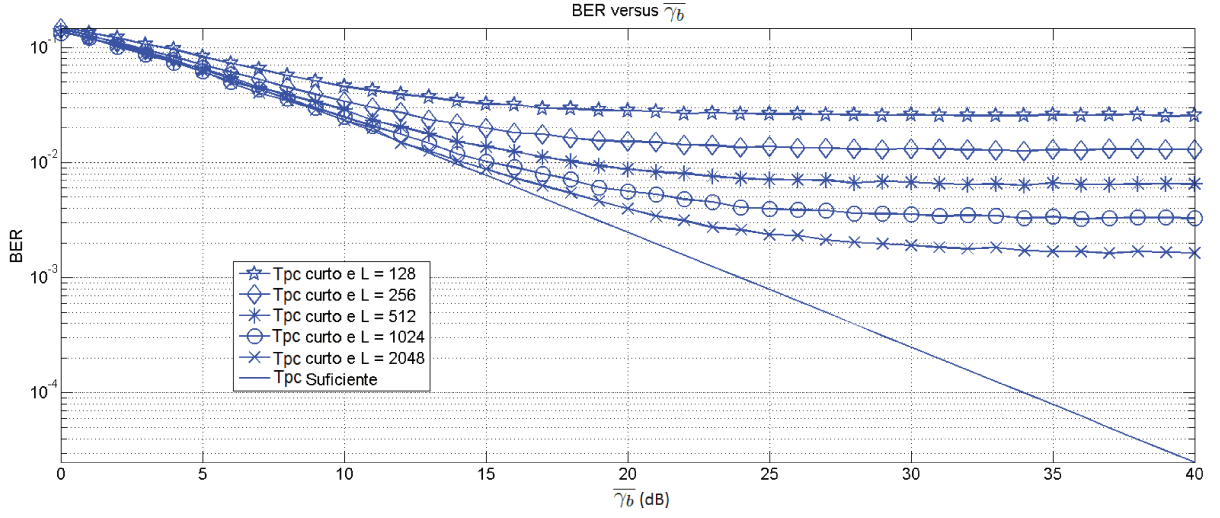


Figura 3.5: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 4 \mu s$, $L = 128, 256, 512, 1024$ e 2048 subportadoras, e $T_{pc} = 2 \mu s$.

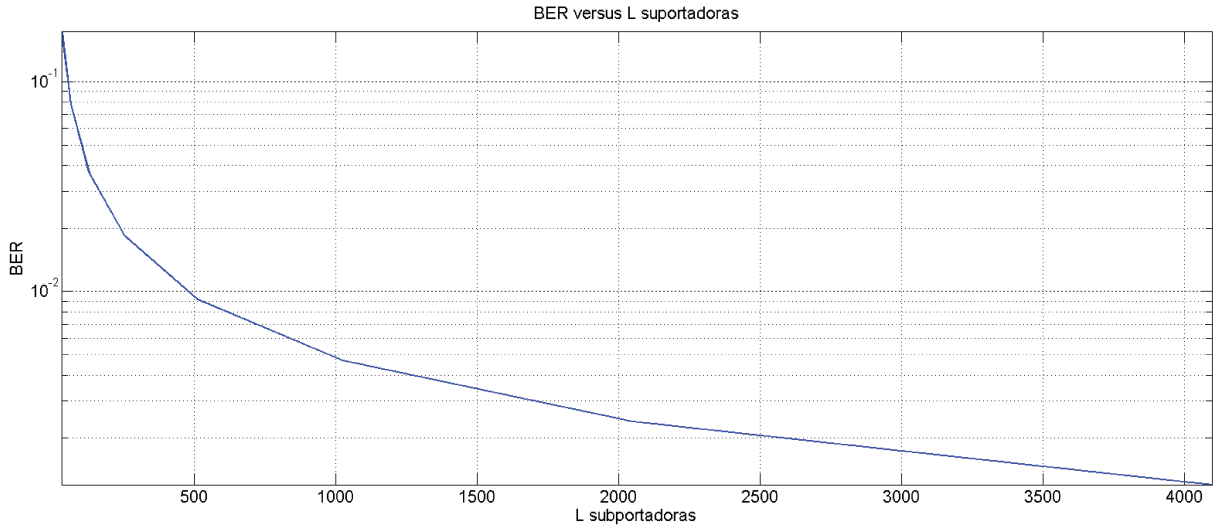


Figura 3.6: Patamar de BER versus L para $T_c = 3 \mu s$, $B = 20$ MHz e $T_{pc} = 1,5 \mu s$.

e inversamente proporcional. Assim:

$$BER = \frac{K_2}{L} \quad (3.3)$$

onde K_2 é uma constante.

3.2.3 Relação entre a BER Média e a Duração do Prefixo Cíclico

Analisando o comportamento da BER média com a variação de T_{pc} , podemos ver na Fig. 3.7 que quanto maior for a duração do PC, melhor se comporta o patamar da BER média até o ponto onde T_{pc} se iguala a T_c , quando não há patamar de BER.

Porém, ao analisar a variação da duração do PC com todos os outros parâmetros fixos, foi constatado que esta não tem um comportamento uniforme desde a região onde o PC é

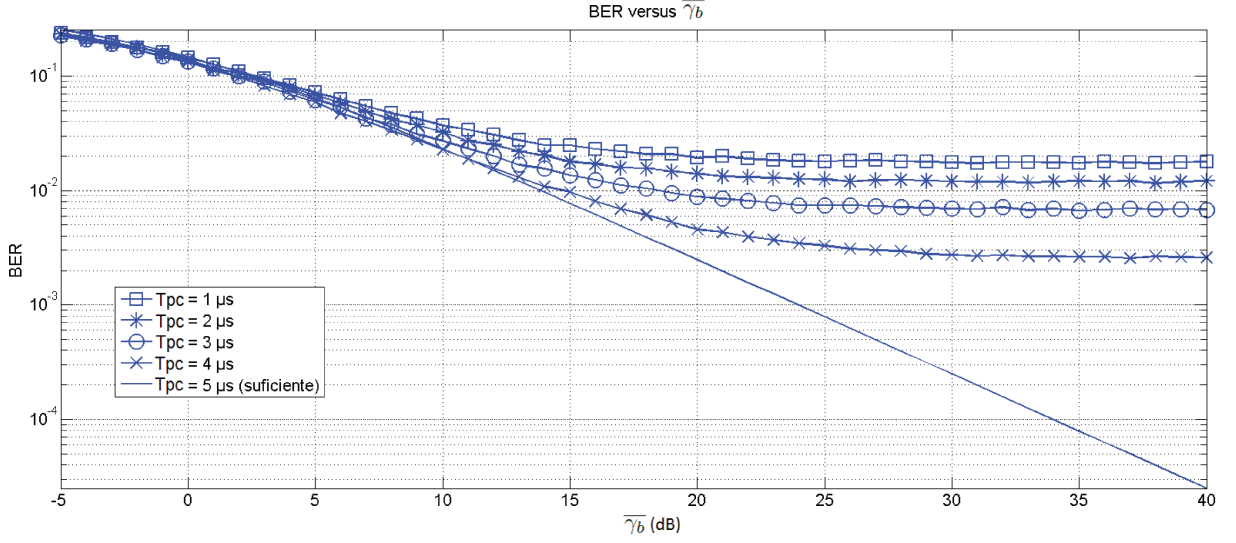


Figura 3.7: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 5$ MHz, $T_c = 5 \mu s$, $L = 256$ subportadoras e $T_{pc} = 1, 2, 3, 4$ e $5 \mu s$.

extremamente curto até onde T_{pc} é maior que a dispersão do canal. Para analisar a relação matemática do PC com o patamar de BER, analisamos o resultado da BER média em função de T_{pc} . Assim, foram encontradas duas regiões para o patamar de BER, uma com dependência matemática linear e a outra com dependência não-linear, conforme apresenta a Fig. 3.8.

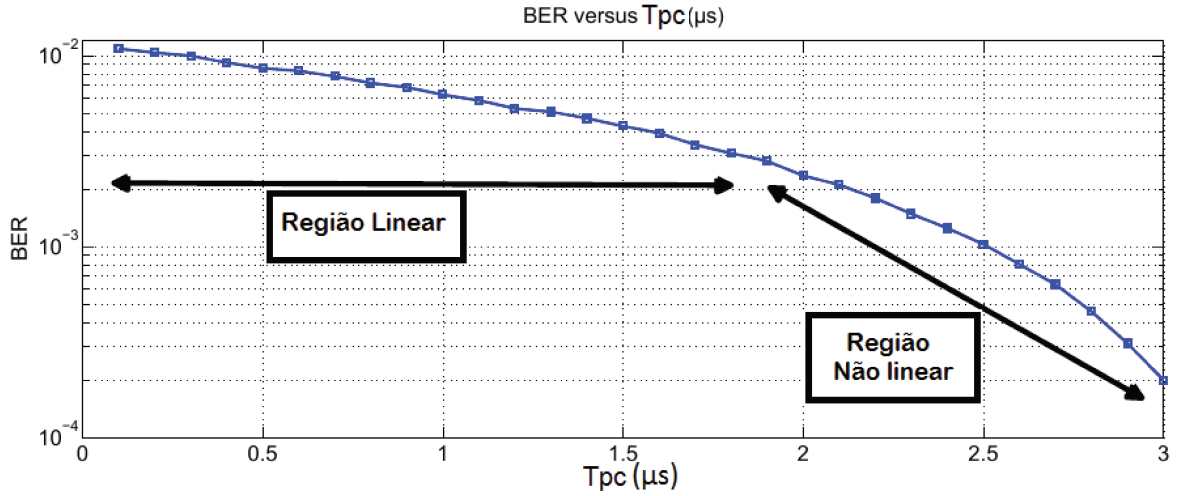


Figura 3.8: Patamar da BER versus T_{pc} para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3 \mu s$.

Através de simulações foi constatado que quando o PC é de até aproximadamente 55% do valor da dispersão do canal, a BER tem comportamento linear com o PC, e acima deste valor se comporta de forma não-linear. Podemos ver na Fig. 3.9 dois exemplos com a transição da região linear para a região não-linear em aproximadamente $T_{pc} = 0,55T_c$,

assim temos:

$$BER = \left\{ \begin{array}{ll} K_3 T_{pc}, & (T_{pc} < 0,55 T_c) \\ Não-linear, & (0,55 T_c < T_{pc} < T_c) \end{array} \right\} \quad (3.4)$$

onde K_3 é uma constante.

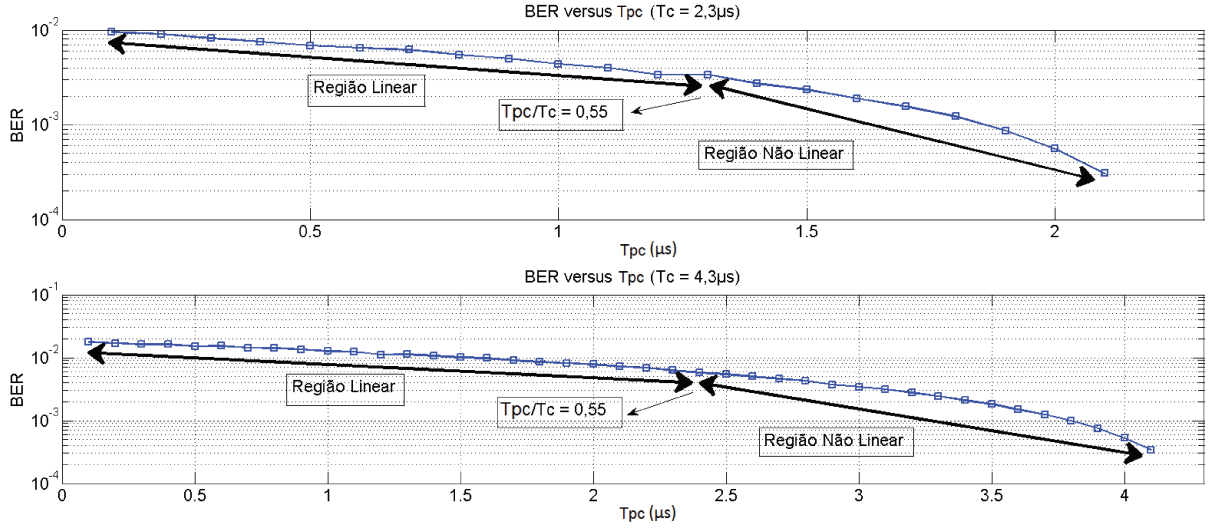


Figura 3.9: Patamar da BER versus T_{pc} para $B = 20$ MHz e $L = 1024$ subportadoras. No primeiro caso $T_c = 2,3 \mu s$ enquanto que no segundo caso $T_c = 4,3 \mu s$.

3.3 Resultados e Discussões

3.3.1 Resultados e Discussões para a Modulação BPSK

A BER média de uma transmissão OFDM com PC suficiente, utilizando a modulação BPSK, sem nenhum tipo de codificação em um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* mais ruído AWGN, tem o mesmo desempenho de uma transmissão BPSK sem nenhum tipo de multiplexação, como podemos ver na Fig. 3.10, que neste caso é dado por:

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + 1}} \right) \quad (3.5)$$

onde $\bar{\gamma}_b = \bar{\alpha}^2 E_b / N_o$ é a relação sinal ruído média.

Juntando os resultados obtidos anteriormente pelas equações (3.2), (3.3) e (3.4) com a variação de todos os parâmetros, foram encontradas expressões completas que modelam o patamar da BER média para a região linear e não-linear.

Para a região linear, a expressão encontrada foi:

$$P_{b,L} = k_L \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}), \quad \text{para } T_{pc} \leq 0,55 T_c \quad (3.6)$$

onde k_L é uma constante igual a 0,2, B é dada em MHz, L é o número de subportadoras e, T_c e T_{pc} em μs .

Na equação (3.6) podemos ver que ao aumentarmos B o efeito é de piora no patamar de BER média. Com o acréscimo de L o inverso acontece, o patamar de BER média

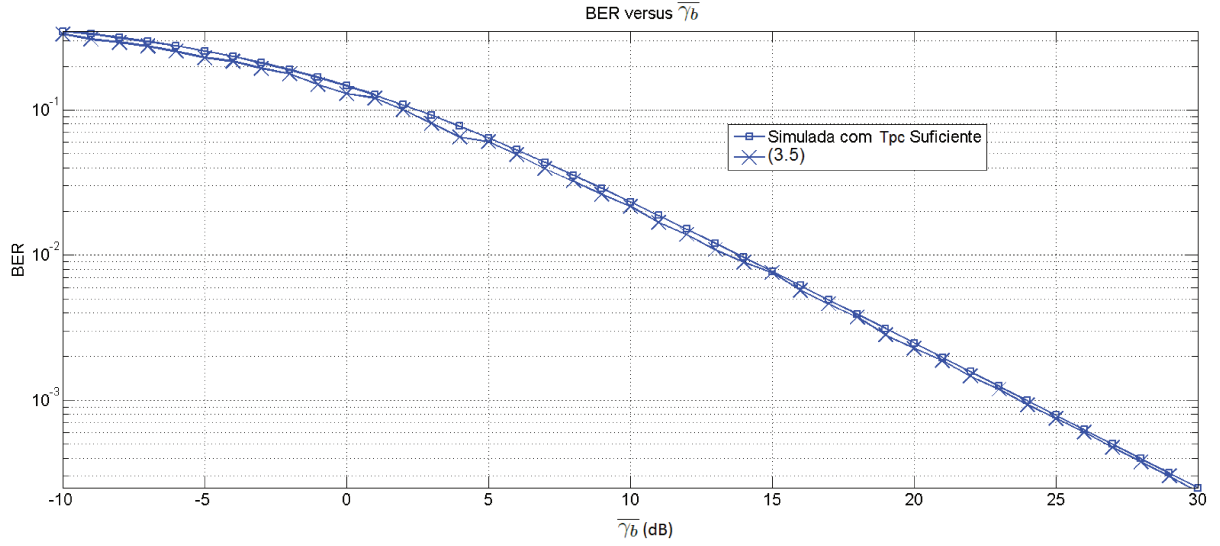


Figura 3.10: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $B = 15$ MHz, $T_c = T_{pc} \geq 3,3 \mu s$, e $L = 512$ subportadoras.

melhora. Também podemos ver que existe para a região linear a dependência da diferença da dispersão do canal e da do PC de acordo com a Fig. 3.8.

Para a região não-linear foi encontrada a seguinte expressão:

$$P_{b,NL} = k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}), \quad \text{para } 0,55T_{pc} \leq T_{pc} \leq T_c \quad (3.7)$$

onde k_{NL} é uma constante para a região não-linear que tem valor de 0,09, B é dada em MHz, L é o número de subportadoras e, T_c e T_{pc} são dados em μs .

Em (3.7) a relação entre os demais parâmetros e o patamar na BER média se mantém, porém, o termo $\left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2$ explica o comportamento não-linear para o patamar da BER, conforme podemos ver na Fig. 3.8.

Para confirmar a validade das expressões encontradas, a Fig. 3.11 mostra os resultados de um comparativo entre simulação e as equações (3.6) e (3.7), que modelam as regiões linear e não-linear.

Na Fig. 3.11 podemos ver que os resultados obtidos através das expressões encontradas se aproximam muito das simulações, e que em termos do patamar da BER média a diferença que existe é desprezível, de tal modo que as equações encontradas são válidas.

A equação geral para a BER média total de um sistema OFDM é composta pela BER média sem interferência, dada por (3.5), mais o patamar de BER, dado por (3.6) ou (3.7), de acordo com:

$$P_{b,t,L} = P_b + P_{b,L} \quad (3.8)$$

$$P_{b,t,NL} = P_b + P_{b,NL} \quad (3.9)$$

Para validar as expressões (3.8) e (3.9) foram feitas simulações nas duas regiões existentes em comparativo com os resultados das equações.

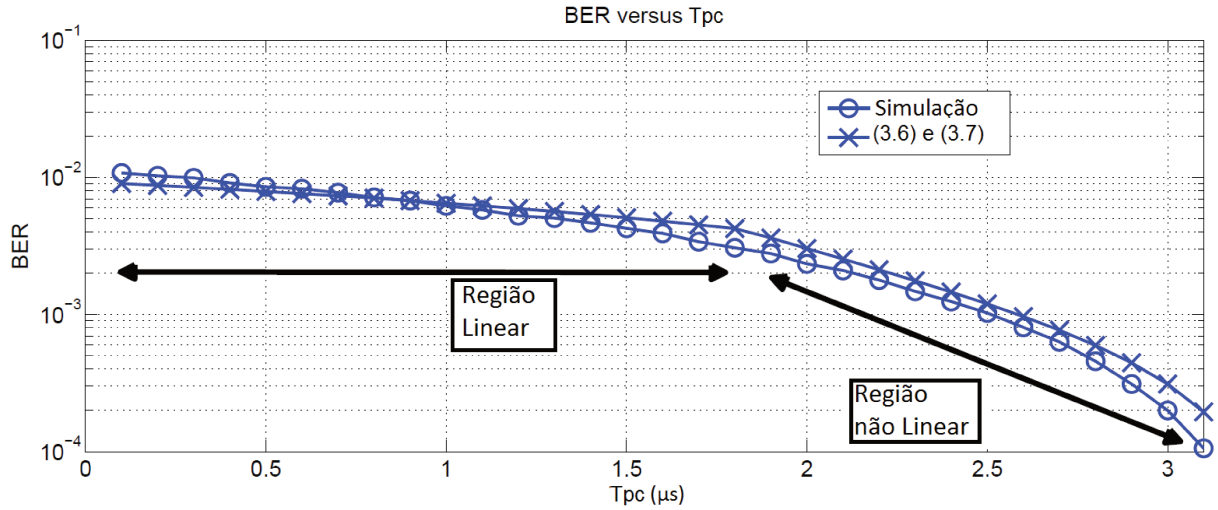


Figura 3.11: Patamar da BER versus Duração do PC utilizando-se as equações (3.6) e (3.7) e resultados de simulação para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3 \mu s$.

A Fig. 3.12 mostra um comparativo da BER e a relação $\bar{\gamma}_b$ entre a curva de simulação e a equação geral (3.8) válida para a região linear. Na Fig. 3.12 podemos ver que a curva

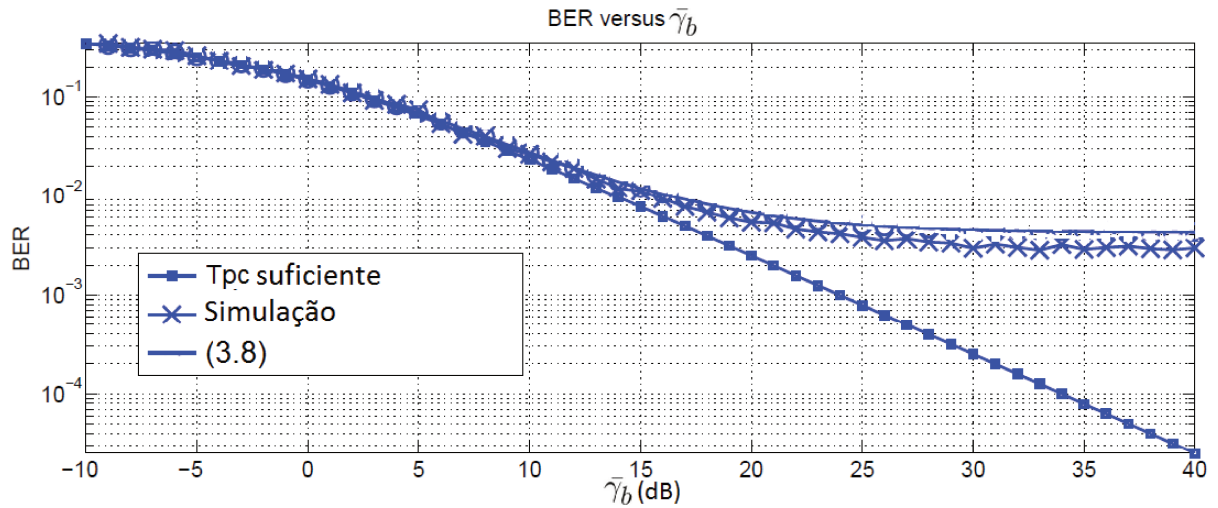


Figura 3.12: BER total versus $\bar{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 512$ subportadoras, e $T_{pc} = 1,5 \mu s$. Comparação entre (3.8) e Simulação. Região Linear.

simulada e os resultados obtidos através da equação (3.8) são muito próximos, o que valida a equação da BER total, quando o PC é curto e está na região linear.

A Fig. 3.13 mostra um comparativo da BER e a relação $\bar{\gamma}_b$ entre a curva de simulação e a equação geral (3.9) encontrada para a região não-linear. Na Fig. 3.13 podemos ver que a curva simulada e os resultados obtidos através da equação (3.9) são muito próximos, o que valida a equação geral da BER total, quando o PC é curto e está na região não-linear.

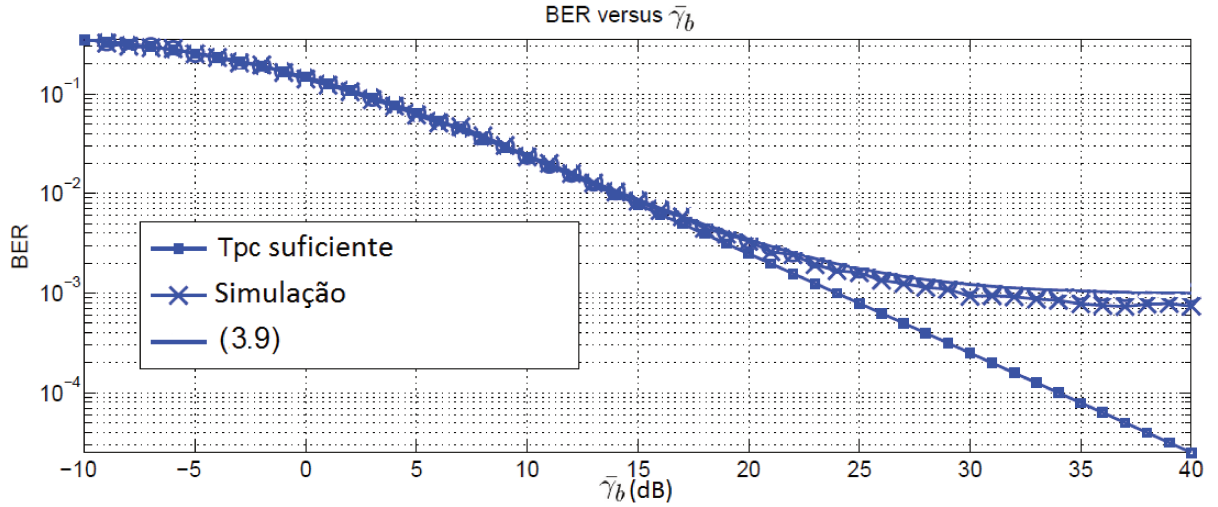


Figura 3.13: BER total versus $\bar{\gamma}_b$ para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras, e $T_{pc} = 2,6 \mu s$. Comparação entre (3.9) e Simulação. Região não-linear.

3.3.2 Resultados e Discussões para as Modulações M-PSK e M-QAM

Analisando os efeitos causados pelo prefixo cíclico curto para a modulação M-PSK, encontrou-se um fator $M/2$ que multiplica as expressões encontradas tanto para a região linear, quanto para a região não-linear. Assim, uma expressão geral de desempenho para o patamar da BER, com modulação M-PSK, em sistemas OFDM na presença de um prefixo cíclico curto para região linear é dada por:

$$P_{b,L} = \frac{M}{2} k_L \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}), \quad \text{para } T_{pc} \leq 0,55T_c \quad (3.10)$$

onde M é a ordem da modulação.

Para a região não-linear temos:

$$P_{b,NL} = \frac{M}{2} k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}), \quad \text{para } 0,55T_{pc} \leq T_{pc} \leq T_c \quad (3.11)$$

Foram realizadas simulações em função do tempo de duração do prefixo cíclico, T_{pc} , para validar as equações encontradas em (3.10) e (3.11), comparativo demonstrado na Fig. 3.14.

Logo, o desempenho geral do sistema para a modulação M-PSK na região linear é dado por:

$$P_{b,L} = P_{bM-PSK} + \frac{M}{2} k_L \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}), \quad \text{para } T_{pc} \leq 0,55T_c \quad (3.12)$$

e o desempenho geral para a região não-linear é dado por:

$$P_{b,NL} = P_{bM-PSK} + \frac{M}{2} k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}), \quad \text{para } 0,55T_{pc} \leq T_{pc} \leq T_c \quad (3.13)$$

Analisando também os efeitos causados pelo prefixo cíclico curto para a modulação M-QAM, encontrou-se um fator $4[\ln(M) - 1]$ que multiplica as expressões encontradas para

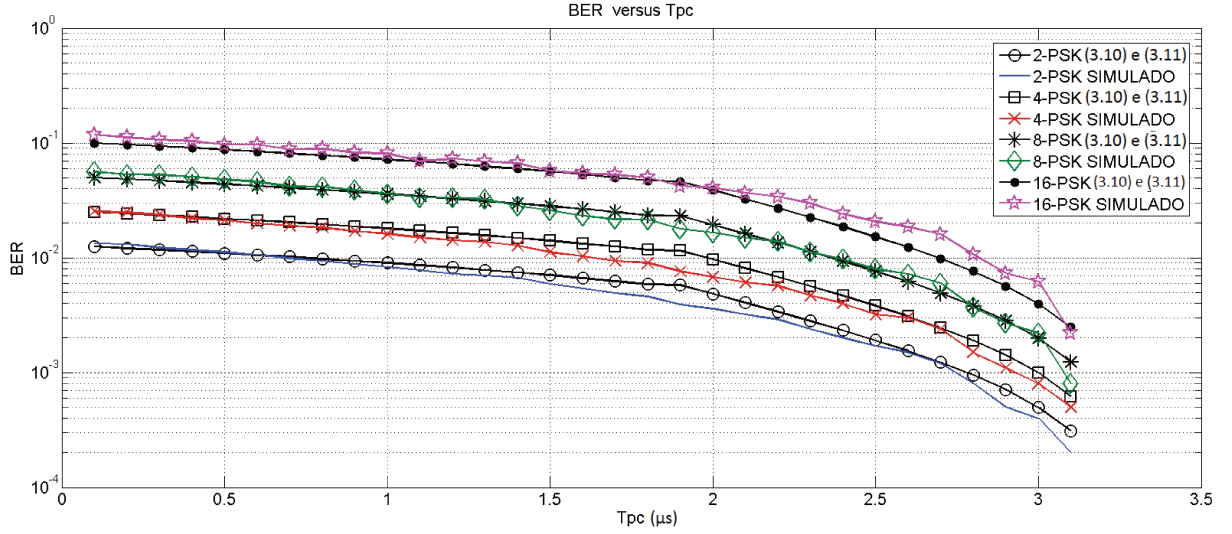


Figura 3.14: Patamar da BER versus Duração do PC utilizando-se as equações (3.10) e (3.11) e resultados de simulação para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3,1 \mu s$.

as duas regiões. Assim, uma expressão geral de desempenho para o patamar da BER, com modulação M-QAM, em sistemas OFDM e na presença de um prefixo cíclico curto para a região linear é dado por:

$$P_{b,L} = 4[\ln(M) - 1]k_L \frac{B}{L}(T_c - T_{pc}), \text{ para } T_{pc} \leq 0,55T_c \quad (3.14)$$

Para a região não-linear temos:

$$P_{b,NL} = 4[\ln(M) - 1]k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L}(T_c - T_{pc}), \text{ para } 0,55T_{pc} \leq T_{pc} \leq T_c \quad (3.15)$$

Foram realizadas simulações em função do tempo de duração do prefixo cíclico, T_{pc} , para validar as equações encontradas em (3.14) e (3.15), comparativo demonstrado na Fig. 3.15.

Assim, o desempenho geral para a modulação M-QAM na região linear é dado por:

$$P_{b,L} = P_{bM-QAM} + 4[\ln(M) - 1]k_L \frac{B}{L}(T_c - T_{pc}), \text{ para } T_{pc} \leq 0,55T_c \quad (3.16)$$

e o desempenho geral para a região não-linear é dado por:

$$P_{b,NL} = P_{bM-QAM} + 4[\ln(M) - 1]k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L}(T_c - T_{pc}), \text{ para } 0,55T_{pc} \leq T_{pc} \leq T_c \quad (3.17)$$

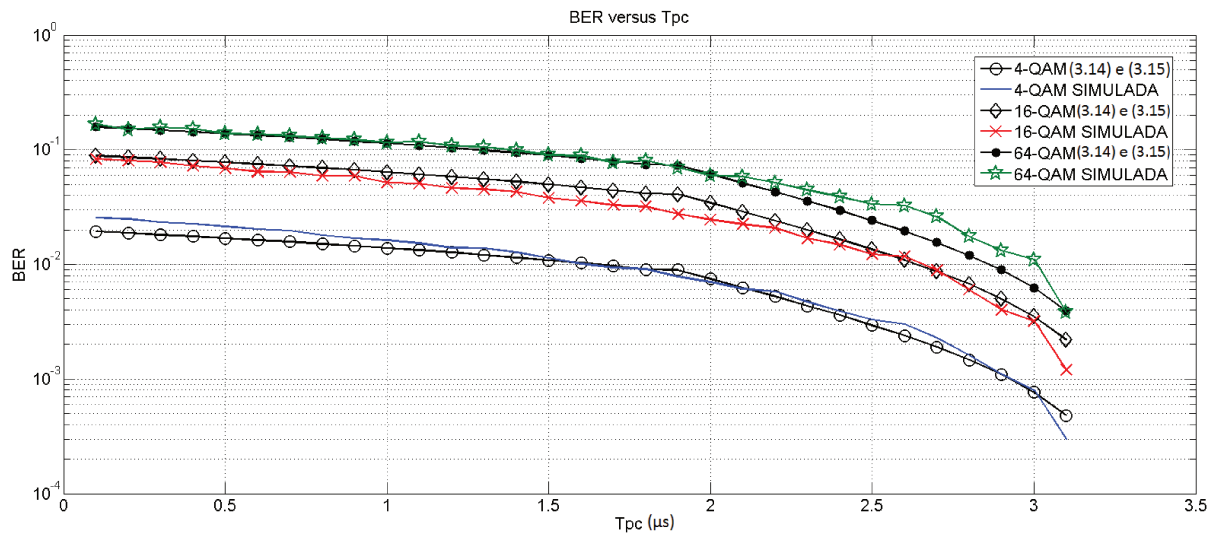


Figura 3.15: Patamar da BER versus Duração do PC utilizando-se as equações (3.14) e (3.15) e resultados de simulação para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3,1 \mu s$.

Capítulo 4

Análise de Desempenho de um Sistema OFDM mais os Efeitos Doppler

4.1 Introdução

Quando uma estação móvel de uma rede celular se desloca, o sinal recebido sofrerá desvios na frequência central de transmissão (f_c), causados pelo efeito *Doppler*. O desvio de frequência de f_c para $f_c + \Delta f$, ou para $f_c - \Delta f$, produz no sinal OFDM recebido uma quebra de ortogonalidade, gerando ICI. A ICI gerada pelo efeito Doppler afeta o sinal de forma muito severa quando o espalhamento Doppler é uma parte significativa do espaçamento entre as subportadoras (Robertson & Kaiser 1999). Considerando uma comunicação da ERB para a estação móvel, ou seja *downlink*, se a estação móvel se deslocar no sentido da estação rádio-base, o efeito será um aumento na frequência central de transmissão, se a estação móvel se deslocar no sentido oposto da estação rádio-base, haverá um decréscimo na frequência central de transmissão, e se a estação móvel estiver parada nada acontecerá com a frequência da portadora, estes efeitos podem ser vistos na Fig. 4.1

Com a finalidade de encontrar uma expressão matemática para os efeitos Doppler na BER média em função dos parâmetros de um sistema OFDM, foi considerado primeiramente que o PC tem duração suficiente, posteriormente, foi considerado PC com duração insuficiente e também o efeito Doppler para encontrar a equação geral do sistema. Utilizando um PC com duração suficiente, o atraso de cada caminho se torna irrelevante, pois a duração do tempo de dispersão do canal é maior que o PC. A ICI é gerada por um modelo de uma linha com derivações (*TAPs*) que simulam diferentes caminhos, que têm diferentes frequências Doppler. O efeito Doppler causa uma degradação no sinal transmitido em termos da BER média, e essa piora tem efeito similar ao de um ruído AWGN. Assim, foram feitas análises das variações dos parâmetros de um sistema OFDM na BER média. A BER de um sistema completo consistirá das equações encontradas anteriormente, mais a equação desenvolvida neste capítulo.

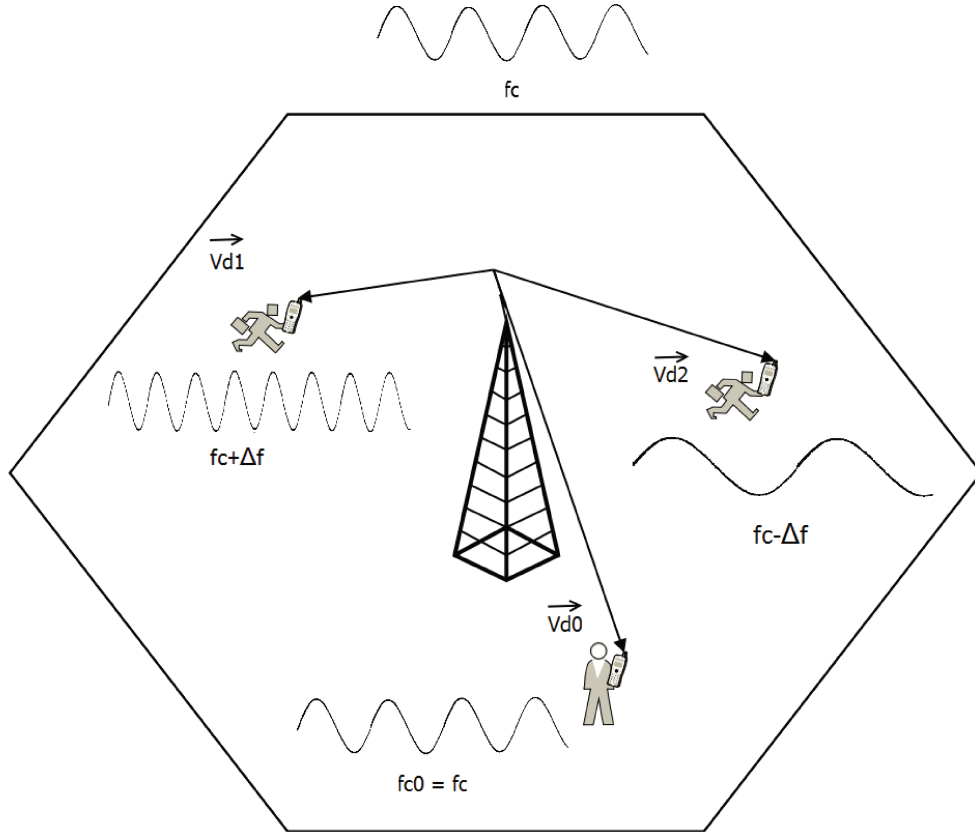


Figura 4.1: Deslocamento em frequência causados pelo deslocamento da estação móvel.

4.2 Descrição do Sistema

Para melhor entendimento dos efeitos Doppler em um sistema OFDM apresentamos um exemplo simples, com PC suficiente, canal com Doppler e transmissão de um único símbolo.

Desejamos transmitir um símbolo com 4 subportadoras, $X[j] = [a \ b \ c \ d]$, onde a , b , c e d são dados genéricos e este símbolo a ser transmitido está no domínio da frequência;

Aplicando a IFFT, o símbolo a ser transmitido no domínio do tempo é dado por $x[n] = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3]$, onde

$$x_0 = \frac{1}{4}[ae^{j0} + be^{j0} + ce^{j0} + de^{j0}] \quad x_1 = \frac{1}{4}[ae^{j0} + be^{j\frac{\pi}{2}} + ce^{j\pi} + d.e^{j\frac{3\pi}{2}}] \quad x_2 = \frac{1}{4}[ae^{j0} + be^{j\pi} + ce^{j0} + de^{j\pi}] \quad x_3 = \frac{1}{4}[e^{j0} + be^{j\frac{3\pi}{2}} + ce^{j\pi} + de^{j\frac{\pi}{2}}].$$

Utilizando um PC de tamanho $\nu = 1$, temos que o símbolo transmitido é dado por $x_t[n] = [x_3 \ x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3]$.

O símbolo será transmitido através de um canal com 2 TAPs com desvanecimento α_0 e α_1 e frequências Doppler diferentes para cada TAP, dado por $h[n] = (\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} \ \alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}})$. O sinal transmitido por um canal com dois TAPs deve ter PC mínimo igual a 1, através da relação dada por: $PC_{min} = \nu - 1$ amostras, onde ν é o número de TAPs do canal (ANDREWS). O sinal recebido é dado pela convolução entre o símbolo transmitido e a resposta ao impulso do canal, dada por: $x_t[n] * h[n]$; O sinal recebido é dado por $y[n] = (x_r[0] \ x_r[1] \ x_r[2] \ x_r[3] \ x_r[4] \ x_r[5])$;

Retirando o PC, o símbolo recebido é dado por $y_t[n] = (x_r[1] \ x_r[2] \ x_r[3] \ x_r[4])$, onde

$$x_r[1] = x_3\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + x_0\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} \quad x_r[2] = x_0\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + x_1\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} \quad x_r[3] = x_1\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + x_2\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} \quad x_r[4] = x_2\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + x_3\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}}$$

Analisando os dados de cada subportadora em $y_t[n]$ vemos claramente que cada subportadora é composta por desvios em frequência causadas pelo efeito Doppler, o que caracteriza a perda de ortogonalidade, causada pela ICI no domínio tempo.

Se tentarmos recuperar a subportadora no domínio da frequência aplicando a FFT em $y_t[n]$ para $n = 0$ temos:

$$\hat{X}[0] = \frac{1}{4} [\mathbf{a}(4\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} + 4\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}}) + \mathbf{b}(\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} + \alpha_0 e^{j\pi(\frac{1}{2}+2f_{d0})} + \alpha_0 e^{j\pi(1+2f_{d0})} + \alpha_0 e^{j\pi(\frac{3}{2}+2f_{d0})} + \alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + \alpha_1 e^{j\pi(\frac{1}{2}+2f_{d1})} + \alpha_1 e^{j\pi(1+2f_{d1})} + \alpha_1 e^{j\pi(\frac{3}{2}+2f_{d1})}) + \mathbf{c}(2\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} + 2\alpha_0 e^{j\pi(1+2f_{d0})} + 2\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + 2\alpha_1 e^{j\pi(1+2f_{d1})}) + \mathbf{d}(\alpha_0 e^{j2\pi f_{d0}} + \alpha_0 e^{j\pi(\frac{1}{2}+2f_{d0})} + \alpha_0 e^{j\pi(1+2f_{d0})} + \alpha_0 e^{j\pi(\frac{3}{2}+2f_{d0})} + \alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}} + \alpha_1 e^{j\pi(\frac{1}{2}+2f_{d1})} + \alpha_1 e^{j\pi(1+2f_{d1})} + \alpha_1 e^{j\pi(\frac{3}{2}+2f_{d1})})].$$

Analisando a subportadora 0 no domínio da frequência vemos que a mesma está contaminada por todas as subportadoras adjacentes com seus respectivos desvios em frequência, o que caracteriza a perda de ortogonalidade causada pela ICI.

Se fizermos com que $f_{d0} = f_{d1} = 0$, o resultado obtido será $\hat{x}[0] = a$. Zerando as frequências Doppler de cada *TAP* podemos recuperar perfeitamente a informação transmitida.

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos através de simulações para um canal com efeito Doppler, porém com prefixo cíclico suficiente para que não haja ISI.

Para encontrar expressões que modelam a taxa de erro de bit média, quando há ICI causada pelo efeito Doppler, foram feitas análises sobre os dados simulados visto que a obtenção de expressões fechadas a partir da modelagem matemática em sistemas OFDM na presença de um canal com efeito Doppler não é uma tarefa simples. O método utilizado para a modelagem matemática foi o mesmo utilizado no capítulo anterior, conhecido como *fitting*, utilizando um banco de dados criado com os resultados das simulações realizadas. A seguir serão mostrados resultados onde variamos apenas um parâmetro de cada vez com todos outros fixos. Neste caso, há mais uma variável do sistema, que é a velocidade da estação móvel (V_D) em relação a ERB, ou seja, os parâmetros analisados serão B , T_c , T_{pc} , L e V .

4.2.1 Efeitos de um Canal Doppler em um Sistema OFDM

Através de simulações realizadas foi constatado que o efeito final na BER média de um sistema OFDM causado pelas frequências Doppler de cada *TAP*, tem comportamento similar ao de um ruído AWGN na BER média. Conforme aumentamos a velocidade de deslocamento da estação móvel, a BER média piora, na verdade, não há um aumento do ruído devido ao aumento de velocidade, mas sim uma perda de potência causada pela quebra de ortogonalidade.

A Fig. 4.2 mostra os efeitos causados por diferentes velocidades da estação móvel. Nela podemos ver que quando a estação móvel está parada, o comportamento da BER média é o mesmo dado por (3.5), e que ao se dobrar a velocidade do usuário, a partir de 25 km/h, gera uma piora na BER média de 2,5 dB. Ao analisarmos o comportamento da BER média para diferentes velocidades da estação móvel, podemos ver que a BER piora conforme esta velocidade aumenta.

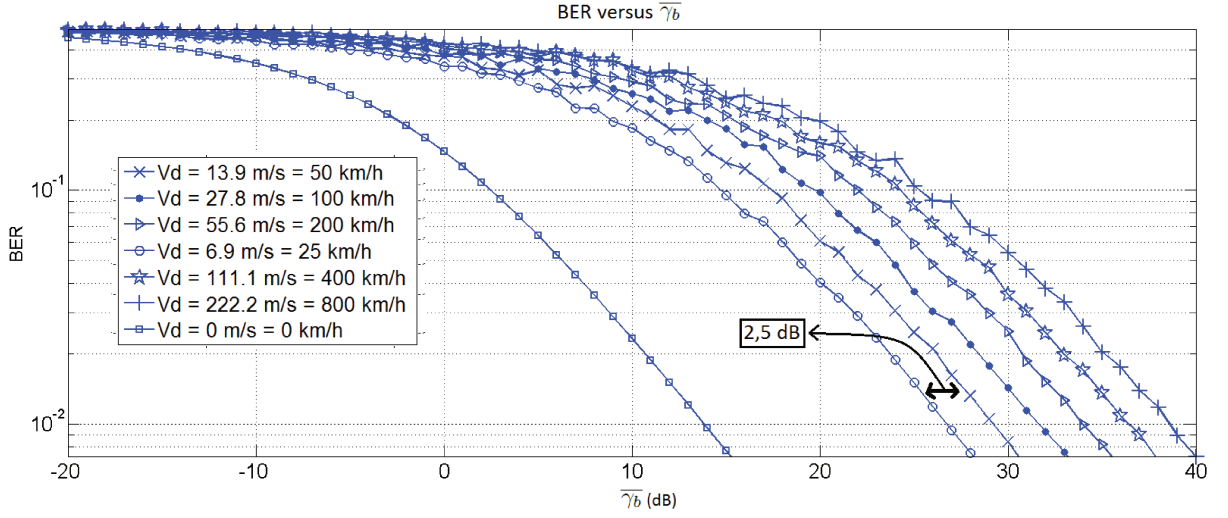


Figura 4.2: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $V_D = 0, 25, 50, 100, 200, 400$ e 800 km/h , com PC grande o suficiente.

4.2.2 Relação entre a Banda e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler

Fixando todos os parâmetros e variando B de 5, 10, 20 e 40 MHz, podemos ver na Fig. 4.3 que ao aumentar B , a BER média melhora, pois aumentamos diretamente a banda das subportadoras, e com isso, a ICI degrada menos o sinal de interesse.

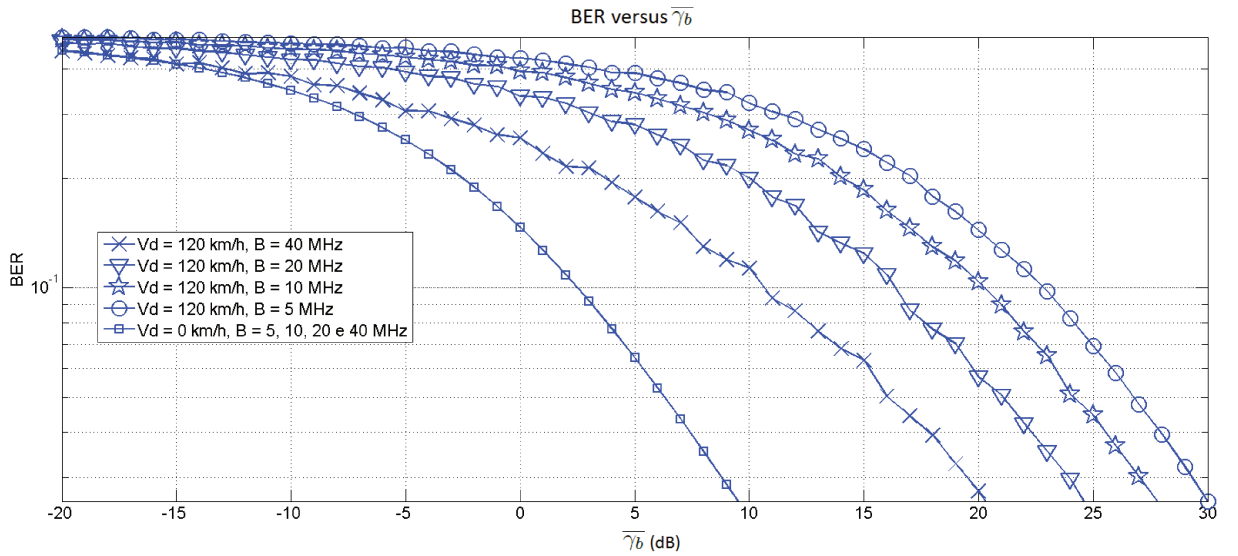


Figura 4.3: BER versus $\overline{\gamma}_b$ para $V_D = 800 \text{ km/h}$, $f_c = 2 \text{ GHz}$, $L = 1024$ subportadoras, com PC suficiente e $B = 5, 10, 20$ e 40 MHz .

A Fig. 4.4 mostra a relação entre B e a BER média para sistemas OFDM com efeito Doppler.

Para este parâmetro, a função matemática que relaciona a BER média e B é do tipo exponencial decrescente, dada por:

$$BER = e^{-K_4 B} \quad (4.1)$$

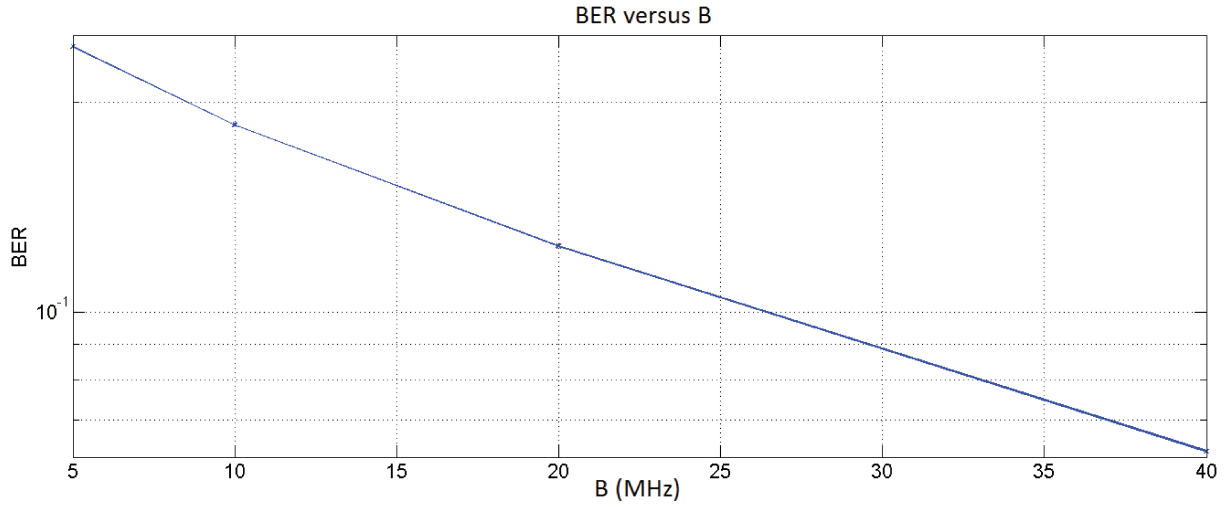


Figura 4.4: BER versus B com PC suficiente, $V_D = 300$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 512$ subportadoras, $B = 5, 10, 20$ e 40 MHz, e $\overline{\gamma}_b = 15$ dB.

onde K_4 é uma constante.

4.2.3 Relação entre V_D e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler

Com todos os parâmetros fixos e V_D variando de 20, 40, 80, 160, 320 e 640 km/h, podemos ver na Fig. 4.5 que ao aumentar a velocidade de deslocamento da estação móvel, a BER média piora, pois quanto maior V_D maior será o deslocamento da frequência da portadora.

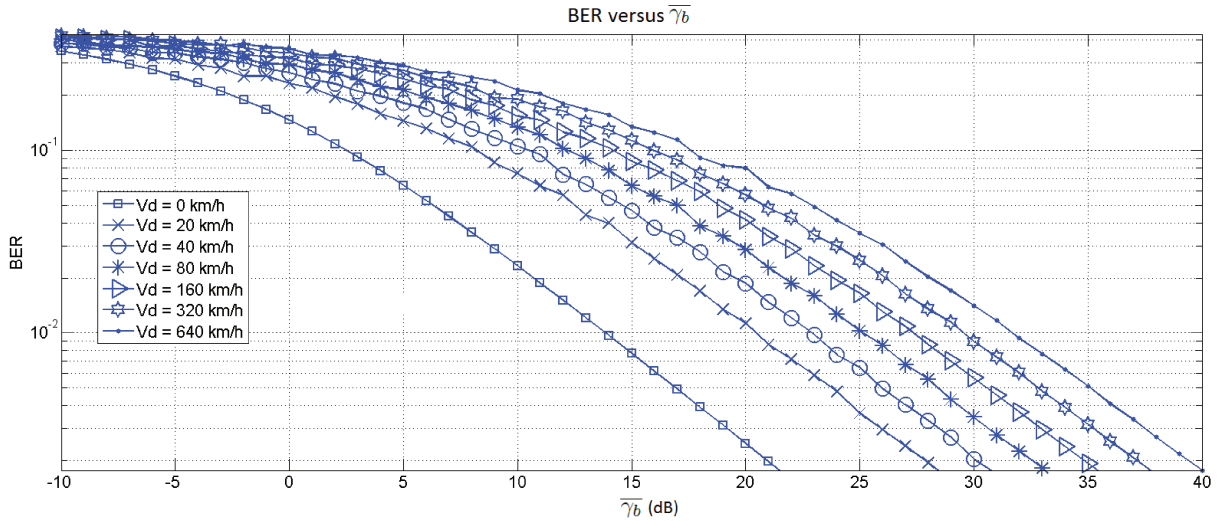


Figura 4.5: BER versus $\overline{\gamma}_b$, $V_D = 20, 40, 80, 160, 320$ e 640 km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 256$ subportadoras, $T_{pc} = T_c = 3,0$ μ s e $B = 10$ MHz.

A Fig. 4.6 mostra a relação entre V_D e a BER média em sistemas OFDM que transmite por um canal com frequências Doppler. A dependência matemática entre a BER média

e V_D é uma função do tipo potência dada por V_D^x , onde através de várias análises descobrimos que x é dependente de T_{pc} , T_c e B .

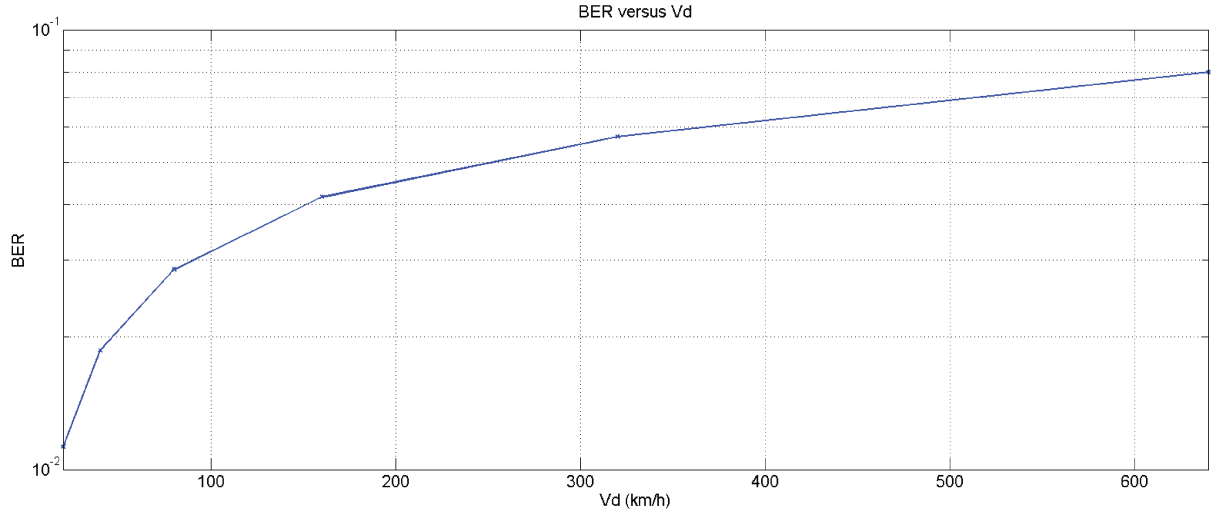


Figura 4.6: BER versus V_D , $T_c = T_{pc} = 3\mu s$, $f_c = 2$ GHz, $L = 256$ subportadoras, $B = 10$ MHz, e $\bar{\gamma}_b = 20$ dB.

4.2.4 Relação entre o Número de Subportadoras e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler

Podemos ver na Fig. 4.7 que ao variar L não há variação na BER média. Portanto a BER não depende de L .

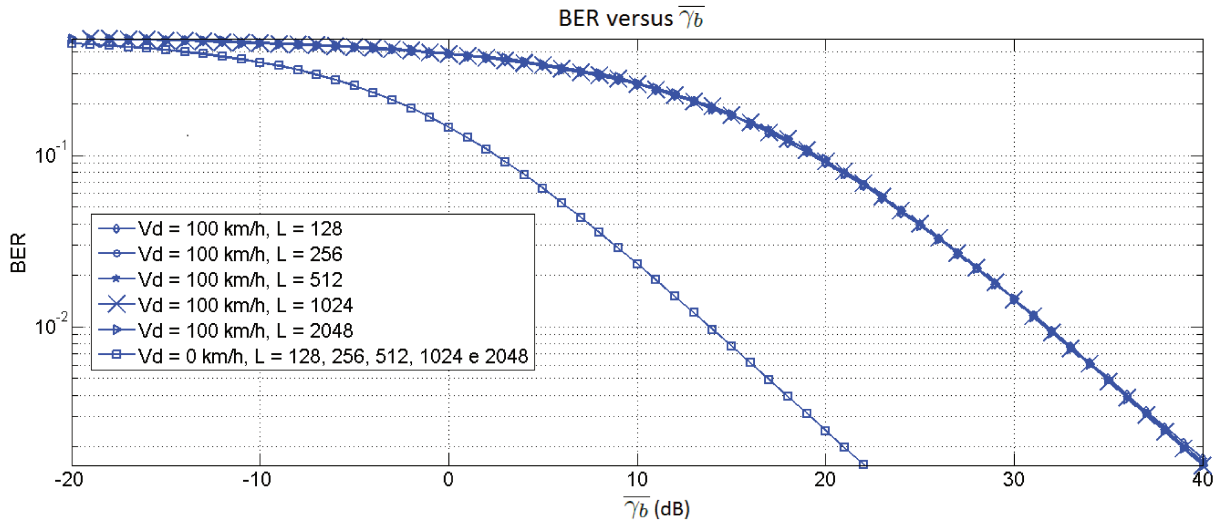


Figura 4.7: BER versus $\bar{\gamma}_b$ para $V_D = 100$ km/h, $f_c = 2,5$ GHz, $L = 128, 256, 512, 1024$ e 2048 subportadoras, com PC suficiente e $B = 5$ MHz.

4.2.5 Relação entre T_{pc} e T_c com a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler

Na análise feita na Fig. 4.8 podemos constatar que o excesso de PC não reduz os efeitos causados por um canal com Doppler, pois o uso do PC serve apenas para eliminar a ISI que ocorre em um canal com desvanecimento. Um canal que contenha frequências Doppler gera ICI, e com a presença da ICI temos a quebra de ortogonalidade dos símbolos, efeito este que o PC não reduz. Por este fator, a análise da relação entre T_{pc} e a BER média de um sistema OFDM que sofre os efeitos Doppler, deve ser feita em conjunto com a duração de T_c .

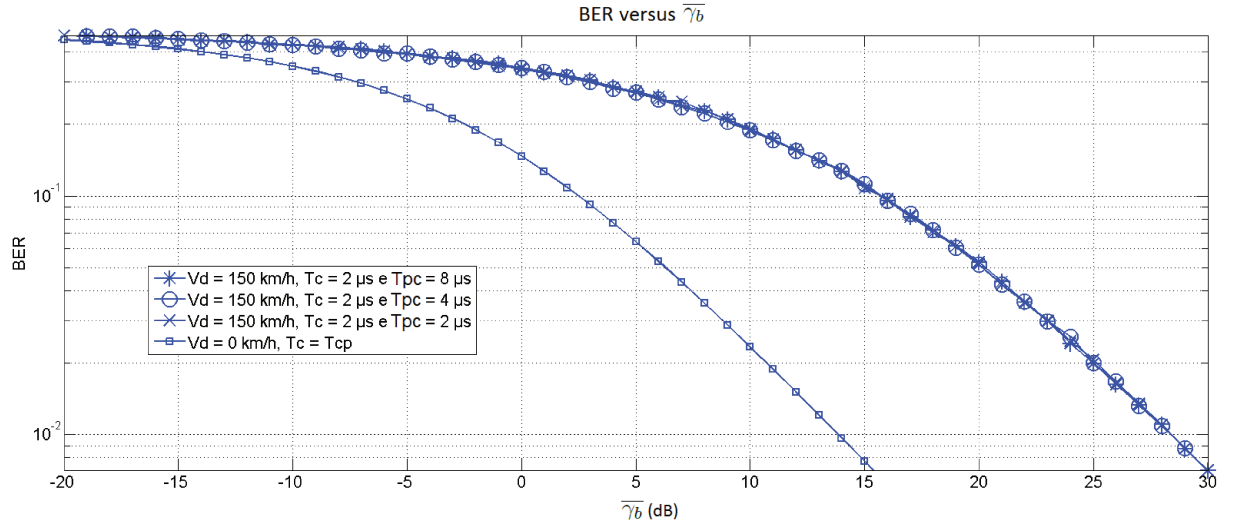


Figura 4.8: BER versus $\overline{\gamma_b}$, $V_D = 150$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 128$ subportadoras, $T_{pc} = 2, 4$ e $8 \mu s$, $T_c = 2 \mu s$ e $B = 5$ MHz.

Variando T_{pc} e T_c mas mantendo os outros parâmetros fixos, podemos ver na Fig. 4.9 que ao se aumentar T_{pc} e T_c temos uma piora na BER, pois com o aumento de T_c , mais TAPs terá o canal, e como cada TAP possui uma frequência Doppler diferente, mais ICI irá afetar o símbolo de interesse.

Através da Fig 4.10 concluímos que a dependência da BER média com T_{pc} e T_c é do tipo linear crescente, dada por:

$$BER = K_5 B \quad (4.2)$$

onde K_5 é uma constante.

Assim, os efeitos causados pelo efeito Doppler no desempenho da BER média de sistemas OFDM, com PC suficiente, em um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh*, para a modulação BPSK foi encontrado através de simulações realizadas, e utilizando o método de síntese de equação *fitting*, a equação encontrada para essas condições é dada por:

$$P_{b,DOP} = K_{D,suf} V_D^{K_{D1} \overline{\gamma_b} \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \quad (4.3)$$

onde $K_{D,suf}$ é uma constante que vale 0,073, B é em MHz, V_D em km/h, T_c e T_{pc} em μs , K_{D1} é uma constante que vale 0,693 e K_{D2} é outra constante que vale 0,04.

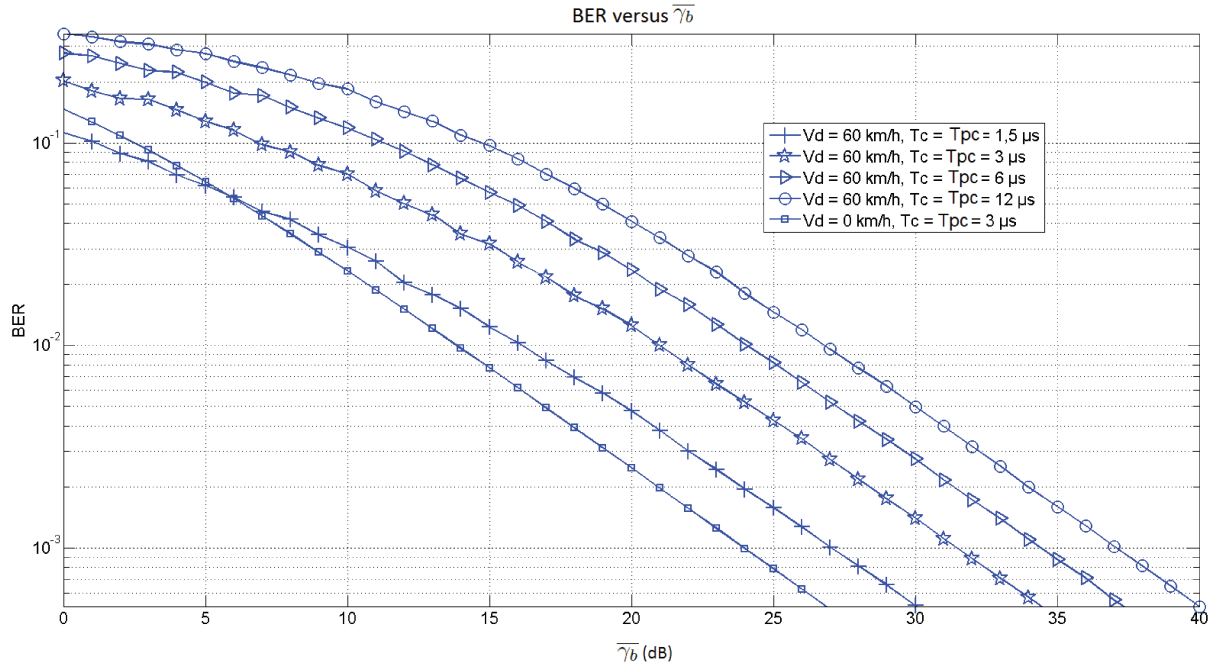


Figura 4.9: BER versus $\overline{\gamma_b}$, $V_D = 60$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 1024$ subportadoras, $T_{pc} = T_c = 1, 5, 3, 6$ e $12 \mu\text{s}$ e $B = 5$ MHz.

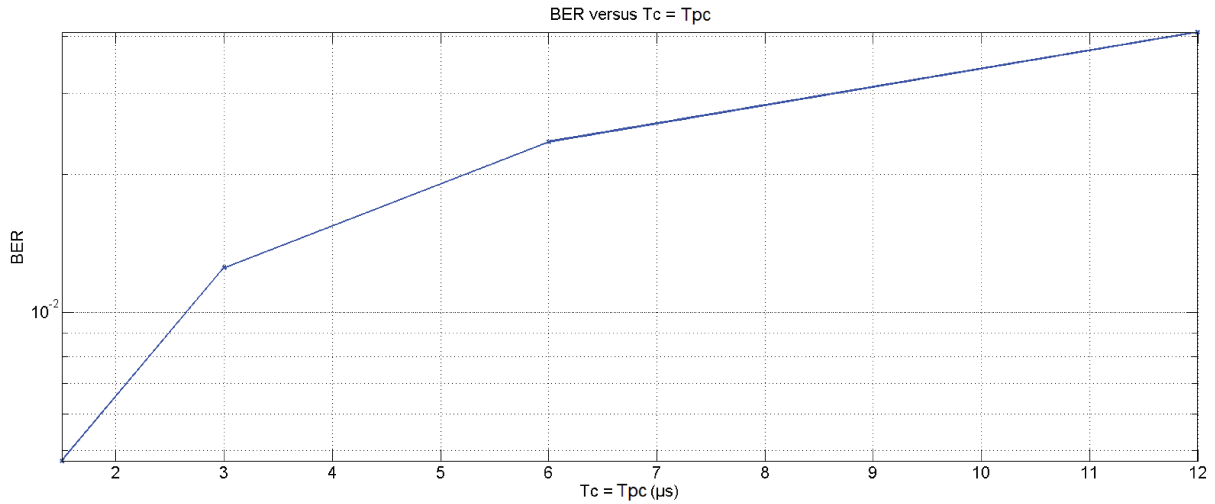


Figura 4.10: BER versus T_{pc} e T_c , $V_D = 60$ km/h, $f_c = 2$ GHz, $L = 1024$ subportadoras, $B = 5$ MHz, e $\overline{\gamma_b} = 20$ dB.

4.2.6 Relação entre PC Insuficiente e a BER Média na Presença dos Efeitos Doppler

Encontrada a relação matemática dos parâmetros de um sistema OFDM com os efeitos Doppler onde o PC é suficiente, temos agora resultados em que o PC é curto além do canal com Doppler.

Na Fig. 4.11 podemos ver que ao utilizar um PC curto através de um canal com Doppler, temos uma piora na BER média com o seu respectivo patamar de BER causado pelo PC curto.

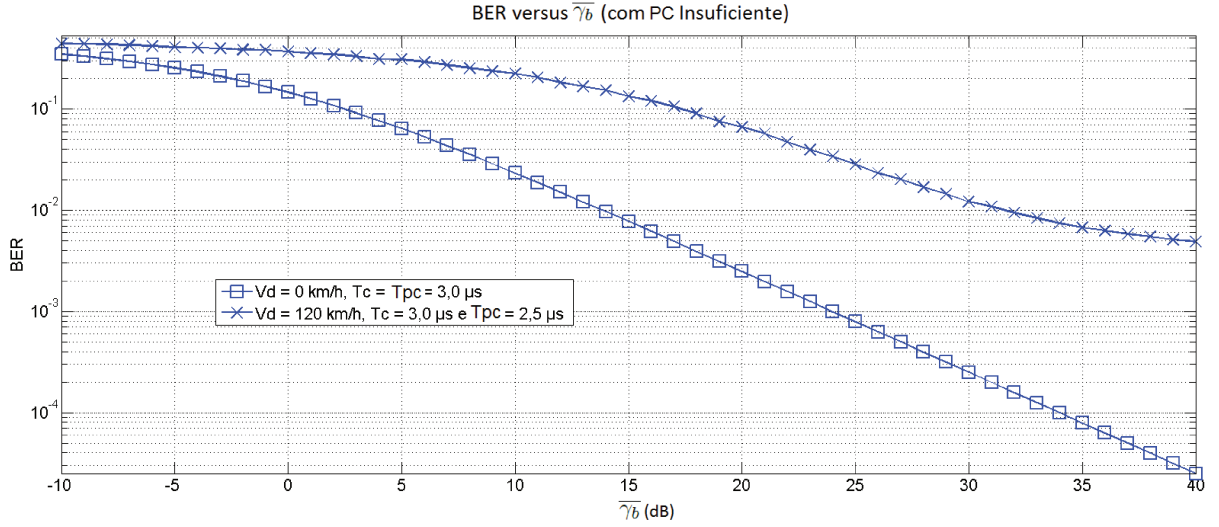


Figura 4.11: BER versus $\overline{\gamma_b}$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 1024$ subportadoras, $T_c = 3,0 \mu s$, $T_{pc} = 2,5 \mu s$ e $B = 20$ MHz.

Através de simulações e de análises dos dados simulados encontramos a equação que relaciona a BER média em função dos parâmetros citados acima na presença de um PC curto e de um canal com Doppler.

O desempenho da BER média de sistemas OFDM, com PC curto, em um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh*, na presença do efeito Doppler para a modulação BPSK foi encontrado através de simulações realizadas, e utilizando o método de síntese de equação *fitting* a equação para essas condições é dada por:

$$P_{b,DOP} = K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1} \overline{\gamma_b} \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \quad (4.4)$$

onde $K_{D,ins}$ é uma constante que vale 0,0003, B é em MHz, V_D em km/h, T_c e T_{pc} em μs , K_{D1} é uma constante que vale 0,693 e K_{D2} é outra constante que vale 0,04.

Na equação (4.4) podemos ver que quanto menor for T_{pc} em relação a T_c , mais o efeito Doppler será severo ao sinal de interesse. Podemos ver também que com o aumento da velocidade de deslocamento da estação móvel, pior será a BER média. O contrário acontece com B , pelo fato desta variável ser o denominador do expoente, assim quanto maior for B menor será o valor da BER média.

4.3 Resultados e Discussões

4.3.1 Resultados e Discussões para a Modulação BPSK

Finalmente, temos então, uma equação completa para um sistema OFDM em relação aos seus parâmetros, com PC curto através de um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* e efeito Doppler para a modulação BPSK. Tal equação é dada pela soma das equações (3.5), (3.6) ou (3.7) e (4.4).

Assim, para a região linear, temos que:

$$P_{b,t,L} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + 1}} \right) + k_L \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}) + K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1} \bar{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \quad (4.5)$$

Por outro lado, para a região não-linear, temos que:

$$P_{b,t,NL} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + 1}} \right) + k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}) + K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1} \bar{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \quad (4.6)$$

Para validar as expressões (4.5) e (4.6), foram feitas simulações nas duas regiões existentes em comparação com as equações gerais encontradas do sistema .

A Fig. 4.12 mostra um comparativo entre a curva de simulação e a equação geral (4.5) para a região linear de ISI. Na Fig. 4.12 podemos ver que a curva simulada e os resultados obtidos através da equação (4.5) são muito próximos, o que valida a equação geral para a BER média total quando o PC é curto e se encontra na região linear e também na presença do efeito Doppler.

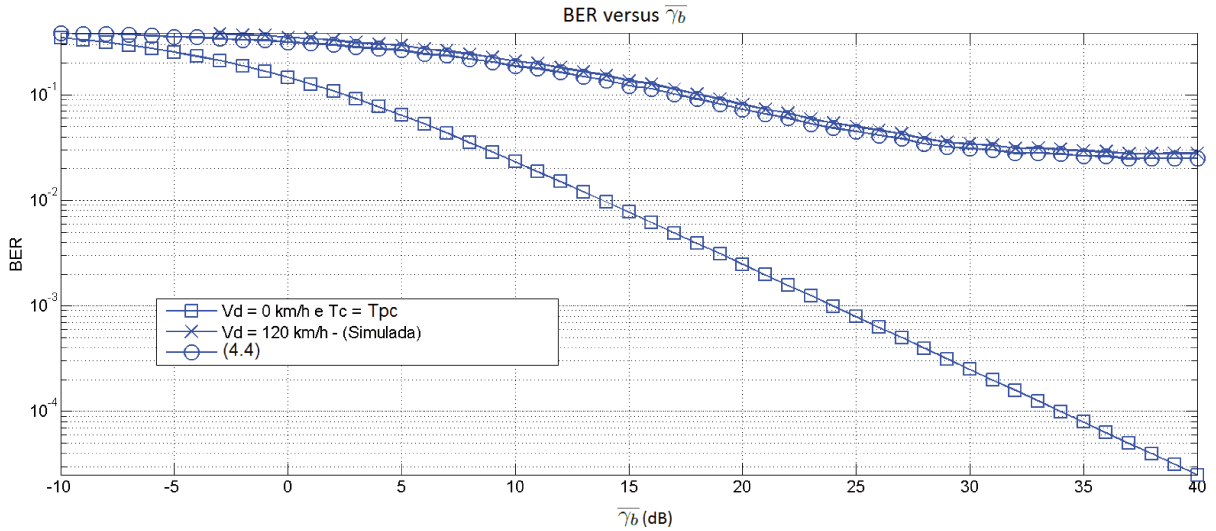


Figura 4.12: BER média total versus $\bar{\gamma}_b$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 2.5$ GHz, $L = 512$ subportadoras, e $T_{pc} = 1,5 \mu s$.

A Fig. 4.13 mostra um comparativo entre a curva de simulação e a equação geral (4.6) para a região não-linear de ISI. Na Fig. 4.13 podemos ver que a curva simulada e os resultados obtidos através da equação (4.6) são muito próximos, o que valida a equação geral para a BER média total quando o PC é curto e se encontra na região não-linear e também na presença dos efeitos Doppler.

4.3.2 Resultados e Discussões para as Modulações M-PSK e M-QAM

Analisando os efeitos causados pelo deslocamento Doppler em um sistema OFDM com prefixo cíclico curto para a modulação M-PSK, encontrou-se um fator $M/2$ que multiplica

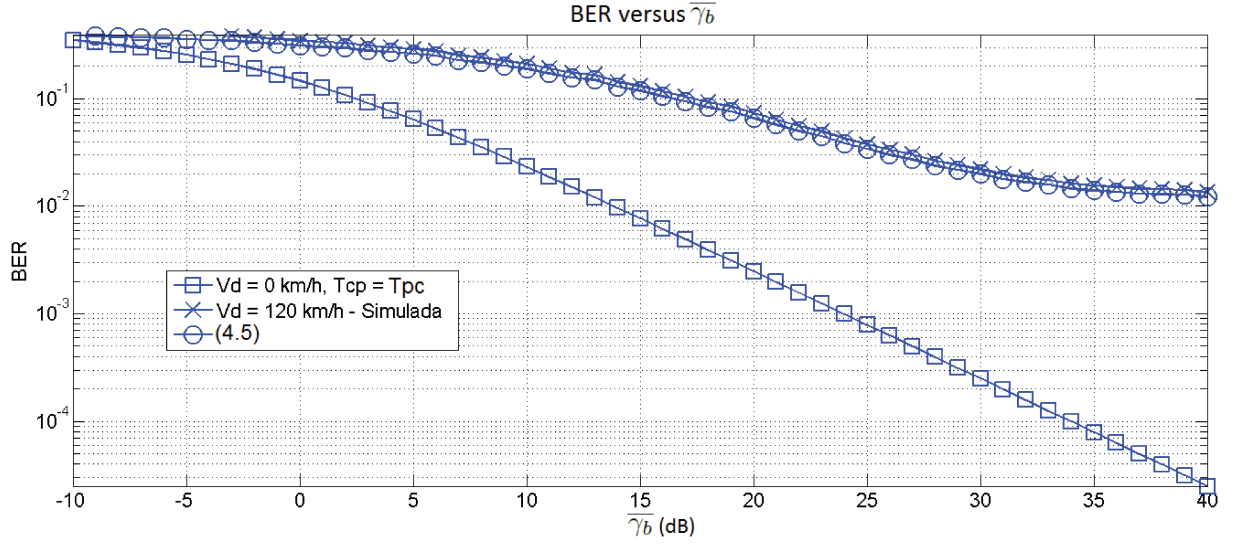


Figura 4.13: BER média total versus $\overline{\gamma_b}$ para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 2.5$ GHz, $L = 512$ subportadoras, e $T_{pc} = 2,5 \mu s$.

a expressão encontrada tanto para a região linear, quanto para a região não-linear. Assim, uma expressão geral de desempenho para o patamar da BER, na presença dos efeitos Doppler, com modulação M-PSK, em sistemas OFDM com um prefixo cíclico curto é dada por:

$$P_{b,DOP} = \frac{M}{2} K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1} \overline{\gamma_b} \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \quad (4.7)$$

onde M é a ordem da modulação.

Foram realizadas simulações em função do tempo de duração do prefixo cíclico, T_{pc} , para validar a equação encontrada em (4.7), comparativo demonstrado na Fig.4.14.

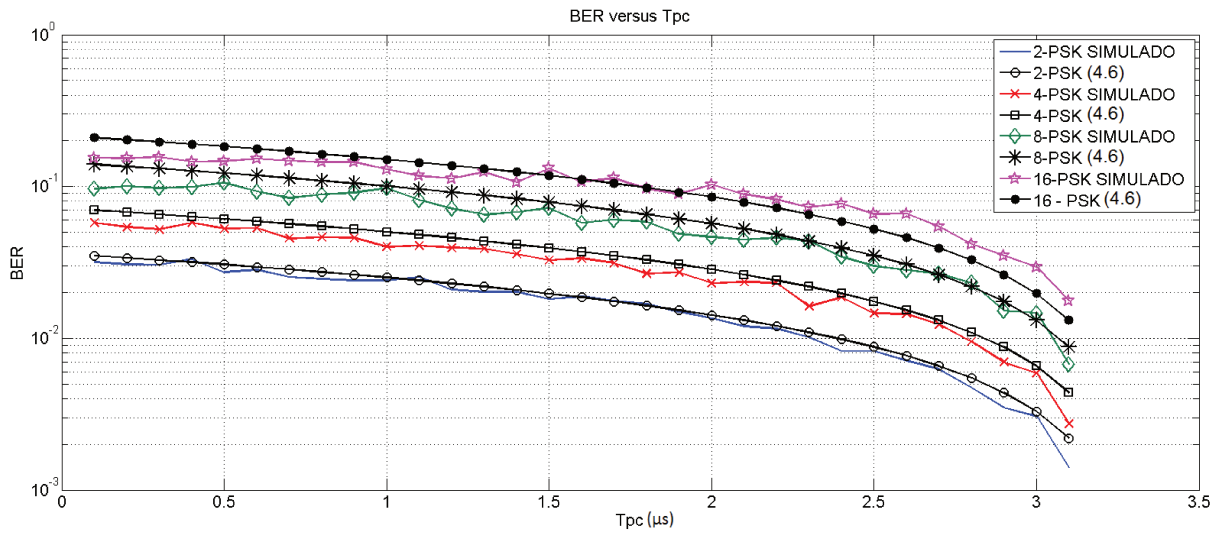


Figura 4.14: Patamar da BER na presença dos efeitos Doppler versus Duração do PC utilizando-se a equação (4.7) e resultados de simulação para $B = 20$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $V_D = 120$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 256$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3,1 \mu s$.

Analisando também os efeitos causados pelo deslocamento Doppler em um sistema

OFDM com prefixo cíclico curto para a modulação M-QAM, encontrou-se um fator $4[\ln(M) - 1]$ que multiplica a expressão encontrada para as duas regiões. Assim, uma expressão geral de desempenho para o patamar da BER, na presença dos efeitos Doppler, com modulação M-QAM, em sistemas OFDM com um prefixo cíclico curto é dada por:

$$P_{b,DOP} = 4[\ln(M) - 1]K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1}\overline{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2}T_{pc}}{BT_c^2} + 1 \right)} \quad (4.8)$$

Foram realizadas simulações em função do tempo de duração do prefixo cíclico, T_{pc} , para validar a equação encontrada em (4.8), comparativo demonstrado na Fig.4.15.

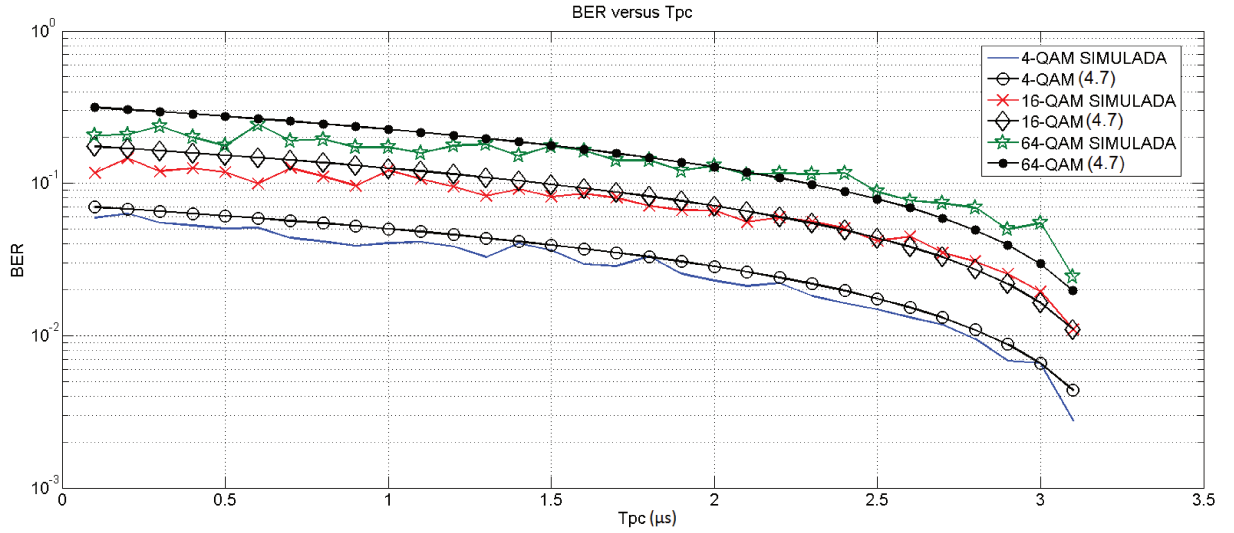


Figura 4.15: Patamar da BER na presença dos efeitos Doppler versus Duração do PC utilizando-se a equação (4.8) e resultados de simulação para $B = 10$ MHz, $T_c = 3,3 \mu s$, $V_D = 100$ km/h, $f_c = 900$ MHz, $L = 1024$ subportadoras e T_{pc} variando de $0,1 \mu s$ a $3,1 \mu s$.

Finalmente, temos então, um equacionamento completo para um sistema OFDM em relação aos seus parâmetros, com PC curto através de um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* e efeito Doppler para as modulações M-PSK e M-QAM.

Assim, para a modulação M-PSK na região linear, temos que:

$$P_{b,t,L} = P_{bM-PSK} + \frac{M}{2} \left(k_L \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}) + K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1}\overline{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2}T_{pc}}{BT_c^2} + 1 \right)} \right) \quad (4.9)$$

Para a modulação M-PSK na região não-linear, temos:

$$P_{b,t,NL} = P_{bM-PSK} + \frac{M}{2} \left(k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}) + K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1}\overline{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2}T_{pc}}{BT_c^2} + 1 \right)} \right) \quad (4.10)$$

Na modulação M-QAM, temos também, um equacionamento completo para um sistema OFDM em relação aos seus parâmetros, com PC curto através de um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* mais os efeitos Doppler.

Onde para a região linear, temos que:

$$P_{b,t,L} = P_{bM-QAM} + 4[\ln(M) - 1] \left(k_L \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}) + K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1} \bar{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \right) \quad (4.11)$$

Para a região não-linear, temos:

$$P_{b,t,NL} = P_{bM-QAM} + 4[\ln(M) - 1] \left(k_{NL} \left(\frac{T_c}{T_{pc}} \right)^2 \frac{B}{L} (T_c - T_{pc}) + K_{D,ins} \frac{T_c - T_{pc}}{T_c} V_D^{K_{D1} \bar{\gamma}_b \left(\frac{K_{D2} T_{pc}}{B T_c^2} + 1 \right)} \right) \quad (4.12)$$

Capítulo 5

Conclusões Finais

Nesta dissertação foram avaliados os efeitos do uso do prefixo cíclico curto na taxa de erro de bit média em sistemas OFDM e seus parâmetros para as modulações M-PSK e M-QAM em um canal com desvanecimento lento do tipo *Rayleigh* e ruído AWGN. Foram analisados também os efeitos causados pelo Doppler em relação aos parâmetros reais de um sistema OFDM.

Para analisar os efeitos causados pelo uso do prefixo cíclico curto no capítulo 3 foi desenvolvido um simulador que implementa um sistema OFDM da forma digital utilizando basicamente a IFFT no transmissor e a FFT no receptor. O canal por onde os sinais transmitidos trafegam foi implementado no simulador utilizando um modelo completo proposto por Smith, onde neste modelo, é possível gerar desvanecimento lento e correlacionado do tipo *Rayleigh*. Dos resultados obtidos, concluímos que o uso do prefixo cíclico curto gera na taxa de erro de bit média um patamar, onde mesmo com o aumento da potência de transmissão este patamar se mantém constante. Ao relacionar o tempo de dispersão do canal com o tempo do prefixo cíclico, foi constatado que quando $t_{cp} \leq 0,55t_c$ o patamar tem comportamento linear e acima desta região tem comportamento não linear. Concluímos também que analisar os efeitos causados pelo uso do prefixo curto é uma tarefa não trivial e de difícil análise, por este motivo, foi escolhido o método de aproximação matemática *fitting*.

Para avaliar os efeitos Doppler que são causados pelo deslocamento da estação móvel, no capítulo 4 foi utilizado o método de aproximação matemática *fitting*. Com os resultados obtidos concluímos que os efeitos Doppler causam na taxa de erro de bit média um efeito similar a de um ruído AWGN, assim, foi equacionado em termos dos parâmetros reais de um sistema OFDM em função da velocidade de deslocamento do usuário.

Finalmente, foi apresentado uma única equação que modela a taxa de erro de bit média onde o prefixo é curto e o usuário está em deslocamento.

5.1 Trabalhos Futuros

A seguir, são propostos alguns tópicos de pesquisa para trabalhos futuros.

- Analisar os efeitos do uso do prefixo curto utilizando parâmetros reais de uma única tecnologia como *LTE* dentre outras.

- Utilizar codificações como por exemplo códigos turbo e convolucionais.
- Técnicas para mitigar e combater os efeitos Doppler.
- Implementar no simulador técnicas para estimar e combater o desvanecimento do canal.

Bibliografia

- Adeel, M. & Muaz, M. (2011). Performance Comparasion of OFDM System Based on Optimized Pilots Over Rician and Rayleigh Fading Channels, *ICICT - Information and Communication Technologies* pp. 1–4.
- Andrews, G. (2007). *Fundamentals of WiMAX*, Prentice Hall.
- Angélico, B. A. (2003). Desempenho de um Sistema MC-CDMA em Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados na Frequência, *IEEE Transactions on Communication Technology* **06**(02): 1–8.
- Bahai, A. R. S. & Saltzberg, B. R. (1999). *Multi-Carrier Digital Communications*, Kluwer, New York.
- Barry, J. R., Lee, E. A. & Masserschmitt, D. G. (2004). *Digital Communication*, Springer Science+Business Media, LLC, New York.
- Chen, S. & Zhu, C. (2004). ICI and ISI Analysis and Mitigation for OFDM Systems with Insuficiente Cyclic Prefix in time-varying Channels, *IEEE Transactions on Communications* **50**: 78–83.
- de Almeida, C. (n.d.). *livro não publicado*.
- Fazel, K. & Kaiser, S. (2008). *Multi-Carrier ans Spread Spectrum Systems*, Wiley.
- Holma, H. & Toskala, A. (2011). *LTE for UMTS*, Wiley.
- Khan, F. (2011). *LTE for 4G Mobile Broadband*, Wiley.
- Lipovac, A. (2013). OFDM Error Floor Prediction in a Small-Time-Dispersion Channel, *Wireless Pers Commun* **75**: 645–663.
- Papoulis, A. & Pillar, S. U. (2002). *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, New York.
- Peled, A. & Ruiz, A. (1980). Frequency Domain Data Transmission using Reduced Computational Complexity algorithms, *IEEE Transactions on Communication Technology* pp. 964–967.

- Proakis, J. G. (1995). *Digital Communications*, Prentice Hall, New York.
- Rappaport, T. S. (1996). *Wireless Communications, principles and practice*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.
- Robertson, P. & Kaiser, S. (1999). The Effects of Doppler Spreads in OFDM(A) Mobile Systems, *IEEE Transactions on Communication Technology* pp. 329–333.
- Schellmann, M. & Haustein, T. (2008). Doppler Compensation for chunk-based OFDMA Systems, *International 7th ITG Conference on Communications* pp. 1–6.
- Sun, Y. & Tong, L. (1999). Channel Equalization for Wireless OFDM Systems with ICI and ISI, *IEEE Transactions on Communications* **1**: 182–186.
- Tse, D. & Viswanath, P. (2005). *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press.
- Weinstein, S. B. & Ebert, P. M. (1971). Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform, *IEEE Transactions on Communication Technology* **19**(05): 628–634.