



Universidade Estadual de Feira de Santana  
Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada

ANÁLISE DA PERFORMANCE DE  
SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM  
FIO BASEADOS EM OFDM  
UTILIZANDO UM MODELO DE  
PROPAGAÇÃO NA ÁREA URBANA  
DE SÃO PAULO - SP

KARINE SOUZA DE ALMEIDA

Feira de Santana

2016



Universidade Estadual de Feira de Santana  
Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada

KARINE SOUZA DE ALMEIDA

**ANÁLISE DA PERFORMANCE DE SISTEMAS  
DE COMUNICAÇÃO SEM FIO BASEADOS  
EM OFDM UTILIZANDO UM MODELO DE  
PROPAGAÇÃO NA ÁREA URBANA DE SÃO  
PAULO - SP**

Dissertação apresentada à Universidade Estadual de Feira de Santana como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Computação Aplicada.

Orientador: Dr. Edgar Silva Júnior

Feira de Santana

2016

**Ficha Catalográfica – Biblioteca Central Julieta Carteado**

A448a Almeida, Karine Souza de  
Análise da performance de sistemas de comunicação sem fio baseados em OFDM utilizando um modelo de propagação na área urbana de São Paulo - SP / Karine Souza de Almeida. – Feira de Santana, 2016.  
143 f. : il.

Orientador: Edgar Silva Júnior.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Feira de Santana, Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada, 2016.

1. Sistema de comunicação sem fio - São Paulo, SP. 2. Modelo de propagação – Transmissão de dados. I. Silva Júnior, Edgar, orient. II. Universidade Estadual de Feira de Santana. III. Título.

CDU: 621.39(815.6)

Karine Souza de Almeida

**Análise da Performance de Sistemas de Comunicação Sem Fio  
Baseados em OFDM Utilizando um Modelo de Propagação na Área  
Urbana de São Paulo - SP**

Dissertação apresentada à Universidade Estadual de Feira de Santana como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Computação Aplicada.

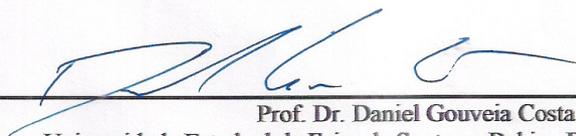
Feira de Santana, 24/05/2016

**BANCA EXAMINADORA**



---

Prof. Dr. Edgar Silva Júnior (Orientador)  
Universidade Estadual de Feira de Santana, Bahia. Departamento: DTEC



---

Prof. Dr. Daniel Gouveia Costa  
Universidade Estadual de Feira de Santana, Bahia. Departamento: DTEC



---

Profa. Dra. Marcela Silva Novo  
Universidade Federal da Bahia, Bahia. Departamento: Engenharia Elétrica

# Abstract

By using the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), it is possible to transmit by a channel a more robust signal and less susceptible to interferences. When such technique, based on orthogonal subcarriers, is combined with the use of propagation models, which are relevant tools for simulating the signal behavior in respect to environmental parameters and antenna configurations, it is feasible to have an evaluation about the performance of these systems, improving their project phase. Therefore, this work presents the use of OFDM technique applied to two propagation models: a two-ray geometric model and a microcellular model adapted to the Paulista Avenue, São Paulo, SP, having as objective the analysis of a mobile communication system through Bit Error Rate (BER). In the developed application using the MAtrix LABoratory (MATLAB) software, the mobile communication system based on OFDM admits several scenarios during the simulation, so that scenarios are related to positioning of the antennas, heights, type of modulation, size of the bit sequence to be sent, and others. The adopted OFDM architecture has been the IFFT / FFT and based on it, the system performs the transmission and reception of a bit set through a channel with interference by using different digital modulations, making appropriate comparisons.

**Keywords:** Multicarrier Modulation, OFDM, Propagation Models, BER, Linear Microcells.

# Resumo

Através da utilização da técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM, do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), é possível transmitir por um canal um sinal mais robusto e menos propenso a interferências. Quando tal técnica, baseada na utilização de subportadoras ortogonais, é aliada ao uso de modelos de propagação, que são ferramentas relevantes para a simulação do comportamento do sinal em relação aos parâmetros do ambiente e as configurações das antenas, é possível ter uma avaliação a respeito do desempenho desses sistemas, melhorando a fase de projeto dos mesmos. Sendo assim, este trabalho apresenta o uso da técnica OFDM aplicada a dois modelos de propagação: um modelo geométrico de dois raios e um modelo microcelular adaptado para a Avenida Paulista, São Paulo, SP, possuindo como objetivo a análise de um sistema de comunicação móvel através do cálculo da Taxa de Erro de Bit (BER, do inglês, *Bit Error Rate*). Na aplicação desenvolvida utilizando o *software* MATLAB (*MATrix LABoratory*), o sistema de comunicação móvel baseado em OFDM assume diversos cenários durante as simulações, de forma que esses cenários são relacionados ao posicionamento das antenas, alturas, tipo de modulação, tamanho da sequência de bits a ser enviada, entre outras. A arquitetura OFDM adotada foi a IFFT/FFT e baseado nela, o sistema realiza a transmissão e a recepção de um conjunto de bits por um canal com interferências utilizando diferentes modulações digitais, fazendo as devidas comparações.

**Palavras-chave:** Modulação Multiportadora, OFDM, Modelos de Propagação, BER, Microcélulas Lineares.

# Prefácio

Esta dissertação de mestrado foi submetida a Universidade Estadual de Feira de Santana (UEFS) como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Computação Aplicada.

A dissertação foi desenvolvida dentro do Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada (PGCA) tendo como orientador o Dr. **Edgar Silva Júnior**.

# Agradecimentos

Agradeço à minha querida mãe, Antonia de J., quem me compreendeu nos momentos em que a palavra “compreensão” já não era tão cabível, e ainda, pela sua grandiosa ajuda e paciência durante todo tempo. À minha irmã Idalba S., quem amo muito e quem esteve presente em muitos instantes que precisei. Ao meu esposo, Tassalon F., por representar meu apoio, me incentivar e sempre sonhar o meu sonho. Aos demais parentes e amigos por torcerem e acreditarem em mim. Ao meu orientador, professor Dr. Edgar Silva Júnior por todo auxílio durante este trabalho.

*Dedico esse trabalho à minha mãe, Antonia de J., à minha irmã, Idalba S., e ao meu esposo, Tassalon F., por serem exemplos de perseverança e por evidenciarem para mim o quanto manter princípios e voltar sempre às origens é importante para sermos bem sucedidos ao longo da vida. Juntos, eles me mostraram o quanto o poder de Deus é infinito. Amo vocês.*

# Sumário

Abstract	i
Resumo	ii
Prefácio	iii
Agradecimentos	iv
Sumário	vii
Lista de Trabalhos Aceitos para Publicação	viii
Lista de Tabelas	ix
Lista de Figuras	xviii
Lista de Abreviações	xix
Lista de Símbolos	xxi
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Justificativa . . . . .	2
1.2 Relevância . . . . .	3
1.3 Motivação . . . . .	3
1.4 Objetivos . . . . .	4
1.4.1 Objetivo Geral . . . . .	4
1.4.2 Objetivos Específicos . . . . .	4
1.5 Estrutura da Dissertação de Mestrado . . . . .	5
<b>2 Revisão Bibliográfica</b>	<b>6</b>
2.1 Os Modelos de Propagação e os Sistemas de Comunicação Sem Fio . . . . .	6
2.2 Caracterização do Canal sem Fio . . . . .	8
2.3 Mecanismos de Propagação . . . . .	9
2.4 Teoria do Traçado de Raios . . . . .	11
2.5 Modelos Determinísticos e Empíricos . . . . .	12

2.6	Guia de Ondas e Microcélulas Lineares . . . . .	13
2.7	Modelos de Propagação Microcelulares . . . . .	15
2.8	Modelo Geométrico de Dois Raios . . . . .	20
2.9	Modulação . . . . .	22
2.9.1	Símbolos e Diagramas de Constelação . . . . .	23
2.9.2	Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK) . . . . .	23
2.9.3	Modulação por Chaveamento de Fase (PSK) . . . . .	24
2.9.4	Modulação por Chaveamento de Fase em Quadratura (QPSK) . . . . .	25
2.9.5	Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM) . . . . .	27
2.9.6	Modulação Multiportadora . . . . .	28
2.10	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais . . . . .	30
2.10.1	Contextualização Histórica . . . . .	30
2.10.2	Transformada Discreta de Fourier e Transformada Rápida de Fourier . . . . .	30
2.10.3	Princípios da OFDM . . . . .	32
2.11	Taxa de Erro de Bit . . . . .	36
2.11.1	Sinal Desejado e Sinais Interferentes . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Metodologia</b>	<b>38</b>
3.1	Implementação da Técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais . . . . .	38
3.1.1	Entrada de Dados no Sistema OFDM . . . . .	38
3.1.2	Mapeamento dos Dados . . . . .	40
3.1.3	Sinal OFDM e Adição do Prefixo Cíclico . . . . .	42
3.1.4	Etapa de Recepção de Dados . . . . .	45
3.2	Aplicação do Sistema OFDM ao Modelo Geométrico de Dois Raios . . . . .	45
3.3	Modelo Tridimensional da Avenida Paulista . . . . .	51
3.4	Aplicação do Sistema OFDM ao Modelo da Avenida Paulista . . . . .	55
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>58</b>
4.1	Recuperação de Sequências de Bits Utilizando o Sistema OFDM . . . . .	58
4.2	Estimativas do Sistema de Comunicação Móvel baseado em OFDM aplicado ao Modelo Geométrico de Dois Raios . . . . .	62
4.3	Estimativas do Sistema de Comunicação Móvel baseado em OFDM aplicado ao Modelo da Avenida Paulista . . . . .	75
4.3.1	Estimativas para uma Base Estrutural Regular . . . . .	75
4.3.2	Estimativas para uma Base Estrutural Específica . . . . .	91
4.4	Sistema de Comunicação OFDM Variando a Frequência e EIRP das Antenas Transmissoras para o Modelo de Dois Raios Vetorial e o Modelo da Avenida Paulista . . . . .	101
<b>5</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>110</b>
5.1	Propostas de Trabalhos Futuros . . . . .	111
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>113</b>

# Lista de Trabalhos Publicados

Almeida, K.S., Santos, R.T., Silva Jr., E., Cardoso, C.C., e Oliveira, I.M.L. (2015), UHF Signal Measurements and Prediction Using Propagation Models, International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 6 p.

Almeida, K.S. de, Silva, T.F., e Costa, D.G. (2015), Uma Ferramenta para Suporte ao Ensino do Protocolo AODV, Associação Brasileira de Educação de Engenharia (ABENGE), Revista de Ensino de Engenharia, Volume 34, Número 2, 12 p.

# Lista de Tabelas

2.1	Eventos relacionados à OFDM [Andrews et al. 2007, Ergen 2009, Rocha 2007, Mesleh et al. 2011, Dissanayake e Armstrong 2013, El-Absi et al. 2014, Islim et al. 2015] . . . . .	31
4.1	Designações para as ERBs citadas na seção . . . . .	64
4.2	Informações úteis sobre os testes realizados na Seção 4.3 . . . . .	76

# Lista de Figuras

2.1	Componentes do Multipercurso. Adaptado [Ergen 2009] . . . . .	10
2.2	Técnica do Traçado de Raios (Método das Imagens). Adaptado [Bertoni 2000] . . . . .	12
2.3	Avenida Lexington, NY. [ <i>Google Earth</i> versão 7.1.5.1557] . . . . .	14
2.4	Sistema Celular . . . . .	14
2.5	Modelo geométrico do raio direto [Silva Jr. 2007] . . . . .	16
2.6	Modelo geométrico do raio refletido no solo [Silva Jr. 2007] . . . . .	16
2.7	Modelagem de múltiplas reflexões laterais com $n$ ímpar reflexões e 1 <sup>a</sup> reflexão superior - Polarização Vertical [Silva Jr. 2007] . . . . .	17
2.8	Esquema de difração na $n$ -ésima borda ( $n$ ímpar) na parte inferior do guia de ondas - Polarização Vertical [Silva Jr. 2007] . . . . .	17
2.9	Modelo Geométrico de Dois Raios [Silva Jr. 2007] . . . . .	20
2.10	Diagramas de constelação QPSK (a), 8-PSK (b), 16-QAM (c) e 32-QAM (d) [Chiueh e Tsai 2007] . . . . .	23
2.11	Exemplo de uma modulação BASK . . . . .	24
2.12	Exemplo de uma modulação BPSK . . . . .	25
2.13	Sinal QPSK referente a Equação 2.31 para $i = 1, 2, 3$ e $4$ , respectivamente . . . . .	26
2.14	Exemplos das modulações (a) QPSK e (b) 8-PSK . . . . .	26
2.15	Diagrama de blocos do processo de modulação QAM . . . . .	27
2.16	Modulações (a) 16-QAM e (b) 32-QAM . . . . .	28
2.17	Resposta do canal em frequência e o efeito do desvanecimento em subportadoras OFDM. Adaptado [Chiueh e Tsai 2007] . . . . .	29
2.18	Diagrama de blocos da modulação multiportadora. Adaptado [Hasan 2007] . . . . .	29
2.19	Comparação entre os espectros FDM e OFDM . . . . .	32
2.20	Espectro OFDM para cada sinal QAM [Ergen 2009] . . . . .	33
2.21	Arranjo das subportadoras no domínio do tempo . . . . .	34
2.22	Adição do tempo de guarda em um símbolo OFDM . . . . .	35
2.23	Arquitetura OFDM . . . . .	36
2.24	Sinal desejado e interferentes em uma microcélula . . . . .	37
3.1	Dados da fonte sem normalização . . . . .	39
3.2	Dados da fonte normalizados . . . . .	40

3.3	Diagrama de constelação utilizando a modulação 4-PSK . . . . .	41
3.4	Diagrama de constelação utilizando a modulação 4-ASK . . . . .	41
3.5	Diagrama de constelação utilizando a modulação 4-QAM . . . . .	42
3.6	Sinal OFDM sem prefixo cíclico . . . . .	43
3.7	Sinal OFDM com adição do prefixo cíclico . . . . .	44
3.8	Sinal OFDM com prefixo cíclico e contínuo . . . . .	44
3.9	Disposição de três antenas transmissoras (círculos em vermelho) no plano cartesiano e região produzida a partir dos pontos de localização das ERBs . . . . .	48
3.10	Exemplo de disposição de três antenas transmissoras (círculos em vermelho) no plano cartesiano e região produzida a partir dos pontos de localização das ERBs . . . . .	49
3.11	Disposição de três antenas em relação à estação móvel em ambiente LOS. $d_1$ , $d_2$ e $d_3$ correspondem às distâncias entre as ERBs e a EM. . . . .	50
3.12	Esquema do sistema OFDM utilizando o modelo geométrico de dois raios . . . . .	51
3.13	Região em 3D da Avenida Paulista para a qual foram obtidas as medições. [ <i>Google Earth</i> ] . . . . .	52
3.14	Localização da antena transmissora que realiza a cobertura do lado esquerdo da Avenida Paulista, SP, para a qual foram realizadas medições de campo. [ <i>Google Earth</i> ] . . . . .	53
3.15	Localização da antena transmissora que realiza a cobertura do lado direito da Avenida Paulista, SP, para a qual foram realizadas medições de campo. [ <i>Google Earth</i> ] . . . . .	53
3.16	Lado maior (1720 metros) do trecho da Avenida Paulista, SP . . . . .	54
3.17	Lado menor (650 metros) do trecho da Avenida Paulista, SP . . . . .	54
3.18	Ilustração composta por microcélulas lineares . . . . .	56
3.19	Células lineares com a estação rádio móvel à direta das ERBs . . . . .	57
3.20	Esquema do sistema OFDM utilizando o modelo da Avenida Paulista . . . . .	57
4.1	Processo de recuperação de uma sequência de 96 bits: (a) Sequência de 96 bits normalizada; (b) Diagrama de constelação utilizando a modulação 8-PSK; (c) Parte real e imaginária do sinal OFDM gerado (com CP); (d) Bits da fonte recuperados no receptor . . . . .	59
4.2	Processo de recuperação de uma sequência de 192 bits: (a) Sequência de 192 bits normalizada; (b) Diagrama de constelação utilizando a modulação 8-PSK; (c) Parte real e imaginária do sinal OFDM gerado (com CP); (d) Bits da fonte recuperados no receptor . . . . .	60
4.3	Processo de recuperação de uma sequência de 256 bits: (a) Sequência de 256 bits normalizada; (b) Diagrama de constelação utilizando a modulação 8-PSK; (c) Parte real e imaginária do sinal OFDM gerado (com CP); (d) Bits da fonte recuperados no receptor . . . . .	61
4.4	Diagramas de constelação para a sequência de 256 bits: (a) Com modulação digital 16-ASK; (b) Com modulação digital 16-QAM . . . . .	62

4.5	Comportamento da BER Média para qualquer tipo de modulação (M-ASK, M-PSK ou M-QAM) com relação a um sinal desejado sem os efeitos da propagação ou qualquer interferência sofrida no canal de propagação . . . . .	64
4.6	Comportamento da BER média utilizando uma antena transmissora do sinal desejado e uma antena que irradia o sinal interferente. A modulação utilizada é a 8-QAM. Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz	65
4.7	Comportamento da BER média utilizando uma antena transmissora do sinal desejado e uma antena que irradia o sinal interferente. A modulação utilizada é a 4-ASK. Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz	65
4.8	Comportamento da BER média utilizando uma antena transmissora do sinal desejado e uma antena que irradia o sinal interferente. A modulação utilizada é a 4-PSK. Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz	66
4.9	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	67
4.10	Comportamento da BER 4-PSK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	68
4.11	Comportamento da BER 4-ASK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	68
4.12	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	69
4.13	Comportamento da BER 4-PSK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	70

4.14	Comportamento da BER 4-ASK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	70
4.15	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); Cálculo feito a cada 5 metros; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	71
4.16	Comportamento da BER 4-PSK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); Cálculo feito a cada 5 metros; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	72
4.17	Comportamento da BER 4-ASK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); Cálculo feito a cada 5 metros; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	72
4.18	Comportamento da BER Média para as modulações 8-QAM com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 500), Sinal Interferente 1 no ponto (500, 0) e Sinal Interferente 2 no ponto (500, 1000); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	73
4.19	Comportamento da BER Média para a modulação 4-PSK com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 500), Sinal Interferente 1 no ponto (500, 0) e Sinal Interferente 2 no ponto (500, 1000); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz	74
4.20	Comportamento da BER Média para a modulação 4-ASK com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 500), Sinal Interferente 1 no ponto (500, 0) e Sinal Interferente 2 no ponto (500, 1000); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz	74
4.21	Comportamento da BER Média quando o receptor se afasta a uma distância $d$ de até 100 metros do transmissor que possui o sinal de interesse. Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 10$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 900$ MHz . . . . .	77
4.22	Cenário que representa o posicionamento das antenas na avenida. Nesse cenário, o receptor encontra-se à direita de todos os transmissores e percorre uma distância de 100 metros no intervalo [301, 400] . . . . .	77
4.23	Comportamento da BER 8-QAM Média; Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	78

4.24	Comportamento da BER 4-PSK Média; Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	78
4.25	Comportamento da BER 4-ASK Média; Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	79
4.26	Cenário que representa o posicionamento das antenas na Avenida Paulista considerando uma base de dados regular. Neste cenário, o receptor percorre uma distância total de 400 metros . . . . .	80
4.27	Comportamento da BER 8-QAM Média; Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	80
4.28	Comportamento da BER 4-PSK Média; Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	81
4.29	Comportamento da BER 4-ASK Média; Cálculo feito a cada 1 metro; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	81
4.30	Cenário que representa o posicionamento das antenas na Avenida Paulista considerando uma base de dados regular. Neste cenário, o receptor percorre uma distância total de 1200 metros . . . . .	82
4.31	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	83
4.32	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	83
4.33	Comportamento da BER 4-ASK Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	84
4.34	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	85
4.35	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 15$ m; $h_{t2} = 15$ m; $h_{t3} = 15$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	85
4.36	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 20$ m; $h_{t2} = 20$ m; $h_{t3} = 20$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	86

4.37	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 25$ m; $h_{t2} = 25$ m; $h_{t3} = 25$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	86
4.38	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 30$ m; $h_{t2} = 30$ m; $h_{t3} = 30$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	87
4.39	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 35$ m; $h_{t2} = 35$ m; $h_{t3} = 35$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	87
4.40	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	88
4.41	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 15$ m; $h_{t2} = 15$ m; $h_{t3} = 15$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	88
4.42	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 20$ m; $h_{t2} = 20$ m; $h_{t3} = 20$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	89
4.43	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 25$ m; $h_{t2} = 25$ m; $h_{t3} = 25$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	89
4.44	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 30$ m; $h_{t2} = 30$ m; $h_{t3} = 30$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	90
4.45	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 35$ m; $h_{t2} = 35$ m; $h_{t3} = 35$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	90
4.46	Parte 1 da região da Avenida Paulista para a qual foi adaptado o modelo de propagação desenvolvido por [Silva Jr. 2007] . . . . .	91
4.47	Parte 2 da região da Avenida Paulista para a qual foi adaptado o modelo de propagação desenvolvido por [Silva Jr. 2007] . . . . .	92
4.48	Comportamento da BER 8-QAM Média para uma base de dados específica da Avenida Paulista; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	93
4.49	Comportamento da BER 4-PSK Média para uma base de dados específica da Avenida Paulista; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	93
4.50	Comportamento da BER 4-ASK Média para uma base de dados específica da Avenida Paulista; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	94

4.51	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	95
4.52	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 15$ m; $h_{t2} = 15$ m; $h_{t3} = 15$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	95
4.53	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 20$ m; $h_{t2} = 20$ m; $h_{t3} = 20$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	96
4.54	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 25$ m; $h_{t2} = 25$ m; $h_{t3} = 25$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	96
4.55	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 30$ m; $h_{t2} = 30$ m; $h_{t3} = 30$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	97
4.56	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 35$ m; $h_{t2} = 35$ m; $h_{t3} = 35$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	97
4.57	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	98
4.58	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 15$ m; $h_{t2} = 15$ m; $h_{t3} = 15$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	98
4.59	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 20$ m; $h_{t2} = 20$ m; $h_{t3} = 20$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	99
4.60	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 25$ m; $h_{t2} = 25$ m; $h_{t3} = 25$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	99
4.61	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 30$ m; $h_{t2} = 30$ m; $h_{t3} = 30$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	100
4.62	Comportamento da BER 4-PSK Média; $h_{t1} = 35$ m; $h_{t2} = 35$ m; $h_{t3} = 35$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 857$ MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48] . . . . .	100
4.63	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 500$ MHz; EIRP = 26,42 dBW . . . . .	102

4.64	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 750$ MHz; EIRP = 29,94 dBW . . . . .	102
4.65	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 1$ GHz; EIRP = 32,44 dBW . . . . .	103
4.66	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 500$ MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 40,40 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 26,42 dBW . . . . .	104
4.67	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 750$ MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 43,92 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 29,94 dBW . . . . .	104
4.68	Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); $h_{t1} = 10$ m; $h_{t2} = 10$ m; $h_{t3} = 10$ m; $h_r = 1,5$ m; $\sigma = 0,001$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; $f = 1$ GHz; EIRP (Sinal Desejado) = 46,42 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 32,44 dBW . . . . .	105
4.69	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]; $f = 500$ MHz; EIRP = 26,42 dBW . . . . .	106
4.70	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]; $f = 750$ MHz; EIRP = 29,94 dBW . . . . .	106
4.71	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]; $f = 1$ GHz; EIRP = 32,44 dBW . . . . .	107
4.72	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]; $f = 500$ MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 40,40 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 26,42 dBW . . . . .	107

4.73	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]; $f = 750$ MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 43,92 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 29,94 dBW . . . . .	108
4.74	Comportamento da BER 8-QAM Média; $h_{t1} = 7$ m; $h_{t2} = 7$ m; $h_{t3} = 7$ m; $h_r = 1,8$ m; $\sigma = 7$ S/m; $\varepsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]; $f = 1$ GHz; EIRP (Sinal Desejado) = 46,42 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 32,44 dBW . . . . .	108

# Lista de Abreviações

<b>Abreviação</b>	<b>Descrição</b>
QoS	Qualidade de Serviço
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
BER	Bit Error Rate
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
LS	Least Squares
MATLAB	MATrix LABoratory
3G	Third Generation
LTE	Long Term Evolution
4G	Fourth Generation
Flash-OFDM	Flash Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FDM	Frequency-Division Multiplexing
ISI	Intersymbol Interference
GO	Óptica Geométrica
UTD	Uniform Theory of Diffraction
FDTD	Finite Difference Time Domain
ERB	Estação Rádio Base
EM	Estação Móvel
CCC	Central de Comutação e Controle
SNR	Signal Noise Ratio
FAPESB	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado da Bahia
ASK	Amplitude Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
BASK	Binary Amplitude Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
SCM	Single-Carrier Modulation
MCM	Multi-Carrier Modulation
ICI	Intercarrier Interference
LAN	Local Area Network
DSL	Digital Subscriber Line
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

3GPP	Third Generation Partnership Project
OFDM-MIMO	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Multiple-Input Multiple-Output
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
DFT	Discrete Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
CP	Cyclic Prefix
A/D	Analog/Digital
EIRP	Effective Isotropically Radiated Power

# Lista de Símbolos

<b>Símbolos</b>	<b>Descrição</b>
$\delta(t)$	Impulso unitário
$h(t)$	Resposta impulsiva do canal
$A_n$	Atenuação
$\tau_n$	Atraso no tempo de chegada
$\varphi_n$	Fase correspondente a um caminho
$Tx$	Transmissor
$Rx$	Receptor
$h_t$	Altura do transmissor
$h_r$	Altura do receptor
$\sigma$	Condutividade elétrica
$\varepsilon'_c$	Permissividade relativa complexa
$\varepsilon'$	Constante dielétrica relativa
$f$	Frequência
$r$	Comprimento de raio
$\vec{E}$	Campo elétrico
$E_0$	Constante relativa ao campo elétrico
$G(\theta)$	Padrão de radiação
$\varphi, \alpha, \chi, \psi, \beta, \theta$	Representação de ângulo
$\lambda$	Comprimento de onda
$P_r$	Potência recebida
$P_t$	Potência transmitida
$G_t$	Ganho do transmissor
$G_r$	Ganho do receptor
$m(t)$	Sinal de mensagem
$s(t)$	Sinal modulado
$t$	Tempo
$A_c$	Amplitude de onda portadora
$A$	Amplitude
$\omega_0$	Frequência angular
$\omega_c$	Frequência angular da onda portadora
$\pi$	Constante universal = 3,14159
$I(t)$	In Phase
$Q(t)$	In Quadrature

$bit/s$	Bit por segundo
$Hz$	Hertz
$x$	Amostra
$X$	Coefficiente espectral
$q$	Índice espectral de amostra
$n$	Índice de amostra
$T$	Período
$f$	Frequência
$N_c$	Número de subportadoras
$T_s$	Tempo de símbolo
$T_{cp}$	Duração do período de guarda
$T_{FFT}$	Tamanho da IFFT
$N_s$	Número símbolos complexos
$E_b$	Energia por bit
$N_0$	Densidade espectral do ruído
$a_d$	Fator de posicionamento de símbolo
$M$	Quantidade de símbolos
$a_{di}$	Fator decimal de fase
$a_{dq}$	Fator decimal de quadratura
$I$	Sinal interferente
$S_{OFDM}$	Sinal OFDM
$d$	Distância
$l$	Largura da rua

# Capítulo 1

## Introdução

O advento dos sistemas de comunicação sem fio mudou profundamente a forma como as pessoas realizam o compartilhamento de informações. Os serviços oferecidos por esses sistemas trouxeram consigo diversas vantagens, tais como: mobilidade, comodidade, estratégias para atender mais usuários sem aumentar a interferência entre eles, flexibilidade por permitir a cobertura de lugares onde fios não poderiam chegar, entre outras. Essas vantagens geraram, naturalmente, uma expansão no mercado das comunicações móveis que é notada desde a década de 1990 [Silva Jr. e Carrijo 2004]. Dessa forma, geralmente são necessárias maiores taxas de transmissão de dados e largura de banda para atender à demanda, aumentando ainda mais a utilização do já escasso e disputado espectro eletromagnético. Neste contexto, os sistemas de comunicações móveis precisam sempre se desenvolver em termos de segurança, aumento de capacidade e melhor aproveitamento do espectro para que consigam manter uma ampla aplicabilidade às situações do mundo moderno, sejam elas associadas aos negócios, ao entretenimento, à automação de dispositivos, etc. Consequentemente, pode-se dizer que em áreas mais densas como centros urbanos e algumas rodovias, certamente o espectro tem se tornado ainda mais escasso, devido à sua maior utilização [Silva Jr. e Carrijo 2006].

Sendo assim, a fim de aumentar a reutilização de frequências e desafogar o espectro eletromagnético, pode-se optar por uma abordagem microcelular [Silva Jr. e Carrijo 2006], conceito que propõe um aumento significativo de capacidade mesmo com as limitações do espectro, porém sem grandes modificações tecnológicas. No entanto, essa abordagem pede que modelos de propagação de ondas sejam convenientemente utilizados para que se tenha uma estimativa precisa do comportamento do sinal que contém a informação e que está sendo propagada entre um transmissor e receptor. Além disso, para que o espectro seja gerenciado de maneira ainda mais otimizada, pode ser utilizada uma técnica denominada OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), que está fundamentada no uso de subportadoras ortogonais para elevar a taxa de transmissão de dados com um sinal mais robusto e menos suscetível às interferências.

Em vista disso, este trabalho realiza a análise da performance de um sistema de comunicação sem fio baseado na arquitetura OFDM aplicada ao uso de modelos de propagação. Essa análise é feita através do cálculo da Taxa de Erro de Bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*), com a finalidade de verificar como um sinal pode ser influenciado por interferências em um canal sem fio. A arquitetura OFDM foi construída através do MATLAB (*MATrix LABoratory*), que é uma plataforma otimizada para resolução de problemas científicos e de engenharia bastante utilizada em processamento de sinais, visão computacional, comunicações, finanças computacionais, robótica, entre outros [Mathworks 2015]. Após a construção da arquitetura OFDM, a mesma foi adequada aos modelos de propagação utilizados, os quais incluem características do transmissor e receptor de radiofrequência, das equações de propagação da onda e da base de dados estrutural do local envolvido.

## 1.1 Justificativa

Devido ao grande desenvolvimento da área das comunicações móveis, possibilitando a integração de diferentes mídias como voz, dados e imagens, além de um crescente aumento na troca de informações comerciais e pessoais no planeta [Silva Jr. 2007], a expectativa por economia em termos de largura de banda tem se tornado cada vez maior. Uma maneira de atingir maior otimização no uso do espectro eletromagnético é através da OFDM, uma técnica de modulação multiportadora que encontrou, recentemente, uma larga adoção em uma ampla variedade de sistemas de comunicação de alta taxa de dados, incluindo tecnologias como WiMAX, 3G LTE, 4G e Flash-OFDM [Ergen 2009, Andrews et al. 2007].

O destaque do método OFDM em aplicações que envolvem altas taxas de transmissão de dados decorre especialmente por este prover alto nível de eficiência espectral, principalmente quando comparada à FDM (*Frequency Division Multiplexing*) [Anuradha e Kumar 2014] e estar pouco propensa à interferência intersimbólica (ISI) em canais altamente dispersivos [Haykin 2001].

A técnica de eficiência espectral OFDM, quando aliada ao uso de modelos de propagação de ondas para prever o comportamento do sinal em um canal sem fio e levando em consideração os efeitos das componentes de multipercurso, tais como: reflexão, difração e espalhamento na localidade escolhida, faz com que se possa ter noções do melhor posicionamento de Estações Rádio Base (ERBs) em sistemas celulares que optam pela reutilização de frequências para prover aumento de capacidade.

Cada vez mais em sistemas celulares, as ERBs cobrem áreas menores, de forma que modelos baseados em abordagens determinísticas como a do Traçado de Raios, se mostram superiores quando comparados aos modelos baseados em medições estatísticas em termos de precisão e eficiência. Uma empresa que não é capacitada para elaborar modelos precisos de predição irá produzir ou uma rede muito cara ou, mais provavelmente, uma rede de má qualidade [Silva Jr. 2007, Silva Jr. e Carrijo 2006,

Bertoni e Liang 1998]. Por isso, este trabalho visa utilizar inicialmente um modelo geométrico de dois raios juntamente com um sistema baseado em OFDM e, adaptar um modelo de propagação genérico descrito em [Silva Jr. 2007] para uma região urbana da cidade de São Paulo - SP e também aplicar a um sistema OFDM, com a finalidade de trazer futuros avanços para tal localidade no que diz respeito à área de telecomunicações, melhorando o aproveitamento espectral através do uso de frequências ortogonais.

## 1.2 Relevância

Modelos de propagação são ferramentas fundamentais para estimar o comportamento da intensidade de um sinal em um canal sem fio. Esses modelos podem ser utilizados para avaliar a performance de um sistema sem a necessidade de construí-lo em *hardware* antes dessa avaliação, diminuindo, assim, custos relacionados à implantação de infraestrutura e tornando eficiente o projeto de instalação das antenas, melhorando a qualidade dos serviços de telefonia oferecidos aos usuários [Silva Jr. 2007].

Esses aspectos, convenientemente associados à utilização da técnica multiportadora OFDM, fazem com que a transmissão e a recepção de dados se tornem ainda mais robustas, fazendo com que o sinal seja menos sensível às interferências, sofra menos com os efeitos do multipercurso e, não menos importante, mais espectro eletromagnético seja economizado. Portanto, este trabalho possibilita uma avaliação das interferências em um sistema de comunicação móvel baseado em OFDM para uma determinada região podendo, assim, ter um papel fundamental no êxito de empresas de telecomunicações.

## 1.3 Motivação

Apesar da existência de diversos modelos de propagação na literatura, como os modelos Espaço Livre, Log-distância, Okumura-Hata, Ikegami-Walfisch, entre outros [Rappaport 2002], ou esses não são considerados precisos ou, não são apropriados para regiões muito diferentes daquelas para as quais foram originalmente destinados, pois o ambiente e a base estrutural geralmente são muito diferentes de um lugar para outro quando são levados em conta aspectos como os materiais e altura dos prédios, vegetação, ondulação do terreno ou até mesmo a influência do clima. Assim, torna-se conveniente fazer uso de modelos de propagação específicos para determinadas regiões que ainda não os possuem a fim de adquirir uma maior precisão na predição da intensidade do sinal. Como o Brasil comumente utiliza modelos de propagação que foram destinados para outras regiões, sendo algumas vezes modelos obtidos de maneira empírica, esse trabalho propõe a aplicação de modelos de propagação específicos que realizem a predição do sinal em uma área, de forma

que futuramente traga benefícios para os serviços de telefonia brasileiros, já que através de modelos de propagação, do planejamento espacial das ERBs e da modulação utilizada é possível encontrar a melhor posição para se instalar uma antena.

Através do modelo matemático de propagação proposto por [Silva Jr. 2007], é possível realizar as devidas adaptações na base estrutural deste, criando outros modelos de propagação de ondas (como feito para a Avenida Paulista, São Paulo) que servirão para outras localidades do país, a fim de que não seja mais necessária a utilização de modelos que não são devidamente apropriados. Ademais, como os sistemas de comunicações móveis atuais têm utilizado bastante a tecnologia OFDM como uma forma de melhorar o desempenho, a mesma será implementada via *software* e usada junto aos modelos de propagação propostos para que se tenha detalhes relacionados à taxa de erro de bit (BER) para diversos cenários de um sistema de comunicação móvel, a qual é caracterizada na literatura como parâmetro essencial na mensuração de performance de um sistema.

## 1.4 Objetivos

Nas seguintes subseções, serão apresentados os objetivos do trabalho “ANÁLISE DA PERFORMANCE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO BASEADOS EM OFDM UTILIZANDO UM MODELO DE PROPAGAÇÃO NA ÁREA URBANA DE SÃO PAULO - SP”, mostrando o que se pretende alcançar com o desenvolvimento do mesmo.

### 1.4.1 Objetivo Geral

Adaptar um modelo de propagação de ondas eletromagnéticas e juntamente com o modelo de dois raios vetorial, analisar a performance de um sistema baseado em OFDM.

### 1.4.2 Objetivos Específicos

- Obter conhecimentos relacionados à propagação de ondas eletromagnéticas e entender os parâmetros necessários de um modelo matemático determinístico observando os mecanismos de propagação e a base estrutural do local escolhido;
- Adaptar um modelo de propagação de ondas apurado para uma área densa da cidade de São Paulo - SP;
- Implementar a arquitetura OFDM baseada na FFT (*Fast Fourier Transform*) usando o MATLAB;

- Realizar análises de performance do sistema baseado em OFDM aplicando o modelo de propagação obtido para a Avenida Paulista - SP;
- Realizar análises de performance do sistema baseado em OFDM aplicando o modelo de propagação de dois raios desenvolvido por [Silva Jr. 2007];
- Registrar as simulações e análises dos dados;
- Contribuir através de publicação de artigos científicos, apresentando os resultados advindos do trabalho.

## 1.5 Estrutura da Dissertação de Mestrado

Esta dissertação divide-se na seguinte forma: O Capítulo 2 tem como objetivo fundamentar o trabalho, trazendo os principais conceitos utilizados durante o desenvolvimento do mesmo. Define-se Canal de Comunicação sem Fio, Teoria do Traçado de Raios, Modelos de Propagação de Ondas, uma descrição geral sobre Modulações e tópicos relacionados à Modulação Multiportadora e à técnica OFDM. Dessa maneira, torna-se possível criar a ponte necessária para o entendimento de como o projeto proposto foi desenvolvido.

O Capítulo 3 restringe-se aos procedimentos aplicados para a obtenção dos resultados. Os resultados são apresentados no Capítulos 4. Por fim, o Capítulo 5 contém as considerações relacionadas a essa dissertação de mestrado.

# Capítulo 2

## Revisão Bibliográfica

Este capítulo apresenta os conceitos fundamentais que contemplam o arcabouço teórico para a compreensão deste trabalho. Serão descritos, essencialmente, os aspectos relacionados a um canal sem fio, modelos de propagação e arquitetura OFDM.

### 2.1 Os Modelos de Propagação e os Sistemas de Comunicação Sem Fio

Com a evolução no mercado das comunicações móveis, especialmente desde a década de 1990, as companhias de telecomunicações têm se deparado com redes de radiocomunicação cada vez mais complexas quanto ao planejamento das mesmas, tonando-se necessário o surgimento de modelos adequados para análise, projeto e gerenciamento das redes de radiocomunicação [Silva Jr. 2007, Silva Jr. e Carrijo 2005, Stamm 2001]. Assim, modelos de propagação determinísticos se caracterizam como ferramentas importantes para que sejam realizadas conclusões precisas no campo da predição.

Com o espectro eletromagnético cada vez mais escasso, para que se realize reuso de frequências, é necessário se ter um estudo relacionado à interferência. Nesse ponto, entra a importância do papel dos modelos de propagação apurados, pois através deles o comportamento do sinal pode ser predito para ambientes urbanos, suburbanos e rurais. No entanto, para que se disponibilize de modelos precisos, é necessária uma combinação da descrição do ambiente em questão e as equações que regem a propagação da onda transmitida na presença de estruturas [Silva Jr. 2007, Silva Jr. e Carrijo 2004].

Dentre os modelos propostos para região de Linha de Visada (LOS, do inglês *Line-of-Sight*) estão o de [Rustako Jr. et al. 1991], que realizou algumas medições em Nova Jersey e Nova Iorque. Ele propôs um modelo de seis raios (modelo de dois raios e quatro raios adicionais refletidos nas faces dos prédios) para áreas urbanas.

O modelo de dois raios baseia-se no uso de aproximações de ângulos, sem levar em consideração a diferença de caminho entre os raios direto e refletido; e a polarização da onda transmitida. O modelo de seis raios é um modelo bidimensional (2D), que também baseia-se em aproximações, não levando em consideração a diferença de caminho entre os raios refletidos nas faces dos prédios e o raio direto; e a polarização da onda transmitida [Silva Jr. 2007]. Já [Mazar et al. 1998], este apresentou um modelo bidimensional (2D) de guia de ondas de rua, geometricamente mais exato com um coeficiente de reflexão variável onde anteparos e fendas são distribuídos aleatoriamente. Muitos modelos de microcélulas que são desenvolvidos utilizando a teoria do traçado de raios ainda incluem componentes empíricas [Parsons 2000], já que uma análise com adição vetorial de raios é um trabalho muito complexo [Silva Jr. 2007].

Assim, [Silva Jr. 2007] desenvolveu modelos mais apurados em relação aos citados anteriormente. O modelo de dois raios e modelo de guia de ondas de rua tridimensional (3D) propostos por ele, incluem: a derivação de uma geometria de raios precisa, uma polarização estrita, uma refletividade de superfície mais exata, e análises vetorial e de padrão de radiação do campo elétrico, de modo que todos os campos podem ser somados fasorialmente e vetorialmente no ponto de recepção. Além disso, o modelo 3D de guia de ondas conta com a base de dados do local aumentando ainda mais a sua precisão [Silva Jr. 2007]. Sendo assim, esses modelos foram selecionados para serem usados neste trabalho, pois a aplicação de uma arquitetura ou técnica OFDM sobre modelos de propagação mais precisos, certamente resultará em uma análise de performance da camada física mais fiel à realidade. Agora, antes de entender detalhadamente quais são os conceitos relacionados aos modelos de propagação utilizados neste trabalho e à tecnologia OFDM que também foi empregada, existe a necessidade de se conhecer um pouco de como se deu o histórico das comunicações sem fio.

Em 1873, o físico James Clerk-Maxwell divulgou a teoria das ondas eletromagnéticas. Em 1895, o italiano Guglielmo Marconi realizou uma transmissão de sinais inteligíveis sem fio ao longo de uma distância de 1,5 km. Posteriormente, no ano de 1915, uma estação de rádio, em Arlington nos Estados Unidos, enviou um sinal de voz para a Torre Eiffel em Paris. Já em 1946 surgem, nos Estados Unidos, os primeiros telefones móveis. Em 1964, é disponibilizado nos Estados Unidos um sistema de radiotelefone. Na década de 1980, foi lançado o serviço comercial de telefonia digital. Por fim, em 1992, se deu início ao serviço de telefonia celular digital [Couch 2013, Silva Jr. 2007].

Além dos eventos relacionados às comunicações sem fio, também é conveniente citar alguns trabalhos dos últimos anos relacionados à OFDM que envolvem conceitos de radiopropagação.

Em [Ng et al. 2007] é mostrado um avançado modelo *site-specific* utilizando *ray-tracing* baseado em imagem. Esse modelo permite a análise da propagação incluindo elementos *outdoor*, a qual foi realizada em ambientes urbanos densos utilizando dados de canal MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*). Já [Sa-e et al. 2007], esse

utilizou o modelo *Ground Reflection* (2 Raios) em um sistema WiMAX para avaliar a potência recebida e o desempenho do sistema, mostrando características do *path loss*.

No trabalho de [Poikonen 2009] é feito um modelo de simulação de estado finito baseado em algoritmos simples e computacionalmente eficientes para uma transmissão de sinais OFDM variantes no tempo em canais de propagação sem fio seletivos em frequência. No ano seguinte, [Jakobsen et al. 2010] apresentou um modelo refinado do canal de propagação multipercurso sem fio, juntamente com uma análise aprofundada sobre o impacto de técnicas de amortecimento espacial quando utilizadas para melhorar a estimativa do canal usando um sistema OFDM. [Machado et al. 2011] apresentou um trabalho sobre um modelo de propagação para a previsão de perda de caminho e parâmetros de desempenho sobre redes baseadas em OFDM. Para este estudo, medições em uma rede WiMAX foram realizadas à 5,8 GHz e os parâmetros para o modelo proposto foram ajustados via otimização usando mínimos quadrados (LS, do inglês *Least Squares*) e os dados medidos.

Em 2014, [Jarrín et al. 2014] mostrou uma análise de desempenho entre diferentes modelos de propagação para estimar o *path loss* em um canal sem fio para sistemas de comunicação em conformidade com IEEE 802.16-2009 *WirelessMAN Fixed OFDM*. No ano seguinte, [Feick et al. 2015] apresentou um modelo com base empírica para o ganho de uma matriz de antena *indoor*. Isso foi feito de forma que fosse realizada uma reparametrização do modelo Greenstein-Erceg. O modelo proposto é aplicável em um sistema OFDM *femtocell*, como o LTE (*Long Term Evolution*).

Baseado nisso, pode-se perceber que o uso de modelos de propagação junto à técnica OFDM pode ser feito de modo a avaliar um sistema de comunicação sem fio. Dessa forma, como dito no Capítulo 1, esta dissertação apresenta as estimativas da BER média para um sistema OFDM utilizando os modelos de propagação desenvolvidos por [Silva Jr. 2007, Silva Jr. et al. 2011], visto que tais modelos além de apurados, também levam em consideração elementos que outros modelos não trabalham.

## 2.2 Caracterização do Canal sem Fio

Quando se pretende avaliar a eficiência da transmissão de dados em um canal sem fio, primeiramente é preciso descrever adequadamente esse canal de acordo com o tipo de ambiente. Assim, através de modelos teóricos de avaliação, se tem a capacidade de reproduzir o comportamento de um canal para diferentes estratégias de comunicação, resultando em uma medida precisa de performance, além de reduzir custos com *hardware* no desenvolvimento de sistemas complexos.

A modelagem de um canal é útil para determinar os mecanismos pelos quais ocorre a propagação de ondas de rádio em um ambiente, o que por sua vez é útil no desenvolvimento de um sistema de comunicação. Ao se examinar os detalhes de

como um sinal é propagado a partir do emissor até o receptor por uma série de esquemas experimentais, um modelo genérico pode ser desenvolvido, destacando importantes características de um determinado ambiente [Laurenson 1994].

Um esquema de comunicação móvel geralmente envolve uma estação base fixada em algum ponto e uma série de receptores que se movem de modo aleatório no ambiente. Os obstáculos em torno dos terrenos, prédios e veículos podem gerar reflexão, difração ou espalhamento, fazendo com que o sinal recebido atenuem em amplitude e distorça em fase [Ng et al. 2004]. O sinal transmitido pela estação base - considerando-se apenas o canal direto - irá viajar por diversos caminhos até chegar à antena de recepção da estação móvel. Em muitos casos, não há linha de visada direta e apenas os sinais que sofrem reflexões e difrações conseguem atingir o receptor. O multipercurso é um fenômeno bastante conhecido e muitos estudos têm sido realizados para caracterizar os níveis das componentes referentes a uma trajetória múltipla e o atraso de propagação de um sinal em diferentes tipos de áreas, como as urbanas, suburbanas e rurais, por exemplo [Martens e Gagnon 2008].

Além das componentes de um sinal chegarem ao receptor móvel com amplitudes e fases diferentes, existem ainda atrasos de propagação relacionados a essas componentes, fazendo com que cada uma chegue ao receptor em instantes diferentes. Dessa forma, o canal de rádio pode ser modelado como uma soma das contribuições de todos os caminhos. Se o sinal de entrada é um impulso unitário,  $\delta(t)$ , a saída será uma resposta impulsiva do canal,  $h(t)$ , podendo ser descrita de acordo com a Equação 2.1 [Sarkar et al. 2003]:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N A_n \delta(t - \tau_n) \exp(-j\varphi_n) \quad (2.1)$$

A resposta impulsiva do canal pode, assim, ser caracterizada por  $N$  impulsos atrasados no tempo, sendo cada um representado por uma versão do impulso original transmitido, atenuado e deslocado em fase. Na Equação 2.1,  $A_n$ ,  $\tau_n$  e  $\varphi_n$  são a atenuação, atraso no tempo de chegada e fase correspondentes ao caminho  $n$ , respectivamente.

Embora a interferência causada pelo multipercurso degrade seriamente o desempenho de sistemas de comunicação, algo pode ser feito para reduzi-la substancialmente, o que será proposto posteriormente através da técnica OFDM. No entanto, para que os múltiplos caminhos se tornem conhecidos, é necessário entender os mecanismos de propagação e a suas influências sobre o projeto de um sistema de comunicação.

## 2.3 Mecanismos de Propagação

Compreender os mecanismos de propagação é essencial para realizar a modelagem da propagação de ondas de rádio, determinar a atenuação (conhecida originalmente do

inglês como *pathloss*) e outros parâmetros que descrevem o desempenho de sistemas celulares [Bokiye 2009]. Esses mecanismos possibilitam a compreensão das componentes de um sinal que se propaga em um meio sem fio, sendo também denominadas como componentes multipercurso.

Dentre os mecanismos conhecidos destacam-se a reflexão, a difração e o espalhamento, os quais são apresentados na Figura 2.1 e descritos como segue [Bokiye 2009, Rappaport 2002].

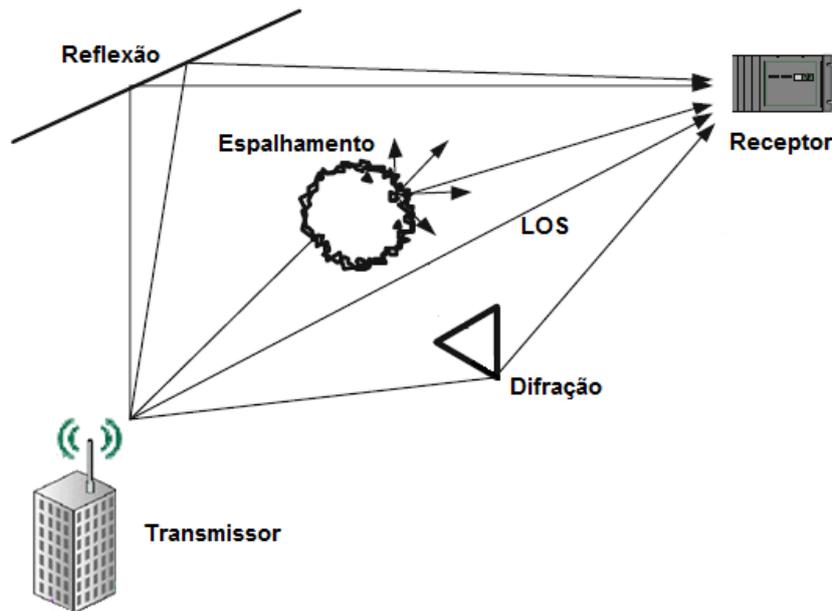


Figura 2.1: Componentes do Multipercurso. Adaptado [Ergen 2009]

Uma reflexão acontece quando uma onda eletromagnética colide com um objeto que possui dimensões muito maiores em comparação com o comprimento de onda da onda propagante. Reflexões normalmente ocorrem na superfície da terra, montanhas, prédios e paredes e podem ser consideradas uma vantagem quando exploradas na propagação de ondas para criar uma recepção de múltiplos caminhos.

A difração ocorre quando o caminho entre o transmissor e receptor está obstruído por alguma superfície que possui arestas. Parte das ondas secundárias criadas pela superfície de obstrução podem contornar o obstáculo, fazendo-se presente atrás do mesmo até quando não existe linha de visada entre o transmissor e o receptor. Esse é o mecanismo pelo qual uma região sombreada pode receber um sinal de rádio. Todavia, há uma redução na intensidade do campo eletromagnético devido às obstruções no meio do caminho, fazendo com que apenas uma porção da energia vinda do transmissor chegue ao receptor. Assim, torna-se importante estimar a atenuação do sinal devido ao fenômeno da difração, pois essa perda efetiva depende diretamente da altura dos obstáculos, da distância entre transmissor e receptor e as distâncias que os obstáculos estão do transmissor e receptor.

O espalhamento acontece quando o meio pelo qual a onda se propaga consiste em ter objetos com dimensões que são consideradas pequenas quando comparadas ao comprimento de onda e onde o número de obstáculos por unidade de volume é grande. O espalhamento é causado por superfícies ásperas, pequenos objetos, folhagens, postes de iluminação, irregularidades do canal, etc. Esses objetos espalham o sinal incidente em diferentes direções.

Em comunicações sem fio, a reflexão, a difração e o espalhamento são os mecanismos de propagação mais relevantes quando se trata dos efeitos provocados em um sinal, de forma que são estimados através do uso de modelos de propagação de ondas.

## 2.4 Teoria do Traçado de Raios

Em alguns casos de propagação de ondas, quando o comprimento de onda é menor quando comparado às dimensões geométricas das antenas ou dispersores, é conveniente utilizar métodos geométricos para analisar ou descrever o comportamento do campo elétrico [Silva Jr. 2007, Sarkar et al. 2003]. Sendo assim, o Traçado de Raios é um método baseado na Óptica Geométrica (GO), utilizado como uma técnica aproximada aplicada para estimar um campo eletromagnético de alta frequência [Athanasiadou et al. 2000]. A GO assume que a energia do sinal pode ser considerada se irradiando em tubos infinitesimalmente pequenos, muitas vezes chamados de raios [Sarkar et al. 2003].

Através do Método das Imagens, uma classificação do Traçado de Raios [Bokiye 2009, Sarkar et al. 2003], possíveis caminhos entre o transmissor e o receptor são encontrados através da construção de imagens do transmissor em todos os planos de interações. Para cada ponto de reflexão, uma imagem do transmissor é construída, servindo em seguida, como fonte secundária para encontrar pontos de reflexões posteriores [Bokiye 2009, Bertoni 2000]. A Figura 2.2 apresenta um exemplo de um cenário que utiliza o Traçado de Raios para detectar os possíveis pontos de reflexões a partir da localização de um transmissor  $Tx$ .

O Método das Imagens começa construindo uma imagem da fonte em todas as superfícies dos prédios que são diretamente visíveis para ela. Em seguida, as imagens secundárias têm suas próprias imagens projetadas em todas as outras superfícies visíveis para elas, de forma que o processo é repetido até que o número de reflexões múltiplas sejam contabilizadas. Então, as linhas entre cada imagem e os pontos receptores são construídos. Nesta etapa, é preciso determinar se as linhas cruzam a imagem do plano onde está localizada alguma parede de fato e não apenas a sua extensão analítica. Por exemplo, na Figura 2.2, o raio a partir da imagem (nível 2) para  $Rx1$  cruza o plano  $B$  no ponto  $RB1$ , onde existe uma superfície de construção e, portanto, atua como um ponto de reflexão. Em contrapartida, o raio a partir da imagem (nível 2) para  $Rx2$  cruza o plano  $B$  no ponto  $RB2$ , onde não há nenhuma parede e, portanto, não é um ponto de reflexão válido. O processo anterior deverá

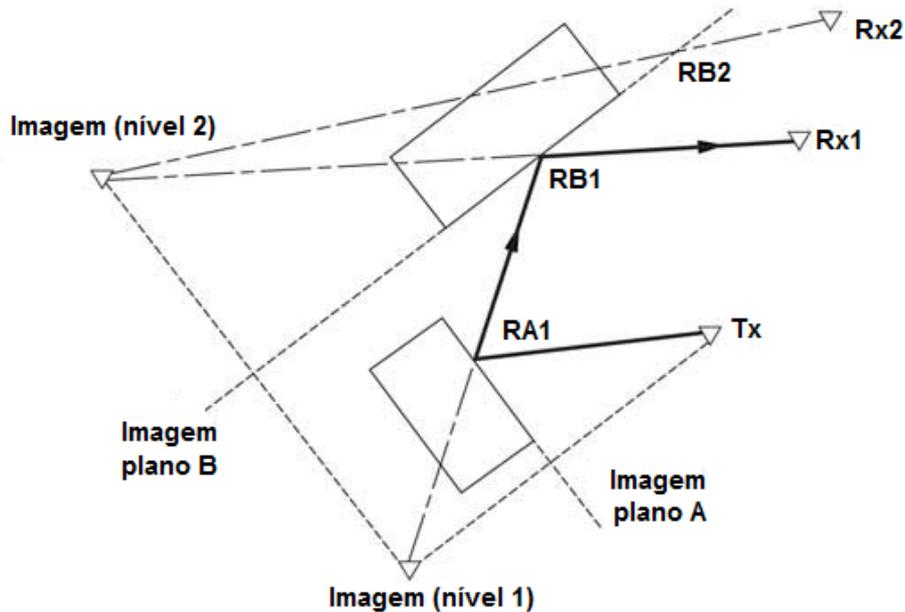


Figura 2.2: Técnica do Traçado de Raios (Método das Imagens). Adaptado [Bertoni 2000]

retornar ao nível inferior mais próximo, no caso a imagem de nível 1. Assim, a linha a partir da imagem (nível 1) para ponto de reflexão  $RB1$  atravessa o plano  $A$  no ponto  $RA1$  na parede do edifício e também é um ponto de reflexão válido [Bertoni 2000].

O Traçado de Raios é um método aplicável no desenvolvimento de modelos de propagação determinísticos, que além de outros parâmetros, considera os efeitos dos mecanismos de propagação no ambiente, tornando esse tipo de modelo bastante apurado quando comparado aos modelos empíricos. Essa classificação de modelos é tratada de modo mais detalhado na Seção 2.5.

## 2.5 Modelos Determinísticos e Empíricos

Nas comunicações móveis, os sinais que saem das unidades móveis chegam à estação base através de vários caminhos, cada um com o seu próprio ângulo de chegada, atraso de propagação e atenuação [Sarkar et al. 2003]. Sendo assim, modelos de propagação de ondas eletromagnéticas são importantes para estimar a potência necessária para estabelecer um *link* de comunicação e prever a intensidade do sinal para uma distância arbitrária entre o transmissor e o receptor [Moazzeni 2006].

As operadoras móveis dependem de modelos de propagação para determinar o número de ERBs necessárias para cobrir uma determinada área [Bokiye 2009]. Geralmente, os modelos de propagação podem calcular a atenuação de um sinal transmitido por uma estação base com alguns dados de entrada, tais como: altura e

localização da estação de base, tipo de terreno, frequência, localização e tamanho dos obstáculos que bloqueiam a linha de visada.

Existem dois modelos principais para caracterizar o *pathloss*: os modelos empíricos (ou estatísticos) e os determinísticos ou *site-specific* [Sarkar et al. 2003]. Os primeiros são baseados na caracterização estatística do sinal recebido. Eles são menos complexos de implementar, pois são apoiados em medições de campo extensivas da potência do sinal em uma certa área, exigindo menos esforço computacional e sendo menos sensíveis à geometria do ambiente. Eles são amplamente utilizados na propagação rádio móvel para projetar sistemas celulares [Bokiye 2009].

Já os modelos determinísticos requerem uma grande quantidade de dados a respeito da geometria, como o perfil do terreno, prédios, entre outras informações do ambiente, demandando mais especificações nos cálculos e conseqüentemente mais precisão [Sarkar et al. 2003]. Diante disso, os modelos determinísticos são capazes de fornecer parâmetros adicionais como o *fading* de pequena escala ou *delay spread*. Esses modelos, geralmente, são baseados em técnicas de raios ópticos, nas quais os diferentes raios emitidos através da antena transmissora estão sujeitos à reflexão, espalhamento e difração em paredes, bordas de edifícios e outros obstáculos similares [Rautiainen et al. 2002]. Os cálculos geralmente são efetuados com a ajuda da Teoria Uniforme da Difração (UTD, do inglês *Uniform Theory of Diffraction*). A predição é baseada em um algoritmo de raios ópticos, por meio do qual é feita a determinação de todos os caminhos relevantes do emissor até o receptor. Por esta razão, costuma-se utilizar a técnica do Traçado de Raios descrita na Seção 2.4. Todavia, existem outras técnicas que podem ser utilizadas para caracterizar a propagação e a transmissão de ondas eletromagnéticas. Tais técnicas são baseadas nos métodos numéricos e como exemplo é possível citar o método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD, do inglês *Finite Difference Time Domain*) que pode ser usado para caracterizar a propagação em ambientes *indoor* e *outdoor*. Esse método é utilizado para encontrar soluções aproximadas para as equações diferenciais de Maxwell [Batista e Rego 2013, Wu et al. 2004].

## 2.6 Guia de Ondas e Microcélulas Lineares

Nas grandes cidades, muitas ruas ou avenidas possuem uma estrutura regular de prédios, formando configurações retas, geralmente combinadas com transversais perpendiculares. Partindo dessa regularidade, se for considerado o posicionamento de uma antena transmissora nesse tipo de avenida, os raios emitidos por esta, refletem e/ou difratam nas superfícies e/ou bordas dos prédios ao longo da via. A maneira como se dá a configuração da avenida em relação aos prédios, faz com que os raios emitidos pela antena transmissora se concentrem na avenida, gerando assim, um maior aproveitamento do sinal que está sendo propagado nesta. A via que mantém os raios dessa forma é denominada um guia de ondas [Lima 2013, Silva Jr. 2007].

Como um exemplo de um guia de ondas se tem a Avenida Lexington, Nova York, que pode ser vista na Figura 2.3 (vista superior), onde a mesma preserva uma estrutura regular como a abordada nesta seção.

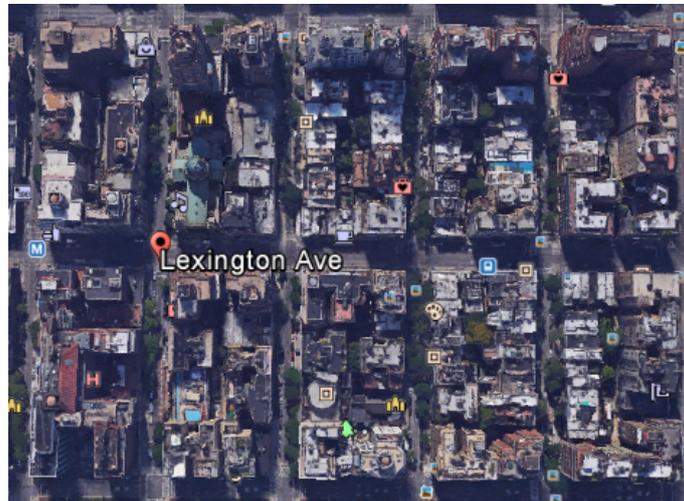


Figura 2.3: Avenida Lexington, NY. [Google Earth versão 7.1.5.1557]

Antes de conhecer o conceito de microcélula é necessário conceituar uma célula. Uma célula é uma área específica atendida por uma ERB. Dessa forma, quanto maior o tamanho da célula atendida pela ERB, maior a potência necessária no transmissor. A Figura 2.4 mostra como se dá um sistema de células típico. O sistema é composto por Central de Comutação e Controle (CCC), Estação Rádio-Base (ERB) e a Estação Rádio-Móvel (EM), Figura 2.4.

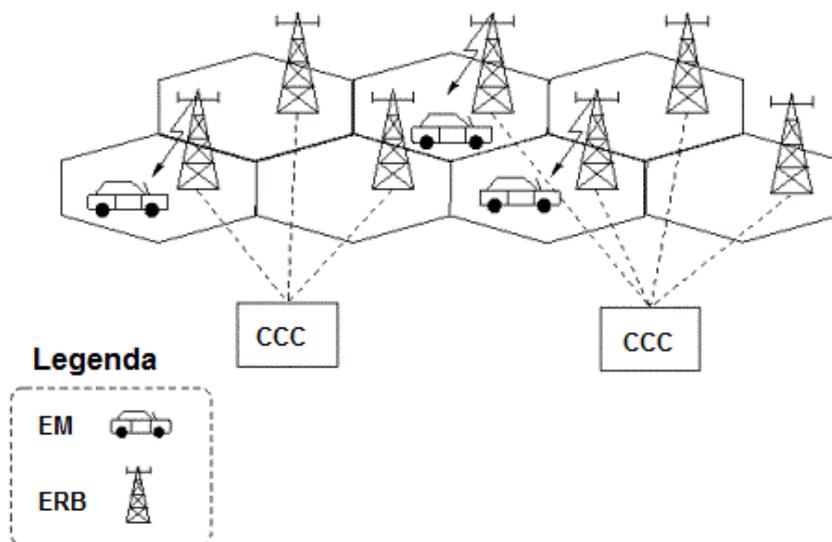


Figura 2.4: Sistema Celular

Existem dois tipos principais de células, a macrocélula e microcélula. Quando se tem uma célula instalada ao longo de um guia de ondas, a mesma passa a ser designada como uma microcélula linear [Lima 2013, Amitay et al. 1992]. Quando a célula assume o papel de uma microcélula linear, ou seja, quando a célula está posta em um guia de ondas, dois benefícios são destacados. O primeiro diz respeito de que em um guia de ondas a antena transmissora pode trabalhar com uma potência menor, já que a área de cobertura considerada também é menor e segundo que, o fato dos guias de ondas possuírem uma estrutura regular, a análise matemática é facilitada [Lima 2013, Silva Jr. 2007]. Entre os modelos microcelulares, destacam-se os modelos de propagação desenvolvidos por [Silva Jr. 2007], que foi utilizado como base para o desenvolvimento desse trabalho, de forma que foram estudados servindo como fonte de dados. Além disso, foi através desses modelos que gerou-se um modelo adaptado para o local de estudo de interesse.

## 2.7 Modelos de Propagação Microcelulares

Modelos de propagação apurados permitem que o sinal seja predito com precisão, de maneira que a cobertura de cada microcélula e a interferência entre microcélulas vizinhas seja calculada, possibilitando conhecer o posicionamento mais adequado para as antenas, permitindo planejar o quão distante as microcélulas devem estar uma da outra. Além disso, é possível encontrar um nível aceitável de interferência que permita o reuso das frequências utilizadas [Lima 2013].

Como já tratado anteriormente, quando em um guia de ondas, muitos raios atingem o receptor (raio direto, raios refletidos e/ou difratados nas bordas dos prédios, raio refletido no solo, entre outras possibilidades), de modo que o sinal recebido é obtido como uma soma das contribuições de cada raio com seu percurso particular [Silva Jr. 2007]. Isso permite que uma antena transmissora de menor potência possa ser usada no guia de ondas, resultando em economia de potência. Em adição a isto, a estrutura regular de prédios de ruas e avenidas nos centros urbanos facilitam a análise matemática. Esses dois fatores citados favorecem a construção de modelos de propagação com linha de visada [Lima 2013, Amitay et al. 1992].

Os modelos de propagação microcelulares visam obter a contribuição das várias formas de percurso ou raios que chegam ao receptor, através da análise geométrica dos percursos e posterior implementação em *software*. Nesses modelos não são levadas em consideração todas as possibilidades de raios que chegam ao receptor. No entanto, busca-se analisar os raios que mais contribuem para o sinal [Silva Jr. 2007].

Considerando ainda um guia de ondas, a Figura 2.5 apresenta um modelo geométrico tridimensional (3D) para um raio que sai do transmissor  $S$  e atinge diretamente um receptor  $P$ . De acordo com [Silva Jr. 2007], esse é o raio que mais contribui para o sinal no ponto de recepção. Além disso, admite-se um transmissor  $S$  com dipolo ideal.

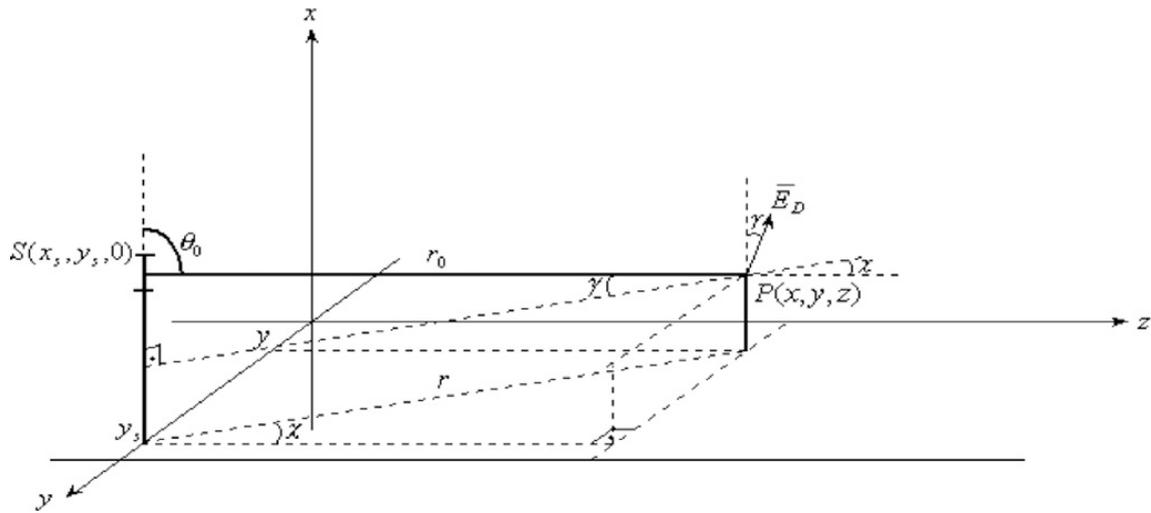


Figura 2.5: Modelo geométrico do raio direto [Silva Jr. 2007]

A Figura 2.6 ilustra a modelagem para o raio refletido no solo. A combinação do raio direto e refletido no solo gera o Modelo de Dois Raios descrito na Seção 2.8 e que também será aplicado neste trabalho.

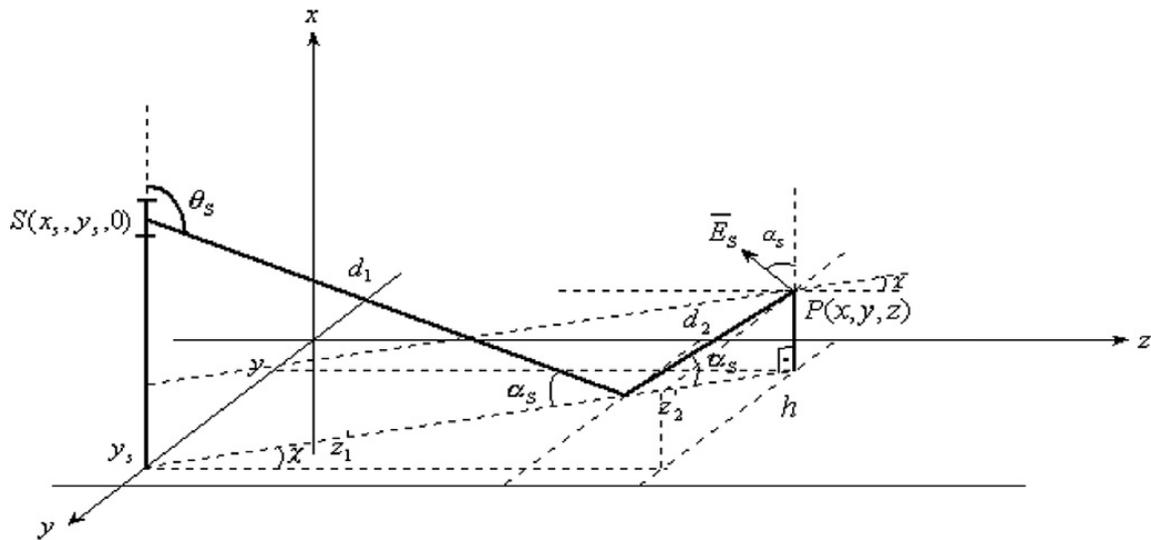


Figura 2.6: Modelo geométrico do raio refletido no solo [Silva Jr. 2007]

Um exemplo de um modelo para múltiplas reflexões é mostrado na Figura 2.7. Nessa configuração posta na figura, o número de reflexões é ímpar e a primeira reflexão é na parte superior do guia de ondas. Todavia, é válido ressaltar que neste modelo, o número de reflexões pode ser ímpar ou par; a primeira reflexão pode ser na parte superior ou inferior do guia de ondas; e a polarização do transmissor pode ser vertical ou horizontal, em relação ao plano da rua [Silva Jr. 2007, Lima 2013].

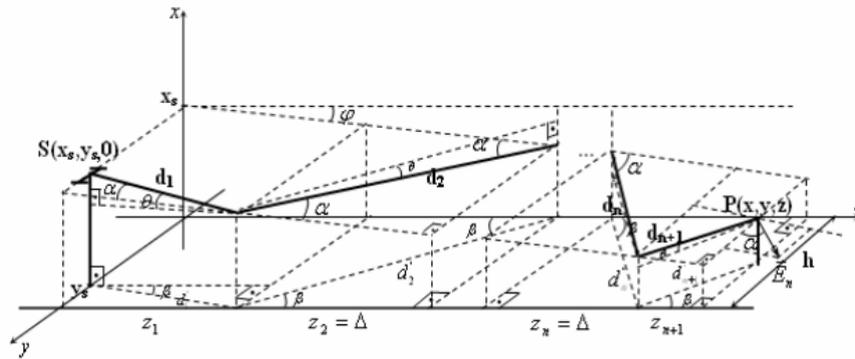


Figura 2.7: Modelagem de múltiplas reflexões laterais com  $n$  ímpar reflexões e 1ª reflexão superior - Polarização Vertical [Silva Jr. 2007]

Na Figura 2.8 pode ser visto um exemplo de um esquema de difração na  $n$ -ésima borda ímpar, na parte inferior do guia de ondas com polarização vertical do transmissor proposto por [Silva Jr. et al. 2011]. Modelos de difração foram postos em conjunto com os modelos de raio direto, refletido no solo e múltiplas reflexões já desenvolvidos por [Silva Jr. 2007].

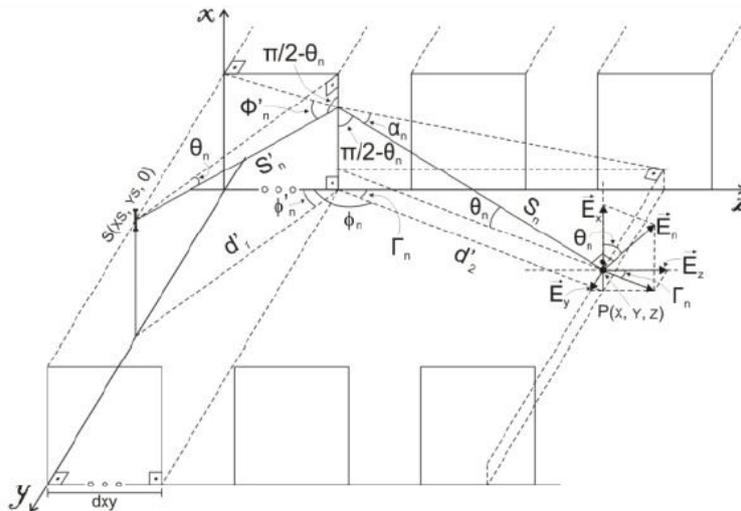


Figura 2.8: Esquema de difração na  $n$ -ésima borda ( $n$  ímpar) na parte inferior do guia de ondas - Polarização Vertical [Silva Jr. 2007]

Para o ponto de recepção  $P(x, y, z)$ , considerando uma polarização vertical, o campo elétrico total para as configurações de raios modeladas por [Silva Jr. 2007, Silva Jr. et al. 2011] é dado nas Equações 2.2 e 2.3:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_x + \vec{E}_y + \vec{E}_z \quad (2.2)$$

$$\vec{E}_T = E_x e^{j\theta_x} \vec{a}_x + E_y e^{j\theta_y} \vec{a}_y + E_z e^{j\theta_z} \vec{a}_z \quad (2.3)$$

De forma que  $\vec{E}_x$ ,  $\vec{E}_y$  e  $\vec{E}_z$  são definidos nas Equações 2.4, 2.5 e 2.6:

$$\vec{E}_x = \begin{pmatrix} \dot{E}_D \cos \gamma + \dot{E}_S \cos \alpha_S \\ + \sum^{n\acute{im}par} \dot{E}_{nsup} \cos \theta + \sum^{npar} \dot{E}_{ninf} \cos \theta \\ + \sum^{npar} \dot{E}_{nsup} \cos \theta + \sum^{n\acute{im}par} \dot{E}_{ninf} \cos \theta \\ + \dot{E}_{LSsup} \cos \theta_{LS} + \dot{E}_{LSinf} \cos \theta_{LS} \\ + \dot{E}_{DFn} \cos \theta_n \end{pmatrix} \vec{a}_x \quad (2.4)$$

$$\vec{E}_y = \begin{pmatrix} -\dot{E}_D \sin \gamma \sin \chi + \dot{E}_S \sin \alpha_S \sin \chi \\ - \sum^{n\acute{im}par} \dot{E}_{nsup} \sin \theta \sin \beta - \sum^{npar} \dot{E}_{ninf} \sin \theta \sin \beta \\ + \sum^{npar} \dot{E}_{nsup} \sin \theta \sin \beta + \sum^{n\acute{im}par} \dot{E}_{ninf} \sin \theta \sin \beta \\ + \dot{E}_{LSsup} \sin \theta_{LS} \sin \beta_{LS} - \dot{E}_{LSinf} \sin \theta_{LS} \sin \beta_{LS} \\ + \dot{E}_{DFn} \sin \theta_n \sin \Gamma_n \end{pmatrix} \vec{a}_y \quad (2.5)$$

$$\vec{E}_z = \begin{pmatrix} \dot{E}_D \sin \gamma \cos \chi - \dot{E}_S \sin \alpha_S \cos \chi \\ + \sum^{n\acute{im}par} \dot{E}_{nsup} \sin \theta \cos \beta + \sum^{npar} \dot{E}_{ninf} \sin \theta \cos \beta \\ + \sum^{npar} \dot{E}_{nsup} \sin \theta \cos \beta + \sum^{n\acute{im}par} \dot{E}_{ninf} \sin \theta \cos \beta \\ - \dot{E}_{LSsup} \sin \theta_{LS} \cos \beta_{LS} - \dot{E}_{LSinf} \sin \theta_{LS} \cos \beta_{LS} \\ + \dot{E}_{DFn} \sin \theta_n \cos \Gamma_n \end{pmatrix} \vec{a}_z \quad (2.6)$$

Nas Equações 2.4, 2.5 e 2.6,  $\dot{E}_D$ ,  $\dot{E}_S$ ,  $\dot{E}_n$ ,  $\dot{E}_{LS}$  e  $\dot{E}_{LSinf}$ ,  $\dot{E}_{DFn}$  são as magnitudes dos vetores na forma fasorial e referem-se à incidência direta do raio, reflexão no solo, reflexões nas laterais, reflexões lateral-solo e difração na borda, respectivamente. As equações que definem as magnitudes dos vetores podem ser obtidas em [Silva Jr. 2007, Silva Jr. et al. 2011, Silva Jr. e Carrijo 2012].

Ainda nas nas Equações 2.4, 2.5 e 2.6,  $\chi$ ,  $\alpha_S$ ,  $\gamma$ ,  $\theta$ ,  $\theta_n$  e  $\Gamma_n$  para esse modelo são definidos nas Equações 2.7, 2.8, 2.9, 2.10, 2.11 e 2.12, respectivamente.

$$\chi = \arctan \left[ \frac{y_s - y}{z} \right] \quad (2.7)$$

$$\alpha_S = \arctan \left[ \frac{(x_s + x) \cos \chi}{z} \right] \quad (2.8)$$

$$\gamma = \arctan \left[ \frac{(x_s - x) \cos \chi}{z} \right] \quad (2.9)$$

$$\theta = \arctan \left[ \frac{(x_s - x) \cos \beta}{z} \right] \quad (2.10)$$

$$\theta_n = \arctan \left[ \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2} \right] \quad (2.11)$$

$$\Gamma_n = \arctan \left[ \frac{y}{z - d_{xy}} \right] \quad (2.12)$$

Caso a primeira reflexão seja na borda superior, utiliza-se as Equações 2.13, 2.14 e 2.15.

$$n \text{ ímpar} : \beta = \arctan \left[ \frac{(n+1)h - y_s - y}{z} \right] \quad (2.13)$$

$$n \text{ par} : \beta = \arctan \left[ \frac{nh - y_s + y}{z} \right] \quad (2.14)$$

$$\beta_{LS} = \arctan \left[ \frac{2h - y_s - y}{z} \right] \quad (2.15)$$

Caso a primeira reflexão seja na borda inferior, utiliza-se as Equações 2.16, 2.17 e 2.18.

$$n \text{ ímpar} : \beta = \arctan \left[ \frac{(n-1)h + y_s + y}{z} \right] \quad (2.16)$$

$$n \text{ par} : \beta = \arctan \left[ \frac{nh + y_s - y}{z} \right] \quad (2.17)$$

$$\beta_{LS} = \arctan \left[ \frac{y_s + y}{z} \right] \quad (2.18)$$

Todos os modelos abordados nesta seção foram validados através da aferição da potência do sinal encontrada na prática em guia de ondas. Outros detalhes sobre as modelagens apresentadas nesta seção e outras configurações podem ser encontrados em [Silva Jr. 2007, Silva Jr. et al. 2011, Silva Jr. e Carrijo 2012]. Além disso, é válido ressaltar que as equações apresentadas nesta seção são a base do modelo de propagação usado para a Avenida Paulista, juntamente com o sistema baseado em OFDM.

## 2.8 Modelo Geométrico de Dois Raios

Este é um modelo detalhado para a polarização paralela (que ocorre quando o campo elétrico está orientado paralelamente para o plano de incidência), que considera as antenas transmissora e receptora com alturas  $h_t$  e  $h_r$ , respectivamente, separadas por uma distância  $r$  [Silva Jr. e Carrijo 2012]. Neste modelo, também conhecido como modelo de dois raios vetorial, dois raios vindos da antena transmissora atingem a antena receptora. Um raio atinge diretamente (raio 1, de comprimento  $r_1$ ) o receptor, enquanto o outro chega ao receptor, após sofrer uma reflexão no solo (raio 2, de comprimento  $r_2$ ) [Silva Jr. 2007, Almeida et al. 2015]. A Figura 2.9 ilustra o modelo geométrico, onde tem-se duas antenas  $h_t$  e  $h_r$  separadas por uma distância  $r$  no solo [Silva Jr. 2007]. Se realizadas as devidas adequações, esse modelo ainda pode ser utilizado para uma polarização vertical [Silva Jr. 2007].

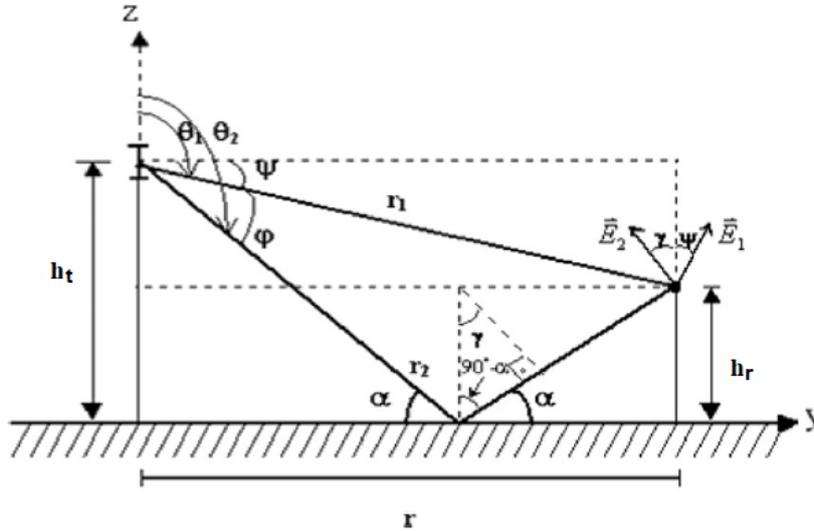


Figura 2.9: Modelo Geométrico de Dois Raios [Silva Jr. 2007]

Da Figura 2.9, tem-se que:  $\theta_1 = \psi + 90^\circ$ ,  $\theta_2 = \alpha + 90^\circ$  e  $\gamma = \alpha$  [Silva Jr. e Carrijo 2012]. De modo que  $\alpha$  e  $\gamma$  podem ser encontrados através das Equações 2.19 e 2.20:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{r}\right) \quad (2.19)$$

$$\psi = \arctan\left(\frac{h_t - h_r}{r}\right) \quad (2.20)$$

Este modelo diz que o campo elétrico total gerado por meio dos raios 1 e 2 é obtido no ponto de recepção como apresentado na Equação 2.21:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (2.21)$$

O campo elétrico  $\vec{E}_1$ , que gerado pelo raio 1, é obtido na Equação 2.22:

$$\vec{E}_1 = E_0 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} G(\theta_1) \vec{a}_{\theta_1} \quad (2.22)$$

Onde  $\vec{a}_{\theta_1} = \vec{a}_{E_1} = \sin \psi \vec{a}_y + \cos \psi \vec{a}_z$ .

Já o campo elétrico  $\vec{E}_2$ , gerado através do raio 2, é descrito na Equação 2.23:

$$\vec{E}_2 = \dot{R}_{||} E_0 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} G(\theta_2) \vec{a}_{\theta_2} \quad (2.23)$$

Onde  $\vec{a}_{\theta_2} = \vec{a}_{E_2} = -\sin \gamma \vec{a}_y + \cos \gamma \vec{a}_z$ .

Nas Equações 2.22 e 2.23,  $E_0$  é uma constante,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda.  $G(\theta_1)$  e  $G(\theta_2)$  são padrões de radiação advindos do transmissor para o raio 1 e 2, respectivamente.  $G(\theta) = \sin \theta$ , caso seja considerado o padrão de radiação de um dipolo ideal [Silva Jr. e Carrijo 2012, Silva Jr. 2007]. Na Equação 2.23, o coeficiente de reflexão paralela,  $\dot{R}_{||}$ , é dado pela Equação 2.24:

$$\dot{R}_{||} = \frac{\varepsilon'_c \sin \alpha - \sqrt{\varepsilon'_c - \cos^2 \alpha}}{\varepsilon'_c \sin \alpha + \sqrt{\varepsilon'_c - \cos^2 \alpha}} \quad (2.24)$$

Onde  $\varepsilon'_c = \varepsilon' - j60\lambda\sigma$ . De forma que,  $\varepsilon'_c$  é a permissividade relativa complexa,  $\sigma$  é a condutividade elétrica,  $\varepsilon'$  é a constante dielétrica relativa da superfície refletora e  $\alpha$  é o ângulo de incidência [Silva Jr. e Carrijo 2012, Silva Jr. 2007].

O campo elétrico total possui componentes nas direções vertical ( $z$ ) e horizontal ( $y$ ). Essas componentes são determinadas nas Equações 2.25 e 2.26.

$$\vec{E}_z = (\dot{E}_1 \cos \psi + \dot{E}_2 \cos \gamma) \vec{a}_z \quad (2.25)$$

$$\vec{E}_y = (\dot{E}_1 \sin \psi - \dot{E}_2 \sin \gamma) \vec{a}_y \quad (2.26)$$

Nas Equações 2.25 e 2.26,  $\psi$  e  $\gamma$  são ângulos que os vetores  $\vec{E}_1$  e  $\vec{E}_2$  formam com a direção vertical, respectivamente, e  $\dot{E}_1$  e  $\dot{E}_2$  são seus respectivos módulos [Silva Jr. e Carrijo 2012, Silva Jr. 2007].

É possível verificar geometricamente na Figura 2.9 que as distâncias percorridas pelos raios 1 e 2 são dadas respectivamente pelas Equações 2.27 e 2.28 [Silva Jr. 2007].

$$r_1 = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + r^2} \quad (2.27)$$

$$r_2 = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + r^2} \quad (2.28)$$

A potência recebida,  $P_r$ , é diretamente proporcional ao quadrado do campo elétrico recebido,  $E^2$  [Silva Jr. 2007].

## 2.9 Modulação

Um sistema de comunicação tem como principal objetivo enviar um sinal que contém informações úteis (mensagem) até o receptor. Porém, para que isso seja possível, é necessário realizar um processo conhecido como modulação. A modulação tem como propósito fundamental deslocar ou transladar a faixa de frequência contida no sinal de mensagem para outra faixa de frequência operacional, adequada para a transmissão do sinal pelo canal de comunicação. Formalmente, a modulação é definida como um processo que modifica um dos parâmetros da onda portadora: a amplitude, frequência ou fase; isto é feito de modo proporcional ao sinal de mensagem [Haykin e Veen 2003]. A modulação é apropriada para colocar o conteúdo da mensagem de um sinal de uma forma que fique menos vulnerável a ruído ou interferência. Além disso, a portadora tem como característica possuir uma frequência muito maior que a frequência do sinal em banda base, diminuindo significativamente o tamanho das antenas [Haykin e Veen 2003, Lathi 2005]. Dentre os tipos de modulações digitais mais conhecidas, têm-se: ASK (*Amplitude Shift Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*), PSK (*Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

As modulações ASK, PSK, QPSK e QAM serão descritas nas Subseções 2.9.2, 2.9.3, 2.9.4 e 2.9.5, respectivamente. A modulação FSK não será abordada neste trabalho pelo fato da mesma não possuir diagrama de constelação, considerando que os seus símbolos (Subseção 2.9.1) são representados por ondas senoidais de frequências diferentes [Chiueh e Tsai 2007].

O processo de modulação é importante neste trabalho durante a implementação da arquitetura OFDM, a qual antes de enviar um sinal OFDM por um canal sem fio, realiza um processo de modulação digital em suas subportadoras, utilizando mais comumente as modulações QAM e QPSK. Nestas modulações, a mensagem é codificada tanto em quadratura quanto na fase da onda portadora de acordo com a informação digital a ser transmitida [Popescu et al. 2010], com a ressalva de que na QPSK são utilizados apenas pontos equidistantes no diagrama de constelação, o qual é exposto na Subseção 2.9.1.

### 2.9.1 Símbolos e Diagramas de Constelação

A unidade básica de tempo utilizada nas técnicas de modulação digital é o símbolo, o qual é composto por um segmento que mantém a forma de uma onda senoidal, também podendo ser representado como um fasor [Chiueh e Tsai 2007], que por sua vez possui uma representação no plano complexo.

Considerando uma modulação binária, na qual só existem dois símbolos diferentes possíveis, os bits “0” e “1” podem ser simplesmente os correspondentes de dois símbolos complexos diferentes.

Quando é possível representar símbolos em um plano fasorial (plano complexo), pode-se dizer que há um diagrama de constelação para um sinal, possibilitando o mapeamento da informação (sequência de bits) em símbolos. A Figura 2.10 apresenta alguns exemplos de diagramas de constelação, nos quais o eixo das abscissas é real e o das ordenadas é imaginário já que se trata de um plano complexo.

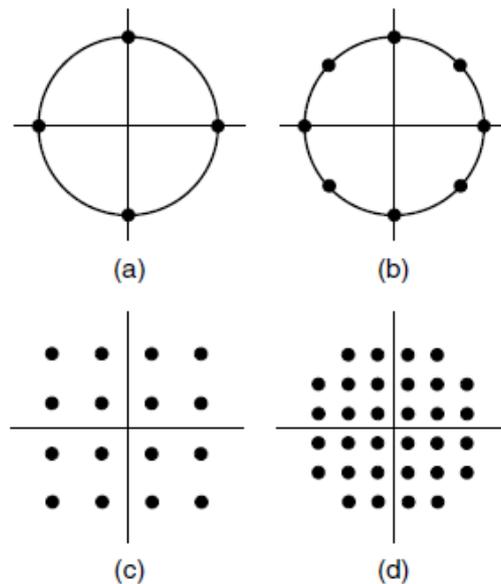


Figura 2.10: Diagramas de constelação QPSK (a), 8-PSK (b), 16-QAM (c) e 32-QAM (d) [Chiueh e Tsai 2007]

### 2.9.2 Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK)

A modulação por chaveamento de Amplitude (ASK - *Amplitude Shift Keying*) é realizada por meio da mudança no nível de amplitude da onda portadora em função do sinal digital de entrada a ser transmitido, ou seja, sinal modulante [Couch 2013]. Considerando uma modulação ASK binária, conhecida como BASK (*Binary Amplitude Shift Keying*), pode-se dizer que o sinal modulante assume um dos dois níveis

advindos da fonte de informação (nível lógico “0” ou “1”). A Figura 2.11 apresenta um exemplo de como seria a modulação ASK para um sinal binário. Na situação particular do sinal BASK em que um dos níveis é zero, o sinal equivale a uma senóide interrompida e por isso ainda é designado como OOK (*On-off Keying*). Em adição a isto, a Equação 2.29 mostra como pode ser dada a relação entre o sinal modulante  $m(t)$  proveniente da fonte de informação e o sinal modulado  $s(t)$ . Na Equação 2.29,  $A_{c1}$  e  $A_{c2}$  representam valores convenientes de amplitude e  $\omega_c$  representa a frequência angular da onda portadora.

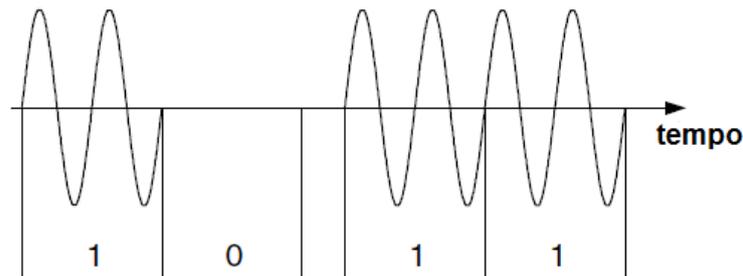


Figura 2.11: Exemplo de uma modulação BASK

$$s(t) = \begin{cases} A_{c1} \cos(\omega_c t) & \text{para } m(t) = 0 \\ A_{c2} \cos(\omega_c t) & \text{para } m(t) = 1 \end{cases} \quad (2.29)$$

É válido ressaltar que a modulação ASK pode ser aplicada a sinais M-ários, de forma que o sinal digital proveniente da fonte assuma M valores de amplitudes diferentes. Cada um desses M níveis representa um símbolo, ou como dito anteriormente, um segmento senoidal.

### 2.9.3 Modulação por Chaveamento de Fase (PSK)

A modulação por chaveamento de fase (PSK - *Phase Shift Keying*) é dada de maneira que a informação do sinal digital fique contida na fase da onda portadora [Couch 2013]. Na BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), quando existe uma transição de bit (de “1” para “0” ou de “0” para “1”), a onda portadora sofre uma alteração de fase, enquanto sua amplitude e frequência permanecem constantes [Rappaport 2002]. Geralmente, essa mudança de fase é de  $180^\circ$ . Essa modulação é a que apresenta melhor imunidade a ruídos e um significativo aumento da velocidade de transmissão. A Figura 2.12 mostra um esquema de modulação PSK para um sinal binário.

A Equação 2.30 indica como pode ser adquirida matematicamente uma modulação BPSK, onde  $A_c$ ,  $\omega_c$  são amplitude, frequência angular e fase da onda portadora, respectivamente, e  $\pi$  é a defasagem do sinal após a transição de um bit para o outro.

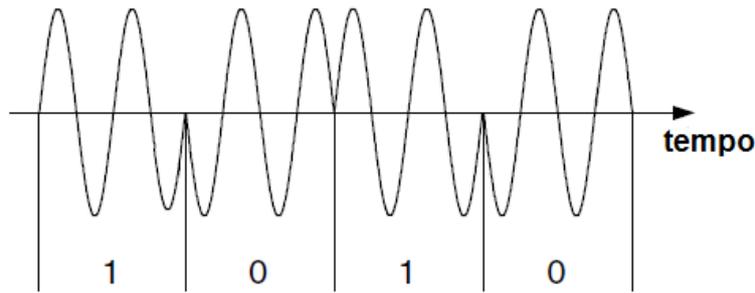


Figura 2.12: Exemplo de uma modulação BPSK

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos(\omega_c t + \theta_i) & \text{para } m(t) = 0 \\ A_c \cos(\omega_c t + \pi + \theta_i) = -A_c \cos(\omega_c t + \theta_i) & \text{para } m(t) = 1 \end{cases} \quad (2.30)$$

Assim como na modulação ASK, através do diagrama de constelação, a modulação PSK pode ser M-ária. Em outras palavras, os M símbolos complexos possuirão M fases distintas, de modo que a quantidade de bits necessária para representar os M símbolos seja  $\log_2 M$ .

### 2.9.4 Modulação por Chaveamento de Fase em Quadratura (QPSK)

Existem algumas técnicas de modulação mais avançadas, que modificam mais do que um parâmetro em um segmento de onda senoidal. A modulação por chaveamento de fase em quadratura (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*) é uma modulação que além de variar a fase da portadora varia também a quadratura da onda portadora para transmitir o sinal modulante. A QPSK tem o dobro de eficiência de largura de banda do BPSK, pois dois bits são transmitidos em um único símbolo de modulação [Rappaport 2002]. A fase da portadora assume quatro valores de fase igualmente espaçados, como por exemplo,  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$  e  $3\pi/2$ , onde cada valor corresponde a um par exclusivo de bits de mensagem. O sinal QPSK pode ser definido como na Equação 2.31, na qual  $i = 1, 2, 3, 4$ . A Figura 2.13 exibe o sinal no tempo variando a fase em  $90^\circ$  ( $\frac{\pi}{2}$ ).

$$s(t) = A_c \cos(\omega_c t + (i - 1)\frac{\pi}{2}) \quad (2.31)$$

A Figura 2.14 ilustra os diagramas de fase e em quadratura (IQ) das modulações QPSK e 8-PSK, respectivamente. O sinal digital é dividido em duas partes:  $I(t)$  - *In Phase* e  $Q(t)$  - *In Quadrature*.

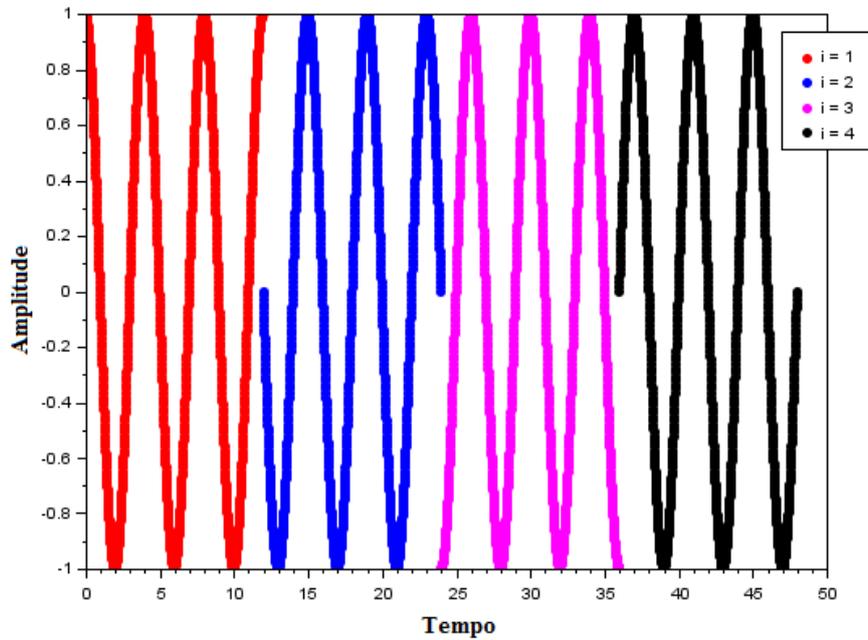


Figura 2.13: Sinal QPSK referente a Equação 2.31 para  $i = 1, 2, 3$  e  $4$ , respectivamente

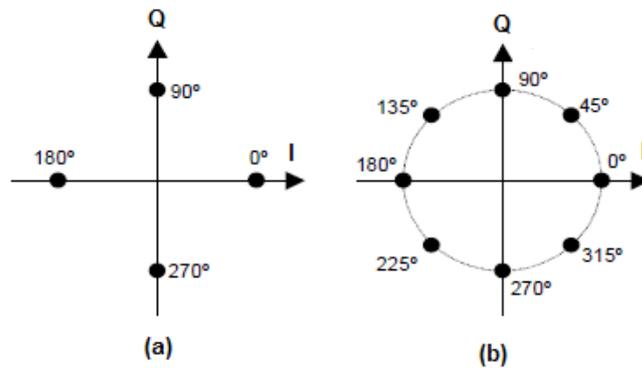


Figura 2.14: Exemplos das modulações (a) QPSK e (b) 8-PSK

### 2.9.5 Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM)

Na modulação de amplitude em quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*) ocorre uma combinação entre as modulações ASK e PSK, já que nessa modulação são modificadas de modo simultâneo a amplitude e a fase da onda portadora de acordo com a mensagem digital que se deseja transmitir. Na modulação M-PSK, a amplitude do sinal é restrita a permanecer constante, gerando uma constelação circular, diferentemente do esquema QAM, o qual consiste em uma configuração quadrada de pontos de sinal [Rappaport 2002].

Usando o esquema QAM, o sinal modulado pode ser formado por funções seno e cosseno. Para formar o sinal, utiliza-se uma portadora que recebe um nível de amplitude  $Q$ , componente em quadratura, determinado a partir da mensagem. Após isso, a portadora é defasada em  $90^\circ$  e recebe outro nível de amplitude  $I$ , componente em fase, determinado pelo sinal de mensagem. Por fim, esses níveis são somados gerando o sinal QAM. A Figura 2.15 mostra um diagrama de blocos que representa essa operação e a Equação 2.32 descreve a mesma operação através de uma descrição matemática.

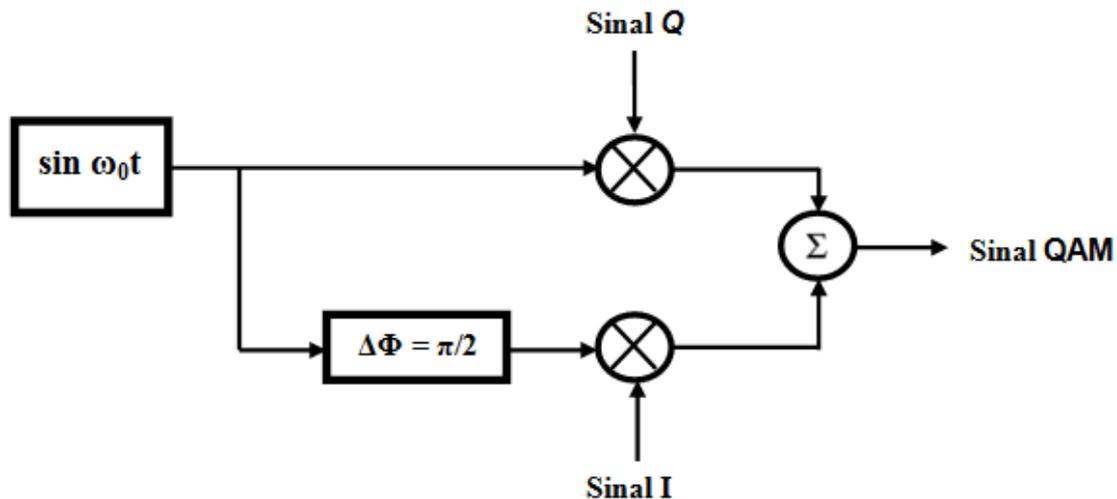


Figura 2.15: Diagrama de blocos do processo de modulação QAM

$$s(t) = I(t) \cos(\omega_c t) + Q(t) \sin(\omega_c t) \quad (2.32)$$

O resultado desse processo pode ser representado por uma constelação de pontos no espaço  $Q$  e  $I$  representando os valores de cada símbolo QAM. Assim, a Figura 2.16 exhibe dois diagramas de constelação correspondentes às modulações 16-QAM e 32-QAM, respectivamente.

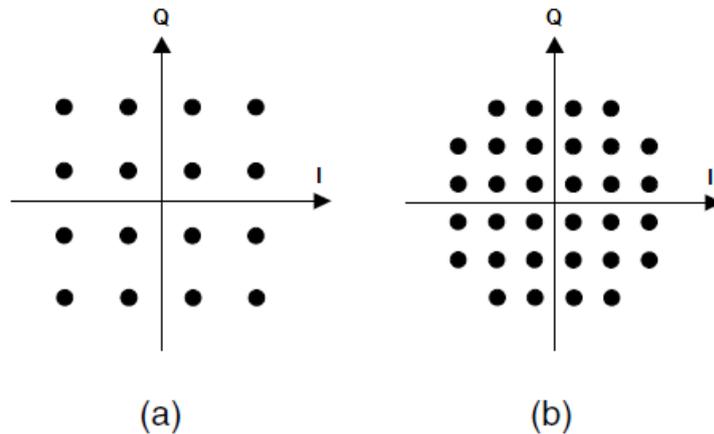


Figura 2.16: Modulações (a) 16-QAM e (b) 32-QAM

## 2.9.6 Modulação Multiportadora

Em um sistema de dados serial convencional, os símbolos são transmitidos sequencialmente, com o espectro de cada símbolo de dados podendo ocupar toda a largura de banda disponível [Zou e Wu 1995]. Nesse caso, diz-se que se trata de um sistema de modulação por portadora única (do inglês, *Single-Carrier Modulation - SCM*).

Já um sistema paralelo é aquele em que vários fluxos de dados sequenciais são transmitidos simultaneamente. O espectro de um elemento de dado individual normalmente ocupa apenas uma pequena parte da largura de banda disponível, gerando vantagens com relação ao desvanecimento seletivo em frequência causado pelo multipercurso e comum em sistemas seriais [Zou e Wu 1995].

Em canais sem fio, o desvanecimento seletivo em frequência ocorre quando diferentes componentes em frequência são atenuadas de maneiras diferentes pelo canal [Chiueh e Tsai 2007]. Então, dividindo um canal em subcanais de bandas mais estreitas, a resposta em frequência de cada parte de banda individual torna-se relativamente plana, uma vez que cada subcanal ocupa apenas uma pequena fração da largura de banda original [Zou e Wu 1995]. A Figura 2.17 mostra o efeito causado por um canal seletivo em frequência em um conjunto de subportadoras sobrepostas.

Em sistemas de portadora única convencionais, são adotados sistemas de equalização complexos para tentar combater o desvanecimento seletivo em frequência. Como resultado, mesmo com o melhor equalizador, um desvanecimento profundo pode, ainda, resultar em falhas na comunicação. Então, em 1967, foi publicada a primeira proposta para a utilização de transmissão de dados em paralelo para combater canais seletivos em frequência, dando início ao princípio da Modulação Multiportadora (*Multi-Carrier Modulation - MCM*) [Chiueh e Tsai 2007].

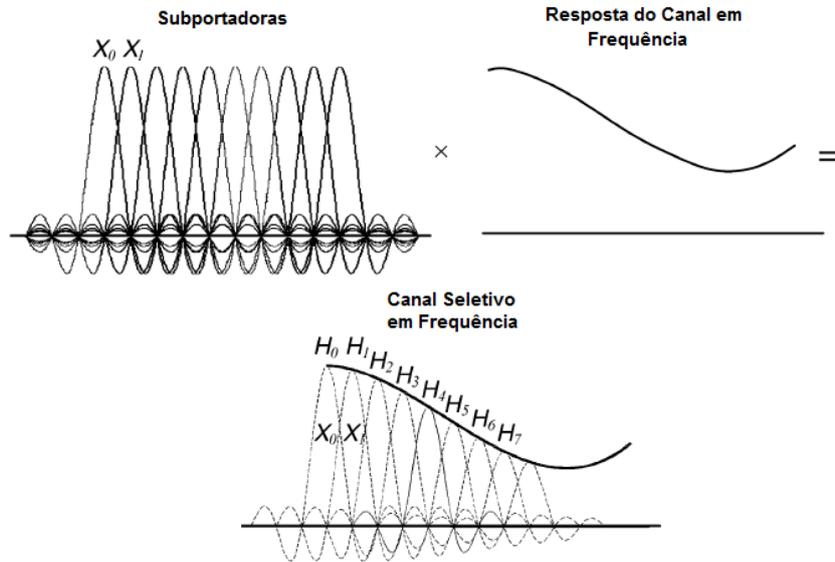


Figura 2.17: Resposta do canal em frequência e o efeito do desvanecimento em subportadoras OFDM. Adaptado [Chiueh e Tsai 2007]

O princípio da MCM descreve a divisão do fluxo de bits de entrada em vários fluxos de bits paralelos e, em seguida, eles são utilizados para modular várias subportadoras, como mostrado na Figura 2.18 [Hasan 2007].

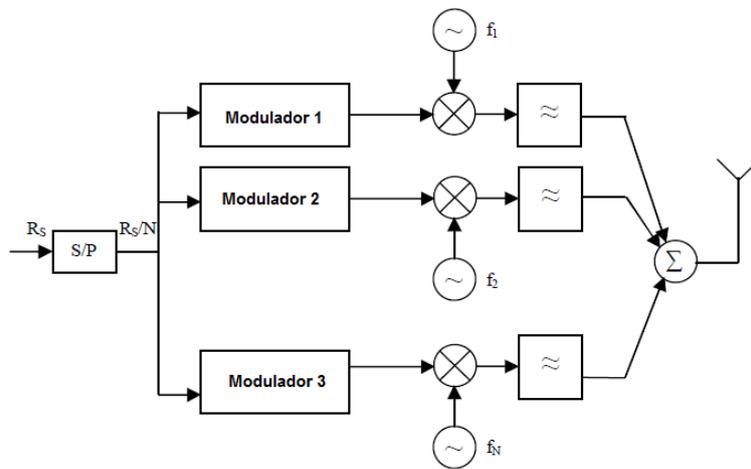


Figura 2.18: Diagrama de blocos da modulação multiportadora. Adaptado [Hasan 2007]

A Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais é uma forma espectralmente eficiente da modulação multiportadora, que emprega o uso de espectros sobrepostos. Nesta técnica, como as subportadoras são ortogonais, a largura de banda disponível é utilizada de forma muito eficiente, sem causar a chamada interferência interportadora (ICI).

## 2.10 Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais

Nesta seção, apresenta-se um resumo estruturado da visão histórica e fundamentos da OFDM, mostrando a importância que essa tecnologia possui na criação de sistemas de comunicação.

### 2.10.1 Contextualização Histórica

Atualmente, a tecnologia OFDM é mais difundida e amplamente usada em sistemas de comunicação, já possuindo aproximadamente 50 anos. O fato considerado como início dos sistemas com múltiplas portadoras ocorreu em 1957, através do desenvolvimento de um MODEM para aplicações militares, o KINEPLEX, apesar de existir menções sobre trabalhos anteriores [Rocha 2007, Ergen 2009]. A Tabela 2.1 exibe uma linha cronológica de eventos envolvendo a OFDM, a partir da sua primeira publicação oficial.

### 2.10.2 Transformada Discreta de Fourier e Transformada Rápida de Fourier

Devido à contribuição do trabalho de Weinstein ao de Chang, foi possível mostrar que a Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*) e a Inversa da Transformada Discreta de Fourier (IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*) são úteis durante o processo de implementação de sinais ortogonais [Cho et al. 2010], pois através dessas transformadas pode-se receber e gerar símbolos OFDM, respectivamente. Convencionalmente, o transmissor de portadoras múltiplas é constituído por um conjunto de moduladores, cada um com frequências de portadoras diferentes [Chiueh e Tsai 2007]. O transmissor, então, combina as saídas de moduladores e gera o sinal a ser transmitido pelo canal.

A DFT é uma representação da Transformada de Fourier para sinais aperiódicos e discretos no tempo, cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência fundamental do sinal, além disso a DFT preserva todas as propriedades da Transformada de Fourier [Haykin 2001]. A DFT para uma sequência de  $N$  pontos é obtida a partir da Equação 2.33 [Chiueh e Tsai 2007]:

$$X[q] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jq\Omega_0 n} \quad (2.33)$$

Tabela 2.1: Eventos relacionados à OFDM [Andrews et al. 2007, Ergen 2009, Rocha 2007, Mesleh et al. 2011, Dissanayake e Armstrong 2013, El-Absi et al. 2014, Islim et al. 2015]

1966	Primeira publicação oficial sobre a modulação multiportadora por R.W. Chang, integrante da equipe do Bell Laboratories
1970	Chang mostrou que a modulação multiportadora pode resolver os problemas referentes aos efeitos do multipercorso sem reduzir a taxa de dados, tendo como consequência a patente número 3488445 publicada nos Estados Unidos
1971	Weinstein e Ebert mostraram que a modulação multiportadora pode ser feita utilizando a DFT ( <i>Discrete Fourier Transform</i> ) e o intervalo de guarda
1985	Cimini, na Bell Labs, descreveu o uso da OFDM para as Comunicações Móveis, identificando muitas questões relevantes relacionadas à transmissão de dados utilizando essa técnica
1993	Morris faz um teste experimental utilizando uma LAN ( <i>Local Area Network</i> ) utilizando o princípio da transmissão OFDM, chegando a 150 Mbit/s. Neste mesmo ano, a DSL adotou a OFDM
1999	O comitê do padrão IEEE 802.11 para redes locais, libera o 802.11a operando na banda de 5GHz
2002	O comitê IEEE 802.16 libera um padrão baseado em OFDM com acesso de banda larga sem fio para redes metropolitanas em revisão, o 802.16a
2003	O comitê IEEE 802.11 libera o padrão 802.11g para operação na banda de 2.4 GHz. Ainda em 2003, um padrão OFDM é desenvolvido para a tecnologia de banda ultralarga, mostrando a utilidade da OFDM em sistemas que possuem baixa SNR
2005	OFDMA é utilizada no 3GPP LTE ( <i>Long Term Evolution</i> )
2007	A primeira implementação completa da interface de rádio LTE foi demonstrada, incluindo a OFDM-MIMO, SC-FDMA e MIMO multiusuário para <i>uplink</i>
2011	É feita uma análise do desempenho de sistemas <i>indoor</i> de comunicações ópticas sem fio baseados em OFDM na presença de diodo emissor de luz (LED) com distorções não-lineares
2013	São comparadas três formas de OFDM projetadas para a detecção de sistemas ópticos de intensidade modulada / detecção direta (IM/DD)
2014	Um sistema secundário OFDM é ativado para funcionar no espectro de TVWS ( <i>TV White Space</i> ) com base em uma combinação de Alinhamento de Interferência (IA) e um critério de proteção estatística
2015	É descrita uma solução generalizada para a perda de eficiência espectral em sistemas ópticos unipolares baseados em OFDM

Na Equação 2.33, também conhecida como equação de análise,  $X[q]$  são os coeficientes espectrais da transformada,  $\Omega_0$  é igual a  $\frac{2\pi}{N}$ ,  $q$  é o índice de cada espectro de amostra, de forma que  $q = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ . A Equação 2.34 representa a operação inversa à DFT [Chiueh e Tsai 2007] e essa equação é denominada equação de síntese.

$$x[n] = \sum_{q=0}^{N-1} X[q]e^{jq\Omega_0 n} \quad (2.34)$$

Na Equação 2.34, tem-se que  $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ , de modo que  $n$  é o índice da amostra  $x[n]$  no domínio de tempo discreto.

Com o avanço computacional, o número de cálculos necessários para executar a DFT foi bastante reduzido com o desenvolvimento de um algoritmo [Cooley e Tukey 1965]. Com esse algoritmo, chamado de Transformada Rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*), o número de operações complexas reduz da ordem de  $N^2$  para  $N \log N$ . Na DFT, para calcular uma amostra  $X[q]$  são necessárias  $N$  multiplicações complexas e  $N - 1$  somas complexas. Para calcular  $N$  valores destes ( $q = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ), precisa-se de um total de  $N^2$  multiplicações complexas e  $N(N - 1)$  somas complexas. Sendo assim, o algoritmo da FFT e consequentemente, da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) que torna a transformada de Fourier aplicável durante o processamento digital de sinais [Lathi 2005].

### 2.10.3 Princípios da OFDM

A OFDM é originada da Multiplexação por Divisão de Frequências (FDM). Basicamente, na FDM não há sobreposição de espectros dos sinais. Nesse caso, as portadoras são suficientemente espaçadas de maneira que uma não interfira na outra e possam ser detectadas no receptor através de filtros convencionais. Utilizando essa abordagem, a eficiência espectral é muito baixa quando comparada com a OFDM, pois uma parte do espectro eletromagnético é desperdiçada, devido as bandas de guarda que necessitam ser inseridas entre os canais. Enquanto com a utilização da OFDM, percebe-se que com a sobreposição das subportadoras ortogonais atinge-se uma economia espectral, já que não há necessidade de banda de guarda. A Figura 2.19 mostra como se dá a divisão do espectro em frequências nas técnicas FDM e OFDM.

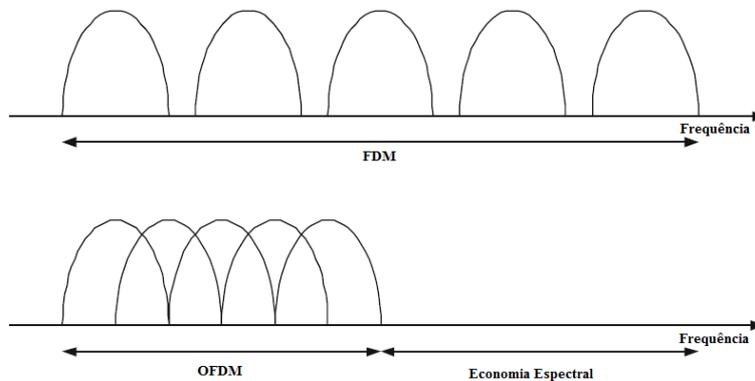


Figura 2.19: Comparação entre os espectros FDM e OFDM

### Ortogonalidade entre Subportadoras

Na OFDM, os dados são transmitidos através de diversas subportadoras ortogonais entre si sem que uma interfira na outra. Para assegurar esse princípio, deve-se satisfazer a Equação 2.35 [Doniak 2006]:

$$\int_0^T s_i(t)s_e(t)dt = \begin{cases} R & \text{para } i = e \\ 0 & \text{para } i \neq e \end{cases} \quad (2.35)$$

Se o produto interno entre dois sinais,  $s(t)$ , obedece esta equação, então eles são ortogonais dentro do intervalo de tempo ( $0 < t \leq T$ ) [Doniak 2006].

A ortogonalidade no Domínio da Frequência pode ser vista na Figura 2.20, na qual, as subportadoras estão centradas em frequências diferentes e cada uma transporta um dos símbolos complexos da entrada original. Nas frequências em que uma subportadora estiver em seu valor máximo, todas as demais estarão assumindo valores nulos [Ergen 2009, Doniak 2006], garantindo a manutenção da ortogonalidade.

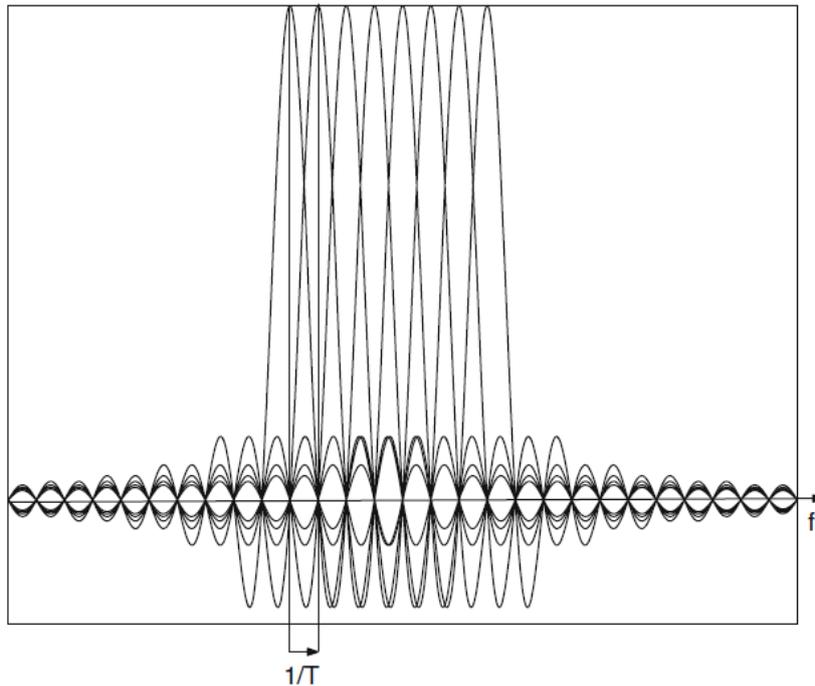


Figura 2.20: Espectro OFDM para cada sinal QAM [Ergen 2009]

No Domínio do Tempo, todas subportadoras possuem um número inteiro de ciclos dentro de um intervalo de símbolo,  $T$ , e elas são postas de modo que no centro de suas frequências se tenha um nulo como mostra a Figura 2.21.

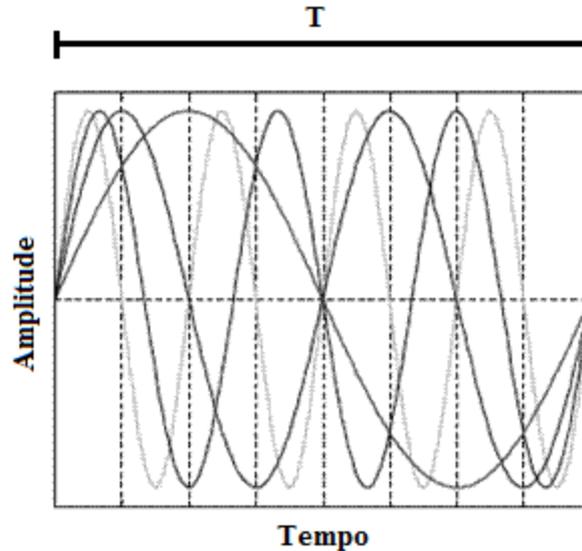


Figura 2.21: Arranjo das subportadoras no domínio do tempo

### Tempo de Guarda

Diferentemente de um esquema de transmissão SCM, a combinação de múltiplas subportadoras,  $N_c$ , com baixa taxa de dados no esquema OFDM proporciona uma elevada taxa de dados com símbolos de longa duração [Hasan 2007]. Essa baixa taxa de símbolo reduz ou elimina completamente a interferência intersimbólica (ISI) em um canal de comunicação altamente dispersivo [Haykin 2001]. Os vários sinais que chegam ao receptor em tempos diferentes devido às distâncias diferentes que percorrem quando partem do transmissor, faz com que os limites dos símbolos se espalhem provocando uma perda de energia [Lawrey 2001]. Sendo assim, para tornar o sinal ainda mais resistente à ISI, utiliza-se o prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* - CP) no símbolo OFDM [Lawrey 2001, Hasan 2007].

A adição do prefixo cíclico é feita no início de cada símbolo. Este tempo de guarda é uma cópia cíclica que estende o comprimento do símbolo em forma de onda. Assim, copiando a extremidade final de um símbolo e colocando esta cópia no início do mesmo, se terá como resultado um símbolo de duração maior. A Figura 2.22 apresenta a inserção de um tempo de guarda em um símbolo. O tamanho total do símbolo fica:  $T_s = T_{cp} + T_{FFT}$ , onde  $T_s$  é o comprimento total do símbolo em amostras,  $T_{cp}$  é a duração do período de guarda em amostras e  $T_{FFT}$  é o tamanho da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) utilizada durante a geração do sinal OFDM.

Além de proteger a OFDM da ISI, o tempo de guarda também fornece certa proteção contra erros de deslocamento no tempo no receptor [Lawrey 2001].

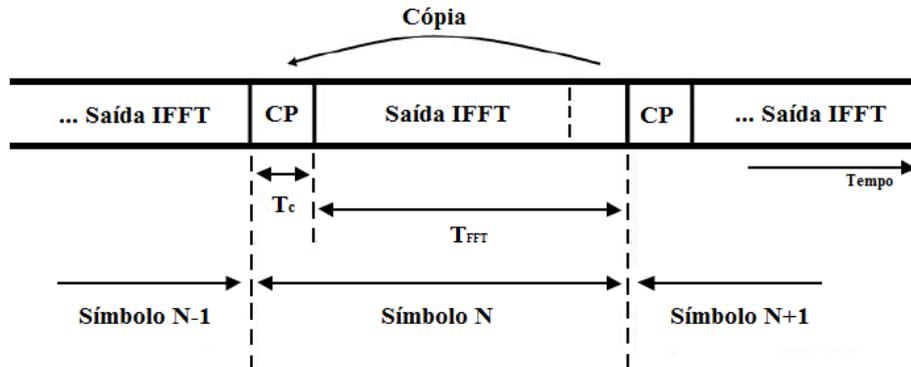


Figura 2.22: Adição do tempo de guarda em um símbolo OFDM

Quando um símbolo chega ao receptor, o prefixo cíclico é retirado deste, eliminando qualquer interferência que outros símbolos possam exercer sobre ele. Dessa forma, os problemas com a ISI e ICI são significativamente reduzidos ou eliminados. O fato do CP ser uma extensão da última parte do sinal OFDM faz com que os valores de amplitude e de fase das subportadoras sejam mantidos constantes durante o tempo de símbolo  $T_s$ . Qualquer alteração nesses valores mudaria a posição dos nulos espectrais, como já mostrado na Figura 2.20, o que causaria a interferência entre subportadoras [Doniak 2006].

### Transmissão e Recepção OFDM

A Figura 2.23 exibe uma arquitetura básica OFDM. Durante a transmissão de dados (os quais são formados por uma sequência de bits), realiza-se primeiramente uma conversão serial-paralelo. Em seguida, os bits são mapeados em  $N_s$  símbolos complexos correspondentes. Isso é feito utilizando-se um esquema de modulação adequado e levando em consideração o número de subportadoras. Posteriormente, a IFFT (que possui a característica intrínseca da ortogonalidade) é aplicada aos símbolos complexos para que seja formado o sinal OFDM, o qual será composto pelas  $N_s$  amostras compostas por símbolos OFDM. Feita esta etapa, pode-se adicionar o intervalo de guarda a cada símbolo OFDM, realizar uma conversão D/A e enviar a informação através do canal.

No processo de recepção, também mostrado na Figura 2.23, basicamente é feito o processo contrário ao da transmissão de dados. Uma conversão analógico-digital (A/D) é realizada, em seguida o prefixo cíclico é retirado e uma FFT é introduzida nas amostras para recuperar o símbolo complexo, o qual segue sendo desmapeado a fim de encontrar a sua respectiva palavra binária correspondente. Por fim, é feita uma conversão paralelo-serial, recuperando assim, a sequência de bits.

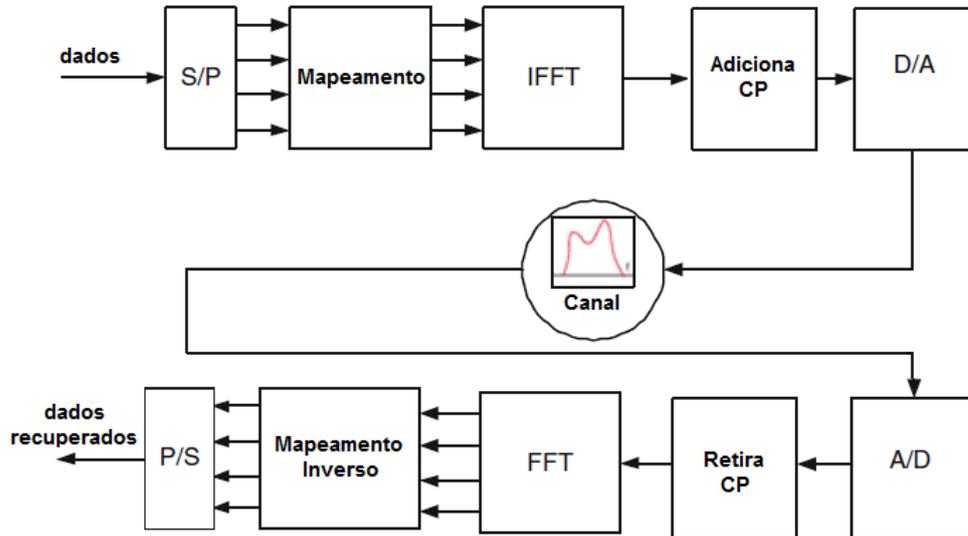


Figura 2.23: Arquitetura OFDM

## 2.11 Taxa de Erro de Bit

Nas Comunicações Digitais, alguns parâmetros são utilizados para medir a qualidade da informação, a qual é uma das principais preocupações relacionadas à saída de um sistema. Geralmente, a informação digital tem uma representação binária e a qualidade dessa informação é medida em termos de taxa média de erro de bit (BER). Um erro de bit ocorre sempre que o bit transmitido e o bit recebido não correspondem, sendo ainda, um acontecimento aleatório. Assim, seja  $n$  o número de erros de bits observados em uma sequência de bits de tamanho  $N$ , então a BER será representada como dado pela Equação 2.36 [Haykin e Moher 2007]:

$$BER = \lim_{N \rightarrow +\infty} \left( \frac{n}{N} \right) \quad (2.36)$$

### 2.11.1 Sinal Desejado e Sinais Interferentes

Geralmente, para que a taxa de erro de bit seja encontrada, necessita-se conhecer o sinal desejado e os sinais interferentes co-canais. Sendo assim, assumindo  $x$  como a distância de um ponto de recepção de uma microcélula à sua respectiva antena transmissora, a antena receptora na posição  $x$  recebe um sinal do transmissor de interesse com potência  $S(x)$  e também recebe sinais interferentes co-canais

com potências  $I_1(x)$  e  $I_2(x)$ , sendo  $I_1(x)$  a interferência da primeira microcélula à esquerda que utiliza a mesma faixa de frequência, e  $I_2(x)$  a primeira microcélula à direita [Lima 2013, Amitay et al. 1992]. A Figura 2.24 ilustra a disposição de três microcélulas lineares, apresentando a influência que células adjacentes (Célula  $-n$  e Célula  $n$ ) causam na Célula 0, a qual propaga o sinal desejado.

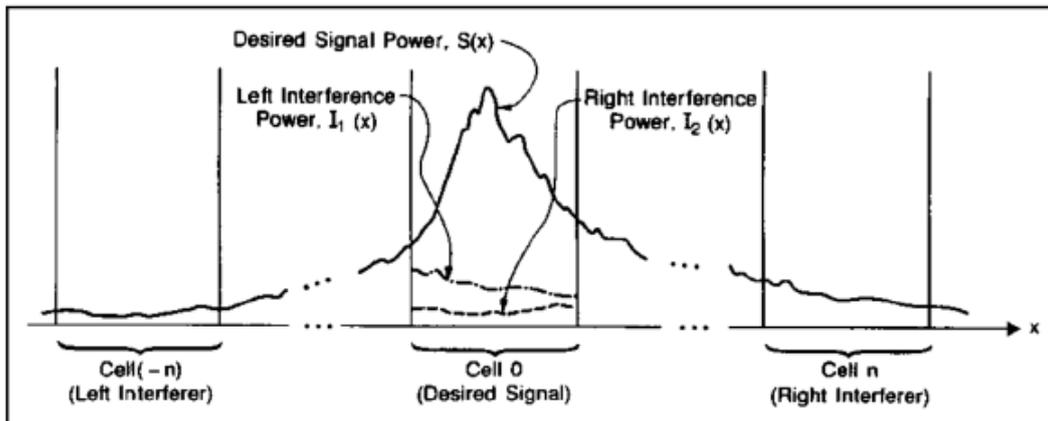


Figura 2.24: Sinal desejado e interferentes em uma microcélula

Em [Amitay et al. 1992], por uma análise simétrica, é considerado que a potência dos sinais mostrados na Figura 2.24 é aproximadamente igual para as três microcélulas. Em outras palavras, a interferência da Célula  $-n$  sobre a Célula 0 é igual a da Célula 0 sobre a Célula  $n$ , e também, a interferência da Célula  $n$  sobre a Célula 0 é considerada igual à interferência da Célula 0 sobre a Célula  $-n$ .

Ainda, na Figura 2.24, pode-se admitir que o ponto de recepção está mais próximo do transmissor da Célula 0, do que dos transmissores das células adjacentes, Célula  $-n$  e da Célula  $n$ . Assim, os sinais adjacentes percorrem uma distância maior em relação ao sinal desejado, fazendo com que as potências,  $I_1(x)$  e  $I_2(x)$ , não interfiram tanto no sinal desejado. Todavia, poderia ocorrer dos transmissores das Células  $-n$  e  $n$  estarem próximos o suficiente do ponto de recepção para causarem interferências maiores no sinal desejado, podendo até mesmo degradá-lo. Entretanto, devido às variações na topografia e geometria do local, faz com que essas afirmações não sejam estritamente válidas [Amitay et al. 1992]. Em vista disso, com o auxílio dos modelos de propagação usados nesse trabalho é possível saber uma estimativa mais precisa do sinal desejado e interferentes de forma a ter um cálculo mais real da taxa média de erro de bit quando o sinal desejado chega ao receptor já que são levados em conta os efeitos da propagação.

A partir das configurações das antenas presentes em um sistema de comunicação móvel, do uso de modelos de propagação, da OFDM e do cálculo da BER, já é possível avaliar a performance desse sistema. Sendo assim, ao que segue, será posto quais são os passos necessários para atingir os resultados do trabalho.

# Capítulo 3

## Metodologia

Neste capítulo estão descritos os materiais e métodos utilizados para a construção desse trabalho. Primeiramente serão apresentadas as etapas para a obtenção em *software* da técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais utilizando o MATLAB, uma ferramenta de alta performance utilizada para expressar matemática computacional através de equações e gráficos [Mathworks 2015]. Em seguida, serão apresentados os modelos de propagação de ondas eletromagnéticas para os quais foram aplicados o sistema OFDM a fim de obter a taxa de erro de bit para diferentes cenários de um sistema de comunicação móvel.

### 3.1 Implementação da Técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais

A parte do trabalho relacionada à técnica de eficiência espectral OFDM foi desenvolvida de acordo com as seguintes etapas. Foi realizado um estudo prévio detalhado sobre OFDM e formas de implementações relacionadas à mesma, optando-se pela arquitetura OFDM IFFT/FFT [Lawrey 2001, Hasan 2007, Doniak 2006] com adaptações, por se tratar de um tipo de implementação muito utilizado em sistemas de comunicação sem fio da atualidade. A arquitetura OFDM foi implementada via MATLAB a fim de simular a transmissão e a recepção de dados através de um sistema de eficiência espectral, de modo que, juntamente com modelos de propagação, obtenha-se informações sobre a BER. Em seguida, estão os requisitos básicos de entrada e outras etapas elaboradas para o sistema OFDM desenvolvido.

#### 3.1.1 Entrada de Dados no Sistema OFDM

O primeiro passo para implementar a técnica abordada foi simular a transmissão de uma informação pela fonte através do sistema. Essa informação é representada

por uma sequência de bits que é gerada randomicamente através da função **randi()** do MATLAB. Para a realização de uma simulação, alguns parâmetros devem ser previamente informados ao sistema, sendo eles:

- Tipo de modulação digital a ser utilizada;
- Número de subportadoras que será utilizado pelo sistema;
- Quantidade de bits transmitidos pelo canal;
- Quantidade de bits que representa um símbolo (bits/símbolo)
- Tempo de duração do sinal;
- Tamanho do prefixo cíclico.

Como exemplo, pode-se citar o seguinte: se for realizada uma modulação digital 4-PSK (2 bits/símbolo), utilizando 32 subportadoras, serão necessários no processo de transmissão 64 bits provenientes da fonte de dados, de forma que cada subportadora receba os dois bits requisitados pela modulação 4-PSK. Caso o fluxo de dados seja composto por um número de bits que não seja comportado pela modulação e quantidade de subportadoras, ou seja, caso haja bits excedentes, então um procedimento de normalização é feito no intuito de remover os bits remanescentes, sugerindo que o restante dos bits sejam enviados na próxima transmissão. Porém, se a quantidade de bits disponibilizados pela fonte de dados for insuficiente para realizar a transmissão, então o espaço relacionado aos bits faltantes serão preenchidos com bit “0”. Por fim, o sistema OFDM, quando preciso, sempre efetua ajustes na quantidade de bits provenientes da fonte. A Figura 3.1 apresenta um fluxo de dados de 70 bits gerado pela fonte de informação. Para essa figura, foi considerada uma modulação 4-PSK e 32 subportadoras. Com esses últimos parâmetros, serão transmitidos apenas 64 bits dos 70, então a normalização é acionada de maneira que o restante dos bits são descartados dessa transmissão, como o mostrado na Figura 3.2.

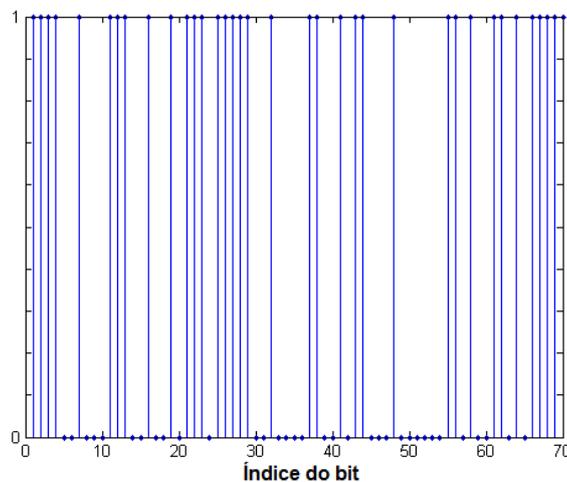


Figura 3.1: Dados da fonte sem normalização



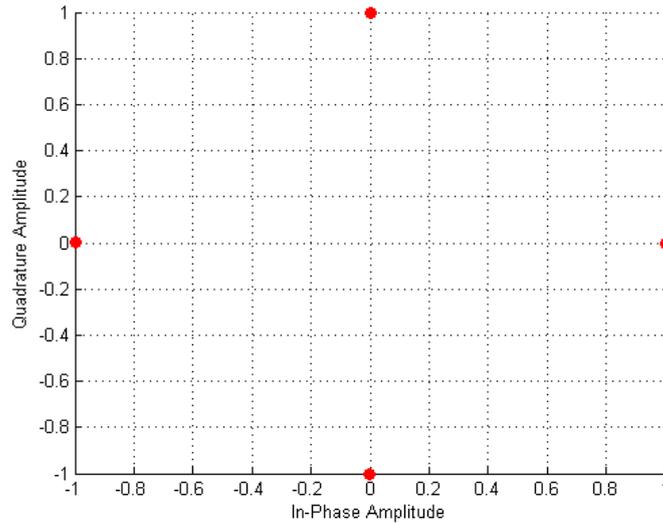


Figura 3.3: Diagrama de constelação utilizando a modulação 4-PSK

$$A = \left( \frac{a_d}{M - 1} \right) \tag{3.2}$$

Ainda na modulação  $M$ -ASK, os símbolos são expressos como  $A + 0i$ , apresentando apenas parte real positiva, sendo sempre um valor no intervalo  $[0,1]$ . A Figura 3.4 mostra um diagrama de constelação 4-ASK.

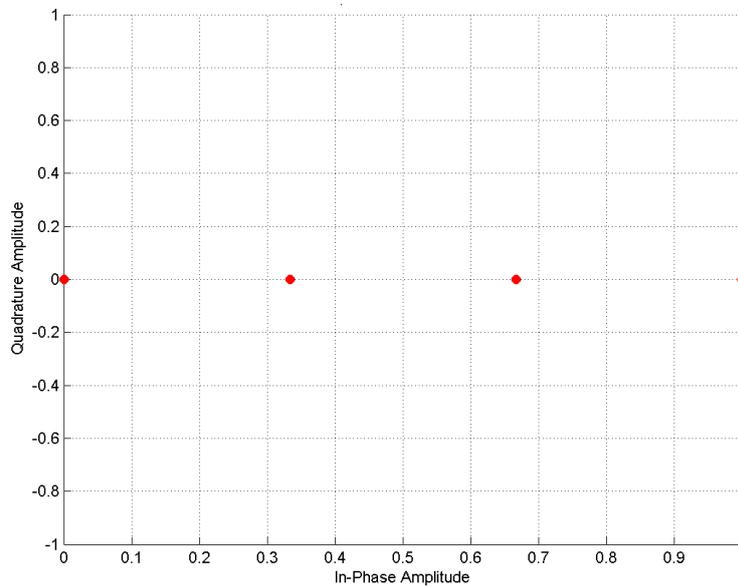


Figura 3.4: Diagrama de constelação utilizando a modulação 4-ASK

Durante o processo de modulação  $M$ -QAM, o modulador precisa de duas componentes para gerar o sinal modulado, um valor em fase (I) e outro em quadratura

(Q). Sendo assim, é realizada uma divisão em duas partes da informação binária [Couch 2013] e em seguida, os valores são convertidos em strings e posteriormente em fatores decimais  $a_{di}$  e  $a_{dq}$  utilizando o MATLAB. Baseados nos fatores gerados  $a_{di}$  e  $a_{dq}$ , as componentes em fase e em quadratura são produzidas de acordo com as Equações 3.3 e 3.4 [Ruiz Filho 2013], correspondendo juntas a representação de um símbolo. As Equações 3.3 e 3.4 permitem que as componentes em fase e em quadratura sempre assumam um valor mínimo de -1 e um valor máximo de 1.

$$I = a_{di} \left( \frac{2}{M_i - 1} \right) - 1 \quad (3.3)$$

$$Q = a_{dq} \left( \frac{2}{M_q - 1} \right) - 1 \quad (3.4)$$

A Figura 3.5 mostra um diagrama de constelação 4-QAM.

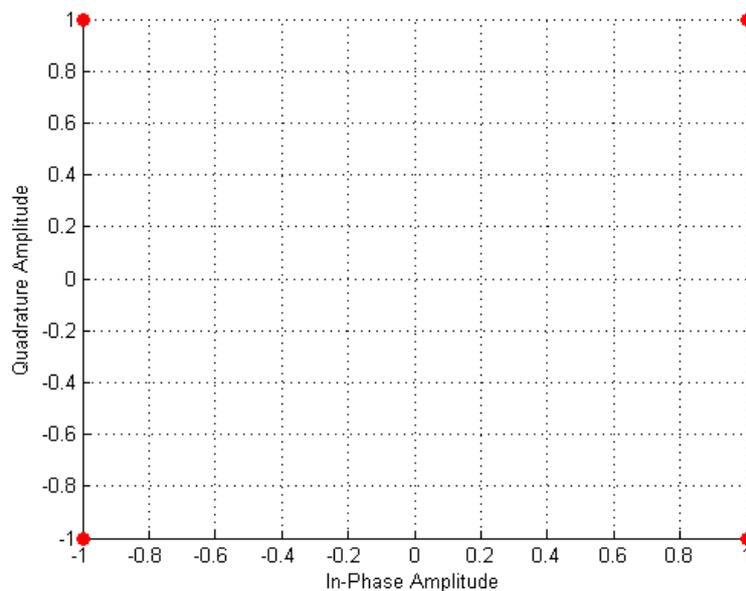


Figura 3.5: Diagrama de constelação utilizando a modulação 4-QAM

### 3.1.3 Sinal OFDM e Adição do Prefixo Cíclico

Com os dados modulados e convertidos em símbolos através do processo de mapeamento, aplica-se a IFFT sobre tais símbolos com o objetivo de gerar o sinal OFDM e garantir o princípio da ortogonalidade entre as subportadoras intrínseco à própria transformada. A Figura 3.6 apresenta a parte real e imaginária de um sinal OFDM discreto gerado a partir de um conjunto de símbolos complexos.

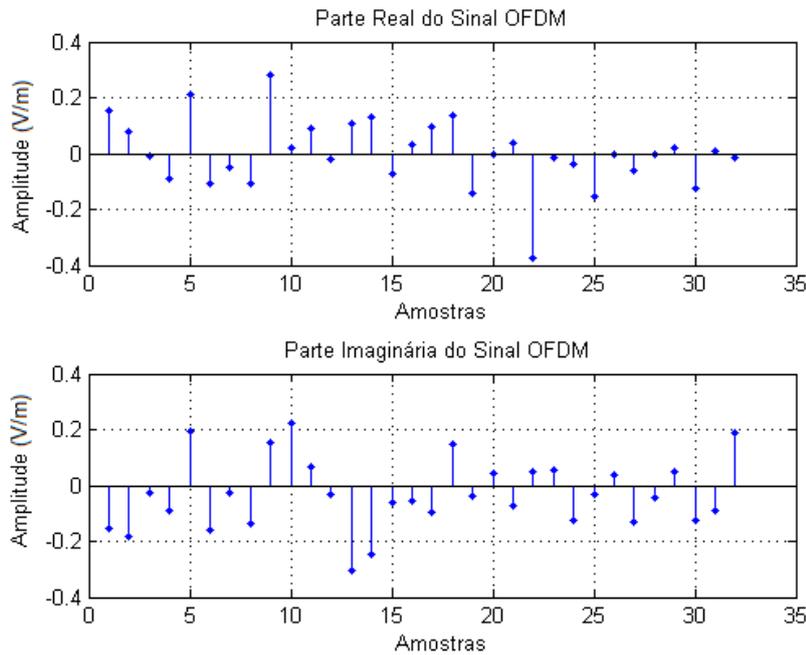


Figura 3.6: Sinal OFDM sem prefixo cíclico

Em seguida, o prefixo cíclico é adicionado ao sinal OFDM produzido, lembrando que o tempo de guarda é uma extensão do símbolo OFDM [Doniak 2006]. A Figura 3.7 exibe o sinal OFDM da Figura 3.6 adicionado do prefixo cíclico. Em outras palavras, a parte inicial do sinal foi acrescida da sua parte final em 25% neste exemplo. No entanto, a duração do prefixo cíclico pode ser alterada para outras simulações, podendo ter duração não apenas de 1/4 do sinal, mas também 1/2, 1/6 ou 1/8 como padrão. Como dito anteriormente, o prefixo cíclico é responsável por combater o ISI e o ICI, garantindo que, em caso de atrasos provocados pelo multipercurso, um símbolo não interfira no símbolo subsequente, tornando-se uma maneira de evitar ou diminuir a distorção da informação que está sendo encaminhada ao receptor.

Posteriormente à adição do prefixo cíclico, é simulada uma conversão D/A do sinal OFDM como pode ser visto na Figura 3.8, a fim de prover um sinal que possa ser transmitido pelo meio físico, nesse caso, o canal sem fio. Ainda na Figura 3.8, o tempo de duração considerado para o símbolo OFDM é de 1 segundo. Em contrapartida, com a adição do prefixo cíclico, percebe-se que a duração do sinal passou a ser 1,25 segundos, aumentando o tempo do símbolo em 1/4 devido à inserção do tempo de guarda, ficando como  $T_s = T_{cp} + T_{FFT}$ .

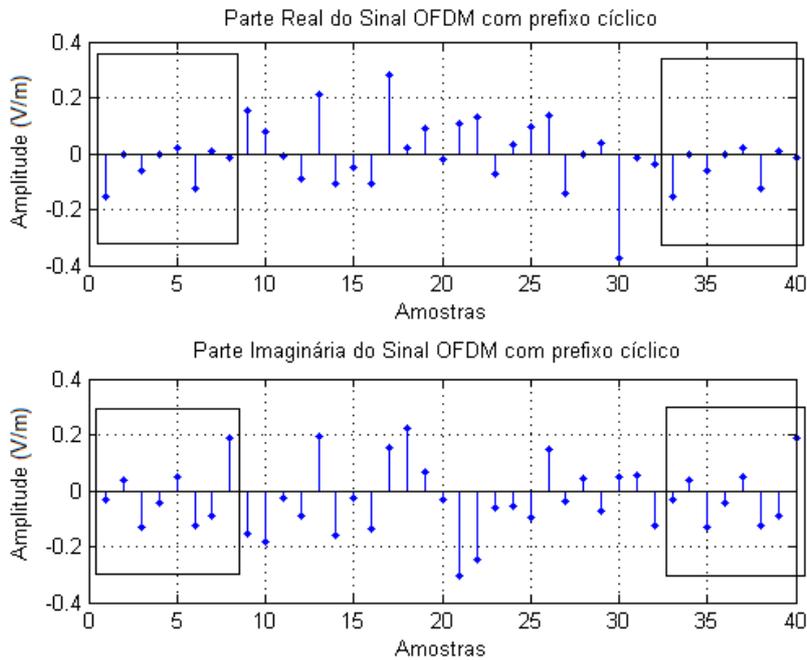


Figura 3.7: Sinal OFDM com adição do prefixo cíclico

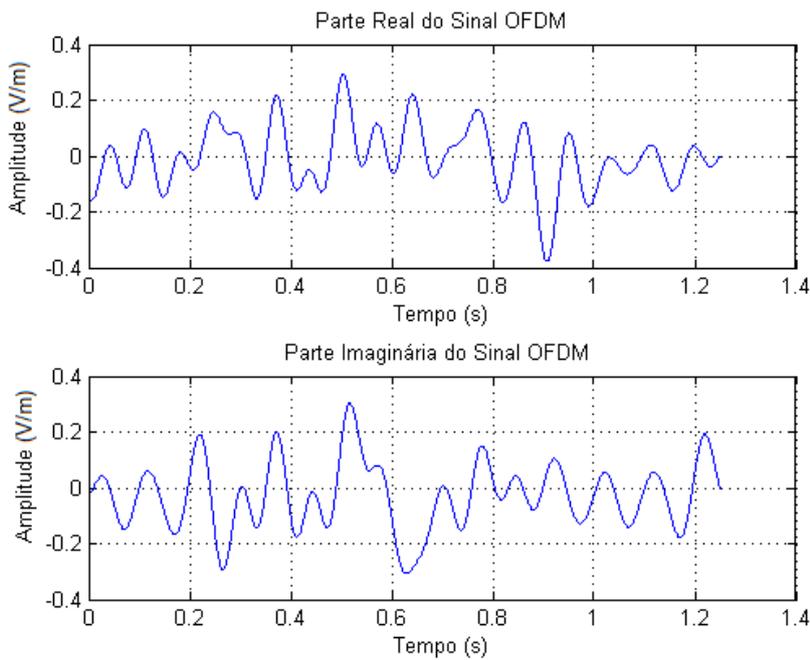


Figura 3.8: Sinal OFDM com prefixo cíclico e contínuo

### 3.1.4 Etapa de Recepção de Dados

O processo que acontece quando o sinal chega ao receptor é similar ao procedimento que ocorre quando o sinal está sendo preparado para ser enviado pelo transmissor, porém, é realizado um processo inverso até recuperar os bits oriundos da fonte de dados.

Durante a implementação da recepção criada no ambiente de simulação MATLAB, inicialmente realiza-se uma conversão A/D. Em seguida, o prefixo cíclico é removido do sinal, a FFT é aplicada e o desmapeamento é efetuado de forma que, a partir dos símbolos complexos, se obtenha a informação binária novamente, e por fim, realiza-se a conversão paralelo/serial para que a sequência de bits seja efetivamente recuperada.

Sendo assim, com o transmissor e o receptor OFDM implementados, torna-se imprescindível o uso de um modelo de propagação de ondas para mensurar o efeito que o canal de comunicação sem fio pode provocar em um sinal que está sendo transmitido. Com o uso do modelo de propagação é possível obter o comportamento do sinal advindo da antena transmissora. Além disso, é possível obter a taxa de erro de bit entre a antena que está sendo levada em consideração (sinal desejado) e os sinais interferentes de outras antenas. Através do cálculo da BER torna-se viável analisar a performance de sistemas de comunicação sem fio, que se caracteriza como o objetivo final deste trabalho.

As Seções 3.2, 3.3 e 3.4 apresentam como se deram as adaptações e o uso de dois modelos de propagação de ondas desenvolvidos por [Silva Jr. 2007] e aplicados ao sistema OFDM desenvolvido utilizando o *software* MATLAB.

## 3.2 Aplicação do Sistema OFDM ao Modelo Geométrico de Dois Raios

Como descrito na Seção 2.8, o modelo geométrico de dois raios considera a combinação do raio direto e do raio refletido no solo. Esse modelo é conveniente para modelar ambientes rurais, rodovias e áreas suburbanas mais desertas [Silva Jr. 2007]. Em virtude da sua simplicidade, se comparada ao modelo que é abordado nas Seções 3.3 e 3.4 para o guia de ondas na Avenida Paulista, o modelo de dois raios vetorial foi usado para encontrar uma avaliação prévia do sistema de comunicação móvel baseado na técnica de eficiência espectral OFDM. Esse modelo não leva em consideração a base estrutural do ambiente.

Anteriormente, na Subseção 2.10.3, foi verificado que pode-se aplicar o método OFDM a um conjunto de dados (informação binária), enviá-lo por um canal e em seguida recuperar a sequência enviada completamente e sem nenhuma alteração quando comparada à original. Isso ocorre desde que não sejam inseridos os efeitos

da propagação no sinal e que não seja considerado nenhum sinal interferente presente no mesmo canal em quem se encontra o sinal desejado. Sendo assim, essa seção visa mostrar os procedimentos realizados para aplicar o modelo de propagação de dois raios ao sinal OFDM transmitido através de um canal de radiopropagação.

Inicialmente, foi feita a implementação em *software*, utilizando a ferramenta MATLAB, do modelo de dois raios vetorial por meio das equações descritas em [Silva Jr. 2007]. Nesta implementação, foi preciso entrar com os seguintes parâmetros: a altura da antena transmissora,  $h_t$ , a altura da antena receptora,  $h_r$ , a distância entre o ponto de transmissão e o ponto de recepção, a condutividade elétrica,  $\sigma$ , a constante dielétrica relativa,  $\epsilon'$ , e a frequência na qual o sinal está sendo transmitido pelo canal. Desse modo, as equações que representam o modelo calculam os valores dos campos elétricos referentes aos raios 1 e 2, ilustrados na Figura 2.9, através das Equações 2.22 e 2.23, encontrando, por fim, o valor do campo elétrico total,  $E_T$  recorrendo à Equação 2.21. O valor de  $E_T$ , encontrado para um dado ponto de recepção, é utilizado para representar os efeitos da propagação sobre um sinal OFDM transmitido por uma determinada antena até outra receptora. Por conseguinte, uma forma coerente de representar os efeitos da propagação em um sinal de interesse juntamente com outros interferentes foi desenvolvida por meio das seguintes equações. Considere o sinal genérico apresentado na Equação 3.5:

$$s(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (3.5)$$

Analisando o sinal descrito na Equação 3.5, pode-se afirmar que o mesmo sofrerá com os efeitos do multipercurso em um canal, ocorrendo alterações em amplitude e fase [Rappaport 2002]. Além disso, sabe-se que um sinal após passar por um sistema OFDM, pode ser descrito através de símbolos e esses símbolos podem ser caracterizados na forma de exponenciais complexas do tipo  $e^{j\alpha_i}$ .

Um conjunto de símbolos representa um determinado sinal que será propagado de uma antena transmissora até outra receptora, e ao passar pelo canal, os símbolos podem ter suas amplitudes atenuadas e fases distorcidas devido aos próprios efeitos da propagação de ondas eletromagnéticas em um meio, assim como devido também às características do ambiente estrutural envolvido. Sendo assim, considerando a Equação 3.6, já descrita em detalhes na Seção 2.8, é utilizada para encontrar o campo elétrico no ponto de recepção para cada antena transmissora.

$$\vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (3.6)$$

Considerando a soma da componente vertical dos campos elétricos dos raios 1 e 2 do modelo de dois raios, é possível determinar os valores de campos elétricos que serão efetivamente usados através da configuração adotada para cada antena transmissora do sistema de comunicação OFDM para representar os efeitos da propagação em cada um dos respectivos sinais transmitidos (Sinal Desejado e Sinais Interferentes).

Os campos elétricos dos sinais de antenas interferentes funcionam como um fator de proporcionalidade em relação à forma como os símbolos sofrem alterações em amplitude e fase. Conseqüentemente, o campo elétrico total, juntamente com as exponenciais complexas que representam os símbolos de um sinal, podem ser úteis para expressar esse sinal após sofrer os efeitos da propagação. Em outras palavras, os sinais que vêm das antenas interferentes e sinal desejado serão atingidos pelos efeitos da propagação alterando a forma de seus símbolos complexos. Sendo assim, essa representação matemática pode ser dada pelas Equações 3.7 e 3.8.

$$I_{1prop} = \left( \dot{E}_{T1} \right) A e^{j\alpha_{i1}} \quad (3.7)$$

$$I_{2prop} = \left( \dot{E}_{T2} \right) B e^{j\alpha_{i2}} \quad (3.8)$$

Nas Equações 3.7 e 3.8,  $A e^{j\alpha_{i1}}$  e  $B e^{j\alpha_{i2}}$  representam os símbolos provenientes das antenas interferentes  $I_1$  e  $I_2$ , respectivamente.

Os efeitos da propagação em um sinal podem ser suficientes ou não para deteriorar um sinal, isso depende principalmente da base estrutural do local, do *hardware* utilizado na transmissão e recepção, distância percorrida pelo sinal e padrão de radiação da antena.

Os sinais interferentes,  $I_{1prop}$  e  $I_{2prop}$ , representados pelas Equações 3.7 e 3.8 quando adicionados a um sinal OFDM de interesse transmitido,  $S_{OFDM}$ , gera um sinal resultante  $S_R$  com interferências, assumindo a forma matemática mostrada na Equação 3.9:

$$S_R = S_{OFDM} + I_{1prop} + I_{2prop} \quad (3.9)$$

É importante colocar que na Equação 3.9, não foi considerado que o sinal OFDM de interesse,  $S_{OFDM}$ , sofre com os efeitos da propagação ao longo da distância, apenas com os efeitos dos sinais interferentes. Todavia, os efeitos da propagação podem ser considerados no sinal  $S_{OFDM}$  através de uma análise análoga à feita para os sinais interferentes, de forma que o sinal  $S_{OFDM}$  pode ser representado pela Equação 3.10:

$$S_{OFDM} = \left( \dot{E}_{T3} \right) C e^{j\alpha_{i3}} \quad (3.10)$$

Na Equação 3.10 o sinal OFDM não está expresso apenas através dos símbolos transmitidos inicialmente, mas também já com os efeitos da propagação baseados no fator de proporcionalidade utilizando os valores de campo elétrico preditos pelo modelo de propagação ao longo da distância.

Através da representação do modelo geométrico de dois raios e o desenvolvimento de uma maneira de utilizá-lo em um sistema de comunicação baseado em OFDM, gerou-se um programa que permite montagens de diferentes cenários para estudo. Como

prioridade, o programa foi montado considerando um sistema composto por três antenas transmissoras (ERBs) e uma antena receptora (EM). Entretanto, é possível realizar adaptações para que sejam consideradas apenas uma antena transmissora e outra antena receptora, ou duas antenas transmissoras e uma antena receptora, ou ainda mais do que três antenas transmissoras e uma antena receptora. Porém, como o objetivo do trabalho é propor uma análise dos resultados através da BER média, então foram fixadas, no máximo, três antenas transmissoras e uma antena receptora.

No cenário adotado para três antenas transmissoras e uma antena receptora, uma das ERBs representa a ERB vinculada ao sinal desejado e as outras duas representam as ERBs que geram sinais interferentes. Baseado nisso, a estação móvel percorre uma área delimitada criada em tempo de execução pelo programa. Essa área delimitada é produzida de acordo com as posições das ERBs que devem ser inicialmente fornecidas pelo usuário como pontos  $(x, y)$  em um plano cartesiano. A Figura 3.9 mostra um exemplo de como seria a disposição (posições assumidas no plano cartesiano) de três ERBs e como é gerada a região pela qual o receptor deve se locomover. Vale ressaltar que é utilizado apenas o semiplano direito do plano cartesiano para posicionar as antenas, onde os pontos  $x$  e  $y$  são sempre positivos.

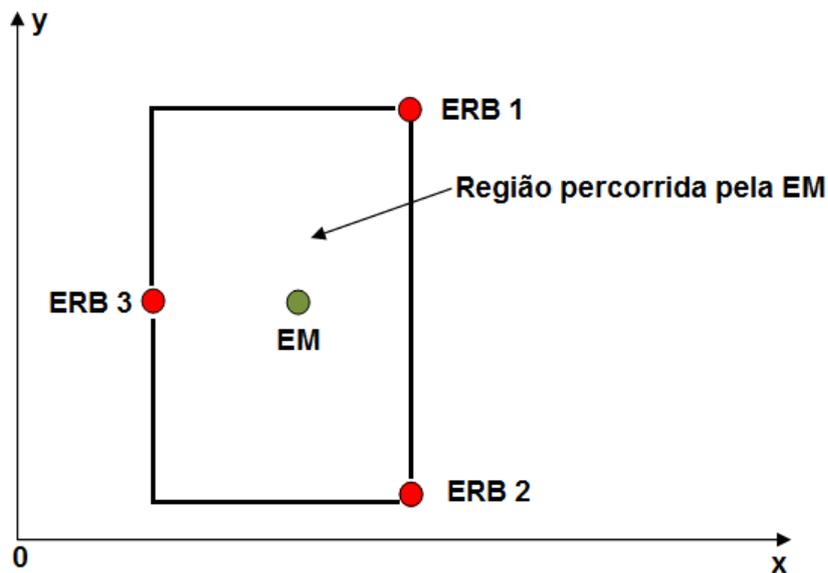


Figura 3.9: Disposição de três antenas transmissoras (círculos em vermelho) no plano cartesiano e região produzida a partir dos pontos de localização das ERBs

Na Figura 3.9, a região que o móvel deve caminhar é criada a partir dos pontos nos quais estão localizadas as ERBs. No caso, são utilizados o menor  $x$  e o menor  $y$  entre os pontos das ERBs; e o maior  $x$  e o maior  $y$  retirados também do conjunto de pontos das ERBs. Assim, é possível gerar uma área retangular que contém as três ERBs. Essa área é a que será percorrida pelo móvel. Por exemplo, suponha que se

tenha uma **ERB 1** localizada na posição  $(0, 35)$ , uma **ERB 2** na posição  $(70, 70)$  e outra **ERB 3** na posição  $(70, 0)$ , como apresentado na Figura 3.10. Analisando os pontos onde estão localizadas as ERBs, o valor mínimo que  $x$  assume é 0 e o máximo é 70. O valor mínimo de  $y$  é igual a 0 e o máximo é igual a 70. Assim, os quatro pontos gerados como marcadores para criar a região que a estação móvel deve caminhar são:  $(0, 0)$ ;  $(0, 70)$ ;  $(70, 0)$ ; e  $(70, 70)$ , como mostrado na Figura 3.10. Em seguida, a estação móvel percorrerá toda a região criada e a taxa de erro de bit é calculada.

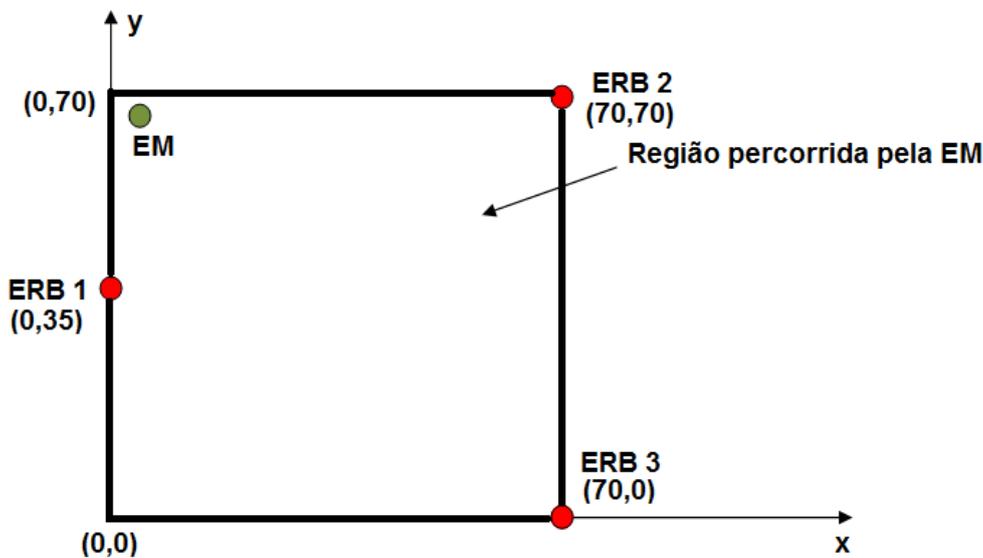


Figura 3.10: Exemplo de disposição de três antenas transmissoras (círculos em vermelho) no plano cartesiano e região produzida a partir dos pontos de localização das ERBs

A Figura 3.11 procura representar uma situação mais realística de um ambiente no qual as ERBs estão em linha de visada (LOS) em relação à estação móvel.

Na Figura 3.11, o móvel transita entre as três antenas. Para cada ponto que a estação móvel passa, é calculada a distância entre a **Antena A** e a estação móvel, a **Antena B** e a estação móvel e a **Antena C** e a estação móvel, e por fim, aplica-se o modelo geométrico de dois raios para que sejam adquiridos os efeitos da perda de propagação relacionados a cada ERB. As distâncias  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$ , vistas na Figura 3.11, são calculadas baseadas na Equação 3.11 que proporciona a distância entre dois pontos quaisquer em um plano cartesiano.

$$d_{EM-ERB} = \sqrt{(x_{EM} - x_{ERB})^2 + (y_{EM} - y_{ERB})^2} \quad (3.11)$$

Ainda na Figura 3.11, os efeitos da propagação utilizando o modelo de dois raios vetorial (levando em conta cada posição assumida pela estação rádio móvel e a

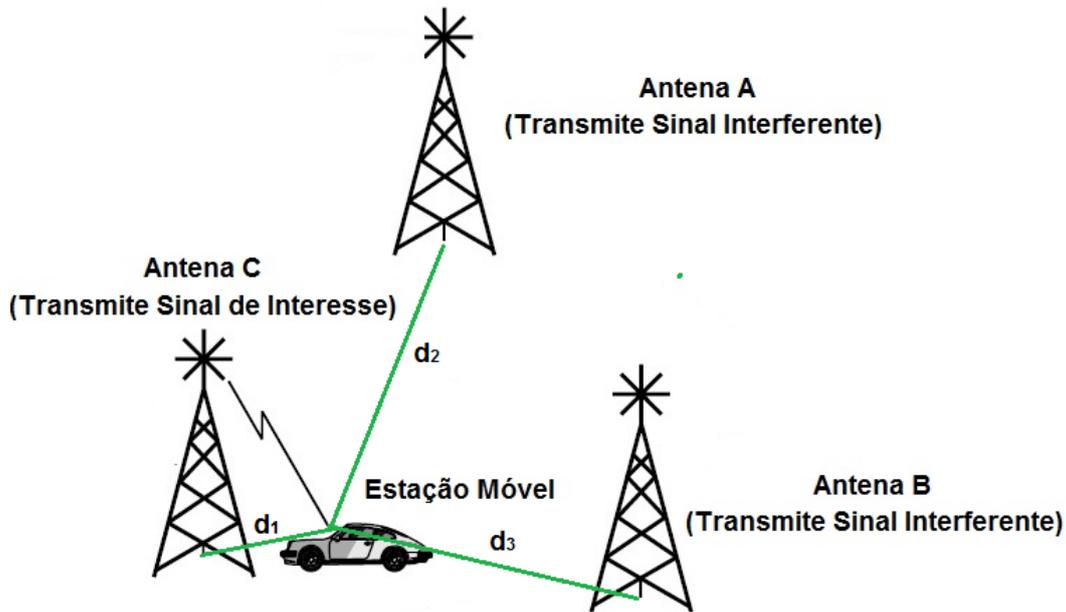


Figura 3.11: Disposição de três antenas em relação à estação móvel em ambiente LOS.  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$  correspondem às distâncias entre as ERBs e a EM.

distância desta em relação a cada antena transmissora) são aplicados aos sinais gerados via o próprio sistema OFDM. Em seguida, os sinais interferentes resultantes são adicionados ao sinal desejado. Posteriormente, realiza-se o processo OFDM inverso no sinal desejado, recuperando a sequência de bits e comparando com a sequência original enviada pela fonte. Assim, é possível encontrar a taxa de erro de bit para diversas simulações. A Figura 3.12 mostra um resumo do uso do modelo de dois raios vetorial ao sistema OFDM.

Devido ao grande número de possibilidades relacionadas ao tamanho e a geração da sequência de bits, ao tipo de modulação ( $M$ -ASK,  $M$ -PSK,  $M$ -QAM) utilizada para gerar uma sequência de símbolos, ao empirismo relacionado à geração dos sinais OFDM interferentes, foi necessário produzir uma taxa média de erro de bit com a finalidade de avaliar o desempenho de algumas configurações adotadas para o sistema de comunicação móvel.

A seguir, é apresentado o local onde foram realizadas medições de campo com a finalidade de validar modelo de propagação de ondas feito para a Avenida Paulista, São Paulo - SP, o qual também é usado neste trabalho juntamente ao sistema OFDM desenvolvido via MATLAB.

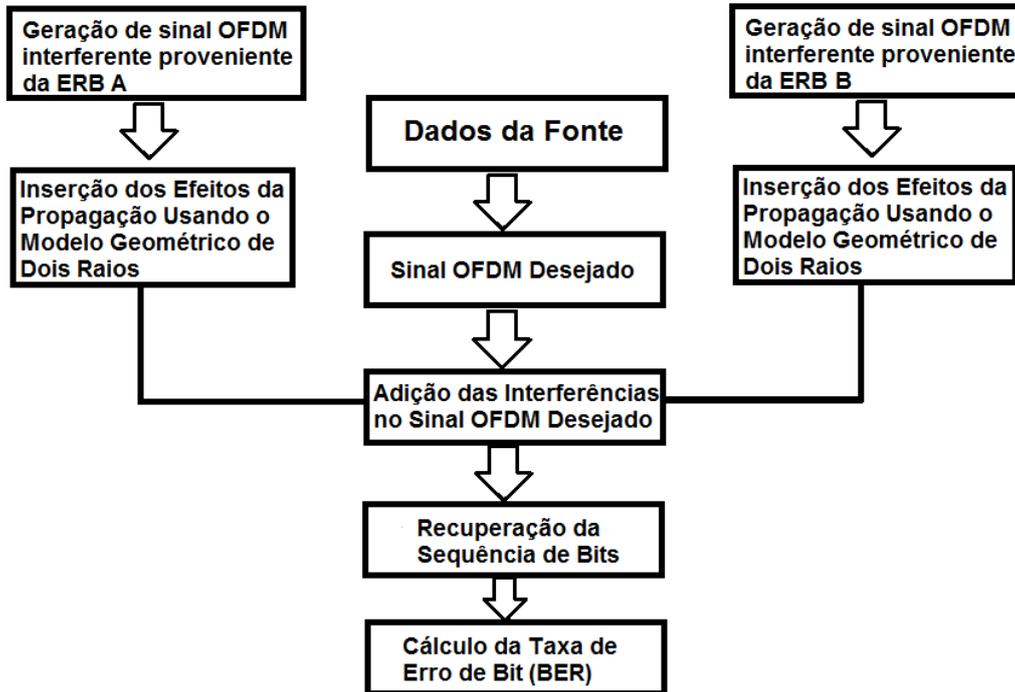


Figura 3.12: Esquema do sistema OFDM utilizando o modelo geométrico de dois raios

### 3.3 Modelo Tridimensional da Avenida Paulista

A propagação de ondas de rádio em microcélulas em ambientes rurais e rodovias é diferente da propagação em áreas urbanizadas, pois nas grandes cidades as paredes das construções ou prédios formam guias de ondas, onde os raios, oriundos da antena transmissora, refletem e/ou difratam até chegar ao receptor em um ambiente LOS. Sendo assim, nesta seção é tratada a modelagem 3D do local que representa um guia de ondas para o qual foram adaptados os modelos de propagação desenvolvidos por [Silva Jr. 2007] e [Silva Jr. et al. 2011] que consideram os efeitos dos mecanismos de propagação a partir da base estrutural do local.

Inicialmente, foi feita uma pesquisa via base de dados do *Google Earth* para identificar o perfil de uma área candidata que possibilitasse a aplicação dos mecanismos de propagação utilizando o modelo de propagação associado ao método OFDM. A área selecionada foi a Avenida Paulista, localizada na cidade de São Paulo, SP. Essa avenida foi selecionada por se verificar que esta possui uma base de dados estrutural desenvolvida no *Google Earth*, por se enquadrar no perfil de guia de ondas (o que possibilita um proveito maior do sinal transmitido) para a instalação de várias microcélulas e por conta do projeto do orientador já ter realizado medições do sinal para esta região, utilizando equipamentos financiados pela Fapesb para um projeto mais amplo (“Modelos de Propagação Microcelulares em Áreas Urbanas e Rurais

para frequências nas faixas de UHF e Microondas”), do qual este trabalho de dissertação é um submódulo. Além disso, a Avenida Paulista é um dos logradouros mais importantes do município de São Paulo, além de ser considerado o centro financeiro do país.

O modelo da Avenida Paulista utilizado para as medições foi obtido através de adequações feitas nas rotinas de programa desenvolvidas por [Silva Jr. 2007, Silva Jr. e Carrijo 2012]. Tais rotinas foram adaptadas para que se fosse possível trabalhar com a localização da antena transmissora abaixo do topo dos prédios. Além disso, precisou-se realizar ajustes no *software* para que o mesmo pudesse simular um ambiente com três microcélulas lineares no mesmo guia de ondas com o objetivo de avaliar o sinal desejado transmitido pelo canal considerando os sinais interferentes advindos de outras antenas.

A priori, o modelo de propagação foi validado através de comparações entre medições de campo obtidas previamente da Avenida Paulista e predições realizadas utilizando o modelo desenvolvido por [Silva Jr. 2007, Silva Jr. e Carrijo 2012]. Isso foi feito no intuito de mostrar que o modelo de propagação, posteriormente, poderia ser adaptado ao sistema OFDM e utilizado para encontrar a BER média no local de estudo para diversos cenários adotados.

A Figura 3.13 mostra a região em 3D da Avenida Paulista para a qual foi realizada a campanha de medições através de equipamentos disponíveis para o projeto. Observando a Figura 3.13, é possível visualizar um marcador de “Lojas Marisa”, local onde se deu início ao processo de medições.



Figura 3.13: Região em 3D da Avenida Paulista para a qual foram obtidas as medições. [Google Earth]

As Figuras 3.14 e 3.15 apresentam de forma mais aproximada a loja Marisa. Em cima dessa loja, existem dois transmissores que cobrem trechos diferentes da avenida, um deles é responsável pela cobertura no lado esquerdo da avenida e o outro, no lado direito. Sendo assim, a captação do sinal foi feita para uma distância de até 1720 metros à esquerda em relação a uma antena transmissora e até 650 metros à direita em relação à outra antena transmissora. Quando as medições foram realizadas, ambos transmissores estavam localizados à uma altura de 7 metros em relação ao solo.



Figura 3.14: Localização da antena transmissora que realiza a cobertura do lado esquerdo da Avenida Paulista, SP, para a qual foram realizadas medições de campo. [Google Earth]



Figura 3.15: Localização da antena transmissora que realiza a cobertura do lado direito da Avenida Paulista, SP, para a qual foram realizadas medições de campo. [Google Earth]

Nas Figuras 3.16 e 3.17 são apresentadas as duas etapas de medições de campo (uma para o lado esquerdo e a outra para o lado direito da Avenida Paulista) em comparação às predições calculadas para Avenida Paulista à uma frequência de 857 MHz, a fim de mostrar que os valores preditos seguem às medições de campo, tornando o modelo de propagação utilizado neste trabalho válido, inclusive para outros possíveis cenários e parâmetros de entrada adotados. As comparações com os dados medidos fornecidos mostram que o modelo de propagação utilizado neste trabalho pode ser uma ferramenta muito útil para a precisão da análise teórica em relação aos modelos empíricos [Silva Jr. e Carrijo 2012].

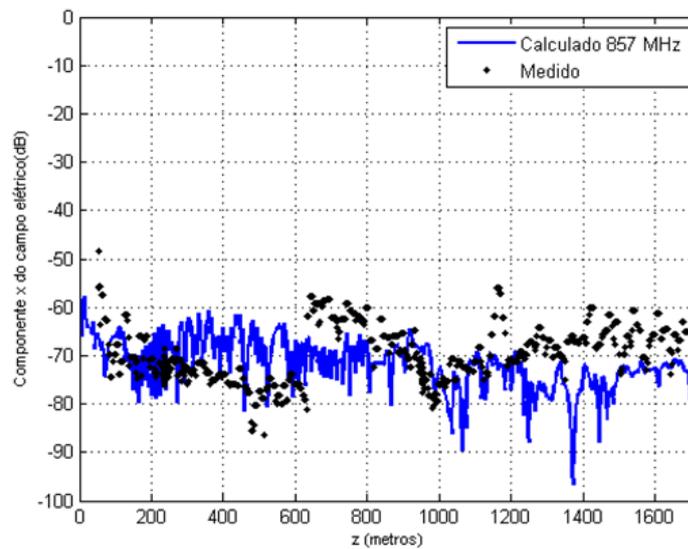


Figura 3.16: Lado maior (1720 metros) do trecho da Avenida Paulista, SP

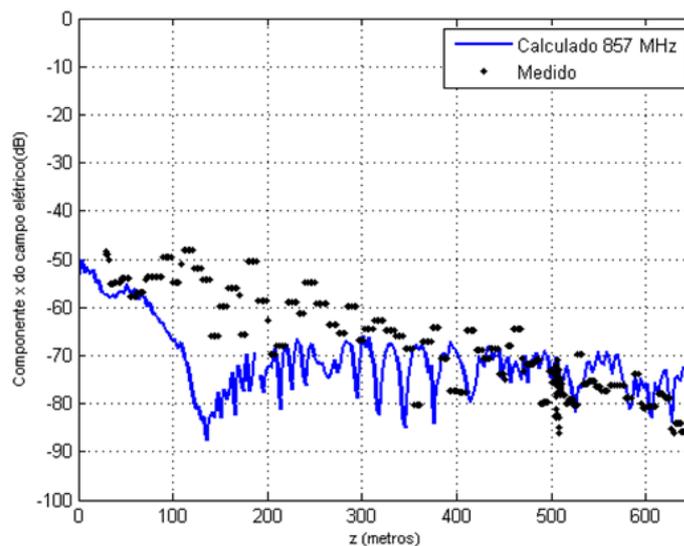


Figura 3.17: Lado menor (650 metros) do trecho da Avenida Paulista, SP

Os parâmetros utilizados para o cálculo das predições das Figuras 3.16 e 3.17 através do uso do modelo de propagação desenvolvido por [Silva Jr. 2007] nas simulações foram:

- Altura da antena transmissora: 7 metros;
- Posição da antena transmissora em relação à rua: 49 metros;
- Largura da rua: 49 metros;
- Altura da antena receptora: 1,8 metros;
- Posição do receptor em relação à rua: de 15 metros;
- Permissividade de 15 e Condutividade de 7 S/m.

Para adquirir os valores de campo da intensidade do sinal na Avenida Paulista, foram utilizados um analisador espectral *TSMW Radio Network Analyzer* com uma antena de GPS (*Global Positioning System*) integrada e a ferramenta R&S ROMES 4, versão 4.63, ambos fabricados pela Rohde & Schwarz. A ferramenta em *software* R&S ROMES é considerada uma solução conveniente para qualquer tarefa de medição de cobertura. Esta aplicação permite a obtenção de vários tipos de medições. Há opções para medir redes digitais de telefonia móvel, transmissão de áudio digital, ou medição da intensidade do sinal analógico em quase todas as faixas de frequências relevantes [Almeida et al. 2015].

O fato das antenas transmissoras estarem localizadas abaixo do topo dos prédios torna-se uma condição apropriada para que haja a menor perda de sinal possível, auxiliando de forma mais precisa no cálculo da BER média. É possível encontrar detalhes sobre a validação do modelo de propagação para microcélulas em áreas urbanas nos trabalhos de [Silva Jr. et al. 2011, Silva Jr. e Carrijo 2012].

Neste trabalho, o objetivo é produzir uma estimativa através do cálculo da taxa de erro de bit para diversas distâncias das ERBs em relação à estação móvel de forma a caracterizar como seria o comportamento de um sistema de comunicação móvel que utiliza a técnica OFDM levando em consideração os efeitos da perda de propagação no sinal com o auxílio dos modelos de propagação, os quais levam em consideração os raios que mais contribuem para o sinal de forma a estimar a intensidade do mesmo. Os modelos utilizados são descritos nas Seções 2.7 e 2.8.

A Seção 3.4 expõe os métodos usados para a aplicação do sistema de comunicação baseado em OFDM ao modelo de propagação da Avenida Paulista.

### 3.4 Aplicação do Sistema OFDM ao Modelo da Avenida Paulista

Assim como foi feito para o modelo geométrico de dois raios, esse trabalho aplica o modelo de propagação adequado para a Avenida Paulista ao sistema de comunicação

móvel baseado em OFDM com o propósito de verificar a taxa média de erro de bit do sinal enviado pelo canal quando submetido às interferências e aos efeitos da propagação.

São considerados para a montagem dos cenários três microcélulas lineares que podem assumir diversas posições no guia de ondas, além de ser possível variar os seguintes parâmetros: sequência de bits a ser enviada, quantidade de subportadoras, tipo de modulação digital, posicionamento do receptor em relação às ERBs do cenário e frequência utilizada na transmissão dos dados.

As equações utilizadas para montar o modelo de propagação da Avenida Paulista consideram os efeitos dos raios diretos, das reflexões no solo, múltiplas reflexões e difrações nas laterais das estruturas. Ademais, o programa é baseado na utilização de uma base de dados que contém todos os parâmetros relacionados às larguras e alturas dos prédios e as fendas encontradas no guia de ondas. Com essa base estrutural e a implementação das equações matemáticas necessárias para encontrar a contribuição dos mecanismos de propagação, chega-se a um modelo preciso para a Avenida Paulista.

A Figura 3.18 mostra uma ilustração utilizando microcélulas posicionadas em um guia de ondas juntamente com uma estação móvel que se movimenta na avenida. Como citado anteriormente, para o modelo de propagação em questão foram consideradas antenas abaixo do topo dos prédios para se ter um aproveitamento maior no que diz respeito aos mecanismos de propagação, e conseqüentemente, maior aproveitamento do sinal.

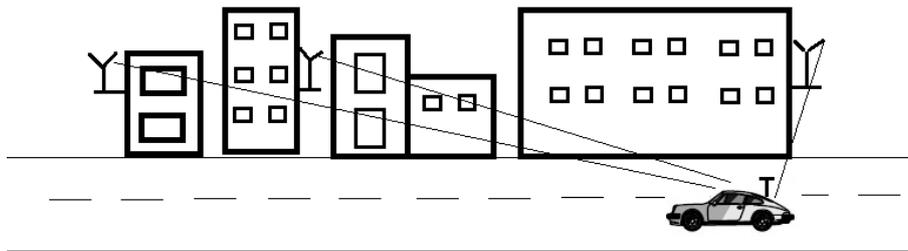


Figura 3.18: Ilustração composta por microcélulas lineares

Os modelos de propagação desenvolvidos por [Silva Jr. 2007] e [Silva Jr. e Carrijo 2012] são modelos que consideram que a antena receptora sempre está à direita do transmissor. Dessa maneira, ajustes foram feitos na base de dados de modo que a antena transmissora sempre tenha o receptor à sua direita de acordo com esses modelos, sem prejudicar o valor do campo elétrico calculado pelo modelo da Avenida Paulista, já que os valores de campos encontrados

representam os efeitos da propagação sobre os sinais transmitidos pelas ERBs. A Figura 3.19 apresenta como seria um cenário de antenas transmissoras em relação ao receptor que está assumindo uma posição sempre à direita das mesmas. Para que a disposição que ocorre na Figura 3.19 seja sempre verdadeira, são realizadas, quando necessárias, inversões na base de dados de forma que mesmo que a estação móvel esteja à esquerda do receptor fisicamente, o cálculo do campo elétrico é feito como se a estação móvel estivesse à direita. Assim, é possível adquirir o valor do campo de forma coerente, sem necessitar realizar grandes modificações no programa.

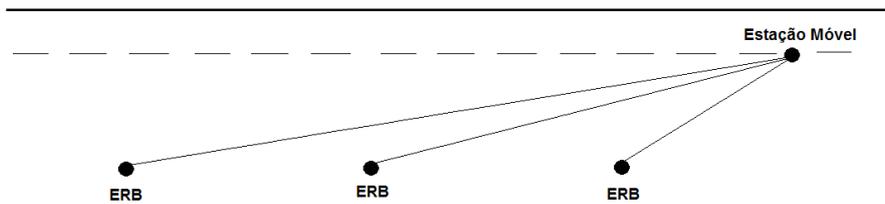


Figura 3.19: Células lineares com a estação rádio móvel à direita das ERBs

A Figura 3.20 mostra um fluxograma de como é realizado o acoplamento do modelo de propagação da Avenida Paulista ao Sistema OFDM.

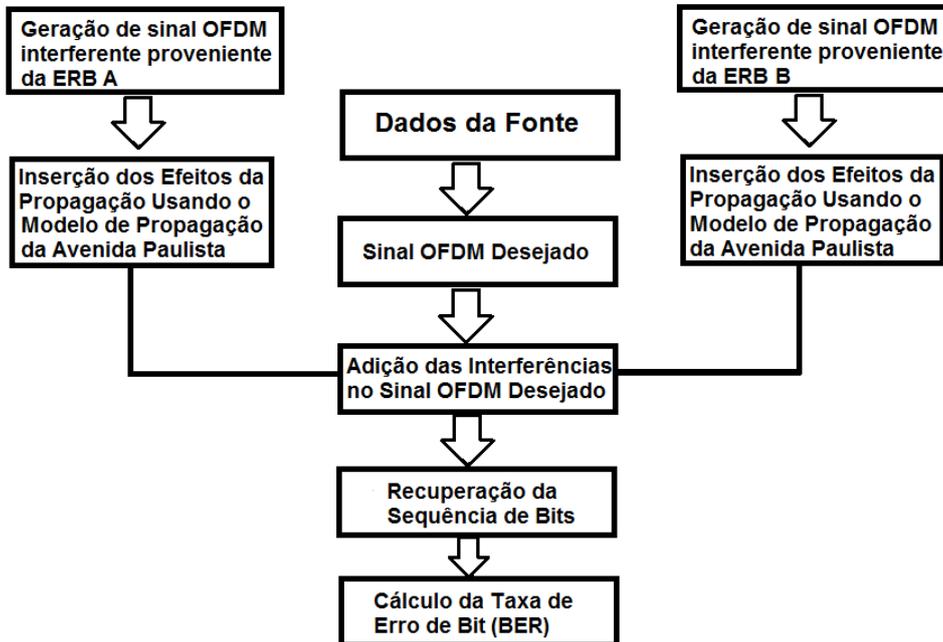


Figura 3.20: Esquema do sistema OFDM utilizando o modelo da Avenida Paulista

A seguir, no Capítulo 4, serão apresentados os resultados obtidos durante esse trabalho de dissertação de mestrado.

# Capítulo 4

## Resultados

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos ao aplicar o modelo geométrico de dois raios e o modelo microcelular adaptado para a Avenida Paulista ao sistema de comunicação móvel baseado na técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais. Entretanto, antes disso serão expostos alguns gráficos que expressam a recuperação de sequências de bits pelo sistema OFDM desenvolvido, a fim de verificar o seu coerente funcionamento.

### 4.1 Recuperação de Sequências de Bits Utilizando o Sistema OFDM

Com base nos estudos relacionados à técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais foi desenvolvido um algoritmo que simula um sistema que utiliza tal técnica de eficiência espectral. Nesse sistema, a partir de uma sequência de bits, gera-se um sinal OFDM que é transmitido por meio de um canal sem fio e, em seguida é feita a recuperação da informação através do processo de recepção de dados descrito na Seção 2.10.3. A Figura 4.1 mostra uma sequência de 96 bits recuperada pelo receptor. Nesta figura, foi utilizada a modulação 8-PSK para o mapeamento dos bits e foram considerados 3 bits por símbolo e 32 subportadoras no resultado gerado.

Ainda na Figura 4.1, percebe-se que os bits enviados pela fonte de dados são os mesmos adquiridos após a recuperação da informação no receptor, de forma a comprovar a aplicação correta, através do uso do programa MATLAB, dos conceitos ligados à OFDM. Todavia, é importante destacar que neste caso, não é considerado qualquer tipo de interferência no canal sem fio. Isso é tratado em seções posteriores.

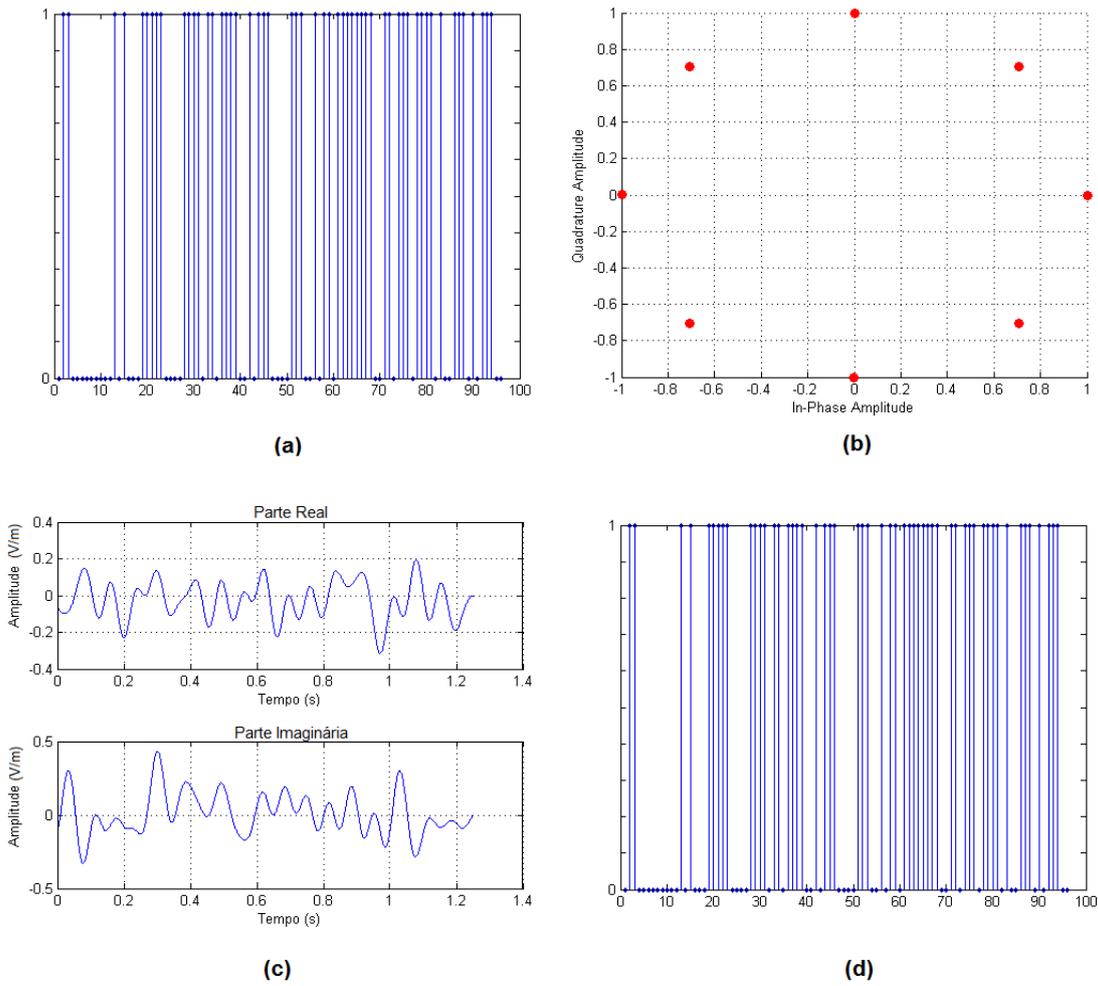


Figura 4.1: Processo de recuperação de uma sequência de 96 bits: (a) Sequência de 96 bits normalizada; (b) Diagrama de constelação utilizando a modulação 8-PSK; (c) Parte real e imaginária do sinal OFDM gerado (com CP); (d) Bits da fonte recuperados no receptor

Já a Figura 4.2 apresenta uma sequência de 192 bits sendo recuperada pelo receptor. Nesta última figura, foi realizado um teste para um número maior de subportadoras (64 subportadoras), considerando os mesmos 3 bits por símbolo e a modulação 8-PSK.

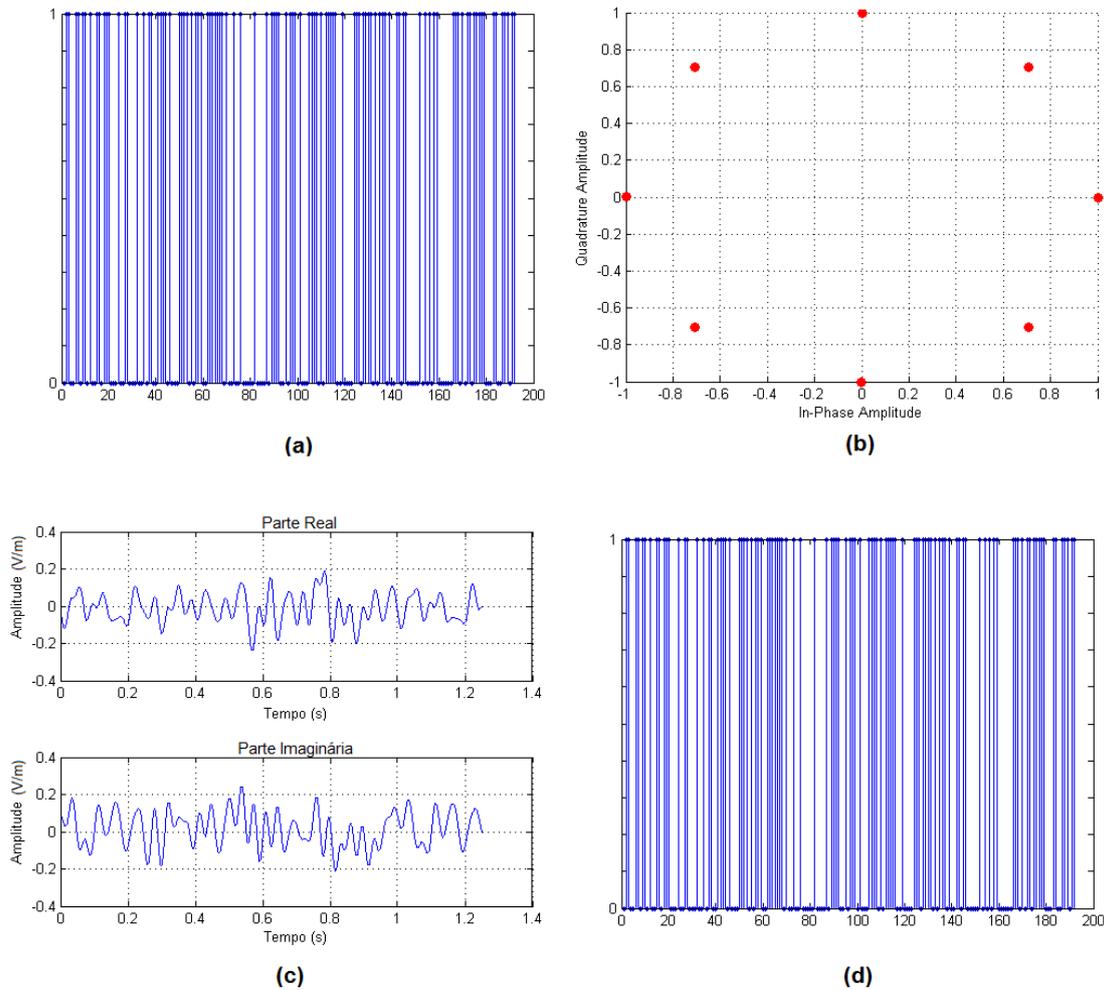


Figura 4.2: Processo de recuperação de uma sequência de 192 bits: (a) Sequência de 192 bits normalizada; (b) Diagrama de constelação utilizando a modulação 8-PSK; (c) Parte real e imaginária do sinal OFDM gerado (com CP); (d) Bits da fonte recuperados no receptor

A Figura 4.3 apresenta uma sequência de 256 bits sendo recuperada. Nesta, são utilizadas 64 subportadoras, onde cada uma é responsável por 4 bits (bits/símbolo) e utiliza uma modulação 16-PSK.

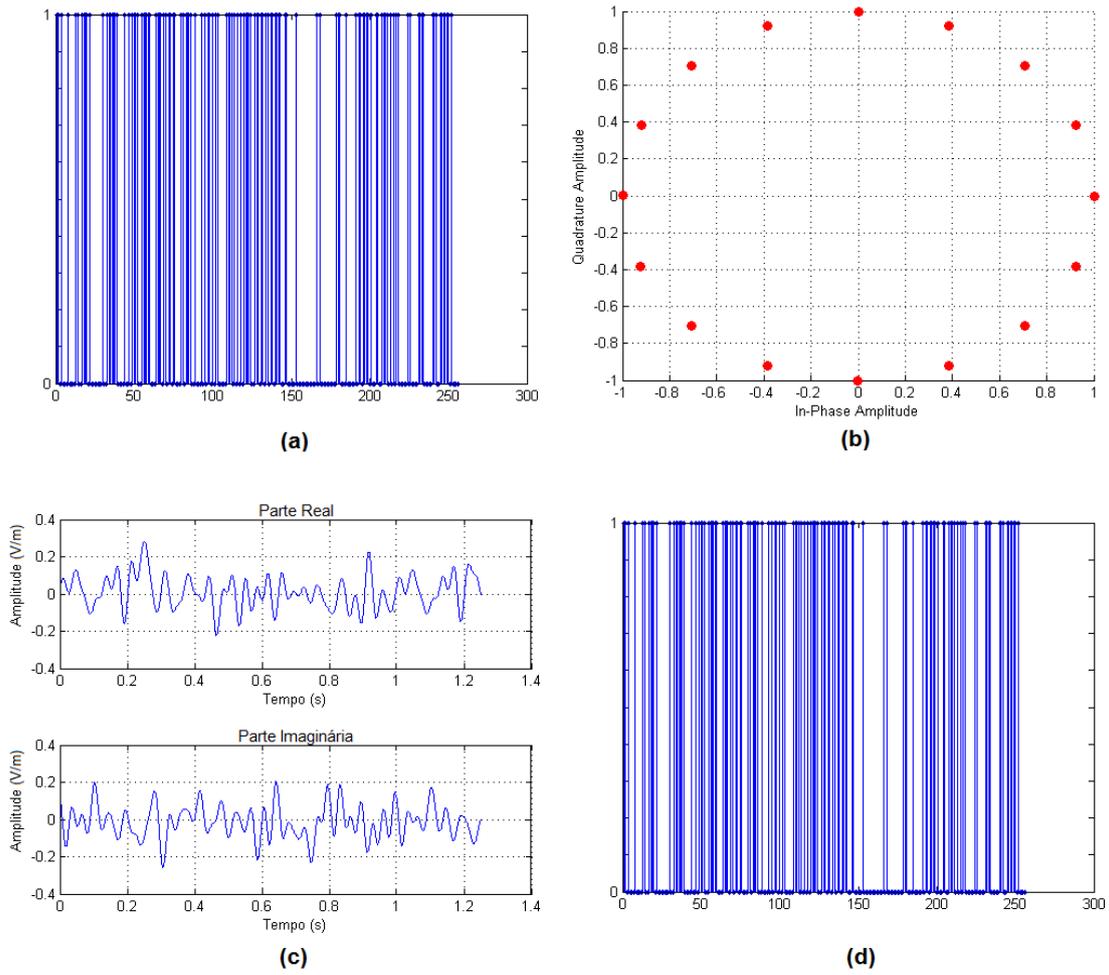


Figura 4.3: Processo de recuperação de uma sequência de 256 bits: (a) Sequência de 256 bits normalizada; (b) Diagrama de constelação utilizando a modulação 8-PSK; (c) Parte real e imaginária do sinal OFDM gerado (com CP); (d) Bits da fonte recuperados no receptor

Para a sequência de 256 bits trabalhada na Figura 4.3 foram gerados os diagramas de constelação 16-ASK e 16-QAM, os quais são mostrados na Figura 4.4. Esta é uma forma de mostrar que independente do tipo de modulação digital utilizada, a sequência de bits recuperada é a mesma que a sequência enviada pelo transmissor, validando mais uma vez o sistema OFDM desenvolvido.

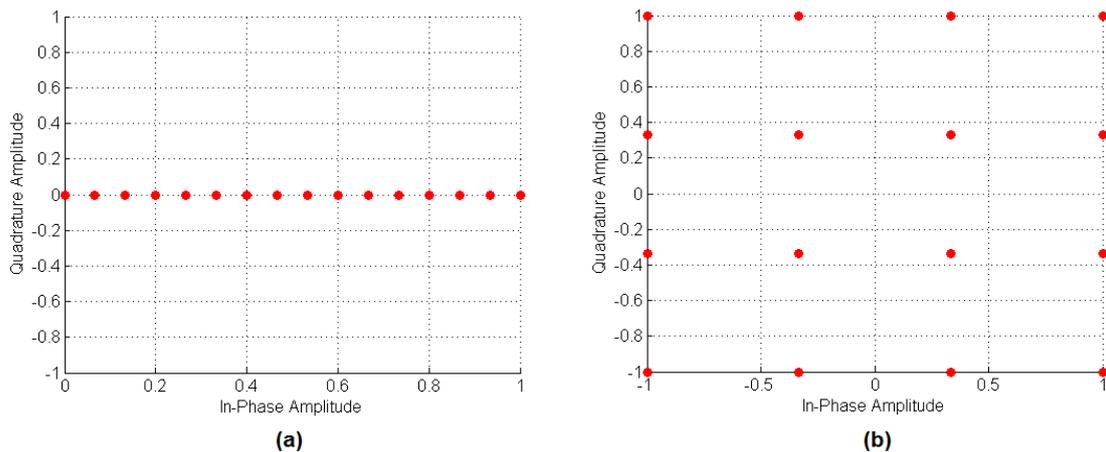


Figura 4.4: Diagramas de constelação para a sequência de 256 bits: (a) Com modulação digital 16-ASK; (b) Com modulação digital 16-QAM

Nos resultados apresentados nas Figuras 4.1, 4.2 e 4.3, o sinal OFDM transmitido pelo canal ainda não sofre interferências. As interferências serão consideradas nas Seções 4.2 e 4.3. Além disso, para os resultados citados, independente da modulação digital ser ASK, PSK ou QAM, a relevância maior está nos símbolos serem representados corretamente no plano complexo de forma que o desmapeamento também seja feito de forma conveniente. Porém, é válido ressaltar que, a modulação QAM é a mais vantajosa no que diz respeito a conseguir representar uma maior quantidade de símbolos em seu diagrama, por considerar a variação simultânea da fase e da amplitude da onda portadora.

## 4.2 Estimativas do Sistema de Comunicação Móvel baseado em OFDM aplicado ao Modelo Geométrico de Dois Raios

Como descrito na Seção 2.8, o modelo de dois raios vetorial proposto por [Silva Jr. 2007] considera dois raios: um raio direto e o outro refletido no solo. Assim, imaginando uma região aberta, como uma área rural, por exemplo, sem construções ou vegetação significativa, foram realizadas simulações utilizando o sistema OFDM desenvolvido e o modelo de dois raios, encontrando por fim, a BER média.

Foram realizadas diversas simulações. Para cada simulação foram fixadas as seguintes configurações:

- Posição das antenas transmissoras, variando apenas o receptor nas proximidades das mesmas;
- O valor da condutividade elétrica,  $\sigma$ , e a constante dielétrica relativa,  $\varepsilon'$ , foram as mesmas para todas as antenas de uma simulação;
- Todos os transmissores operam na mesma faixa de frequência;
- Os dados referentes ao tamanho da sequência de bits enviada e a quantidade de subportadoras utilizadas são de acordo com o tipo de modulação envolvida em uma determinada simulação.

Apesar dos itens acima terem sido fixados, isso não impede que futuramente o projetista realize variações em tais colocações. No entanto, devido ao grande número de possibilidades referentes às configurações do programa e no intuito de gerar resultados analíticos, os testes foram limitados de forma a seguir sempre uma padronização nas entradas do *software*. Além disso, os resultados relacionados à taxa média de erro de bit (BER média) são apresentados como gráficos de superfície. Isso indica que cada resultado é mostrado como um gráfico de três dimensões, onde a parte plana do gráfico (composta por duas dimensões) apresenta a localização das antenas transmissoras e receptora como mostrado na Seção 3.2; e a terceira dimensão representa a taxa média de erro de bit (BER média) para cada localização do receptor em relação à localização das antenas transmissoras envolvidas no cenário envolvido. As antenas distam umas das outras em “metros”.

A primeira simulação é apresentada na Figura 4.5, na qual há uma antena transmissora localizada no ponto  $(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = (0, 50)$  na parte plana do gráfico de superfície. Essa figura mostra o resultado da BER média para caso o sinal desejado não sofra com os efeitos da propagação e não sejam considerados sinais interferentes provenientes de outras antenas. Nessa situação, independente da distância em metros entre a antena transmissora de interesse e a antena receptora que percorre toda a região do gráfico próxima ao ponto de localização da antena transmissora, do tipo de modulação utilizada (se M-ASK, M-PSK ou M-QAM) ou do tamanho da sequência de bits enviada pelo canal, a taxa média de erro de bit sempre será igual a zero, ou seja, o sinal que chegar ao receptor sempre estará isento de erros, como já mostrado no gráfico da Figura 4.5.

Nesta seção, as designações descritas na Tabela 4.1 serão utilizadas para referenciar a antena que irradia o sinal desejado e as antenas que transmitem sinais interferentes.

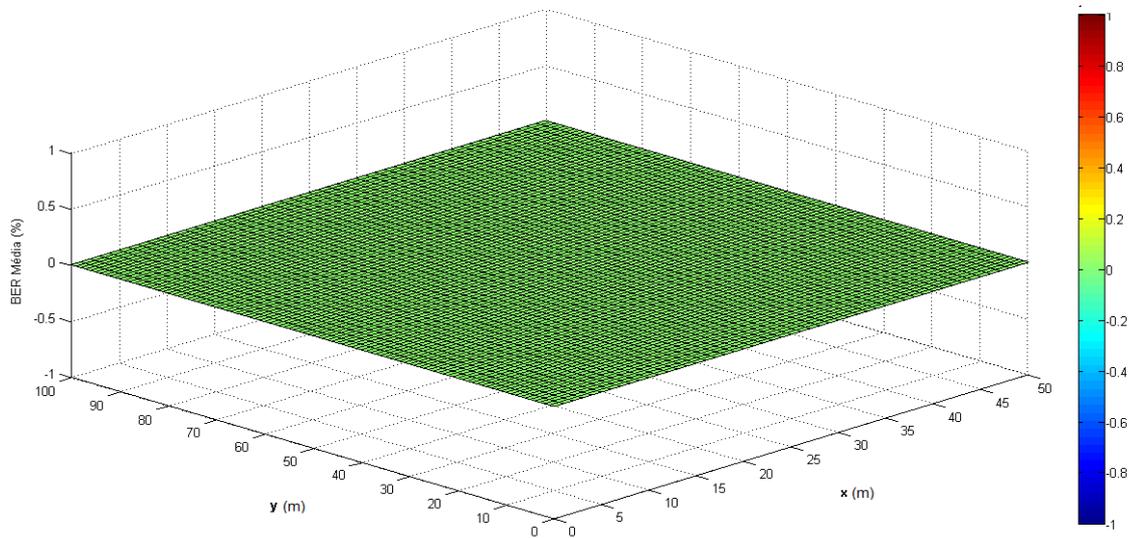


Figura 4.5: Comportamento da BER Média para qualquer tipo de modulação (M-ASK, M-PSK ou M-QAM) com relação a um sinal desejado sem os efeitos da propagação ou qualquer interferência sofrida no canal de propagação

Tabela 4.1: Designações para as ERBs citadas na seção

Sinal Desejado	ERB 1
Sinal Interferente 1	ERB 2
Sinal Interferente 2	ERB 3

Devido ao grande número de possibilidades existentes para cada sequência de bits enviadas e sinais interferentes gerados, foi necessário executar o algoritmo até encontrar uma BER média estabilizada para as simulações.

Para as três simulações seguintes existe uma **ERB 1** no ponto (0, 50), uma **ERB 2** no ponto (50, 0) e uma **ERB 3** localizada em (50, 100). No entanto, os efeitos da **ERB 3** foram retirados do sistema de comunicação a fim de se ter uma avaliação desse sistema com apenas uma antena interferente. Fazendo essas considerações, é possível notar na Figura 4.6 o comportamento da BER média em relação à posição da estação móvel (EM). Percebe-se que à medida que o móvel se aproxima da **ERB 2**, a BER média passa a assumir valores diferentes de zero, assumindo valores acima de 40%, como um indicativo de que o sinal da **ERB 1** passa a sofrer interferências à medida que a EM se distancia da **ERB 1** e se aproxima da **ERB 2**. Nesse caso foi utilizada a modulação 8-QAM. Já a Figura 4.7, considera o mesmo cenário da Figura 4.6, porém utilizando uma modulação 4-ASK.

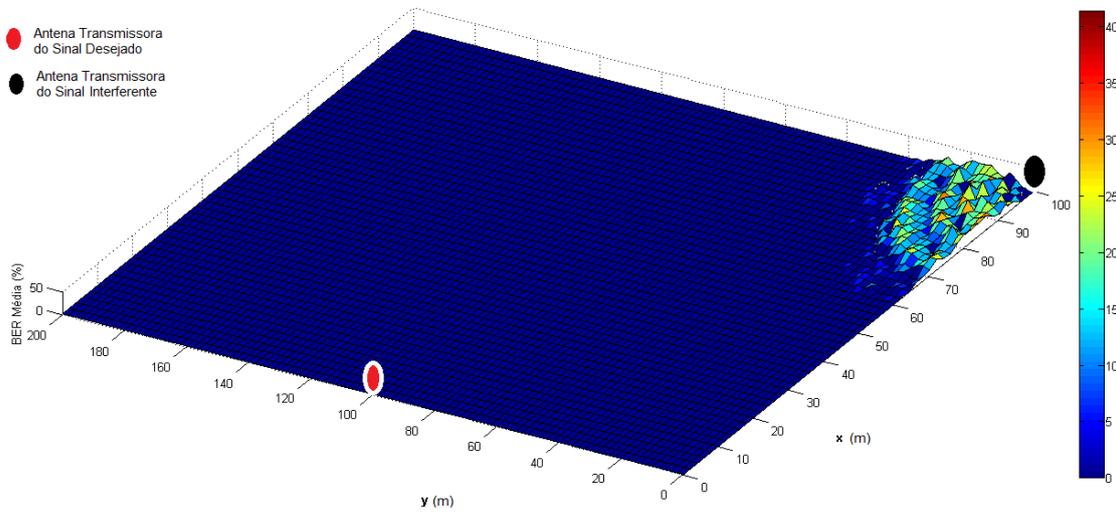


Figura 4.6: Comportamento da BER média utilizando uma antena transmissora do sinal desejado e uma antena que irradia o sinal interferente. A modulação utilizada é a 8-QAM. Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

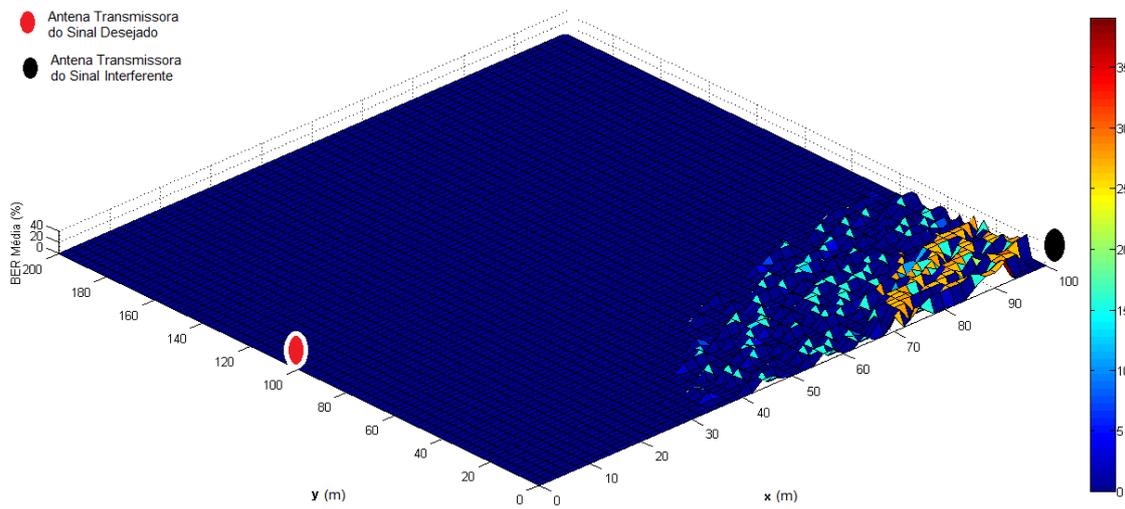


Figura 4.7: Comportamento da BER média utilizando uma antena transmissora do sinal desejado e uma antena que irradia o sinal interferente. A modulação utilizada é a 4-ASK. Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

Percebe-se que na situação da Figura 4.7, utilizando a modulação 4-ASK, o sistema de comunicação móvel possui um desempenho inferior do que quando se utiliza a modulação 8-QAM na Figura 4.6. É possível observar que a modulação 4-ASK faz com que o sinal OFDM seja menos resistente a falhas já que os pontos com interferências abrange uma região maior do gráfico de superfície.

A Figura 4.8, utiliza uma modulação 4-PSK. Nesta, é possível verificar que, o sistema baseado em OFDM consegue recuperar completamente a informação (com uma BER média de 0%), possuindo um desempenho superior do que quando se utiliza a modulação 8-QAM (Figura 4.6) e a modulação 4-ASK (Figura 4.7).

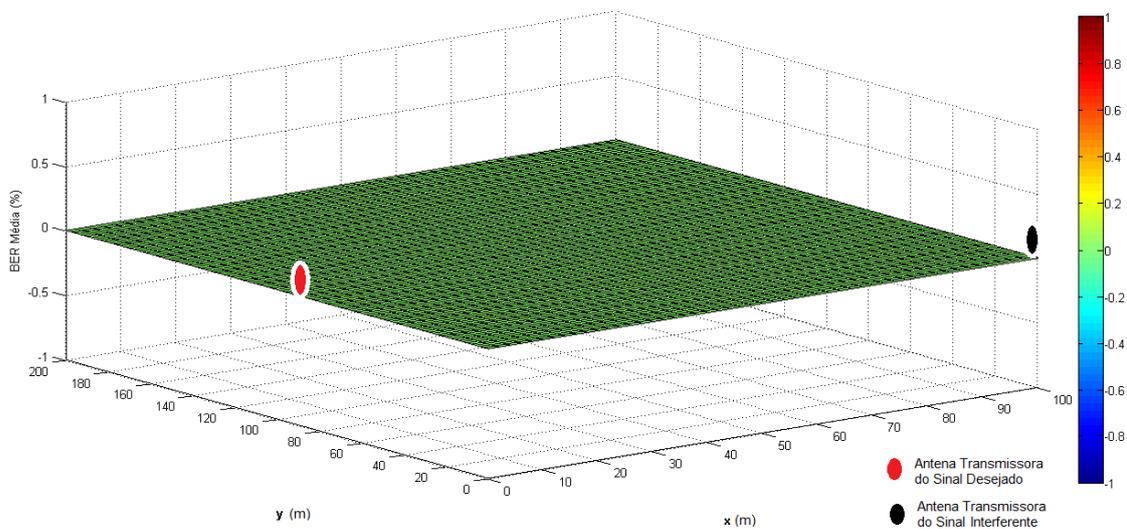


Figura 4.8: Comportamento da BER média utilizando uma antena transmissora do sinal desejado e uma antena que irradia o sinal interferente. A modulação utilizada é a 4-PSK. Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

Após os resultados anteriores, tornou-se conveniente realizar uma avaliação do sistema considerando mais interferências co-canal. Dito isto, foram realizados ensaios com duas antenas que transmitem sinais OFDM interferentes na mesma faixa de frequência que a antena que transmite o sinal desejado.

A Figura 4.9, supõe que as antenas estão postas nas seguintes posições: **ERB 1** em (0, 100), **ERB 2** em (100, 0) e **ERB 3**, agora considerada no cenário, localizada em (100, 200). Dessa forma, o receptor percorre uma região nas proximidades dessas três antenas. Para cada ponto ( $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y}$ ) no plano cartesiano que o receptor passa, é calculada a distância entre a antena 1 e o receptor, a antena 2 e o receptor, e a antena 3 e o receptor através da Equação 3.11 já apresentada; e tomando como base os outros dados impostos previamente, aplica-se as equações referentes ao Modelo Geométrico de Dois Raios, encontrando os efeitos da propagação a respeito de cada antena.

A Figura 4.9 apresenta o comportamento da BER para a modulação 8-QAM.

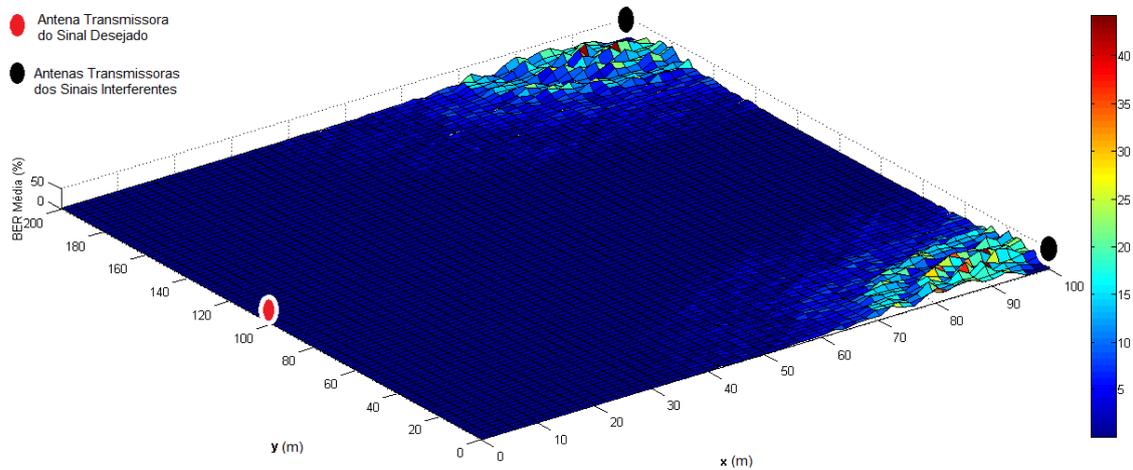


Figura 4.9: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

É notório na Figura 4.9 que em torno da localização da antena correspondente ao sinal desejado a BER média é 0%. Já em torno das antenas que mantêm os sinais interferentes, a BER média assume outros valores diferentes de zero chegando, nas proximidades da **ERB 2** e da **ERB 3**, a assumir valores acima de 40%, podendo ser verificado na legenda em formato de barra dessa mesma figura. Isso apenas mostra, que mais uma vez, o sinal desejado sofre influências ao se aproximar de outras antenas transmissoras interferentes.

A Figura 4.10 mostra o comportamento da BER média em relação à posição do receptor para as mesmas configurações abordadas na Figura 4.9, porém utilizando a modulação 4-PSK. Já a Figura 4.11 apresenta o comportamento da BER para a modulação 4-ASK para as mesmas configurações utilizadas para as Figuras 4.9 e 4.10.

Pode ser observado na Figura 4.11 que o desempenho do sistema de comunicação baseado em OFDM utilizando o modelo de propagação de dois raios tem um desempenho inferior se comparado aos gráficos presentes nas Figuras 4.9 e 4.10. Na Figura 4.11 para diversos pontos nas proximidades da antena que transmite o sinal desejado se percebe que ocorrem erro de bit, diferentemente dos resultados expressos usando as modulações 8-QAM e 4-PSK. Considerando duas antenas interferentes nas simulações também foi possível observar que a modulação 4-PSK produziu mais uma vez um resultado com uma BER média de 0%. Porém, sabe-se que quando o sistema de comunicação usa a modulação 8-QAM, o mesmo está mais suscetível a falhas já que existe menos espaçamento entre os símbolos se comparado à modulação 4-PSK.

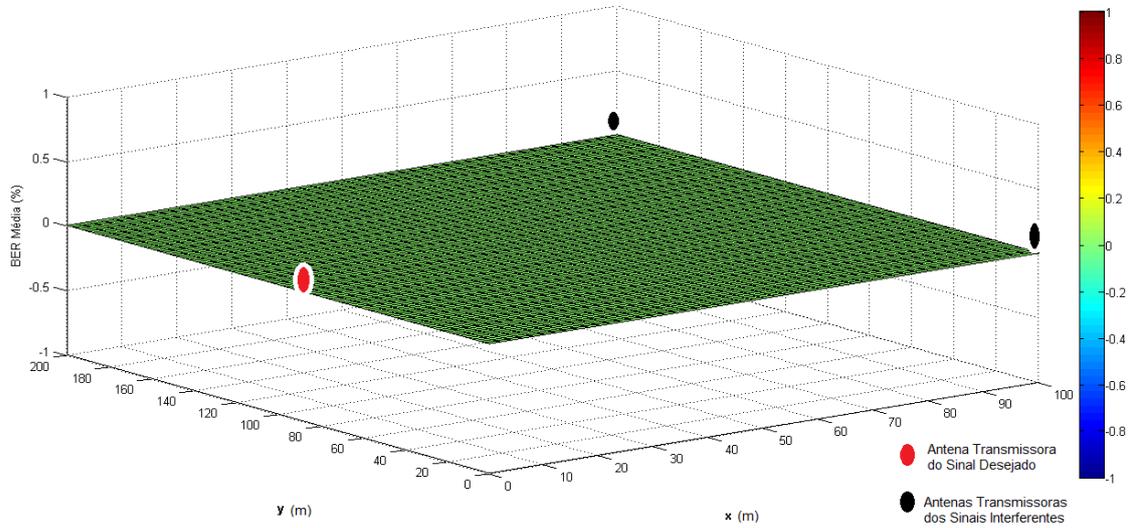


Figura 4.10: Comportamento da BER 4-PSK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

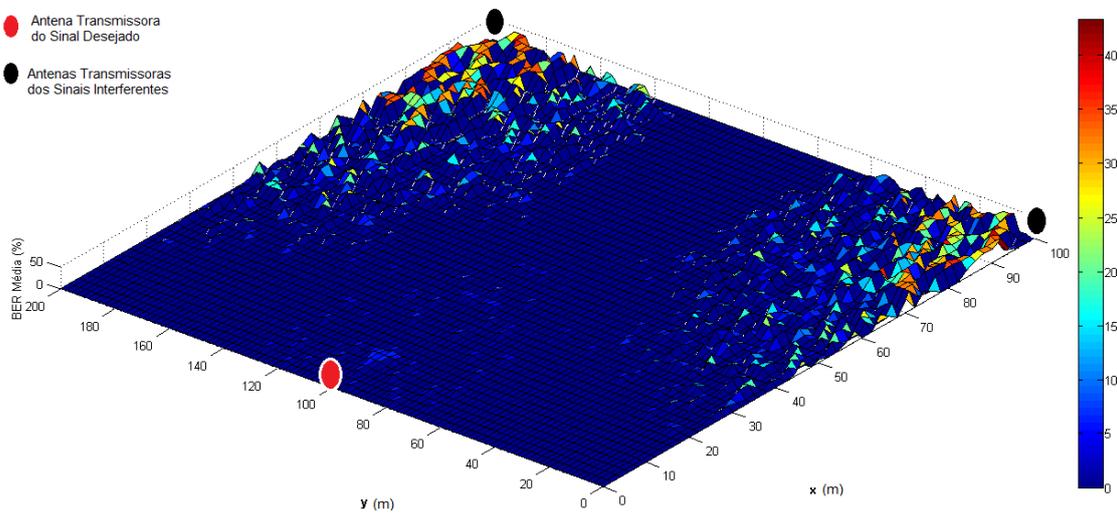


Figura 4.11: Comportamento da BER 4-ASK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

Nos gráficos de superfície anteriores, não são considerados os efeitos da propagação para o sinal desejado, apenas para os sinais interferentes. Então, em seguida, também foram realizadas simulações levando em conta os efeitos de propagação pelo canal, de forma que a taxa média de erro de bit encontrada nessa situação aumentou substancialmente já que o campo elétrico calculado através do modelo de dois raios agora funciona como um fator de proporcionalidade para todas as ERBs do cenário.

As Figuras 4.12, 4.13 e 4.14 mostram os resultados da BER média para caso os efeitos da propagação sejam considerados em todas as antenas transmissoras presentes no cenário utilizando as modulações abordadas, 8-QAM, 4-PSK e 4-ASK, respectivamente. Nesses casos, pode-se ver que a modulação 4-PSK (Figura 4.13) possui um desempenho superior em mais pontos do seu gráfico de superfície do que às outras modulações. Porém, com os efeitos da propagação sendo levado em consideração para as antenas transmissoras, isso provoca maiores taxas médias de erro de bit, se comparado às Figuras 4.9, 4.10 e 4.11.

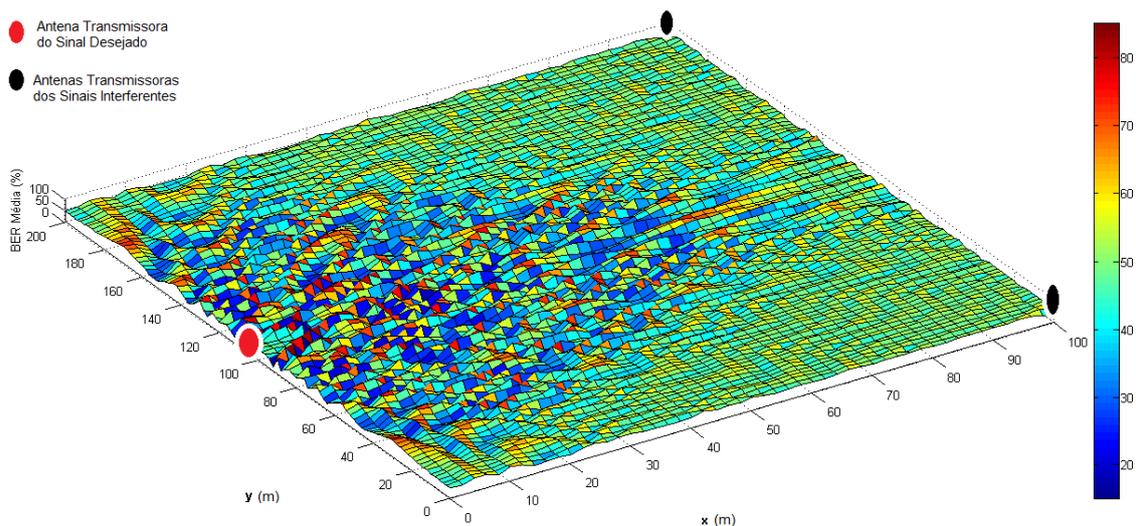


Figura 4.12: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

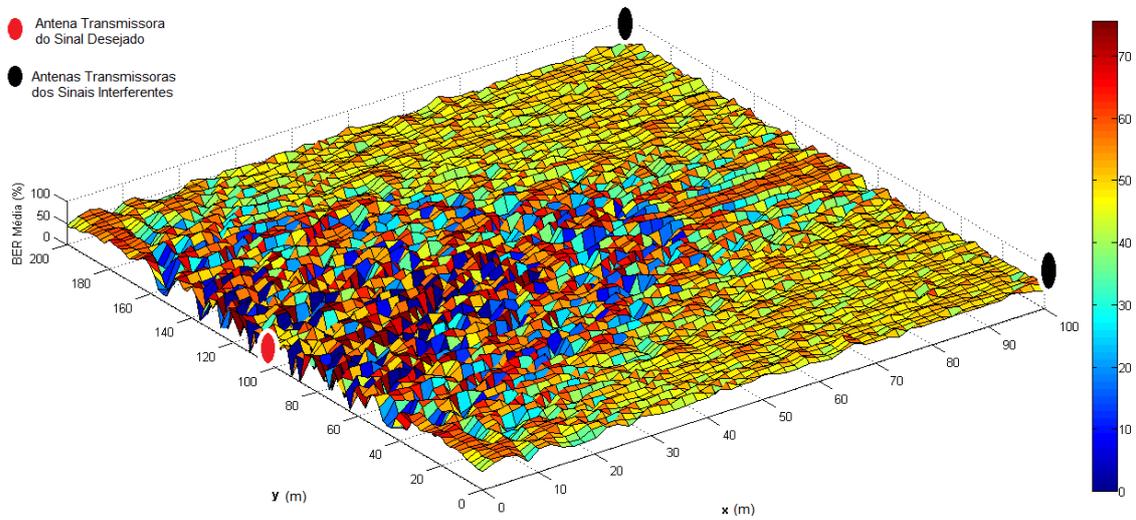


Figura 4.13: Comportamento da BER 4-PSK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

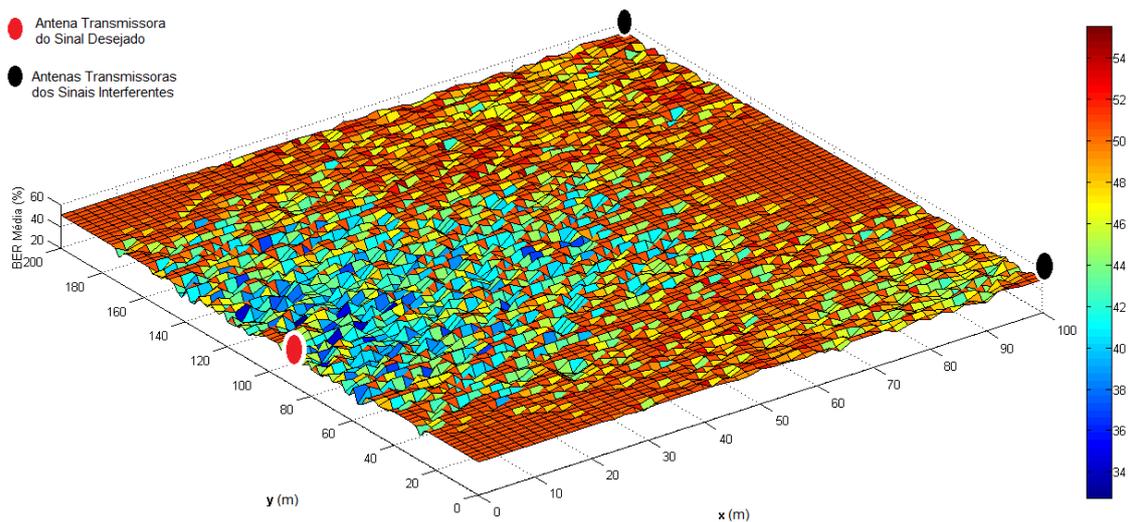


Figura 4.14: Comportamento da BER 4-ASK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 100), Sinal Interferente 1 no ponto (100, 200) e Sinal Interferente 2 no ponto (100, 0); Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

Por fim, as seguintes figuras dessa seção apresentam gráficos relacionados às simulações realizadas para distâncias maiores do que as já apresentadas anteriormente entre as antenas transmissoras e para diferentes alturas de antenas. As Figuras 4.15, 4.16, 4.17 mostram os resultados da BER média considerando duas interferências co-canal. O sinal desejado e os sinais interferentes estão, respectivamente, nas posições do plano cartesiano: **ERB 1** em (0, 300), **ERB 2** em (300, 0) e **ERB 3** em (300, 600).

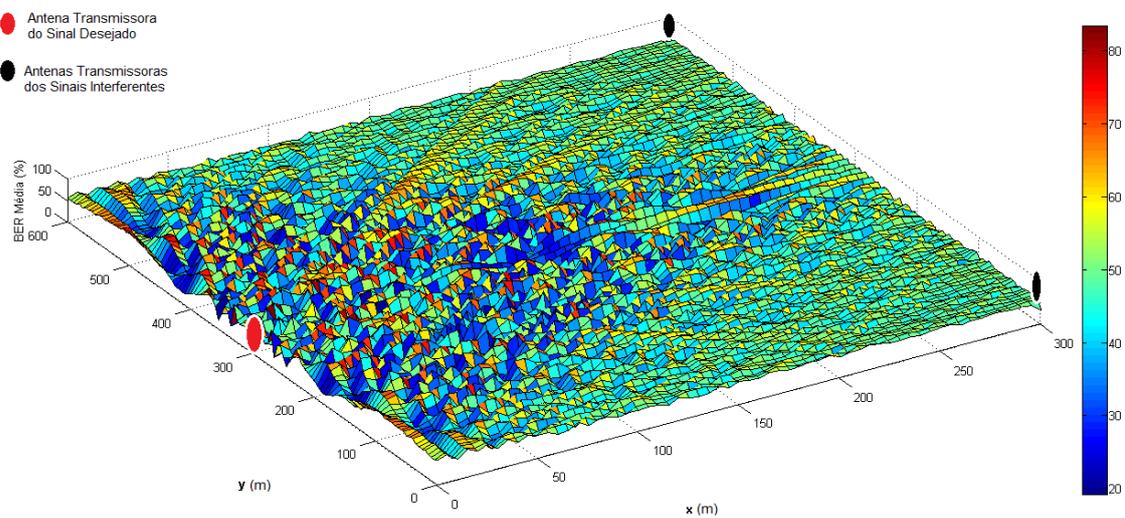


Figura 4.15: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); Cálculo feito a cada 5 metros;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

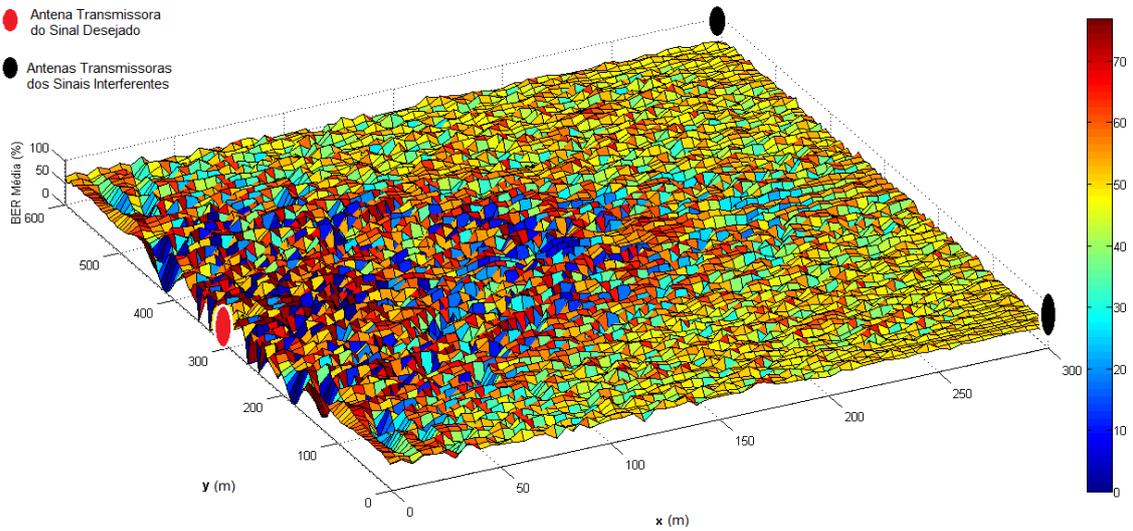


Figura 4.16: Comportamento da BER 4-PSK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); Cálculo feito a cada 5 metros;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

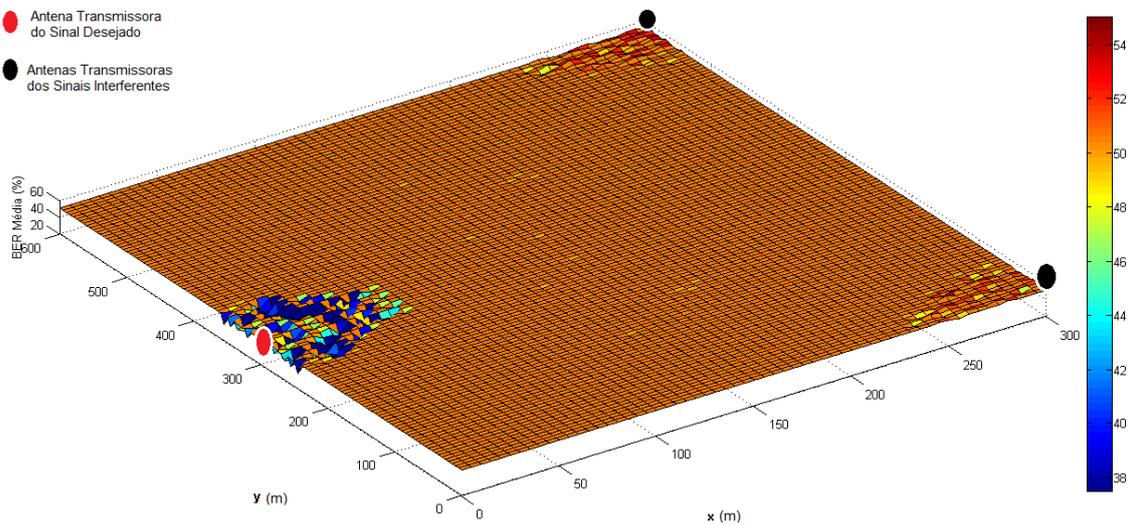


Figura 4.17: Comportamento da BER 4-ASK Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0); Cálculo feito a cada 5 metros;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

Já as Figuras 4.18, 4.19 e 4.20 exibem o comportamento da BER média utilizando as modulações 8-QAM, 4-PSK e 4-ASK, respectivamente. O sinal desejado e os sinais interferentes estão, respectivamente, nas posições do plano cartesiano: **ERB 1** em (0, 500), **ERB 2** em (500, 0) e **ERB 3** em (500, 1000).

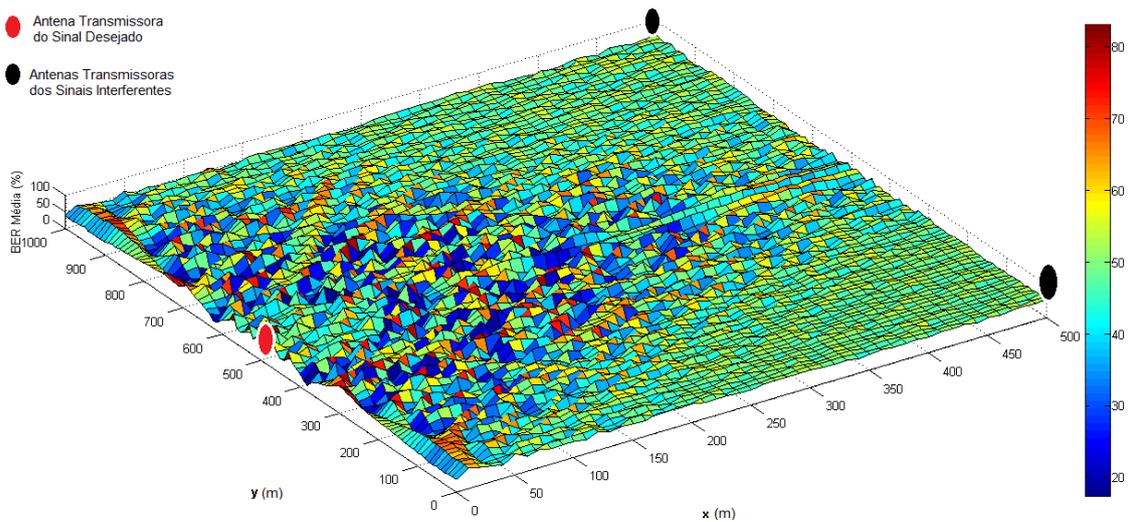


Figura 4.18: Comportamento da BER Média para as modulações 8-QAM com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 500), Sinal Interferente 1 no ponto (500, 0) e Sinal Interferente 2 no ponto (500, 1000);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

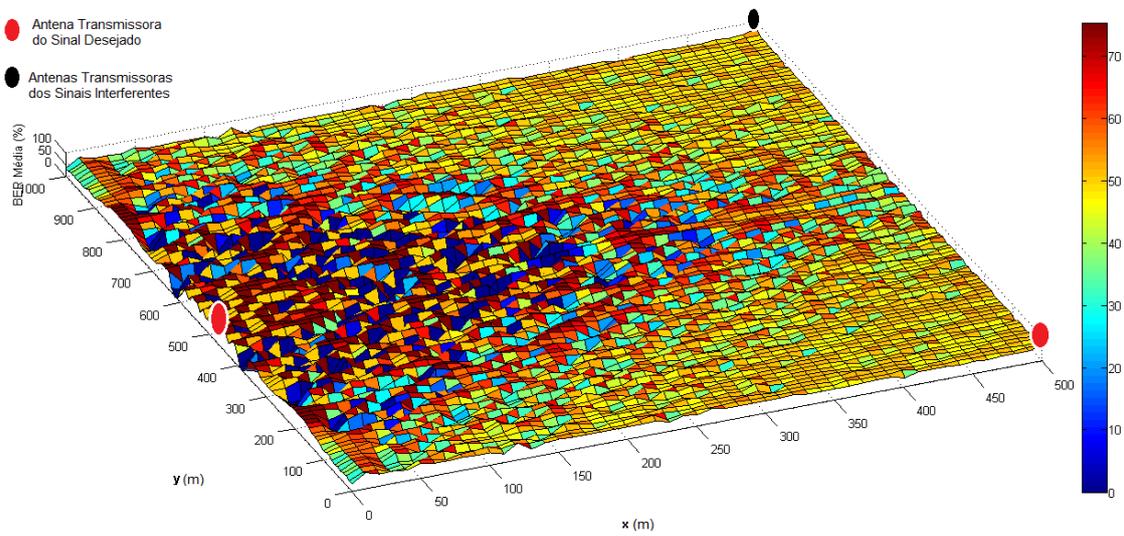


Figura 4.19: Comportamento da BER Média para a modulação 4-PSK com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 500), Sinal Interferente 1 no ponto (500, 0) e Sinal Interferente 2 no ponto (500, 1000);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

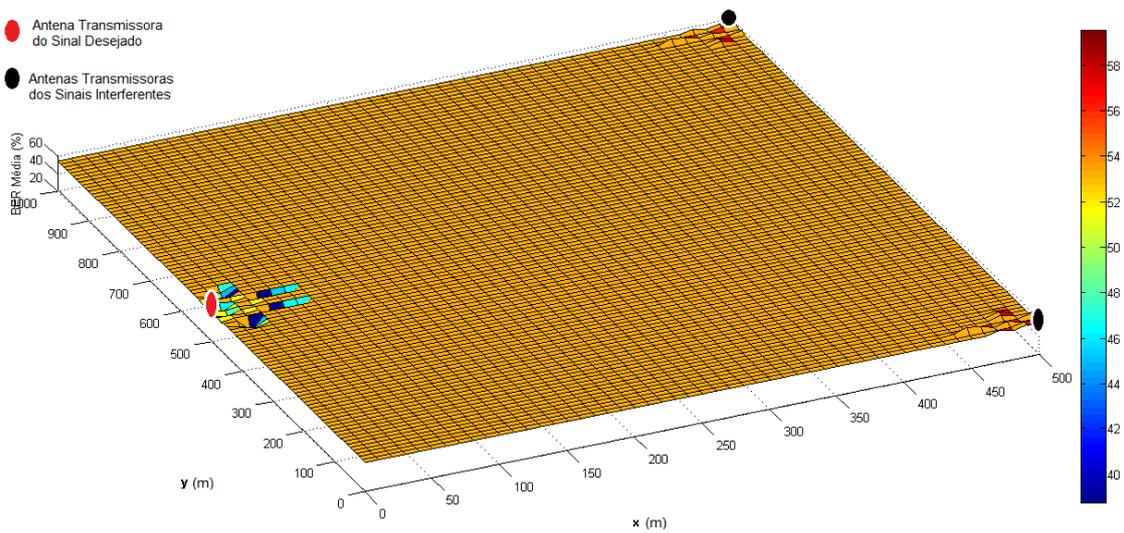


Figura 4.20: Comportamento da BER Média para a modulação 4-ASK com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 500), Sinal Interferente 1 no ponto (500, 0) e Sinal Interferente 2 no ponto (500, 1000);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

Comparando os resultados das Figuras 4.18, 4.19 e 4.20 com os das Figuras 4.15, 4.16, 4.17, pode-se perceber que quanto maior a distância entre os transmissores, menos o sinal desejado sofre influências dos sinais interferentes.

Mesmo com o aumento significativo das distâncias entre as antenas, pode-se notar que as modulações QAM e PSK geraram melhores resultados em termos de taxa de erro de bit do que a modulação ASK. Além disso, à medida que a distância entre as antenas transmissoras do cenário aumentam, é possível verificar que a taxa de erro de bit diminui independentemente dos valores de configurações adotados para tais antenas, mostrando que a distância é sempre um fator de influência predominante para determinar a taxa de erro de bit.

Apesar das simulações desta seção serem feitas utilizando configurações específicas, pode-se afirmar que é possível gerar, futuramente, outros resultados para cenários diferentes, a depender do projeto almejado. No entanto, o intuito deste trabalho é mostrar que o modelo de dois raios vetorial desenvolvido por [Silva Jr. 2007] associado a um sistema de comunicação móvel baseado em OFDM pode ser utilizado em aplicações reais como uma forma prévia de determinar os melhores posicionamentos para instalar antenas transmissoras em uma área preferencialmente aberta. Além disso, buscou-se mostrar os efeitos que a propagação por um canal sem fio, juntamente com as interferências pode causar no sinal desejado, a fim de tornar a taxa média de erro de bit mais precisa.

A Seção 4.3 apresenta os resultados da BER média através da utilização do modelo adaptado para a Avenida Paulista.

### **4.3 Estimativas do Sistema de Comunicação Móvel baseado em OFDM aplicado ao Modelo da Avenida Paulista**

Nesta seção são apresentados os resultados referentes ao uso do Sistema OFDM juntamente ao modelo de propagação desenvolvido por [Silva Jr. 2007] e adaptado para Avenida Paulista.

#### **4.3.1 Estimativas para uma Base Estrutural Regular**

Diferentemente do modelo geométrico de dois raios, o modelo de propagação para a Avenida Paulista utiliza a base estrutural do local para estimar o campo elétrico referente ao sinal. No entanto, primeiramente, foram realizados testes relacionados à uma base de dados regular. Nesse contexto, uma base de dados regular, refere-se à consideração de todos os prédios da avenida como sendo de mesmas dimensões e

sem fendas entre eles, de forma a alcançar o melhor aproveitamento possível do sinal propagante, apesar dos sinais interferentes considerados nos cenários adotados.

Para os testes que utilizam a base de dados regular, tal base possui as seguintes características: os quarteirões possuem 1200 metros, a altura dos prédios são de 62 metros e não existem fendas entre os quarteirões ou prédios. Em outras palavras, a parte superior e a parte inferior da rua é um guia de ondas com largura e altura iguais a 1200 e 62 metros, respectivamente. Ainda para esta seção, deve-se deixar evidente outras considerações apresentadas na Tabela 4.2 e que serão úteis para facilitar a interpretação dos gráficos de superfície:

Tabela 4.2: Informações úteis sobre os testes realizados na Seção 4.3

Largura da Rua ( $l$ )	49 metros
Localização dos transmissores (em topo de prédio baixo ou em anteparo) em relação à largura da rua	49 metros
Frequência adotada ( $f$ )	857 MHz

Na Tabela 4.2, a largura adotada para a Avenida Paulista será igual a 49 metros, como foi considerado na Seção 3.3 que trata como se deu a validação do modelo adaptado para a Avenida Paulista, e variando a posição do receptor em relação à largura ( $l$ ) da rua no intervalo  $[1, 48]$  para o passo igual a 1 metro. Já com relação à distância entre as antenas, isto será informado no decorrer de cada teste.

A Figura 4.21 apresenta o sinal transmitido pela Avenida Paulista sem qualquer influência de sinais interferentes e sem sofrer com os efeitos da propagação. Essa simulação foi elaborada para um cenário no qual o receptor se distancia em 100 metros do transmissor. Para este caso, a BER média encontrada é de 0% como efetivamente esperado. Isso ocorre devido ao fato do sinal não sofrer com os efeitos da propagação e também não possuir antenas interferentes nas suas proximidades.

Nas próximas três simulações apresentadas, as antenas interferentes estão posicionadas ao lado da antena que possui o sinal de interesse como apresentado na Figura 4.22. As antenas interferentes estão afastadas do ponto de referência (que é representado pela antena que transmite o sinal desejado) em 100 metros, onde uma antena interferente encontra-se à esquerda e a outra à direita do transmissor de interesse. Juntos, os três transmissores assumem um formato linear e o receptor encontra-se à direita de todos os transmissores do cenário como é mostrado ainda na Figura 4.22. O cálculo da BER média foi realizado variando a posição do receptor de 301 a 400 metros.

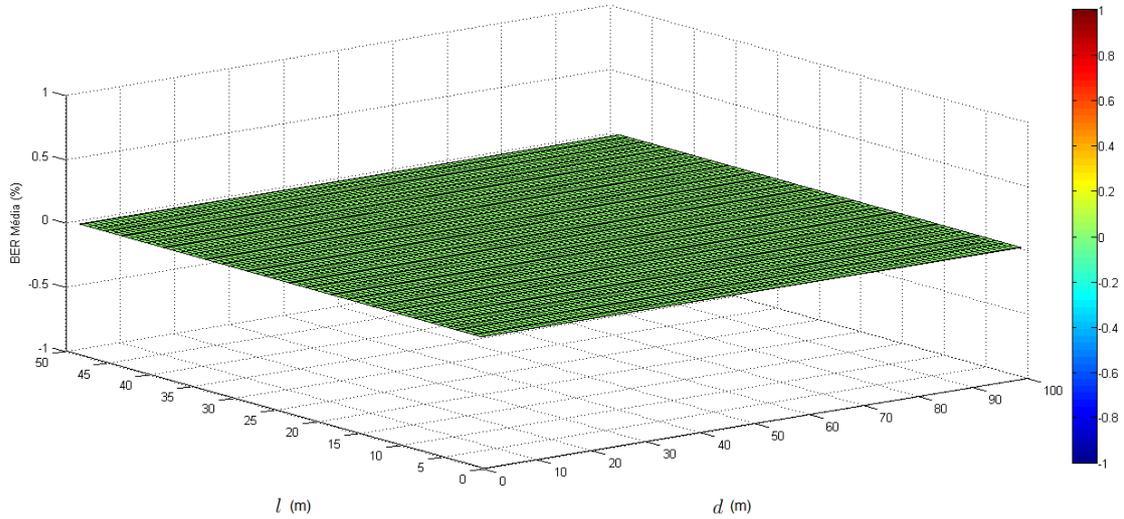


Figura 4.21: Comportamento da BER Média quando o receptor se afasta a uma distância  $d$  de até 100 metros do transmissor que possui o sinal de interesse. Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 900$  MHz

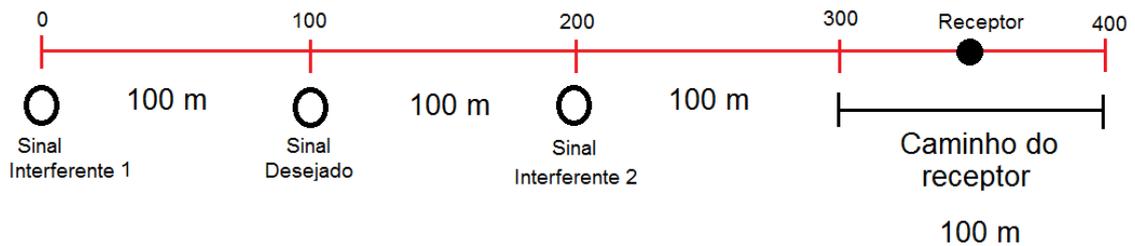


Figura 4.22: Cenário que representa o posicionamento das antenas na avenida. Nesse cenário, o receptor encontra-se à direita de todos os transmissores e percorre uma distância de 100 metros no intervalo  $[301, 400]$

As Figuras 4.23, 4.24 e 4.25 apresentam o comportamento da BER média utilizando as modulações 8-QAM, 4-PSK e 4-ASK, respectivamente para o cenário da Figura 4.22. As bases de dados utilizadas nas Figuras 4.23, 4.24 e 4.25 são as mesmas e possuem a característica regular. Já no que diz respeito às características do sistema OFDM utilizado, essas serão informadas nas legendas de cada figura. No entanto, é conveniente ressaltar que, para efeitos práticos a frequência adotada para as próximas simulações foi 857 MHz por ter sido o mesmo valor utilizado durante o processo de validação do modelo para a Avenida Paulista.

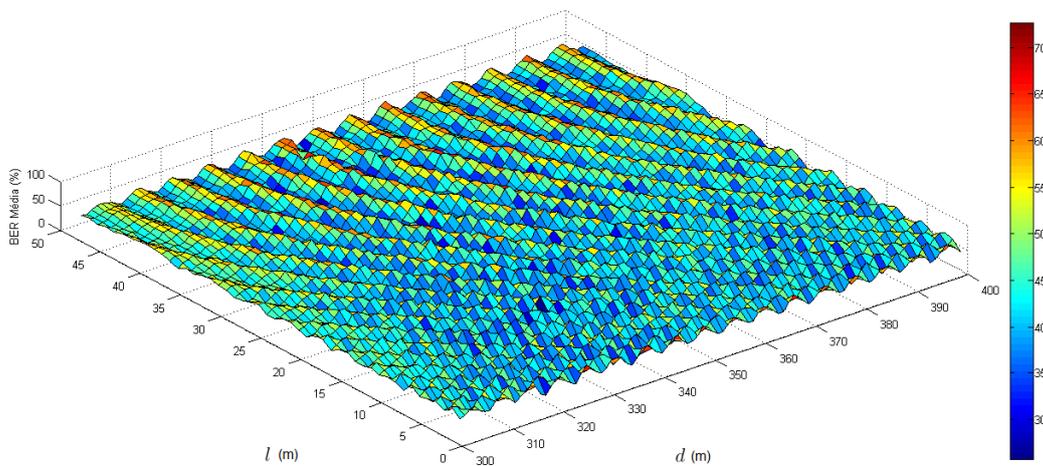


Figura 4.23: Comportamento da BER 8-QAM Média; Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

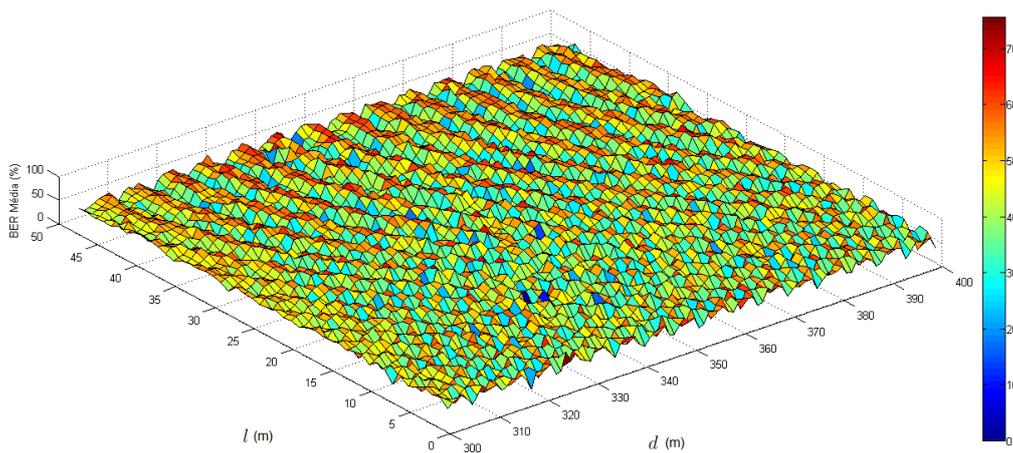


Figura 4.24: Comportamento da BER 4-PSK Média; Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

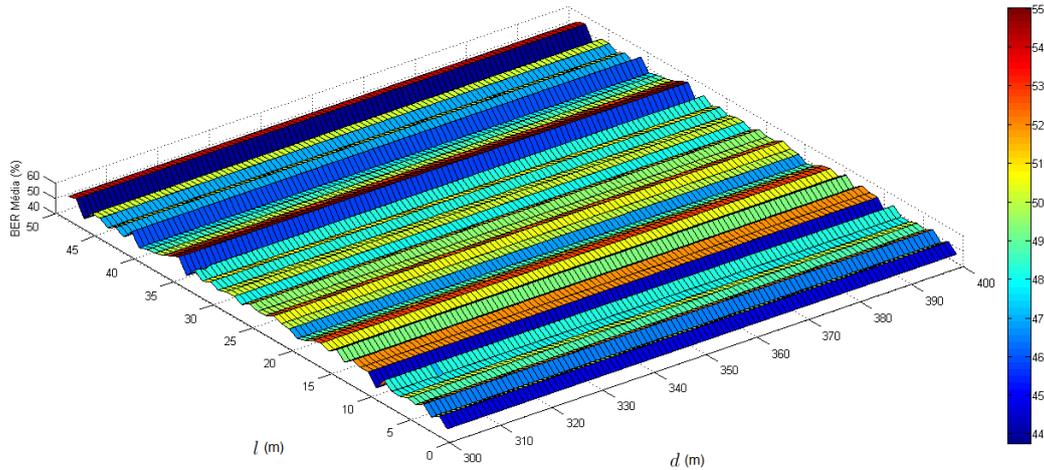


Figura 4.25: Comportamento da BER 4-ASK Média; Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

Ainda na Figura 4.23, percebe-se que o comportamento da BER média ao longo da largura da rua foi semelhante para valores de  $l$  igual a 1 metro até aproximadamente 35 metros, podendo-se notar um aumento na taxa média de erro de bit quando o receptor se aproxima mais dos transmissores pela largura da rua. Assim, é factível afirmar que para esse resultado, no intervalo de  $l = [1, 35]$ , a BER média depende mais das outras configurações adotadas, como distância entre as antenas, frequência, altura das antenas e tipo de modulação do que da própria largura da rua. Todavia, quando o receptor se aproxima mais das antenas transmissoras assumindo uma posição maior do que 35 metros em  $l$ , então a largura de fato passa a ser um fator relevante. A mesma análise pode ser feita para a modulação digital 4-PSK (Figura 4.24), entretanto, o resultado da BER média foi menor quando utilizou-se a modulação 8-QAM, se comparada com a 4-PSK. Porém, em alguns poucos pontos a modulação 4-PSK apresentou uma taxa de erro de bit em torno de 0 a 10%. Já com relação ao teste representado na Figura 4.25, percebe-se que neste, com a modulação 4-ASK, o comportamento da BER média foi diferente em relação às posições assumidas pelo receptor no intervalo  $l = [1, 48]$  quando comparado ao das outras modulações adotadas neste trabalho, pois tal resultado não segue o mesmo padrão das modulações 8-QAM e 4-PSK. Nesse caso, a largura da rua possui ainda menor influência no resultado em relação às outras modulações.

Os testes seguintes ainda apresentam resultados utilizando uma base de dados regular para a Avenida Paulista, três antenas transmissoras e uma receptora. Para o próximo cenário, considera-se que o receptor assume posições tanto à esquerda quanto à direita dos transmissores. A Figura 4.26 mostra a disposição de três antenas no cenário onde a distância de separação entre elas é de 100 metros e as Figuras 4.27, 4.28 e 4.29 mostram o comportamento da BER média para esse cenário.

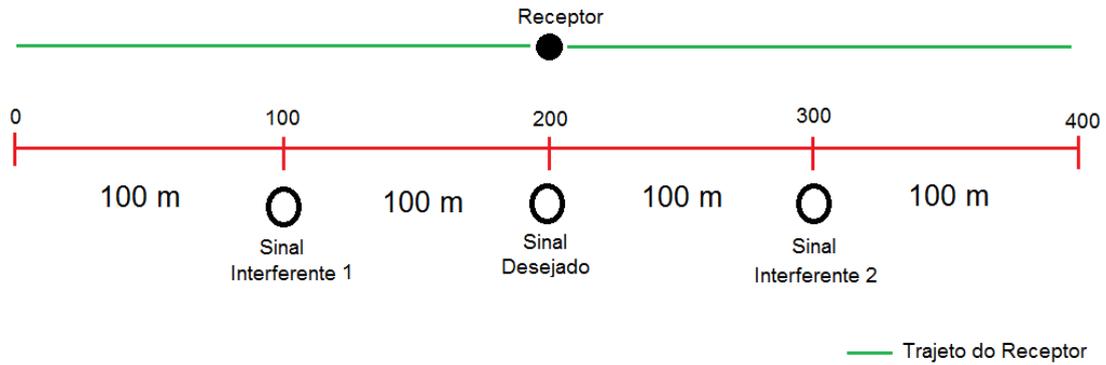


Figura 4.26: Cenário que representa o posicionamento das antenas na Avenida Paulista considerando uma base de dados regular. Neste cenário, o receptor percorre uma distância total de 400 metros

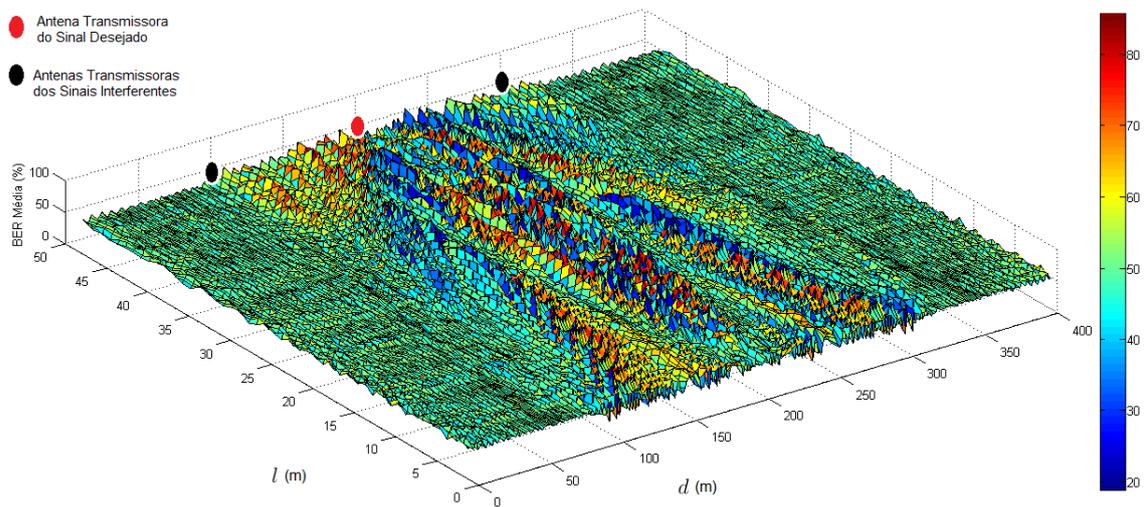


Figura 4.27: Comportamento da BER 8-QAM Média; Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

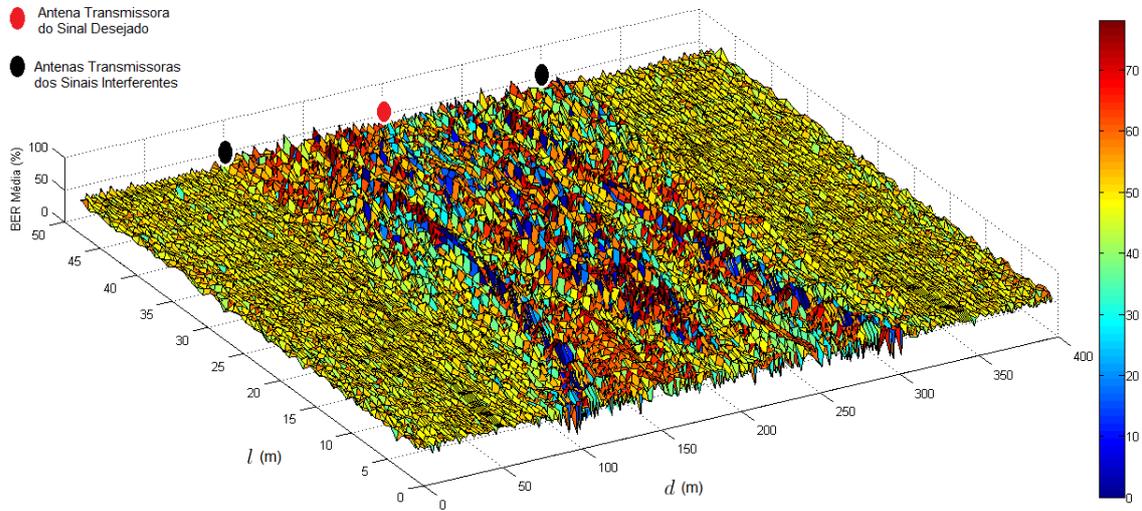


Figura 4.28: Comportamento da BER 4-PSK Média; Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

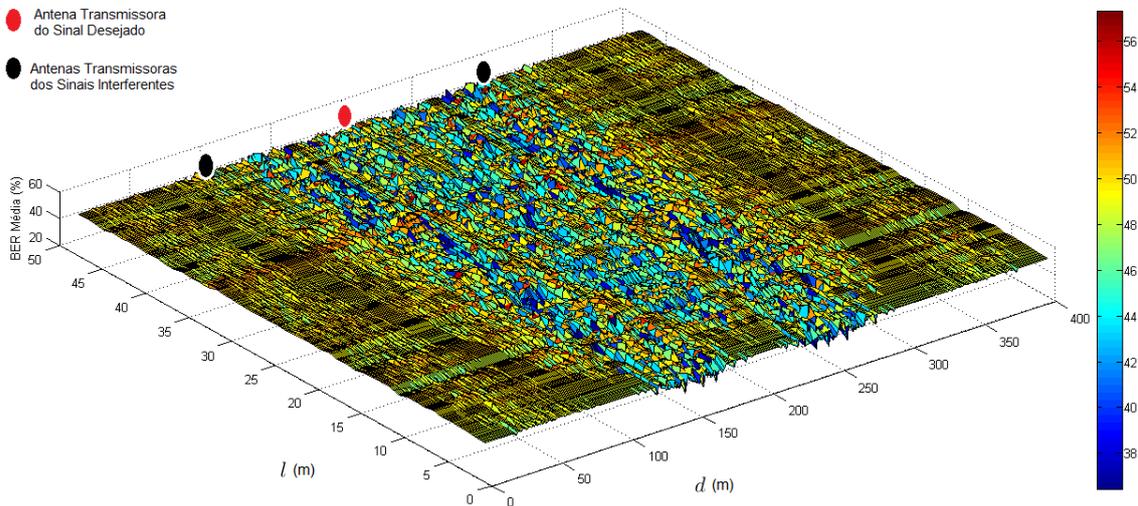


Figura 4.29: Comportamento da BER 4-ASK Média; Cálculo feito a cada 1 metro;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

Através das simulações mostradas nas Figuras 4.27, 4.28 e 4.29, nota-se que nos 100 metros à esquerda e à direita da antena transmissora (posição igual a 200 metros nos gráficos das figuras em questão) do sinal desejado, são apresentadas variações altas na taxa média de erro de bit. Se observado na Figura 4.27, por exemplo, é possível perceber que na região em torno da antena do sinal desejado existem locais que o sinal assume uma BER média acima de 80%, isso se dá justamente devido à influência dos sinais interferentes em alguns pontos próximos à antena que transmite o sinal desejado. Quanto mais o sinal desejado se distancia da sua ERB de origem, mais influenciado pelos sinais das antenas adjacentes ele é, porém atingindo uma faixa estável de valores de BER média, de forma que nas regiões mais extremas do gráfico de superfície, o sinal recebido passa a ter um comportamento mais constante com uma BER média oscilando em torno de 50% de acordo com a observação feita no gráfico da Figura 4.27. A mesma análise é válida para as figuras que usam as modulações PSK e ASK. Todavia, como já citado em situações anteriores, a modulação ASK geralmente possui um desempenho inferior às outras modulações adotadas.

A Figura 4.30 mostra um cenário para uma distância de separação entre as antenas transmissoras de 500 metros. A ERB do Sinal Desejado encontra-se na posição 600 metros, a ERB do Sinal Interferente 1 encontra-se na posição 100 metros e a ERB referente ao Sinal Interferente 2 está localizada na posição 1100 metros do cenário definido. As Figuras 4.31, 4.32 e 4.33 apresentam o comportamento da BER média para esse cenário.

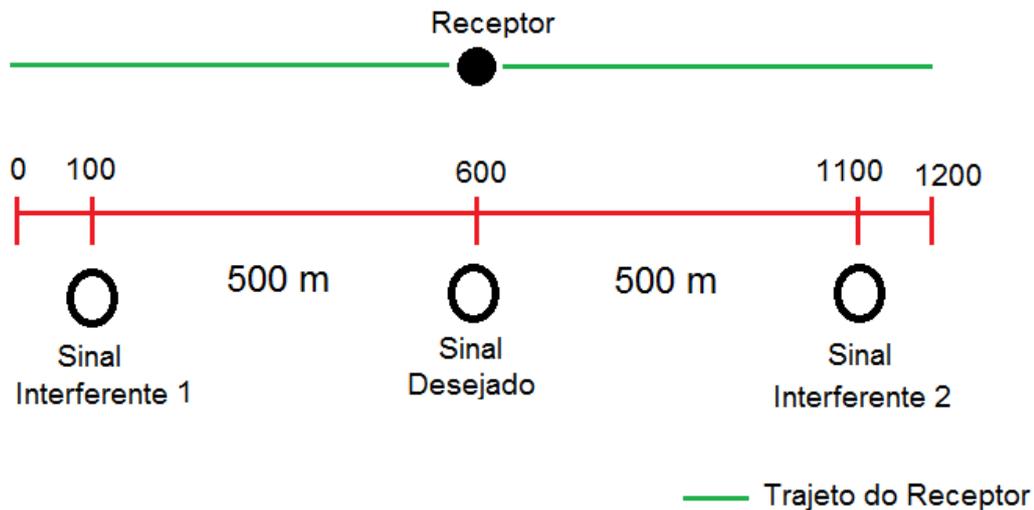


Figura 4.30: Cenário que representa o posicionamento das antenas na Avenida Paulista considerando uma base de dados regular. Neste cenário, o receptor percorre uma distância total de 1200 metros

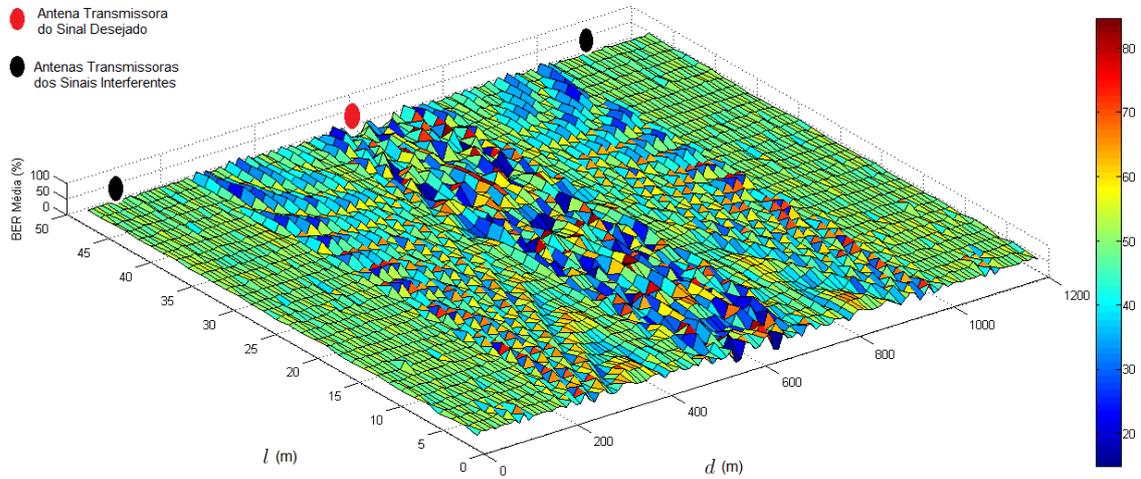


Figura 4.31: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

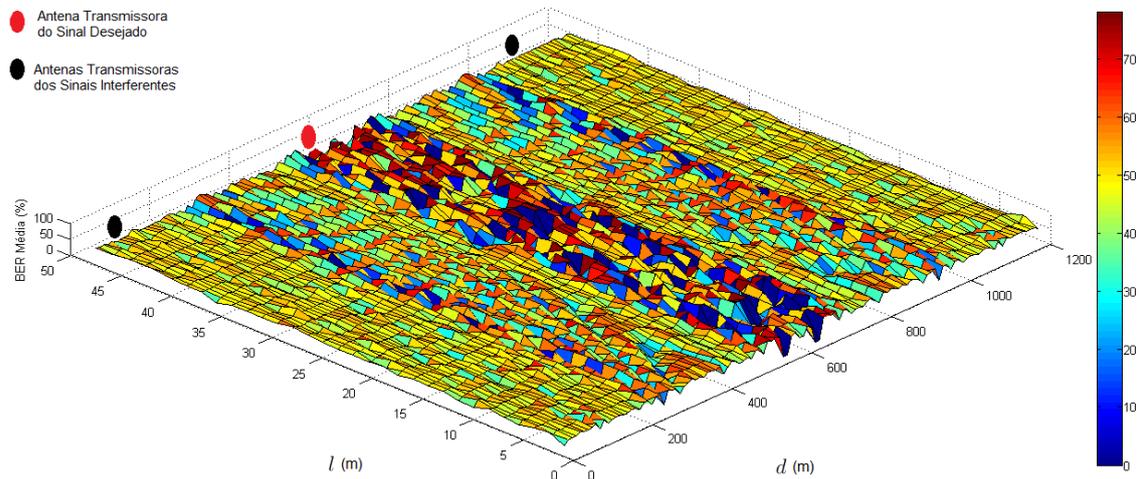


Figura 4.32: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

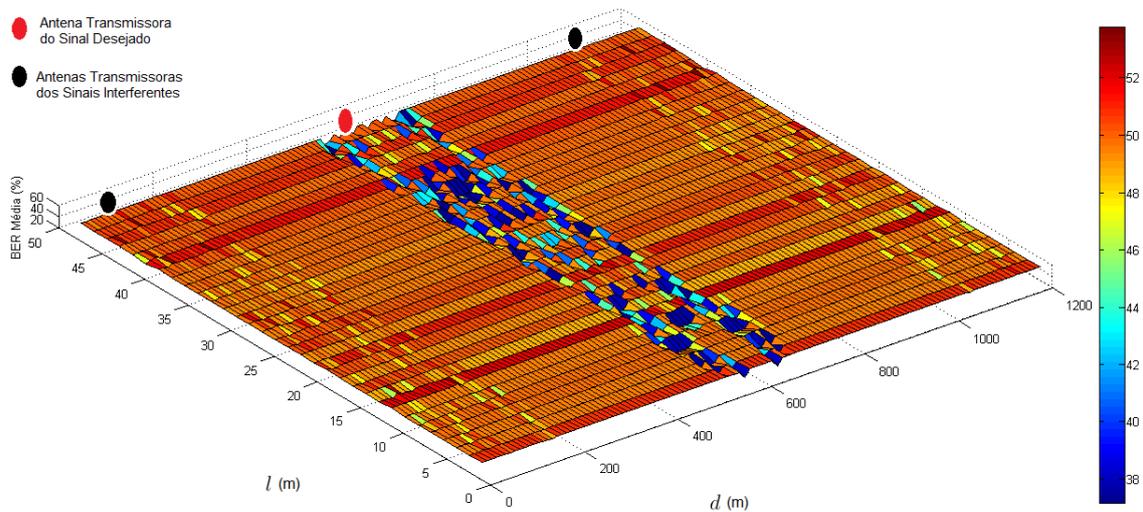


Figura 4.33: Comportamento da BER 4-ASK Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

O testes apresentados nas Figuras 4.31, 4.32 e 4.33 mostram que quando as antenas transmissoras encontram-se mais distantes umas das outras, o sinal recebido tende a se degradar menos ao longo da distância do que quando as mesmas estão muito próximas. É interessante comparar os resultados adquiridos nas Figuras 4.31, 4.32 e 4.33 com os já apresentados nas Figuras 4.27, 4.28 e 4.29 para cada um dos respectivos tipos de modulação. Comparando tais figuras, é possível constatar que o sinal desejado percorre uma distância maior com uma BER média menor nas Figuras 4.31, 4.32 e 4.33.

### Variação nas Alturas das Antenas Transmissoras para uma Base Estrutural Regular

Como as modulações 4-PSK e 8-QAM geraram resultados com um desempenho superior à modulação ASK, as mesmas foram selecionadas para se verificar o comportamento da BER Média em função da variação das alturas das antenas transmissoras. As Figuras 4.34, 4.35, 4.36, 4.37, 4.38 e 4.39 exibem os testes para os valores de altura,  $h_t$ , iguais a 10, 15, 20, 25, 30 e 35 metros para a modulação QAM. Já as Figuras 4.40, 4.41, 4.42, 4.43, 4.44 e 4.45 mostram os testes para os valores de altura,  $h_t$ , iguais a 10, 15, 20, 25, 30 e 35 metros para a modulação PSK, respectivamente. Verificando tais figuras, constata-se que à medida que as alturas das antenas transmissoras aumentam o sistema de comunicação tende produzir resultados de BER média mais baixas nas regiões mais próximas às antenas transmissoras interferentes, diferentemente de quando essas alturas diminuem, que produzem resultados de BER média mais inferiores em torno da ERB responsável pelo sinal desejado. A mesma análise é válida para as simulações que utilizam a modulação PSK.

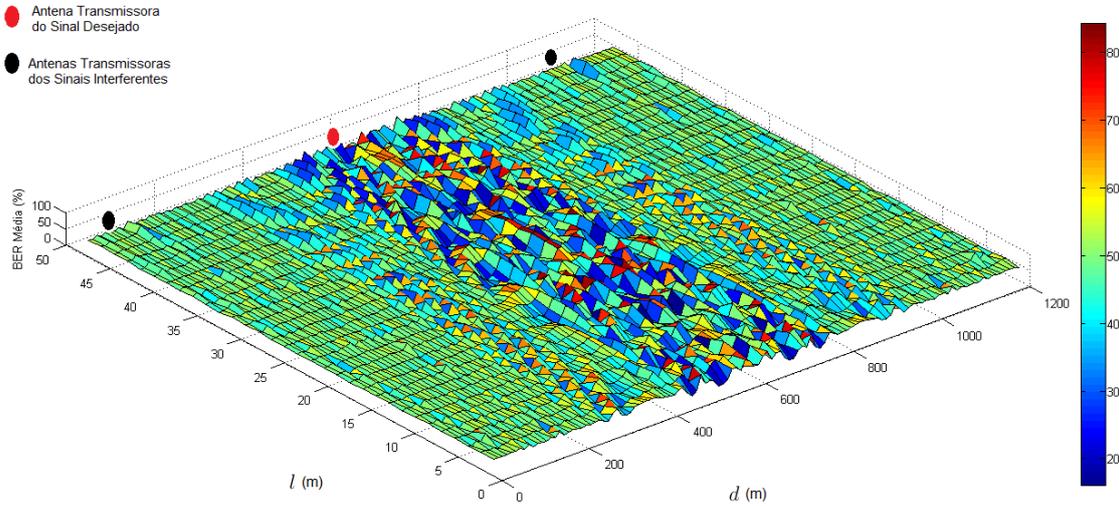


Figura 4.34: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

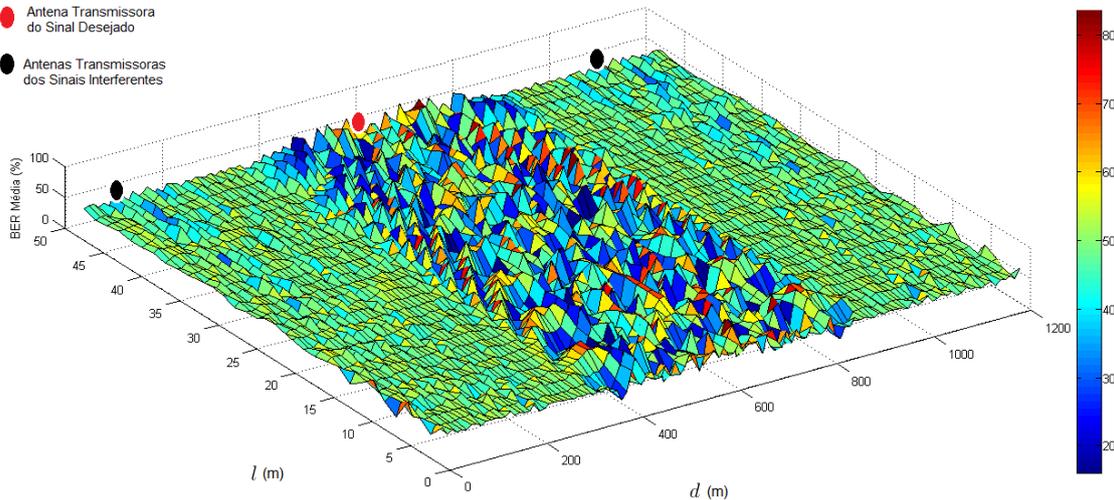


Figura 4.35: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 15$  m;  $h_{t2} = 15$  m;  $h_{t3} = 15$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

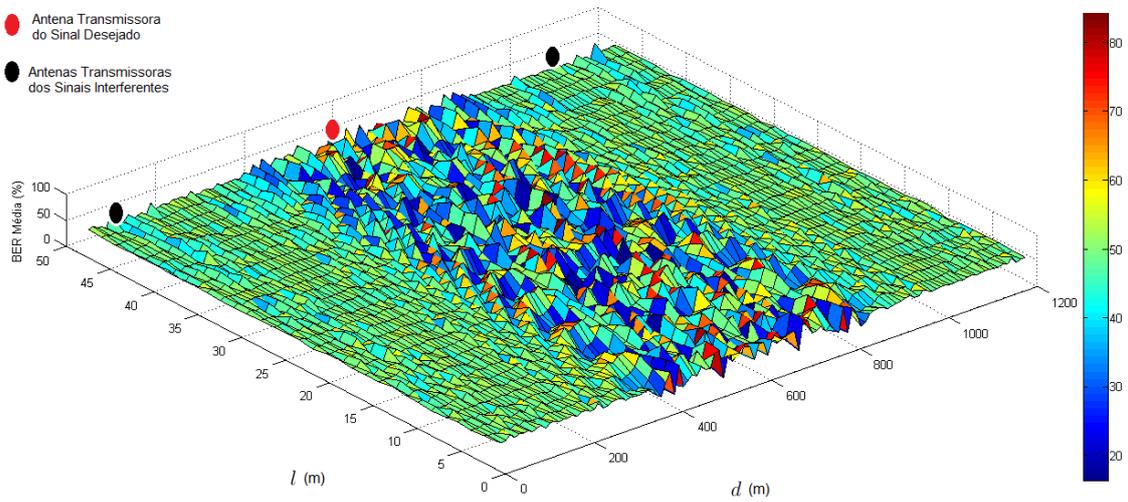


Figura 4.36: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 20$  m;  $h_{t2} = 20$  m;  $h_{t3} = 20$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

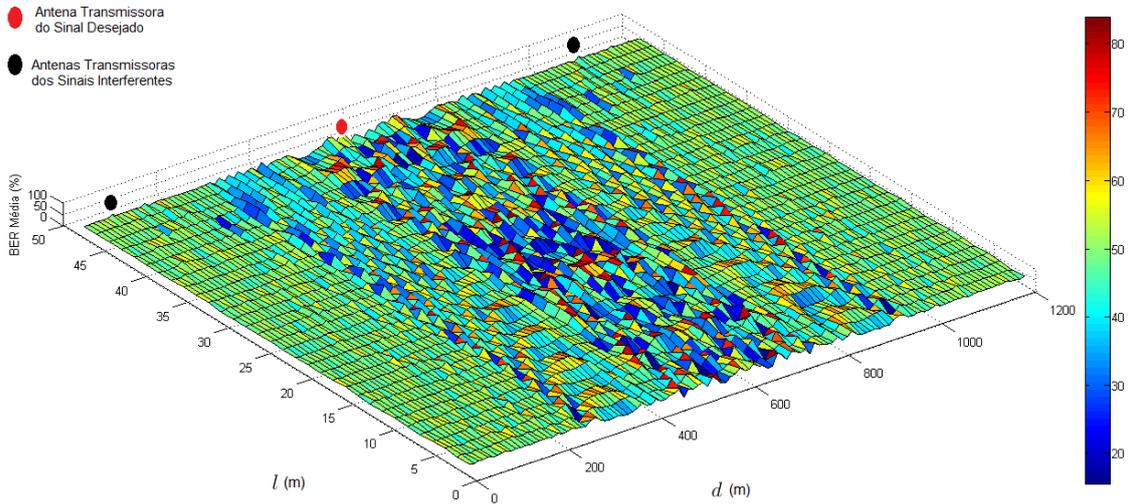


Figura 4.37: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 25$  m;  $h_{t2} = 25$  m;  $h_{t3} = 25$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

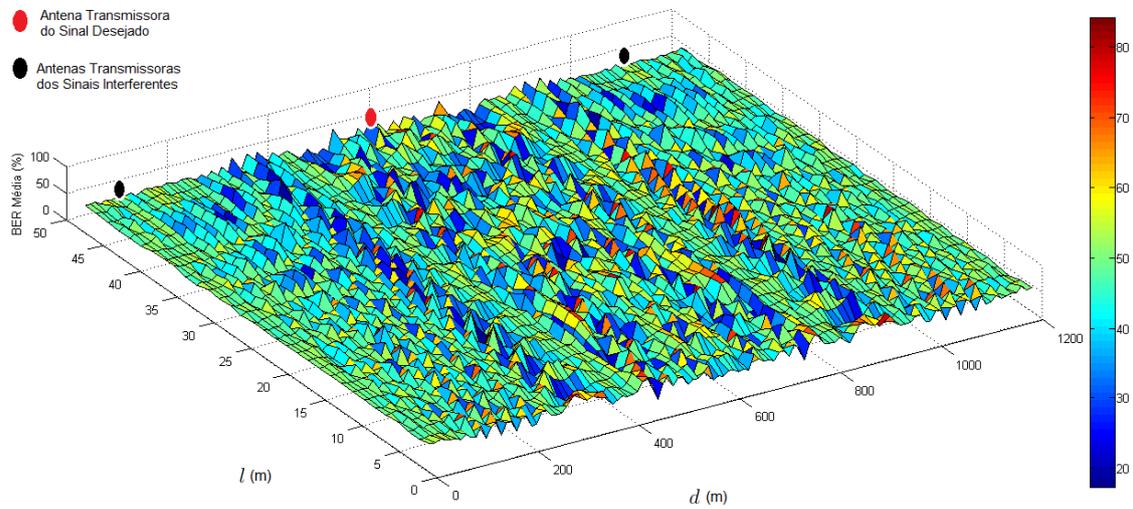


Figura 4.38: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 30$  m;  $h_{t2} = 30$  m;  $h_{t3} = 30$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

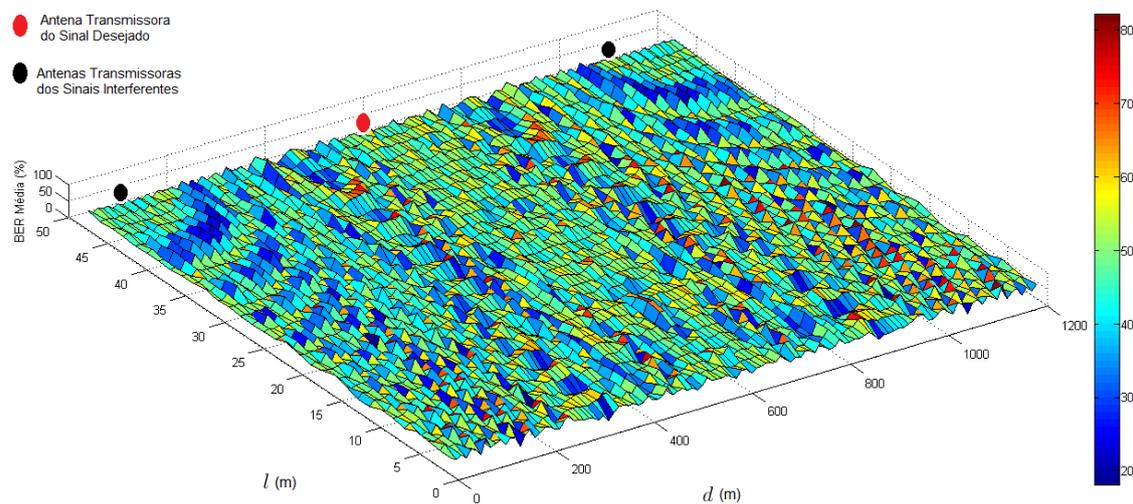


Figura 4.39: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 35$  m;  $h_{t2} = 35$  m;  $h_{t3} = 35$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

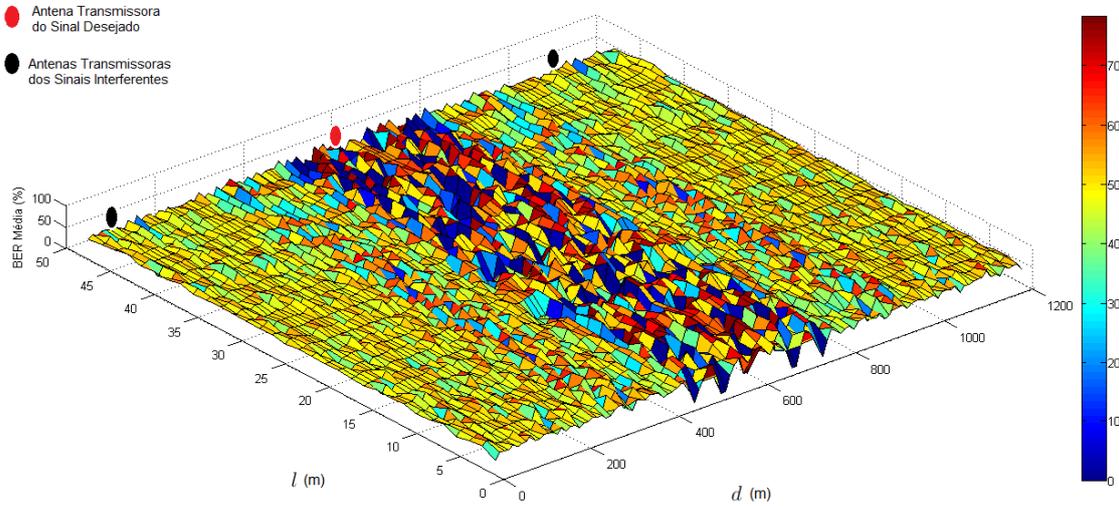


Figura 4.40: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

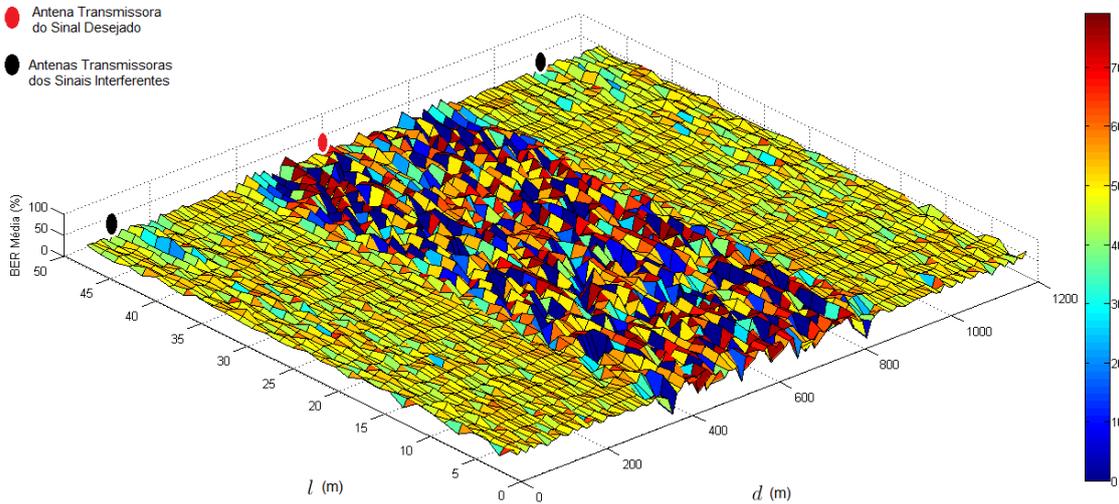


Figura 4.41: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 15$  m;  $h_{t2} = 15$  m;  $h_{t3} = 15$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

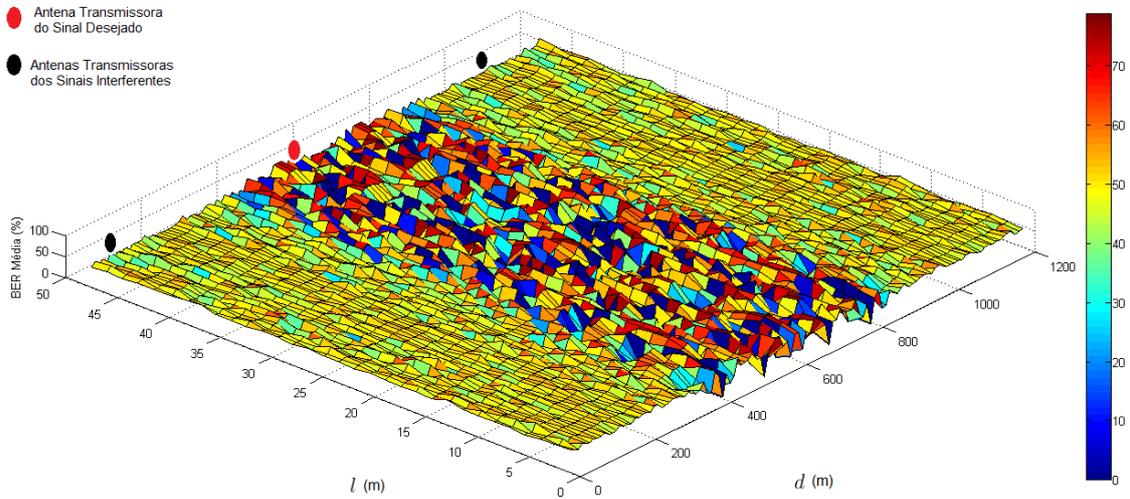


Figura 4.42: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 20$  m;  $h_{t2} = 20$  m;  $h_{t3} = 20$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

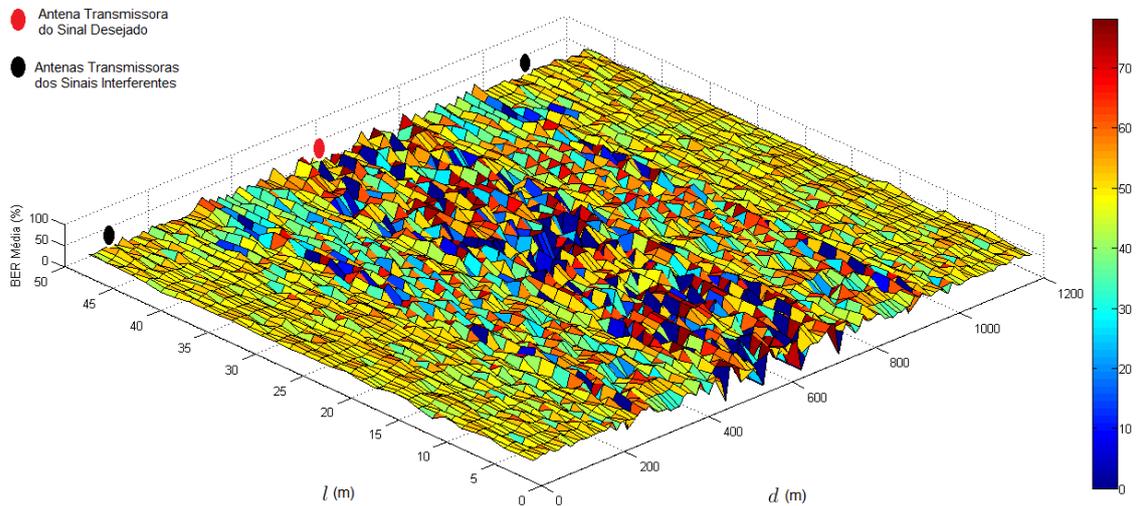


Figura 4.43: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 25$  m;  $h_{t2} = 25$  m;  $h_{t3} = 25$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

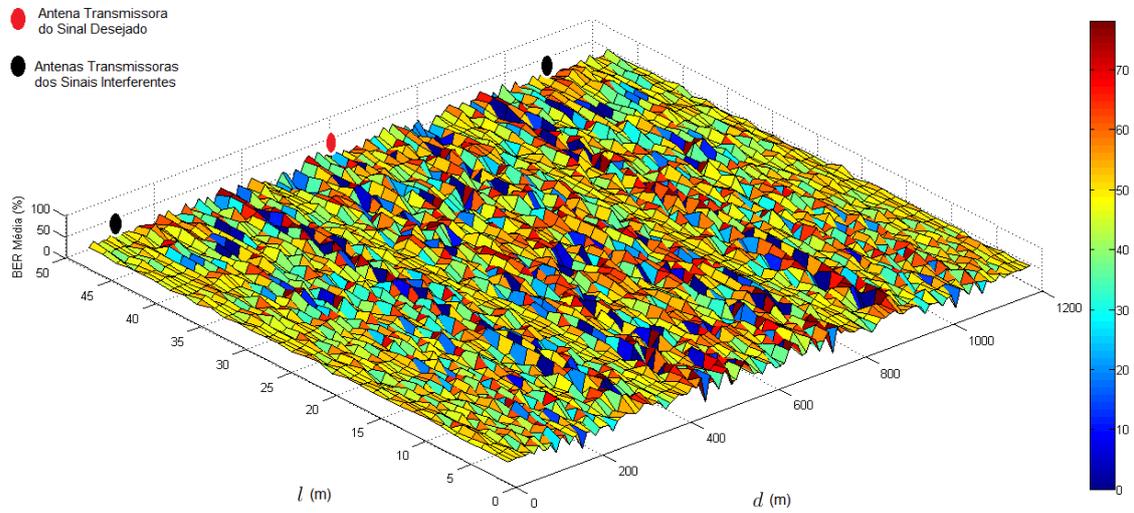


Figura 4.44: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 30$  m;  $h_{t2} = 30$  m;  $h_{t3} = 30$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

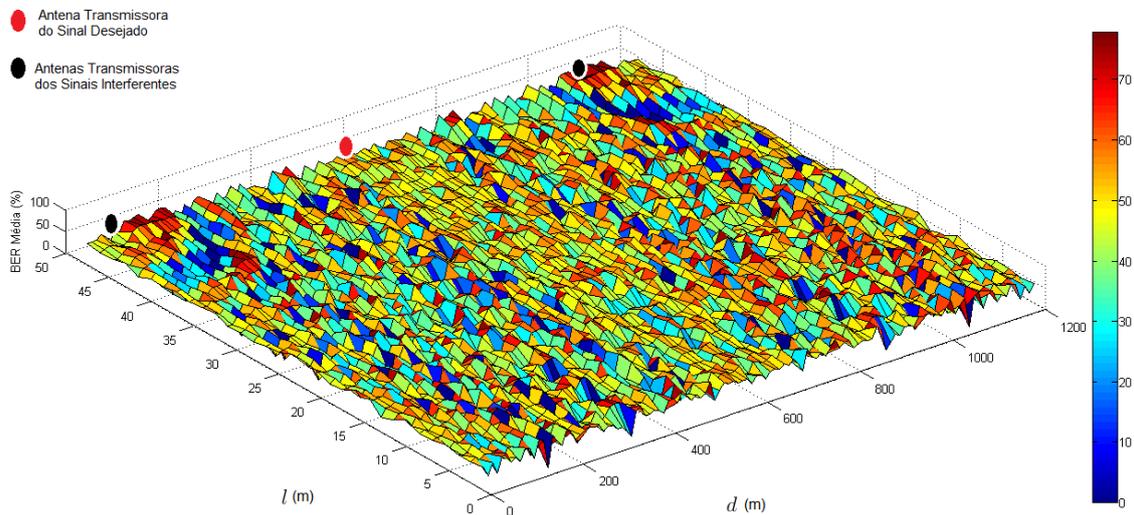


Figura 4.45: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 35$  m;  $h_{t2} = 35$  m;  $h_{t3} = 35$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

### 4.3.2 Estimativas para uma Base Estrutural Específica

Além das simulações anteriores, tornou-se relevante para este trabalho a realização de testes utilizando o modelo da Avenida Paulista para uma base de dados estrutural específica, ou seja, foram consideradas na base de dados a largura e altura de cada prédio envolvido no cenário. O cenário adotado foi selecionado a partir de observações feitas através do programa *Google Earth Pro* versão 1.3.29.5. As medições dos prédios, fendas e quarteirões, foram baseadas na ferramenta de comprimento 3D disponível no mesmo *software*. Devido à extensão da Avenida Paulista, optou-se em analisar a taxa de erro de bit em um trecho considerado relevante e que possui um formato mais semelhante a um guia de ondas, de maneira que os raios emitidos pelas antenas transmissoras se concentrem na avenida e os resultados se tornem mais precisos. Nas Figuras 4.46 e 4.47 essa região da avenida é apresentada.

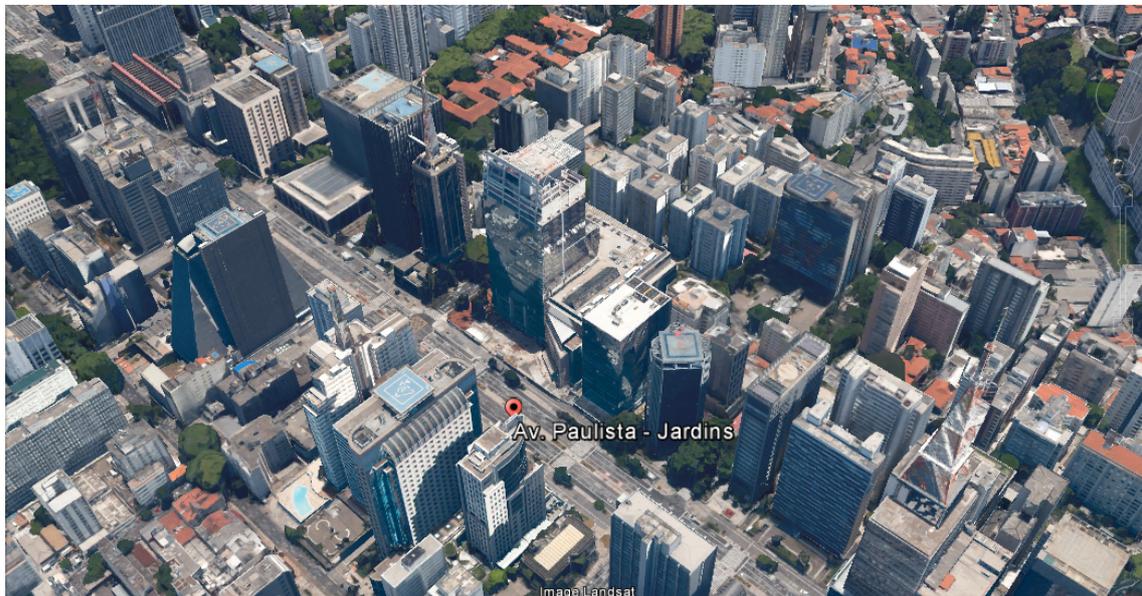


Figura 4.46: Parte 1 da região da Avenida Paulista para a qual foi adaptado o modelo de propagação desenvolvido por [Silva Jr. 2007]



Figura 4.47: Parte 2 da região da Avenida Paulista para a qual foi adaptado o modelo de propagação desenvolvido por [Silva Jr. 2007]

Da mesma forma como se procedeu nos testes anteriores, foram feitas comparações entre as modulações 8-QAM, 4-PSK e 4-ASK utilizando a técnica OFDM, com o objetivo de mais uma vez visualizar o comportamento da BER média em relação a esses três tipos de modulações; e ao posicionamento de três antenas transmissoras e um receptor em uma base de dados estrutural particular da avenida a fim de se ter uma situação prática sendo simulada utilizando o sistema de comunicação móvel desenvolvido em MATLAB. Também, com esse resultado, é possível confrontar os testes realizados nas Figuras 4.31, 4.32 e 4.33, os quais foram fundamentados em uma base de dados regular e para uma distância de separação entre as antenas de 500 metros. Assim, as Figuras 4.48, 4.49 e 4.50 exibem os resultados da BER média para um trecho de 1200 metros utilizando uma base de dados específica da avenida. O cenário de posicionamento das antenas é como o já mostrado na Figura 4.30.

Deve-se afirmar que, como nas Figuras 4.48, 4.49 e 4.50 é usada uma base de dados particular para a Avenida Paulista, o comportamento da BER média calculada para essas simulações é mais preciso, de modo que os dados adquiridos podem ser utilizados na prática para saber onde instalar antenas transmissoras.

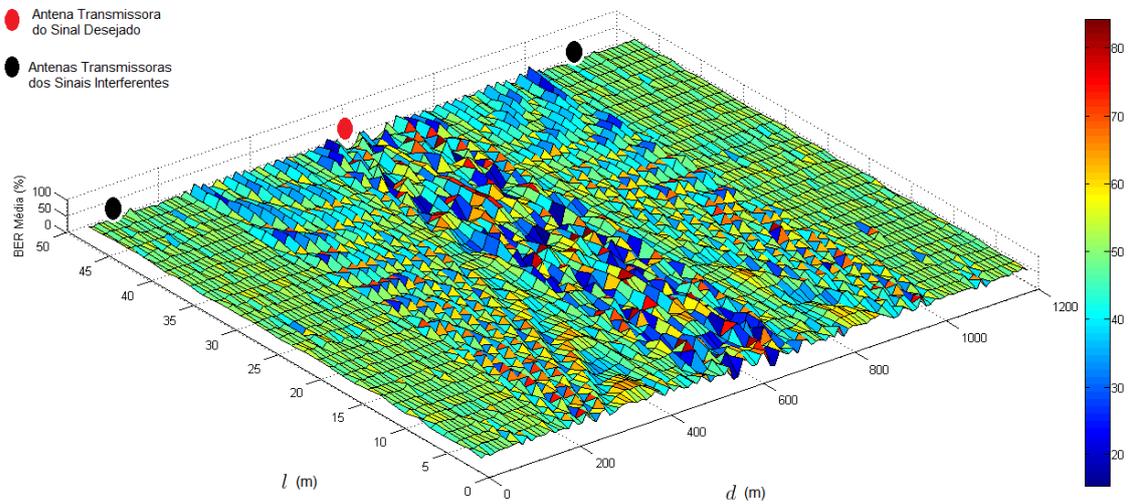


Figura 4.48: Comportamento da BER 8-QAM Média para uma base de dados específica da Avenida Paulista;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

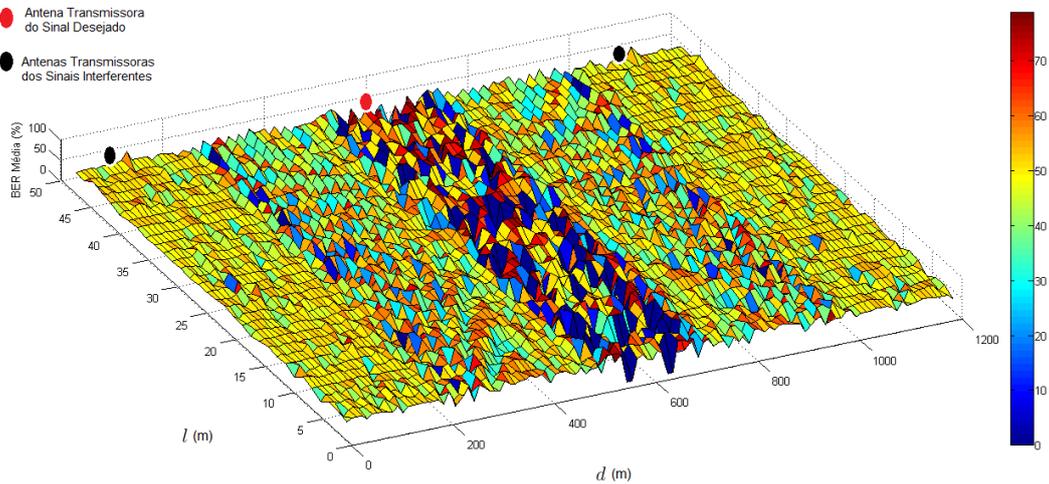


Figura 4.49: Comportamento da BER 4-PSK Média para uma base de dados específica da Avenida Paulista;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

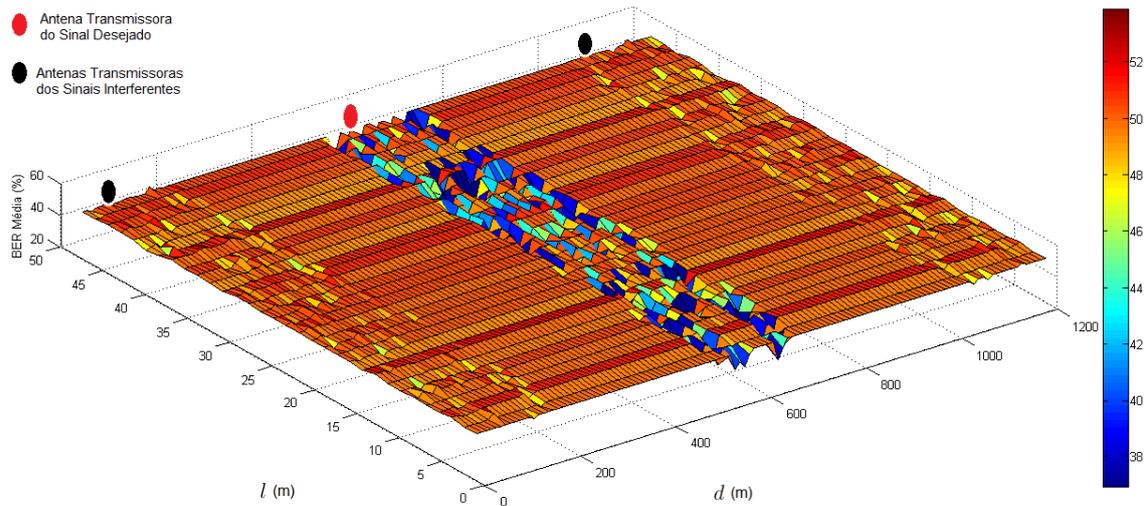


Figura 4.50: Comportamento da BER 4-ASK Média para uma base de dados específica da Avenida Paulista;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

### Variação nas Alturas das Antenas Transmissoras para uma Base Estrutural Específica

Assim como foi feito para uma base regular para a Avenida Paulista, as modulações QAM e PSK novamente foram usadas para calcular a BER média em torno da variação de um conjunto de alturas (10, 15, 20, 30 e 35 metros) dos transmissores. Em vista disso, as Figuras 4.51, 4.52, 4.53, 4.54, 4.55 e 4.56 apresentam as simulações relacionadas à modulação 8-QAM; e as Figuras 4.57, 4.58, 4.59, 4.60, 4.61 e 4.62 refere-se à modulação 4-PSK. Nestas simulações, percebe-se mais uma vez que, à medida que as alturas das antenas transmissoras aumentam o sistema OFDM tende a produzir resultados de BER média mais baixos nas regiões mais próximas às antenas transmissoras interferentes (independentemente da posição do receptor em relação à largura da rua), diferentemente de quando essas alturas diminuem, que produzem resultados de BER média mais inferiores nas proximidades da antena que transmite o sinal desejado. A mesma análise é válida para as simulações que utilizam a modulação PSK.

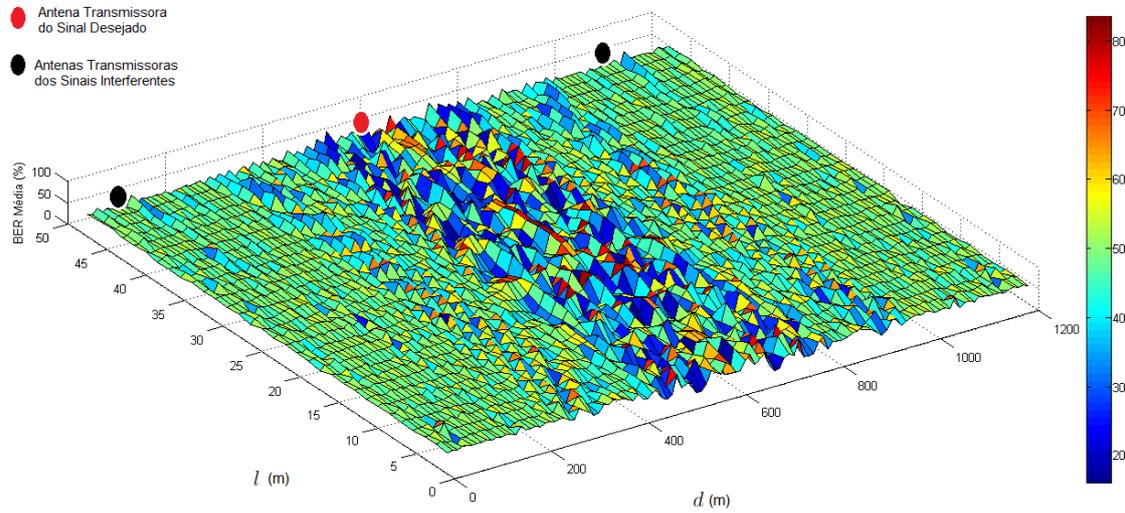


Figura 4.51: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

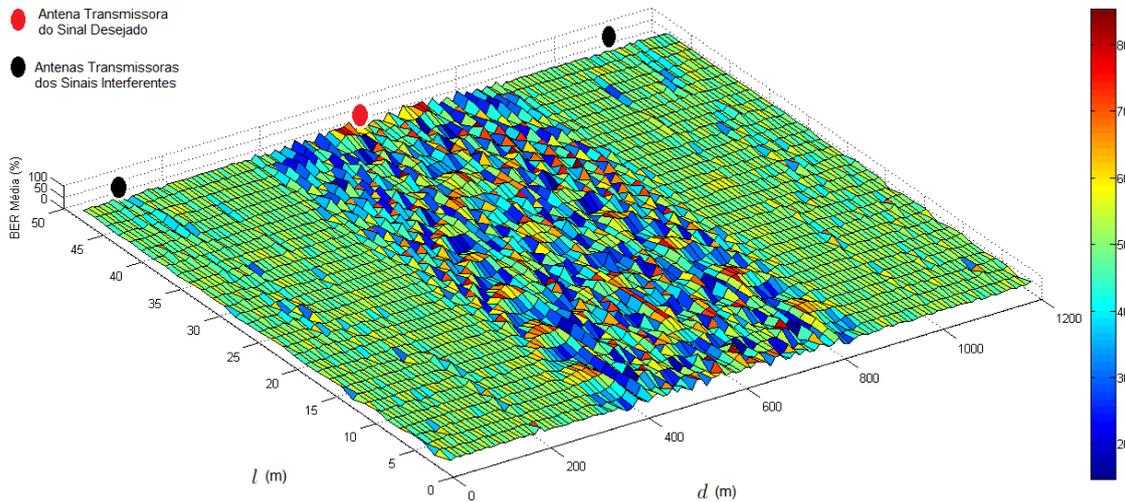


Figura 4.52: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 15$  m;  $h_{t2} = 15$  m;  $h_{t3} = 15$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

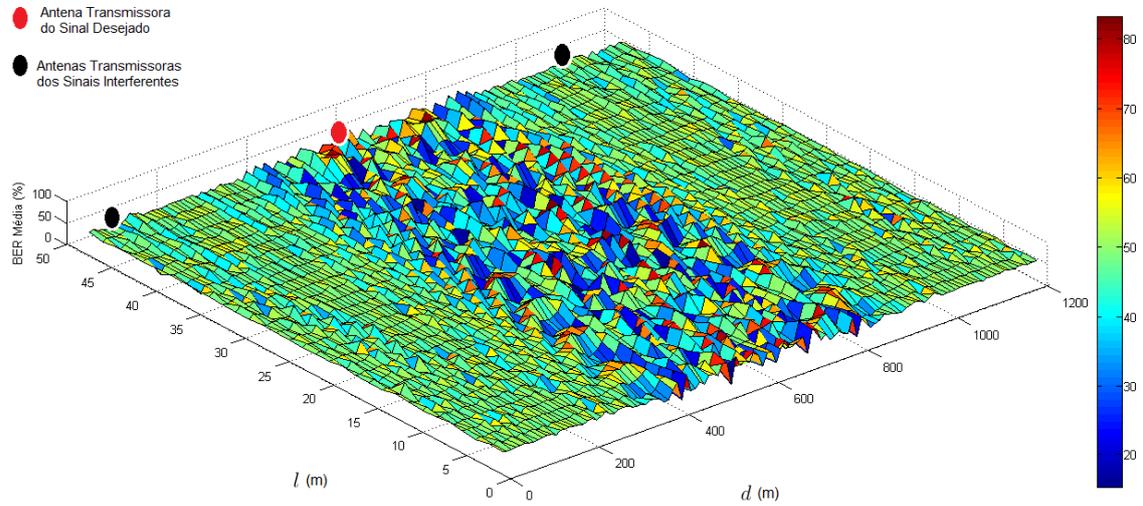


Figura 4.53: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 20$  m;  $h_{t2} = 20$  m;  $h_{t3} = 20$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

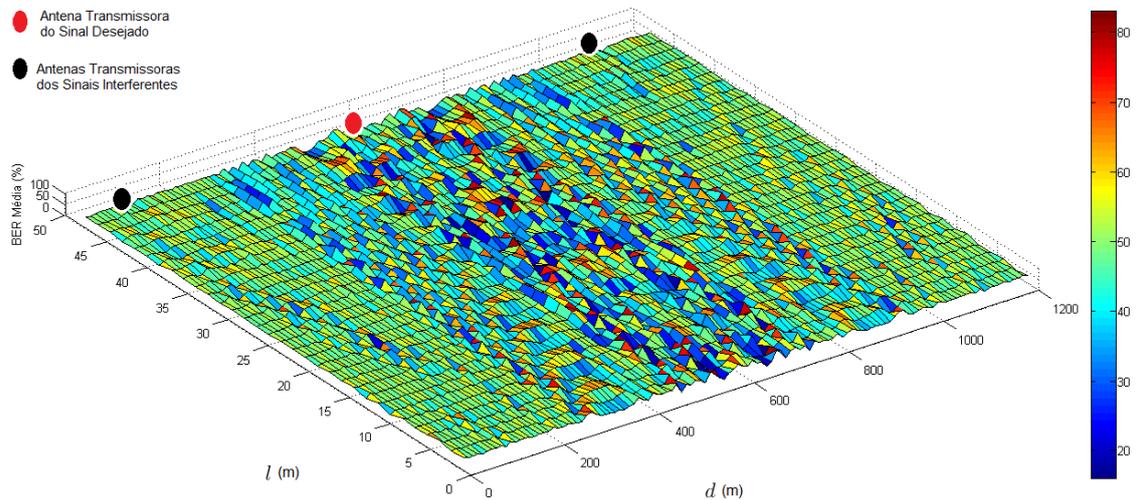


Figura 4.54: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 25$  m;  $h_{t2} = 25$  m;  $h_{t3} = 25$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

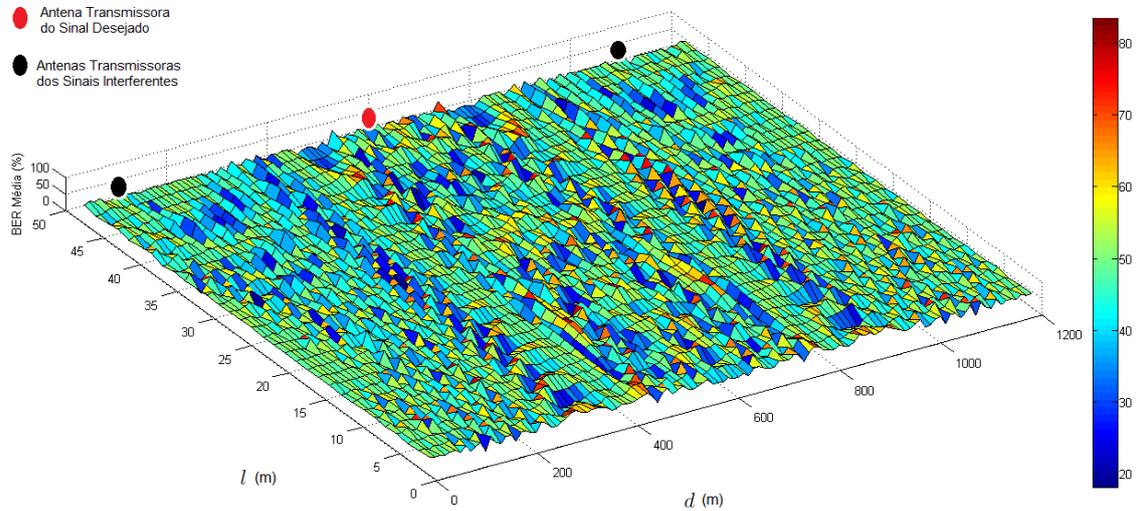


Figura 4.55: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 30$  m;  $h_{t2} = 30$  m;  $h_{t3} = 30$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

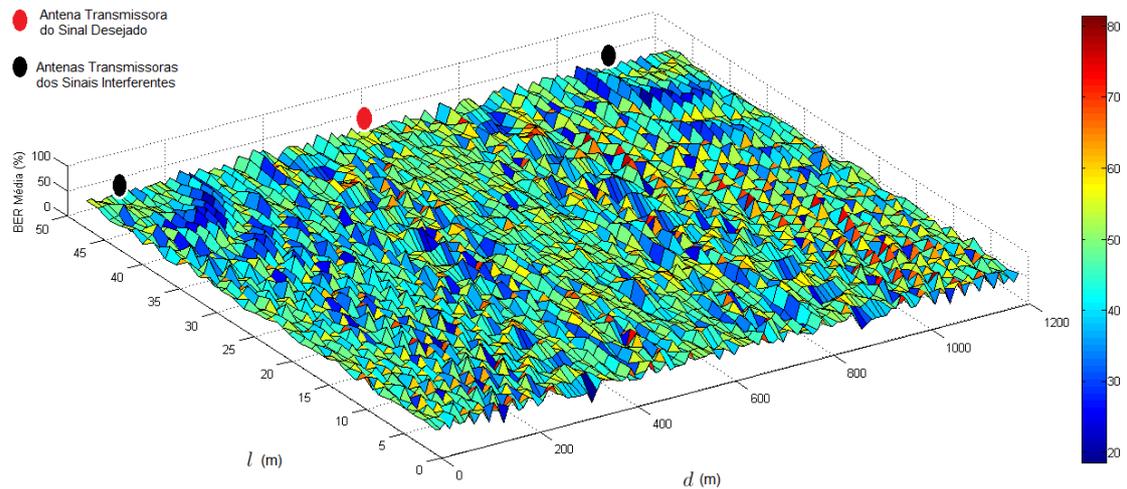


Figura 4.56: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 35$  m;  $h_{t2} = 35$  m;  $h_{t3} = 35$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

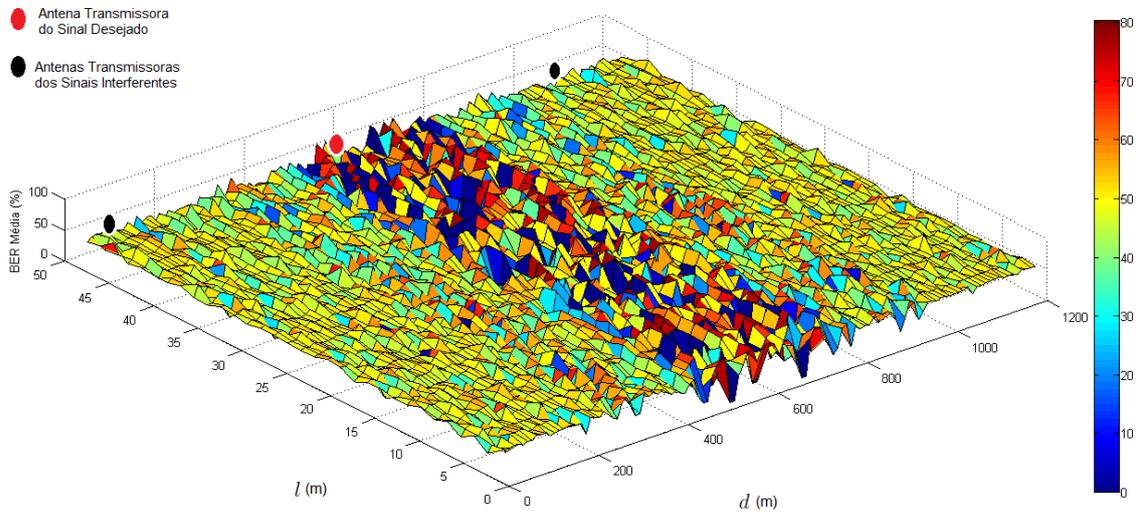


Figura 4.57: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

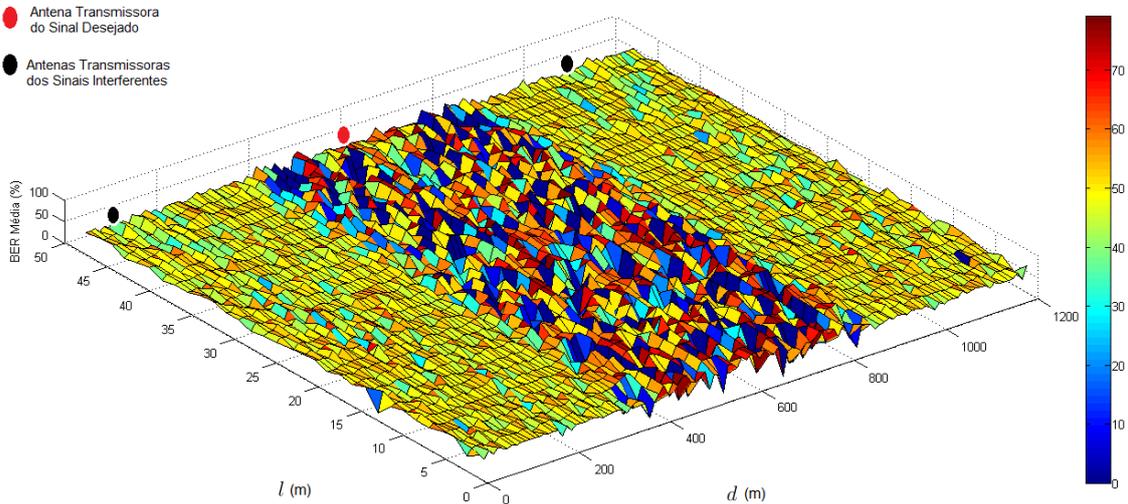


Figura 4.58: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 15$  m;  $h_{t2} = 15$  m;  $h_{t3} = 15$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

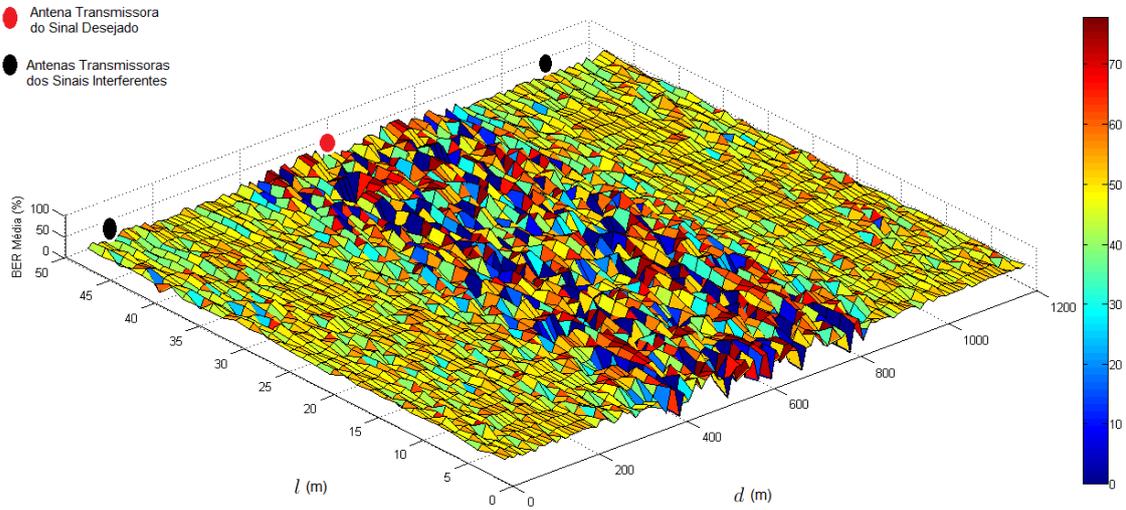


Figura 4.59: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 20$  m;  $h_{t2} = 20$  m;  $h_{t3} = 20$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

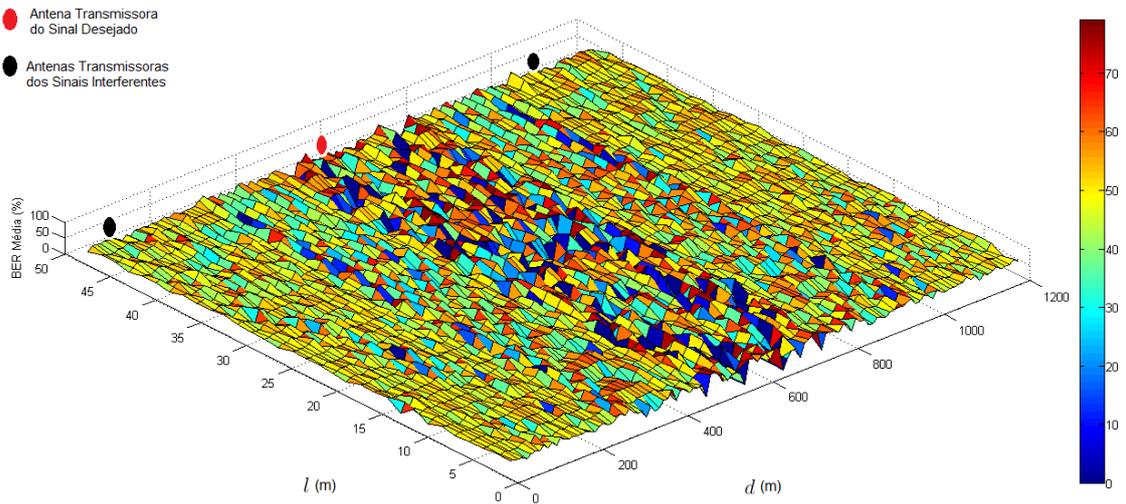


Figura 4.60: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 25$  m;  $h_{t2} = 25$  m;  $h_{t3} = 25$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

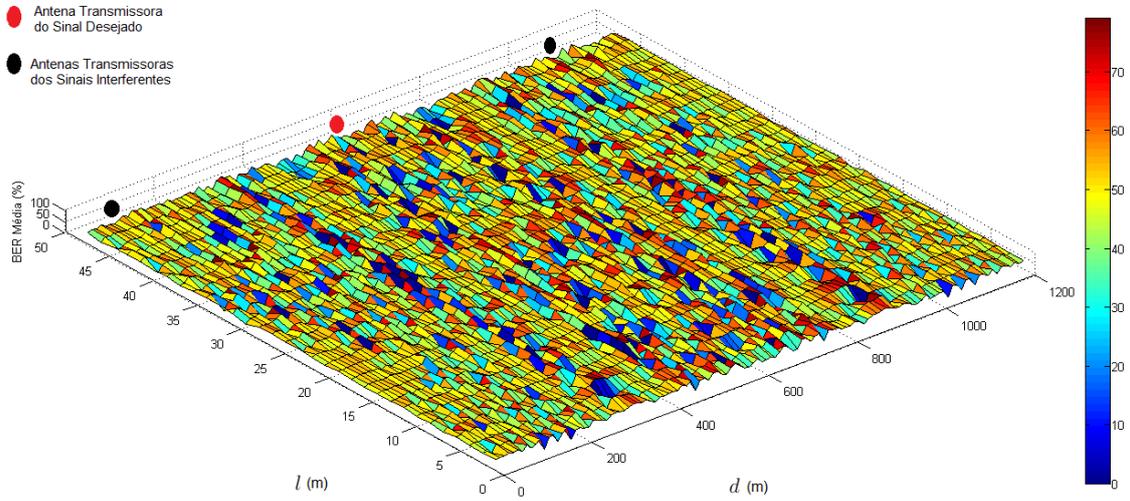


Figura 4.61: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 30$  m;  $h_{t2} = 30$  m;  $h_{t3} = 30$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

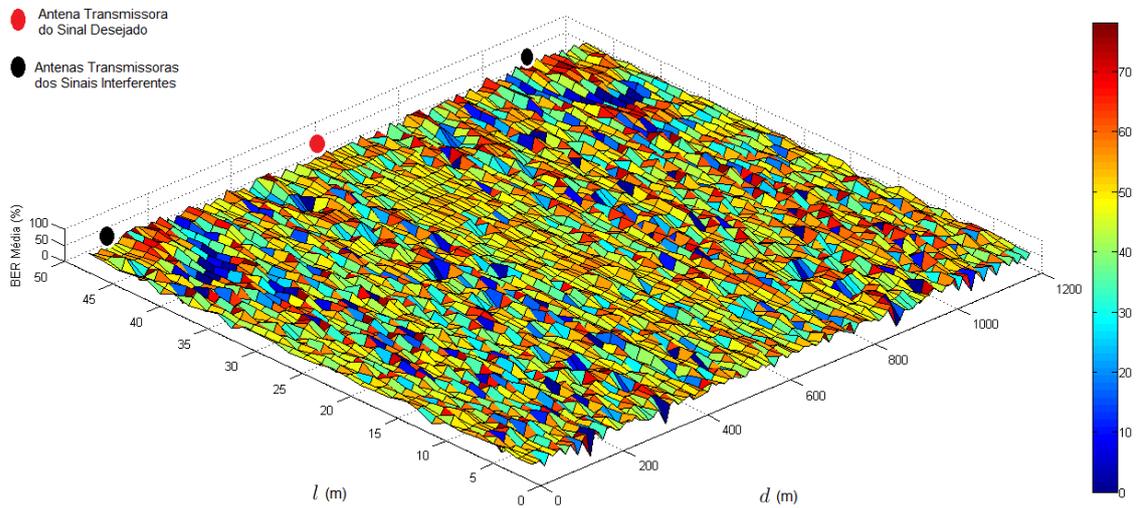


Figura 4.62: Comportamento da BER 4-PSK Média;  $h_{t1} = 35$  m;  $h_{t2} = 35$  m;  $h_{t3} = 35$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 857$  MHz; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48]

Na Seção 4.4 são apresentados resultados de BER média variando a frequência e a EIRP (Potência Irradiada Isotrópica Efetiva) das antenas transmissoras para um determinado cenário.

#### 4.4 Sistema de Comunicação OFDM Variando a Frequência e EIRP das Antenas Transmissoras para o Modelo de Dois Raios Vetorial e o Modelo da Avenida Paulista

Um radiador isotrópico é uma antena ideal que irradia potência com ganho unitário uniformemente em todas as direções, e normalmente é usado para referenciar ganhos de antena em sistemas sem fio. A Potência Irradiada Isotrópica Efetiva (EIRP, do inglês *Effective Isotropically Radiated Power*) representa a potência irradiada máxima disponível de um transmissor na direção do ganho máximo da antena, em comparação com um radiador isotrópico [Rappaport 2002]. A EIRP pode ser definida como segue na Equação 4.1:

$$EIRP = P_t G_t \quad (4.1)$$

Na Equação 4.1,  $P_t$  e  $G_t$  representam a potência e o ganho do transmissor, respectivamente. Como não se conhece efetivamente quais são os valores práticos de  $P_t$  e  $G_t$  dos transmissores das simulações consideradas neste trabalho, então foi possível estimá-los por meio da definição de EIRP e com o auxílio da Equação 4.2 [Almeida et al. 2015, Xia et al. 1993]. Na Equação 4.2 é importante frisar que  $|\vec{E}|$  representa o módulo do vetor campo elétrico resultante na direção vertical.

$$P_r = P_t G_t \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 G_r |\vec{E}|^2 \quad (4.2)$$

Sendo assim, após a análise de resultados utilizando diferentes configurações e tipos de modulações para o modelo de dois raios vetorial e o modelo da Avenida Paulista, tornou-se conveniente realizar simulações que calcula a BER média de acordo com valores de EIRP estimados para as antenas transmissoras presentes em um cenário já apresentado para os modelos de propagação utilizados, juntamente com a variação dos valores de frequência dos transmissores. Durante todas as simulações são usadas as frequências de 500 MHz, 750 MHz e 1 GHz para se verificar se há variações nos resultados da BER média do sistema de comunicação. Os valores de frequência e EIRP (esse último é apresentado em (dBW)) são exibidos nas legendas das figuras.

As Figuras 4.63, 4.64 e 4.65 mostram os resultados da BER média para os valores de EIRP(dBW) iguais a 26,42 dBW; 29,94 dBW e 32,44 dBW, respectivamente.

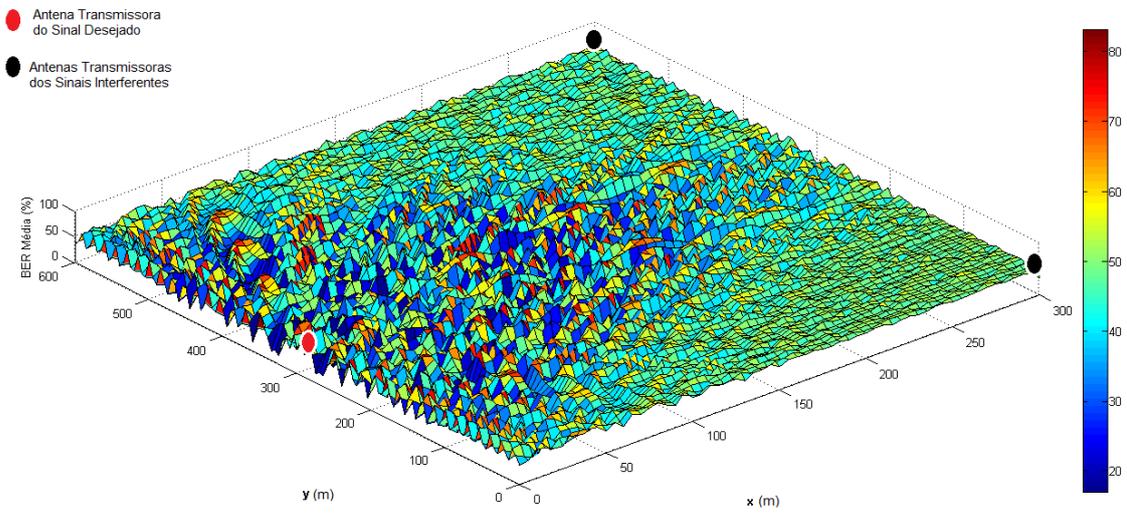


Figura 4.63: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 500$  MHz; EIRP = 26,42 dBW

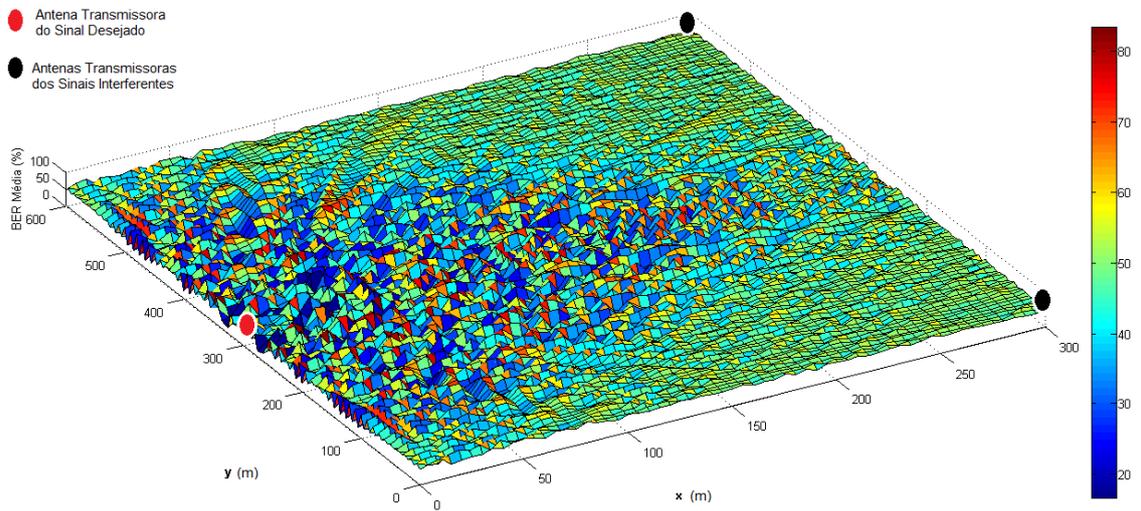


Figura 4.64: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 750$  MHz; EIRP = 29,94 dBW

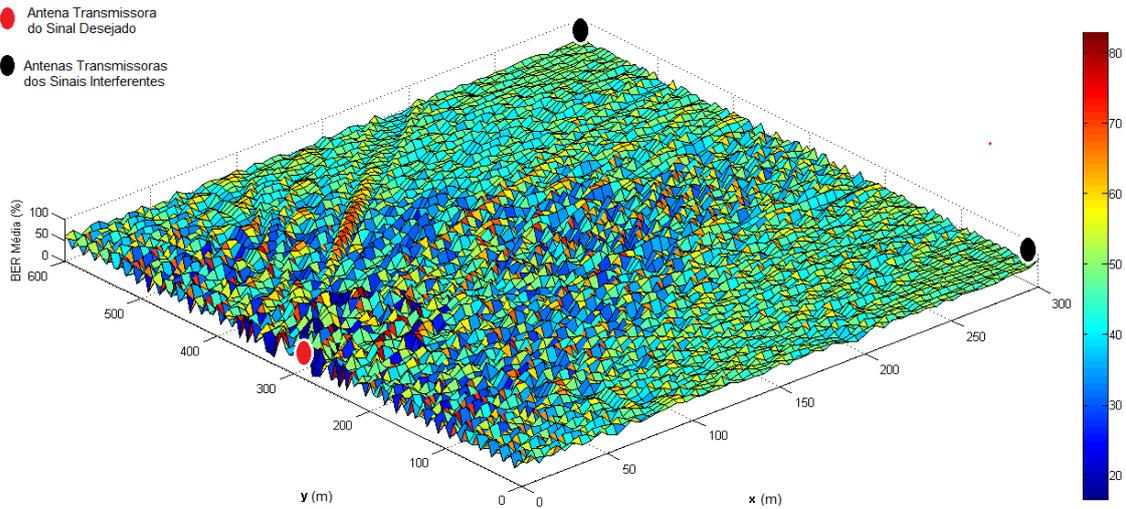


Figura 4.65: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\varepsilon' = 15$ ;  $f = 1$  GHz; EIRP = 32,44 dBW

Analisando separadamente os resultados adquiridos nas Figuras 4.63, 4.64 e 4.65, todas as antenas transmissoras de uma mesma simulação, inclusive a antena que transmite o sinal desejado, possuem o mesmo valor de EIRP. Isso indica que a potência transmissora dos sinais interferentes estão na mesma proporção da potência transmissora do sinal desejado. Agora analisando tais figuras em conjunto, apesar da variação da frequência e valores de EIRP maiores, os resultados da BER média continuam sendo representados praticamente nos mesmos níveis e o sistema OFDM mantém um desempenho similar em todos os testes, observando-se apenas ligeiras variações entre os gráficos de superfície, o que deve ocorrer por conta do uso das diferentes frequências. Além disso, esses níveis próximos de BER média pode se dá especialmente porque a potência dos transmissores aumentam proporcionalmente para todas as antenas transmissoras, mantendo sempre o mesmo cálculo para a BER média.

Nas simulações seguintes, ainda relacionados ao modelo de dois raios vetorial, é realizada uma variação nos valores de EIRP das antenas transmissoras presentes em um mesmo teste. Em outras palavras, realizou-se uma modificação na forma de considerar a EIRP. Para a antena que transmite o sinal desejado será utilizado um valor de EIRP superior do que o valor usado para as antenas interferentes, no intuito de verificar a BER média do sistema de comunicação móvel para este caso. As Figuras 4.66, 4.67 e 4.68 mostram os resultados de BER média utilizando dois valores de EIRP diferentes em um mesmo cenário.

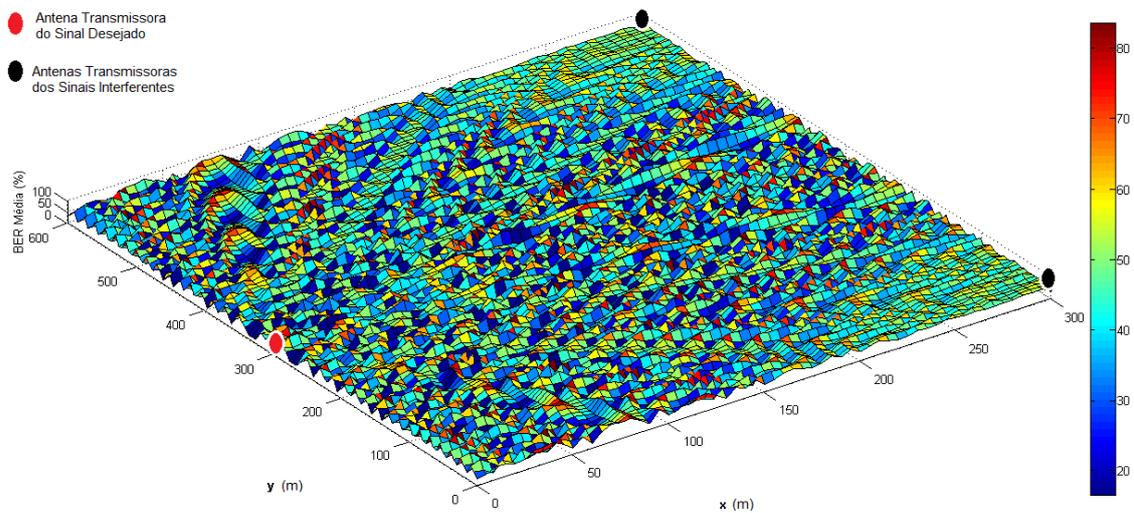


Figura 4.66: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 500$  MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 40,40 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 26,42 dBW

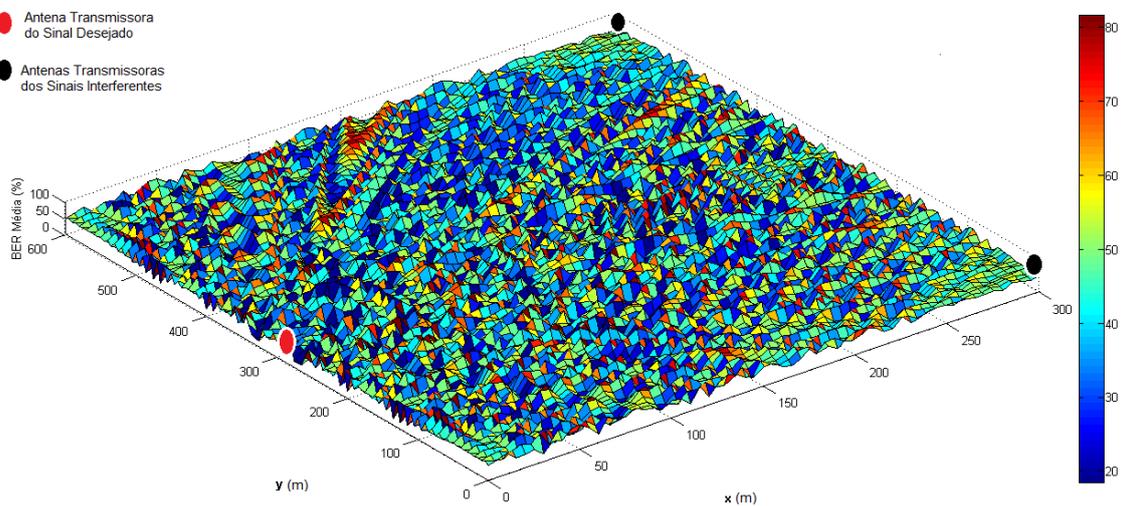


Figura 4.67: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 750$  MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 43,92 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 29,94 dBW

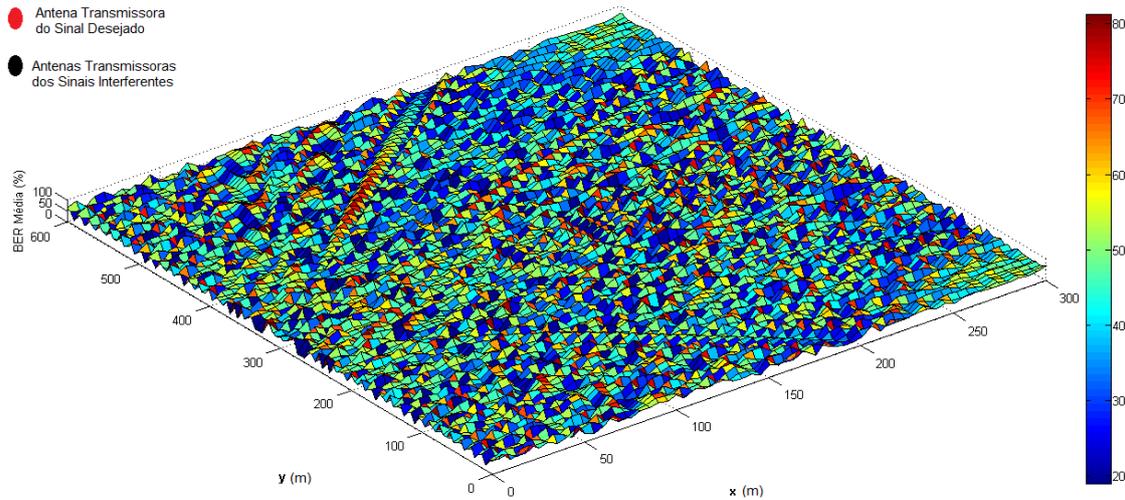


Figura 4.68: Comportamento da BER 8-QAM Média com relação ao Sinal Desejado no ponto (0, 300), Sinal Interferente 1 no ponto (300, 600) e Sinal Interferente 2 no ponto (300, 0);  $h_{t1} = 10$  m;  $h_{t2} = 10$  m;  $h_{t3} = 10$  m;  $h_r = 1,5$  m;  $\sigma = 0,001$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ;  $f = 1$  GHz; EIRP (Sinal Desejado) = 46,42 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 32,44 dBW

Observando as Figuras 4.66, 4.67 e 4.68, percebe-se que agora é notório uma diferença no desempenho do sistema de comunicação em relação às respectivas Figuras 4.63, 4.64 e 4.65. Como o valores de EIRP utilizados para a ERB do sinal desejado é superior aos utilizados pelas ERBs que correspondem aos sinais interferentes, então o desempenho do sistema foi superior em mais pontos percorridos pelo receptor do que quando utilizando o mesmo valor de EIRP para todas as antenas transmissoras.

Assim como foi feito para o modelo geométrico de dois raios, a BER média também foi obtida relacionando valores de EIRP e frequências diferentes. As Figuras 4.69, 4.70 e 4.71 apresentam tais resultados, porém ressaltando que nessas simulações, o valor de EIRP é o mesmo para todas as antenas transmissoras do cenário de uma figura.

Analisando as Figuras 4.69, 4.70 e 4.71 em conjunto para diferentes frequências, os resultados para a Avenida Paulista apresentaram mais variações do que aqueles apresentados no modelo de dois raios para o caso de EIRP iguais para as antenas transmissoras. Como a frequência é diretamente proporcional ao aumento da EIRP, então notou-se resultados com uma BER média menor em alguns pontos percorridos pelo receptor, aumentando ligeiramente o desempenho do sistema de comunicação OFDM.

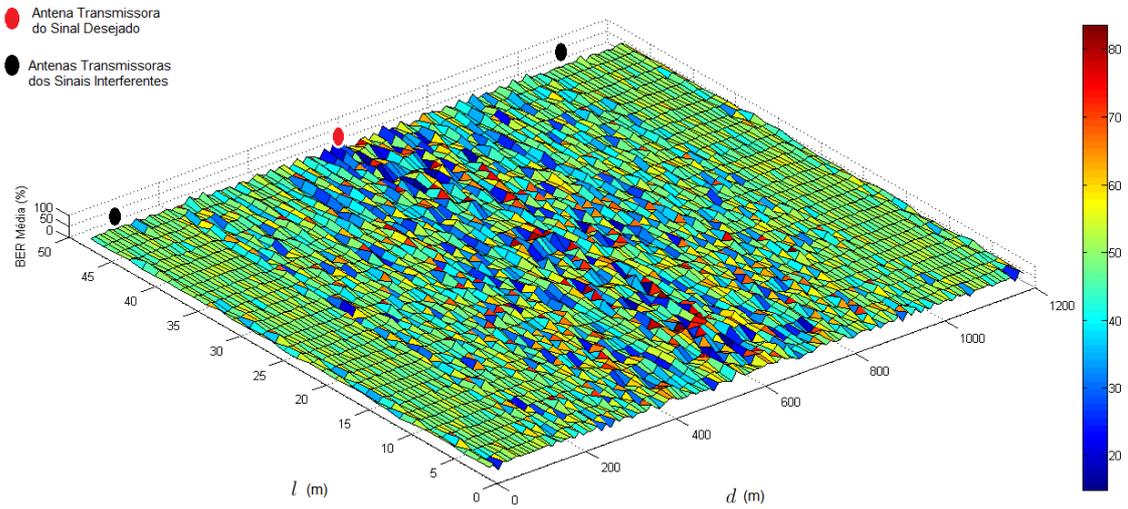


Figura 4.69: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48];  $f = 500$  MHz; EIRP = 26,42 dBW

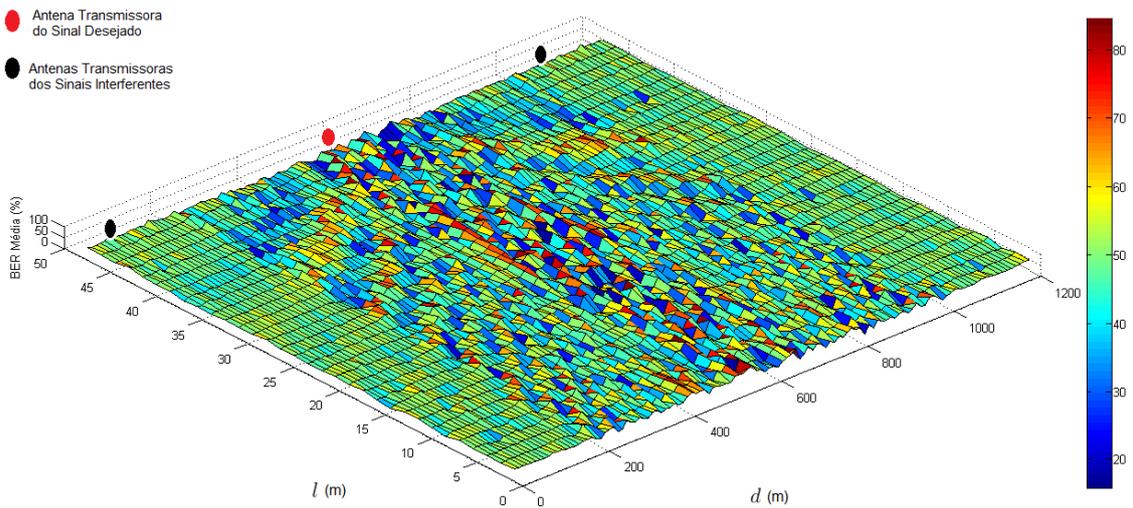


Figura 4.70: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48];  $f = 750$  MHz; EIRP = 29,94 dBW

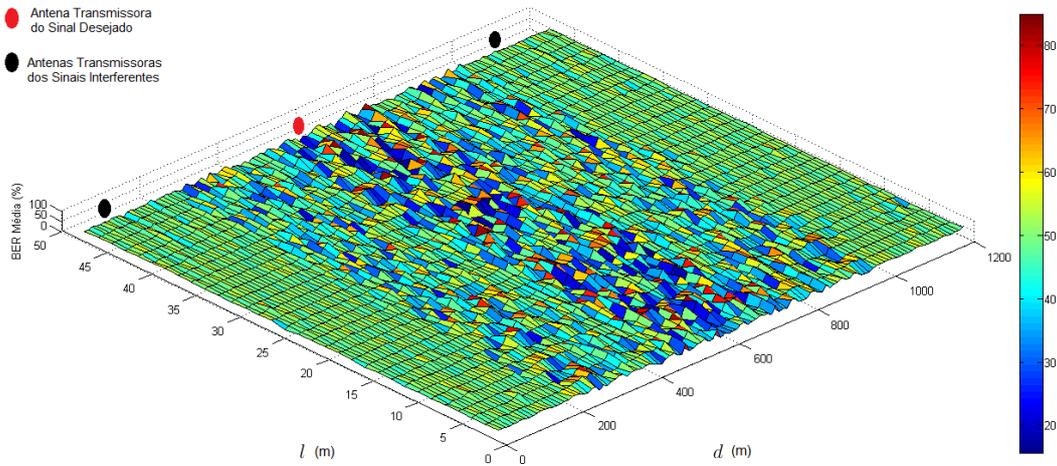


Figura 4.71: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48];  $f = 1$  GHz; EIRP = 32,44 dBW

Já as Figuras 4.72, 4.73 e 4.74 mostram a BER média utilizando diferentes valores de EIRP para as antenas transmissoras dentro de um mesmo gráfico de superfície, notando-se uma diminuição da BER média em muitos pontos percorridos pelo receptor se comparado aos resultados das Figuras 4.69, 4.70 e 4.71. Mais uma vez, nas Figuras 4.72, 4.73 e 4.74, a EIRP do transmissor do sinal desejado é superior ao valor de EIRP para as antenas dos sinais interferentes.

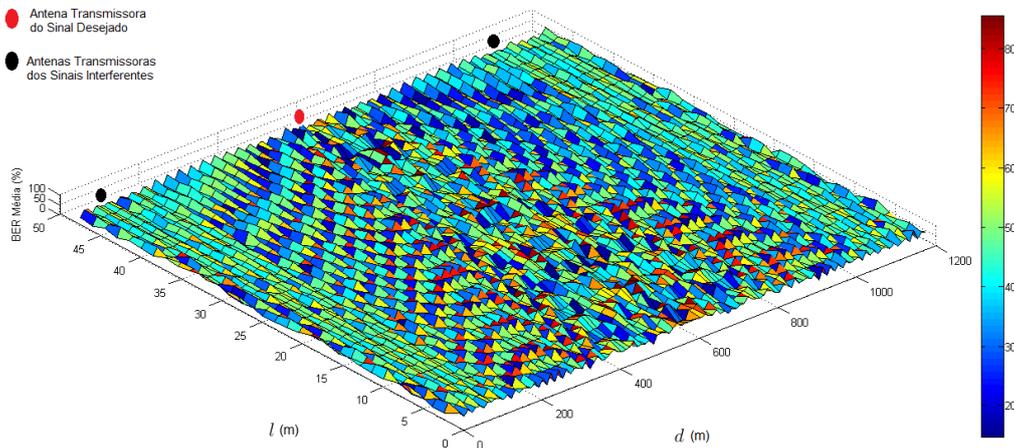


Figura 4.72: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48];  $f = 500$  MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 40,40 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 26,42 dBW

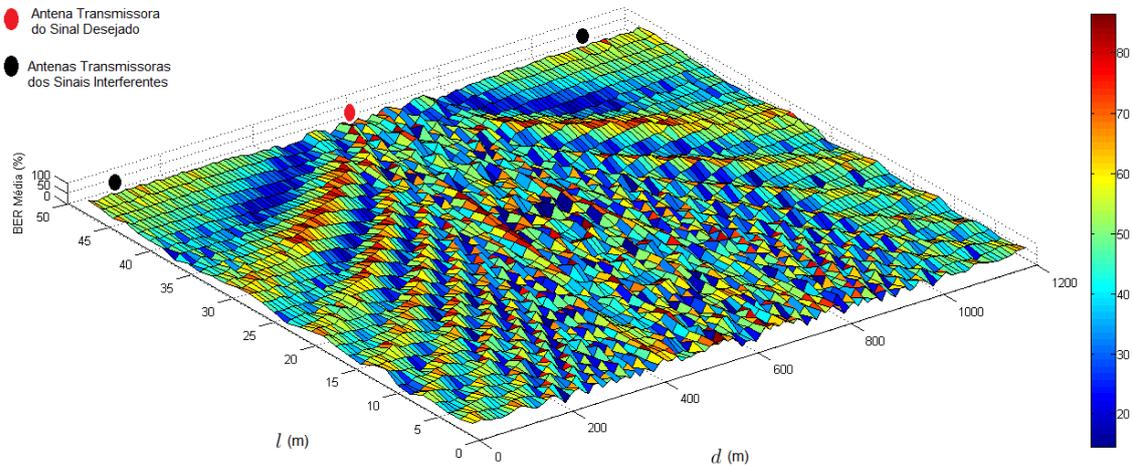


Figura 4.73: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48];  $f = 750$  MHz; EIRP (Sinal Desejado) = 43,92 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 29,94 dBW

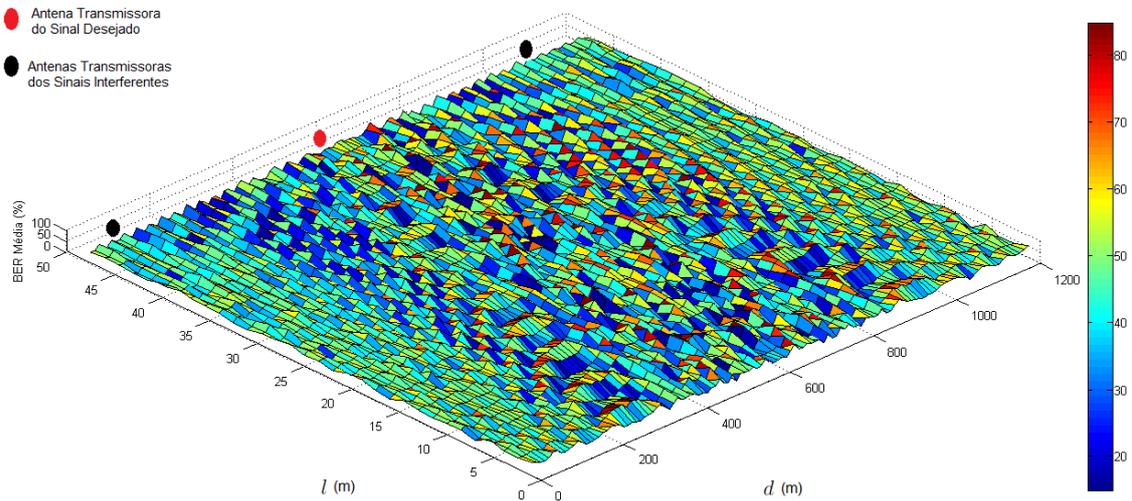


Figura 4.74: Comportamento da BER 8-QAM Média;  $h_{t1} = 7$  m;  $h_{t2} = 7$  m;  $h_{t3} = 7$  m;  $h_r = 1,8$  m;  $\sigma = 7$  S/m;  $\epsilon' = 15$ ; Intervalo percorrido pelo receptor em relação à largura da rua [1, 48];  $f = 1$  GHz; EIRP (Sinal Desejado) = 46,42 dBW; EIRP (Sinais Interferentes) = 32,44 dBW

Após apresentar alguns resultados com valores de EIRP sendo levados em consideração, é importante informar que nas simulações realizadas nas Seções 4.2 e 4.3, os valores de EIRP utilizados foram 51,52 dBW para as simulações realizadas na frequência de 900 MHz e 51,10 dBW para as simulações realizadas na frequência de 857 MHz.

Os testes realizados nos modelos de propagação juntamente com o sistema OFDM foram apenas em ambiente de simulação. Todavia, isso não se caracteriza um problema, visto que esses testes via *software* foram feitos para verificar o comportamento de um sinal associado à uma técnica de eficiência espectral, fazendo assim, uma avaliação ainda mais aprofundada de um sistema de comunicação sem o custo de *hardware* como já dito anteriormente. Futuramente, esses tipo de estudo pode ser estendido para outras localidades, alterando-se apenas a base de dados estrutural do local.

# Capítulo 5

## Considerações Finais

Através deste trabalho, foi possível aplicar a técnica de eficiência espectral OFDM, juntamente com modelos de propagação de ondas a vários cenários de um sistema de comunicação móvel, a fim de encontrar a taxa de erro de bit a partir de uma sequência de bits enviada por um canal com interferências e efeitos da propagação até chegar ao receptor. Esse trabalho pode ser caracterizado como um estudo útil para projetos práticos de sistemas de comunicação móvel, pois o sistema implementado permite variar o tipo de modulação (M-ASK, M-PSK ou M-QAM), tamanho do prefixo cíclico, tamanho da sequência a ser enviada, quantidade de subportadoras, entre outras configurações de interesse do projetista, permitindo que o sistema seja utilizado para análise de desempenho de outros cenários.

Com relação ao uso do modelo de dois raios vetorial, pode-se concluir que, no geral, a BER média quando se utiliza a modulação PSK é menor do que quando se utilizam as modulações ASK ou QAM, isso ocorre devido ao fato da modulação 4-PSK usada possuir mais espaço entre os símbolos em relação às outras duas, oferecendo uma qualidade de serviço melhor. Entretanto, a modulação 8-QAM necessita de menos energia por símbolo do que as modulações 4-PSK e 4-ASK, tendo assim, uma eficiência espectral maior, porém fica mais suscetível a erros de bit, já que o espaçamento entre os símbolos é menor. As modulações M-QAM, para  $M > 4$ , consegue representar uma maior quantidade de símbolos, carregando consigo mais informação, podendo ser uma opção interessante em aplicações práticas. Em contrapartida, as modulações M-PSK também demonstram ter resultados úteis para aplicações reais, tendo em alguns momentos um desempenho superior às modulações M-QAM, dependendo do valor de M. Enfim, as simulações desenvolvidas demonstraram a eficiência da técnica OFDM quando utilizada ao lado dos modelos de propagação, mesmo tratando-se de simulações através de um programa em MATLAB.

Já no que se refere ao modelo adaptado para a Avenida Paulista e aplicado ao sistema OFDM elaborado, foi possível perceber que nessa etapa do trabalho, a modulação digital 4-PSK também se destacou, apresentando resultados mais satisfatórios em termos de taxa média de erro de bit do que as modulações 8-QAM e 4-ASK, que

deixaram o sinal mais degradado. Porém, é válido destacar que em vários cenários a modulação 8-QAM obteve um desempenho similar à 4-PSK, dependendo da configuração utilizada para o sistema de comunicação. Certamente, esse tipo de modelo de propagação de ondas que propõe o uso da base estrutural do local oferece mais precisão nos resultados adquiridos, justamente porque leva em conta diversos aspectos como o raio direto, raio refletido no solo, reflexões e difrações nas laterais dos prédios. Todavia, para aplicações que não exijam tanto nível de detalhamento e que a precisão não seja algo tão relevante para manter a qualidade do serviço de telefonia oferecido por operadoras, é possível fazer uso do modelo de dois raios nesses casos e obter uma predição aproximada do comportamento da BER.

Sabe-se que a tecnologia OFDM, que é de bastante importância em diversas aplicações atuais, como nas tecnologias WiMax, 3G e 4G, entre outras, certamente trouxe consigo benefícios para a sociedade. Dessa forma, esta dissertação visou colaborar para a pesquisa e desenvolvimento, dando sua parcela de contribuição para o aperfeiçoamento no projeto de sistemas de comunicação móvel, acoplando o uso da OFDM aos modelos de propagação abordados nesta dissertação. Essa junção mostra a economia de tempo e custo que pode ser gerada na montagem de um sistema de comunicação móvel, se previamente forem realizadas simulações de tais sistemas via *software*. Além disso, vale destacar que o projeto foi construído como um módulo de um projeto mais amplo que já vem sendo desenvolvido, denominado “Modelos de Propagação Microcelulares em Áreas Urbanas e Rurais para Frequências nas Faixas de UHF e Microondas”. Os resultados adquiridos a partir desse projeto de mestrado pode propiciar uma possível parceria com empresas nacionais, de forma que o sistema desenvolvido possa ser extensivamente adequado e comparado com outras medições feitas em rodovias e cidades brasileiras.

As análises efetuadas realçaram a importância da eficiência de sistemas de comunicação, a fim de se obter taxas de erros dentro de limites aceitáveis. As BER médias demonstraram como o desempenho do sistema pode ser afetado especialmente pelo tipo de modulação utilizado e distância de separação entre as antenas transmissoras. Em adição a isto, a partir da arquitetura OFDM desenvolvida visualizou-se as diversas transformações sofridas pela sequência inicial de bits até o sinal OFDM com a adição das interferências, assim como o processo inverso, além de fornecer uma melhor compreensão do funcionamento de sistemas MCM.

## 5.1 Propostas de Trabalhos Futuros

Como visto, as simulações dos cenários de sistemas de comunicação móvel usando a OFDM aplicada aos modelos de propagação foram obtidas apenas em caráter de *software*. No entanto, vale ressaltar que primeiramente foi realizada uma validação dos modelos de propagação [Silva Jr. 2007, Silva Jr. e Carrijo 2012] utilizados neste trabalho e então posteriormente, foi adicionado ao sistema de comunicação

a técnica OFDM, tornando-o capaz de funcionar mesmo em condições anormais e menos suscetível a interferências provenientes de outras antenas.

Em vista disso, pode-se dar seguimento a esse trabalho realizando o projeto real com o suporte e financiamento de empresas de telecomunicações, com o propósito de comparar os resultados obtidos em simulações e obter resultados práticos. Ainda, esse trabalho pode ser utilizado na própria área acadêmica como base para a contribuição de outros projetos.

Futuramente, propõe-se aumentar a quantidade de células lineares durante a simulação do ambiente de estudo. Em implementações reais, pode-se realizar a adaptação do modelo de propagação utilizado na Avenida Paulista para outras regiões e realizar um estudo de desempenho da taxa de erro de bit e outras características de interesse relacionadas às estimativas do canal; e os resultados podem gerar outras publicações em congressos e periódicos internacionais especializados tornando-se disponíveis à comunidade.

# Referências Bibliográficas

- [Almeida et al. 2015] Almeida, K. S., Santos, R. T., Silva Jr., E., Cardoso, C. C., e Oliveira, I. M. L. (2015). Uhf signal measurements and prediction using propagation models. *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, pp. 1–6.
- [Amitay et al. 1992] Amitay, N., Greenstein, L. J., e Owens, G. J. (1992). Measurement-based estimates of bit-error-rate performance in urban los micro-cells at 900 mhz. *IEEE Vehicular Technology Society*, 41:414–423.
- [Andrews et al. 2007] Andrews, J. G., Ghosh, A., e Muhamed, R. (2007). *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Prentice Hall Communications Engineering e Emerging Technologies Series.
- [Anuradha e Kumar 2014] Anuradha e Kumar, N. (2014). Ber analysis of conventional and wavelet based ofdm in lte using different modulation techniques. *IEEE Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)*, pp. 1–4.
- [Athanasiadou et al. 2000] Athanasiadou, G. E., Nix, A. R., e McGeehan, J. P. (2000). A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrow-band and wide-band predictions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(3):322–335.
- [Batista e Rego 2013] Batista, C. G. e Rego, C. G. (2013). A high-order unconditionally stable fdtd-based propagation method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12:809–812.
- [Bertoni 2000] Bertoni, H. L. (2000). *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*. Prentice Hall PTR, New Jersey, USA.
- [Bertoni e Liang 1998] Bertoni, H. L. e Liang, G. (1998). A new approach to 3-d ray tracing for propagation prediction in cities. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46:853–863.
- [Bokiye 2009] Bokiye, A. M. (2009). Ray-based propagation modeling for ofdm-based mobile networks. Master’s thesis, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands.
- [Chiueh e Tsai 2007] Chiueh, T.-D. e Tsai, P.-Y. (2007). *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. John Wiley & Sons.

- [Cho et al. 2010] Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W. Y., e Kang, C. G. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab*. John Wiley & Sons, Asia.
- [Cooley e Tukey 1965] Cooley, J. W. e Tukey, J. W. (1965). Algorithm for the machine calculation of a complex fourier series. *Mathematics of Computation*, 19:297–301.
- [Couch 2013] Couch, L. W. (2013). *Digital and Analog Communication Systems*. Pearson, 8th edition.
- [Dissanayake e Armstrong 2013] Dissanayake, S. D. e Armstrong, J. (2013). Comparison of aco-ofdm, dco-ofdm and ado-ofdm in im/dd systems. *Journal of Lightwave Technology*, 31(7):1063–1072.
- [Doniak 2006] Doniak, M. H. (2006). Estudo da transformada de walsh-hadamard aplicada à transmissão ofdm. Master's thesis, Universidade Federal de Santana Catarina, Florianópolis.
- [El-Absi et al. 2014] El-Absi, M., Gueven, A. B., e Kaiser, T. (2014). Interference alignment for ofdm cognitive radio networks in tv white space spectrum. *IEEE 18th International OFDM Workshop*, pp. 1–7.
- [Ergen 2009] Ergen, M. (2009). *Mobile Broadband Including WiMAX and LTE*. Springer, Berkeley, CA.
- [Feick et al. 2015] Feick, R., Rodríguez, M., Ahumada, L., Valenzuela, R. A., Derpich, M., e Bahamonde, O. (2015). Achievable gains of directional antennas in outdoor-indoor propagation environments. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(3):1447–1456.
- [Hasan 2007] Hasan, M. A. (2007). Performance evaluation of wimax/ieee 802.16 ofdm physical layer. Master's thesis, Helsinki University Of Technology, Espoo.
- [Haykin 2001] Haykin, S. (2001). *Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 4th edition.
- [Haykin e Moher 2007] Haykin, S. e Moher, M. (2007). *Introduction to Analog and Digital Communications*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition.
- [Haykin e Veen 2003] Haykin, S. e Veen, B. V. (2003). *Signal and Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition.
- [Islim et al. 2015] Islim, M. S., Tsonev, D., e Haas, H. (2015). A generalized solution to the spectral efficiency loss in unipolar optical ofdm-based systems. *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 5126–5131.
- [Jakobsen et al. 2010] Jakobsen, M. L., Laugesen, K., Manchón, C. N., Kirkelund, G. E., Rom, C., e Fleury, B. (2010). Parametric modeling and pilot-aided estimation of the wireless multipath channel in ofdm systems. *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6.

- [Jarrín et al. 2014] Jarrín, J., Bernal, P., e Lara-Cueva, R. (2014). Analysis of propagation model in conformance with ieee 802.16-2009-based fixed wireless networks. *IEEE Colombian Conference on Communications and Computing (COLCOM)*, pp. 1–6.
- [Lathi 2005] Lathi, B. P. (2005). *Linear Systems and Signals*. Oxford University Press, 2nd edition.
- [Laurenson 1994] Laurenson, D. I. (1994). *Indoor Radio Channel Propagation Modelling by Ray Tracing Techniques*. PhD thesis, University of Edinburgh.
- [Lawrey 2001] Lawrey, E. P. (2001). *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*. PhD thesis, School of Engineering James Cook University.
- [Lima 2013] Lima, E. A. D. (2013). Estimativa da taxa de erro de bit em modelos de propagação microcelulares para linha de visada.
- [Machado et al. 2011] Machado, V. A., Silva, C. N., Silva, R. J. M., Castro, B. S. L., Gomes, I. R., Francês, C. R. L., Cavalcante, G. P. S., e Costa, J. C. W. A. (2011). Cross layer model to predict performance parameters on ofdm-based wireless networks. *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 578–582.
- [Martens e Gagnon 2008] Martens, W. e Gagnon, F. (2008). Multipath propagation models for mobile line of sight conditions. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4.
- [Mathworks 2015] Mathworks (2015). Matrix laboratory (matlab). *Mathworks, inc.*
- [Mazar et al. 1998] Mazar, R., Bronshtein, A., e Lu, I. T. (1998). Theoretical analysis of uhf propagation in a city street modeled as a random multislit waveguide. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46(6):864–871.
- [Mesleh et al. 2011] Mesleh, R., Elgala, H., e Haas, H. (2011). On the performance of different ofdm based optical wireless communication systems. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 3:620–628.
- [Moazzeni 2006] Moazzeni, T. (2006). A wireless propagation channel model with meteorological quantities using neural networks. *IEEE GCC Conference*, pp. 1–4.
- [Ng et al. 2004] Ng, C. K., Khatun, S., Ali, B. M., Jamua, S. S., e Ismail, M. (2004). A study of antenna array based multipath propagation phenomenon in las-cdma standard. *Proceedings RF and Microwave Conference*, pp. 23–27.
- [Ng et al. 2007] Ng, K. H., Tameh, E. K., Doufexi, A., Hunukumbure, M., e Nix, A. R. (2007). Efficient multielement ray tracing with site-specific comparisons using measured mimo channel data. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(3):1019–1032.
- [Parsons 2000] Parsons, J. D. (2000). *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley and Sons, England, 2nd edition.

- [Poikonen 2009] Poikonen, J. (2009). A finite-state simulation model for ofdm over frequency-selective fast fading channels. *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, pp. 1–6.
- [Popescu et al. 2010] Popescu, S. O., G.Budura, e Gontean, A. S. (2010). Review of psk and qam - digital modulation techniques on fpga. *International Joint Conference on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI)*, pp. 327–332.
- [Rappaport 2002] Rappaport, T. S. (2002). *Wireless Communications Principles and Practice*. Prentice Hall Communications Engineering e Emerging Technologies Series, 2nd edition.
- [Rautiainen et al. 2002] Rautiainen, T., Wölfle, G., e Hoppe, R. (2002). Verifying path loss and delay spread predictions of a 3d ray tracing propagation model in urban environment. *Vehicular Technology Conference*, 4:2470–2474.
- [Rocha 2007] Rocha, C. A. (2007). Métodos de interpolação para sistemas ofdm. Master's thesis, Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí.
- [Ruiz Filho 2013] Ruiz Filho, R. (2013). Simulação das arquiteturas ofdm força bruta e ifft/fft utilizando o matlab e análise de desempenho em canais awgn.
- [Rustako Jr. et al. 1991] Rustako Jr., A. J., Amitay, N., Owens, G. J., e Roman, R. S. (1991). Ratio propagation at microwave frequencies for line-of-sight micro-cellular mobile and personal communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40(1):203–210.
- [Sa-e et al. 2007] Sa-e, S., Chamchoy, M., e Promwong, S. (2007). Study on propagation path loss and ber performance for fixed broadband wimax. *IEEE Asia-Pacific Conference on Communications*, pp. 289–292.
- [Sarkar et al. 2003] Sarkar, T. K., Ji, Z., Kim, K., Medour, A., e Salazar-Palma, M. (2003). A survey of various propagation models for mobile communication. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 45:51–82.
- [Silva Jr. 2007] Silva Jr., E. (2007). *Uma Análise Vetorial de Propagação UHF e de Microondas em Áreas Urbanas e Rurais Usando Teoria do Traçado do Raio*. PhD thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia (FEELT/UFU), Uberlândia.
- [Silva Jr. e Carrijo 2004] Silva Jr., E. e Carrijo, G. A. (2004). A vectorial analysis of the two-ray model. *IEEE The Ninth International Conference on Communications Systems*, pp. 607–611.
- [Silva Jr. e Carrijo 2005] Silva Jr., E. e Carrijo, G. A. (2005). A vectorial analysis of uhf propagation in urban and rural environments. *ECTI Transactions on Electrical Eng., Eletronics, and Communication*, 3(2):115–124.

- [Silva Jr. e Carrijo 2006] Silva Jr., E. e Carrijo, G. A. (2006). A microcellular propagation model at uhf and microwave frequencies for lineof-sight. *10th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, pp. 1–5.
- [Silva Jr. e Carrijo 2012] Silva Jr., E. e Carrijo, G. A. (2012). Microcellular propagation at uhf and microwave frequencies for personal communications. *Applied Mathematical Modelling*, 36:1232–1254.
- [Silva Jr. et al. 2011] Silva Jr., E., Lima, E. A. D., e Carrijo, G. A. (2011). A three-dimensional microcellular line-of-sight propagation model using utd wedge diffraction. *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, pp. 573–577.
- [Stamm 2001] Stamm, C. (2001). *Algorithms and Software for Radio Signal Coverage Prediction in Terrains*. PhD thesis, Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich.
- [Wu et al. 2004] Wu, K., Schuster, J., Ohs, R., e Remcom, R. L. (2004). Application of moving window fdtd to modeling the effects of atmospheric variations and foliage on radio wave propagation over terrain. *IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, 3:1515–1521.
- [Xia et al. 1993] Xia, H. H., Bertoni, H. L., Maciel, L. R., Lindsay-Stewart, A., e Rowe, R. (1993). Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41:1439–1447.
- [Zou e Wu 1995] Zou, W. Y. e Wu, Y. (1995). Cofdm: An overview. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 41(1):1–8.