



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

**Influência do Excesso de Atraso do Canal na
Taxa de Transmissão para o Planejamento de
Sistemas Celulares**

Sérgio Ferraz Peregrino Ferreira

Campina Grande – PB
Dezembro - 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F383i

Ferreira, Sérgio Ferraz Peregrino

Influência do excesso de atraso do canal na taxa de transmissão para o planejamento de sistemas celulares / Sérgio Ferraz Peregrino Ferreira. — Campina Grande, 2010.
67 f. il.

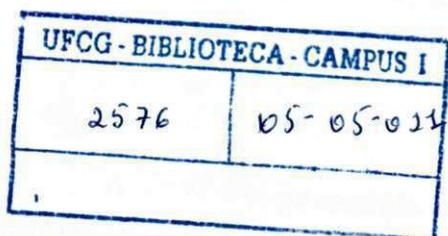
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientadores: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar; Prof. Dr. Wamberto José de Lira Queiroz.

1. Taxa de Erros de *Bits*. 2. Aglomerado de Percolação.
3. Espalhamento por Atraso. I. Título.

CDU 621.396(043)



INFLUÊNCIA DO EXCESSO DE ATRASO DO CANAL NA TAXA DE
TRANSMISSÃO PARA O PLANEJAMENTO DE SISTEMAS CELULARES

SÉRGIO FERRAZ PEREGRINO

Dissertação Aprovada em 22.12.2010

Marcelo Sampaio de Alencar

MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG
Orientador

Wamberto José Lira de Queiroz
WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG
Orientador

José Ewerton Pombo de Farias
JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFCG
Componente da Banca

Waslon Terlizzie Araujo Lopes
WASLON TERLIZZIE ARAUJO LOPES, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
DEZEMBRO - 2010

*Aos meus pais Lincoln Peregrino Ferreira (em memória) e
Eunice Ferraz Peregrino Ferreira.*

Agradecimentos

- A Deus por me proporcionar o querer, o poder e o conseguir;
- A minha espôsa e filhos e neto que compreenderam e me incentivaram a concluir esta dissertação;
- Aos meus pais Lincoln Peregrino Ferreira(em memória) e Eunice Ferraz Peregrino Ferreira pela educação e exemplos de boa conduta;
- Aos meus familiares e amigos que me incentivaram e contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho;
- A direção do IFPE e da UFCG que criaram e possibilitaram o convênio do Minter;
- Aos coordenadores do programa Minter;
- Aos colegas do Minter, IFPE e Iecom que contribuíram direta e indiretamente para a realização desse trabalho;
- Aos colegas Marcus Vinícius, Évio Rocha e Marcelo Portela pela amizade e contribuição direta para a realização desse trabalho;
- Ao professores Marcelo Sampaio de Alencar e Wamberto José Lira Queiroz pela amizade, orientação acadêmica, e pelo compartilhamento de conhecimentos valiosos e ferramentas para a execução deste trabalho;
- A direção do IECOM, que forneceu a infraestrutura necessária para a realização deste trabalho;
- Ao de colaboradores do IECOM, pelos conselhos, suporte técnico e momentos de descontração;
- Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande;
- Aos professores do Minter.

Resumo

O desvanecimento seletivo em frequência, causado pelo espalhamento por atraso, devido a propagação por múltiplos percursos, degrada a qualidade da transmissão causando interferência intersimbólica e provocando uma redução na taxa de transmissão de dados. Neste trabalho, a influência dos elementos presentes no ambiente de propagação, como prédios, árvores e veículos, é analisada modelando-se o ambiente por meio de um aglomerado de percolação em duas dimensões e a propagação das ondas eletromagnéticas entre os obstáculos pela técnica de traçado de raios. Esse conceito, utilizado, por exemplo, no estudo do fluxo de líquidos em meios porosos, também pode ser utilizado na avaliação da difusão das ondas eletromagnéticas entre obstáculos em áreas urbanas. A motivação para aplicação dessa técnica é a similaridade que as imagens de satélite dos ambientes urbanos têm com o aglomerado de percolação proposto. Como principal contribuição do trabalho, foram obtidas expressões exatas tanto para a função de autocorrelação da resposta em frequência do canal quanto para o *delay spread* para os três perfis de potência utilizados, em termos de parâmetros como a perda média de propagação, o comprimento médio da aresta da célula do aglomerado de percolação e probabilidade de percolação.

Palavras-chave: Desvanecimento seletivo em frequência, múltiplos percursos, interferência intersimbólica, taxa de erro de **bits**, aglomerado de percolação, raios estocásticos, perfil de potência e *delay spread*.

Abstract

Frequency selective fading, caused by multipath time delay spread due to multipath propagation, degrades the quality of transmission causing intersymbol interference and a reduction in the rate data transmission. In this work, the influence of elements present in the propagation environment, such as buildings, trees and vehicles, is analysed modelling the environment by means of a percolation cluster in two dimensions and the propagation of the electromagnetic waves between obstacles by the technical ray tracing. This concept, used, for example, in studying the flow of liquids through porous media, can also be used to assess diffusion of electromagnetic waves among obstacles in urban areas. The motivation for applying this technique is the similarity that the satellite images of urban environments have with the proposed percolation cluster. The main contribution of this work was to obtain closed expressions for the autocorrelation function of the channel frequency response as for delay spread for three profiles of power used, in terms of parameters as the average propagation loss, the average length of the cluster site and and percolation probability.

Keywords: *delay spread, ray tracing, percolation theory, multipath propagation, fading ,*

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Revisão bibliográfica	1
1.2	Objetivo do Estudo	3
1.3	Contribuição do Estudo	4
1.4	Organização do Trabalho	4
2	Principais Parâmetros a Serem Levados em Consideração no Planejamento Celular	5
2.1	Caracterização do Problema	5
2.2	Importância do Espalhamento por Atraso (<i>Delay Spread</i>) no Planejamento Celular	6
2.2.1	Espalhamento por Atraso (<i>Delay Spread</i>)	6
2.2.2	Espalhamento por Atraso Médio (<i>Mean Excess Delay</i>)	7
2.2.3	Espalhamento por Atraso Eficaz (<i>RMS Delay Spread</i>)	7
2.2.4	Espalhamento por Atraso em Excesso (<i>Excess Delay Spread</i>)	7
2.2.5	Seletividade em Frequência	8
2.2.6	Tempo de Coerência	8
2.2.7	Largura de Banda de Coerência (<i>Coherence Bandwidth</i>)	8
3	Caracterização do Canal de Rádio Móvel	10
3.1	Caracterização dos Canais Urbanos	11
3.2	Efeitos dos Percursos Múltiplos (Desvanecimento)	12
3.3	Desvanecimento com Distribuição Rayleigh	13
3.4	Desvanecimento com Distribuição de Rice	13
3.5	Desvanecimento com Distribuição Nakagami	15
3.5.1	Espalhamento Doppler	16
3.5.2	Desvanecimento em Larga Escala	16
3.5.3	Desvanecimento em Pequena Escala	16
3.5.4	Desvanecimento Seletivo em Frequência	17
3.5.5	Interferência Intersimbólica	17
3.6	Propagação por Multipercurso	17

3.7	Modelagem por Grade de Percolação	19
3.7.1	O Conceito de Percolação	19
3.7.2	Aglomerado de Percolação	20
3.8	Modelagem da Propagação por Traçado de Raios	22
3.8.1	Distribuição de Raios Estocásticos e Distância Média Viajada	23
3.8.2	Avaliação da Potência Média Recebida	25
4	Avaliação do Delay Spread	27
4.1	Avaliação da Largura de Faixa de Coerência	29
4.2	Cálculo do Delay Spread	30
4.3	Avaliação dos Resultados	31
4.3.1	Avaliação da autocorrelação de $H(f, t)$	31
4.3.2	Avaliação do <i>delay spread</i> RMS	36
5	Conclusão	42

Lista de Figuras

2.1	Gráfico do canal de transporte dos serviços	6
3.1	Diagrama de blocos de um sistema digital para transmissão de informação através de um canal de transmissão	10
3.2	Gráfico da distribuição de Rayleigh.	14
3.3	Gráfico da distribuição de Rice	15
3.4	Gráfico da distribuição de Nakagami	15
3.5	Exemplo de aglomerado de percolação	19
3.6	Foto aérea do bairro de Boa Viagem em Recife	20
3.7	Grade de percolação	21
3.8	Raios estocásticos na malha de percolação	22
4.1	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $a = 20m$ e diferentes valores de L , para o modelo <i>random walk</i>	32
4.2	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $L = 3dB$ e diferentes valores de a , para o modelo <i>random walk</i>	32
4.3	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $L = 3dB$, $a = 20m$ e diferentes valores de p , para o modelo <i>random walk</i>	33
4.4	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $a = 20m$ e diferentes valores de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$	33
4.5	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $L = 3dB$ e diferentes valores de a , para o modelo raio estocástico: $\beta = 1/2$	34
4.6	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $L = 3dB$, $a = 20m$ e diferentes valores de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$	34
4.7	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $a = 20m$ e diferentes valores de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$	35
4.8	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $L = 3dB$ e diferentes valores de a , para o modelo raio estocástico: $\beta = 1$	35
4.9	Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $L = 3dB$, $a = 20m$ e diferentes valores de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$	36

4.10	Traçado do <i>delay spread</i> para $p = 0.65$, diferentes valores de L e em função de a , para o modelo <i>random walk</i>	37
4.11	Traçado do <i>delay spread</i> para $a = 15m$, diferentes valores de L e em função de p , para o modelo <i>random walk</i>	37
4.12	Traçado do <i>delay spread</i> para $p = 0.65$, diferentes valores de a e em função de L , para o modelo <i>random walk</i>	38
4.13	Traçado do <i>delay spread</i> para $p = 0.65$, diferentes valores de L e em função de a , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$	38
4.14	Traçado do <i>delay spread</i> para $a = 15m$, diferentes valores de L e em função de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$	39
4.15	Traçado do <i>delay spread</i> para $p = 0.65$, diferentes valores de a e em função de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$	39
4.16	Traçado do <i>delay spread</i> para $p = 0.65$, diferentes valores de L e em função de a , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$	40
4.17	Traçado do <i>delay spread</i> para $a = 15m$, diferentes valores de L e em função de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$	40
4.18	Traçado do <i>delay spread</i> para $p = 0.65$, diferentes valores de a e em função de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$	41

Lista de Siglas

2G – Segunda geração de sistemas celulares

3G – Terceira geração de sistemas celulares

BER – *Bit error rate*

CN – *Core network*

ERB – Estação radiobase

fdp – Função densidade de probabilidade

HF – *High frequency*

MSC – *Mobile switching center*

PSTN – *Public switching telephone network*

RF – *Radio frequency*

RMS – *Root mean square*

SNR – Relação sinal/ruído

UMTS – *Universal mobile telephone service*

ISI – Interferência intersimbólica

dB – Decibel

Lista de Símbolos

- τ – Tempo de atraso da onda
- τ_{TM} – Espalhamento de atraso eficaz.
- τ_{\max} – Espalhamento por atraso em excesso.
- B_c – Banda de coerência.
- $h(t, \tau)$ – Resposta ao impulso.
- K – Fator de Rice.
- c – Velocidade da luz.
- $H(p)$ – Entropia de Shannon.
- $\delta(x)$ – Função delta de Dirac.
- σ – Desvio padrão da distribuição de Rayleigh.
- p – Probabilidade de um sitio estar ocupado
- p_c – Percolação crítica.
- d – Distância média entre os aglomerados de percolação.
- β – Nível de anomalia dos raios estocásticos.
- D_i – Distância média viajada pelo raio.
- Q_i – Distribuição de probabilidade das ondas.
- A – Número de sítios ocupados na malha de percolação.
- F – Número de sítios desocupados na malha de percolação,
- P_τ – Perfil de potência do canal.
- τ_0 – Tempo de chegada da primeira onda.
- A_n – Amplitude do impulso.
- θ_n – Fase do impulso.
- $\Delta\theta_n$ – Deslocamento de fase do impulso.
- $I_0(x)$ – Função de Bessel modificada de primeira espécie e ordem zero.
- Ω – Potência do sinal recebido na distribuição de Nakagami.
- m – Fator de modelagem da distribuição Nakagami.
- θ – Ângulo da onda, em relação à horizontal, entre o transmissor e o receptor.
- ρ_i – Medida correspondente a trajetória do raio.
- L_{ik} – Perda que a onda sofre após a i -ésima reflexão ao longo do k -ésimo percurso
- $P(r, \theta)$ – Potência recebida na posição (r, θ) .

$R_H(\Delta f)$ – Função de autocorrelação da resposta em frequência do canal.

$H(f;t)$ – Resposta em frequência do canal.

P_T – Potência do transmissor.

$K_0(x)$ – Função de Bessel de segunda espécie e ordem zero.

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Revisão bibliográfica

O conceito de telefonia celular foi uma solução que surgiu para minimizar congestionamento espectral e aumentar a capacidade em relação ao número de usuários do sistema. Dessa forma, é oferecida uma alta capacidade de uso em uma limitada alocação de espectro de frequência. O conceito celular vem da idéia de dividir grandes áreas geográficas, atendidas por um único transmissor de alta potência, em pequenas áreas (células) atendidas por transmissores de baixa potência.

O crescimento significativo do número de usuários provoca o aumento do número de canais para atender uma determinada área. Para isso, aumenta-se o número de estações radiobase com a diminuição da potência dos transmissores para evitar interferências e elevar a capacidade da rede com recursos espectrais limitados [1].

O crescimento do tráfego e da demanda por novos serviços de transmissão de dados a taxas elevadas demandaram avanços tecnológicos nas redes de comunicações móveis. Essa situação tem motivado a busca de técnicas que permitam planejar as redes para oferecer serviços aos usuários, sem alteração dos níveis de qualidade exigidos e usando uma porção limitada do espectro de frequência.

A terceira geração (3G) de redes celulares tem sido implementada para satisfazer os requisitos dessa nova demanda do mercado [2].

Uma rede celular 3G é composta, basicamente, pelas unidades móveis, estações radiobase (ERBs) e a CN (*Core Network*). As unidades móveis são equipamentos, utilizados pelos usuários, para o acesso aos serviços disponibilizados pelas operadoras de telefonia celular. As estações radiobase são unidades compostas por transmissores e receptores de rádio por meio das quais os equipamentos móveis se conectam tanto à rede móvel quanto à rede fixa de telefonia (*Public Switching Telephone Network–PSTN*) via CN. Elas também são responsáveis pelo processamento da interface aérea, como codificação do canal, adaptação da taxa de transmissão e espalhamento do sinal. As ERBs estão conectadas às centrais de comutação móvel

Mobile Switching Center (MSC) pertencentes à CN. A CN é parte da rede móvel cujos equipamentos são responsáveis pela comutação e roteamento de chamadas, bem como conexões de dados com outras redes [2].

A propagação das ondas de rádio é dependente do terreno, se é plano, montanhoso, com curvas e ângulos de subida ou descida, e, dos obstáculos, tais como, edificações, árvores, veículos e pessoas. As perdas causadas pela propagação por múltiplos percursos e pelo sombreamento afetam a área de cobertura do sinal e podem resultar em erros de decodificação [1]. Se a taxa de erros de *bits* (BER) for grande, a correção de alguns ou de todos os quadros de dados se torna impraticável, resultando em uma completa perda do conteúdo de informação transmitida nos sistemas 3G. Em um ambiente de comunicações móveis, a degradação por multipercurso é um indicador mais crítico do desempenho global do sistema do que a relação sinal/ruído (SNR), pois algumas características relevantes do ambiente de propagação podem variar com o tempo, demandando o uso de equalizadores na recepção para contornar essa degradação [3].

Os efeitos da dispersão por multipercurso e do desvanecimento no canal de propagação podem ser avaliados por meio do uso de duas soluções: uma numérica e outra analítica. A solução numérica consiste em considerar um modelo no qual a cidade seja representada por unidades retangulares ou quadradas, e então aplicar algoritmos de traçados de raios para avaliar a intensidade de campo entre o transmissor e o receptor [4]. Tais soluções são julgadas pela capacidade de gerar previsões de campo confiáveis com aceitável tempo de processamento.

A solução analítica lida com cenários de acordo com padrões de cidades. Nesse caso, são desenvolvidos modelos estocásticos para a área de interesse, caracterizados por poucos parâmetros mensuráveis, e assume-se um mecanismo de propagação simplificado que pode levar a previsões relevantes de campo. Essa solução não descreve todas as características dos terrenos, mas pode explicar o fenômeno físico observado na prática, sem necessidade de comprovação prévia.

Em muitas áreas urbanas, as ondas de rádio geralmente não têm uma linha de visada entre o transmissor e o receptor e a presença de edifícios e obstáculos altos causam fortes perdas por difração e também pelas múltiplas reflexões das ondas eletromagnéticas. As ondas incidentes são também espalhadas pelas superfícies irregulares dos obstáculos. Cada obstáculo ou espalhador pode ser associado com um percurso de propagação individual entre o transmissor e o receptor.

Os modelos de propagação têm tradicionalmente focado na previsão da potência média recebida a uma dada distância do receptor. Esses modelos são úteis para estimar a cobertura de rádio de um transmissor e são chamados de modelos de propagação em larga escala. Os modelos de propagação que caracterizam rápidas flutuações da potência do sinal recebido sobre trechos de pequenas distâncias são chamados de modelos de propagação em pequena escala ou modelos de desvanecimento [5].

No planejamento de redes 3G, podem ser avaliados diversos aspectos, como a localização das estações radiobase dentro da área de cobertura, os mecanismos de controle de potência

de transmissão das unidades móveis e estações radiobase e o convívio com redes de segunda geração e múltiplos serviços (voz, dados, vídeo etc).

Os canais com desvanecimento tem um efeito importante na taxa de erros de dados degradando o desempenho dos sistemas. Para diminuir o efeito do desvanecimento na taxa de erro de dados, podem ser usadas, individualmente ou combinadas, diversas técnicas tais como: diversidade, códigos detetores e corretores de erros, transmissão múltipla, entrelaçamento, equalização adaptativa, antenas inteligentes, receptor *rake*, *cell breathing*, mecanismos de *soft handover* (uma unidade móvel pode estar conectada a duas ou mais estações radiobase simultaneamente ou a dois setores de uma mesma estação) e cancelamento de interferência. Essas técnicas aumentam os custos e a complexidade dos sistemas e dependem da análise individual de cada empresa e de cada caso.

A idéia de representar um ambiente de propagação urbano por uma malha aleatória na qual a teoria da percolação pudesse ser aplicada para modelar o canal urbano foi explorado pela primeira vez em [6]. Os autores Massimo Franceschetti e Leonard Schuman [7] e Massimo Franceschetti [8] estenderam o trabalho de Stefano Marano e Massimo Franceschetti [6] modelando a radiação das ondas como um fluxo de fons propagando-se no ambiente e os autores Stefano Marano e Massimo Franceschetti [4] pesquisaram o problema relacionado a propagação de raios em aglomerados de percolação em áreas urbanas onde cada obstáculo torna-se uma nova fonte de ondas que são espalhadas em todas as direções. A propagação em áreas urbanas ocorre ao longo de corredores formados pelas ruas e áreas vazias não construídas e foi observado que ocorre um processo de difusão anômala. A solução proposta para modelar o perfil de potência é maximizar a entropia de Shannon em todo o processo de propagação com as restrições impostas pela geometria do aglomerado. Em [9] o aglomerado de percolação em duas dimensões é utilizado junto com a técnica de traçado de raios para modelar a trajetória de ondas de rádio em ambientes urbanos de comunicação sem fim. Foram investigados três modelos: o modelo *random walk*, o modelo genérico de raios estocásticos com anomalia moderada ($\beta = 1/2$) e o modelo de raios estocásticos com grande anomalia ($\beta = 1$). Foi demonstrado que a perda de percurso pode ser representada por uma função de três parâmetros que são: a distância média entre os obstáculos, a probabilidade de existência de obstáculos e a perda de reflexão devido aos espalhadores [10]. Todos esses parâmetros podem ser encontrados diretamente das propriedades geométricas e elétricas dos obstáculos de propagação no meio ambiente considerado.

1.2 Objetivo do Estudo

O principal objetivo desse estudo é fazer uma avaliação da influência do espalhamento por atraso na transmissão em ambientes urbanos modelados por aglomerados de percolação e com propagação por múltiplos percursos modelada por técnicas de traçado de raios. Para alcançar esse objetivo são avaliados o perfil de potência do canal, que corresponde a função

de autocorrelação de sua resposta ao impulso, a autocorrelação da transformada de Fourier da resposta ao impulso do canal, o *delay spread* e a largura de faixa de coerência.

1.3 Contribuição do Estudo

Como principais contribuições desse trabalho, destacam-se as expressões matemáticas obtidas para o *delay spread* e para a autocorrelação da transformada de Fourier da resposta ao impulso do canal em termos dos parâmetros que modelam o canal e as perdas médias por reflexão.

1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- No Capítulo 1, de introdução, é feita uma revisão bibliográfica, são definidos os objetivos do trabalho e é comentada a contribuição do estudo para a área de comunicação móvel.
- No Capítulo 2 é feita a caracterização do problema e são definidos os principais parâmetros utilizados no estudo.
- O Capítulo 3 trata da caracterização do canal urbano, modelagem de áreas urbanas por grade de percolação e a utilização de raios estocásticos para modelar as trajetórias das ondas de rádio.
- No Capítulo 4 são apresentados os cálculos do *delay spread*, do perfil de potência, da autocorrelação da resposta em frequência do canal e alguns gráficos da avaliação numérica dos resultados obtidos.
- Capítulo 5 é apresentada a conclusão e as sugestões de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Principais Parâmetros a Serem Levados em Consideração no Planejamento Celular

2.1 Caracterização do Problema

A oferta de serviços de banda larga em redes fixas é precária e restrita a algumas áreas de grandes cidades ou nichos de mercado, ficando grande parte da população não atendida. Com a entrada da tecnologia 3G de telefonia móvel, os usuários passaram a ter possibilidade de acesso a banda larga. Atualmente, o principal meio de acesso a serviços de banda larga, utilizado pelo usuários de telecomunicações, são as redes 3G [11]. Outros serviços são oferecidos e utilizados pelos usuários do sistema móvel tais como, televisão, rádio, vídeo, jogos, cartão de crédito e redes sociais.

Acostumadas ao baixo volume de dados demandado por serviços de segunda geração, as operadoras passaram a ter um tráfego intenso de serviços de banda larga e o desafio das operadoras é dar conta do crescimento da demanda por taxas elevadas de transmissão de dados.

O canal de transporte de todos esses serviços da terceira geração continuou com a mesma largura de banda que o canal dos serviços de geração 2G e tornou-se estreito para atender essa demanda.

A questão principal de um projeto para atingir altas taxas de transmissão e oferecer serviços que exigem muita largura de banda é a necessidade de uma faixa de frequência muito grande, o que é dificultado pela pouca disponibilidade de recursos espectrais.

Outro problema é que para altas taxas de transmissão, nas faixas de frequência disponíveis para uso, a interface aérea do meio de transmissão apresenta seletividade em frequência, parâmetro esse relacionado à largura de faixa de coerência do canal e ao *delay spread*.

Adicionalmente, propagação por multipercursos faz com que o sinal recebido seja uma composição de várias versões do sinal enviado, que possuem retardos entre si e espalhamento

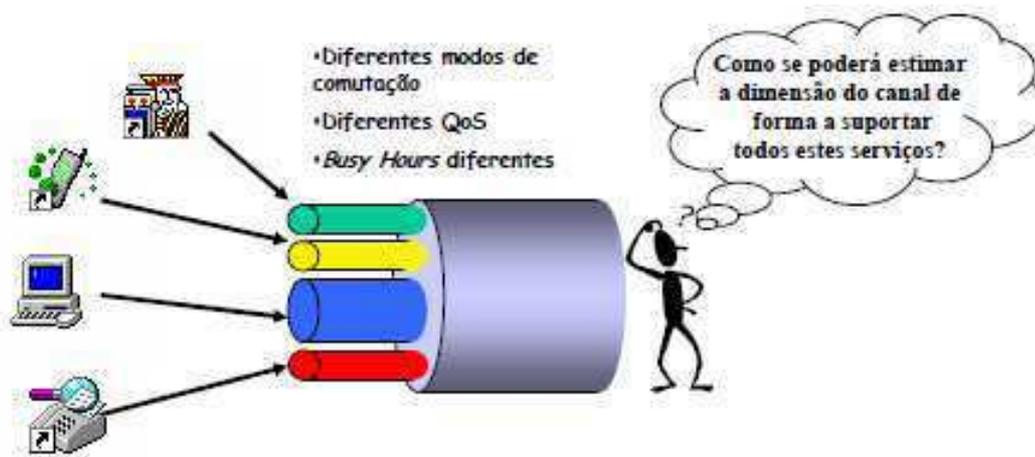


Figura 2.1 Gráfico do canal de transporte dos serviços

temporal que limita a taxa máxima de símbolos que podem ser enviados pelo canal de comunicação [12].

2.2 Importância do Espalhamento por Atraso (*Delay Spread*) no Planejamento Celular

O espalhamento por atraso (*delay spread*), provocado por propagação por múltiplos percursos, causa desvanecimento seletivo em frequência e degrada a comunicação nos canais móveis, causando interferência intersimbólica e limitação da taxa de transmissão de dados. Conhecer a seletividade em frequência e o correspondente espalhamento por atraso é útil para melhorar o desempenho dos receptores móveis por meio da adaptação do transmissor e receptor e o atendimento de altas taxas de transmissão. Em [13] foi estudada a estimativa do *delay spread* em sistemas de comunicações sem fio e foi apresentado um algoritmo para estimar a função de autocorrelação da resposta em frequência do canal. Em [14] foi obtido um modelo estatístico compacto para o ganho de percurso considerando o *delay spread* [14], [15].

2.2.1 Espalhamento por Atraso (*Delay Spread*)

Quando um sinal de radiofrequência (RF) é transmitido do transmissor para o receptor, em um ambiente livre de obstáculos e com visada direta, não há propagação em multipercursos. Quando se transmite um sinal de RF em um ambiente com obstáculos, como edificações, automóveis, árvores e terrenos montanhosos, diversos componentes de sinais chegam até a antena receptora. Cada componente de multipercurso percorre um caminho diferente entre o transmissor e o receptor e, portanto, o tempo de chegada de cada componente ao receptor é geralmente distinto. Dessa forma, o sinal resultante no receptor é composto por um conjunto de versões do sinal enviado, com diferentes retardos.

Em um canal com multipercurso, a diferença entre o tempo de propagação de um sinal que se propaga por um percurso mais longo e por um percurso mais curto, considerando os componentes de sinais espalhados com energia significativa, é chamado espalhamento por atraso (*delay spread*). A resposta ao impulso de um canal com multipercurso resulta em uma série de pulsos com diferentes atrasos de tempo e diferentes valores de energia.

Para poder comparar diferentes percursos e desenvolver diretrizes gerais de projeto para sistemas sem fios, são usados alguns parâmetros tais como espalhamento por atraso médio, espalhamento de atraso eficaz e espalhamento do atraso em excesso que são descritos a seguir.

2.2.2 Espalhamento por Atraso Médio (*Mean Excess Delay*)

Descreve o atraso médio das componentes de sinal em relação à primeira componente que chega ao receptor, sendo definido como

$$\mu_{T_m} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) d\tau}, \quad (2.1)$$

em que $P(\tau)$ representa o perfil de potência do canal em função dos atrasos τ que a onda sofre em seu processo de propagação entre antena transmissora e antena receptora [16].

2.2.3 Espalhamento por Atraso Eficaz (*RMS Delay Spread*)

Fornece o valor do perfil de atrasos em relação ao atraso médio (valores típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis exteriores (*outdoor*) e da ordem de nanosegundos em canais *indoor* [1]. Em sistemas digitais, o espalhamento por atraso eficaz provoca interferência intersimbólica (ISI), limitando a taxa máxima de símbolos que podem ser enviados pelo canal. O espalhamento por atraso eficaz é definido como [17].

$$\sigma_{T_m} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) d\tau}}. \quad (2.2)$$

2.2.4 Espalhamento por Atraso em Excesso (*Excess Delay Spread*)

É o atraso do último componente de multipercurso em relação ao primeiro componente recebido, para o qual a energia cai de um certo nível, estipulado em dB, abaixo do maior nível recebido, sendo definido como

$$\tau_{\max} = \tau_x - \tau_0, \quad (2.3)$$

em que τ_0 é o tempo de chegada do primeiro componente do sinal, τ_x é o tempo de chegada do último componente do sinal com nível de potência acima do limite estipulado e abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado).

O espalhamento por atraso em excesso (*Excess Delay Spread*) define a extensão temporal do canal de rádio. O valor de τ_x é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento da intensidade de potência, mas em todos os casos deve ser relatado como um limiar que relaciona o ruído com as componentes máximas recebidas do multipercurso [1].

2.2.5 Seletividade em Frequência

Um conceito ligado à banda de coerência é a seletividade em frequência. A seletividade em frequência é o tratamento diferenciado que o canal impõe ao sinal em faixas de frequências distintas, por não ter o comportamento plano em todas as frequências de interesse [18], [19].

Se o canal possui uma largura de banda menor que a largura de banda do sinal transmitido, ele impõe uma atenuação seletiva em frequência no sinal recebido. Sob essas condições, a resposta ao impulso do canal possui um espalhamento por atraso maior que a largura de banda da onda transmitida. Quando isso ocorre, o sinal recebido tem múltiplas versões da onda transmitida, que são atenuadas e atrasadas no tempo ocorrendo distorção no sinal recebido.

Quando a largura de faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado de faixa estreita. Nesse caso, o sinal não será afetado pela seletividade em frequência, não sendo necessário o uso de equalizadores.

Se a largura de faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado de faixa larga e o sinal será afetado pela seletividade do canal [20] limitando assim, em sistemas digitais, a taxa de dados que podem ser transmitidos.

2.2.6 Tempo de Coerência

O tempo de coerência é definido como o máximo intervalo de tempo para o qual dois componentes de sinal apresentam um determinado nível de correlação ao se propagarem pelo canal. Matematicamente pode ser definido como o valor de t a partir do qual a função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal decai de um determinado valor em relação ao seu valor máximo. Esse conceito é aplicado em técnicas de diversidade temporal, que consiste na transmissão de uma mesma informação em instantes distintos. Sinais transmitidos com uma separação temporal superior ao tempo de coerência sofrem desvanecimentos independentes. Portanto, para a aplicação eficaz da diversidade temporal, o intervalo de tempo entre duas amostras idênticas da informação transmitida deve exceder o tempo de coerência.

2.2.7 Largura de Banda de Coerência (*Coherence Bandwidth*)

A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências na qual um canal atua de forma aproximadamente uniforme sobre todas as frequências de um sinal por ele transmitido [18].

Largura de banda de coerência é a máxima separação em frequência entre dois sinais de modo que ambos sejam considerados correlacionados. Ela constitui um parâmetro importante em sistemas com diversidade em frequência. Nesse tipo de diversidade, sinais contendo a mesma informação são transmitidos por meio de portadoras com frequências distintas. A separação em frequência entre essas portadoras deve ser suficientemente grande de modo a garantir descorrelação entre os sinais. Dessa forma, a largura de banda de coerência é usada na identificação da menor separação das frequências entre os sinais.

A banda de coerência é comumente relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Se for definida como a faixa de frequências na qual o coeficiente de correlação está acima de 0,9, a banda de coerência é aproximada, para canais com desvanecimento Rayleigh, por

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_{T_m}}, \quad (2.4)$$

na qual σ_{T_m} é o espalhamento por atraso RMS. Se a banda de coerência for definida para a faixa de frequências na qual a correlação é superior a 0,5, ela é dada por

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_{T_m}}. \quad (2.5)$$

CAPÍTULO 3

Caracterização do Canal de Rádio Móvel

A modelagem do canal de comunicação tem um papel importante no projeto de sistemas de comunicações móveis [21], [22]. As limitações para esses sistemas são determinadas pelas características e restrições do canal. Cada etapa, desde a transmissão até a recepção da informação, exige um tratamento adequado [5], [23].

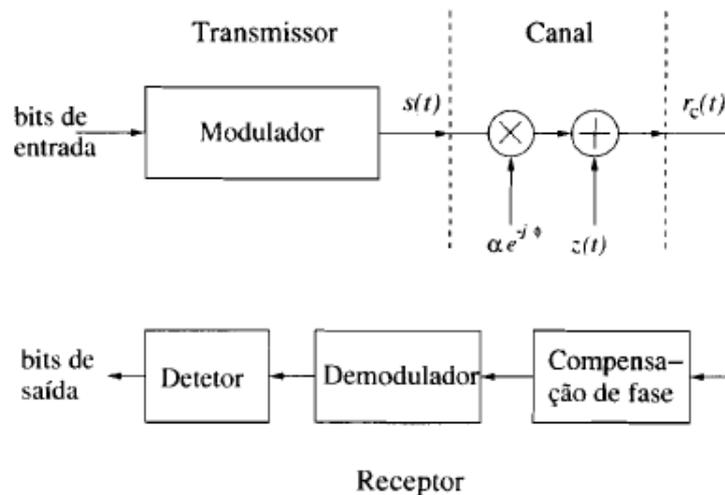


Figura 3.1 Diagrama de blocos de um sistema digital para transmissão de informação através de um canal de transmissão

O transmissor é responsável por processar o sinal da fonte de informação de forma a adequá-lo ao meio de transmissão utilizado. Para isso, leva-se em consideração as características do canal de comunicação para desenvolver as técnicas empregadas no transmissor, tais como compressão, criptografia, codificação e modulação.

No canal ocorre a maior parte das degradações sofridas por um sinal de comunicação. O comportamento e as características dependem do meio físico empregado na transmissão do sinal tais como o espaço livre, satélite e cabos.

O receptor, além de realizar funções de maneira inversa à empregada no transmissor para recuperar uma informação transmitida, também tem a função de realizar a sincronização de frequência e de tempo de símbolo, entre outras.

O sinal transmitido em um sistema de comunicações móveis sofre diversos efeitos ao atravessar o canal. Os principais estão relacionados a seguir:

Filtragem – tende a reduzir a banda disponível da portadora modulada, visto que surte efeito na sua forma de onda, ocasionando também uma distorção de fase.

Doppler – faz com que a frequência da portadora não seja idêntica na recepção, em virtude do desvio provocado pelo movimento relativo entre o transmissor e o receptor. Afeta a recepção do sinal de sincronização.

Desvanecimento – caracteriza a existência de variações aleatórias ao, longo do tempo, na intensidade do sinal recebido. As variações têm como referência o nível do sinal recebido em espaço livre. As causas do desvanecimento se encontram no meio de propagação, ou seja, tal fenômeno não estaria presente nas ligações caso não existisse entre o transmissor e o receptor um meio sujeito a mudanças nas suas características.

Percursos múltiplos – o sinal resultante recebido é a soma dos componentes de sinais que se propagam por diferentes percursos entre o transmissor e o receptor. Os trajetos dos raios que representam a propagação da onda, designados como múltiplos percursos, são originados das refrações e reflexões provocadas por obstáculos que impedem a visada entre o transmissor e o receptor. A energia transportada pela onda nos múltiplos percursos é, em geral, inferior à energia associada ao feixe direto, pois sofre uma atenuação considerável devido às obstruções e aparecem fenômenos de interferência consideráveis.

3.1 Caracterização dos Canais Urbanos

Caracterizar o canal de rádio móvel por meio de modelos de propagação, simulações e medidas, é importante para desenvolver sistemas de comunicações sem fio, com custos de implantação minimizados [1], [24]. Em sistemas móveis celulares, uma predição de cobertura eficiente otimiza o uso do espectro de frequência, sendo esse um aspecto importante para atender ao aumento expressivo da densidade de usuários e de serviços oferecidos.

Existem várias abordagens para caracterizar e modelar o canal de rádio móvel. Algumas delas são baseadas em características estatísticas da energia eletromagnética recebida [25]. Outra abordagem frequente é baseada na análise do campo eletromagnético em função da distância entre o transmissor e receptor, como os modelos de predição de perda de percurso [5], [26].

Um modelo de propagação utilizado é o *ray tracing*, que é útil para prever o tempo de atraso da onda eletromagnética e as características de desvanecimento do canal em uma área urbana [3], [27]

Devido à aleatoriedade que a localização e movimentação dos obstáculos e equipamentos de transmissão e recepção de um sistema de comunicações sem fio pode ter, o canal de propagação é sujeito a mudanças aleatórias em instantes aleatórios, o que faz com que sua resposta ao impulso tenha características de um processo estocástico.

Essa resposta é dependente de duas variáveis de tempo, uma relativa à própria movimentação do transmissor ou do receptor, e outra relativa ao instante em que cada componente de multipercorso atinge o receptor.

Pode-se, modelar o canal expressando a envoltória do sinal recebido $y(t)$ como a convolução do sinal transmitido $x(t)$ e a resposta ao impulso $h(t, \tau)$, $y(t) = x(t) * h(t, \tau)$, em que t e τ são respectivamente, os tempos de observação do canal e de atraso devido à propagação multipercursos [1].

O canal de propagação de multipercursos aleatórios e variante no tempo pode ser caracterizado pela resposta ao impulso

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N A_n \delta(t - \tau_n) \exp(-j\theta_n + \Delta\theta_n), \quad (3.1)$$

que corresponde a uma soma de todos os N impulsos atrasados com amplitudes A_n , fases θ_n e deslocamentos de fase $\Delta\theta_n$. O deslocamento de fase resulta do efeito Doppler, de reflexões da onda eletromagnética ou da posição relativa do receptor em relação ao restante do ambiente de propagação e $\delta(x)$ é a função delta de *Dirac*.

3.2 Efeitos dos Percursos Múltiplos (Desvanecimento)

O desvanecimento por multipercorso, devido às reflexões nos edifícios e obstáculos naturais, nos ambientes externos, ou nas paredes, teto, piso e mobilhas, para o caso de comunicações móveis *indoor*, provoca atenuações no espectro do sinal recebido [5]. Desvanecimento é uma distorção que ocorre no sinal transmitido, causada por variações nas condições de propagação do ambiente e dependente da relação entre parâmetros como largura de banda e período do símbolo e de parâmetros do canal como espalhamento por atraso eficaz e espalhamento Doppler, diferentes sinais transmitidos sofrem tipos de atenuação diferentes.

Os mecanismos de dispersão no tempo e dispersão em frequência em um canal de rádio móvel levam a quatro efeitos distintos possíveis, que se manifestam dependendo da natureza do sinal transmitido, do canal e da velocidade.

O espalhamento por atraso de tempo em múltiplos percursos leva à dispersão de tempo e à atenuação seletiva em frequência.

O espalhamento Doppler leva à dispersão em frequência e à atenuação seletiva do tempo. A mudança na frequência do sinal, devida ao movimento relativo entre a estação móvel e a ERB, é conhecida como efeito Doppler e é diretamente proporcional à velocidade e direção do movimento da estação móvel em relação à direção de chegada da onda recebida. Se a

estação móvel estiver se aproximando da ERB, a frequência recebida é maior, caso contrário a frequência recebida é menor.

O sinal de comunicações móveis celulares, proveniente da propagação em ambientes urbanos possui dois comportamentos distintos. As flutuações rápidas do sinal são denominadas de desvanecimento em pequena escala, associadas ao multipercurso e ao efeito Doppler. As variações mais suaves e lentas são denominadas desvanecimento em larga escala, associadas ao sombreamento por obstáculos. Além disso existe a tendência de atenuação do nível do sinal de acordo com a distância e conforme o ambiente.

O desvanecimento em pequena escala descreve as flutuações rápidas das amplitudes, fases ou atrasos de multipercursos de um sinal de rádio em um curto período de tempo ou pequena distância.

3.3 Desvanecimento com Distribuição Rayleigh

A distribuição de Rayleigh é usada para descrever o desvanecimento rápido, provocado pela chegada, na antena de recepção, de várias ondas refletidas e espalhadas nos obstáculos existentes no percurso entre o transmissor e o receptor [18], [19].

A distribuição de Rayleigh é apropriada para os casos em que o ambiente móvel tem componentes de multipercurso, de forma que não há um raio direto ou componente cuja amplitude se destaque quando comparadas à amplitude das outras. Nesse caso, a componente do desvanecimento do sinal pode ser modelada pela distribuição de Rayleigh, que se aplica, portanto, a uma variável aleatória contínua e positiva [28]. A sua função densidade de probabilidade(fdp) é dada por

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r}{\sigma} \right)^2 \right], \quad (3.2)$$

em que σ é o desvio padrão e r é a envoltória do sinal.

3.4 Desvanecimento com Distribuição de Rice

A distribuição de Rice é usada quando existe um nível de sinal forte adicionado a sinais mais fracos. A componente de amplitude dominante corresponde, por exemplo, ao trajeto em visada direta entre o transmissor e o receptor. Os demais sinais são originados em múltiplos percursos, causados por reflexões e difrações em obstáculos na região. Esse tipo de comportamento ocorre em microcélulas de telefonia móvel. O sinal recebido é a soma das ondas espalhadas com o sinal direto. A envoltória do sinal recebido é determinada conforme as características de amplitude e fase das diferentes componentes.

Nessas condições, se houver uma componente de linha de visada direta que contribui com o sinal recebido, o modelo estatístico mais adequado para as flutuações do desvaneci-

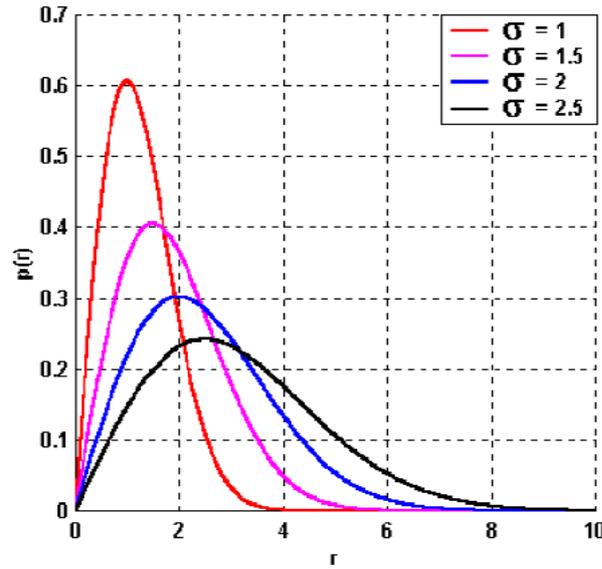


Figura 3.2 Gráfico da distribuição de Rayleigh.

mento rápido é a distribuição de Rice, definida pela função densidade de probabilidade dada por [26], [24]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \quad (3.3)$$

em que o parâmetro A indica a amplitude de pico do sinal dominante, $I_0(x)$ representa a função de Bessel modificada de primeira espécie e ordem zero e σ é referente ao desvio padrão das componentes do sinal.

O termo $\frac{A^2}{2\sigma^2}$ é uma medida da estatística de desvanecimento. À medida que o termo $\frac{A^2}{2\sigma^2}$ se torna maior, o efeito do ruído multiplicativo ou desvanecimento se torna menos importante. A função densidade de probabilidade fica mais concentrada em torno da componente principal. As perturbações remanescentes manifestam-se como flutuações de fase.

O enfraquecimento do sinal pode fazer com que a componente principal não seja percebida entre as componentes de múltiplo percurso e a distribuição torna-se a de Rayleigh.

O parâmetro K é conhecido como fator de Rice e especifica completamente a distribuição Rice sendo definido como a razão entre a potência do sinal e a variância dos componentes de múltiplos percursos [1]. Ele é dada por $K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$, ou em dB,

$$K(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3.4)$$

Quando não existe uma componente dominante, $K = 0$ e a distribuição de Rice reduz-se à distribuição de Rayleigh. Quando, pelo contrário, a maior parte da potência do sinal recebido é transportada pelo sinal dominante, a distribuição de Rice tende para uma distribuição gaussiana.

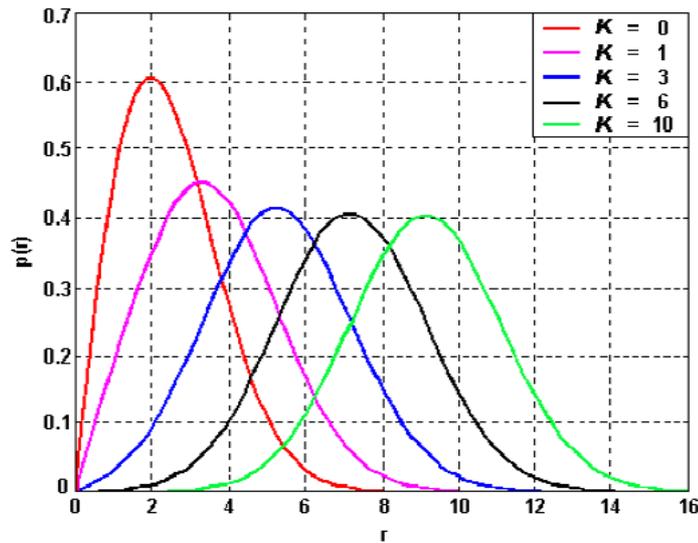


Figura 3.3 Gráfico da distribuição de Rice

3.5 Desvanecimento com Distribuição Nakagami

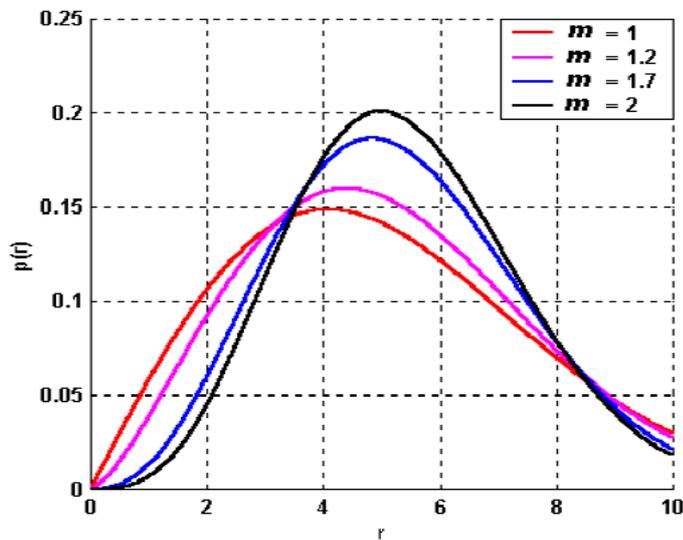


Figura 3.4 Gráfico da distribuição de Nakagami

Nakagami [29] deduziu uma expressão para a função densidade de probabilidade da amplitude de um sinal, para caracterizar o desvanecimento rápido em propagação de sinais HF (*High Frequency*). A distribuição também conhecida como Nakagami- m engloba as distribuições de Rayleigh e gaussiana unilateral e pode ser aproximada para uma distribuição Rice e lognormal. Essa distribuição pode modelar desvanecimentos sob condições mais ou menos severas que os desvanecimentos Rayleigh. Comparada à distribuição Rice, oferece uma aproximação conveniente do ponto de vista de manuseio analítico da expressão, uma vez que não

contém a função de Bessel. A função densidade de probabilidade de Nakagami é expressa por [5] e [29]

$$f(r) = \frac{2m^n r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right), \quad m \geq \frac{1}{2}, \quad \Omega > 0, \quad (3.5)$$

em que Ω é a potência do sinal do sinal recebido e $m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - E^2[R])^2]}$. O parâmetro m é conhecido como fator de modelagem da distribuição.

3.5.1 Espalhamento Doppler

É o desvio máximo de frequência sofrido pelo sinal transmitido, devido ao movimento do terminal móvel ou dos obstáculos, sobre o qual o espectro é essencialmente não nulo. Esse espalhamento aleatório limita a taxa de dados que pode ser transmitida confiavelmente por um canal seletivo em frequência. A mudança aparente na frequência, ou espalhamento Doppler é dada por

$$\Delta f = f_0 \left(\frac{v}{c}\right) \cos \theta, \quad (3.6)$$

em que c é a velocidade da luz, v é a velocidade da estação móvel, f_0 é a frequência de operação e θ é o ângulo, em relação à horizontal, entre o transmissor e o receptor.

3.5.2 Desvanecimento em Larga Escala

O desvanecimento em larga escala, também chamado de lognormal, está relacionado a características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias, comparadas com o comprimento da onda. Mesmo sem movimentação do receptor, o desvanecimento em larga escala pode ocorrer devido a alterações significativas no ambiente como, por exemplo, variações no índice de refração da atmosfera. Esse tipo de desvanecimento é também causado pelo sombreamento do receptor por obstáculos naturais (relevo e vegetação) e edificações. Quando existe obstrução à propagação, o sinal chega ao receptor basicamente por reflexão, difração e espalhamento e sua variação de amplitude pode ser modelada por uma distribuição de Rayleigh.

3.5.3 Desvanecimento em Pequena Escala

O desvanecimento em pequena escala é uma variação na amplitude do sinal decorrente da modulação aleatória do efeito Doppler e da propagação por múltiplos percursos.

Os fatores que influenciam esse tipo de desvanecimento são a velocidade do terminal móvel e dos obstáculos presentes no canal, a largura de banda do sinal transmitido e a própria propagação por múltiplos percursos. Cada um desses fatores gera um efeito de desvanecimento distinto em pequena escala. A propagação por multipercurso, por exemplo, gera a dispersão no tempo causada pelos atrasos de chegada do sinal proveniente de cada percurso. O efeito de desvanecimento em frequência pode ser tanto seletivo quanto plano. Já o movimento relativo

entre o transmissor, receptor e os obstáculos resulta em uma modulação de frequência aleatória devido ao efeito Doppler em cada um dos componentes de multipercurso.

A distribuição de probabilidades que usualmente caracteriza as variações de amplitude do sinal para o desvanecimento em pequena escala é a distribuição de Rayleigh.

3.5.4 Desvanecimento Seletivo em Frequência

Se o módulo da resposta em frequência do canal for constante e fase por linear, em uma largura de banda menor que a largura de banda do sinal transmitido, o canal impõe uma atenuação seletiva em frequência no sinal recebido. Isso faz com que o sinal recebido apresente distorção em relação ao sinal transmitido, embora sua amplitude seja conforme a esperada, considerando apenas o desvanecimento em larga escala e a perda de percurso. Sob essas condições o atraso excessivo máximo, τ_{\max} , é muito maior que o inverso da largura da banda do sinal transmitido. Isso acontece, pois, devido à sua largura de faixa elevada, o sinal transmitido pode ser considerado um pulso estreito, que no canal multipercurso é refletido em muitos obstáculos, fazendo com que surjam muitas cópias do pulso transmitido, que alcançam o receptor em tempos distintos, resultando em uma dispersão no tempo do sinal recebido.

Quando a largura de faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado de faixa estreita. Nesse caso, o sinal não é afetado por seletividade em frequência, não sendo necessário o uso de equalizador.

Se a largura de faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado de faixa larga e o sinal é afetado pela seletividade do canal [20] limitando assim, em sistemas digitais, a taxa de transmissão.

3.5.5 Interferência Intersimbólica

Essa interferência é a sobreposição temporal de símbolos vizinhos verificada na saída do canal e leva à redução da taxa de transmissão no canal e à necessidade de implementação de técnicas que minimizem seus efeitos.

O efeito global da interferência intersimbólica em um sistema digital gera consequências piores do que apenas a degradação da resposta em frequência em banda base do sistema. A superposição de símbolos introduz um erro de interpretação do símbolo recebido pelo demodulador no receptor, de modo que, sem um sistema equalizador adequado, a taxa de erros de *bits* do receptor pode atingir níveis inaceitáveis.

3.6 Propagação por Multipercurso

O modelo de canal com propagação por múltiplos percursos, com desvanecimento Rayleigh, não tem linha de visada direta entre o transmissor e o receptor devido à existência de grande quantidade de obstáculos móveis ou fixos no ambiente de propagação.

Nesse tipo de ambiente, o sinal emitido pelo transmissor se propaga em diversas direções, de acordo com o tipo de antena utilizada. As antenas omnidirecionais são mais apropriadas em ambientes urbanos porque distribuem a energia eletromagnética para todas as direções no plano horizontal, tendo em vista que a estação móvel pode estar localizada em qualquer lugar ao redor da estação radiobase. No caso de não haver linha de visada direta entre o transmissor e o receptor, o sinal chega ao receptor por reflexões em obstáculos ao redor do transmissor ou receptor.

Esse processo faz com que o sinal recebido pelo terminal móvel seja constituído por um grande número de componentes de sinais com amplitudes e fases aleatoriamente distribuídas. Esses componentes de sinais se combinam no receptor dando surgimento a um sinal cuja amplitude apresenta variações que podem ser modeladas por uma distribuição de Rayleigh e cuja fase pode ser modelada por uma distribuição uniforme no intervalo $(0, 2\pi)$.

Assim, diferentemente da propagação no espaço livre, em que os canais são estacionários e previsíveis, na propagação por múltiplos percursos os canais de rádio são aleatórios e de difícil análise pois, além de os obstáculos apresentarem disposição aleatória, outros elementos móveis, como veículos e pessoas, se movimentam em direções e velocidades aleatórias ao longo do canal, fazendo com que os parâmetros caracterizadores do sinal recebido também sejam aleatórios e variantes no tempo [30].

Em uma região distante da antena, as frentes de onda da onda omnidirecional são aproximadamente planas. Uma forma de modelar a propagação da onda é considerando apenas o vetor que fornece sua direção de propagação (vetor de Poynting). Desse modo, a propagação pode ser modelada por um processo de traçado geométrico de vetores ou raios.

Em ambientes urbanos, com elevada concentração de edifícios, o traçado desses vetores, ao se propagarem por inúmeras reflexões e refrações, descreve percursos em três dimensões. É comum, em muitas aplicações de análise de propagação, avaliar as estatísticas apenas das projeções dos vetores no plano horizontal.

Essa análise equivale a caracterizar o canal a partir de uma visão superior do ambiente de propagação. Em áreas urbanas essa visão superior fornece os contornos das edificações, dos veículos e das copas das árvores. Entre as edificações e demais objetos do canal formam-se dutos pelos quais os raios que representam as ondas eletromagnéticas podem se propagar [12]. Nesse caso, o processo aleatório de espalhamento das ondas eletromagnéticas entre os edifícios do meio urbano pode ser intuitivamente comparado ao processo de difusão, por exemplo, de um líquido entre as cavidades de um meio poroso. A análise de fenômenos como esse é conhecida na física por Teoria de Percolação.

3.7 Modelagem por Grade de Percolação

3.7.1 O Conceito de Percolação

Historicamente, o conceito de percolação vem do estudo do fenômeno de transporte de um fluido através de um meio poroso, em que a questão é encontrar a probabilidade de o centro do meio poroso de um objeto estar molhado quando ele está mergulhado na água. Ao tentar formular um modelo estocástico simples para tal situação, Broadbent e Hammersley [31], no final da década de 50, criaram a teoria da percolação, que é um ramo da teoria das probabilidades. A percolação trata da aleatoriedade do meio, ou seja, o meio determina os caminhos para o fluxo das partículas ou ondas eletromagnéticas [32].

Os modelos de percolação podem ser aplicados em diversas áreas de interesse tais como no problema de transporte de corrente elétrica por uma rede composta por um grande número de resistores, no problema de prospecção de petróleo, **nos modelos de propagação de ondas eletromagnéticas em áreas urbanas** e ambientes *indoor*, na propagação de doenças e de incêndios florestais.

O processo de percolação apresenta características físicas particulares como: não linearidade, fractalidade e fenômeno crítico (limiar). Existem alguns tipos diferentes de percolação como por aglomerados ou sítios, por ligações e percolação por sítios e ligações para os modelos discretos [33].

A semelhança entre aglomerados de percolação e o acúmulo de edifícios e terrenos vazios em áreas urbanas de uma cidade foi apontada em [34]. Mais ainda, esses aglomerados podem ser usados para descrever o canal de multipercurso, em que o meio de propagação é altamente desordenado.

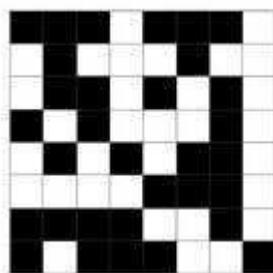


Figura 3.5 Exemplo de aglomerado de percolação

Uma vista aérea de uma região urbana se assemelha ao aglomerado de percolação da Figura 3.5, conforme observa-se na Figura 3.6. Sítios ocupados (quadriláteros em negrito) nesse aglomerado representam obstáculos e edifícios. A propagação da onda ocorre ao longo dos corredores vazios, formados pelas ruas e terrenos vazios que são representados pelos quadriláteros em branco. O processo de reflexão das ondas eletromagnéticas ao longo do ambiente urbano



Figura 3.6 Foto aérea do bairro de Boa Viagem em Recife

pode ser modelado por meio de um traçado de vetores com direções aleatórias por entre os sítios ocupados do aglomerado de percolação.

3.7.2 Aglomerado de Percolação

Um aglomerado de percolação em duas dimensões pode ser representado em um plano cartesiano de coordenadas inteiras, como ilustrado nas Figuras 3.7 e 3.8. Se cada sítio do aglomerado for representado por um quadrilátero x de lado de comprimento a , então à cada sítio podem ser atribuídos dois estados denotados, respectivamente, ocupado (cor preta) ou desocupado (cor branca). Diz-se que dois sítios são vizinhos quando possuem um lado comum na estrutura. O conjunto de quadrados ou sítios é chamado de aglomerado ou grupo.

Define-se p a probabilidade de um sítio estar ocupado e $q = (1 - p)$ a probabilidade de estar desocupado, com $0 \leq p \leq 1$. Pode-se imaginar configurações com sítios ocupados e desocupados e cada configuração ocorre então com probabilidade dada por [35]

$$P = p^A(1 - p)^F, \quad (3.7)$$

em que A é o número sítios ocupados e F é o número de sítios desocupados no aglomerado. Essa expressão só tem validade se $|A|$ e $|F|$ forem ambos finitos pois, caso contrário, a probabilidade de ocorrência de uma dada configuração será sempre nula.

Os sítios vazios representam caminhos no interior do aglomerado e o parâmetro p é a probabilidade de que exista caminhos abertos para passagem do sinal no aglomerado.

Na Figura 3.7 para $p = 0,30$ o aglomerado de caminhos abertos são poucos e isolados. À medida que p aumenta, o tamanho dos aglomerados cresce e existe um valor crítico de p , chamado p_c para o qual um aglomerado de sítios ocupados se espalha por toda a malha,

chamado de aglomerado percolante infinito. Portanto existe um valor crítico para p , tal que, para $p < p_c$ os aglomerados são finitos e para $p > p_c$ surge um aglomerado percolante infinito.

Considerando que o comprimento de cada sítio do aglomerado tem comprimento a , então $a\mathbf{Z} \times a\mathbf{Z}$ define um espaço em duas dimensões. Existe um valor crítico chamado limiar de percolação, $p_c \approx 0,59275$ [9].

Na Figura 3.7 são mostrados alguns casos de percolação com $p = 0,3$, $p = 0,5$, $p = 0,7$ e $p = 0,9$.

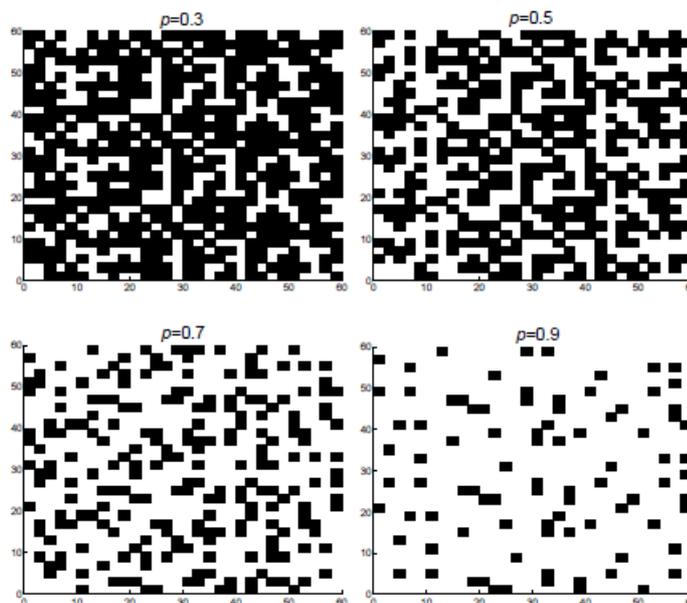


Figura 3.7 Grade de percolação

Para haver percolação da onda eletromagnética é necessário modelar a área urbana por uma grade com percolação p que permita o surgimento de vias suficientemente grandes para permitir a passagem da onda do transmissor para o receptor por meio de reflexões ou espalhamentos.

Para simular a difusão de uma onda de rádio nesse modelo, considera-se uma aglomeração regular com locais de situação quadrados que podem estar ocupados com probabilidade p e desocupado com probabilidade $q = (1 - p)$.

Os canais modelados pelos aglomerados de percolação são chamados de canais de aglomerados aleatórios. Geralmente a probabilidade p de aglomerados aleatórios em modelos urbanos reais ou regiões *indoor* deve ser maior que p_c .

A propagação das ondas de rádio nesses modelos de canais é representada por vetores com direções aleatórias que se chocam na borda externa dos sítios ocupados e são refletidos em direções aleatórias, como ilustrado na Figura 3.8. Essa idéia é muito útil para modelagem de canais sem fio, pois os componentes de multipercurso são caracterizadas estatisticamente e em cada percurso o vetor que representa a onda eletromagnética pode ser considerado como uma

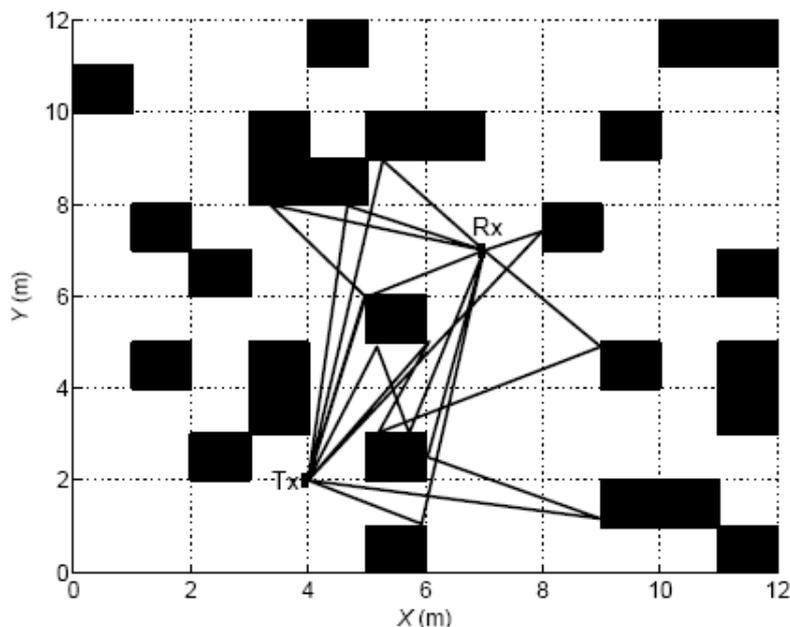


Figura 3.8 Raios estocásticos na malha de percolação

amostra de um processo estocástico. A Figura 3.8 mostra raios estocásticos propagando-se em um aglomerado aleatório. Somente as trajetórias com pontos de reflexão nas bordas dos sítios ocupados são consideradas como caminhos efetivos [36], [37].

3.8 Modelagem da Propagação por Traçado de Raios

O modelo de traçado de raios especifica o nível do sinal no receptor como o somatório de todos os raios refletidos no ambiente, levando em consideração todos os desvios dos raios durante o percurso, suas atenuações e suas mudanças de fase. Porém, seus resultados são dependentes do nível de detalhamento da base de dados. Além disso, qualquer mudança nesse ambiente, como por exemplo o movimento dos veículos, altera a análise das reflexões do ambiente [27]. Uma particularidade desse modelo é que ele não contempla os componentes de sinais que se propagam por difração.

Na técnica de traçado de raios, a propagação da onda é analisada de modo similar à propagação da luz. Como o traçado de raios provê pulsos com retardos ou informações de espalhamento, isso torna o método atrativo para modelar processos de propagação em canais móveis. Em [4] e [9] foi proposta a difusão de raios aleatórios em aglomerados de percolação para modelar a propagação em ambientes urbanos.

O método *ray tracing* de traçado de raios é baseado no princípio da ótica geométrica de que a onda luminosa propaga-se em forma retilínea em um meio isotrópico e pode ser aplicado no estudo dos problemas de propagação multipercurso de ondas eletromagnéticas em altas frequências.

Em um ambiente urbano, um transmissor envia um sinal eletromagnético que se propaga até que uma superfície interrompa sua trajetória. Em um percurso de visada direta esse raio trafega por uma linha reta. Nos percursos sem visada, os raios propagantes podem ser absorvidos, refletidos ou refratados. Uma superfície pode refleti-lo todo ou uma parte, em um ou mais sentidos. Pode também absorver parte de sua energia, tendo por resultado uma perda de energia da onda refletida. Daí por diante, os raios refletidos ou difratados podem ricochetear em outras superfícies e assim sucessivamente até chegarem ao receptor.

Nesse modelo, cada superfície iluminada é substituída por uma imagem transmissora ou uma fonte de espalhamento tal que a radiação da imagem represente (em amplitude, fase e direções de radiação) a energia refletida da fonte. De maneira similar, cada esquina é substituída por uma fonte de difração.

O algoritmo de traçado de raios simula o processo de propagação da onda no sentido inverso a como ela ocorre. Isso é feito por motivos de eficiência já que só os raios que atingem o receptor são considerados, embora essa forma de proceder dificulte a simulação de alguns mecanismos de transporte de energia [6].

3.8.1 Distribuição de Raios Estocásticos e Distância Média Viajada

Considere o transmissor localizado no ponto $(0, 0)$ e o receptor no ponto (x, y) do aglomerado de percolação. O ponto chave para o desenvolvimento dessa teoria é obter uma expressão simplificada para a probabilidade que um raio genérico, radiado a partir do ponto de coordenadas $(0, 0)$, sofra sua i -ésima colisão no site de coordenadas (x, y) . De acordo com [9], a probabilidade que um raio chegue na coordenada (x, y) após sofrer i colisões é fornecida pela distribuição de probabilidade $Q_i(x, y)$ e sua expressão matemática pode ser obtida a partir do princípio da máxima entropia de Shannon [38]. Segundo esse princípio, deve-se escolher entre todas as distribuições de probabilidade possíveis $P_i(x, y)$, aquela que maximize a entropia

$$H(P_i(x, y)) = - \iint_{x, y} P_i(x, y) \log [P_i(x, y)] dx dy, \quad (3.8)$$

em que a distribuição $P_i(x, y)$ satisfaz as condições

$$P(x, y) \geq 0, x, y \in \mathbb{R} \quad \iint_{x, y} P_i(x, y) dx dy = 1 \quad \iint_{x, y} \rho_i(x, y) P_i(x, y) dx dy = \alpha_i. \quad (3.9)$$

De acordo com esse princípio, a distribuição $Q_i(x, y)$ pode ser escrita como

$$Q_i(x, y) = k e^{\eta \rho_i(x, y)}, \quad (3.10)$$

em que k e η são constantes e $\rho_i(x, y)$ é uma métrica da distância de um sítio posicionado nas coordenadas (x, y) em relação a origem.

Em [9] são propostas duas métricas para $\rho_i(x, y)$, dadas respectivamente por

$$\begin{cases} \rho_i(x, y) = \sqrt{x^2 + y^2} \text{ para a distância euclidiana} \\ \rho_i(x, y) = \sqrt{x^2 + y^2} \text{ para a distância euclidiana ao quadrado} \end{cases} \quad (3.11)$$

Usando a métrica de distância euclidiana para $\rho_i(x, y)$, considerando $\alpha_i = D_i$ em 3.9 e convertendo a expressão resultante para o sistema de coordenadas polares, conforme detalhado em [9], pode-se escrever $Q_i(x, y)$ na forma

$$Q_i(r, \theta) = \frac{2}{\pi D_i^2} \exp\left(-\frac{2r}{D_i}\right). \quad (3.12)$$

De modo semelhante, usando a métrica de distância euclidiana ao quadrado para $\rho_i(x, y)$, considerando $\alpha_i = D_i^2$ e convertendo a expressão para o sistema de coordenadas polares, pode-se escrever $Q_i(x, y)$ na forma

$$Q_i(r, \theta) = \frac{1}{\pi D_i^2} \exp\left(-\frac{r^2}{D_i^2}\right), \quad (3.13)$$

em que D_i é a distância média percorrida por um raio aleatório após sofrer i reflexões ao longo de seu trajeto. A distância média D_i foi inferida em [4] a partir de simulações numéricas e foi verificado que ela tem a forma $D_i = \alpha i^\beta$. A distância D_i pode ser relacionada ao comprimento médio do lado de um quadrilátero do aglomerado de percolação e à probabilidade de percolação p por meio da expressão

$$D_i = \left(\frac{a}{\sqrt{1-p}}\right) i^\beta, \quad i \geq 1, \beta > 0, \quad (3.14)$$

em que β é um parâmetro referido em [4] como expoente de difusão e é usado para representar o grau de difusão anômala dos raios aleatórios ao longo do aglomerado de percolação e está relacionado com sua densidade. O termo anômalo é usado na teoria de difusão de partículas para descrever processos de difusão que apresentam uma relação não linear com o tempo. Nos processos de difusão não anômalos, a distância média ao quadrado percorrida por uma partícula é uma função linear do tempo [39], [8].

O formato da distribuição de probabilidade $Q_i(r, \theta)$ é similar à distribuição de probabilidade $Q(r, \theta, t)$ que pode ser usada para caracterizar o processo de difusão de partículas em uma caminhada aleatória bidimensional. Nesse caso, $Q(r, \theta, t)$ fornece a probabilidade que uma partícula, em uma caminhada aleatória (*random walk*) atinja, ao partir da origem do sistema de coordenadas polares, o ponto de coordenadas (r, θ) no instante t . A expressão de $Q(r, \theta, t)$ é dada por [39]

$$Q(r, \theta, t) = \frac{1}{4\pi Dt} e^{-r^2/(4Dt)}, \quad (3.15)$$

em que D é o coeficiente de difusão e t representa o tempo. Note que a Equação 3.13 pode ser obtida da Equação 3.15 fazendo-se $D_i^2 = 4Dt$. Por essa razão esse modelo de probabilidade é chamado de modelo *random walk*.

3.8.2 Avaliação da Potência Média Recebida

A potência média captada por um receptor posicionado em um ponto de coordenadas (r, θ) da grade de percolação pode ser obtido ponderando-se a potência da onda após cada percurso de i reflexões pela distribuição de probabilidades $Q_i(r, \theta)$. Se L_{ik} representar a perda, em dB, que a onda sofre após a i -ésima reflexão ao longo do k -ésimo percurso, então a potência média captada na posição (r, θ) , considerando que a potência na saída do transmissor seja igual a P_T , pode ser escrita como

$$P(r, \theta) = P_T \sum_{i=1}^{\infty} 10^{-\frac{1}{10} \sum_{k=1}^i L_{ik}} Q_i(r, \theta), \quad r > 1. \quad (3.16)$$

Os valores das perdas por reflexão L_{ik} estão geralmente relacionados a características físicas das superfícies nas quais as ondas incidem no ambiente urbano. Fatores como rugosidade, fator de potência, tipo de construção e tipo de material utilizado na construção da superfície. Devido a grande variedade de materiais e superfícies torna-se difícil, na prática, descrever com precisão essas perdas, sendo mais apropriado caracterizá-las estatisticamente e assumir que L_{ik} podem ser modeladas por realizações de uma variável aleatória. Assumindo, por questões de simplicidade matemática que a perda média por reflexões seja igual a L , $L_{ik} = L$, a equação $P(r, \theta)$ pode ser reescrita como

$$P(r, \theta) = P_T \sum_{i=1}^{\infty} 10^{-\frac{1}{10} iL} Q_i(r, \theta) = P_T \sum_{i=1}^{\infty} e^{-\frac{1}{10} iL \ln(10)} Q_i(r, \theta) = P_T \sum_{i=1}^{\infty} e^{-\xi i} Q_i(r), \quad (3.17)$$

em que $\xi = L \ln(10)/10$ e $\ln(x)$ representa a função logaritmo natural de x .

Para avaliar os perfis de potência $P(r)$, necessários ao cálculo do *delay spread*, é necessário converter as expressões $Q_i(r)$ para uma forma matemática na qual a variável i possa assumir valores em \mathbb{R} . Substituindo $Dt = \frac{1}{4} \left(\frac{a}{\sqrt{1-p}} \right)^2 i$ na Equação 3.15, trocando i por x e assumindo que x toma valores em $[1, \infty)$, a potência recebida na Equação 3.17 pode ser escrita em termos de uma integral como

$$P(r) = \frac{1-p}{\pi a^2} \int_1^{\infty} x^{-1} \exp \left[-\xi x - \frac{(1-p)r^2}{a^2 x} \right] dx. \quad (3.18)$$

Por essa integral ter sido obtida a partir da distribuição de probabilidades $Q(r, \theta, t)$ do modelo random walk, ela é chamada de perfil de potência do modelo random walk.

De modo semelhante, fazendo $\beta = 1/2$ e $\beta = 1$ na Equação 3.14, pode-se obter os perfis de potência referidos como perfil de potência do modelo de raios aleatórios com $\beta = 1/2$ e perfil de potência do modelo de raios aleatórios com $\beta = 1$, dados, respectivamente por

$$P(r) = \frac{4(1-p)}{\pi a^2} \int_{a/\sqrt{1-p}}^{\infty} \frac{1}{x} \exp \left[-\frac{(1-p)\xi}{a^2} x^2 - \frac{2r}{x} \right] dx \quad (3.19)$$

e

$$P(r) = \frac{2\sqrt{1-p}}{\pi a} \int_{a/\sqrt{1-p}}^{\infty} \frac{1}{x^2} \exp \left[-\frac{\xi \sqrt{1-p} x}{a} - \frac{2r}{x} \right] dx. \quad (3.20)$$

Esses perfis de potência podem ser escritos em termos de τ substituindo r por $c\frac{r}{c}$ e fazendo $\tau = \frac{r}{c}$. As equações obtidas a partir dessa alteração serão utilizadas no Capítulo 4 para o cálculo do *delay spread* e da autocorrelação da resposta em frequência do canal, em termos dos parâmetros do aglomerado de percolação.

CAPÍTULO 4

Avaliação do Delay Spread

O ponto de partida para caracterizar canais banda larga é por meio do equivalente passa-baixa da resposta ao impulso do canal $h(\tau, t)$. Em geral a resposta ao impulso $h(\tau, t)$ é representada por um processo aleatório porque ela depende de parâmetros aleatórios como variações de amplitude, fase e atrasos de uma quantidade aleatória de componentes de sinais que se propagam por múltiplos percursos.

Devido a essa aleatoriedade, deve-se caracterizar o canal estatisticamente ou por meio de medições. À medida que a quantidade de componentes de múltiplos percursos aumenta, pode-se aplicar o teorema central do limite e caracterizar o processo aleatório $h(\tau, t)$ por um processo gaussiano. A caracterização estatística de $h(\tau, t)$ é determinada por meio de sua função de autocorrelação definida como [16]

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t, t + \Delta) = E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta)]. \quad (4.1)$$

Ao se trabalhar com a função de autocorrelação apresentada na Equação 4.1 é comum, por questões de tratabilidade matemática, considerar que o processo aleatório que representa o canal é estacionário em sentido amplo, o que significa que sua média é constante e que o momento conjunto na Equação 4.1, calculado a partir da observação do processo nos instantes distintos t e $t + \Delta t$, depende apenas da diferença de tempo Δt . Adicionalmente, a resposta do canal associada a um sinal que sofreu um atraso τ_1 é considerada descorrelacionada da resposta do canal associada a um sinal que sofreu um atraso τ_2 , desde que esses diferentes atrasos, τ_1 e τ_2 , sejam causados por diferentes percursos. Essa característica adicional do processo aleatório $h(\tau, t)$ o torna estacionário em sentido amplo com espalhamento descorrelacionado (WSSUS). Incorporando essas duas considerações, pode-se reescrever a Equação 4.1 como

$$E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] = R_c(\tau; \Delta t). \quad (4.2)$$

Uma informação importante que pode ser obtida da função $R_h(\tau; \Delta t)$ é a largura de faixa de coerência do canal. Para obtê-la, tome a transformada de Fourier da resposta ao impulso $h(\tau; t)$, denotada por $H(f; t)$, e dada por

$$H(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau; t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (4.3)$$

Note que a autocorrelação do processo WSS $H(f; t)$ pode ser representada por

$$R_H(f_1, f_2; \Delta t) = E[H^*(f_1; t)H(f_2; t + \Delta t)], \quad (4.4)$$

que pode ser simplificada para a forma

$$R_H(f_1, f_2; \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi(f_2 - f_1)\tau} d\tau = R_H(\Delta f; \Delta t). \quad (4.5)$$

pelo fato de $H(f; t)$ também ser um processo WSSUS. A função $R_H(\Delta f; \Delta t)$ pode ser verificada na prática transmitindo-se, por meio de um canal, duas senoides separadas em frequência por Δf e calculando a correlação cruzada delas no receptor no intervalo de tempo Δt . Se Δt for estabelecido igual a zero, $R_H(\Delta f; \Delta t)$ pode ser escrita como

$$R_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau) e^{-j2\pi \Delta f \tau} d\tau. \quad (4.6)$$

Como $R_H(\Delta f) = E[H^*(f; t)H(f + \Delta f; t)]$ é uma função de autocorrelação, a resposta do canal será aproximadamente independente na separação em frequência Δf na qual $R_H(\Delta f) \approx 0$. A frequência B_c para a qual $R_H(\Delta f) \approx 0$ para toda $\Delta f > B_c$ é chamada de largura de faixa de coerência do canal. De modo similar, se $R_h(\tau) \approx 0$ para todo $\tau > T$, então $R_H(\Delta f) \approx 0$ para $\Delta f > 1/T$. O valor de T é geralmente estabelecido como o valor rms do delay spread do perfil de potência $R_h(\tau)$, denotado σ_{T_m} . Em [40] é mostrado que o valor $B_c \approx \frac{0.02}{\sigma_{T_m}}$ aproxima a largura de faixa a partir da qual $R_H(\Delta f)$ decai, em relação ao seu valor máximo, de 90%, enquanto que $B_c \approx \frac{0.2}{\sigma_{T_m}}$ aproxima a largura de faixa a partir da qual $R_H(\Delta f)$ decai, em relação ao seu valor máximo, de 50%.

Nos estudos da propagação em ambientes urbanos modelados por grades de percolação, apresentados em [4] e [9], foram obtidos três tipos de perfil de potência escritos em termos de parâmetros como a perda média por reflexões que a onda propagante sofre ao se chocar nos prédios e demais difusores do ambiente urbano, do comprimento médio dos quarteirões (representado na grade de percolação pelo comprimento médio de cada aresta a) e da probabilidade p de que uma unidade da grade de percolação de área a^2 está fechada. Esses perfis de potência foram apresentados em [4] e [9] em função da distância r entre transmissor e receptor, mas podem ser reescritos em termos de um atraso de tempo τ como mostrado na seção seguinte.

4.1 Avaliação da Largura de Faixa de Coerência

Ao modelar o ambiente de difusão da onda eletromagnética por uma grade de percolação, a potência média captada por um receptor posicionado na localidade (r, θ) dessa grade pode ser escrita como

$$P(r, \theta) = P_T \sum_{i=1}^{\infty} 10^{-\frac{1}{10} \sum_{k=1}^i L_{ik}} Q_i(r, \theta), \quad (4.7)$$

em que P_T é a potência do transmissor, estabelecida igual a 1 watt, L_{ik} é a perda em decibéis devido às reflexões da onda propagante ao longo de seus múltiplos percursos ao longo da grade de percolação, i representa o número de múltiplos percursos e $Q_i(r, \theta)$ é a probabilidade que um raio aleatório chegue na localidade (r, θ) após percorrer o i -ésimo percurso entre antena transmissora e antena receptora. Dependendo da expressão utilizada para $Q_i(r, \theta)$, o perfil de potência apresentado na Equação 4.7 pode ser aproximado por uma integral diferente. As três aproximações utilizadas nesse trabalho são referidas respectivamente como modelo random walk, modelo de raio estocástico com $\beta = 1/2$ e modelo de raio estocástico com $\beta = 1$.

No modelo random walk, o perfil de potência em função da distância r pode ser escrito como

$$P(r) \approx \frac{2(1-p)}{\pi a^2} K_0 \left[2r \frac{\sqrt{\xi(1-p)}}{a} \right] \quad (4.8)$$

e em termos do atraso de propagação τ , na forma

$$P(\tau) \approx \frac{2(1-p)}{\pi a^2} K_0 \left[\frac{2c}{a} \sqrt{\xi(1-p)} \tau \right], \quad (4.9)$$

em que $K_0(x)$ representa a função de Bessel de segunda espécie e ordem zero. A partir da Equação 4.9, a função de autocorrelação $R_H(\Delta f)$ pode ser calculada como

$$R_H(\Delta f) = \int_0^{\infty} P(\tau) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau. \quad (4.10)$$

Utilizando a Equação 4.9, $R_H(\Delta f)$ pode ser escrita como

$$R_H(\Delta f) = \frac{\sqrt{2(1-p)}}{2\sqrt{\pi\xi}ac} \int_0^{\infty} x^{-1/2} \exp(-x) \exp\left(-j\frac{\pi\Delta f}{c} \frac{a}{\sqrt{\xi(1-p)}x}\right) dx, \quad (4.11)$$

em que c representa a velocidade da luz.

No modelo de raio estocástico com $\beta = 1/2$, o perfil de potência em função de r é dado por

$$P(r) \approx \frac{4(1-p)}{a^2\pi} \int_{\frac{a}{\sqrt{1-p}}}^{\infty} \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{(1-p)\xi}{a^2} x^2 - 2\frac{r}{x}\right] dx \quad (4.12)$$

e em função de τ pode ser escrito como

$$P(\tau) \approx \frac{4(1-p)}{a^2\pi} \int_{\frac{a}{\sqrt{1-p}}}^{\infty} \frac{1}{x} \exp \left[-\frac{(1-p)\xi}{a^2} x^2 - \frac{2c}{x} \tau \right] dx. \quad (4.13)$$

Desse modo, a função de autocorrelação $R_H(\Delta f)$ para o modelo de raio estocástico com $\beta = 1/2$ pode se escrita como

$$R_H(\Delta f) = \frac{2\sqrt{1-p}}{\pi a c \sqrt{\xi i}} \int_{\sqrt{\xi}}^{\infty} \frac{\exp(-x^2)}{1 + j \frac{\pi \Delta f}{c} \frac{a}{\sqrt{\xi(1-p)}} x} dx. \quad (4.14)$$

No modelo de raio estocástico com $\beta = 1$, o perfil de potência em função de r é dado por

$$P(r) \approx \frac{2\sqrt{1-p}}{\pi a} \int_{\frac{a}{\sqrt{1-p}}}^{\infty} x^{-2} \exp \left[-\frac{\sqrt{(1-p)}\xi}{a} x - \frac{2r}{x} \right] dx \quad (4.15)$$

e em função de τ pode ser escrito como

$$P(\tau) \approx \frac{2\sqrt{1-p}}{\pi a} \int_{\frac{a}{\sqrt{1-p}}}^{\infty} x^{-2} \exp \left[-\frac{\sqrt{(1-p)}\xi}{a} x - \frac{c\tau}{x} \right] dx \quad (4.16)$$

Desse modo, a função de autocorrelação $R_H(\Delta f)$ para o modelo de raio estocástico com $\beta = 1/2$ pode se escrita como

$$R_H(\Delta f) = \frac{\sqrt{1-p}}{\pi a c} \int_{\xi}^{\infty} x^{-1} \frac{\exp(-x)}{1 + j \frac{\pi \Delta f}{c} \frac{a}{\xi \sqrt{(1-p)}} x} dx. \quad (4.17)$$

4.2 Cálculo do Delay Spread

A avaliação do delay spread para os três modelos de perfil de potência utilizados pode ser feita a partir do valor rms do delay spread, σ_{T_m} , em termos da função de autocorrelação $R_h(\tau) = P(\tau)$.

O valor rms do delay spread é dado por

$$\sigma_{T_m} = \left[\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 R_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} R_h(\tau) d\tau} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (4.18)$$

em que

$$\mu_{T_m} = \frac{\int_0^{\infty} \tau R_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} R_h(\tau) d\tau}. \quad (4.19)$$

Para o modelo random walk, a expressão de σ_{T_m} , pode ser escrita apenas em termos dos parâmetros a , ξ e p do modelo do ambiente de propagação,

$$\sigma_{T_m} = \frac{a}{c} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi^2}\right) \frac{1}{2\xi(1-p)}}. \quad (4.20)$$

Para o modelo de raio estocástico com $\beta = 1/2$ a expressão de σ_{T_m} pode ser escrita, após o cálculo das integrais necessárias na Equação 4.18, como

$$\sigma_{T_m} = \frac{a}{c} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}\xi(1-p)} \left(2\sqrt{\pi} + \sqrt{\xi} \frac{\exp(-\xi)}{Q(\sqrt{\xi})} - \frac{1}{8\sqrt{\pi}} \frac{\exp(-\xi)}{Q^2(\sqrt{2\xi})} \right) \right]^{1/2}, \quad (4.21)$$

em que a função $Q(x)$ pode ser escrita em termos da função erro $\text{erf}(x)$ na forma

$$Q(x) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right). \quad (4.22)$$

Para o modelo de raio estocástico com $\beta = 1$ a expressão de σ_{T_m} pode ser escrita, após a devida simplificação, como

$$\sigma_{T_m} = \frac{a}{c} \left[\frac{\exp(-\xi)}{2\xi^2(1-p)\Gamma(0,\xi)} \left(1 + \xi - \frac{\exp(-\xi)}{\Gamma(0,\xi)} \right) \right]^{1/2}, \quad (4.23)$$

em que $\Gamma(a,x)$ é a função gama incompleta dada por

$$\Gamma(a,x) = \int_x^\infty t^{a-1} e^{-t} dt. \quad (4.24)$$

4.3 Avaliação dos Resultados

Todos os resultados apresentados a seguir foram obtidos considerando p a probabilidade de um sitio está fechado (quadrilátero preto) e $1 - p$ a probabilidade do sitio está vazio (quadrilátero branco).

4.3.1 Avaliação da autocorrelação de $H(f,t)$

O primeiro grupo de gráficos, formado pelas Figuras 4.1, 4.2 e 4.3 mostra o comportamento da autocorrelação da resposta em frequência do canal em função da frequência. Na Figura 4.1 essa autocorrelação varia em função de Δf para diferentes valores de perda média de propagação L . Na Figura 4.2 a autocorrelação varia em função de Δf para diferentes valores de a e na Figura 4.3 a autocorrelação varia para diferentes valores de p . Percebe-se pelas curvas que a largura de faixa de coerência diminui com o aumento das perdas L , e com o aumento de p . Esse comportamento em função de p é justificado porque o aglomerado de percolação se

tornar mais vazio com o aumento de p , fornece mais dultos para a difusão das componentes de ondas e leva a mais perdas por reflexão.

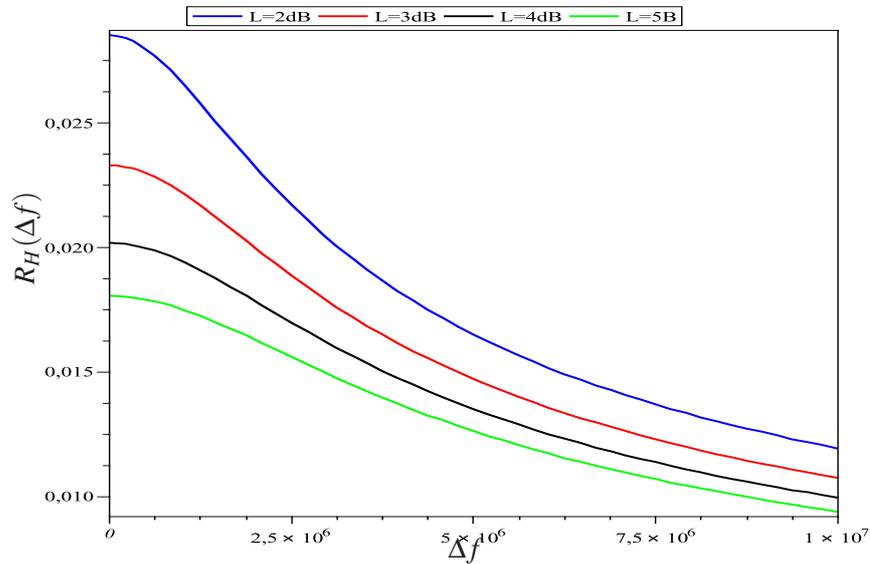


Figura 4.1 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $a = 20m$ e diferentes valores de L , para o modelo *random walk*

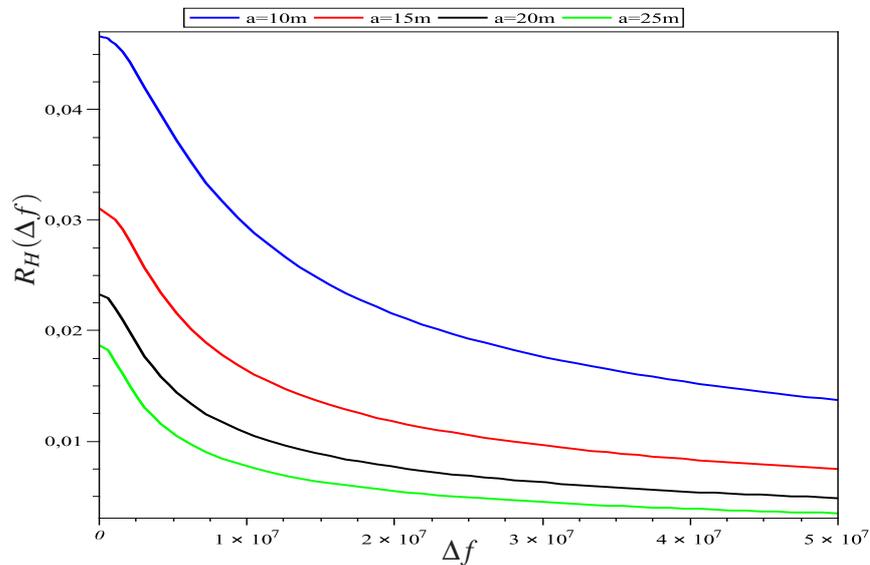


Figura 4.2 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $L = 3dB$ e diferentes valores de a , para o modelo *random walk*

No segundo grupo de gráficos, apresentado na Figuras 4.4 a 4.9, a função de autocorrelação da resposta em frequência, que corresponde à transformada de Fourier do perfil de potência $P(\tau)$, é traçado para o modelo de raios estocásticos para $\beta = 1/2$ e $\beta = 1$. Esse parâmetro determina o grau de difusão anômala e o grau de não linearidade da distância média D_i em relação à variável i . Nota-se pelos gráficos que a lagura de faixa de coerência apresenta comportamento semelhante, em relação aos parâmetros do canal, ao apresentado pelo modelo

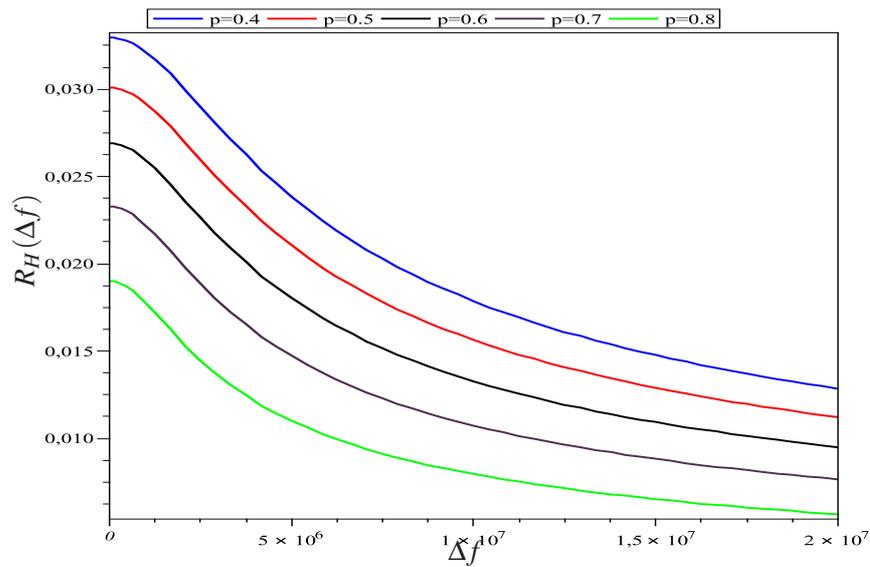


Figura 4.3 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $L = 3dB$, $a = 20m$ e diferentes valores de p , para o modelo *random walk*

random walk. Note pela Figura 4.5 que a largura de faixa de coerência diminui com o aumento do comprimento a . O aumento de a em um aglomerado de percolação, como o utilizado nesse estudo, pode ser interpretado como um aumento no comprimento dos quarteirões das áreas urbanas, significando a formação de dutos mais compridos para a difusão das ondas e consequentemente para a perda de muitos raios.

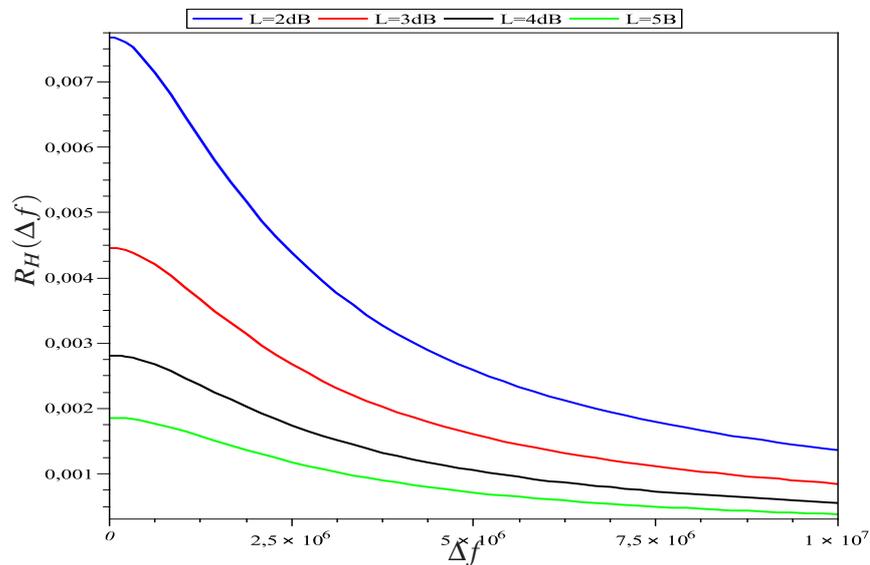


Figura 4.4 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0,7$, $a = 20m$ e diferentes valores de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$

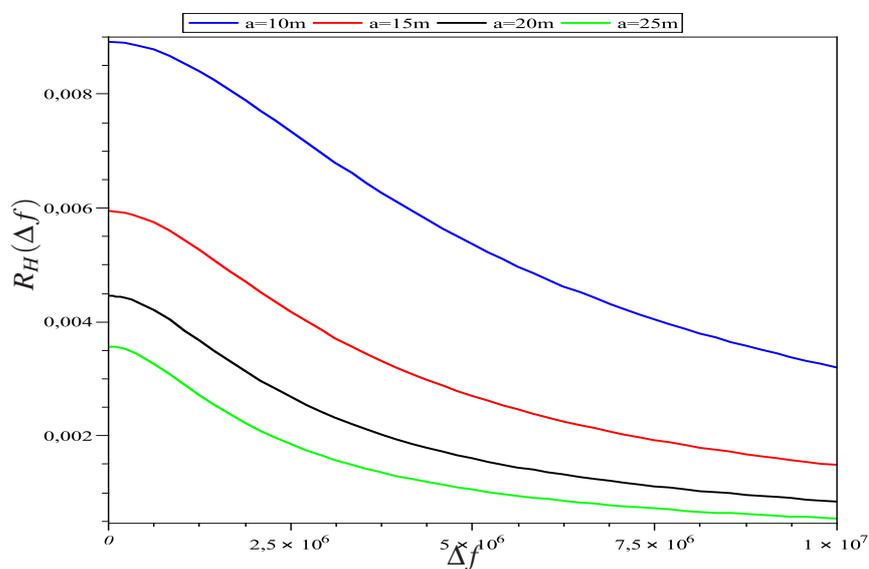


Figura 4.5 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $L = 3dB$ e diferentes valores de a , para o modelo raio estocástico: $\beta = 1/2$

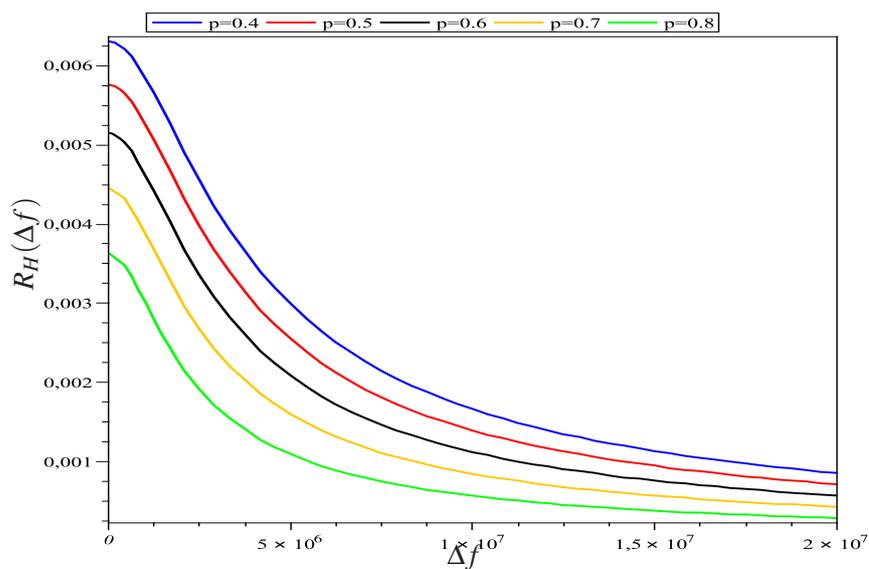


Figura 4.6 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $L = 3dB$, $a = 20m$ e diferentes valores de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$

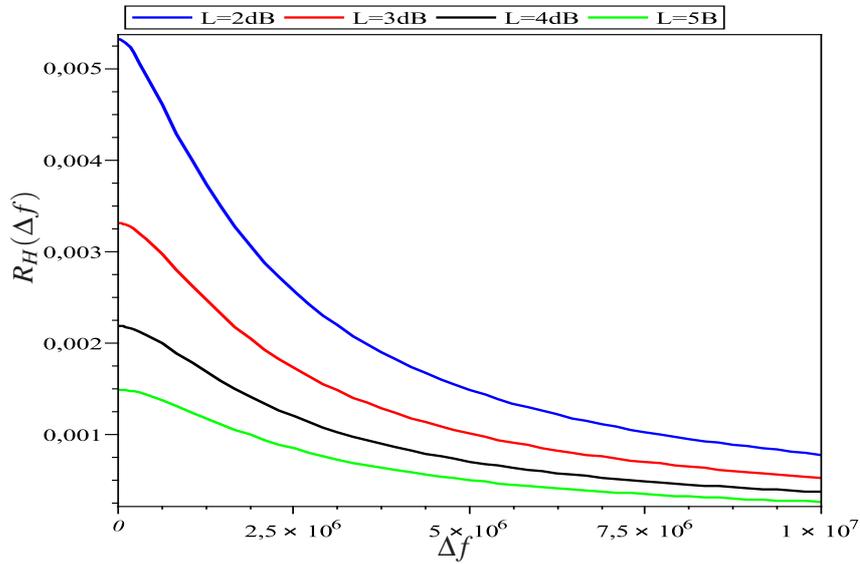


Figura 4.7 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $a = 20m$ e diferentes valores de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$

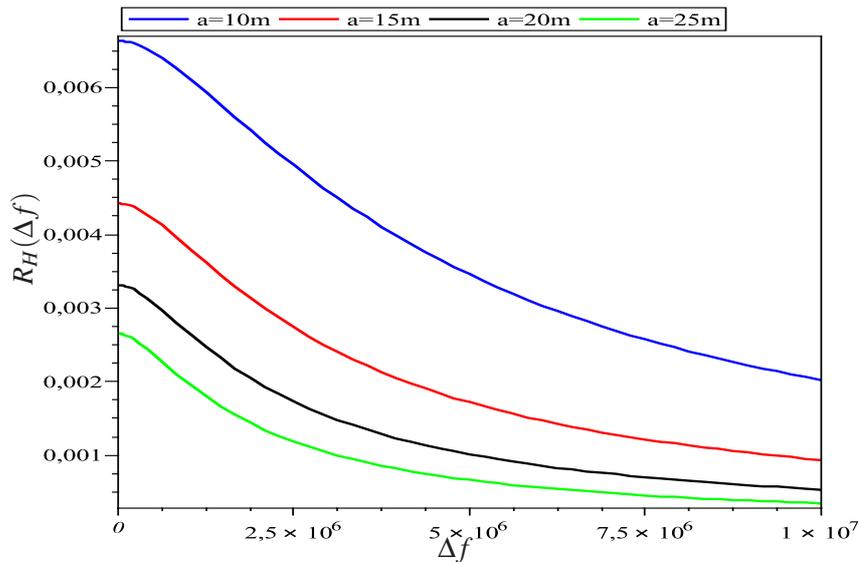


Figura 4.8 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $p = 0.7$, $L = 3dB$ e diferentes valores de a , para o modelo raio estocástico: $\beta = 1$

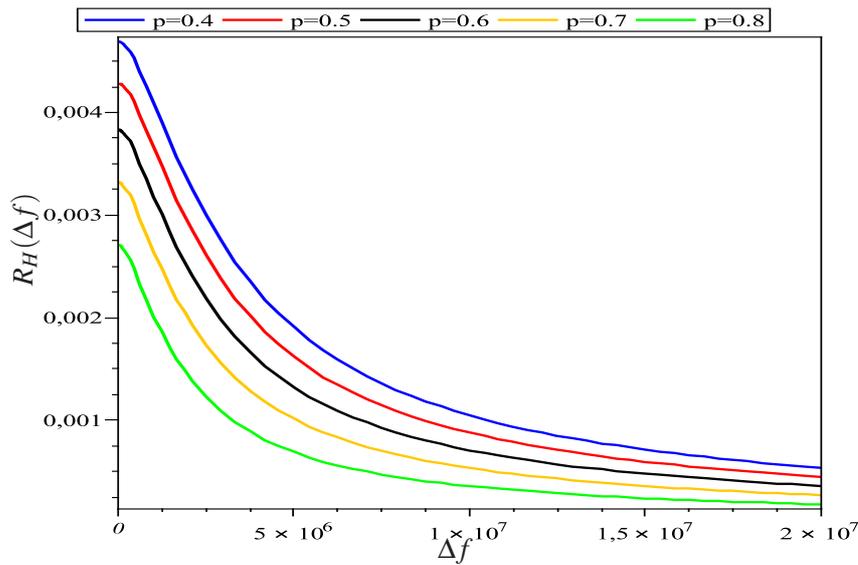


Figura 4.9 Autocorrelação da resposta em frequência $R_H(\Delta f)$ para $L = 3dB$, $a = 20m$ e diferentes valores de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$

4.3.2 Avaliação do *delay spread* RMS

No terceiro grupo de gráficos ilustrados nas Figuras 4.10 a 4.18 é mostrado o comportamento do *delay spread* σ_{T_m} em função de diferentes parâmetros do aglomerado de percolação e para os três modelos de perfil de potência discutidos no trabalho. Note que para os três modelos o *delay spread* tem uma relação linear com a distância e inversamente proporcional à raiz quadrada de $1 - p$. Para os gráficos de *delay spread* traçados em função de p , o aumento de p torna o aglomerado mais vazio, mais propício à difusão e conseqüentemente às perdas por reflexões. A diminuição do *delay spread* com o aumento das perdas ocorre porque à medida que L aumenta um número maior de raios aleatórios deixa de contribuir para a potência do sinal que chega ao ponto de destino no aglomerado.

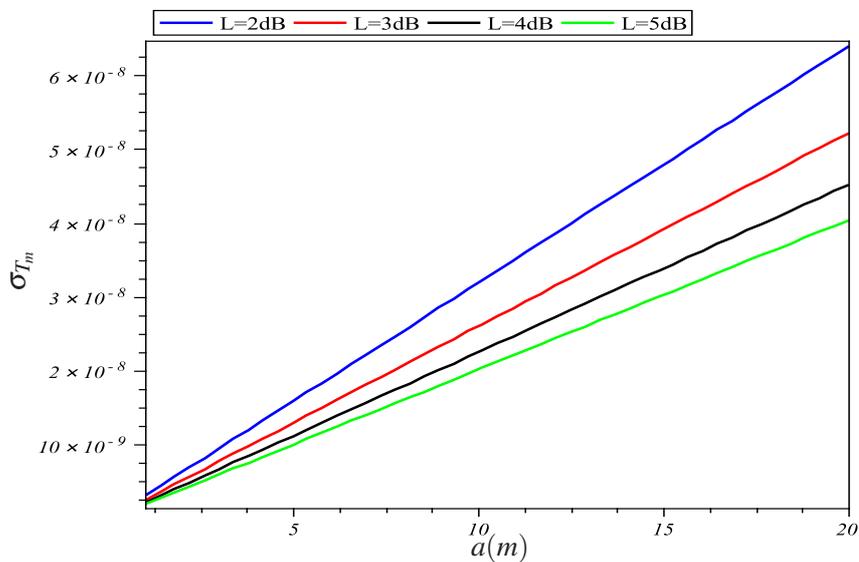


Figura 4.10 Traçado do *delay spread* para $p = 0.65$, diferentes valores de L e em função de a , para o modelo *random walk*

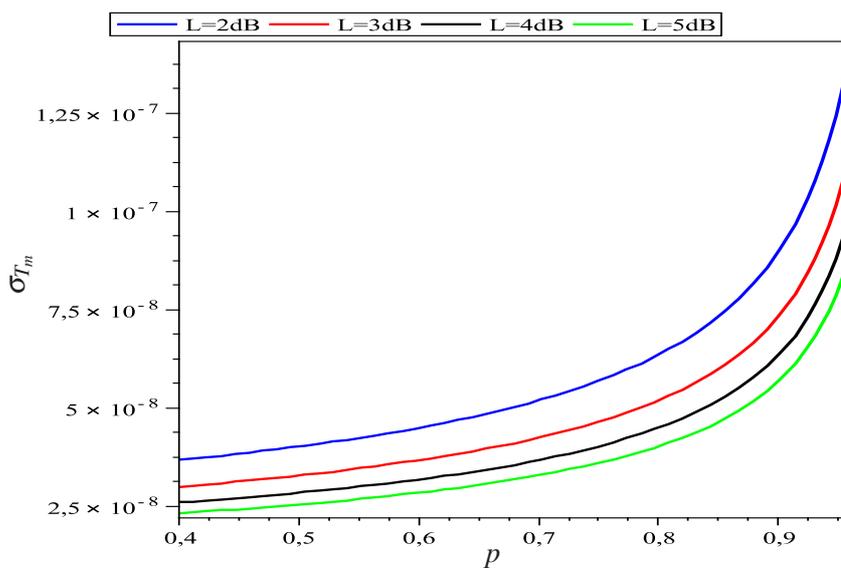


Figura 4.11 Traçado do *delay spread* para $a = 15m$, diferentes valores de L e em função de p , para o modelo *random walk*

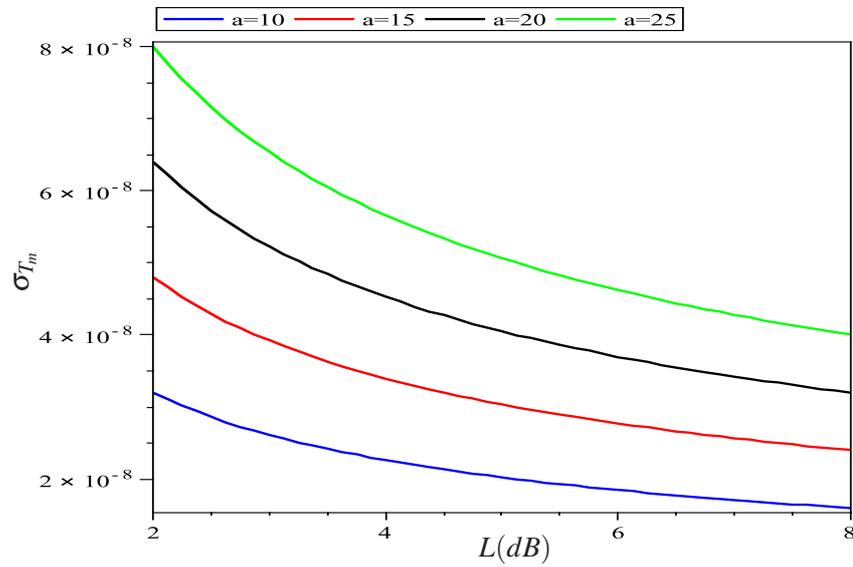


Figura 4.12 Traçado do *delay spread* para $p = 0.65$, diferentes valores de a e em função de L , para o modelo *random walk*

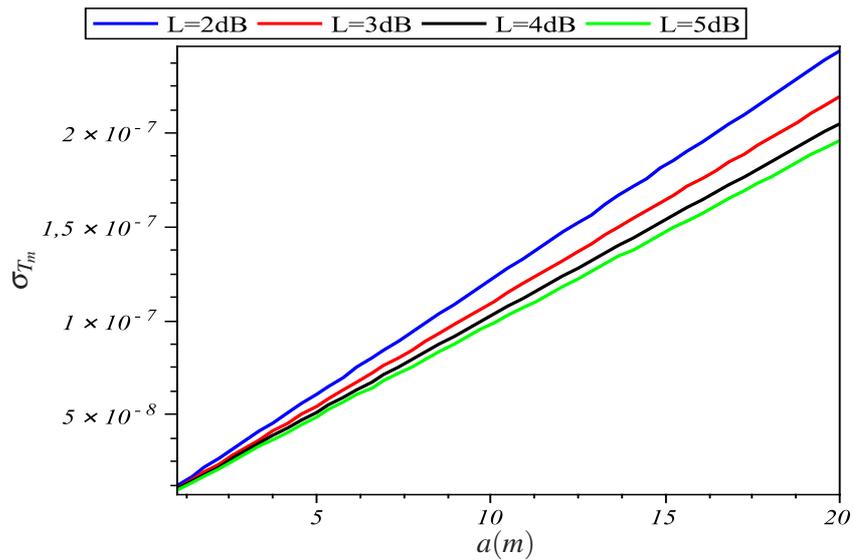


Figura 4.13 Traçado do *delay spread* para $p = 0.65$, diferentes valores de L e em função de a , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$

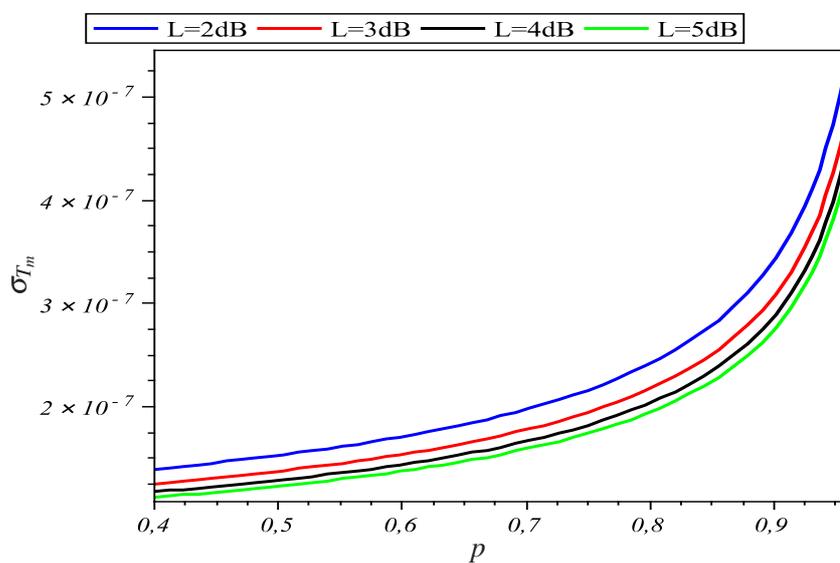


Figura 4.14 Traçado do *delay spread* para $a = 15m$, diferentes valores de L e em função de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$

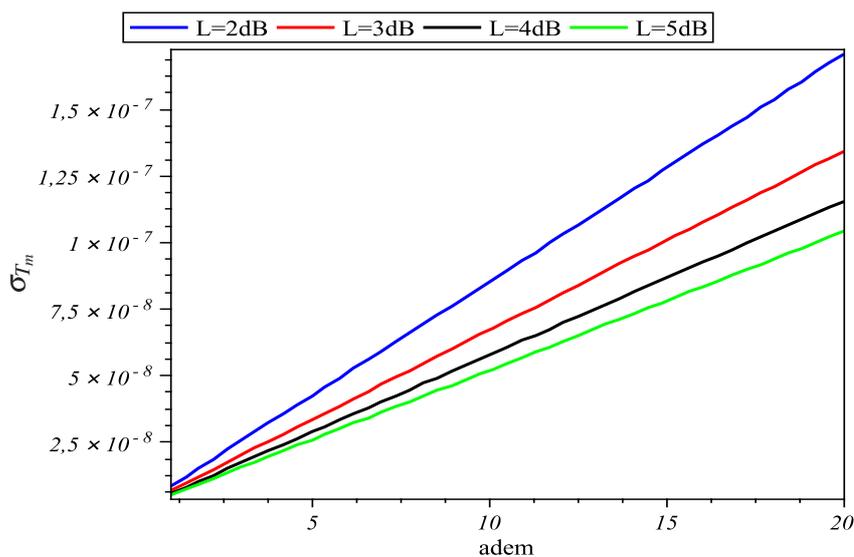


Figura 4.15 Traçado do *delay spread* para $p = 0.65$, diferentes valores de a e em função de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1/2$

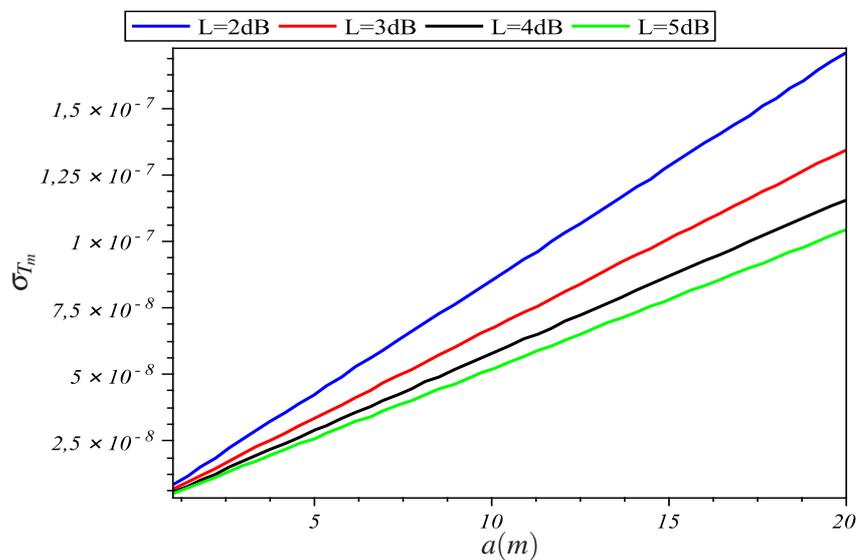


Figura 4.16 Traçado do *delay spread* para $p = 0.65$, diferentes valores de L e em função de a , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$.

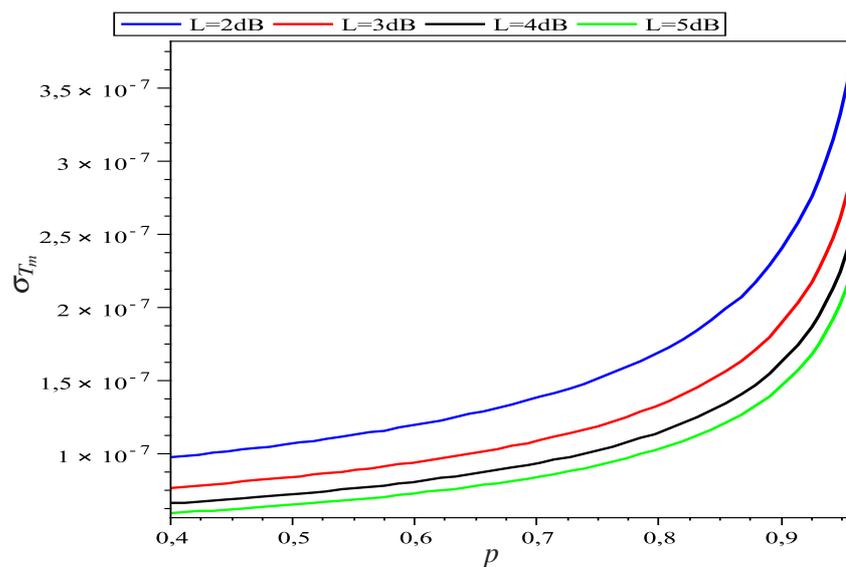


Figura 4.17 Traçado do *delay spread* para $a = 15m$, diferentes valores de L e em função de p , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$.

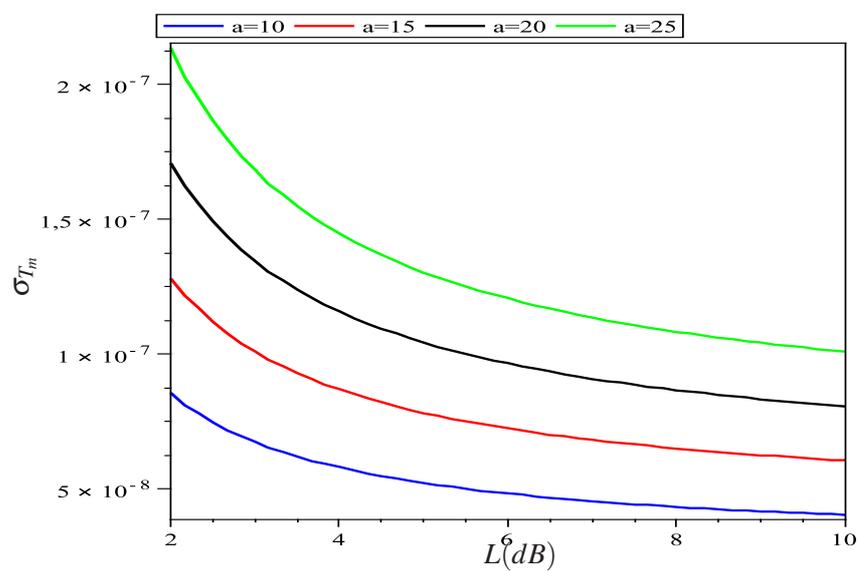


Figura 4.18 Traçado do *delay spread* para $p = 0.65$, diferentes valores de a e em função de L , para o modelo de raio estocástico: $\beta = 1$

CAPÍTULO 5

Conclusão

Os processos de percolação são comuns na natureza e ocorrem principalmente nos mecanismos de infiltração da água em meios porosos. Entender como esses mecanismos funcionam na engenharia ajuda os engenheiros civis, por exemplo, a tornarem materiais usados em construção de barragens mais resistentes à força destruidoras da água.

Nos ambientes de propagação urbanos as ondas eletromagnéticas apresentam um comportamento parecido com o processo de infiltração da água nos meios porosos. As ondas eletromagnéticas se difundem de forma aleatória entre os edifícios e demais obstáculos do meio urbano e alcançam seu destino por meio de múltiplas reflexões e difrações. Ao contrário do que ocorre com a água, que aos poucos vai corroendo a estrutura do meio poroso no qual ela se infiltra, na difusão eletromagnética quem é fortemente afetada é a onda. Sua energia sofre fortes perdas por absorção nas superfícies rugosas do ambiente.

Ao comparar fotos aéreas de centros urbanos com aglomerados de percolação retangulares, alguns pesquisadores perceberam que essas estruturas matemáticas poderiam ser usadas para representar o canal de propagação por múltiplos percursos e que o processo de propagação em duas dimensões poderia ser modelado por algum método de traçado de raios.

Nesse trabalho, a ideia de traçado de raios foi usada juntamente com o princípio da máxima entropia para obter uma distribuição de probabilidade para caracterizar a probabilidade de um raio, se propagando em um aglomerado de percolação, alcançar uma coordenada uma distância r após sofrer i reflexões.

Foi possível perceber por meio dos gráficos obtidos, tanto para a autocorrelação da resposta em frequência do canal quanto para o *delay spread* RMS, que parâmetros do aglomerado de percolação como comprimento a , que representa o comprimento médio ou a largura dos quarteirões urbanos, as perdas por reflexão L e a probabilidade p têm forte influência na largura de faixa de coerência e no *delay spread* RMS.

O aumento da probabilidade p , por exemplo, controla o esvaziamento do aglomerado, no sentido que aumenta o número de sítios desocupados. Esse aumento de sítios desocupados simula, no meio urbano, uma diminuição na concentração de edifícios. Ao mesmo tempo que

os raios encontram menos bloqueio à propagação, eles passam a contribuir mais para o perfil de potência e desse modo elevam o valor do *delay spread* RMS.

O aumento da perda média por reflexões e absorções nas superfícies enfraquece os componentes de sinais de modo que esses componentes mais enfraquecidos passam a contribuir menos para a potência do sinal recebido e para o *delay spread* RMS. O comportamento verificado para o *delay spread* para os três modelos discutidos apresenta as mesmas tendências. Nos três modelos, o *delay spread* aumenta com o aumento de p , diminui com o a diminuição de L e aumenta linearmente com o aumento de a .

Em relação ao parâmetro β , pode-se dizer que ele fornece um grau de liberdade a mais para o ajuste do perfil de perdas de potência $P(\tau)$ às características do ambiente urbano. Outros valores de β , além dos valores utilizados nesse estudo, poderiam ser encontrados para um determinado por meio de medições de campo ou a partir de simulações usando a técnica de traçado de raios.

Estabelecendo os parâmetros adequadamente, a teoria de percolação oferece uma ferramenta a mais para ajudar modelar o comportamento físico dos ambientes de propagação sem fio modernos.

Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport et al. *Wireless Communications Principles and Practice*. Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [2] Antti Toskala Harri Holma. *WCDMA for UMTS*. John Wiley & Sons, Ltd, New Jersey, 2004.
- [3] Harry R. Anderson. A ray-tracing propagation model for digital broadcast systems in urban areas. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 39(3), September 1993.
- [4] Stefano Marano e Massimo Franceschetti. Ray propagation in a random lattice: a maximum entropy, anomalous diffusion process. *Antennas and propagation, IEEE Transactions on Communications*, 53(6), June 2005.
- [5] Marcelo S. Alencar. *Telefonia Celular Digital*. Érica, São Paulo, 2004.
- [6] Stefano Marano Giorgio Franceschetti and Francesco Palmieri. Propagation without wave equation toward an urban area model. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 47(9):1393–1404, September 1999.
- [7] Jehoshua Bruck Massimo Franceschetti and Loenard J. Schuman. A random walk model of wave propagation . *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, 52(5):1304–1317, May 2004.
- [8] Massimo Franceschetti. Stochastic rays pulse propagation. *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, 52(10):2742–2752, September 2004.
- [9] Luoquan Hu,Han Yu e Yifan Chen. Path loss models based on stochastic rays. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, 1(3):602–608, June 2007.
- [10] Han Yu Luoquan Hu. No wave approaches and its application to received power of radio wave propagation. pages 605–609, 2006.
- [11] André Faust. Trânsito congestionado no ar. *Revista EXAME*, (14):94–96, 2010.

-
- [12] Dr. Kamilo Feher. *Wireless Digital Communications - Modulation and Spread Spectrum Applications*. Prentice Hall, 1995.
- [13] Hüseyin Arslan and Tevfik Yücek. Delay Spread Estimation for Wireless communication Systems. volume 1, pages 282–287, June 2003.
- [14] Larry J.Greenstein, Vinko Erceg, Yu Shuan Yeh e Martim V. Clark. A new path gain/delay spread propagation model for digital cellular Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 46(2), May 1996.
- [15] Taneli Riihonen, Risto Wichman e Jyri Hämäläinen. Delay spread and its effect on bandwidth in Gaussian parallel relay networks. September 2006.
- [16] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, New York, 2005.
- [17] Athaudage, C. R. N and Jayalath, A. D. S. A novel RMS delay spread estimation technique for wireless OFDM systems. *Information, Communications and Signal Processing*, 1:626–630, 2003.
- [18] Bernard Sklar. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization. *communication Magazine, IEEE*, 35(7), July 1997.
- [19] Bernard Sklar. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation. *Communication Magazine, IEEE*, 7, September 1997.
- [20] A.N. Belém. *Caracterização bidimensional de canais de radio através de diferenças finitas no domínio do tempo*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte - Minas Gerais, Brasil, 2001.
- [21] G. L. Turin. Statistical model of urban multipath propagation. *IEEE transactions on vehicular technology*, 21:1–9, 1972.
- [22] H. Suzuki. Statistical model for urban radio propagation. volume 25, pages 673–680, 1977.
- [23] Francisco Madeiro e Marcelo Sampaio Alencar Waslon Terllizzie Araújo Lopes. Um novo método para o cálculo da probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação QAM sujeitos ao desvanecimento Rayleigh. *Revista da sociedade brasileira de telecomunicações*, 19(2), Agosto 2004.
- [24] J.D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley & Sons, Ltd, 2nd edition, New York, 2nd edition, 2000.

-
- [25] Adel A. M. Saleh and Reinaldo A. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Transactions on Communications*, 5, February 1987.
- [26] Cavdar I. H. Propagation modelling of cellular mobile communication on non Rayleigh and non Rician fading channels. *International Conference on Information, Communications and Signal Processing-ICICS97*, September 1997.
- [27] John.W. McKown e R.Lee Hamilton Jr. Ray tracing as a design tool for radio networks. *IEEE, Networks*, 5(6):27–30, November 1991.
- [28] Michel Daoud Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, USA, 1993.
- [29] M. Nakagami. *The m-distribution. A general Formula of intensity distribution of rapid fading- statistical methods in radio wave propagation*. 1960.
- [30] Leandro Carísio e Antonio José Martins Soares. Simplified Characterization of the Urban Propagation Environment for Path Loss Calculation. *IEEE Transactions on Communications*, March 2010.
- [31] S.R Broadbent e J.M. Hammersly. Percolation I. Crystals and Mazes. Proceedings of the Cambridge Philosophical Society, 1957.
- [32] Geoffrey Grimmett. *Percolation*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Germany, 2nd edition, 1989.
- [33] Luiz Renato Fontes. Percolação-um modelo simples (e interessante) para um meio poroso. *matemática universitária*, (28), junho 2000.
- [34] G. Franceschetti, Stefano Marano, e F. Palmieri. Model for urban and indoor cellular propagation using percolation theory. *IEEE Transactions on Communications*, 61(3):2228–2231, 2000.
- [35] Harry Kesten. *Percolation Theory for mathematicians*. Birkhäuser, 1982.
- [36] Giogio Franceschetti, Stefano Marano and Francisco Palmieri. Percolation model for urban area propagation: results and open problems. *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, 1:224–227, junho 2002.
- [37] Giogio Franceschetti, Olivier Dousse, David N.C. Tse. Closing the gap in the capacity of wireless networks via percolation theory. *IEEE Transactions on information theory*, 53, March 2007.
- [38] T.M. Cover and J. A. Thomas. *Elements of information theory*. Wiley, USA, 2nd edition, 1991.

[39] Zhang.Q. *Statistical Mechanics*. 2004.

[40] W.C.Y. Lee. *Mobile Cellular Telecommunications Systems*. McGraw-Hill, new york edition, 1989.