

RÁDIO PROPAGAÇÃO *INDOOR* UTILIZANDO *RAY TRACING* FORÇA BRUTA

Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da
Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Comunicações,
como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de

Mestre em Engenharia Elétrica.

Autor

Antônio Augusto Araújo Faria

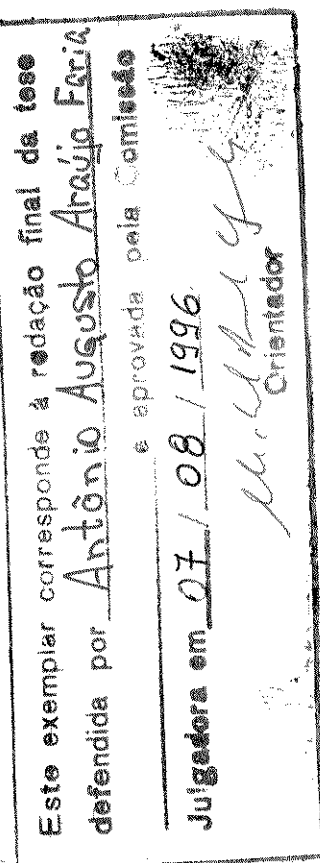
Engenheiro Eletricista pelo INATEL em dezembro de 1993.

Orientador

Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub

PhD em Engenharia Elétrica - University of Essex, Inglaterra, 1988.

Campinas, agosto de 1996.



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

F225r Faria, Antônio Augusto Araújo
Rádio propagação indoor utilizando ray tracing força
bruta / Antônio Augusto Araújo Faria.--Campinas, SP:
[s.n.], 1996.

 Orientador: Michel Daoud Yacoub.
 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

 1. Rádio celular. 2. Sistemas de comunicação móvel.
3. Ondas de rádio - Propagação. I. Yacoub, Michel
Daoud. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Dedico todo o esforço e carinho com que foi realizado este trabalho a três pessoas que marcaram a minha vida:

Ao meu avô Antônio Araújo Sobrinho;

Ao meu tio Tarcísio Óliver Faria;

Ao meu amigo Demétrio Fernandes Macieira.

Saudades

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todas as pessoas que colaboraram na elaboração deste trabalho, me fornecendo o apoio tão necessário e essencial para alcançarmos o nosso objetivo.

Um agradecimento sincero a Deus pela sua presença constante em todos os momentos de minha vida.

Obrigado a minha família, sobretudo a meus amados pais, Francisco e Maria Teresa, irmãos Paulo e Luiz, e a Dona Lica, pela compreensão, amor, incentivo e confiança!

Um agradecimento especial aos amigos Geraldo e Gilmar, por esta convivência, amizade e aprendizado que já duram sete anos.

Agradeço também aos engenheiros Roberto Jacques Medeiros, Rômulo de Magalhães e aos amigos César Kyn e Luciano de Nadaí, pela colaboração e ajuda na elaboração e programação do código.

Obrigado a todos os amigos do DECOM, DT, e DMO, aos que já passaram por aqui e aos que ainda permanecem. A amizade de todos foi sem dúvida uma das grandes recompensas que recebo por estes anos de trabalho dedicado.

Obrigado ao INATEL, escola e local onde foi iniciada a formação da base para esta caminhada.

Um especial muito obrigado ao Michel, meu orientador. Pessoa que me conhece em erros e acertos e sem a qual este trabalho não teria sido completado.

A todos vocês um sincero MUITO OBRIGADO!

Este trabalho contou com o apoio financeiro do CNPq.

Resumo

Este trabalho utiliza um método ray-tracing para a predição de cobertura no interior de edifícios em um único andar. Algumas inovações foram acrescentadas a um modelo existente, como a abordagem estatística para o cálculo do excesso de perdas, e a inclusão de portas nos ambientes. Alguns resultados foram obtidos para diferentes situações, verificando a possibilidade da otimização do posicionamento do transmissor.

Abstract

This work uses a ray tracing method for an indoor building coverage prediction applied to a single floor. Contributions are added to an existent model, like a statistical approach for the excess path loss calculation, and inclusion of doors. Some results are presented for different situations, showing the optimization possibility of the transmitter position.

Conteúdo

1 Introdução	1
1.1 Principais Contribuições.....	4
1.2 Referências Bibliográficas.....	5
2 Caracterização do Canal Indoor	7
2.1 Modelagem do Canal Indoor	8
2.2 Caracterização da Resposta Impulsiva	10
2.2.1 Distribuição dos Tempos de Chegadas das Componentes	10
2.2.2 Distribuição das Amplitudes das Componentes	14
2.2.2.1 Distribuição Rayleigh	14
2.2.2.2 Distribuição de Rice.....	15
2.2.2.3 Distribuição Lognormal	17
2.2.2.4 Distribuição de Suzuki.....	17
2.2.3 Distribuição das Fases das Componentes.....	18
2.3 Conclusões	20
2.4 Referências Bibliográficas	21
3 Modelos de Predição das Perdas na Propagação Indoor	23
3.1 Primeiro Modelo: Perda Dependente da Distância.....	23
3.2 Segundo Modelo: Perda Influenciada Pelas Paredes.....	28
3.3 Terceiro Modelo: Perda Dependente dos Diferentes Tipos de Materiais entre as Antenas	32
3.4 Quarto Modelo: Perda em Ambiente Fabril.....	36
3.5 Conclusões.....	38
3.6 Referências Bibliográficas.....	40
4 Técnicas de Ray Tracing	41
4.1 Princípios Básicos de Ray Tracing.....	42
4.2 Ray Tracing Baseado em Imagens.....	43
4.3 Ray Tracing Força Bruta.....	47

4.4 Conclusões.....	48
4.5 Referências Bibliográficas.....	49
5 Ray Tracing Força Bruta	50
5.1 Modos de Propagação do Sinal	51
5.2 Excesso de Perdas Sobre o Sinal	53
5.2.1 Cálculo do Excesso de Perdas em Ambiente de Escritório	54
5.2.2 Cálculo do Excesso de Perdas em Ambiente de Corredor	60
5.3 Algoritmo de Ray Tracing Força Bruta.....	64
5.3.1 Influência de Portas e Condições de Truncamento.....	66
5.3.2 Base de Dados Necessária	69
5.4 Conclusões	73
5.5 Referências Bibliográficas	74
6 Resultados de Simulações	76
6.1 Excesso de Perdas - resultados	77
6.2 Predições de Cobertura.....	79
6.2.1 Transmissor em Posição não Favorável e Portas Fechadas.....	79
6.2.2 Transmissor em Posição Favorável e Portas Fechadas.....	80
6.2.3 Transmissor em Posição Favorável e Portas Abertas	81
6.2.4 Transmissor em Posição Favorável, Portas Abertas e Menor Potência de Transmissão.....	82
6.3 Conclusões	83
7 Conclusões	84
7.1 Trabalhos Futuros.....	87

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Nos últimos anos grandes esforços têm sido realizados visando o desenvolvimento dos sistemas de comunicação pessoal (PCS), cujo propósito definitivo é o de prover a comunicação entre indivíduos localizados em qualquer local do mundo, e a qualquer momento.

Tais sistemas deverão operar baseados na estrutura microcelular. De fato, há de se esperar que operem em ambientes confinados com alta densidade de usuários, como o interior de grandes edifícios comerciais. Em tais ambientes o tráfego gerado deverá ser muitas vezes superior ao tráfego gerado pelos assinantes móveis veiculares. Assim, um edifício ou mesmo um de seus andares pode vir a ser atendido por uma microcélula.

Desta forma, um aspecto de grande importância para o sucesso da implementação dos sistemas PCS é a rádio comunicação *indoor*, ou seja, a comunicação sem fio no interior de edifícios.

Além disso, a rádio comunicação sem fio é não apenas conveniente, mas também uma alternativa economicamente mais viável de se prover serviços de voz e dados em ambientes *indoor*. Isto devido à sua inerente vantagem sobre os sistemas convencionais de comunicação a fio (wire links).

Algumas dessas vantagens são a eliminação de cabeamento no edifício, a flexibilidade de deslocamento de terminais e equipamentos na implantação ou modificação de serviços de comunicação existentes em edifícios, sem a necessidade do recabeamento, o qual consome tempo e dinheiro. Experimenta-se ainda uma maior imunidade a acidentes naturais ou provocados pelo homem [1].

A comunicação *indoor* sofre porém dificuldades que acabam por atuar como fatores limitantes da performance do sistema. A propagação do sinal de rádio em tais ambientes é afetada por parâmetros diversos que incluem a arquitetura do edifício,

repartição interna, tipo de material empregado em sua construção, a presença de móveis e objetos. A isto acrescentam-se fenômenos diversos tais como reflexão, espalhamento, sombreamento, e perdas por percurso.

A combinação de alguns dos fenômenos citados dá origem ao efeito de múltiplo percurso. Com isto, no receptor móvel teremos uma associação das componentes indiretas do sinal (que percorrem diferentes caminhos devido às reflexões, refrações, etc) com a componente de visada direta (se existir), que assim produzem uma versão distorcida do sinal transmitido.

Entretanto, se o meio de propagação por múltiplo percursos for bem caracterizado, podem-se obter informações que conduzam ao projeto e especificações adequadas do transmissor e receptores. Tais especificações podem minimizar as distorções introduzidas pelo efeito de múltiplos percursos.

Esta caracterização tão necessária é abordada no Capítulo 2 deste trabalho. Neste capítulo, o canal *indoor* é caracterizado através do estudo de sua resposta impulsiva. O canal é modelado como um filtro linear variante no tempo [2] e sua performance é afetada pelo efeito de múltiplos percursos. Sua resposta impulsiva é estudada, caracterizando-se suas componentes de múltiplo percurso através de :

- variação das amplitudes [2 - 4];
- variação dos tempos de chegadas [2 - 4];
- distribuição de fases [5].

Como será visto, a distribuição dos tempos de chegadas é descrita pelo modelo de Poisson modificado. O comportamento das amplitudes é tratado em termo das diferentes distribuições que o descrevem: Rayleigh, Lognormal, Rice e Suzuki.

Por fim, quanto à distribuição de fases mostra-se um equacionamento que permite obter a variação de fase a cada pequeno deslocamento do móvel.

Uma vez conhecidas as características de propagação do canal *indoor*, surge o interesse de se estabelecer modelos de predição das perdas na propagação do sinal. O cálculo das atenuações é essencial na especificação de um sistema, possibilitando a determinação da cobertura do sinal e permitindo encontrar posicionamentos adequados para o transmissor.

No Capítulo 3 são mostrados alguns modelos simples, desenvolvidos para realizar a predição das perdas na propagação [6 - 9].

Estes modelos incorporam informações específicas sobre o ambiente em estudo e utilizam-se de um tratamento empírico para realizar os cálculos, baseando-se em tabelas obtidas através de medidas realizadas em diferentes tipos de ambientes.

Um primeiro exemplo destes modelos relaciona a potência do sinal recebido com o logaritmo da relação $1/d^\alpha$, onde d é a distância entre o transmissor e o receptor, e α é o expoente que indica o comportamento da perda por propagação com a distância percorrida [6].

Outro modelo associa as perdas a relações algébricas simples, do tipo:

$$y = a + b \log_{10} x \quad (1.1)$$

onde são levados em consideração os vários tipos de estruturas existentes entre o transmissor e o receptor [7]. Uma outra abordagem [8] introduz aos cálculos fatores de correção que representam a atenuação devido a cada andar e parede entre transmissor e receptor. É interessante observar que tais modelos foram desenvolvidos baseados em medidas realizadas em edifícios comerciais. Uma extensão destes modelos para o ambiente fabril é encontrada em [9].

Recentemente tem-se buscado aplicar técnicas de *ray-tracing* no tratamento do canal *indoor*, visando determinar as perdas do sinal ao se propagar no interior de edifícios. Esta técnica requer um maior detalhamento sobre o ambiente específico do edifício, considerando sua geometria e construção. Por outro lado dispensa medidas de campo para ajuste de parâmetros, condição esta necessária aos métodos empíricos.

Desta forma, em geral, sua eficiência e apuração têm-se mostrado superiores às dos modelos empíricos citados anteriormente.

No Capítulo 4 iniciamos a abordagem sobre a técnica de *ray tracing*. A sua filosofia consiste em encontrar todos os raios emitidos a partir de um transmissor e que chegam a um receptor após determinado número de reflexões e transmissões através das paredes que compõem o ambiente em estudo. Neste capítulo são tratadas as duas técnicas de *ray tracing* citadas na literatura: o *ray tracing* força bruta e o *ray tracing* baseado em imagens.

Como será mostrado, no *ray tracing* baseado em imagens são estudados apenas os raios que incidem diretamente sobre os pontos de recepção, ao passo que no

ray tracing força bruta consideram-se não apenas os raios que incidem diretamente sobre os receptores mas também aqueles que passam nas proximidades dos mesmos, sendo capazes de sensibilizá-los.

O Capítulo 5 trata então da implementação de um algoritmo de *ray tracing* força bruta, sendo este o principal objetivo deste trabalho.

Neste capítulo o *ray tracing* força bruta é estudado detalhadamente. São mostrados todos os cálculos e considerações utilizados e que levaram à implementação do algoritmo. É importante ressaltar que nossa análise se restringirá ao estudo da propagação do sinal em um único andar. Isto pelo fato de que o método implementado não considera o efeito de difração do sinal. Abordamos ainda considerações sobre a existência e influência das portas no ambiente, as quais causam modificações significativas nos resultados de predições pelo simples fato de estarem abertas ou fechadas.

No Capítulo 6 são mostrados os resultados de predições obtidos com a aplicação do código de *ray tracing* desenvolvido. Procuramos mostrar a otimização de um projeto através da especificação mais adequada do posicionamento do transmissor e sua potência de transmissão. Os resultados das predições são mostrados de forma gráfica, facilitando sua visualização e comparação.

Finalmente, no Capítulo 7 destacamos as conclusões a que chegamos durante nossos estudos e propomos linhas de pesquisa para trabalhos futuros na área de rádio propagação *indoor*.

1.1 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES

O estudo aprofundado sobre a rádio propagação *indoor*, assunto ainda pouco difundido, resultou na elaboração de um programa baseado na técnica de *ray tracing* força bruta. Esta talvez possa ser considerada uma grande contribuição do trabalho.

Acrescentamos ainda abordagens não tratadas na literatura. Destacamos um modelamento estatístico para o cálculo de excesso de perdas e a inclusão da presença e

influência de portas no algoritmo. Tal abordagem possibilita a visualização de resultados para ambientes modelados o mais próximos o possível da realidade prática.

1.2. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. Molkdar, "Review on radio propagation into and within buildings," IEE Proceedings - H, vol. 138, no. 1, February 1991, pp. 61-72.
- [2] H. Hashemi, "The *indoor* radio propagation channel," Proceedings of the IEEE, vol.81, no.7, july 1993, pp. 939-968.
- [3] H. Hashemi, "Impuse response modeling of *indoor* radio propagation channes," IEEE journal on selected areas in communications, vol. 11, .no.7, sept. 1993, pp. 967-977.
- [4] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," IEEE trans. on communications, vol. com-25, no. 7, july 1977, pp.673-680.
- [5] H. Nikookar, H. Hashemi, "Phase modeling of *indoor* radio propagation channels" 44 th VTC, 1994, pp. 1759-1762.
- [6] S. Y. Seidel, T.S.Rappaport, "914 Mhz path loss prediction in multifloored buildings," IEEE trans. on antennas and propagation, vol. 40, no.2, feb.1992, pp. 207-217.
- [7] J. F. Lafourtune, M. Lecours, "Measurement and modeling of propagation losses in a building at 900 Mhz," IEEE trans. on vehicular technology, vol. 39, no.2, may 1990, pp.101-108.

- [8] C. Tornevik, J. E. Berg, F. Lotse, M. Medfors, "Propagation models, cell planning and channel allocation for *indoor* applications of cellular systems," 43rd VTC, 1993 pp. 867-870.

- [9] T. S. Rappaport, C. D. McGillem, "UHF fading in factories," IEEE journal on selected areas in communications, vol. 7, no. 1, jan. 1989, pp. 40-48.

CAPÍTULO 2

CARACTERIZAÇÃO DO CANAL INDOOR

O canal *indoor* é dinâmico, pois suas propriedades variam no espaço (movimentação da unidade móvel no interior do edifício) e no tempo (movimentação de pessoas e equipamentos ao redor do móvel) .

Sua performance é afetada pelo fenômeno conhecido como desvanecimento de múltiplos percursos (multipath fading), típico também de ambientes interiores. Devido à reflexão, difração e espalhamento do sinal pelas estruturas no interior de edifícios, o sinal transmitido chega ao receptor por vários caminhos. As componentes deste sinal chegando por caminhos indiretos, aliadas à componente direta, se combinam para formar o sinal recebido, o qual será uma versão distorcida do sinal transmitido.

Por ter origem em processos aleatórios, pouco se pode fazer para eliminar os distúrbios devidos ao desvanecimento de múltiplos percursos. Entretanto, se o canal *indoor* for bem caracterizado, o efeito das distorções e atenuações pode ser minimizado através do projeto e especificações adequadas do transmissor e receptores. Assim, uma caracterização do canal de propagação é essencial ao projeto de um sistema de comunicações *indoor*.

Uma das maneiras de se caracterizar um canal é através de sua resposta impulsiva. Sabe-se que um impulso no domínio do tempo tem como correspondência no domínio da frequência uma constante (representando todas as frequências). Portanto, após a transmissão do sinal através do canal *indoor* teríamos, no sinal resultante, a influência deste canal sobre toda a faixa de frequências transmitidas (resposta impulsiva do canal). O canal, por sua vez, é completamente caracterizado pelas suas componentes de múltiplos percursos: variação de amplitudes, tempo de chegada, e variação de sequência de fases [1].

2.1 MODELAGEM DO CANAL INDOOR

Segundo Hashemi [1], o canal *indoor* pode ser modelado como um filtro linear variante no tempo, mostrado na Figura 2.1 :

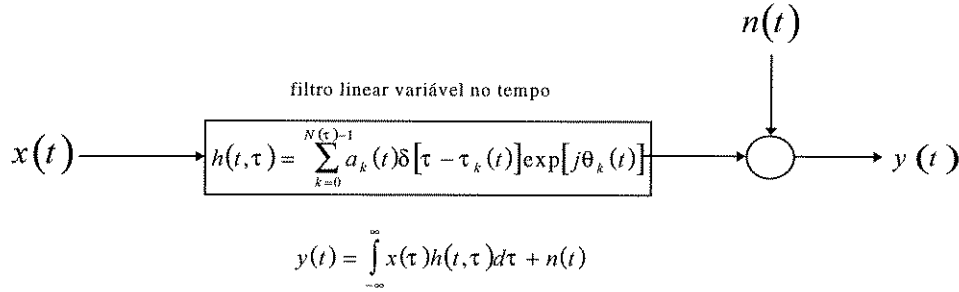


Figura 2.1: Modelo do canal *indoor* [1].

Na Figura 2.1 :

$x(t)$ é o sinal a ser transmitido através do canal;

$h(t, \tau)$ é a resposta ao impulso do filtro;

$n(t)$ é um ruído aditivo Gaussiano;

$y(t)$ é a resposta do canal à transmissão do sinal $x(t)$ e que, excluindo-se a influência do ruído, varia de maneira linear com a função de entrada $x(t)$. Note que não estamos dizendo que $y(t)$ deva ser linearmente proporcional a $x(t)$, embora este seja um caso especial de linearidade [6, 7].

A resposta impulsiva do filtro é dada por:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N(\tau)-1} a_k(t) \delta[\tau - \tau_k(t)] \exp[j\theta_k(t)] \quad (2.1)$$

onde:

t é o instante de observação;

τ é o tempo de aplicação do impulso;

N é o número de componentes de múltiplos percursos;

$a_k(t)$ é a amplitude de cada componente de múltiplo percurso;

$\tau_k(t)$ é o atraso de cada componente;

$\theta_k(t)$ é a fase de cada componente;

$\delta(\cdot)$ é a função impulso unitário.

Para um sinal (impulso, por exemplo) transmitido em um ambiente interior, o perfil do sinal recebido (perfil da resposta impulsiva do canal) é obtido como sendo uma seqüência de impulsos devido às reflexões, difrações, e espalhamentos. Para um dado ponto de recepção e um dado instante de observação t , obtém-se no receptor a contribuição de N componentes de múltiplos percursos que ali chegam, cada uma delas com amplitude $a_k(t)$, fase $\theta_k(t)$, e atraso $\tau_k(t)$.

Ainda, no que se refere à dinâmica do canal *indoor*, sua variação no espaço, causada pelo movimento da própria unidade móvel, leva ao surgimento de um desvanecimento do sinal.

A Figura 2.2 ilustra a seqüência de perfis para pontos próximos no espaço.

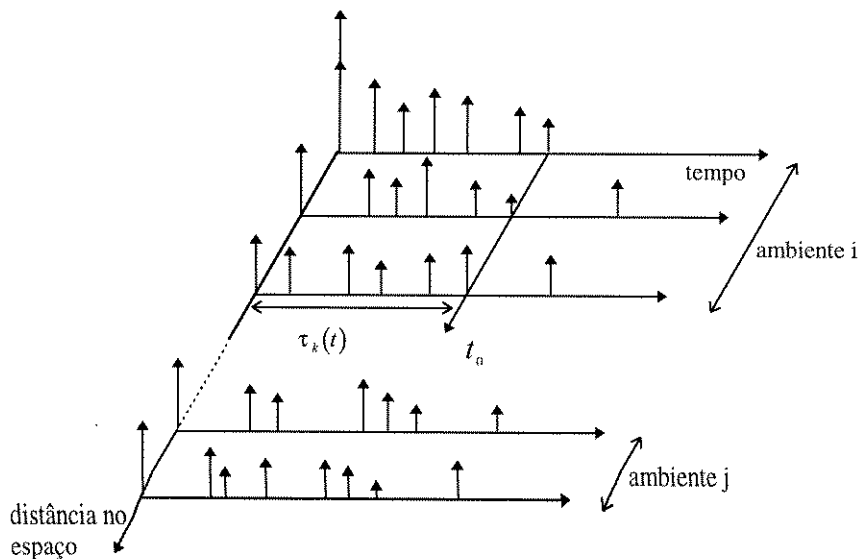


Figura 2.2: Seqüência de perfis para pontos próximos no espaço [1].

2.2 CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA IMPULSIVA

A caracterização da resposta impulsiva do canal é feita através da determinação das propriedades estatísticas das componentes de múltiplos percursos [2], $\{a_k(t)\}$, $\{\tau_k(t)\}$, e $\{\theta_k(t)\}$.

2.2.1 Distribuição dos Tempos de Chegada das Componentes

A distribuição dos tempos de chegada das componentes do sinal obedece a um comportamento aleatório. A componente em linha de visada (LOS), caso exista, deve ser excluída da sequência dos tempos de chegada visto que ela não possui atraso (τ_0) aleatório. Assim, a distribuição dos tempos de chegada é representada pelo conjunto,

$$\{\tau_k - \tau_0\}_{k=1}^{\infty}$$

onde τ_k é o atraso de chegada da k -ésima componente de múltiplo percurso [1-3].

Como um modelo estatístico inicial caracterizaram-se, tentativamente, os tempos de chegadas através da distribuição de Poisson. Esta distribuição é aplicada quando os eventos ocorrem de maneira completamente aleatória (por exemplo, o número de chamadas telefônicas iniciadas em determinado instante). Logo, para o canal *indoor*, se os obstáculos causadores do desvanecimento de múltiplos percursos estiverem aleatoriamente localizados no interior do edifício, a distribuição de Poisson seria adequada para explicar o comportamento dos tempos de chegadas.

Para tal situação, a distribuição de Poisson é dada por:

$$\text{Prob}(L = l) = \frac{\mu^l \exp(-\mu)}{l!} \quad (2.2)$$

onde:

$$\mu = \int_T \lambda(t) dt \quad (2.3)$$

L é uma variável aleatória que indica o número de componentes de múltiplos percursos ocorrendo durante um dado intervalo de tempo T ;

l são os valores assumidos pela variável aleatória L ;

$\lambda(t)$ é a taxa média de chegadas em um instante t ;

Para processos estacionários a taxa média de chegadas é constante ($\lambda(t) = \lambda$) e

$E[L] = Var[L] = \lambda$. Para o caso do canal em estudo, o processo não é estacionário.

Entretanto, medidas práticas dos tempos de chegadas mostraram-se discrepantes com os resultados obtidos através da distribuição de Poisson [2]. Esta inadequação deve-se, provavelmente, ao fato de as estruturas espalhadoras que originam o efeito de múltiplos percursos não estarem localizadas de forma totalmente aleatória. A configuração da localização destes espalhadores resulta em desvios em relação ao padrão totalmente aleatório da distribuição Poissoniana.

Um segundo modelo foi desenvolvido por Suzuki [3] e mostrou-se mais adequado na caracterização da distribuição dos tempos de chegadas, por considerar o agrupamento desta distribuição devido ao agrupamento dos obstáculos espalhadores do sinal. Este modelo baseia-se no processo Poissoniano modificado, também conhecido como modelo $\Delta - k$. Tomemos a Figura 2.3 para ilustrar o modelo:

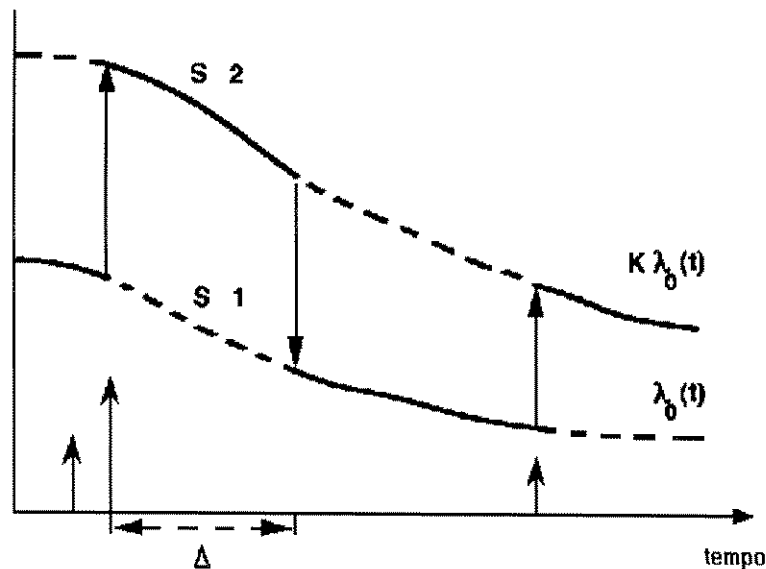


Figura 2.3: Processo de Poisson modificado [3].

O processo caracteriza-se por transições entre dois estados (S1 e S2), cada um representando diferentes taxas médias de chegadas. Desconsiderando-se a componente de visada direta (não aleatória), o processo inicia-se no estado S1 com taxa média $\lambda_0(t)$. Se uma componente chegar em um instante t , ocorre uma transição para S2 com taxa $k\lambda_0(t)$ durante o intervalo $[t, t + \Delta)$. Se nenhuma outra componente chegar durante este intervalo, uma transição é feita de volta ao estado S1. Na Figura 2.3, K é o fator que determina o incremento ou decremento da taxa de chegadas das componentes de múltiplos percursos e é analisado como segue:

$K > 1$ indica que a probabilidade de se ter outra componente nos próximos Δ segundos aumenta, ou seja, aumenta a taxa de chegadas e o processo passa a exibir um tendência de agrupamento das componentes;

$K < 1$ indica que a incidência de uma componente diminui a probabilidade de chegada de outra componente, ou seja, as componentes passam a ter chegadas mais espaçadas e distribuídas;

$K = 1$ e $\Delta = 0$ volta ao modelo original de Poisson.

Outra maneira de se entender o processo é ilustrada na Figura 2.4, onde as linhas cheias indicam a chegada de componentes de múltiplos percursos e as linhas pontilhadas indicam a ausência de componentes de múltiplos percursos.

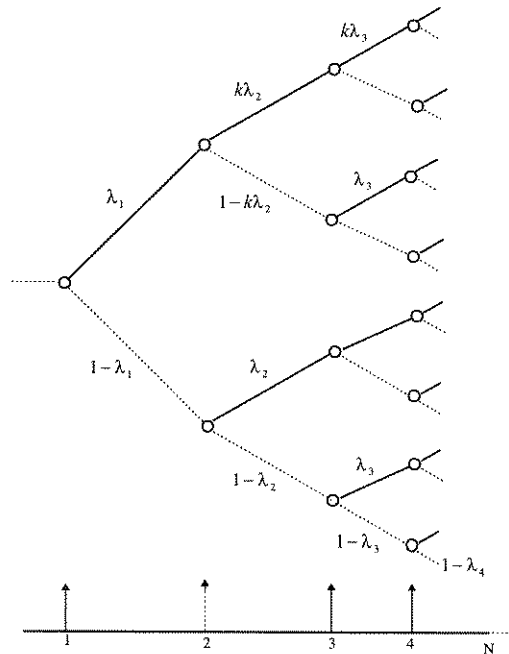


Figura 2.4: Processo de Poisson modificado [3]

O processo inicia-se no estado S1, quando a probabilidade de se ter a chegada de uma componente é λ_1 . Se não houver nenhuma chegada no intervalo $[t, t + \Delta)$, então a probabilidade de uma chegada no próximo intervalo é λ_2 . Do contrário, se ocorrer uma chegada no intervalo $[t, t + \Delta)$, então, a probabilidade de que uma componente chegue no próximo intervalo passa a ser $k\lambda_2$, e assim sucessivamente [3].

Na Figura 2.5 é mostrada uma comparação entre a adequação dos modelos de Poisson e Poisson modificado, em relação a valores que descrevem a distribuição dos tempos de chegadas [2].

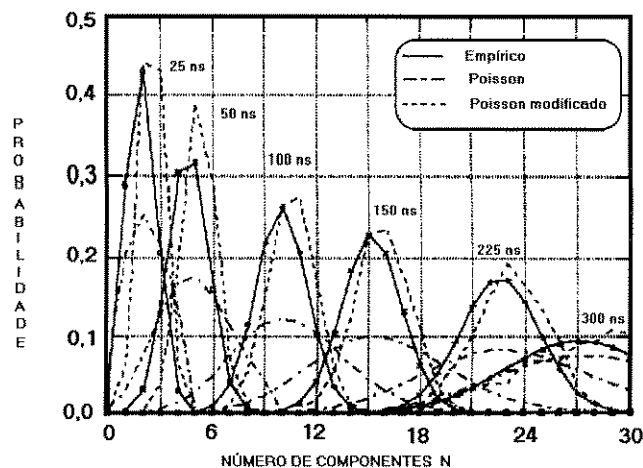


Figura 2.5: Comparação entre os modelos de Poisson e Poisson modificado [2].

Da análise da Figura 2.5 podemos tirar as seguintes conclusões finais para a caracterização da distribuição dos tempos de chegadas das componentes de múltiplos percursos:

1. as componentes iniciais (mais rápidas) apresentam uma variação muito pequena em seus tempos de chegadas, originando assim um agrupamento ao redor da taxa média de chegadas, no intervalo de tempo analisado. Logo, a distribuição dos tempos de chegadas sofre um agrupamento;
2. as componentes posteriores (mais lentas devido ao maior espalhamento) apresentam chegadas distribuídas quase homogeneamente no tempo, sofrendo assim um achatamento ao redor da média. Logo, a distribuição dos tempos de chegadas sofre este achatamento;
3. o pico das distribuições decresce à medida que o fator k também decresce.

2.2.2 Distribuição das Envoltórias das Componentes de Múltiplos Percursos

Em um ambiente *indoor*, o sinal que alcança o receptor em um dado instante de tempo é resultante da soma de componentes que chegam através de diferentes caminhos.

Nesta associação dos sinais espalhados para formar o sinal recebido, as componentes sofrem tipos diferentes de associações. Em certo momento elas estarão em fase e produzirão uma interferência construtiva que resulta na soma de suas amplitudes. Em outro instante elas não estarão em fase e assim produzirão uma interferência destrutiva que resulta em amplitudes menores. No receptor móvel teremos então uma resultante destas interferências, formando a envoltória do sinal recebido.

Esta envoltória representa a variação de amplitudes do sinal recebido e seu comportamento é aleatório (esta aleatoriedade no comportamento das amplitudes surge da mesma característica que gera o desvanecimento de múltiplos percursos). A descrição do comportamento deste envelope pode seguir diferentes distribuições, dependendo do ambiente no qual se está trabalhando, assim como da presença ou ausência de componentes mais fortes do sinal. Nesta seção faremos uma descrição das distribuições que podem ser utilizadas para descrever o comportamento das amplitudes das componentes de múltiplos percursos.

2.2.2.1 Distribuição Rayleigh

Esta distribuição descreve rápidas e pequenas variações na amplitude do sinal, caracterizando o desvanecimento rápido. O desvanecimento ocorre quando há um grande número de caminhos indiretos (espalhados) que predominam sobre o caminho direto. Estudaremos as características deste comportamento.

Consideremos uma portadora S na frequência ω_0 , com amplitude a , escrita na sua forma exponencial:

$$S = a \exp(j\omega_0 t) \quad (2.4)$$

Sejam a_i e θ_i a amplitude e a fase da i -ésima componente espalhada. O sinal resultante S_r no receptor móvel será a soma dos n sinais espalhados:

$$S_r = \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(\omega_0 t + \theta_i)] \quad (2.5)$$

$$S_r = r \exp[j(\omega_0 t + \theta)] \quad (2.6)$$

onde:

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i) \quad (2.7)$$

Supomos que $0 \leq \theta \leq 2\pi$ é a variação de fases possível para as componentes espalhadas e que esta variação seja estatisticamente independente das amplitudes do sinal. Utilizando esta consideração no desenvolvimento da distribuição de Rayleigh [4] chega-se à função densidade de probabilidade que descreve o comportamento do envelope do sinal, dada por:

$$P(r) = \left(\frac{r}{\Gamma_r^2} \right) \exp \left\{ - \left(\frac{r^2}{2\Gamma_r^2} \right) \right\}, \quad r \geq 0 \quad (2.8)$$

onde:

r é a envoltória que representa a amplitude resultante da interferência de todas as N ($N \rightarrow \infty$) componentes espalhadas de amplitude a_i ;

$\Gamma_r = \max\{P(r)\}$ é o valor mais provável da distribuição;

2.2.2.2 Distribuição de Rice

Esta distribuição descreve o desvanecimento rápido do sinal que se propaga no canal *indoor* em situações nas quais, em adição aos caminhos espalhados, existe uma componente mais forte do sinal. Esta componente pode ser a de linha de visada ou outra que sofreu muito menor atenuação quando comparada com as demais componentes espalhadas.

O envelope do sinal recebidos irá variar de acordo com a proporção das componentes diretas (determinísticas) e das componentes espalhadas (Rayleigh). Este sinal pode ser representado por:

$$S_r = r \exp\left[j(\omega_0 t + \theta)\right] + a \exp(j\omega_0 t) \quad (2.9)$$

onde:

ω_0 é a frequência do sinal;

θ é a fase (uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi)$);

a é a amplitude da componente direta;

r é a envoltória resultante da associação das amplitudes a_i das N componentes espalhadas.

O desenvolvimento da distribuição de Rice [4] descreve a variação do envelope do sinal recebido, através de sua função densidade de probabilidade (pdf):

$$P(r) = \left(\frac{r}{\Gamma_r^2}\right) \exp\left\{\frac{(r^2 + a^2)}{-2\Gamma_r^2}\right\} I_0\left(\frac{a r}{\Gamma_r^2}\right) \quad (2.10)$$

onde:

$$I_0\left(\frac{a r}{\Gamma_r^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{a r \cos(\theta)}{\Gamma_r^2}\right) d\theta \quad (2.11)$$

A Equação 2.11 representa a função de Bessel modificada de ordem zero. Esta função é encontrada tabelada mas, sua avaliação numérica pode ser obtida através de:

$$I_0(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{x_i}{i! 2^i}\right) \quad (2.12)$$

Observe que, na distribuição de Rice, se não existir a componente direta do sinal ($a = 0$), obtém-se uma distribuição puramente Rayleigh.

2.2.2.3 Distribuição Lognormal

Esta distribuição descreve o desvanecimento lento, que pode causar grandes variações na amplitude do sinal que se propaga em ambiente *indoor*.

É importante destacar que a caracterização do desvanecimento rápido (Rayleigh e Rice) é analisada considerando-se pequenos deslocamentos, sendo praticamente realizada a nível local. Nestas situações, as características estatísticas do canal não mudam muito. Já na caracterização do desvanecimento lento, a área utilizada nas medidas é ampla e faz com que os parâmetros estatísticos do canal mudem. É esta não homogeneidade no canal que está relacionada à transição de distribuição Rayleigh em ambientes locais para distribuição Lognormal em ambientes amplos [1].

A pdf da distribuição Lognormal é mostrada na Equação 2.13 [4]:

$$P(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \Gamma_r r} \exp\left[-\frac{1}{2 \Gamma_r^2} (\ln(r) - \mu)^2\right], r \geq 0 \quad (2.13)$$

onde:

r é a envoltória do sinal recebido;

μ é a média da variável aleatória r ;

Γ^2 é a variância.

2.2.2.4 Distribuição de Suzuki

Esta distribuição foi proposta por Suzuki [3] onde se compõem as distribuições Lognormal e Rayleigh.

Esta mistura das duas distribuições pode ser explicada da seguinte maneira: as componentes principais (mais fortes) do sinal chegam na área onde está localizado o móvel após sofrerem reflexões e difrações. Isto faz com que estes sinais apresentem comportamento Lognormal. Assim, ao chegar ao ambiente onde está o receptor, a amplitude do sinal já será uma variável aleatória. Uma vez neste ambiente, as componentes são espalhadas como resultado da presença local de obstáculos

espalhadores. Estas componentes secundárias (mais fracas) chegam ao receptor com aproximadamente o mesmo atraso e fases distintas. No receptor, o envelope do sinal resultante terá um comportamento Rayleigh devido às componentes espalhadas e também um comportamento Lognormal, devido às componentes principais [1, 3].

A distribuição de Suzuki é dada pela Equação 2.14 e representa a variação instantânea do envelope do sinal [4]:

$$P(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8 \Gamma_R^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r}{10^{R/10}} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4 \times 10^{R/10}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{R - \mu_R}{\Gamma_R}\right)^2\right] dR \quad (2.14)$$

onde R é o valor médio local do sinal recebido r .

Por fim podemos dizer que a melhor ou pior adequação de cada uma das distribuições citadas para a caracterização do comportamento das amplitudes, irá depender das particularidades do ambiente em estudo. Não se pode fixar esta caracterização a uma única distribuição.

2.2.3 Distribuição das Fases das Componentes de Múltiplos Percursos

A fase do sinal recebido está diretamente relacionada ao trajeto percorrido pelo sinal. Ocorrem mudanças da ordem de 2π radianos a cada deslocamento de 1 (um) comprimento de onda. Assim, deslocamentos do receptor móvel acarretarão mudanças na fase do sinal recebido. De uma maneira geral, estas mudanças de fase estão uniformemente distribuídas no intervalo $[0, 2\pi)$.

Para a análise da distribuição das fases no canal *indoor*, tomemos novamente a Figura 2.2. Observe que, para um mesmo ambiente (pequenos deslocamentos) os perfis mostrados nas figuras são semelhantes. Isto se deve ao fato de que, para pontos muito próximos, os obstáculos espalhadores do sinal são praticamente os mesmos. Pelo mesmo motivo, os valores de fases de componentes em um mesmo ambiente e com o mesmo atraso são correlacionados. Isto é notado na semelhança que os vários perfis da figura (mesmo ambiente) apresentam, para um dado atraso fixo. Por outro lado, os

valores das fases das componentes de um mesmo perfil (ponto fixo no espaço) são independentes, desde que o espaçamento entre as componentes (atraso vezes a velocidade da luz) seja maior que 1 (um) comprimento de onda.

Pode-se dizer então que o valor absoluto da fase de uma componente de múltiplo percurso em um ponto fixo no espaço não é relevante [1, 5]. A ênfase da análise deve visar as mudanças que ocorrem quando há um deslocamento do receptor dentro do ambiente.

Para esta análise, seja $\theta_{(m)}$ a fase de uma componente de múltiplo percurso com atraso fixo para o perfil m , onde $m=1,2,3,\dots$, representa pontos espacialmente próximos em um mesmo ambiente. Para o primeiro perfil ($m=1$), considera-se que $\theta_{(m)}$ tenha uma distribuição uniforme $U[0,2\pi)$. Para os perfis seguintes (deslocamento do móvel) e mesmo atraso, os valores de fase seguirão à relação:

$$\theta_{(m)} = \theta_{(m-1)} + \phi\left(\frac{Sm}{\lambda}\right), \quad m = 2,3,4,\dots \quad (2.15)$$

onde:

Sm é a distância (separação espacial) entre os perfis (m) e ($m-1$);

λ é o comprimento de onda;

$\phi\left(\frac{Sm}{\lambda}\right)$ é o incremento na fase.

Desta maneira realiza-se o cálculo sequencial das fases para cada perfil, o qual é interrompido quando um componente de múltiplo percurso não existe no instante de tempo analisado, em algum perfil. Uma nova seqüência de valores (com primeira componente uniformemente distribuída) é iniciada se uma componente com o mesmo atraso existir no perfil posterior.

O modelo mostra que existe uma correlação espacial nos valores das fases, correlação esta que depende de $\phi\left(\frac{Sm}{\lambda}\right)$. Duas aproximações para encontrar este incremento na fase são citadas na literatura [1, 5]:

1. incremento de fase aleatório: $\phi\left(\frac{Sm}{\lambda}\right)$ é tomado como sendo uma variável aleatória com valor inicial contido no intervalo $U[0,2\pi)$. O cálculo da fase de cada componente é obtido adicionando-se o incremento à fase da componente anterior. A função densidade de probabilidade (pdf) do incremento de fase é desconhecida [1]. Alguns pesquisadores [5] sugerem que o incremento de fase seja uma variável aleatória Gaussiana de média nula e desvio padrão $\Gamma_{\frac{Sm}{\lambda}}$.

2. incremento de fase determinístico: $\phi\left(\frac{Sm}{\lambda}\right)$ é calculado deterministicamente, considerando o ângulo ψ_k com o qual a k -ésima componente de múltiplo percurso que alcança o receptor, faz em relação à direção em que este se movimenta [1];

$$\phi\left(\frac{Sm}{\lambda}\right) = \frac{2\pi Sm}{\lambda} \cos(\psi_k) \quad (2.16)$$

2.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi feita a modelagem do canal *indoor* e sua caracterização através do estudo de sua resposta impulsiva.

O canal foi modelado como um filtro linear variante no tempo [1] e cuja performance é afetada pelo efeito de múltiplos percursos. Sua resposta impulsiva foi estudada, caracterizando suas componentes: variação das amplitudes, tempo de chegada e sequência de fases.

A distribuição dos tempos de chegadas das componentes de múltiplos percursos é descrita pelo modelo de Poisson modificado [3]. Observou-se que as componentes iniciais (mais rápidas) apresentam um agrupamento ao redor da taxa média de chegadas, ao passo que as componentes posteriores (mais lentas) apresentam chegadas distribuídas quase homogeneamente no tempo, sofrendo assim um achatamento ao redor da média, como observado na Figura 2.5.

O comportamento das amplitudes pode seguir diferentes tipos de distribuições, dependendo do ambiente no qual se está trabalhando, assim como da presença ou ausência de componentes mais fortes do sinal. Dentre as distribuições que melhor descrevem o comportamento da envoltória do sinal recebido, foram tratadas:

Distribuição Rayleigh, caracterizando o desvanecimento rápido;

Distribuição Lognormal, caracterizando o desvanecimento lento do sinal;

Distribuição Rice, caracterizando o desvanecimento rápido em situações nas quais, em adição aos caminhos espalhados, existe uma componente mais forte do sinal;

Distribuição de Suzuki, caracterização intermediária entre as distribuições Rayleigh e Lognormal.

Por fim, quanto à distribuição das fases das componentes de múltiplos percursos, pode-se dizer que o valor absoluto da fase de uma componente em um ponto fixo no espaço não é relevante (fases não correlacionadas). Por outro lado, quando há pequenos deslocamentos do móvel dentro do ambiente, as fases de componentes com o mesmo atraso são correlacionadas. Para a análise deste caso, utiliza-se a Equação 2.15 que permite obter a variação de fase a cada pequeno deslocamento do móvel.

2.4 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, vol.81, no.07, pp.943-968, July 1993.
- [2] H. Hashemi, "Impulse response modeling of indoor radio propagation channels," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol.11, no.07, pp.967-978, Sept.1993.
- [3] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. com-25, no. 07, pp. 673-680, July 1977.
- [4] M. D. Yacoub, "Foundations of mobile radio engineering," CRC Press Inc., 1993, pp. 88-97.

- [5] H. Nikookar, H. Hashemi, "Phase modeling of indoor radio propagation channels," 44 th VTC, 1994, pp. 1759-1762.

- [6] B. P. Lathi, "Sistemas de Comunicação," Editora Guanabara Dois S.A., RJ, 1979.

- [7] B. P. Lathi, "Signals, Systems and Communication," Jonh Wiley & Sons, Inc. 1965.

CAPÍTULO 3

MODELOS DE PREDIÇÃO DAS PERDAS NA PROPAGAÇÃO INDOOR

A obtenção de modelos de predição das perdas na propagação do sinal é essencial na especificação de um sistema, possibilitando a determinação da cobertura do sinal e permitindo encontrar posições adequadas para o transmissor.

Alguns modelos simples foram desenvolvidos para realizar tais predições [1-5]. Estes modelos incorporam informações específicas sobre os ambientes em estudo, levando em consideração o número de andares, as estruturas de partição internas e paredes entre o transmissor e o receptor, assim como o tipo de material presente no edifício. Estes modelos utilizam-se de um tratamento empírico para realizar os cálculos, baseando-se em tabelas obtidas através de medidas realizadas em diferentes tipos de ambientes. Nestas tabelas encontram-se fatores de ajuste, utilizados para melhor adaptar valores medidos (práticos) e valores calculados pelas formulações matemáticas de cada modelo.

Os modelos apresentados na literatura agrupam-se em quatro grandes blocos, e caracterizam-se por:

- a) perda dependente da distância;
- b) perda influenciada pelas paredes;
- c) perda dependente dos diferentes tipos de estruturas entre as antenas;
- d) perda em ambiente fabril.

3.1 PRIMEIRO MODELO: perda dependente da distância

Este primeiro modelo [1], apresentado em sua forma mais genérica, relaciona a perda média do sinal durante a propagação *indoor* com o logaritmo da relação d^α , como mostra a Equação 3.1:

$$\overline{PL}(d) \approx \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^\alpha \quad (3.1)$$

onde:

$\overline{PL}(d)$ é a perda média do sinal na propagação;

d é a distância entre o transmissor e o receptor;

d_0 é uma distância de referência;

α é o expoente que indica o comportamento da perda por propagação com a distância percorrida pelo sinal.

O valor da perda por propagação em decibéis é definido [1] como a perda encontrada entre o transmissor e a distância de referência d_0 , acrescida da perda descrita na Equação 3.1:

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10\alpha \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3.2)$$

Para se obter a perda do transmissor a uma distância de referência d_0 , foi considerada a perda no espaço livre ($\alpha = 2$), como mostra a Equação 3.3:

$$PL(d_0) = 32,44 + 20\log_{10}(f[MHz]) + 20\log_{10}(d_0[km]) \quad (3.3)$$

Para uma frequência de 900 MHz e $d_0=1$ metro, obtém-se $PL(d_0) = 31,66$ dB [1].

O expoente α e o desvio padrão $\Gamma[dB]$, que é utilizado para representar a acuidade do modelo, são funções do tipo de ambiente e do número de andares entre o transmissor e o receptor. Ambos são obtidos através de regressão linear [1], visando obter o menor erro e tornando os resultados de predição razoáveis em relação aos resultados medidos em diferentes tipos de ambientes. O trabalho desenvolvido em [2] procura fornecer uma base de dados obtida através de medidas feitas em vários e

diferentes tipos de edificações, em particular, fornecendo os coeficientes α encontrados para estes ambientes.

Os valores de α e $\Gamma[dB]$ obtidos em [1] através de medidas para diferentes ambientes e frequência de 914 MHz, são mostrados na Tabela 3.1:

Tabela 3.1: Parâmetros α e desvio padrão para frequência de 914 MHz. [1]

	α	$\Gamma[dB]$
edifício comercial 1:		
todo o edifício	3,54	12,8
mesmo andar	3,27	11,2
edifício comercial 2:		
todo o edifício	4,33	13,3
mesmo andar	3,25	5,2

A descrição detalhada dos chamados edifício comercial 1 e 2 se encontra em [1]. Em síntese o edifício comercial 1 possui cinco andares com repartições internas feitas de material plástico revestido de tecido. O edifício comercial 2 possui quatro andares e sua área de escritórios é semelhante àquela encontrada no edifício 1. Muitas das medidas realizadas [1] foram feitas com o transmissor próximo ao poço do elevador, o qual pode ter atuado como um duto, levando o sinal aos demais andares.

Entretanto, o modelo de cálculo apresentado na Equação 3.2 não considera as partições internas dos ambientes ou o número de andares entre o transmissor e o receptor. Tais considerações levariam a perdas mais elevadas. Para levar em consideração a influência do número de andares, o parâmetro α foi quantificado para melhorar a acuidade da predição. Os valores encontrados em [1] para α em função do número de andares são mostrados na Tabela 3.2:

Tabela 3.2: Parâmetros α e desvio padrão modificados em função do número de andares [1].

	α	$\Gamma[dB]$
ambos os edifícios:		
todos os locais	3,14	16,3
mesmo andar	2,76	12,9
através de um andar	4,19	5,1
através de dois andares	5,04	6,5
através de três andares	5,22	6,7

O valor da perda na propagação passa a ser obtido através da Equação (3.4):

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10\alpha(\text{andares}) \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3.4)$$

As Equações 3.2 e 3.4 são idênticas, diferenciando-se apenas quando a Equação 3.4 estabelece que o expoente α é função do número de andares entre o transmissor e o receptor.

Um equacionamento alternativo foi desenvolvido [1], visando-se também levar em consideração a influência dos andares. Neste caso, foi acrescentado um fator de atenuação por andar (FAF- *Floor Attenuation Factor*), o qual é função do número de andares e do tipo de ambiente. Este fator é adicionado à perda calculada pela Equação 3.2, como dado pela Equação 3.5:

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10\alpha(\text{mesmo} \cdot \text{andar}) \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + FAF[dB] \quad (3.5)$$

O fator de atenuação por andar é mostrado na Tabela 3.3:

Tabela 3.3: Fator de atenuação por andar para um, dois, três e quatro andares entre transmissor e receptor [1].

	FAF[dB]
edifício comercial 1:	
através de um andar	12,9
através de dois andares	18,7
através de três andares	24,4
através de quatro andares	27,0
edifício comercial 2:	
através de um andar	16,2
através de dois andares	27,5
através de três andares	31,6

Como exemplo da utilização das duas diferentes aproximações dadas pelas Equações 3.4 e 3.5, tomemos o edifício comercial 1 nas Tabelas 3.1 a 3.3, para uma situação na qual transmissor e receptor estejam separados por três andares. Das tabelas tiramos os seguintes dados:

$$\alpha \text{ (mesmo andar)} = 3,27$$

$$\alpha \text{ (três andares)} = 5,22$$

$$\text{FAF(três andares)} = 24,4 \text{ dB}$$

Para uma frequência de 914 MHz, uma distância de referência de 1 metro, e uma distância $d = 30$ metros entre o transmissor e o receptor, a perda média do sinal na propagação obtida com a utilização da Equação 3.4 será:

$$\overline{PL}(30[m]) = 31,66\text{dB} + 10 \times 5,22 \times \log_{10}(30) = 108,77 \text{ dB}$$

Com a utilização da Equação 3.5 teremos o seguinte resultado:

$$\overline{PL}(30[m]) = 31,66\text{dB} + 10 \times 3,27 \times \log_{10}(30) + 24,4 = 104,36 \text{ dB}$$

Por fim, fica consolidada a idéia de que tal método de predição, apoiado em uma base de dados (Tabelas) que abrange diferentes tipos de ambientes, visa fornecer agilidade ao processo de obtenção das atenuações através do uso de cálculos simples.

3.2 SEGUNDO MODELO: modelo Keenan & Motley perda influenciada pelas paredes

Nesta abordagem [3] é feita uma extensão do primeiro modelo, procurando melhorar os resultados de predição através da inclusão da influência não apenas dos andares mas também das paredes que se encontram entre o transmissor e o receptor. Como abordagem inicial, a perda média do sinal na propagação é dada pela Equação 3.6:

$$\overline{PL}(d)[dB] = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) + kF + pW \quad (3.6)$$

onde:

λ é o comprimento de onda;

d é a distância entre o transmissor e o receptor [m];

F é o fator de atenuação devido aos andares [dB];

W é o fator de atenuação devido às paredes [dB];

k é o número de andares entre o transmissor e o receptor;

p é o número de paredes entre o transmissor e o receptor.

Os fatores F e W são obtidos através de regressão linear, da mesma maneira que o fator α do primeiro modelo. Todos estes fatores visam ajustar os resultados dos modelos aos resultados medidos (práticos). Ressalta-se que na obtenção de F e W considera-se que todas as paredes são constituídas do mesmo tipo de material, assim como todas as repartições entre andares.

Ainda em referência à Equação 3.6, o seu primeiro termo representa a perda no espaço livre (condição de linha de visada) e o segundo e terceiro termos descrevem as

atenuações devido à presença de andares e paredes, caracterizando a propagação do sinal através de caminhos obstruídos.

De forma a melhorar os resultados deste modelo, algumas modificações foram feitas [3] sobre a abordagem inicial.

A primeira destas modificações visa incluir a influência do excesso de perdas que ocorre na propagação do sinal. Um termo de atenuação linear foi introduzido para descrever a influência da distância sobre o sinal de linha de visada, quando este se propaga em ambientes contendo obstruções (móveis, divisórias, etc). Este termo de atenuação é dado por:

$$L_l[dB] = \Gamma \text{Max}[0, d - d_l] \quad (3.7)$$

Na Equação 3.7:

Γ é o fator de atenuação linear [dB/m];

d é a distância entre o transmissor e o receptor;

d_l é a distância entre o transmissor e o receptor a partir da qual o sinal de linha de visada perde sua característica de linearidade, devido às obstruções.

Novamente, como é de praxe nestes modelos, Γ e d_l são obtidos através de medidas feitas no ambiente especificamente em estudo.

Quanto ao termo $\text{Max}[0, d - d_l]$, este terá o seguinte comportamento:

Se $d < d_l$, o termo $\text{Max}[0, d - d_l]$ assume valor zero, ou seja, o sinal não sofre influência do excesso de perdas. Ao contrário, se $d > d_l$, o termo $\text{Max}[0, d - d_l]$ assume o valor da diferença $(d - d_l)$ e o sinal passa a ser influenciado pelo excesso de perdas.

Para exemplificar os cálculos realizados, tomemos os seguintes dados [3]:

$f = 900 \text{ MHz}$, $d = 100 \text{ m}$, $d_l = 25 \text{ m}$, $\Gamma = 0,5 \text{ dB/m}$. Para estas condições teremos;

$$\text{Perda no espaço livre: } \overline{PL}_{LOS}[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi \times 100}{0,33} \right) = 71,61 \text{ dB}$$

Termo de atenuação linear: $L_l[dB] = 0,5 \times (100 - 25) = 37,5 \text{ dB}$

Perda final: $20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + L_l[dB] = 109,11 \text{ dB}$

O resultado desta primeira modificação pode ser observado na Figura 3.1:

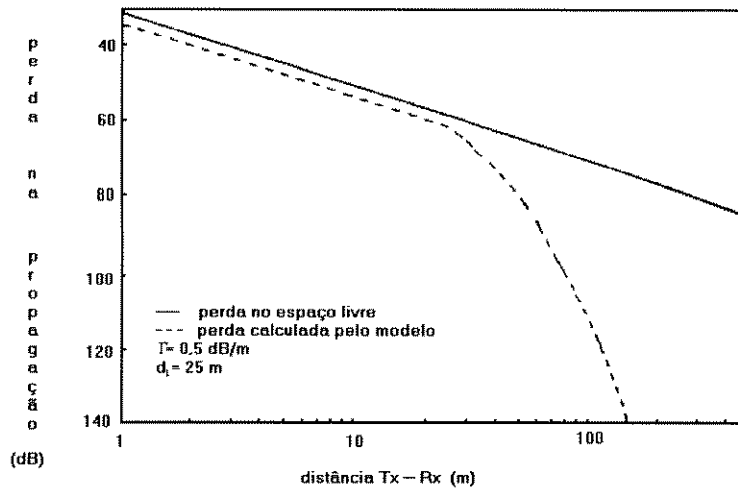


Figura 3.1: Perda na propagação *versus* distância [3].

Uma segunda modificação tem como objetivo fazer com que os fatores de atenuação devido a paredes (W) e devido a andares (F), sejam dependentes do número de andares que separam o transmissor e o receptor. As expressões matemáticas que caracterizam tal modificação são dadas pelas Equações 3.8 e 3.9:

$$W(k) = W_0 10^{\frac{-k^2}{a}} \quad (3.8)$$

$$F(k) = \frac{F_1}{k^{b-1/(1+k)}} \quad (3.9)$$

onde:

W_0 é o fator de atenuação devido às paredes, obtido para $k = 0$, ou seja, o transmissor e o receptor estão no mesmo andar do edifício;

F_1 é o fator de atenuação devido aos andares, obtido para $k = 1$, ou seja, 1 (um) andar separa o transmissor e o receptor;

a e b são constantes determinadas por ajuste.

Observa-se também que as Equações 3.8 e 3.9 só se aplicam se houver separação de pelo menos 1 (um) andar entre o transmissor e o receptor. Para tal situação, a Referência 3 fornece a seguinte tabela de valores medidos, em diferentes tipos de ambientes:

Tabela 3 4 : Fatores de atenuação para paredes e andares [3].

Tipo do edifício	$W[dB]$	$F[dB](k = 1)$
escritório	2,1	15 - 25
aeroporto	4,0	15
centro de convenções	3,7	31
cassino	3,0	---
hospital	3,6	11
edifício garagem	4,3	12

Na Tabela 3.4, a variação nos fatores W e F ($k=1$) se explica pela diferença no tipo de material encontrado em cada ambiente.

A Figura 3.2 ilustra resultados obtidos [3] a partir da Equação 3.9, para o cálculo da atenuação total ($kF(k)$) devido a andares. Na obtenção destes resultados utilizaram-se: $a = 3$, $b = 0,78$, e da Tabela 3.4 retira-se $F_1 = 22 \text{ dB}$.

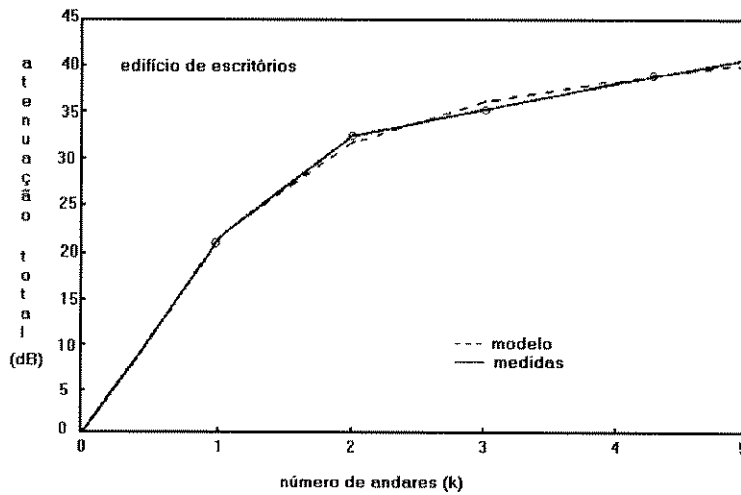


Figura 3.2: Atenuação total devido aos andares [3].

Finalmente chega-se à expressão completa do modelo, utilizada no cálculo da perda média do sinal na propagação:

$$\overline{PL}(d)[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + L_i[dB] + L_G[dB] + kF(k) + pW(k) \quad (3.10)$$

onde:

$L_i[dB]$ é o termo de atenuação linear dado pela Equação 3.7;

$F(k)$ e $W(k)$ são os fatores de atenuação dados pelas Equações 3.8 e 3.9;

$L_G[dB]$ é a diferença entre o ganho teórico das antenas e seu ganho efetivo.

3.3 TERCEIRO MODELO: perda dependente dos diferentes tipos de estruturas entre as antenas

Este modelo [4] descreve empiricamente as perdas na propagação através de relações algébricas simples, do tipo:

$$y = a + b \log_{10}(x) \quad (3.11)$$

São levadas em consideração as várias estruturas que podem estar entre as antenas transmissora e receptora. Tais estruturas são representadas por andares, paredes, portas, janelas e mobílias.

As perdas na propagação do sinal são função da potência transmitida, ganho das antenas, frequência ou comprimento de onda, e distância percorrida pelo sinal. Neste modelo dois parâmetros, L_{OB} e G_{MR} , são introduzidos para representar as perdas devido aos obstáculos e o ganho causado por múltiplas reflexões, respectivamente.

No caso do ganho G_{MR} , este só ocorre quando há sinal refletido sendo canalizado por certas configurações das paredes, levando a níveis de sinal maiores que os encontrados no caso de propagação no espaço livre. Este efeito foi observado [4] somente em corredores longos nos quais não havia obstruções entre o transmissor e o receptor.

A potência de sinal recebida é dada pela Equação 3.12:

$$P_R = P_T + G_T + G_R + L_F + L_{OB} + G_{MR} \quad (3.12)$$

na qual:

P_R e P_T são as potências recebida e transmitida, respectivamente;

G_R e G_T são os ganhos das antenas receptora e transmissora;

L_{OB} é a perda devido às obstruções;

G_{MR} é o ganho devido às múltiplas reflexões;

L_F é a atenuação no espaço livre, como descrita na Equação 3.6.

Assim, o objetivo deste modelo é estimar os valores de L_{OB} e G_{MR} através de aproximações algébricas e medidas [4], as quais passamos a descrever. Considera-se $G_{MR} = 0$, a não ser quando indicado.

1ª Situação: p paredes entre as antenas transmissora e receptora.

$$L_{OB} = 3,7 - 1,5p - 10,7 \log_{10}(d) + \begin{cases} 0 & ; d' < 4m \\ -7,8 + 15,3 \log_{10}(d') & ; d' \geq 4m \end{cases} \quad (3.13)$$

onde:

d é a distância entre o transmissor e o receptor [m];

p é o número de paredes entre o transmissor e o receptor;

d' é a distância do transmissor à primeira parede [m].

2ª Situação: portas entre as antenas.

y é a distância da porta ao receptor que se encontra após a porta [m];

θ é o ângulo entre a linha $T_X - R_X$ e a porta ou janela;

- porta aberta ($\theta > 30^\circ$), e nenhuma outra parede entre as antenas:

$$\begin{aligned} \text{Se } y \leq 2, & \quad L_{OB} = 0, & \quad G_{MR} = 2 \\ \text{Se } 2 < y < 10, & \quad L_{OB} = 0, \\ \text{Se } y \geq 10, & \quad L_{OB} = -2, \end{aligned} \tag{3.14}$$

- porta fechada (ou aberta com $\theta < 30^\circ$), e nenhuma outra parede:

$$\begin{aligned} \text{Se } y \leq 2, & \quad L_{OB} = -2, \\ \text{Se } y > 2, & \quad L_{OB} = \text{Equação 3.13 com } p = 1, \end{aligned} \tag{3.15}$$

- presença de portas e várias paredes entre o transmissor e o receptor:

$$L_{OB} = \text{Equação 3.13 considerando-se } p = x_1 + x_2, \tag{3.16}$$

sendo:

x_1 o número de portas,

x_2 o número de paredes.

3ª Situação: janelas entre as antenas transmissora e receptora.

uma janela,	$\theta > 45^\circ$,	$L_{OB} = 0$
uma janela,	$\theta < 45^\circ$,	$L_{OB} = \text{Eq.3.13 com } p = 1$
uma janela,	x paredes,	$L_{OB} = \text{Eq.3.13 com } p = x$
duas janelas,		$L_{OB} = \text{Eq.3.13 com } p = 1$
duas janelas,	x paredes,	$L_{OB} = \text{Eq.3.13 com } p = x$
três janelas,	x paredes,	$L_{OB} = \text{Eq.3.13 com } p = x+1$

(3.17)

4ª Situação: mobília não metálica entre as antenas.

$$L_{OB} = \text{Equação 3.13} - 1 \quad (3.18)$$

5ª Situação: mobília metálica entre as antenas.

$L_{OB} = \text{Equação 3.13} - 2,$	mobília e paredes entre as antenas
$L_{OB} = - 4,$	somente mobília entre as antenas

(3.19)

É necessário dizer que, em todas as cinco situações anteriores, o transmissor e o receptor foram posicionados no mesmo andar. Para a condição de propagação entre andares teremos a seguinte situação, descrita na Equação 3.20.

6ª Situação: propagação entre andares.

$$L_{OB} = \text{Equação 3.13} - 27,5 - 41,5 \log_{10}(k) \quad (3.20)$$

onde k representa o número de andares entre o transmissor e o receptor.

Quanto à estimativa do ganho devido a múltiplas reflexões G_{MR} , este foi observado [4] apenas em corredores onde não havia nenhum tipo de obstrução, sendo descrito pela Equação 3.21:

$$G_{MR} = 0,2 + 1,8 \log_{10}(d) \quad (3.21)$$

sendo d a distância entre o transmissor e o receptor.

Finalizando, fica claro o fato de que o modelo requer um completo detalhamento do edifício, uma vez que os equacionamentos desenvolvidos carregam a caracterização da arquitetura em consideração.

3.4 QUARTO MODELO: perda em ambiente fabril

É interessante observar que os modelos descritos foram baseados em medidas realizadas, em sua maioria, no interior de edifícios comerciais. Uma extensão destes modelos para o ambiente encontrado no interior de fábricas é encontrada em [5]. Neste caso, o estudo da propagação *indoor* visa atender às necessidades de comunicação em ambientes fabris modernos onde se encontra um alto grau de automação e ocorre, por exemplo, a transmissão de dados entre computadores e robôs móveis ou guindastes.

Medidas foram realizadas nos seguintes ambientes [5] :

ambiente A: fábrica de processamento de gêneros alimentícios;

ambiente B: fábrica de motores diesel de grande porte;

ambiente C: fábrica de manufaturas de alumínio;

ambiente D: fundição;

ambiente E: linha de montagem de motores automotivos.

Certas características físicas são comuns à maioria das fábricas: seus edifícios possuem poucas repartições internas e são seccionados em áreas de trabalho localizadas. Assim, pessoas e equipamentos são confinados a certas áreas, não se encontrando

posicionados aleatoriamente no interior do ambiente. Seus telhados são feitos de material metálico, suportados por treliças também metálicas.

Nas fábricas mais novas (B, E) as paredes são feitas com aço e concreto, ao passo que as fábricas mais velhas (A, C, D) incorporam mais tijolos e madeira em suas estruturas.

Uma vez que a maioria dos edifícios das fábricas estudadas possui um único andar e poucas repartições, não foram estudadas as características de propagação entre andares [5].

A perda média do sinal na propagação ($\overline{PL}$) foi encontrada utilizando-se a Equação 3.22:

$$\overline{PL}(dB) = P_T(dBm) - A_T(dB) - P_{Rmedia}(dBm) - PL_{10\lambda}(dB) \quad (3.22)$$

onde:

P_T é a potência transmitida;

P_{Rmedia} é o valor médio da potência recebida, obtido sobre um conjunto de medidas;

$PL_{10\lambda}$ é a perda no espaço livre para uma distância de referência de 10 comprimentos de onda;

A_T é a perda introduzida por um atenuador (HP8496A) presente na montagem utilizada para realizar os testes. Tal atenuador ajusta o nível de sinal transmitido, garantindo que o sinal recebido esteja entre 30 a 40 dB acima do nível de ruído inerente ao ambiente da fábrica [5].

Através das medidas realizadas verificou-se que a perda no sinal aumentava com a distância, seguindo a relação dada pela Equação 3.23:

$$\overline{PL}(d) \approx d^\alpha \quad (3.23)$$

onde α é o expoente que indica o comportamento da perda por propagação com a distância d percorrida pelo sinal.

Os resultados obtidos com as medidas [5] para as diferentes fábricas são mostrados na Tabela 3.5:

Tabela.3.5: Expoente α em diferentes fábricas [5].

Fábrica	α
ambiente A	2,39
ambiente B	1,89
ambiente C	2,43
ambiente D	2,12
ambiente E	1,92
todos os ambientes	2,18

Da Tabela observa-se que nas fábricas mais novas (B, E) a atenuação é menor. Isto se deve, provavelmente, a reflexões devido ao material metálico utilizado em sua construção. Nas fábricas mais velhas (A, C, D) a atenuação observada é maior, devido às estruturas de tijolos e madeira utilizados em sua construção [5].

Para o conjunto formado por todos os ambientes encontrou-se $\alpha = 2,18$ ou seja, uma situação de propagação próxima ao espaço livre.

3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo abordou-se a necessidade de se estabelecer modelos de predição das perdas que o sinal sofre ao se propagar em ambiente *indoor*. A obtenção das atenuações sobre o sinal é essencial para a especificação de um sistema, possibilitando a determinação da cobertura do sinal e permitindo encontrar posições adequadas para o transmissor.

Foram mostrados modelos simples [1-5], desenvolvidos para realizar tais cálculos. Estes modelos utilizam-se de um tratamento empírico, baseando-se em tabelas obtidas através de medidas realizadas no ambiente especificamente em estudo. O tratamento matemático encontrado nos modelos incorpora informações específicas sobre

o ambiente em estudo, levando em consideração o número de andares, a influência das paredes, janelas, portas e mobílias.

No primeiro modelo [1] mostrou-se a dependência da perda sobre o sinal com a distância percorrida. Os resultados encontrados estão associados a um fator α , que indica como o sinal se comporta em função da distância. Algumas tabelas obtidas a partir de medidas foram mostradas. Nelas o fator α é obtido para diferentes andares em um mesmo edifício, e também para edifícios diferentes.

A abordagem feita no segundo modelo [3] procura aprimorar os resultados através da inserção da influência das paredes nos cálculos. Um termo de atenuação linear também é incluído no modelo, visando levar em consideração a influência do excesso de perdas na propagação.

Já no terceiro modelo [4], as perdas na propagação são descritas através de relações algébricas simples e são levadas em consideração as várias estruturas que se encontram entre o transmissor e o receptor. Tais estruturas são representadas por andares, paredes, portas, janelas, e mobílias.

Finalmente, no quarto modelo [5] estudou-se a propagação do sinal no interior de fábricas. Foi mostrado que estas possuem características comuns em sua estrutura e mostrada uma tabela com os valores do coeficiente de decaimento do sinal com a distância para os diferentes tipos de fábricas.

Como visto, os modelos de predição de perdas são bastante diferentes. Mesmo tratando-se um mesmo modelo, a variação dos parâmetros é grande, e depende do ambiente em estudo. Medidas são necessárias para a obtenção de uma base de dados completa, que permita determinar os parâmetros de ajuste necessários para cada ambiente em particular.

Entretanto, não se pode contestar o fato de que tais modelos, apoiados em uma base de dados que abranja diferentes tipos de ambientes, fornecem agilidade ao processo de obtenção das atenuações, através da utilização de cálculos simples.

3.6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Scott Y. Seidel, T. S. Rappaport, "914 *MHz* path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings," IEEE Transactions on Antennas and Prop., vol. 40, no.2, pp. 207-217, February 1992.

- [2] S. E. Alexander, "Characterising buildings for propagation at 900 *MHz*," Electronics Letters, vol. 19,. no. 20, pp. 860, September 1983.

- [3] C. Tornevik, J. E. Berg, F. Lotse, M. Madfors, "Propagation models, cell planning and channel allocation for indoor applications of cellular systems," 43 rd. VTC, 1993, pp.867-870.

- [4] J. F. Lafortune, M. Lecours, "Measurement and modeling of propagation losses in a building at 900 *MHz*," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 39, no. 2, pp. 101-108, May1990.

- [5] T. S. Rappaport, C. McGillem, "UHF fading in factories," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 7, no. 1, pp. 40-48, January 1989.

CAPÍTULO 4

TÉCNICAS DE RAY TRACING

Recentemente tem-se buscado aplicar técnicas de *ray tracing* no tratamento do canal *indoor*, visando-se determinar as perdas do sinal que se propaga no interior de edifícios. A técnica de *ray tracing* requer um alto grau de detalhamento sobre o ambiente em questão, onde se considera sua geometria e material constituinte. Por outro lado dispensa medidas de campo para ajuste de parâmetros, condição necessária aos métodos empíricos. Dado isto, as técnicas de *ray tracing* são menos dispendiosas e apresentam um desempenho superior comparativamente aos métodos empíricos.

No algoritmo de *ray tracing*, o sinal eletromagnético radiado por uma fonte transmissora é tratado como um raio óptico. De fato, este tratamento é tão mais verdadeiro à medida que a frequência aumenta [1].

A filosofia da técnica consiste em encontrar todos os raios emitidos a partir de um transmissor e que chegam a um receptor após determinado número de reflexões e transmissões através das paredes que compõem o ambiente em estudo.

Cada raio transmitido a partir da fonte, ao interceptar uma parede, dá origem a um raio refletido e a um raio transmitido através desta parede. Cada um destes dois novos raios origina outro par, de maneira semelhante, ao interceptar outra parede, e assim sucessivamente. Desta forma origina-se a chamada *árvore de raios*. É através da progressão desta *árvore* que se buscam todos os possíveis caminhos do sinal transmitido até o receptor. Consequentemente, em um dado instante teremos, no receptor, a associação de todos os raios capazes de sensibilizá-lo. A potência recebida será a soma escalar da contribuição de cada raio, sendo que cada um deles representa uma componente de múltiplo percurso.

Duas técnicas distintas para a elaboração do algoritmo de *ray tracing* são encontradas na literatura:

1. *ray tracing* baseado em imagens;
2. *ray tracing* força bruta.

Ambas possuem a mesma filosofia e visam o mesmo objetivo, que é a descrição do comportamento do sinal ao se propagar em ambiente *indoor*. Porém, seus algoritmos possuem diferenças significativas em suas implementações.

4.1 PRINCÍPIOS BÁSICOS DE RAY TRACING

Inicialmente o algoritmo requer a entrada de dados sobre o ambiente em estudo. É necessário fornecer a planta baixa do edifício e coordenadas do transmissor e receptores, tomadas em relação a um sistema de coordenadas x-y. O projetista seleciona ainda a frequência de trabalho e fornece dados como o tipo de material que compõem as paredes e divisórias do ambiente. Tais informações relacionam-se à obtenção dos coeficientes de transmissão e reflexão de paredes e divisórias.

Inicia-se então a determinação dos caminhos através dos quais o sinal se propaga, construindo-se a *árvore de raios*. A sequência de cálculos é iniciada com os raios diretos entre transmissor e receptores, seguida pelos caminhos com apenas uma reflexão, duas reflexões, e assim por diante, até um número $N_{\max}$ de reflexões.

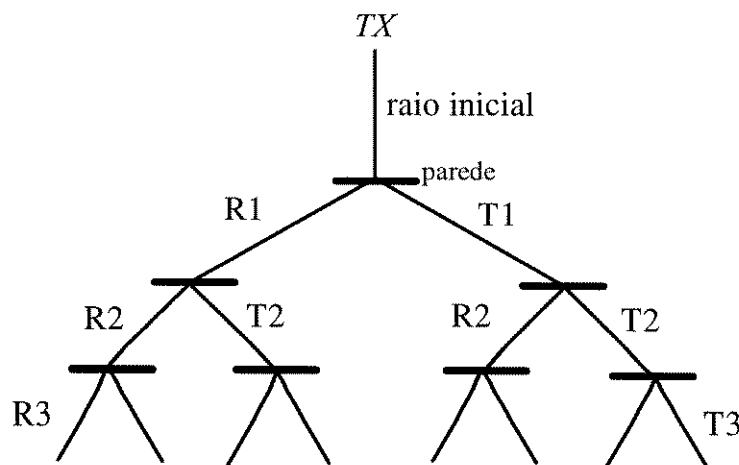


Figura 4.1: Árvore de raios com quatro níveis.

Na Figura 4.1 observa-se uma *árvore de raios* com quatro níveis. O primeiro nível é representado pelo raio inicialmente lançado a partir da fonte. O segundo nível é representado pelos raios que sofrem uma reflexão (R1) ou uma transmissão (T1) através das paredes. O terceiro nível apresenta raios com duas reflexões (R2) ou duas transmissões (T2), e assim sucessivamente para os demais níveis.

A diferença entre as duas técnicas citadas encontra-se em como é gerada esta *árvore de raios* necessária ao algoritmo. Na técnica de *ray tracing* baseado em imagens [1-4] são estudados apenas os raios que incidem diretamente sobre o ponto de recepção ao passo que, no *ray tracing* força bruta [Capítulo 5], são estudados inclusive os raios que passam próximos o bastante dos pontos de recepção com nível de sinal capaz de sensibilizá-los.

Devido a isto, o número de raios contabilizados no método baseado em imagens é menor que o número considerado pelo método de força bruta.

4.2 RAY TRACING BASEADO EM IMAGENS

A determinação dos caminhos percorridos pelo raio faz-se através da utilização de *fontes imagem* de sinal, o que dá o nome à técnica. O caminho com apenas uma reflexão é encontrado através de uma imagem da fonte original do sinal. Os caminhos com duas reflexões são determinados com imagens secundárias, que são geradas tomando-se as imagens primárias como fontes. Similarmente, caminhos com múltiplas reflexões são determinados criando-se imagens recursivamente [2]. Tomemos a Figura 4.2 para explicar como se obtém a fonte imagem.

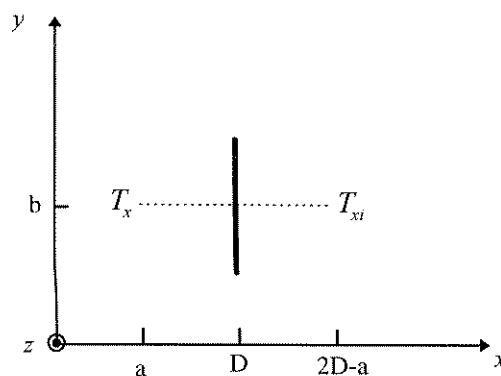


Figura 4.2: Processo de obtenção de fonte imagem [3].

A Figura 4.2 mostra um sistema de coordenadas retangulares (x, y, z) , com o eixo z perpendicular ao plano desta página. Observa-se uma fonte T_x , com coordenadas (a, b, c) e uma parede paralela ao plano yz , localizada a uma distância D ao longo do eixo x . A imagem T_{xi} de coordenadas $(2D-a, b, c)$ é obtida refletindo-se T_x em relação à parede.

Uma vez mostrado como é gerada uma fonte imagem, podemos exemplificar o traçado de um raio que passa por três reflexões durante sua trajetória entre o transmissor e o receptor. Tomemos a Figura 4.3:

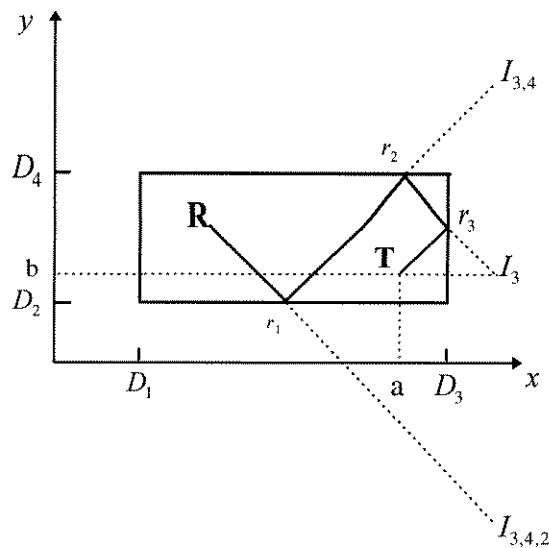


Figura 4.3: Utilização de imagens para traçar um raio com três reflexões [3].

Na Figura 4.3 temos um ambiente retangular, no qual as paredes 1 e 3 são paralelas ao plano yz e localizadas nas coordenadas D_1 e D_3 ao longo do eixo x . As paredes 2 e 4 são paralelas ao plano xz e localizam-se nas coordenadas D_2 e D_4 ao longo do eixo y .

A antena receptora localiza-se no ponto R , e a antena transmissora localiza-se no ponto T , com coordenadas (a, b, c) .

Para traçar o caminho 3-4-2 do transmissor ao receptor, de um raio que se reflete nas paredes 3, 4 e 2, precisamos encontrar três imagens. A primeira imagem (I_3) da antena transmissora é encontrada refletindo-se as coordenadas do transmissor (a, b, c) sobre a parede 3. A imagem I_3 possui as coordenadas $(2D_3 - a, b, c)$.

A segunda imagem ($I_{3,4}$) é obtida refletindo-se a primeira imagem (I_3) sobre a extensão do plano que contém a parede 4. De fato, a operação de gerar imagens

discutida considera que todos os refletores (paredes) são planos infinitos [4]. A imagem $I_{3,4}$ possui coordenadas $(2D_3 - a, 2D_4 - b, c)$.

Finalmente, a terceira imagem ($I_{3,4,2}$) é obtida com a reflexão da segunda imagem sobre a parede 2, resultando nas coordenadas $(2D_3 - a, 2D_2 - (2D_4 - b), c)$.

Uma vez determinadas as imagens é possível encontrar os pontos de reflexão do raio para o seu traçado. O primeiro ponto de reflexão (r_1) é obtido da intersecção do segmento $\overline{R I_{3,4,2}}$ com a parede 2. O segundo ponto (r_2) é obtido da intersecção do segmento $\overline{r_1 I_{3,4}}$ com a parede 4. Da mesma forma o ponto de reflexão (r_3) é obtido da intersecção do segmento $\overline{r_2 I_3}$ com a parede 3. Finalmente o caminho 3-4-2 é completado pelo segmento $\overline{r_3 T}$. Assim obtém-se toda a distância percorrida pelo sinal [3].

É necessário observar que, se qualquer um dos pontos de reflexão não interceptar uma parede mas sim a sua extensão, o raio é descartado [4]. Observa-se também, acompanhando o exemplo da Figura 4.3 que, devido à maneira como são obtidos os pontos de reflexão, somente os raios que incidem diretamente sobre os pontos de recepção são considerados na elaboração do algoritmo.

O traçado do raio transmitido é iniciado no ponto onde um raio intercepta uma parede. Esta parte do algoritmo é semelhante ao algoritmo de *ray tracing* força bruta [2] e será melhor detalhada no Capítulo 5 ao tratarmos deste outro algoritmo.

Após determinado o caminho de propagação do sinal torna-se possível determinar parâmetros do raio, tais como a distância percorrida (já mencionado), seu ângulo de partida e de chegada, e as atenuações devido às paredes envolvidas. Assim falta ao algoritmo calcular o nível de sinal obtido no ponto de recepção, o qual é a soma escalar da contribuição de cada componente de múltiplo percurso. A potência de sinal de cada componente é determinada pela Equação 4.1 [2]:

$$P_R = P_T |k|^2 \left(\frac{G_T G_R \lambda^2}{16\pi^2} \right) \quad (4.1)$$

$$k = \frac{\exp(-j\beta L)}{L} E_T(\theta_T, \phi_T) E_R(\theta_R, \phi_R) \hat{h}_T \hat{h}_R \prod_{j=1}^N \overline{\Gamma_j} \quad (4.2)$$

$$\overline{\overline{\Gamma}}_j = \Gamma_{\parallel j} \hat{i}_{\parallel j} \hat{i}_{\parallel j} + \Gamma_{\perp j} \hat{i}_{\perp j} \hat{i}_{\perp j} \quad (4.3)$$

Os símbolos das Equações 4.1 a 4.3 são explicados na Tabela 4.1:

Tabela 4.1: Símbolos das Equações 4.1 a 4.3 [2].

símbolos	explicação
P_R, P_T	potências recebida e transmitida pelas antenas
E_T, E_R	padrão de radiação e recepção das antenas
θ_T, ϕ_T	ângulo de elevação e azimuth da antena transmissora
θ_R, ϕ_R	ângulo de elevação e azimuth da antena receptora
G, G_R	ganho das antenas transmissora e receptora
λ	comprimento de onda
L	distância total percorrida pelo raio
β	constante de fase ($= 2\pi / \lambda$)
$\hat{h}_T, \hat{h}_R$	vetores unitários de polarização das antenas
$\overline{\overline{\Gamma}}_j$	coeficiente de reflexão diádico na j-ésima parede
$\Gamma_{\parallel j}, \Gamma_{\perp j}$	coeficiente de reflexão de Fresnel p/ polarização horiz. e vertical
$\hat{i}_{\parallel j}, \hat{i}_{\perp j}$	vetor unitário do raio incidente p/ polarização horiz. e vertical
$\hat{r}_{\parallel j}, \hat{r}_{\perp j}$	vetor unitário do raio refletido p/ polarização horiz. e vertical

O mencionado padrão de radiação/recepção das antenas (Tabela acima), descreve o nível de sinal em várias direções a partir da antena. De fato, se uma antena estiver hipoteticamente localizada no centro de um sistema de coordenadas esféricas, seu padrão de radiação é determinado pela medida da intensidade de campo elétrico sobre a superfície da esfera, a uma distância fixa r . Esta distância é representada pela reta que une o ponto onde localiza-se a antena ao ponto na superfície da esfera de radiação onde está sendo medido o campo elétrico.

Portanto, o campo elétrico é uma função dos ângulos de elevação ($0 \leq \theta \leq \pi$) e de azimuth ($0 \leq \phi \leq 2\pi$) das antenas, sendo escrito na forma $E(\theta, \phi)$ [5].

A Figura 4.4 mostra um algoritmo simplificado da técnica de *ray tracing* baseado em imagens.

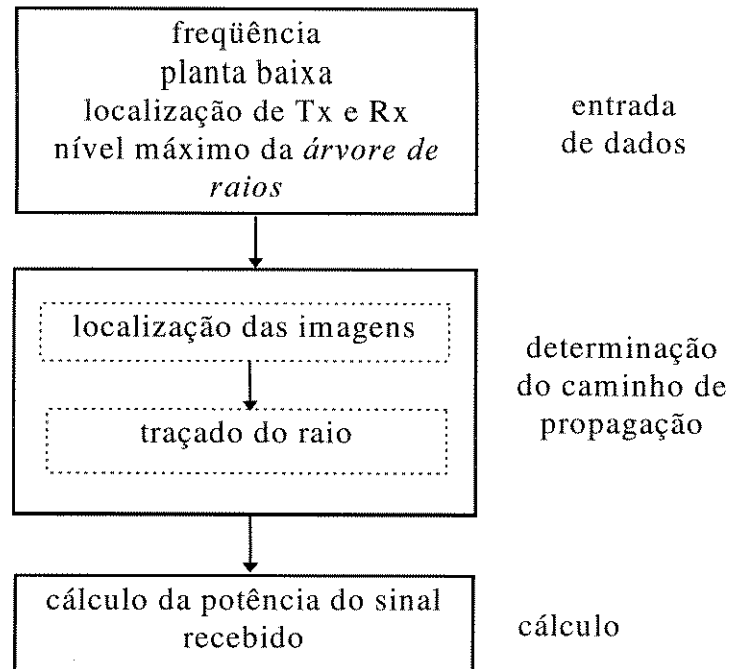


Figura 4.4: Algoritmo simplificado de *ray tracing* baseado em imagens [2].

4.3 RAY TRACING FORÇA BRUTA

Esta técnica de *ray tracing* recebe a denominação *força bruta* pois seu objetivo é levar em consideração **todos** os possíveis caminhos de propagação do sinal. Através do traçado e teste de cada um destes possíveis caminhos procura-se encontrar cada raio que transporta um nível significativo de sinal do transmissor ao receptor.

Considera-se que o transmissor seja uma fonte isotrópica, sendo que cada raio radiado transporta uma fração da potência total transmitida. Uma *árvore de raios* é criada quando um raio atinge uma parede e decompõem-se em uma parcela transmitida e outra refletida. O *ray tracing* é executado pela busca exaustiva na *árvore de raios*, computando a decomposição de cada raio, a qual ocorre a cada intersecção do raio com uma parede.

O algoritmo tem início com a análise de um raio direto, emitido pelo transmissor em uma direção específica, até atingir uma parede. No momento em que o raio atinge a parede, são feitos testes de recepção para verificar se foi sensibilizado algum receptor

que esteja no mesmo ambiente no qual se encontra o raio em estudo. Múltiplos pontos de reflexão podem ser definidos, e o procedimento descrito é aplicado a cada um destes pontos.

Após os testes de recepção, o raio que incidiu sobre a parede é dividido em um segmento transmitido e outro refletido. Cada um destes segmentos é traçado até atingir outra parede. Quando isto ocorre, novos testes de recepção são realizados no ambiente no qual o raio se propaga. Este processo recursivo continua até um número $N_{\max}$ de níveis da *árvore de raios* ou até que o sinal transportado pelo raio caia abaixo de um determinado limiar de referência. A progressão da *árvore de raios* também é truncada caso o raio saia do edifício.

Depois de construída toda a *árvore de raios*, o processo se reinicia a partir do transmissor, com um ângulo de incremento ϕ em relação à direção de lançamento do último raio. O processo só termina quando todas as direções de lançamento a partir da fonte forem computadas.

Quanto ao teste de recepção, que indica se o sinal transportado por um raio foi capaz ou não de sensibilizar um receptor, levam-se em consideração não apenas aqueles raios que incidem diretamente sobre o receptor mas, também aqueles que passam em suas proximidades com nível de sinal capaz de sensibilizá-lo. Para cada raio que atinge um receptor o algoritmo calcula o nível de sinal recebido. O sinal final em cada ponto de recepção será a somatória da contribuição individual de cada raio.

A técnica de *ray tracing* força bruta será melhor detalhada no Capítulo 5.

4.4 CONCLUSÕES

Neste Capítulo abordou-se a técnica de *ray tracing*, ferramenta extremamente útil à realização de predições de cobertura de sinal em ambientes *indoor*. Através de um alto grau de detalhamento do ambiente em estudo esta técnica possibilita cálculos de perda no sinal de forma mais eficiente e apurada do que os processos empíricos até então utilizados. Quando comparada a tais processos que se utilizam de inúmeras medidas práticas e ajuste de parâmetros, o *ray tracing* permite redução de custos e diminuição do tempo necessário para realizar as predições.

A filosofia do *ray tracing* é estudar todos os possíveis trajetos que um sinal transmitido pode fazer para alcançar um receptor e então calcular o sinal recebido. Considerando que cada raio espalhado transporta uma fração do sinal original, a técnica realiza o cálculo do sinal recebido considerando a soma escalar da contribuição de cada raio (componentes de múltiplo percurso).

Duas técnicas de *ray tracing* são citadas na literatura.

Na primeira (*ray tracing* baseado em imagens) são estudados apenas os raios que incidem diretamente sobre os pontos de recepção. Os caminhos percorridos pelos raios são encontrados através da reflexão da fonte transmissora sobre as paredes nas quais ocorrem as reflexões.

Na segunda (*ray tracing* força bruta) consideram-se não apenas os raios que incidem diretamente sobre os receptores mas também aqueles que passam nas proximidades dos pontos de recepção. Assim, um conjunto de raios emitidos a partir da fonte transmissora é traçado até que um nível mínimo de sinal seja atingido ou até que se exceda um número máximo de reflexões e transmissões através das paredes do ambiente em estudo.

4.5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Youssef, J. P. Mon, O. Meynard, H. Nkwawo, S. Meyer, J. C. Leost, "Indoor wireless data at 60 GHz modeling by ray tracing method," IEEE 44th VTC, pp. 914-918, 1994.
- [2] C. M. Peter Ho, T. S. Rappaport, "Wireless channel prediction in a modern office building using an image based ray tracing method," IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 2, pp. 1247-1251, 1993.
- [3] R. A. Valenzuela, "A ray tracing approach to predicting indoor wireless transmission," IEEE 43th VTC, pp. 214-218, 1993.
- [4] J. W. McKown, R. Lee Hamilton Jr., "Ray tracing as a design tool for radio networks," IEEE Network Magazine, pp. 27-30, november 1991.
- [5] L. V. Blake, "Antennas," Artech House Inc., pp. 113-123, 1984.

CAPÍTULO 5

RAY TRACING FORÇA BRUTA

Neste capítulo a técnica de *ray tracing* força bruta será estudada detalhadamente. Descreveremos os modos de propagação do sinal em um ambiente *indoor*, o cálculo do excesso de perdas, o algoritmo de *ray tracing* e todas as considerações e cálculos visando as simulações.

O objetivo é implementar um método baseado no *ray tracing* força bruta que permita realizar predições de cobertura de sinal no interior de edifícios. É importante ressaltar que a análise se restringirá ao estudo da propagação do sinal em um único andar. Isto pelo fato de que o método implementado não considera o efeito da difração do sinal, como será melhor abordado durante este capítulo.

Para tratar o ambiente da forma a mais real possível, foi considerada a existência de portas, e as suas influências na predição quando estão abertas ou fechadas. Com o mesmo objetivo o posicionamento da mobília e dos obstáculos presentes no ambiente são descritos por variáveis aleatórias com distribuição uniforme dentro de um dado intervalo, e seus efeitos são incluídos no cálculo do excesso de perdas.

Uma outra facilidade implementada no método permite o posicionamento do receptor em pontos equiespaçados em todo o ambiente sob estudo. Este tratamento ponto-a-ponto permite a visualização da área de cobertura de uma dada antena transmissora de maneira mais efetiva, facilitando a determinação de seu posicionamento durante o projeto de um sistema.

Para obter uma estrutura modular e de fácil expansão, o *software* foi desenvolvido na linguagem C++, com a utilização de seus recursos de programação orientada a objeto. Desta forma, é possível incorporar com facilidade novos objetos que caracterizam o ambiente de propagação, ou ainda, novos modelos de predição de cobertura.

5.1 MODOS DE PROPAGAÇÃO DO SINAL

A propagação do sinal do transmissor ao receptor ocorre por vários modos de propagação tais como pelo raio direto, refletido, transmitido, difratado e difuso. Ao utilizarmos estes modos no modelo de propagação do algoritmo, é essencial que se conheça qual é a sua dependência de propagação com a distância L percorrida pelo raio.

Os raios diretos apresentam uma perda na propagação proporcional a $1/L^2$, que descreve a propagação do sinal no espaço livre.

Os raios refletidos e transmitidos também obedecem ao comportamento $1/L^2$, onde L representa a distância total percorrida. Por exemplo, o raio refletido mostrado na Figura 5.1, constituído pelos segmentos r_1 e r_2 , apresenta atenuação proporcional a $1/(r_1 + r_2)^2$.

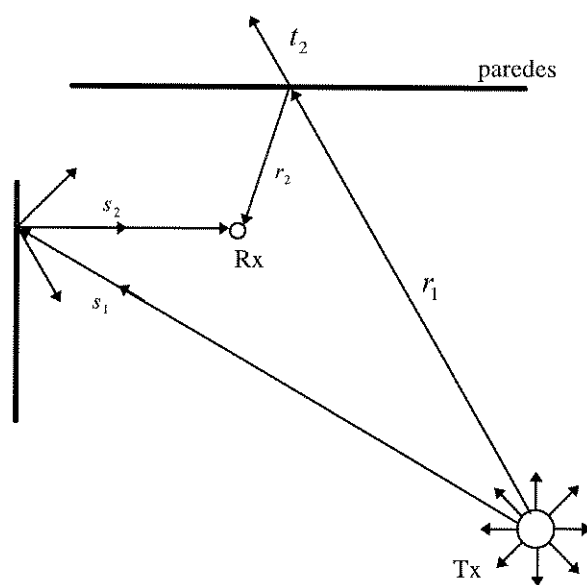


Figura 5.1: Raios transmitido, refletido e difuso [1].

Já os raios difusos, originados do espalhamento local do sinal que incide sobre um obstáculo e que são representados pelos segmentos S_1 e S_2 , apresentam atenuação dada por $1/(S_1 \cdot S_2)^2$. Tal efeito multiplicativo deve-se a uma perda por espalhamento adicional que o raio experimenta após ser re-radiado pela superfície espalhadora [1]. De fato, a intensidade do sinal que inicialmente incidiu sobre esta superfície passa a ser transportada em frações correspondentes a cada componente difusa ou espalhada.

Desta forma, embora a componente difusa influencie o campo recebido nas proximidades dos obstáculos espalhadores, sua amplitude decresce muito mais rapidamente com a distância do que as componentes refletidas e transmitidas do sinal. Assim, a componente difusa do raio é desconsiderada no modelo de propagação. Esta consideração se torna válida e é aplicada ao algoritmo pois a maior parte da energia do raio é transportada pelas componentes refletidas e transmitidas [1, 2].

Quanto ao efeito de difração do sinal observou-se [2] que, para pontos de recepção próximos ao transmissor, os raios difratados transportam menos sinal do que os raios refletidos e transmitidos. Entretanto, à medida que o número de paredes e obstáculos entre o transmissor e o receptor aumenta, os raios refletidos e transmitidos passam a acumular perdas elevadas, ao passo que os raios difratados, que não passam por caminhos com tantos obstáculos, apresentam menor perda. Nestas situações, a maior parte do sinal transmitido atinge o receptor através de raios difratados. Esta característica é essencial ao estudo da propagação do sinal em múltiplos andares [3, 4].

Como mencionado anteriormente, nosso estudo se restringe ao caso de transmissor e receptor localizados no mesmo andar. Desta forma consideramos apenas a influência dos raios transmitidos e refletidos. Embora, dependendo da geometria das paredes, seja possível termos raios difratados carregando a maior parte da energia do sinal até pontos de recepção específicos, o efeito de difração não foi incorporado ao método de *ray tracing* implementado.

No estudo realizado, duas características de edifícios que influenciam a propagação do sinal entre o transmissor e o receptor localizados no mesmo andar foram levadas em consideração.

A primeira característica é o espaço vertical livre existente entre a mobília e o teto (escritórios) ou entre o piso e o teto (corredores), através do qual o sinal pode propagar-se. A segunda característica leva em conta a construção e tipo de material empregado no edifício, sendo representada pelas paredes nas quais o sinal é refletido ou transmitido.

A propagação do sinal através do espaço vertical livre é utilizada no estudo do excesso de perdas sobre o sinal (Seção 5.2). A influência das paredes é utilizada no algoritmo de *ray tracing* ao definir a *árvore de raios* e os coeficientes de reflexão e transmissão utilizados no cálculo do sinal propagado (Seção 5.3).

Desta forma, sendo L a distância total percorrida pelo raio, o sinal computado pelo método em cada ponto de recepção levará em consideração:

- 1) a perda no espaço livre;
- 2) o excesso de perdas;
- 3) as perdas devido a cada reflexão e transmissão através das paredes que compõem o ambiente.

5.2 EXCESSO DE PERDAS SOBRE O SINAL

O excesso de perdas representa a perda adicional que temos sobre o sinal, além da perda no espaço livre, devido à presença de obstáculos que prejudicam a propagação do sinal no interior do edifício.

Tipicamente existe um espaço vertical livre entre a mobília e o teto (ambiente de escritório) ou entre o piso e o teto (ambiente de corredor), através do qual o sinal transmitido alcança o receptor. Em edifícios de escritórios, estes obstáculos que definem a fronteira inferior do espaço livre são representados por mesas, cadeiras, armários, partições baixas, etc. Já a fronteira superior é definida por vigas, duto de ventilação, calhas de iluminação, encanamentos, etc, que projetam-se do andar superior.

Em um edifício comercial de escritórios, este espaço vertical livre (W) varia entre 1,5 e 2 metros [2]. O excesso de perdas surge a partir do momento em que a primeira zona de Fresnel torna-se mais larga do que o espaço vertical livre e os obstáculos causam obstrução do elipsóide de Fresnel. A Figura 5.2 ilustra as situações descritas.

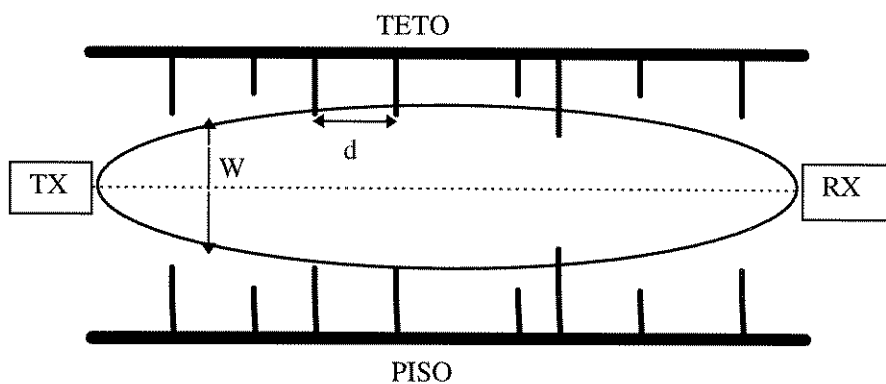


Figura 5.2: Vista lateral em corte de um ambiente de escritório em edifício comercial [2].

Nos corredores dos edifícios, a fronteira superior é a mesma encontrada nos ambientes de escritórios. Já a fronteira inferior é definida apenas pelo piso liso, o qual atua como um refletor para o sinal que se propaga.

Para o cálculo do excesso de perdas analisa-se a propagação nos dois tipos de ambientes encontrados em edifícios comerciais: corredores e escritórios.

5.2.1 Cálculo do Excesso de Perdas em Ambiente de Escritório

Para se calcular o excesso de perdas em ambiente de escritório, um modelo do ambiente é obtido [2] substituindo-se todas as obstruções por telas perfeitamente absorvedoras do sinal, separadas por uma distância d umas das outras e com abertura vertical W , representando o espaço livre. Este modelo é ilustrado na Figura 5.3:

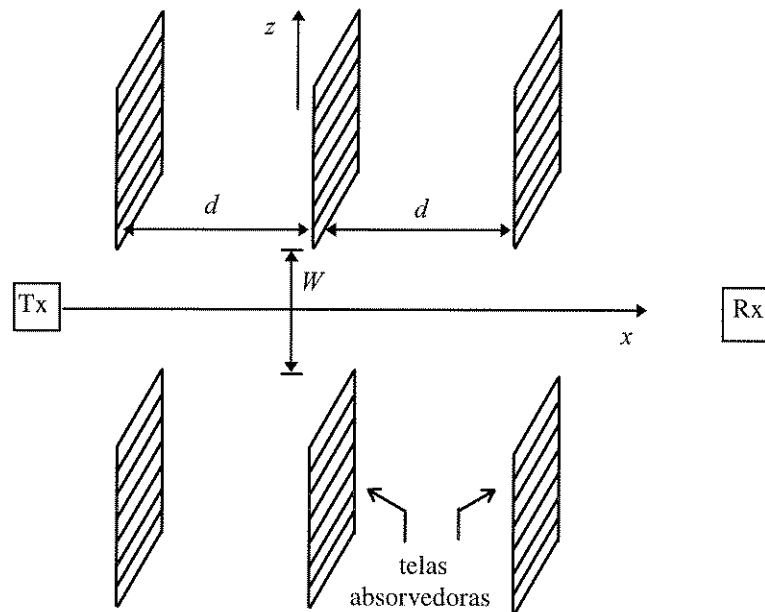


Figura 5.3: Modelo usado no cálculo do excesso de perdas em ambientes de escritórios e corredores [2].

As telas são orientadas perpendicularmente à direção de propagação do sinal e possuem dimensões transversais infinitas. As antenas transmissora e receptora estão localizadas no ponto médio (central) do espaço livre W .

Para tratar o ambiente da forma a mais real possível, os posicionamentos da mobília e obstáculos e a abertura vertical foram descritos por variáveis aleatórias com

distribuição uniforme, dentro de intervalos especificados como parâmetros de entrada. A uniformidade das distribuições é garantida por funções geradoras de seqüências aleatórias existentes na linguagem C++.

Admite-se, para o modelo da Figura 5.3, que a fonte transmissora seja uma fonte linear [2]. Isto indica a radiação de uma frente de onda plana a partir desta fonte.

O excesso de perdas é obtido normalizando-se a intensidade média de campo na abertura W das sucessivas telas em relação à mesma intensidade, encontrada para a situação de propagação no espaço livre. Para isto será necessário calcular os campos ao longo das aberturas W para as duas situações: sucessivas telas (situação de obstrução) e espaço livre.

O campo na primeira tela, a mais próxima da fonte, é o campo fornecido por uma fonte linear em situação de espaço livre, sendo dado por [2]:

$$H_n(Z') = \frac{\exp(-jkr)}{\sqrt{kr}} \quad (5.1)$$

onde:

$$r = \sqrt{d^2 + (Z')^2} \quad (5.2)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (5.3)$$

Sendo H o campo magnético e Z' a variação ao longo da abertura vertical W .

Pelo princípio de Huygens, cada ponto de uma frente de onda radiada dá origem a uma nova frente de onda. Isto mostra que, uma vez radiada, a onda torna-se independente da fonte. Utilizando-se este princípio, calculamos os campos na segunda tela a partir dos campos calculados na primeira tela, e assim sucessivamente nas demais telas.

Os campos nas sucessivas telas será calculado recursivamente através de [2, 5]:

$$H_{n+1}(Z) = \frac{\exp(j\pi/4)}{2\sqrt{\lambda}} \int_{\frac{-W}{2}}^{\frac{W}{2}} H_n(Z') \frac{\exp(-jkr)}{\sqrt{kr}} \left(1 + \frac{d}{r}\right) dZ' \quad (5.4)$$

$$r = \sqrt{d^2 + (Z - Z')^2} \quad (5.5)$$

onde $H_n(Z')$ é o campo na abertura da tela anterior à que se está calculando.

Para avaliar o campo através das Equações 5.1 a 5.5, o intervalo de integração foi discretizado em intervalos Δ , e as equações passaram a ser escritas na forma:

$$H_n(m\Delta) = \frac{\exp(-jkr)}{\sqrt{kr}} \quad (5.6)$$

com:

$$r = \sqrt{d^2 + (m\Delta)^2} \quad (5.7)$$

$$H_{n+1}(p\Delta) = \frac{\exp(j\pi/4)}{2\sqrt{\lambda}} \int_{\frac{-W}{2\Delta}}^{\frac{W}{2\Delta}} H_n(m\Delta) \frac{\exp(-jkr_{p,m})}{\sqrt{kr_{p,m}}} \left(1 + \frac{d}{r_{p,m}}\right) dm \quad (5.8)$$

$$r_{p,m} = \sqrt{d^2 + (p-m)^2 \Delta^2} \quad (5.9)$$

onde, p e m são inteiros.

Observa-se que $H_{n+1}(p\Delta)$ é a superposição de todos os $H_n(m\Delta)$. A Figura 5.4 ilustra a discretização e o princípio de superposição utilizados. Esta discretização possibilita que a integral da Equação 5.8 seja aproximada por um somatório, o qual representa a superposição dos campos da tela anterior, definidos a cada intervalo Δ .

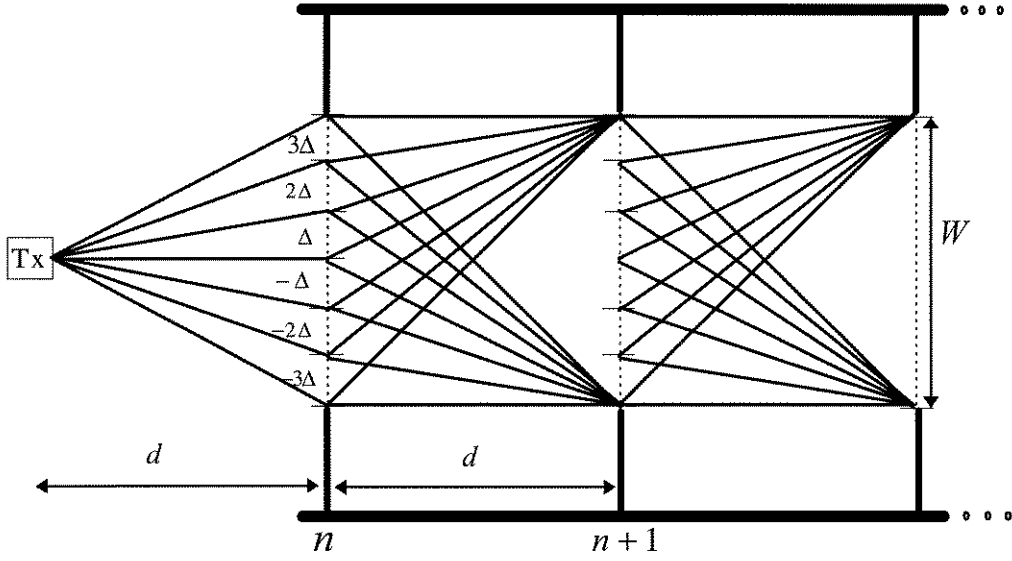


Figura 5.4: Discretização da abertura W e utilização da superposição das fontes.

Bertoni [5] desenvolveu a Equação 5.8 sob a forma discretizada de um somatório, chegando à seguinte forma final:

$$H_{n+1}(p\Delta) = \Delta \exp\left(\frac{-j\pi}{4}\right) \sum_{m=-\frac{W}{2\Delta}}^{\frac{W}{2\Delta}} \left\{ \frac{1}{D_{p,m}} \left[H_n(m\Delta + \Delta) f_{p,m+1} \exp(-jkr_{p,m+1}) - H_n(m\Delta) f_{p,m} \exp(-jkr_{p,m}) \right] \right. \\ \left. + \left[\exp(-jkr_{p,m+1}) - \exp(-jkr_{p,m}) \right] \frac{j}{k[D_{p,m}]^2} \left[H_n(m\Delta + \Delta) f_{p,m+1} - H_n(m\Delta) f_{p,m} \right] \right\} \quad (5.10)$$

$$f_{p,m} = \frac{1 + (d/r_{p,m})}{2k\sqrt{\lambda r_{p,m}}} \quad (5.11)$$

$$D_{p,m} = r_{p,m} - r_{p,m+1} \quad (5.12)$$

onde k é dado pela Equação 5.2 e $r_{p,m}$ é dado pela Equação 5.9.

Desenvolvemos um programa para o cálculo da excesso de perdas baseados na aproximação da Equação 5.10. Devido ao grande número de cálculos realizados e à recursividade, o programa tornou-se lento. Optamos por discretizar a integral da Equação 5.8 através da aproximação feita por trapézios, o que nos levou a:

$$H_{n+1}(p\Delta) = \frac{\exp(j\pi/4)}{2\sqrt{\lambda}} \Delta \left\{ \sum_{m=\frac{-W}{2\Delta}+1}^{\frac{W}{2\Delta}-1} H_n(m\Delta) \frac{\exp(-jkr_{p,m})}{\sqrt{r_{p,m}}} \left(1 + \frac{d}{r_{p,m}}\right) + \frac{1}{2} H_n\left(\frac{-W}{2\Delta}\right) \frac{\exp(-jkr_{p,m})}{\sqrt{r_{p,m}}} \left(1 + \frac{d}{r_{p,m}}\right) + \frac{1}{2} H_n\left(\frac{W}{2\Delta}\right) \frac{\exp(-jkr_{p,m})}{\sqrt{r_{p,m}}} \left(1 + \frac{d}{r_{p,m}}\right) \right\} \quad (5.13)$$

onde, da mesma forma, $r_{p,m}$ é dado pela Equação 5.9.

Desenvolvemos então um programa que trabalha com a aproximação dada pela Equação 5.13. Os resultados obtidos são idênticos aos obtidos através da aproximação feita pela Equação 5.10, entretanto, o tempo de processamento do programa foi reduzido a 1/3 do tempo antes requerido.

Em síntese, para o cálculo do campo nas sucessivas aberturas W entre telas são utilizadas as Equações 5.6, 5.7, 5.9 e 5.13.

Uma observação necessária deve ser feita sobre a escolha do intervalo de discretização Δ . Deve-se adotar a seguinte regra, para minimizar o erro devido à discretização [5]:

$$\Delta \leq \lambda \quad (5.14)$$

onde λ é o comprimento de onda para a frequência de trabalho.

Uma vez calculados os campos ao longo das aberturas W entre as telas, tanto para a situação de sucessivas telas (obstrução do sinal) quanto para a situação de propagação no espaço livre, devemos obter a média da intensidade do sinal (módulo do campo ao quadrado [2]) ao longo das aberturas e normalizar as duas situações para assim obter-se o excesso de perdas.

Para a situação de sucessivas telas, a média da intensidade de sinal foi obtida segundo a Equação 5.15:

$$\frac{\sum_p |H(p\Delta)|^2}{(W/\Delta)} \quad (5.15)$$

onde o numerador é o somatório dos módulos ao quadrado do campo calculado em cada ponto de discretização ao longo das sucessivas abertura W , e o denominador representa o número de segmentos utilizados para discretizar W .

Para a condição de espaço livre os campos foram calculados através das Equações 5.6 e 5.7, sendo a média obtida através da Equação 5.16:

$$\frac{\sum_m |H(m\Delta)|^2}{(1 + W/\Delta)} \quad (5.16)$$

onde o numerador corresponde ao somatório dos módulos ao quadrado do campo calculado em cada ponto de discretização ao longo das sucessivas abertura W , e o denominador representa o número de pontos utilizados para discretizar W .

Finalmente, o excesso de perdas é obtido normalizando-se a intensidade média de campo ao longo da abertura W para a situação de propagação obstruída (Equação 5.15) em relação à intensidade média obtida para a condição de propagação no espaço livre (Equação 5.16).

O resultado final gerado pelo programa é um arquivo que contém a distância percorrida pelo sinal e excesso de perda correspondente. Este arquivo é utilizado como um dos elementos da base de dados necessária ao método de *ray tracing*. Os gráficos de resultados obtidos em ambos os códigos (excesso de perdas e *ray tracing*) serão apresentados no Capítulo 6.

5.2.2 Cálculo do Excesso de Perdas em Ambiente de Corredor

O modelo utilizado para calcular o excesso de perdas em corredores é o mesmo aplicado ao ambiente de escritório e mostrado na Figura 5.3. Em um corredor a fronteira superior do espaço livre é definida pelas mesmas obstruções encontradas nos escritórios, entretanto, a fronteira inferior é definida apenas pelo piso liso, o qual atua como um elemento refletor para o sinal que se propaga.

Para considerar a reflexão do sinal no modelo, imagens de todos os elementos sobre o piso são refletidas sob este e, após isto, o piso é removido do modelo. Teremos então uma fonte imagem que, juntamente com a fonte original do sinal, serão utilizadas para calcular os campos nas sucessivas aberturas entre telas. Devido a este modelo de reflexão, mostrado na Figura 5.5, o espaço vertical livre que forma a abertura entre as telas passa a ter largura $2W$.

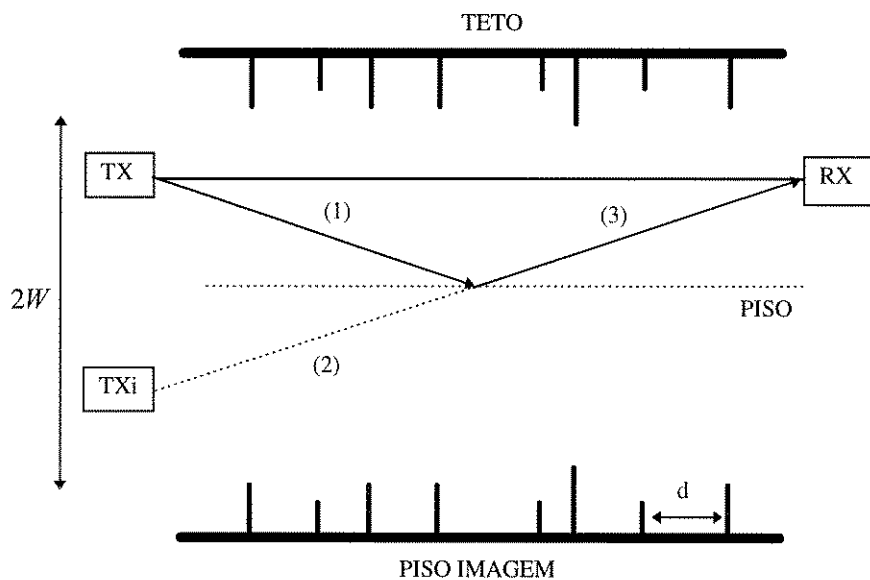


Figura 5.5: Vista lateral em corte de um ambiente de corredor, tendo o piso modelado como refletor de sinal [2].

As considerações feitas para escritórios valem para os corredores, portanto, as fontes são admitidas como lineares, implicando na radiação de uma frente de onda plana.

É sabido que, quando uma onda plana propagando-se no ar incide normalmente em um condutor perfeito, a onda é completamente refletida sem perda de energia. Devido a isto passamos a tratar o piso como um condutor perfeito, em nosso

modelamento. As intensidades do campo incidente e do campo refletido são relacionadas através do coeficiente de reflexão (Γ). A Figura 5.6 detalha a relação entre campos, para a primeira tela absorvedora:

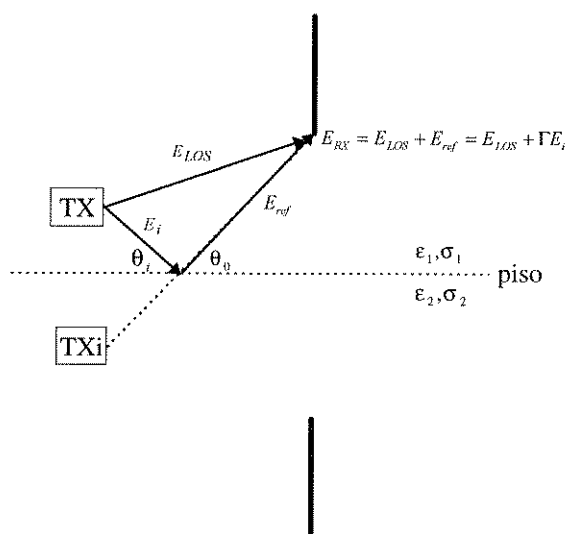


Figura 5.6: Modelo de reflexão utilizado .

onde:

E_{LOS} é o campo em linha de visada;

E_i é o campo incidente;

E_{ref} é o campo refletido;

E_{RX} é o campo no ponto de recepção.

Neste modelo, a componente de campo refletida (E_{ref}) fornecida pela fonte imagem é utilizada para representar a componente refletida do raio incidente originado pela fonte TX. De fato, observando-se a Figura 5.5 percebe-se que os segmentos $\overline{13}$ e $\overline{23}$ apresentam os mesmos comprimentos, devido à simetria existente no modelo. Tal fato é que torna válido tomarmos como componente refletida do sinal a contribuição direta da fonte imagem.

O coeficiente de reflexão, que relaciona os campos, é função da permissividade do piso (ϵ), polarização da onda, ângulo de incidência, condutividade do piso (σ) e frequência (f). Considerando uma polarização vertical, o coeficiente de reflexão é dado pela Equação 5.17:

$$\Gamma_v = \frac{\varepsilon_0 \sin(\theta_i) - \sqrt{\varepsilon_0 - \cos^2(\theta_i)}}{\varepsilon_0 \sin(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_0 - \cos^2(\theta_i)}} \quad (5.17)$$

$$\varepsilon_0 = \varepsilon - j60\sigma\lambda \quad (5.18)$$

onde:

θ_i é o ângulo de incidência do raio no piso;

ε_0 é a permissividade do piso;

λ é o comprimento de onda;

σ e ε são a condutividade e a constante dielétrica para o tipo de piso em estudo. Tais valores são obtidos através de medidas para a frequência de trabalho selecionada, já sendo normalmente encontrados tabelados na literatura.

Desta forma, os campos na primeira tela, a mais próxima da fonte, são calculados utilizando-se as Equações 5.6 e 5.7 e o modelo das Figuras 5.5 e 5.6. O resultado obtido em cada ponto de discretização é uma associação do campo proveniente da fonte TX e da fonte imagem Txi.

Uma dificuldade encontrada para realizar os cálculos foi o fato de que σ e ε , utilizados para calcular o coeficiente de reflexão, foram encontrados tabelados apenas para a frequência de 100 MHz, conforme a Tabela 5.1:

Tabela 5.1: Parâmetros do solo para 100 MHz [8].

<i>material</i>	ε	σ (mho/m)
<i>solo pobre</i>	4	0,001
<i>solo médio</i>	15	0,005
<i>solo rico</i>	25	0,02
<i>água do mar</i>	81	5,0

Nosso trabalho desenvolve-se na faixa de 900 MHz, portanto, utilizar os valores da Tabela 5.1 pode comprometer os resultados. Isto levou-nos a fazer uma consideração, adotada também por Honcharenko *et al.* [2] tal que a frente de onda gerada pela fonte

linear é plana e assim, o sinal incide no piso obliquamente ($\theta_i = 0$), o que nos leva a uma coeficiente de reflexão unitário ($\Gamma = -1$).

Desta maneira, os campos obtidos na primeira tela são a subtração do campo direto fornecido pela fonte TX e do campo refletido fornecido pela fonte imagem. A Figura 5.7 ilustra o processo:

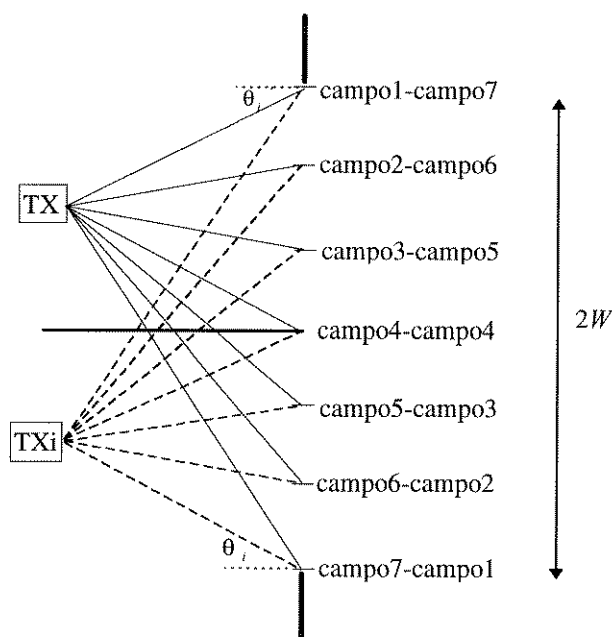


Figura 5.7: Atuação da fonte imagem como geradora de sinal refletido.

Após obtermos os campos na abertura $2W$ da primeira tela, os campos nas demais telas são calculados recursivamente através das Equações 5.9 e 5.13, da mesma forma como foi feito para ambiente de escritório. Observa-se que, nos cálculos, a abertura vertical foi tratada como uma variável aleatória uniformemente distribuída, assim como a distância horizontal.

Da mesma forma como no ambiente de escritório, o excesso de perdas é obtido normalizando-se a intensidade de campo obtida para a situação de obstrução (Equação 5.15) em relação à intensidade de campo obtida para a situação de propagação no espaço livre (Equação 5.16).

5.3 ALGORITMO DE RAY TRACING FORÇA BRUTA

A técnica de *ray-tracing* força bruta busca encontrar **todos** os possíveis trajetos através dos quais um raio transmitido possa transportar um nível significativo de sinal até o receptor. Considera-se que o transmissor seja uma fonte isotrópica, sendo que cada raio radiado transporta uma fração da potência total transmitida. Uma *árvore de raios* é criada quando um raio atinge uma parede e decompõe-se em uma parcela transmitida e outra refletida. É através da progressão desta árvore que se buscam todos os possíveis caminhos do sinal até o receptor.

O algoritmo tem início com o traçado de um raio emitido pelo transmissor, em uma direção específica, até atingir uma parede. O ponto de intersecção do raio com a parede é calculado com base no ponto de origem do raio, seu ângulo de lançamento com relação a um eixo de coordenadas x-y, e as coordenadas da parede. No momento em que o raio atinge a parede, são feitos testes de recepção para verificar se o raio sensibiliza algum receptor que esteja no mesmo ambiente no qual encontra-se o raio em estudo.

Após estes testes, o raio que incidiu na parede é dividido, dando origem a um segmento transmitido através da parede e a um refletido. Cada um destes segmentos é traçado até atingir uma outra parede. Quando isto ocorre, novos testes de recepção são realizados. Este processo continuará por um número específico de níveis da *árvore de raios*, que indicam quantas reflexões e transmissões através de paredes já ocorreram, ou até que o sinal transportado pelo raio caia abaixo de determinado nível mínimo de referência. Após a construção de toda a *árvore de raios*, o processo se reinicia com um novo traçado de raio à partir do transmissor, com um ângulo de incremento ϕ em relação ao último raio. Uma nova *árvore* é criada para esta nova direção de lançamento. O processo se repete até que todas as direções de lançamento a partir da fonte sejam computadas.

Quanto ao teste de recepção [2, 6], ele é realizado a cada passo na criação da *árvore de raios*. Como dito, o teste é utilizado para determinar se um raio foi capaz ou não de sensibilizar um receptor. O teste leva em consideração não apenas os raios que incidem diretamente sobre o receptor, mas também aqueles que passam em suas proximidades com nível de sinal capaz de sensibilizá-lo. A Figura 5.8 ilustra este teste.

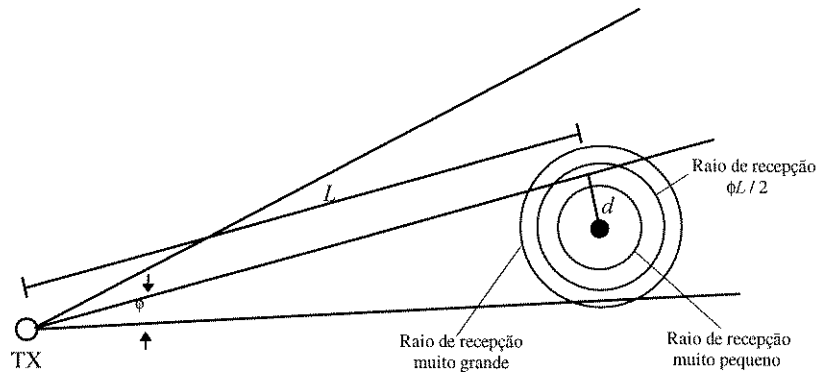


Figura 5.8: Teste de recepção do raio [2, 6].

Para cada ponto de recepção que esteja no mesmo ambiente no qual está o segmento de raio traçado, é feita uma projeção perpendicular d , do ponto de recepção ao segmento do raio. Também se calcula a distância L do ponto de transmissão ao ponto de recepção. Uma região circular de raio $\phi L/2$ é definida ao redor do ponto de recepção, sendo ϕ o ângulo constante de incremento no lançamento do raio. Todos os raios que passarem dentro desta região de recepção são tomados como capazes de sensibilizar o receptor. Logo, se $d < \phi L/2$ o raio contribui para o sinal no receptor e se $d \geq \phi L/2$, o raio não atinge o receptor.

Para uma separação entre raios com ângulo ϕ suficientemente pequeno, o raio que intercepta o círculo de recepção representará uma aproximação bem acurada do raio que passa diretamente sobre o ponto de recepção.

Na Figura 5.8, observam-se dois raios adjacentes ao raio em estudo, lançados com incrementos $\pm \phi$ em relação a este último. Como observado, o círculo de recepção com raio correto é interceptado por exatamente um raio. Se o raio de recepção for grande demais, dois raios podem interceptá-lo. O efeito disto é que um mesmo raio pode ser tomado como tendo interceptado um mesmo ponto de recepção duas vezes. Por outro lado, se o raio de recepção for muito pequeno nenhum dos raios será considerado capaz de atingir o receptor e sua energia será desconsiderada [6].

O teste de recepção é realizado em função da distância total L entre o transmissor e o ponto de recepção, o que causa um aumento do raio de recepção à medida em que nos afastamos do transmissor. Tal efeito visa simular uma frente de onda em formato cônico propagando-se no espaço.

O sinal associado a cada raio é proporcional à magnitude do campo ao quadrado, sendo obtido através da Equação 5.19 [2]:

$$|E_i|^2 = \frac{Z_0 P_e}{4\pi} R(L_i) \prod_n \Gamma_n^2(\theta_{ni}) \prod_m T_m^2(\theta_{mi}) \quad (5.19)$$

onde, P_e é a potência efetiva radiada, Z_0 é a impedância da onda no espaço livre, $\Gamma_n(\theta_{ni})$ e $T_m(\theta_{mi})$ são os coeficientes de reflexão e transmissão na n -ésima e m -ésima paredes que o raio atingiu, com ângulos θ_{ni} e θ_{mi} relativos à superfície normal com a parede respectivamente. O termo $R(L_i)$ é o produto da perda por propagação no espaço livre e o excesso de perdas que surge devido às obstruções (móveis, por exemplo).

Portanto, o sinal total em cada ponto de recepção é obtido como resultado da contribuição de cada i -ésimo segmento de raio e é dado por [2]:

$$S \approx \sum_i |E_i|^2 / Z_0 \quad (5.20)$$

É importante ressaltar que só foram considerados raios transmitidos e refletidos nas paredes. Neste caso, para alguns pontos de recepção, os raios que atingem o receptor podem ter sofrido a influência de várias paredes, ao passo que caminhos alternativos originados da difração do sinal podem ter sofrido menor atenuação. Nesta situação, uma predição que também leve em consideração os raios difratados [3,4] pode representar o resultados mais precisamente.

5.3.1 Influência de Portas e Condições de Truncamento

De forma a modelar o ambiente da maneira a mais real possível, consideramos a existência e a influência das portas (abertas ou fechadas) sobre o sinal recebido. Esta modificação foi acrescentada ao algoritmo original [2] e sua influência no resultado final mostrou-se bastante perceptível.

Um teste para as portas foi implementado no algoritmo. Quando um raio intercepta uma parede, consulta-se a base de dados e verifica-se se existe alguma porta na parede interceptada. Se houver uma porta, verifica-se se a coordenada em que o raio

intercepta a parede é coincidente com a coordenada da porta. Em caso positivo, verifica-se na base de dados a situação em que a porta normalmente se encontra: aberta ou fechada.

Caso a porta esteja normalmente fechada, o raio incidente é dividido em uma parcela transmitida e outra refletida, como descrito anteriormente.

Caso a porta esteja normalmente aberta, o raio penetra em outro ambiente sem sofrer obstrução. Nesta situação os coeficientes de transmissão e reflexão são considerados unitários, o que faz com que a perda sobre o sinal continuado seja creditada apenas ao espaço livre e ao excesso de perdas.

Verificamos em nossas simulações que a presença das portas (todas abertas) gera um aumento no nível médio de sinal, como será visto no Capítulo 6.

Outra característica importante sobre o algoritmo desenvolvido diz respeito às condições de truncamento. Tais condições são utilizadas para ceifar ramos da *árvore de raios*, dando maior velocidade ao programa, porém sem comprometer os resultados.

A primeira condição de truncamento é caracterizada pelo número N_{max} de níveis da *árvore de raios*. Este número é um dado de entrada, definido na base de dados do método e representa a máxima quantidade de reflexões e transmissões que um raio pode sofrer antes de ser desconsiderado. Recomenda-se que N_{max} seja maior que o número máximo de paredes atravessadas pelo raio direto entre o transmissor e o receptor mais distante. Este número encontra-se tipicamente entre 13 e 14 [2]. Entretanto, trabalhos já realizados consideraram valores menores ($N_{max} = 6$) e os resultados foram satisfatórios [7]. De fato, a complexidade do ambiente em estudo influencia nesta escolha.

Outra forma de truncamento elimina todos os raios que transportam um sinal de nível abaixo de um referência mínima. Nas nossas simulações, o nível mínimo considerado foi de -100 dBm .

Finalmente, desconsideram-se ainda todos os raios que saem do edifício, o que vem a eliminar um ramo da *árvore de raios*. Após todas as considerações apresentadas, a Figura 5.9 mostra o algoritmo do método implementado.

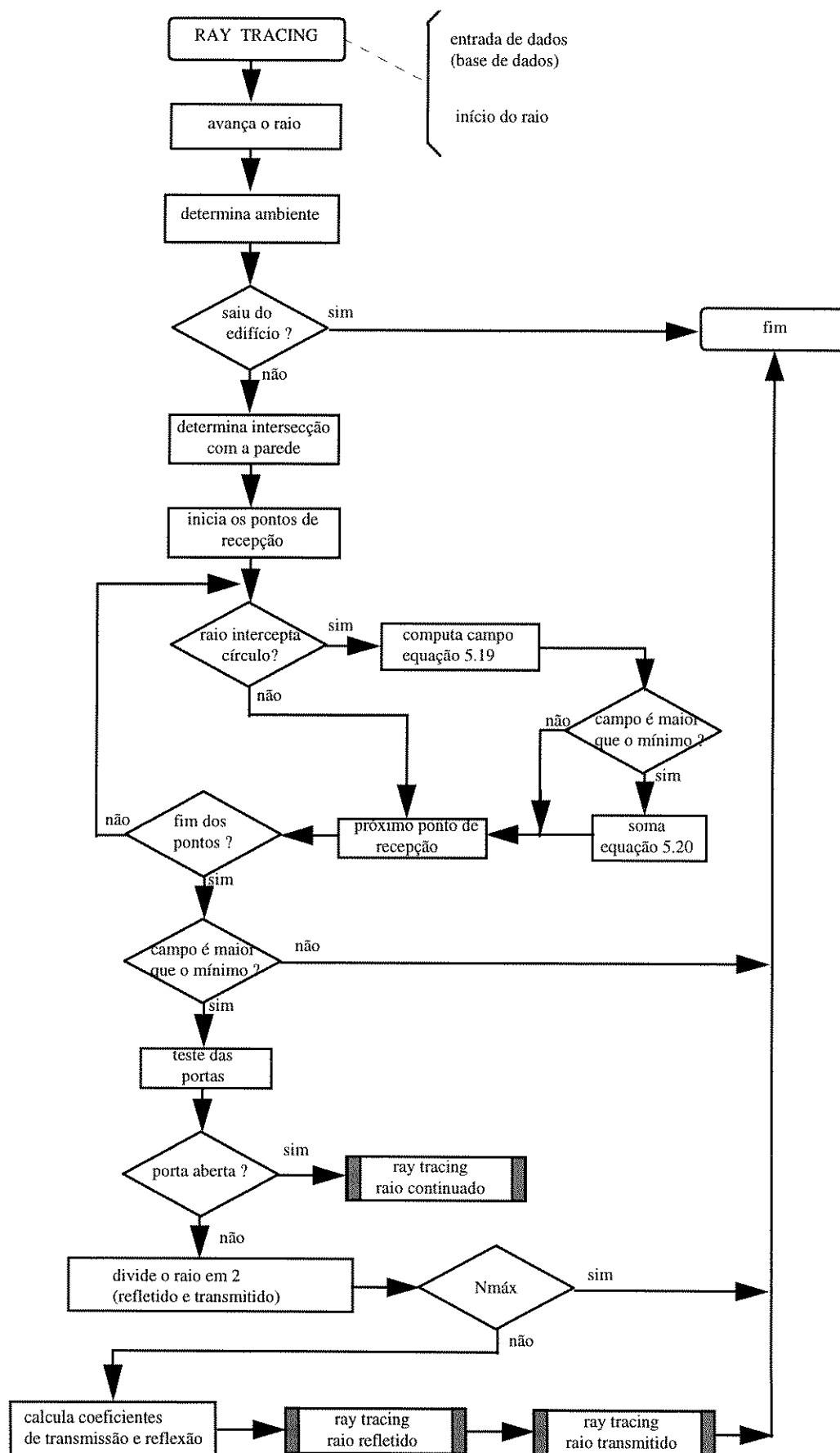


Figura 5.9: Algoritmo do método ray tracing força bruta.

O algoritmo da Figura 5.9 mostra o tratamento dado pelo método de *ray tracing* a um raio lançado a partir da fonte com um ângulo qualquer. O desmembrar deste raio ao incidir em obstáculos forma as componentes refletida e transmitida, originando assim uma *árvore de raios*.

Após realizar todo o traçado dos ramos transmitidos e refletido, a *árvore de raios* está terminada. O método então prossegue a análise para um novo lançamento a partir da fonte, agora com um ângulo de incremento ϕ em relação ao raio anterior. Para esta nova direção de lançamento outra *árvore de raios* é criada. O processo só termina quando todas as direções de lançamento a partir da fonte forem computadas.

Três condições de truncamento do raio (término do ramo) são incorporadas e ocorrem: 1) quando o raio sai do edifício, 2) quando transporta um sinal de nível menor que um mínimo estabelecido, ou 3) quando o número máximo de níveis da *árvore de raios* é atingido. Enquanto nenhuma destas três condições mencionadas ocorrer, o traçado do raio é continuado.

5.3.2 Base de Dados Necessária

Através da base de dados do programa procura-se fornecer informações específicas sobre o ambiente em estudo, controlando-se ainda a precisão com que a predição será realizada.

As informações contidas nesta base e que descrevem o ambiente estão contidas em quatro arquivos. O primeiro deles contém as coordenadas iniciais e finais de cada parede que compõe o ambiente, referenciadas a um sistema de coordenadas x-y. Este arquivo armazena ainda informações sobre o tipo de material de que são feitas as paredes, sendo este dado utilizado para determinar os coeficientes de transmissão e reflexão das paredes para a frequência de trabalho. Uma simplificação feita em nossas simulações considera que todas as paredes são compostas pelo mesmo tipo de material. O mesmo arquivo também contém informações sobre a presença de portas nas paredes.

O segundo arquivo da base de dados foi chamado Arquivo de Ambientes. Ele contém as informações que definem quais paredes delimitam cada ambiente no interior do edifício. Informações que definem o tipo de ambiente (corredor ou escritório) também são armazenadas neste arquivo.

O terceiro arquivo define todas as portas presentes. São armazenadas as informações de coordenadas iniciais e finais das portas, a parede na qual a porta se localiza e o estado em que a porta normalmente se encontra: aberta ou fechada.

Finalmente, o quarto arquivo define o excesso de perdas para o tipo de ambiente no qual o sinal se propaga (corredor ou escritório). Este arquivo, utilizado como dado de entrada, é obtido através dos cálculos descritos na Seção 5.2.

Uma vez definidas as características do ambiente em estudo, definem-se os demais elementos da base de dados, utilizados para controlar a predição de cobertura do sinal. Estes elementos definidos como dados de entrada são:

- 1) frequência de trabalho;
- 2) potência do transmissor;
- 3) posicionamento do transmissor dentro do andar;
- 4) o ângulo ϕ que define o incremento de lançamento de cada raio a partir da fonte transmissora, e ao qual denominamos *ângulo diferencial*;
- 5) o nível de sinal mínimo utilizado como referência para o truncamento da *árvore de raios*;
- 6) o fator de escala do sistema de coordenadas x-y no qual está a planta do andar em estudo;
- 7) a precisão da predição.

Esta última opção permite o posicionamento de receptores em pontos equiespaçados em todo o ambiente sob consideração. Este tratamento ponto-a-ponto permite a visualização da área de cobertura de uma dada antena transmissora de maneira mais efetiva, facilitando a determinação de seu posicionamento durante o projeto de um sistema.

Definidos todos os elementos da base de dados, apresentamos nas Figura 5.10 à 5.15 a planta baixa utilizada em nossas simulações e a base de dados que a descreve:

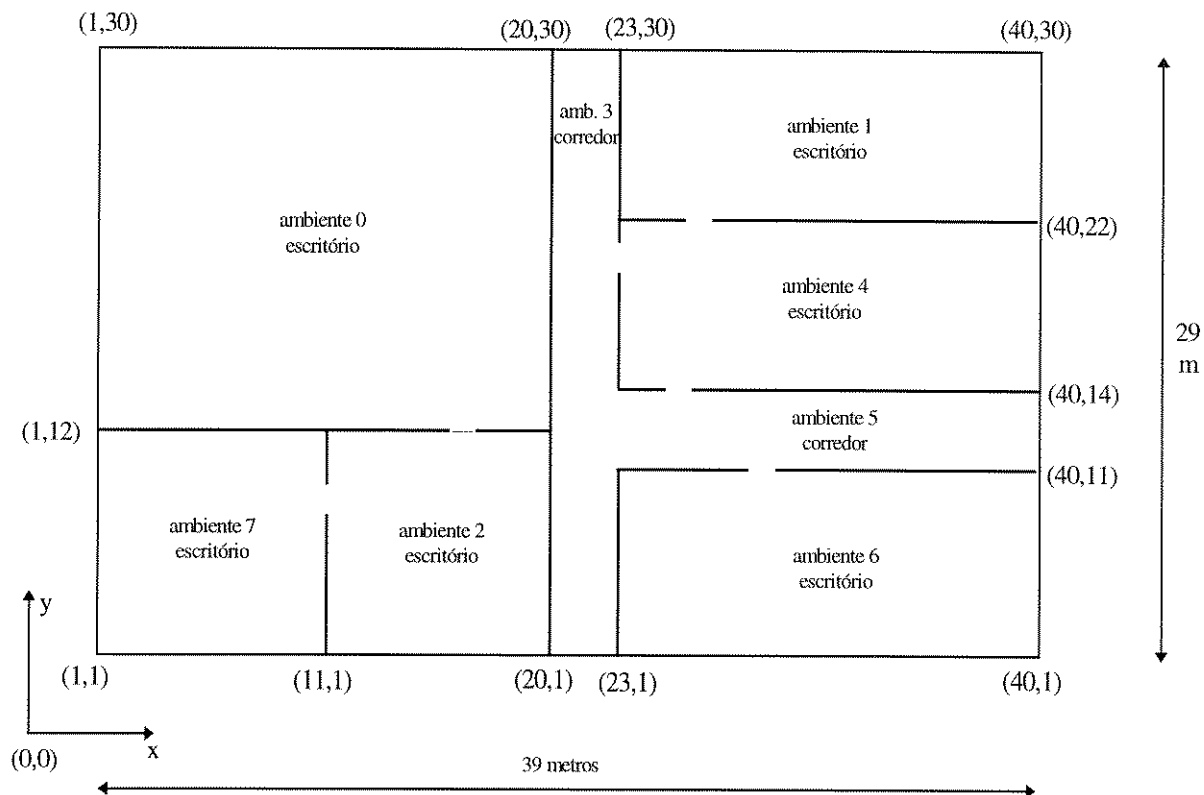


Figura 5.10: Planta baixa utilizada nas simulações.

As Figuras 5.11 a 5.14 apresentam exemplos de trechos dos arquivos de dados que descrevem o ambiente:

Wsize=11	representa o tamanho do vetor que contém todas as paredes.
Parede0.xi=10	representa a coordenada x inicial da parede zero.
Parede0.yi=10	representa a coordenada y inicial da parede zero.
Parede0.xf=400.	representa a coordenada x final da parede zero.
Parede0.yf=10	representa a coordenada y final da parede zero.
Parede0.porta=0.	indica que não há nenhuma porta na parede zero.
Parede0.tipo=1.	indica que a parede zero é composta por material tipo 1.
Parede1.xi=10	
Parede1.yi=10	
Parede1.xf=10	
Parede1.yf=300	
Parede1.porta=0	
Parede1.tipo=1	

Figura 5.11: Exemplo de trecho do Arquivo Paredes.

Asize=8.	representa o tamanho do vetor que contém todos os ambientes.
Amb0.p[0]=5	indica que a parede cinco é uma delimitadora do ambiente zero.
Amb0.p[1]=1	indica que a parede um é uma delimitadora do ambiente zero.
Amb0.p[2]=2	indica que a parede dois é uma delimitadora do ambiente zero.
Amb0.p[3]=4	indica que a parede quatro é uma delimitadora do ambiente zero.
Amb0.tipo=1	indica o tipo de ambiente (corredor ou escritório)

Figura 5.12: Exemplo de trecho do Arquivo Ambientes.

Psize=8	indica o tamanho do vetor que contém todas as portas.
Porta1.parede=6	indica que a porta 1 localiza-se na parede seis.
Porta1.aberta=1	indica que a porta 1 encontra-se normalmente aberta.
Porta1.xi=230	indica a coordenada x inicial da porta 1.
Porta1.yi=190	indica a coordenada y inicial da porta 1.
Porta1.xf=230	indica a coordenada x final da porta 1.
Porta1.yf=200	indica a coordenada y final da porta 1.

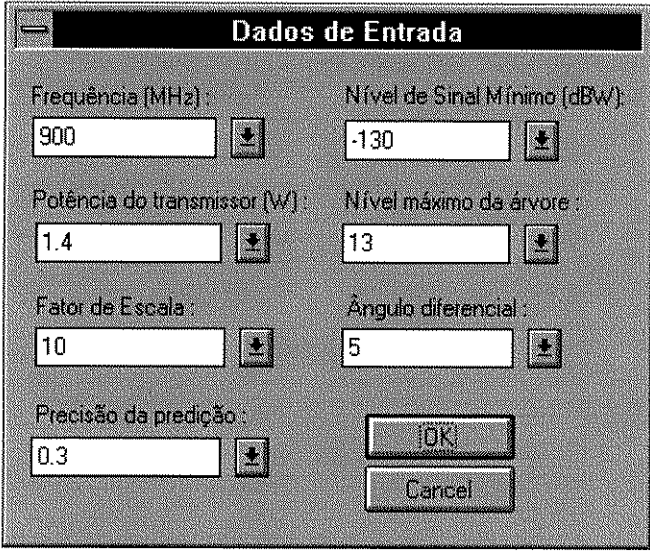
Figura 5.13: Exemplo de trecho do Arquivo Portas.

2	0.013239967	indica um excesso de 0,013 dB para um percurso de 2 metros.
4	0.47687367	indica um excesso de 0,47 dB para um percurso de 4 metros.
6	0.59997267	
8	0.60327300	
10	0.63944033	
12	0.72118900	
14	0.88208567	
16	1.0501043	indica um excesso de 1,05 dB para um percurso de 16 metros.

Figura 5.14: Exemplo de trecho do Arquivo Excesso de Perdas em corredor.

A Figura 5.15 mostra a interface de usuário utilizada para a entrada dos dados que controlam a precisão da predição a ser realizada.

Após fornecer os dados e arquivos de entrada pode-se executar o programa. O tempo de execução torna-se proporcional à apuração desejada para o resultado final, sendo ainda dependente da complexidade do ambiente em estudo.



Dados de Entrada	
Frequência [MHz]:	Nível de Sinal Mínimo [dBW]:
900	-130
Potência do transmissor [W]:	Nível máximo da árvore:
1.4	13
Fator de Escala:	Ângulo diferencial:
10	5
Precisão da predição:	
0.3	
[OK] [Cancel]	

Figura 5.15: Dados default utilizados nas predições.

Os dados de entrada Precisão da Predição (indica o espaçamento entre os pontos de recepção), nível da *árvore* e ângulo diferencial são os fatores que mais influenciam o resultado. Em nossas simulações trabalhamos com uma precisão de predição igual a 0,3 metros, 13 níveis para a *árvore de raios* e um ângulo diferencial de 3 graus. Os resultados foram obtidos em aproximadamente 45 min, utilizando-se um processador 486 de 66 MHz.

Os resultados finais obtidos com a execução do método de *ray tracing* força bruta desenvolvido são mostrados no Capítulo 6.

5.4 CONCLUSÕES

Este Capítulo abordou os conceitos necessários à elaboração de um método de *ray tracing* força bruta. Foram mostrados os modos de propagação do sinal no interior de um edifício e definidos aqueles trabalhados em nossas simulações: raios transmitidos e refletidos. A influência de raios difratados não foi levada em consideração, apesar de poder influenciar os resultados em pontos de recepção nos quais o principal modo de propagação seja a difração do sinal.

Abordou-se o cálculo do excesso de perdas no ambiente *indoor*, com a apresentação de toda a formulação matemática, modelagem e considerações feitas nas simulações. Tal cálculo é utilizado para se formar a base de dados necessária ao método.

Através desta base de dados é possível fornecer informações específicas sobre o ambiente em estudo e controlar a precisão das predições a serem realizadas.

Apresentou-se o algoritmo completo para obtenção de um método *ray tracing* força bruta, assim como todas as considerações feitas sobre condições de truncamento e precisão utilizadas.

Podemos destacar as contribuições conseguidas com o tratamento estatístico adotado para o cálculo do excesso de perdas e a inclusão da influência das portas na predição. Esta última modificação altera significativamente os resultados das predições realizadas, contribuindo para uma abordagem mais real da situação em estudo.

5.5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Martin J. Feuerstein, T. S. Rappaport, "Wireless personal communications," Kluwer Academic Publishers, pp. 282-315, 1993.
- [2] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing, J. Qian, H. D. Yee, "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office buildings," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 41, no. 4, pp.496-504, November 1992.
- [3] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. Dailing, "Mechanisms governing propagation between different floors in buildings," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, no.6, pp.787-790, June 1993.
- [4] D. I. Laurenson, S. McLaughlin, A. U. H. Sheikh, "The application of ray tracing and the geometrical theory of diffraction to indoor channel modeling," Globecom 1993, pp. 1242-1770.
- [5] J. Walfisch, H. L. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 36, no. 12, pp.1788-1796, December 1988.

- [6] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, "A ray tracing technique to predict path loss and delay spread inside buildings," Globecom 1992, pp.649-653.

- [7] J. W. McKown, R. Lee Hamilton Jr., "Ray tracing as a design tool for radio networks," IEEE Network Magazine, pp. 27-30, november 1991.

- [8] W. C. Jakes, Jr., "Microwave Mobile Communications," John Wiley & Sons, pp. 80-83, 1974.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Neste capítulo apresentam-se os resultados obtidos com a aplicação do método de *ray tracing força bruta* elaborado com base no conteúdo dos capítulos anteriores. Duas seções distintas serão tratadas.

A primeira seção aborda a simulação do excesso de perdas com distribuições estatísticas. Tratamos dois tipos de ambientes, escritórios e corredores, e consideramos os obstáculos uniformemente distribuídos e espaçados. Em ambientes de escritório estes obstáculos foram uniformemente distribuídos a distâncias entre 1 e 3 metros no sentido horizontal (espaçamento d entre a mobília) e entre 1,5 e 2 metros no sentido vertical (espaço livre W entre a mobília e o teto). Para os ambientes tipo corredor, não foram considerados obstáculos no sentido horizontal mas apenas o piso como elemento refletor do sinal. Já no sentido vertical (espaço livre entre o piso e o teto), consideramos obstruções distanciadas de maneira uniforme, a distâncias entre 2,5 e 3 metros.

A segunda seção mostra os resultados de predições completas, realizadas utilizando-se o método desenvolvido aplicado a diferentes situações, nas quais variamos a potência do transmissor, seu posicionamento no interior do edifício e incluímos a influência das portas.

Nestas simulações utilizamos uma fonte isotrópica. Os raios foram lançados a partir desta fonte a cada 3 graus, e foram computados pontos de recepção a cada 30 centímetros de distância, caracterizando a predição ponto-a-ponto. Foram testadas diferentes situações com o objetivo de comprovar a influência do posicionamento do transmissor e das estruturas no interior do edifício. Foi considerada uma planta de dimensões 39 x 29 metros (Figura 5.10), na qual distribuem-se seis salas e dois corredores interligados. Ressaltamos que nossas simulações restringem-se a um único

andar, uma vez que o efeito de difração do sinal não foi incorporado ao método desenvolvido.

6.1 EXCESSO DE PERDAS

A Figura 6.1 mostra o resultado obtido para o excesso de perdas em ambiente de escritório, considerando-se W (abertura vertical entre telas) e d (distância entre telas) como variáveis aleatórias. Nossas simulações foram realizadas considerando-se uma frequência de 900 MHz.

Em relação ao intervalo de discretização, trabalhamos com $\Delta = \lambda$, $\Delta = \lambda/10$, $\Delta = \lambda/20$, $\Delta = \lambda/30$ e $\Delta = \lambda/40$. Observamos que a convergência ocorre a partir de $\Delta = \lambda/20$.

Os resultados foram obtidos para um intervalo de discretização $\Delta = \lambda/20$. Deste modo foram considerados de 91 ($W=1,5\text{ m}$) a 121 ($W=2\text{ m}$) pontos ao longo das aberturas W das telas (Figura 5.3) nos quais foram calculados os campos para a obtenção do sinal recebido.

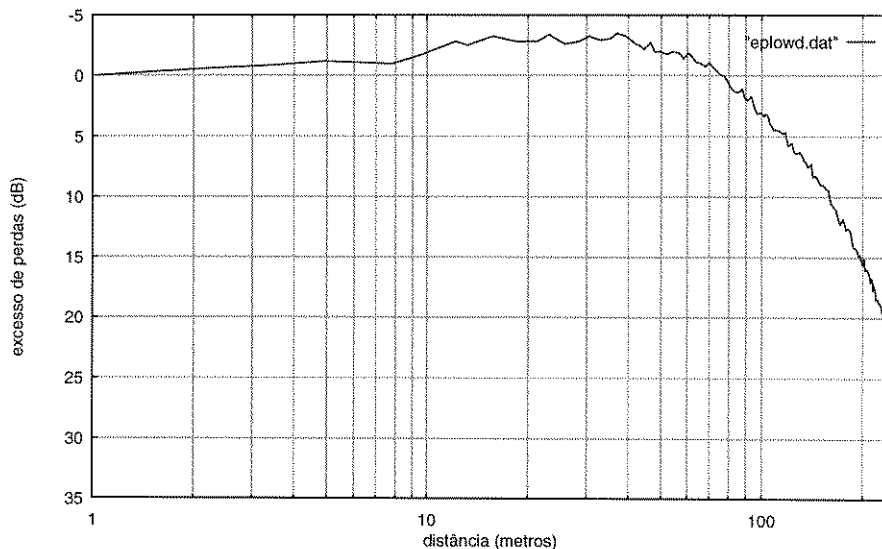


Figura 6.1: Excesso de perdas em função da distância entre transmissor e receptor para W e d aleatórios.

A Figura 6.2 mostra o resultado final utilizado na base de dados para o método de *ray tracing*. Este resultado representa um aplainamento da curva da Figura 6.1.

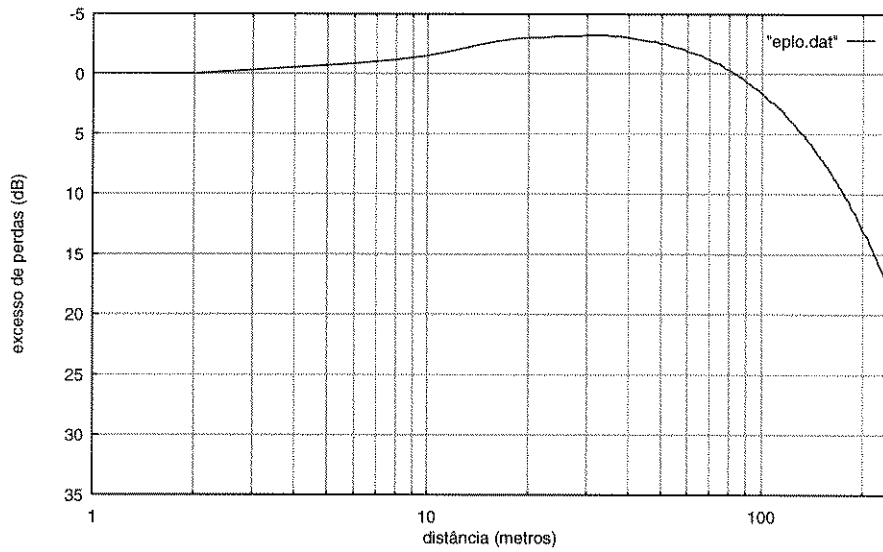


Figura 6.2: Excesso de perdas aplainado.

Os resultados verificados para corredores são mostrados nas Figuras 6.3 e 6.4 onde, novamente trabalhamos com $\Delta = \lambda / 20$. Observa-se que a abertura vertical agora tem valor $2W$, devido ao modelo utilizado (Figura 5.5). Isto nos levou a considerar nos cálculos de 301 (abertura $2W = 5$ metros) a 361 (abertura $2W = 6$ metros) pontos de discretização ao longo das aberturas verticais entre telas.

Para obtenção destes gráficos trabalhamos com um coeficiente de reflexão = - 1, conforme já mencionado no Capítulo 5.

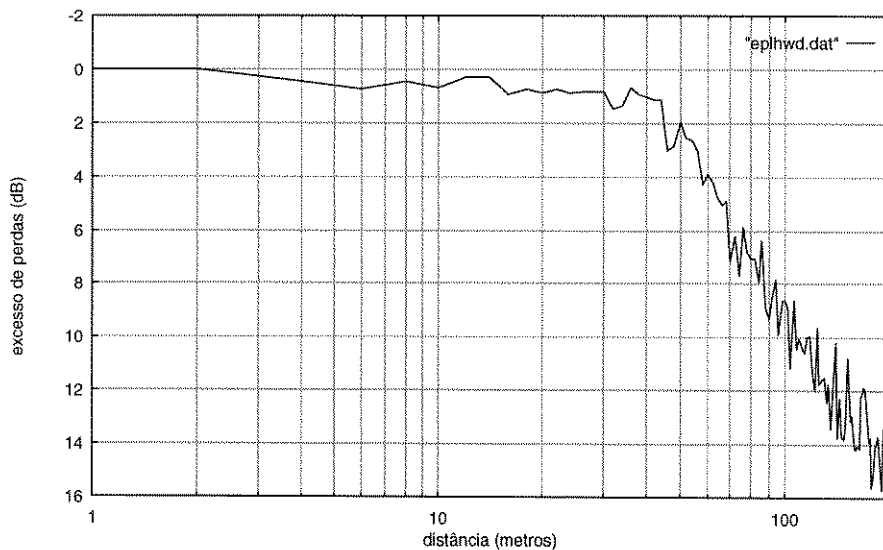


Figura 6.3: Excesso de perdas em corredores para W e d aleatórios.

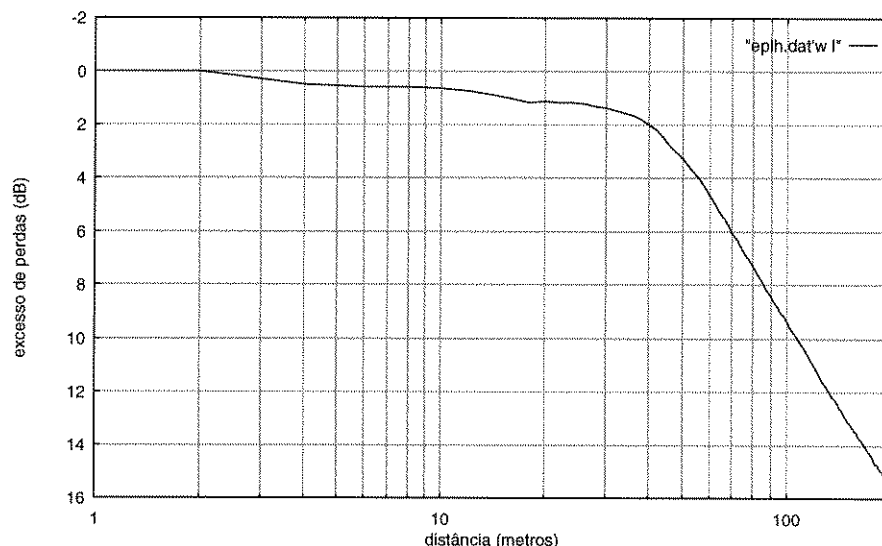


Figura 4: Excesso de perdas em corredores, aplainado.

6.2 PREDIÇÕES DE COBERTURA

A seguir apresentamos resultados de predições realizadas com diferentes abordagens. Os passos que seguimos visam encontrar o melhor posicionamento para o transmissor dentro do andar em estudo. Após encontrada sua posição ideal incluímos o efeito das portas procurando tornar o resultado o mais próximo da realidade. Finalmente procuramos mostrar que ainda é possível, para a posição especificada, encontrar a potência ideal ao transmissor para uma cobertura adequada do ambiente, eliminando erros de superdimensionamento de equipamento.

6.2.1. Transmissor em Posição Não Favorável e Portas Fechadas.

A condição de um transmissor em posição não favorável e portas fechadas é apresentada na Figura 6.5, de onde percebe-se claramente a má distribuição do sinal no interior do edifício, quando o transmissor é colocado em posicionamento não favorável (canto inferior esquerdo da planta baixa). Temos, então, ambientes com ótima recepção, contrastando com pontos de outros ambientes onde a recepção apresenta-se pior.

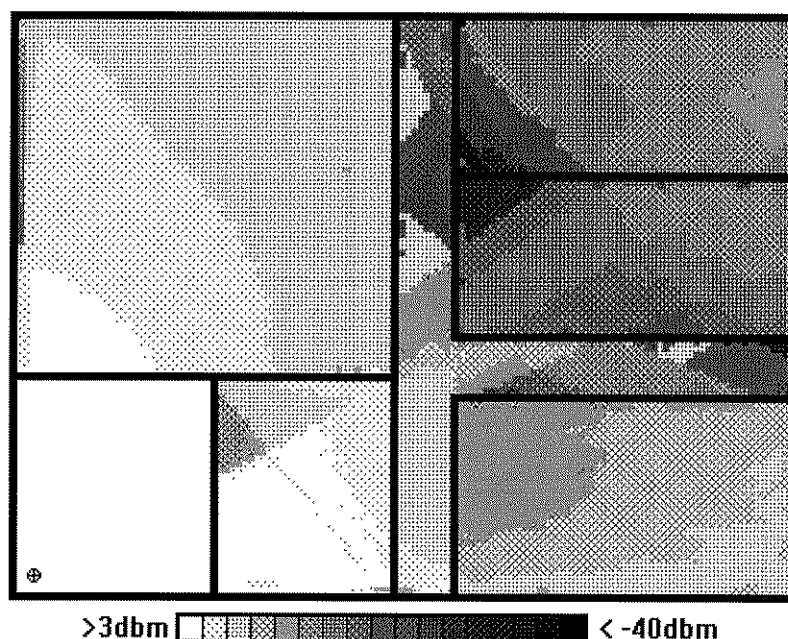


Figura 6.5: Predição para posicionamento não favorável e portas fechadas.

Potência de transmissão = 31.46 (dBm).

6.2.2 Transmissor em Posição Favorável e Portas Fechadas

A condição de um transmissor em posição favorável e portas fechadas é mostrada na Figura 6.6, na qual observa-se que um melhor posicionamento do transmissor possibilita que seja feita uma cobertura do andar de modo que os ambientes sejam melhor atendidos. Uma das grandes vantagens da utilização da técnica de *ray tracing* está justamente na possibilidade de se tomar uma decisão sobre o melhor posicionamento do transmissor. A técnica provê um alto grau de detalhamento sobre o ambiente em estudo e não requer exaustivas e dispendiosas medidas de campo para a obtenção do resultado da predição.

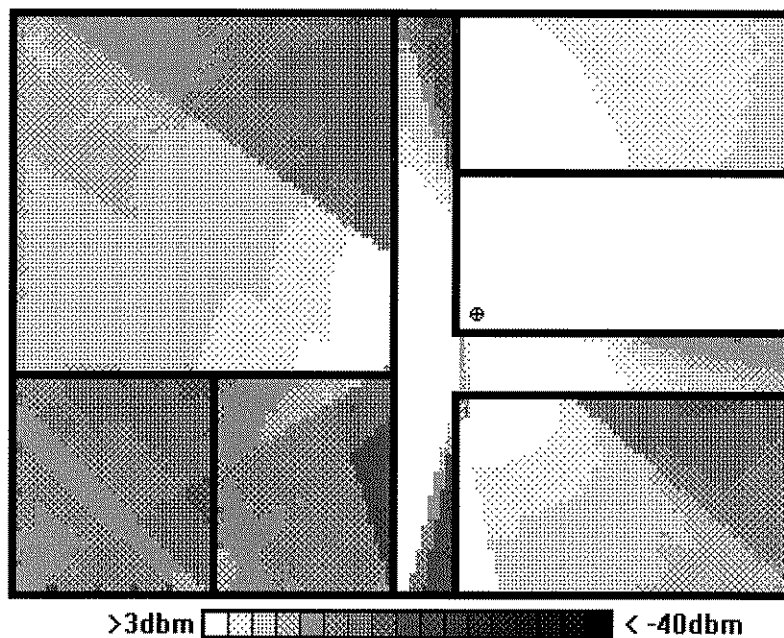


Figura 6.6: Predição para posicionamento favorável e portas fechadas.

Potência de transmissão = 31.46 (dBm).

6.2.3. Transmissor em Posição Favorável e Portas Abertas

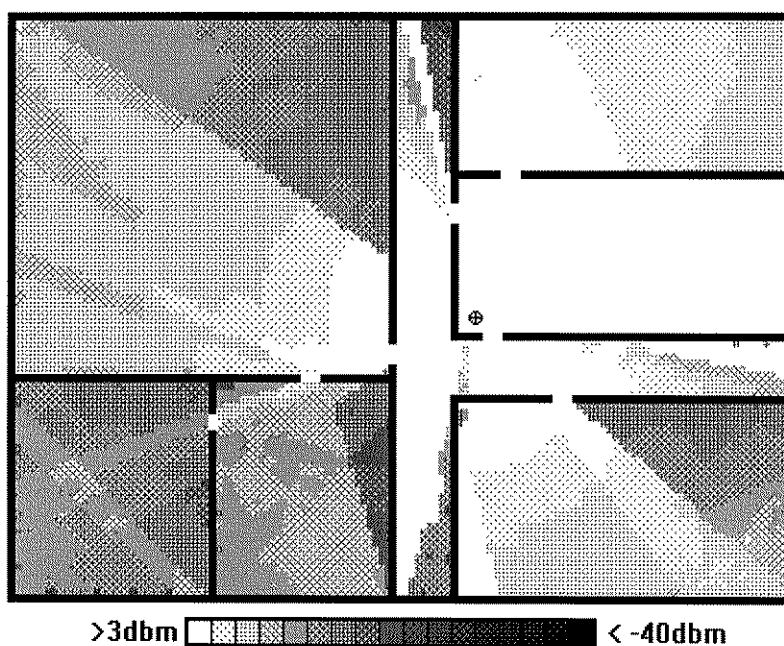


Figura 6.7: Predição para posicionamento favorável e portas abertas.

Potência de transmissão = 31.46 (dBm).

Na condição de um transmissor em posição favorável e portas abertas, podemos observar a influência das estruturas que compõem o ambiente. No caso das portas, a sua

abertura facilita a passagem de componentes mais fortes de sinal de um ambiente para outro, modificando a predição da cobertura, principalmente nas imediações das portas. Estas modificações são bem visíveis na comparação das Figuras 6.6 e 6.7.

Para comprovar esta diferença, verificamos que ocorre um aumento no nível médio do sinal de 0,363 dB, quando as portas são abertas. Esse aumento no nível médio do sinal pode ser computado pela equação:

$$\Delta S = \frac{1}{mn} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n S_{ij}^{[6.7]} - S_{ij}^{[6.6]} \quad (6.1)$$

onde $S_{ij}^{[n]}$ é o sinal recebido nas coordenadas (i, j) do ambiente, na situação apresentada pelas figuras 6.6 e 6.7.

Note que este aumento representa uma média em toda a área considerada. Sem dúvida, nas imediações das portas, a variação do nível do sinal é bem maior chegando em alguns pontos até a 14,98 dB.

6.2.4. Transmissor em Posição Favorável, Portas Abertas e com Menor Potência Transmitida

Após termos encontrado o posicionamento ideal do transmissor, nos resta realizar a otimização da potência necessária a ele, evitando-se assim um eventual superdimensionamento do mesmo, o que só viria a acarretar elevação do custo de um projeto. A Figura 6.8 mostra o resultado de cobertura obtido para um transmissor com potência igual a 1 mW.

Como esperado, os níveis de sinal no ambiente são menores. O resultado se assemelha ao da Figura 6.7, porém há de se esperar diferenças na cobertura pois, trabalhando com menor potência radiada, teremos raios percorrendo trajetos mais curtos. Em outras palavras, as trajetórias dos raios são as mesmas, entretanto eles são mais rapidamente atenuados e conseqüentemente morrem mais cedo.

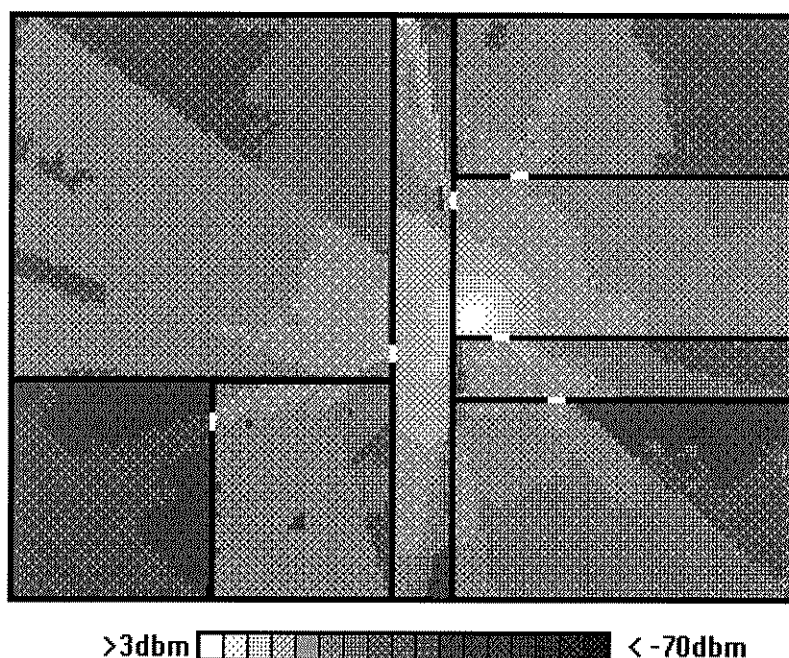


Figura 6.8: Predição para posicionamento favorável, portas abertas e menor Potência de transmissão (0 dbm).

6.3 CONCLUSÕES

Foram apresentados resultados de simulações obtidas com o método de *ray tracing força bruta* implementado. Este método, apoiado em uma base de dados completa sobre o ambiente em estudo, fornece resultados de predições para rádio propagação *indoor*.

Para mostrar a flexibilidade que é acrescentada a um projeto de sistema *indoor* que utilize a técnica de *ray tracing*, quatro situações distintas foram mostradas.

Tratamos as situações de análise do posicionamento otimizado do transmissor no interior do edifício (Figuras 6.5 e 6.6) e a situação de análise do adequamento da potência a ser transmitida (Figura 6.8). Ressaltamos ainda a comprovação e inclusão da influência das portas sobre o resultado final da predição (Figura 6.7).

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

Os estudos e simulações desenvolvidos neste trabalho visaram um aprofundamento na área da rádio propagação *indoor*, e a implementação de um método de *ray tracing*, permitindo-nos realizar previsões de cobertura para ambientes interiores.

Nossa motivação está sedimentada na recente e bem sucedida introdução do sistema de telefonia móvel celular no Brasil, e no fato de que este sistema irá requerer, em um futuro breve, um planejamento específico ao atendimento do assinante *indoor*. Caso contrário podemos vir a presenciar um congestionamento no sistema que atende ao assinante móvel veicular, devido ao crescimento do tráfego gerado por assinantes *indoor*.

Como mostramos nos estudos realizados, o canal *indoor* é dinâmico, pois suas propriedades variam no espaço (movimentação da unidade móvel no interior do edifício) e no tempo (movimento de pessoas e equipamentos ao redor da unidade móvel). Sua performance é afetada pelas características do ambiente em estudo e pelo fenômeno aleatório conhecido como desvanecimento de múltiplos percursos.

Com o objetivo de minimizar os efeitos das distorções e atenuações originárias do efeito de múltiplos percursos, é necessária a caracterização do canal *indoor*.

A caracterização do canal pode ser feita através do estudo da sua resposta impulsiva, em que se têm uma análise da variação de amplitudes, tempo de chegada e seqüência de fases das componentes espalhadas do sinal.

Quanto à distribuição dos tempos de chegadas, verifica-se um agrupamento ao redor da taxa média de chegadas para as componentes iniciais (mais rápidas), ao passo que as componentes posteriores (mais lentas) apresentam-se distribuídas quase que uniformemente no tempo. Assim, o comportamento da distribuição dos tempos de chegadas das componentes foi descrito pelo modelo de Poisson modificado.

O comportamento das amplitudes das componentes foi descrito por diferentes distribuições, dependendo do tipo de ambiente em que se está trabalhando:

- Distribuição Rayleigh, descrevendo rápidas e pequenas variações na amplitude do sinal, ocorrendo quando há uma predominância de componentes espalhadas sobre a componente direta;
- Distribuição Rice, também descrevendo desvanecimento rápido, em situações nas quais em adição aos caminhos espalhados, existe uma componente mais forte do sinal;
- Distribuição Lognormal, descrevendo grandes variações na amplitude do sinal, caracterizando o fading lento. Normalmente ocorre ao se percorrer distâncias suficientemente longas que mudem, na média, as características dos caminhos percorridos pelo sinal.
- Distribuição de Suzuki, caracterizando uma composição das distribuições Lognormal e Rayleigh.

Em relação à sequência de fases das componentes de múltiplos percursos, verifica-se que de uma maneira geral, elas são uniformes no intervalo $[0, 2\pi)$. Como mostrado no Capítulo 2, as fases das componentes de múltiplos percursos para um ponto fixo no espaço não são correlacionadas. Assim, a ênfase da análise recaiu sobre situações nas quais há pequenos deslocamentos do móvel, levando a uma correlação entre fases das componentes de mesmo atraso.

Em sequência, nossos estudos abordaram modelos empíricos de predição das perdas por propagação em ambiente *indoor*. Tais predições são essenciais ao projeto de um sistema, possibilitando a otimização da cobertura desejada.

Estes modelos empíricos trabalham com aproximações matemáticas simples e medidas práticas através das quais se encontram parâmetros de ajuste para os cálculos. Devido a esta dependência do ambiente em estudo (necessidade de medidas práticas), os métodos empíricos não fornecem conclusões rápidas e dinâmicas, necessárias ao projeto de um sistema *indoor*.

Entretanto, recentemente tem-se estudado a aplicação da técnica de *ray tracing* no tratamento do canal *indoor*. Esta técnica requer um alto grau de detalhamento sobre o ambiente em estudo, porém dispensa medidas de campo, necessárias aos cálculos empíricos.

Nosso trabalho se aprofundou no estudo da técnica de *ray tracing* força bruta. Uma outra variação desta técnica, o *ray tracing* baseado em imagens, foi abordado em seus conceitos básicos, porém sem maior detalhamento.

A opção pelo método de força bruta deu-se pelo fato de que consideram-se não apenas os raios que incidem diretamente sobre os pontos de recepção, mas também os raios que passam em suas proximidades sendo capazes de sensibilizá-los.

O método foi implementado na linguagem C++, utilizando-se o recursos da programação orientada a objeto. Dois blocos distintos foram trabalhados: o cálculo do excesso de perdas e o traçado dos raios.

O cálculo do excesso de perdas visa formar parte da base de dados que será utilizada pelo segunda bloco, o qual realiza o traçado dos raios e os cálculos de sinal recebido. Ambos os blocos foram tratados detalhadamente no Capítulo 5.

A técnica de *ray tracing* é tratada na literatura como o caminho mais consistente a ser seguido para a análise da rádio propagação *indoor*. Ela representa uma ferramenta extremamente sofisticada aplicada a realizações de predições de cobertura.

Por não se tratar ainda de um assunto muito difundido, as publicações na área são recentes e em quantidade ainda pequena. Por este motivo, o aprofundamento e conhecimento obtidos sobre a técnica de *ray tracing* e que resultaram na elaboração do método, talvez tenham sido a grande contribuição de nosso trabalho.

Em complemento, adicionamos propostas não abordadas na literatura. Destacamos inicialmente o modelamento estatístico aplicado ao cálculo do excesso de perdas. Neste modelamento os obstáculos do sinal são posicionados dentro do ambiente em estudo segundo uma distribuição aleatória uniforme. Tal abordagem possibilitou a visualização de resultados obtidos para ambientes modelados o mais próximo da realidade.

Destacamos ainda a incorporação da presença e influência de portas no algoritmo de *ray tracing*. Os resultados de nossas simulações mostram claramente as modificações sobre as predições devido à abertura ou fechamento das portas. De fato, a sua abertura causa um aumento no nível médio de sinal no ambiente em estudo em torno de 0,363 dB, conforme calculamos. Nas proximidades das portas, no entanto, esta variação do nível do sinal é bem maior, chegando em alguns pontos a 14,98 dB.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Finalmente, propomos tópicos que podem ser abordados para a continuação deste trabalho, e citamos:

- A inclusão do efeito de difração do sinal no método já elaborado. Tal fato provavelmente melhoraria a precisão dos resultados obtidos e viabilizaria a extensão da aplicabilidade do código a múltiplos andares;
- Modificações no cálculo do excesso de perdas, modelando-se o transmissor e receptor posicionados em alturas diferentes;
- Estudos aprofundados da técnica de *ray tracing* baseado em imagens, para comparação dos resultados obtidos pelas duas técnicas já citadas;
- Experimentações de campo para se validar os resultados obtidos com o método desenvolvido.

Certamente, os sistemas de rádio comunicação *indoor* estarão fazendo parte de nossas vidas em um futuro breve. Especificamente no Brasil, existe a previsão da entrada de sistemas PCS e conseqüentemente sistemas *indoor* já na virada do século.