

Vinícius de Araújo Lopes

Estudo de modelos semi-empíricos para a previsão da  
cobertura radioelétrica em ambientes interiores

Dissertação de Mestrado

Orientador: Prof. Cássio Gonçalves do Rego

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Minas Gerais  
Setembro de 2007

Vinícius de Araújo Lopes

Estudo de modelos semi-empíricos para a previsão da  
cobertura radioelétrica em ambientes interiores

Dissertação apresentada ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Minas Gerais como  
parte dos requisitos para a obtenção do título  
de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica

Orientador : Prof. Cássio G. do Rego

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Minas Gerais

Belo Horizonte, 17 de Setembro de 2007

Este trabalho é dedicado à minha família que sempre me apoiou.

## Agradecimentos

Este trabalho não teria sido concluído não fosse o apoio de muitas pessoas.

- À minha família pela compreensão e suporte de todas as formas possíveis;
- Aos amigos e parentes residentes em Belo Horizonte, pelo companheirismo e ajuda nos momentos difíceis;
- À Débora, pelo amor, paciência e ajuda no texto;
- Aos professores do GAPTEM pelo apoio incondicional e pelo esforço em tornar o GAPTEM um ambiente satisfatório aos estudos;
- À Pro-Reitoria de Pos-Graduação da UFMG, pelo esforço em conceder aos alunos infra-estrutura necessária ao desenvolvimento de nossos trabalhos;
- Aos amigos conquistados durante meu período de estudo no GAPTEM;

## Resumo

A partir do desenvolvimento da telefonia celular, do padrão IEEE 802.11 e outros padrões de comunicação sem fio, há uma grande demanda de ferramentas que auxiliem projetistas no dimensionamento de equipamentos para estas redes. Grande parte do trabalho diz respeito à comunicação em ambientes fechados.

Neste trabalho foi desenvolvido um programa para realizar cálculos de predição de atenuação em ambientes interiores. O modelo utilizado para o cálculo de atenuação no percurso entre transmissor e receptor é um modelo semi-empírico que incorpora o mecanismo de difração nas quinas das paredes e portas. Para obtenção de resultados utilizando o programa desenvolvido para esta dissertação, a partir da imagem do ambiente ao qual se deseja realizar a predição de atenuação, o usuário deve criar um arquivo contendo as coordenadas das quinas das paredes e portas e coordenadas do equipamento transmissor e receptor e rodar o programa. Tem-se a opção de se gerar um gráfico de linhas de isovalores da predição de cobertura no ambiente, sendo necessário então, gerar uma grade de pontos no ambiente sobre a qual serão feitos os cálculos de predição de atenuação. Com o intuito de tornar o modelo mais preciso, foi incorporado o mecanismo de difração nas quinas das paredes e portas. Tem-se a opção de utilizar, além do coeficiente de difração da UTD (Teoria Uniforme da Difração) para quinas condutoras perfeitas, 4 coeficientes para quinas condutoras. São eles, o coeficiente de Luebbers, Aïdi e Lavergnat, Holm e o coeficiente de Borges.

Os objetivos principais deste trabalho são, primeiramente, fazer a comparação de resultados da predição de cobertura apurados utilizando os diferentes coeficientes de difração apresentados e, em seguida, a comparação destes resultados com um conjunto de medidas. Desta forma, pode-se verificar se os valores obtidos com o programa tem correspondência com as medidas. Através dos resultados, pode-se perceber que a utilização dos coeficientes da UTD para condutores elétricos perfeitos gera valores de atenuação sempre menores do que ao se utilizar os demais coeficientes. Na média, estes valores são cerca de 5 dB menores que os valores de atenuação para os coeficientes de Holm e de Borges e 2 dB

menores que os valores de atenuação para os coeficientes de Luebbers e de Aïdi.

# Abstract

The evolution of mobile telephony, the IEEE 802.11 LAN standard and others wireless communication systems have created a great demand for tools that provide support for planning these systems. Many tools are about indoor environment. The objective of this work is to develop a software to make prediction of path loss attenuation in an indoor environment.

This software is based on a semi-empirical model that had been improved with diffraction at doors and walls edges. In order to obtain the results, the user needs an image of the environment and create a file containing the coordinates of transmission and reception equipment position. It's also necessary to insert in this file the coordinates of walls and doors edges. If the user creates a grid of points representing reception position, it's possible to create an isoline graphic of predicted values. When computing prediction of path loss, the user can choose between five different diffraction coefficients. The first is the coefficient for perfect conductors of Uniform Theory of Diffraction (UTD). The four remainders are heuristic coefficients developed by Luebbers, Holm, Aïdi and Lavergnat, and one developed by Borges.

The main goals of this work is, at first, the comparison of path loss prediction using different diffraction coefficients, and then, the comparison of these results with a set of measurements. By this way, it's possible to verify if program results are in agreement with the set of measurements. The results indicate that when using UTD coefficients for perfect conducting wedges, the attenuation prediction has always lesser values. The mean of these values are about 5 dB lesser than the attenuation values of Holm and Borges coefficients and about 2 dB lesser than Luebbers and Aïdi coefficients.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Levantamento Bibliográfico . . . . .	2
1.2 Objetivos e Contribuições . . . . .	4
1.3 Estrutura do Trabalho . . . . .	5
<b>2 Fundamentos de Propagação de Ondas de Rádio</b>	<b>7</b>
2.1 Propagação no Espaço Livre . . . . .	8
2.2 Propagação Eletromagnética em Ambientes Fechados . . . . .	9
2.3 Mecanismos de Propagação . . . . .	10
2.4 Modelos Empíricos de Predição de Atenuação . . . . .	12
2.4.1 Modelo de Honcharenko . . . . .	12
2.4.2 Modelo de Seidel e Rappaport . . . . .	14
2.4.3 Modelo de Cheung . . . . .	19
2.5 Fator de Atenuação por Travessia de Portas . . . . .	23
<b>3 Coeficientes de Difração</b>	<b>25</b>
3.1 Introdução . . . . .	25
3.2 Teoria Uniforme da Difração . . . . .	27



3.2.1	Coeficientes de Difração da UTD para Cunhas CEP . . . . .	28
3.3	Coeficientes de Difração da UTD Heurísticos . . . . .	33
3.3.1	Coeficiente de Difração Proposto por Luebbers . . . . .	34
3.3.2	Coeficiente de Difração Proposto por Holm . . . . .	35
3.3.3	Coeficiente de Difração Proposto por Aïdi e Lavergnat . . . . .	35
3.3.4	Novo coeficiente de Difração Proposto por Borges . . . . .	36
3.4	Solução do Problema Canônico . . . . .	37
<b>4</b>	<b>Implementação</b>	<b>39</b>
4.1	Subrotinas e Funções . . . . .	39
4.2	Imagem do Ambiente e Entrada de Dados . . . . .	42
4.3	Atenuação no Percurso Retilíneo Entre Tx-Rx . . . . .	44
4.4	Definição dos Ângulos da Difração . . . . .	46
4.5	Atenuações nos Caminhos Indiretos Entre Tx e Rx . . . . .	46
4.6	Coeficientes de Difração . . . . .	48
4.7	Campo Total . . . . .	49
<b>5</b>	<b>Resultados</b>	<b>51</b>
5.1	Resultado de Cheung . . . . .	52
5.2	PUC-RIO . . . . .	57
5.2.1	Prédio Cardeal Leme . . . . .	57
5.2.2	CETUC . . . . .	60
5.3	Conclusões Sobre os Resultados . . . . .	71
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>74</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>78</b>
<b>A</b>	<b>Geometria Computacional</b>	<b>80</b>
A.1	Coordenadas Homogêneas . . . . .	80
A.2	Equação homogênea de reta . . . . .	80

A.3	Reta Determinada por Dois Pontos . . . . .	81
A.4	Teste de Segmento Cruzando uma Reta . . . . .	82
A.5	Determinação do Ângulo Entre Dois Segmentos que se Cruzam . . . . .	82

# Lista de Figuras

2.1	Difração ao atravessar obstáculo . . . . .	11
2.2	Caminho direto entre Tx e Rx e percursos indiretos $D_1$ e $D_2$ . . . . .	14
2.3	Ângulo em relação a parede . . . . .	21
3.1	Campo elétrico incidindo em uma cunha . . . . .	29
3.2	Difração em uma cunha condutora elétrica . . . . .	30
3.3	Reflexão . . . . .	33
3.4	Campo elétrico incidente em uma cunha com $\sigma = 0,01$ e $\epsilon_r = 10$ . . . . .	38
3.5	Campo difratado ao redor da cunha a uma distância de $30\lambda$ . . . . .	38
4.1	Fluxograma da implementação do programa . . . . .	40
4.2	Tipos de quinas . . . . .	43
4.3	Coordenadas das portas . . . . .	44
4.4	Teste de cruzamento entre segmento Tx-Rx e parede . . . . .	46
4.5	Ângulos em relação a quinas . . . . .	47
4.6	Ângulos em relação às portas . . . . .	48
4.7	Singularidade no cálculo de coeficiente de difração . . . . .	49
5.1	Seção da HKUST – Resultado de Cheung . . . . .	53
5.2	Seção da HKUSY – Resultado deste trabalho . . . . .	53
5.3	Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Aïdi . . . . .	54
5.4	Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Luebbers . . . . .	54
5.5	Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Holm . . . . .	55

5.6	Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Borges . . . . .	55
5.7	Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes da UTD para CEP . .	56
5.8	Corredor do prédio Cardeal Leme . . . . .	58
5.9	Gráfico de atenuações . . . . .	60
5.10	Histogramas dos erros absolutos entre medidas e predições . . . . .	61
5.11	Predição de atenuação - CETUC . . . . .	63
5.12	Predição de atenuação - CETUC . . . . .	64
5.13	Planta do Cetuc . . . . .	69
5.14	CETUC (PUC-RIO) - Valores de atenuação preditos em dB . . . . .	70
5.15	Histogramas dos erros absolutos entre medidas e predições . . . . .	72

# Lista de Tabelas

2.1	Média dos expoentes de perda, $\sigma$ e quantidade de medidas realizadas . . . . .	15
2.2	Fator de atenuação por travessia de andares médio . . . . .	17
2.3	Fator de atenuação por travessia . . . . .	18
2.4	Análise estatística de comparação de predições com medidas . . . . .	23
5.1	Potência medida no receptor . . . . .	58
5.2	Medidas e valores de atenuação preditos . . . . .	59
5.3	Medidas realizadas no Cetuc . . . . .	62
5.4	Medidas e valores de atenuação preditos . . . . .	68

# Capítulo 1

## Introdução

Atualmente, a utilização das sistemas de comunicação sem fio vem crescendo, principalmente com o surgimento do padrão IEEE 802.11. Outras aplicações, tais como o Bluetooth e o UWB (*Ultra-wideband*), aproveitando a popularização deste padrão, também estão se consolidando. Existe ainda uma demanda de comunicação através de ondas de rádio em certos lugares distantes da infra-estrutura pública de comunicação, por exemplo as áreas rurais. Destas tecnologias, está havendo um aumento de demanda para aplicações em ambientes interiores tais como redes de computadores *Wi-Fi*, automação industrial e residencial, cobertura de sistemas celulares, etc., o que cria uma necessidade de maior eficiência e performance.

Existem muitas formas de comunicação sem fio em ambientes interiores. Uma delas ocorre quando uma antena está localizada fora do ambiente e a outra em seu interior. Os estudos e medidas realizadas nesta categoria estendem os conhecimentos de propagação de ambientes urbanos para o interior dos prédios através de coeficientes de penetração. Um segundo cenário ocorre quando ambas as antenas estão localizadas no interior de um prédio, sendo este o foco principal deste trabalho.

Todos os sistemas de comunicação sem fio em ambientes interiores têm requisitos próprios às suas aplicações. Cálculos de perda por propagação para ambientes interiores são difíceis devido à variedade das barreiras físicas e materiais que compõem a estrutura

do ambiente. Obstáculos tais como paredes, teto, piso, móveis e equipamentos normalmente bloqueiam o caminho entre transmissor e receptor. Conseqüentemente, dar uma resposta precisa para cada sistema de comunicação utilizando o mesmo modelo é uma tarefa complexa devido à esta dependência do tipo de construção e seu leiaute.

O canal rádio em ambientes interiores não esta sujeito aos efeitos comuns aos ambientes externos tais como chuva, nuvens, neve, granizo ou inversões de temperatura. Todavia, a propagação de ondas eletromagnéticas no interior de prédios se dá em uma estrutura de multipercurso mais complexa que em canais rádio móveis terrestres. Isto é devido às diferenças em tamanho dos prédios, modelo, estrutura, disposição das salas e, o mais importante, o tipo de materiais de construção, Como exemplo, o prédio de uma fábrica é bastante diferente de um prédio de escritórios ou lojas tanto em estrutura como em materiais utilizados. A variação de tipos de materiais utilizados como partições internas, paredes externas, colunas, tetos e pisos, tanto como o tamanho e quantidade de janela, idade da construção, densidade de pessoas e atividades, também são fatores que complicam a propagação em ambientes interiores. Portanto, todos aqueles que estão envolvidos no processo de comunicação sem fio, tanto projetistas como usuários, devem estar cientes que um projeto de sistema de comunicação realizado em um centro de compras, por exemplo, pode não funcionar da mesma maneira que em outro. O canal rádio em ambientes interiores impõe limitações consideráveis na performance de sistemas de comunicação sem fio devido a sua natureza aleatória e dependência da faixa de frequências utilizadas, exigindo estudos teóricos e dados estatísticos para sua caracterização.

## 1.1 Levantamento Bibliográfico

Muitos trabalhos [1]-[8] têm sido desenvolvidos ao longo dos últimos anos na tentativa de fazer com que modelos de predição de cobertura, tanto para ambientes externos como para ambientes interiores, tornem-se cada vez mais precisos. Para chegar-se a resultados que condizem com a realidade é necessário conhecer perfeitamente o ambiente, além de, é

claro, considerar todos os fenômenos envolvidos na propagação dos sinais eletromagnéticos no percurso entre transmissor e receptor.

Modelos de propagação de canais de RF possibilitam a predição da intensidade média do sinal recebido a uma determinada distância do transmissor. Uma ampla variedade de modelos de predição de atenuação está sendo pesquisada, sendo a maior parte obtida empiricamente. Modelos empíricos são obtidos através de grande quantidade de medições em uma ou mais regiões e posterior ajuste dos resultados para apresentação em ábacos ou expressões que fornecem o valor mediano de atenuação. Estes modelos são geralmente projetados para se ajustarem a detalhes de um caso de estudo particular e, desta maneira, suas conclusões são usualmente específicas para esse caso. Apresentam a vantagem de serem de fácil aplicação e de necessitarem de um tempo de execução computacional relativamente baixo. Entretanto tendem a não fornecer resultados muito confiáveis quando aplicados a outros ambientes de características diferentes. Por outro lado, nos modelos determinísticos (teóricos), os conceitos da teoria eletromagnética são rigorosamente aplicados a um ambiente particular específico. Entretanto, o tempo de processamento pode ser grande, pois são normalmente baseados na metodologia de traçado de raios pelo ambiente. Esta técnica tem como mérito o fato de empregar a teoria eletromagnética diretamente ao ambiente analisado e, portanto, gerar uma predição que considera sempre as características específicas da localidade. Devido ao grande processamento de dados, inviabiliza-se a realização de predições interativas ou com algum algoritmo de otimização de localização de estações rádio-base. Acrescenta-se ainda a dificuldade em gerar um arquivo de entrada composto de informações de todos os obstáculos – aos quais as ondas eletromagnéticas estarão sujeitas a atravessar – e suas propriedades.

Existem ainda os modelos mistos (semi-determinísticos ou semi-empíricos) que são caracterizados por mesclar teoria e dados estatísticos derivados de medições. Sua grande vantagem é que o tempo de processamento computacional pode ser mantido baixo, viabilizando predições interativas, sem redução significativa da exatidão alcançada pelos modelos determinísticos.



O interesse nos modelos de predição de cobertura em ambientes interiores se intensificou no final dos anos 80 e início dos anos 90. Nesta época já estavam consolidados os conhecimentos e testes dos modelos de predição para ambientes externos tais como os modelos de Okumura-Hata, ITU-R p.1546, Walfish e Bertoni, Ibrahim e Parsons, entre outros. O enorme crescimento dos sistemas de telefonia móvel e outros links de dados criaram grande demanda para estes modelos.

Em fevereiro de 1992, Seidel e Rappaport [2] publicam um artigo onde é descrito um modelo empírico de predição de cobertura para ambientes interiores baseado em um grande conjunto de medições realizadas em diversos tipos de ambientes. Em 1993, Honcharenko [1], publicou seu estudo a respeito da cobertura radiolétrica em prédios com diversos andares. Nesta época, muitos modelos propostos se baseavam em medições e geração de expressões de cálculo de perda por propagação. Em agosto de 1998, Cheung [3] propôs um modelo semi-empírico que incorporava o mecanismo de difração, tornando-o comprovadamente mais preciso.

## 1.2 Objetivos e Contribuições

Neste trabalho, tem-se como objetivo implementar um modelo semi-empírico de predição de cobertura para ambientes interiores que seja prático, rápido e que apresente resultados satisfatórios. Foi desenvolvido, então, um programa de cálculo de perda por propagação baseado no modelo log-distância incorporando mecanismos propostos pelos modelos determinísticos. Neste programa, é necessário que o usuário tenha a imagem do ambiente em um arquivo devidamente preparado, um arquivo de entrada contendo coordenadas de paredes, portas e quinas que o compõem e ajustar os parâmetros empíricos. No intuito de aumentar a precisão do programa, o mecanismo de difração nas quinas de paredes e portas são acrescidos a este modelo. Para isso, coeficientes de difração também são alvo de estudo. Tem-se então como contribuição principal, a comparação de resultados de predição de cobertura utilizando 5 tipos de coeficientes de difração. São demonstradas

comparações de predição de cobertura utilizando, além do coeficiente de difração da *Teoria Uniforme da Difração* (UTD) para cunhas condutoras perfeitas, quatro coeficientes de difração heurísticos.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira: no capítulo 2 é apresentado o embasamento teórico necessário. É feita uma breve discussão sobre mecanismos de propagação e o modelo log-distância. A seguir, os trabalhos de Honcharenko [1], Seidel e Rapaport [2] e o de Cheung [3] são expostos. Estes trabalhos apresentam os modelos empíricos de predição de cobertura incorporando mecanismos de propagação relevantes que serão utilizados no programa desenvolvido para esta dissertação.

No capítulo 3 são revisados os coeficientes de difração tanto para cunhas condutoras perfeitas quanto para cunhas com perdas. É feita uma breve exposição da evolução do conhecimento dos coeficientes de difração para cunhas condutoras perfeitas e posteriormente os estudos sobre coeficiente para quinas com perdas. Os coeficientes aqui expostos são o de Luebbers [9], Holm [10] e Aïdi e Lavergnat [11]. Também é incluído o coeficiente proposto por Borges [12].

No capítulo 4 são explicadas as rotinas realizadas pelo programa desenvolvido para esta dissertação e detalhes de sua implementação. Normalmente nas referências que tratam de modelos de predição, encontram-se suas descrições, incrementos em relação a outros trabalhos, resultados comparativos com medidas e conclusões indicando suas melhorias aos modelos anteriores. Todavia, não se descrevem detalhes de como chegar aos resultados. Para os interessados no assunto e que querem dar continuidade ou mesmo validar o resultado, há uma dificuldade em se atingir este objetivo. Diferentes metodologias podem ser implementadas, alcançando resultados diferentes. Portanto, para ajudar os interessados em dar continuidade a este trabalho, neste capítulo são descritas as rotinas e metodologias utilizadas. Além disto, foi incluído um apêndice para demonstrar princípios de

*Geometria Computacional* [14] muito utilizados neste trabalho. Neste apêndice são demonstrados o princípio de Coordenadas Homogêneas, equações de reta determinada por estas coordenadas, o teste de segmento cruzando uma reta e como determinar o ângulo entre dois segmentos que se cruzam.

A maior contribuição deste trabalho encontra-se no quinto capítulo, onde são demonstrados os resultados de predição de cobertura para diversos ambientes com a análise estatística. Em um primeiro momento, é feita a tentativa de repetir o resultado de predição de cobertura apresentado por Cheung [3] para validar o programa. Imediatamente após, são feitas comparações de predições utilizando diferentes coeficientes de difração neste mesmo ambiente. A seguir, com o intuito de testar mais rigorosamente o programa, são feitas predições de cobertura em ambientes que tenham conjuntos de medições de cobertura prévias para se realizar as comparações. Os ambientes utilizados são da dissertação de mestrado de Marcelo Najnudel [4]. Ele realizou diversas medições nas dependências da Puc-Rio.

Finalmente, o trabalho é concluído no capítulo 6, onde também são apresentadas sugestões de continuidade.

## Capítulo 2

# Fundamentos de Propagação de Ondas de Rádio

O conceito de propagação de ondas de rádio abrange os vários mecanismos pelos quais propaga uma onda eletromagnética de um sistema transmissor a um receptor. Seu estudo envolve pesquisas de meios de transmissão fundamentais, tais como a atmosfera, fibra ótica e linhas de transmissão. O entendimento da propagação de ondas de rádio tem um papel vital em sistemas de comunicação. Isto porque, é através destes conhecimentos que é possível planejar um enlace confiável e que reduza os efeitos de interferências do meio[6].

Os mecanismos que regem a propagação de ondas eletromagnéticas são diversos, mas podem geralmente ser atribuídos à reflexão, difração e espalhamento. Saber avaliar a relevância destes mecanismos é tarefa importante no planejamento e construção de canais rádio. O correto entendimento das características dos efeitos de propagação é básico para a estimativa do desempenho de um sistema e cálculo de cobertura das células de comunicação. As duas primeiras seções deste capítulo tem o objetivo de descrever estes mecanismos de propagação e o modelo log-distância, que relaciona a atenuação por propagação com a distância entre o sistema de transmissão e o de recepção. Este modelo é a base para outros modelos (teóricos e empíricos) de predição de cobertura.

A última e a mais importante seção deste capítulo descreve três modelos empíricos de

predição de atenuação em ambientes interiores que incorporam mecanismos inerentes a este tipo de comunicação. Os modelos são os de Honcharenko [1], Seidel e Rappaport [2], e Cheung [3]. Este último tem maior relevância para este trabalho, sendo por isto mais detalhadamente descrito.

## 2.1 Propagação no Espaço Livre

Se uma antena transmissora estiver localizada no espaço livre, irradiando uma potência média  $P_T$ , e possuir um ganho  $G_T$  na direção de uma antena receptora, a densidade de potência (potência por unidade de área) a uma distância  $d$  em uma direção escolhida é

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right]. \quad (2.1)$$

O conceito de área efetiva é útil quando se lida com uma antena na recepção. Se uma antena é iluminada por uma onda eletromagnética, a potência disponível em seus terminais é a potência por unidade de área no sinal vezes a área efetiva,  $P = W \times A$ . Pode-se demonstrar que a área efetiva de uma antena se relaciona com seu ganho de potência  $G$  da seguinte forma [7]:

$$A_R = \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} [\text{m}^2]. \quad (2.2)$$

A potência disponível na antena receptora, cuja área efetiva é  $A_R$ , é dada então por

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A_R \\ &= \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \left( \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) [\text{W}]. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Assim, obtém-se

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.4)$$

que é uma relação fundamental conhecida como equação de Friis ou equação do espaço livre. Esta expressão pode ser reescrita substituindo-se o comprimento de onda  $\lambda$  pela relação  $c/f$ , onde  $c$  é a velocidade de propagação e  $f$  a frequência. Assim:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left( \frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (2.5)$$

A perda por propagação no espaço livre representa uma relação de quantas vezes a potência da onda eletromagnética que chega ao receptor é menor que a transmitida. A partir de (2.5) pode-se expressar a atenuação  $L$  em um percurso de forma logarítmica

$$L(\text{dB}) = 10 \log(P_T/P_R) - 10 \log G_T - 10 \log G_R + 20 \log f + 20 \log d + \Delta \quad (2.6)$$

onde

$$\Delta = 20 \log \left( \frac{4\pi}{c} \right) = -147,56 [\text{dB}]$$

## 2.2 Propagação Eletromagnética em Ambientes Fechados

A distribuição espacial de potência a uma distância  $d$  de um transmissor tem, em geral, um decaimento médio da forma  $P = 1/d^n$ . Para o espaço livre,  $n$  é igual a 2 e a potência decai com o inverso da distância ao quadrado. Porém, em um ambiente fechado não se pode dizer o mesmo. Quando transmissor e receptor estão em um mesmo corredor qualquer, tendo linha de visada, o expoente atinge valores entre 1,5 e 1,8. Com o percurso entre transmissor e receptor obstruído, o expoente atinge valores próximos de 4 [8].

Sabe-se que a atenuação por propagação aumenta exponencialmente com a distância elevada a uma potência  $n$  [2]:

$$\overline{PL}(d) \propto \left( \frac{d}{d_0} \right)^n \quad (2.7)$$

onde  $\overline{PL}$  é a atenuação por propagação média,  $n$  é o expoente de perda que indica o quanto a atenuação por propagação aumenta com a distância,  $d$  é distância de separação entre transmissor e receptor e  $d_0$  é a distância de referência. Quando  $\overline{PL}$  é escrito na escala log-log, esta relação de potência com a distância é linear. A média absoluta da perda

por propagação, em decibéis, é definida como a perda por propagação do transmissor ao ponto de referência  $d_0$ , mais a perda adicional descrita pela equação (2.7) em decibéis [2]:

$$\overline{PL}(d)_{\text{dB}} = PL(d_0)[\text{dB}] + 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right), \quad (2.8)$$

que é conhecida como log-distância e é utilizada como a base para os modelos de predição de cobertura expostos nesta dissertação.

## 2.3 Mecanismos de Propagação

Para frequências acima de em torno de 30 MHz (VHF), existem três tipos de mecanismos básicos de propagação: reflexão, difração e espalhamento. Todos esses tipos de mecanismos são encontrados tanto em ambientes fechados quanto em abertos.

**Reflexão:** A reflexão ocorre quando as ondas eletromagnéticas incidem em obstáculos de dimensões muito maiores do que os comprimentos de onda. Estes obstáculos podem ser traduzidos, no caso *indoor*, como paredes, móveis, dentre outros e no caso aberto como prédios, carros, casas, montanhas dentre outros. Os raios refletidos podem interferir no percurso direto entre transmissor e receptor construtivamente ou destrutivamente na antena do equipamento receptor, causando o desvanecimento.

**Espalhamento:** O espalhamento ocorre quando as ondas eletromagnéticas se deparam com obstáculos com tamanhos da mesma ordem de grandeza ou menores. O espalhamento obedece aos mesmos princípios físicos da difração espalhando a energia do sinal do transmissor em muitas direções.

**Difração:** Suponha que uma frente de onda incida sobre um obstáculo como ilustrado na Fig. (2.1). Assume-se que o obstáculo é impenetrável. Também é necessário que  $AA'$  seja suficientemente maior que o comprimento de onda. Parte da onda incidente se propagou sem interferência e parte foi refletida ao encontrar o obstáculo. Imagina-se que não haveria ondas na região de sombra abaixo da linha pontilhada  $BC$ . Todavia o princípio de Huygens diz que ondas originárias de todos os pontos em  $BB'$ , por exemplo

$P$ , propagam na região de sombra e o campo nesta região é o resultado de interferência de todas essas ondas. Esta aparente curva que a onda realiza é conhecida como difração [7].

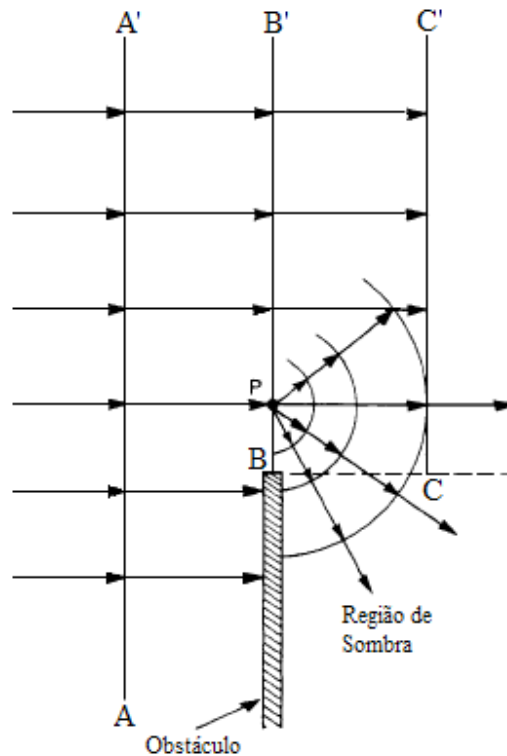


Figura 2.1: Difração ao atravessar obstáculo

Huygens demonstrou o princípio da difração da seguinte forma: o referido princípio considera que cada ponto de uma dada frente de onda age como se fosse uma fonte puntiforme produzindo ondas secundárias que espalham em todas as direções. A nova frente de onda (num instante posterior) é determinada pela superfície envoltória de todas estas ondículas esféricas emitidas por estas fontes puntiformes. A onda então, ao contornar um obstáculo, toma diferentes caminhos, diferentes trajetórias, cujos comprimentos totais podem variar. Da variação dos comprimentos totais atravessados, diversas ondas oriundas da original acabam por se recombinar ao passar por um dado ponto do espaço. Isso pode explicar como em ambientes fechados os equipamentos podem se comunicar sem linha de



visada.

## 2.4 Modelos Empíricos de Predição de Atenuação

Nesta seção são descritos 3 modelos empíricos de predição de atenuação que servem como base para o trabalho desenvolvido para esta dissertação. São eles o de Honcharenko [1], o de Seidel e Rappaport[2] e o de Cheung [3]. Cada modelo é baseado em um anterior incorporando novos mecanismos de propagação, tornando-o assim mais efetivo e apresentando resultados mais confiáveis. É através do modelo proposto por Cheung que foi desenvolvido o programa de cálculo de perda por propagação para este trabalho. Além de explicar este modelo, será feita a proposta incorporação do fator de atenuação por travessia de portas.

### 2.4.1 Modelo de Honcharenko

No trabalho de Honcharenko *et.al* é desenvolvida uma teoria que explica a propagação onde transmissor e receptor estão localizados em pavimentos diferentes. Dependendo da estrutura do prédio e das posições das antenas, tanto o percurso direto que atravessa os pisos quanto os caminhos difratados do lado de fora do prédio, determinarão as características de propagação e dependência do tipo e distância de percurso do raio.

A propagação através de andares se dá por:

- Transmissão através de andares.
- Caminhos tendo segmentos fora do prédio e envolvendo difração através de janelas.

Para transmissão através de pisos, o campo elétrico no receptor é dado por [1]

$$|E|^2 = \frac{Z_0 P_e}{4\pi L^2} \prod T_{andar(m)}^2 \prod T_{parede(n)}^2, \quad (2.9)$$

onde  $Z_0$  é a impedância intrínseca do espaço livre,  $P_e$  é a potência efetiva irradiada,  $L$  é distância direta entre as antenas transmissora e receptora e  $T_{andar(m)}$  e  $T_{parede(n)}$  são os coeficientes de transmissão dos m-ésimo piso e n-ésima parede atravessadas no percurso.

A Figura (2.2) a seguir representa a vista de um corte de um prédio [19]. A comunicação entre transmissor e receptor se dá através de 3 caminhos diferentes; um direto  $L$  e dois através de difração. Incorporando este mecanismo, principalmente por raios difratados que fazem percurso externo ao prédio, o campo é dado por

$$|E|^2 = \frac{Z_0 P_e}{4\pi} \frac{\prod_i D^2(\alpha_i) \prod_j T_{Vidro(j)}^2 \prod_k T_{Parede(k)}^2}{\sum_n L_{nm} \prod_n L_{nm}} \quad (2.10)$$

onde  $L_{nm}$  ( $n = 1, 2, 3$ ;  $m = 1, 2$ ) são tamanhos dos segmentos para os dois caminhos externos.  $D(\alpha_i)$  é o coeficiente de difração utilizado para um raio que é desviado de um ângulo  $\alpha_i$ . Honcharenko faz uso do coeficiente para cunhas com perdas, que é dado por [1]

$$D(\alpha_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi k}} \left[ \frac{1}{2\pi + \alpha_i} - \frac{1}{\alpha_i} \right] \quad (2.11)$$

onde  $k = 2\pi/\lambda$ .

Honcharenko realizou medidas com até 11 andares de separação entre transmissor e receptor. A conclusão mais importante alcançada foi a constatação de que quando a propagação se dá entre pisos, a potência do sinal decai rapidamente com o número de andares atravessados. Quando a propagação ocorre por percursos difratados, o sinal será fraco mesmo para separação de um andar entre transmissor e receptor. Todavia, decairá mais lentamente com o aumento de andares de separação. Desta forma, para prédios cujos pisos são de concreto, ao afastar o transmissor do receptor, o sinal decai rapidamente com o aumento de andares até que em determinado momento o sinal via difração se torna predominante ao sinal que atravessa diretamente os pisos.

Seidel e Rappaport [2] também realizaram medidas de propagação através de andares e descobriram que a atenuação não aumenta linearmente à medida que se atravessa mais pisos. Para propagação através de um andar, a atenuação é de 12,9 dB. Ao aumentar o número de andares, a atenuação por andar decai, o que é compatível com a conclusão obtida por Honcharenko.

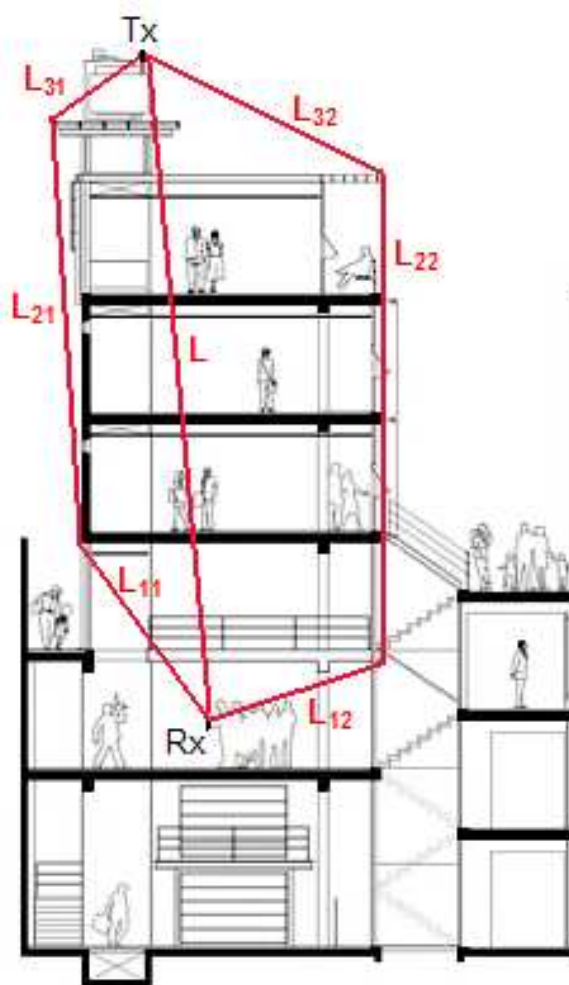


Figura 2.2: Caminho direto entre Tx e Rx e percursos indiretos  $D_1$  e  $D_2$

### 2.4.2 Modelo de Seidel e Rappaport

No trabalho de Seidel e Rappaport [2] são apresentados modelos quantitativos de perda por propagação em 914 MHz. Esses modelos foram desenvolvidos baseados no leiaute de construções, número de andares, partições e paredes de concreto entre transmissor e receptor, e estipulam regras simples de predição, as quais relacionam potência do sinal com logaritmo da distância. Os autores utilizaram a equação (2.8) onde foi escolhida a distância de referência igual a 1 metro do transmissor e  $PL(d_0)$  é a atenuação por propagação no espaço livre nesta distância. ( $=31,7$  dB em 914 MHz a uma distância de

1 m no espaço livre). Assumindo a distribuição log-normal para os dados, determinam-se o expoente de propagação  $n$  e o desvio padrão  $\sigma$  (em dB), os quais são vistos como parâmetros que são funções do tipo de prédio e número de andares entre Tx e Rx. Mesmo que o conjunto de medidas mostre que a distribuição nem sempre é estritamente log-normal, o desvio padrão dá uma medida quantitativa da precisão do modelo utilizado para fazer previsão. Assim

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d)[\text{dB}] + X_\sigma[\text{dB}], \quad (2.12)$$

onde  $X_\sigma$  é uma variável aleatória com distribuição log-normal e média zero e desvio padrão  $\sigma$  em decibéis.

Os autores apresentaram a Tabela 2.1[2] que resume a média dos expoentes da perda por propagação, desvio padrão da média para diferentes ambientes e o número de pontos de medidas (segmentos de  $20\lambda$ ) utilizado para computar as estatísticas para cada categoria. Os parâmetros para todo o conjunto de dados são  $n = 3,14$  e um grande desvio de padrão de 16,3 dB. Para medidas onde Tx e Rx estão no mesmo andar, a perda por propagação é menos severa. Neste caso  $n = 2,76$  e  $\sigma = 12,9$  dB. Os autores relatam também sobre os expoentes de atenuação e desvio padrão para os diferentes ambientes onde foram realizadas medidas e explicam um pouco sobre os valores.

Medidas	n	$\sigma$	Número de medidas
Todas as medidas	3,14	16,3 dB	634
Mesmo andar	2,76	12,9 dB	501
Através de 1 andar	4,19	5,1 dB	73
Através de 2 andares	5,04	6,5 dB	30
Através de 3 andares	5,22	6,7 dB	30

Tabela 2.1: Média dos expoentes de perda,  $\sigma$  e quantidade de medidas realizadas

Em ambientes com vários pavimentos, utiliza-se a fórmula abaixo onde é enfatizado que o expoente  $n_{(\text{multiandares})}$  é função do número de andares:

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = PL(d_0)[\text{dB}] + 10n_{(\text{multiandares})} \log\left(\frac{d}{d_0}\right). \quad (2.13)$$

É possível perceber que este modelo é bastante simples. Apesar de gerar resultados de predição facilmente, por não incorporar nenhum mecanismo de propagação, gera resultados que podem ser bastante díspares com a realidade.

### Modelo do Fator de Atenuação por Andar

Como alternativa ao método anterior, um fator constante de atenuação por travessia de andar  $FAF$  (*Floor Attenuation Factor*) pode ser adicionado à média da perda por propagação predita através de um modelo que utiliza um expoente de atenuação  $n_{(\text{mesmo andar})}$  para o mesmo andar de um tipo determinado de construção. Desta maneira, escreve-se:

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = PL(d_0)[\text{dB}] + 10n_{(\text{mesmo andar})} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF[\text{dB}]. \quad (2.14)$$

Na Tabela 2.2[2], os autores apresentam valores de  $FAF$ , desvio padrão (em decibéis) da diferença de atenuação por propagação medida e predita e quantidade de posições de medidas. Estes valores de  $FAF$  são uma média (em dB) da diferença entre a atenuação observada nas posições de medida através de andares e a perda por propagação predita pelo modelo simples  $d_{(\text{mesmo andar})}^n$  (2.8) onde  $n_{(\text{mesmo andar})}$  é o expoente de perda para um mesmo andar dado pela Tabela 2.1 e  $d$  é a menor distância medida em três dimensões entre Tx e Rx.

Os autores chamam a atenção para o fato de que, nos prédios avaliados,  $FAF$  não é função linear do número de andares entre Tx e Rx. Eles sugerem que sejam feitas mais medidas para melhor avaliar a dependência de  $FAF$  com a frequência e materiais da construção do prédio afim de que se possa fazer predição de atenuação sem necessidade de se realizar medidas. Não há nenhum comentário a respeito dos efeitos da difração para se fazer a predição em ambientes multiandares.

	FAF(dB)	$\sigma$ (dB)	Número de medidas
<i>Prédio de escritórios 1</i>			
Através de 1 andar	12,9	7,0	52
Através de 2 andares	18,7	2,8	9
Através de 3 andares	24,4	1,7	9
Através de 4 andares	27,0	1,5	9
<i>Prédio de escritórios 2</i>			
Através de 1 andar	16,2	2,9	21
Através de 2 andares	27,5	5,4	21
Através de 3 andares	31,6	7,2	21

Tabela 2.2: Fator de atenuação por travessia de andares médio

### Modelo do Fator de Atenuação por Partições e Paredes

Freqüentemente existem obstruções entre Tx e Rx mesmo quando os terminais estão no mesmo andar. Consideram-se então os efeitos de perda por propagação devido a travessia de partições e paredes de concreto.

Para um modelo generalizado, utilizou-se o expoente de atenuação do espaço livre ( $n = 2$ ), como se não houvesse nenhuma obstrução. Então, incluiu-se o fator de atenuação ( $AF$ ) para cada partição e parede que estava entre Tx e Rx. Por simplicidade, qualquer coluna que esteja parcialmente ou completamente obstruindo o caminho direto entre Tx e Rx foi considerada como uma parede de concreto. Por outro lado, os autores não fazem qualquer consideração sobre o ângulo de incidência do raio sobre o obstáculo. Chega-se, então, a seguinte expressão:

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) + p \times AF_{(\text{partições})}[\text{dB}] + q \times AF_{(\text{paredes})}[\text{dB}], \quad (2.15)$$

onde  $p$  é o número de partições e  $q$  é o número de paredes entre Tx e Rx. Note que não é utilizada a distância de referência, já que é assumida a propagação no espaço livre para todo o espaço.

Para cada conjunto de medida em um trecho de ambiente com divisórias, computou-se a diferença entre a atenuação medida e a atenuação que deveria ocorrer na propagação no espaço livre. Contabilizou-se também o número de partições e paredes de concreto (ou colunas de concreto) atravessadas no percurso entre Tx e Rx. O valor do fator de travessia de paredes e divisórias é encontrado através de regressão linear, assumindo que todas as paredes têm o mesmo fator de atenuação assim como as divisórias. A título de ilustração, a Tabela 2.3 a seguir apresenta diversos fatores de atenuação por travessia. Ela foi apresentada por Najnudel [4] e seus valores foram obtidos através de medições na PUC-Rio na frequência de 2,4 Ghz. No Capítulo 5 serão dados mais detalhes sobre este trabalho e o método de obtenção destes valores.

Obstáculo	Material de composição	Característica	Espessura	Perda adicional
Porta	Madeira	Aglomerado	35,0 mm	1 a 3 dB
	Madeira	Aglomerado	53,0 mm	5 a 9 dB
	Metal	Oca	41,0 mm	19 a 23 dB
Parede	Madeira (divisória)	Lisa	35,0 mm	2 a 4 dB
	Gesso	Liso	50,0 mm	4 a 8 dB
	Gesso	Liso	100,0 mm	8 a 14 dB
	Cimento + Tinta	Liso	150,0 mm	13 a 19 dB
	Cimento + Tinta	Rugoso	200,0 mm	17 a 24 dB
Janela	Vidro	Próximo à esquadria metálica	5,0 mm	2 a 4 dB
	Vidro	Distante da esquadria metálica	5,0 mm	0 a 1 dB

Tabela 2.3: Fator de atenuação por travessia

Seidel e Rappaport [2] desenvolveram um trabalho rico em dados e deixaram como

sugestão de novos trabalhos a medição de fatores de atenuação de outros tipos de objetos comuns e sua dependência de suas variações com a frequência.

### 2.4.3 Modelo de Cheung

A partir do trabalho de Seidel e Rappaport, Cheung [3] desenvolveu um novo modelo empírico para predição de propagação *indoor*. Seu objetivo era melhorar o modelo de Seidel ao incorporar mecanismos de propagação adicionais, tais como a Teoria Uniforme da Difração (UTD), mas ainda mantendo a praticidade das aproximações empíricas. Sua vantagem é o baixo custo computacional para cálculo de predição com boa precisão nos resultados. De uma forma generalizada, um modelo empírico tem a seguinte forma [3]

$$PL(d)[dB] = 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^n + \sum_{p=1}^P WAF(p) + \sum_{q=1}^Q FAF(q), \quad (2.16)$$

onde  $P$  e  $Q$  são os números de paredes e pisos entre o transmissor e o receptor, respectivamente. Os parâmetros empíricos  $n$ ,  $WAF(p)$  (*Wall Attenuation Factor*) e  $FAF(q)$  são o expoente de perda por propagação, fator de atenuação de travessia de parede e fator de atenuação de travessia de piso, respectivamente. Os valores típicos de  $WAF$  e  $FAF$ , para a frequência de 2,4 Ghz foram apresentados na tabela 2.3. Não fazem parte do modelo (2.16) mecanismos de propagação tais como mudança no expoente de perda, dependência do ângulo de  $WAF(p)$ , reflexões e difrações. Dessa forma, a precisão pode ser pobre em certas regiões do ambiente, principalmente a grandes distâncias do transmissor. As alterações propostas por Cheung sobre este modelo são apresentadas a seguir.

#### Expoente de Atenuação Dependente da Distância

Existem duas regiões distintas no caminho entre transmissor e receptor. Na primeira região, que está entre 5 e 20 metros do transmissor considerando uma frequência de operação de 900 Mhz, a perda por propagação é semelhante à propagação no espaço livre. Isto se deve ao fato das obstruções, tais como paredes e pisos, não interagirem significativamente



com as ondas se propagando. Na segunda região, relacionada às distâncias maiores, a perda por propagação aumenta significativamente, já que as ondas eletromagnéticas ficam obstruídas pelo teto, pisos e paredes. A distância na qual ocorre essa transição do expoente de perda por propagação é conhecida como ponto de quebra. Este fenômeno é incorporado em (2.16) modificando a equação para

$$\begin{aligned} \text{PL}(d)[\text{dB}] = & 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_{bp} - d) + 10 \left[ \log \left( \frac{d_{bp}}{d_0} \right)^{n_1} + \log \left( \frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_2} \right] U(d - d_{bp}) + \\ & + \sum_{p=1}^P \text{WAF}(p) + \sum_{q=1}^Q \text{FAF}(q), \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde  $d_{bp}$  é a distância do ponto de quebra até o transmissor,  $n_1$  e  $n_2$  são expoentes de perda antes e após o ponto de quebra e  $U(d)$  é a função degrau unitário:

$$U(d) = \begin{cases} 0, & d < 0 \\ 1, & d \geq 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

### Fator de Atenuação Dependente do Ângulo de Incidência

Quando uma onda eletromagnética incide em uma parede ou piso de forma oblíqua, menos potência é transmitida do que quando a incidência é normal. Para adicionar este efeito, foi feita uma proposta de incorporar a dependência do ângulo no fator  $WAF(p)$ . Na incidência normal, utilizam-se os fatores  $WAF$  e  $FAF$  originais como expressos na equação (2.16). Para os ângulos entre a incidência normal e tangencial, esses valores foram interpolados utilizando a função cosseno, ficando o fator de atenuação da seguinte forma:  $WAF(p)[\text{dB}] - 10 \log \cos \theta_p$ , onde  $\theta_p$  é o ângulo de incidência na p-ésima parede. Da mesma forma,  $\theta_q$  é o ângulo de incidência no q-ésimo piso (Fig. (2.3)). É necessário salientar que não é considerado o desvio por refração pelo qual a onda eletromagnética estaria sujeita. Frente ao exposto, chega-se à seguinte expressão:

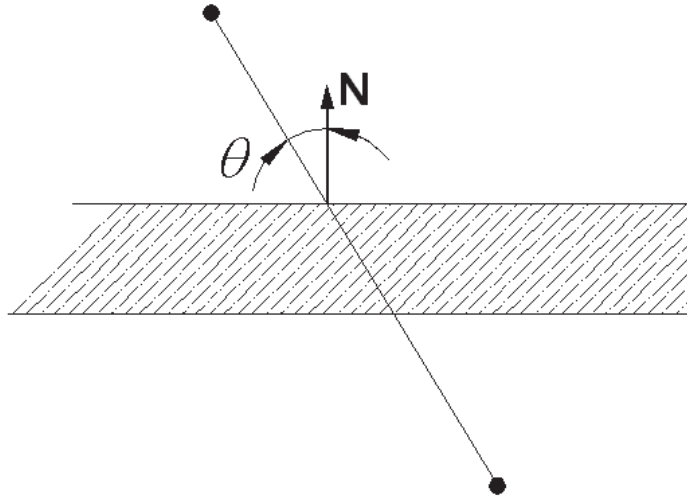


Figura 2.3: Ângulo em relação a parede

$$\begin{aligned}
 \text{PL}(d)[\text{dB}] = & 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_{bp} - d) + 10 \left[ \log \left( \frac{d_{bp}}{d_0} \right)^{n_1} + \log \left( \frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_2} \right] U(d - d_{bp}) + \\
 & + \sum_{p=1}^P \text{WAF}(p) - 10 \log(\cos \theta_p) + \sum_{q=1}^Q \text{FAF}(q) - 10 \log(\cos \theta_q) \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

### Difração

Segundo Cheung, uma significativa limitação do modelo original de Seidel é que, na prática, a propagação guiada através de corredores algumas vezes se dá por caminhos indiretos, os quais podem ter potência do sinal no receptor mais forte que aquele que percorre a linha reta entre Tx e Rx. O problema ao se tentar modelar o caminho indireto é a dificuldade de calcular o campo no receptor sem sobrecarga computacional.

Desta forma, o método através do qual se tenta aproximar ou compensar o caminho indireto é utilizar um nível de difração por quinas no ambiente. Para isto, calcula-se o campo devido ao modelo (2.19) em cada quina e determina-se o campo resultante difratado por elas utilizando um coeficiente de difração. Este campo difratado irá atuar então como uma fonte secundária se propagando de cada quina também através do modelo (2.19). Assim, o campo total no receptor é o somatório dos campos provenientes de todas as

quinas e o campo que faz o percurso em linha reta do transmissor ao receptor. Adotando  $(d, \phi)$  como coordenadas da quina em relação ao transmissor e  $(d', \phi')$  como coordenadas do receptor em relação a quina, tem-se a seguinte expressão [3]:

$$PL_D(d, \phi)[\text{dB}] = -10 \log \left[ \sum_{m=1}^M \left( \mathcal{P}\mathcal{L}_{\angle}(d_m) \mathcal{P}\mathcal{L}_{\angle}(d'_m) \times |D(d_m, \phi_m, d'_m, \phi'_m)|^2 \right) + \mathcal{P}\mathcal{L}_{\angle}(d) \right] \quad (2.20)$$

onde  $M$  é o número de quinas no ambiente, o subscrito  $m$  refere-se à  $m$ -ésima quina,  $D(d_m, \phi_m, d'_m, \phi'_m)$  é o coeficiente de difração e  $\mathcal{P}\mathcal{L}_{\angle}(x) = -10^{-PL(x)/10}$  é o valor médio do campo elétrico. O termo final em (2.20) é o valor do campo médio original no caminho direto entre Tx e Rx.

É importante destacar que ao utilizar a Eq. (2.19) em (2.20), utiliza-se o expoente de perda  $n_1$  com valor unitário para raios que são difratados nas quinas. Entretanto, continua-se a utilizar  $n_1 = 2$  para raios que saem diretamente do transmissor. A razão é que o fator de divergência (em termos de potência) para campos difratados é igual a  $d/d'(d' + d)$  e efetivamente resultará em um expoente de perda com valor unitário quando estamos próximos a um ponto de difração ( $d' < d$ ) [15]. Para distâncias de recepção mais afastadas que o ponto de quebra, utiliza-se o valor original de  $n_2$  uma vez que os efeitos da zona de Fresnel serão dominantes.

No Cap. 5 serão apresentadas as figuras de predição de cobertura para uma seção da HKUST, tanto a original de Cheung quanto as realizadas através do programa desenvolvido para esta dissertação. Cheung apresenta uma tabela (Tab. 2.4) contendo uma estatística de precisão entre suas medidas no referido ambiente (287 amostras) e predições realizadas com tanto o modelo proposto (Eq. (2.20)) quanto o modelo convencional (Eq. (2.16)).

Ainda segundo Cheung, uma potencial limitação neste modelo é o fato de não se levar em conta o mecanismo de reflexão. Desta forma, espera-se que haja predição de menos atenuação para uma determinada posição em ambientes altamente reflexivos. Entretanto, a redução na precisão não deve ser alta desde que haja quinas no ambiente para causar

Modelo	Erro médio (dB)	$\sigma$ (dB)	% erro $< \pm 5$ dB	% erro $< \pm 10$ dB
Proposto	- 0,3	6,7	54,0	86,8
Convencional	14,8	20,8	33,8	56,8

Tabela 2.4: Análise estatística de comparação de previsões com medidas

difração. A razão é que nas proximidades das quinas o campo permanece contínuo e, naturalmente, se o campo refletido é intenso, o campo difratado também é intenso nas fronteiras de sombra e de reflexão, de forma que a continuidade é mantida. Conseqüentemente, a difração irá fornecer algum campo indireto mesmo em ambientes altamente reflexivos se estes possuírem quinas.

## 2.5 Fator de Atenuação por Travessia de Portas

A partir do princípio de que a onda eletromagnética é atenuada ao atravessar pisos e paredes, pode-se do mesmo modo pensar em um fator de atenuação por travessia de portas. Apesar das dimensões das portas serem menores que as das paredes, ao se fazer a predição de atenuação em uma planta extensa, é possível que ocorra este tipo de travessia, principalmente nos caminhos indiretos. Neste trabalho é então feita a sugestão de incluir em (2.19) um fator DAF (*Door Attenuation Factor*), igualmente variando em função do ângulo de incidência, ficando a equação da seguinte forma

$$\begin{aligned}
PL_{bp}(d)[dB] = & 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_{bp} - d) + 10 \left[ \log \left( \frac{d_{bp}}{d_0} \right)^{n_1} + \log \left( \frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_2} \right] U(d - d_{bp}) + \\
& + \sum_{p=1}^P WAF(p) - 10 \log(\cos \theta_p) + \sum_{q=1}^Q FAF(q) - 10 \log(\cos \theta_q) + \\
& + \sum_{r=1}^R DAF(r) - 10 \log(\cos \theta_r), \tag{2.21}
\end{aligned}$$

onde  $r$  é a  $r$ -ésima porta atravessada e  $R$  é a quantidade total de portas em um determinado percurso. Na tabela 2.3 foram apresentados valores típicos de  $DAF$  obtidos através de

medições.

Com a incorporação deste último fator, pode-se ter a impressão que haverá um grande aumento de trabalho ao levar em conta, além de pisos e paredes, as portas. Todavia, como será demonstrado nos capítulos seguintes, o equacionamento é simples. Uma vez que, para equacionar as paredes são necessárias as coordenadas de suas quinas, portas são vistas como segmento entre quinas que definem duas paredes subsequentes.

Este capítulo contém a estrutura sobre a qual este trabalho é montado. No capítulo seguinte serão apresentados os coeficientes de difração necessários aos cálculos de predição de cobertura a este modelo semi-empírico de Cheung. Posteriormente, os capítulos serão destinados ao método de obtenção e demonstração dos resultados.

# Capítulo 3

## Coeficientes de Difração

Como apresentado no capítulo anterior, a predição de atenuação por propagação através do modelo de Cheung é acrescida do mecanismo de difração. Será demonstrado através de resultados no capítulo 5 que a difração tem papel importante nos resultados de predição de cobertura. O objetivo deste capítulo é o estudo dos coeficientes de difração da *Teoria Uniforme da Difração* (UTD) para quinas condutoras perfeitas propostos por Kouyoumjian e Pathak [15] e quatro diferentes coeficientes para quinas com perdas.

No início deste capítulo será demonstrada a formulação dos coeficientes de difração da UTD para quinas condutoras perfeitas. A seguir, na Seção 3.3 são descritos os quatro coeficientes de difração para quinas com perdas. Estes coeficientes são os de Luebbers, Holm, Aïdi e Lavergnat e o de Borges, integrante do Gaptem - UFMG (Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética).

### 3.1 Introdução

Observações dos fenômenos eletrostáticos e magnetostáticos começaram com os antigos gregos na mesma época que seus estudos em ótica. Provavelmente, a fascinação grega pela geometria possibilitou-os analisar as propriedades da luz de um ponto de vista geométrico. A primeira pessoa envolvida com o estudo de ótica foi Pitágoras, mas foi Euclides (por

volta de 330-275 a.C.) que primeiro estabeleceu a lei da reflexão: quando a luz é refletida em uma superfície lisa, o ângulo de incidência é igual ao ângulo de reflexão. Ele também aparentemente deduziu as propriedades dos refletores parabólicos, esféricos e elípticos.

Através dos séculos, novos princípios foram postulados: refração da luz através de Ptolomeu (cerca de 140 a.C.), experimentalmente, e Snell, que no ano de 1621 determinou a correta lei da refração. Em 1654, o matemático francês Fermat iniciou o que futuramente (em 1844) ficou sendo conhecido como *Ótica Geométrica Clássica* [16]. Ele estipulou que independentemente do tipo de reflexão ou refração na qual um raio é submetido, este viaja de um ponto a outro de forma que o tempo seja mínimo.

Muitos destes fenômenos puderam ser explicados em termos de teoria de ondas, além da aproximação geométrica. Utilizando a aproximação da teoria de ondas e assumindo corretamente que a velocidade da luz é menor em materiais mais densos, Christiaan Huygens, em 1690, foi capaz de dar a primeira derivação teórica da lei da refração. A difração e a interferência foram observadas por Robert Hooke e o monge italiano F. M. Grimaldi em 1665. Na primeira metade do século 19, o novo trabalho experimental de Thomas Young, Augustin Fresnel, e outros, esclareceu que a teoria ondulatória da luz era necessária para explicar a difração e outros fenômenos não explicados pela ótica geométrica clássica. Após a luz ser conhecida como uma onda eletromagnética, governada pelas leis de Maxwell e as equações de onda, a difração passou a ser estudada por Lord Rayleigh, Lord Kelvin, Sir George Stokes, Kirchoff, Helmholtz, Mie, e muitos outros físicos famosos. Um trabalho bastante significativo é a solução exata para difração de ondas planas por um semiplano condutor elétrico desenvolvido por Sommerfeld em 1884 [16].

Para poder incorporar efeitos de interferência às propriedades dos campos eletromagnéticos, e para obter resultados quantitativos para amplitudes dos campos eletromagnéticos, na segunda parte do século 20, a ótica geométrica clássica foi estendida para o que pode ser chamado de *Ótica Geométrica Moderna* ou simplesmente *Ótica Geométrica*(GO). Esta teoria estabelece uma conexão mais rigorosa entre equações de onda eletromagnética de Maxwell e conceitos geométricos, fornecidos primeiramente no trabalho de Luneberg [15].

Um método no qual os fenômenos de difração podem ser incorporados na estratégia geométrica e expressos em termos geométricos foi apresentado por Joseph B. Keller em 1953 [15]. Em seu trabalho está a base do que se tornou conhecido como *Teoria Geométrica da Difração*(GTD). Estudando a difração por uma cunha, Keller demonstrou que raios difratados se comportam como raios ordinários da GO quando partem da quina. Estes raios têm caminhos determinados por uma generalização do princípio de Fermat. A forma original da GTD está sujeita a uma quantidade de problemas. O mais sério ocorre nos limites de sombra, onde os campos da GO decaem abruptamente, mas não fisicamente a zero, e os campos difratados preditos se tornam infinitos. Keller baseou sua teoria original em expressões assintóticas válidas fora da região de transição, sendo assim não aplicável nas vizinhanças desta região. Expressões assintóticas válidas nas regiões de transição são conhecidas como *soluções uniformes*. A *Teoria Uniforme da Difração*(UTD), desenvolvida principalmente pelo grupo de Kouyoumjian na *Ohio State University* [15] é aqui apresentada e utilizada neste trabalho para cálculo de campo que chega a uma determinada posição de receptor.

## 3.2 Teoria Uniforme da Difração

A GTD de Keller deu uma grande melhoria na GO e abriu caminho para uma técnica de análise em alta frequência muito útil. Porém, a GTD ainda possui algumas falhas sérias. Ela poderia prever o campo difratado em regiões afastadas da fronteira de sombra, mas se torna singular nas regiões de transição ao redor de cada fronteira [16].

Em 1974, Kouyoumjian e Pathak, em um artigo [15], demonstraram a *Teoria Uniforme da Difração*. Eles fizeram uma análise assintótica e descobriram que multiplicando os coeficientes de difração por uma função de transição, os campos difratados se mantêm limitados nas fronteiras de sombra. Esta função de transição é tal que se aproxima de zero na mesma proporção em que o campo difratado se torna singular nas regiões de transição. Desta forma, os campos difratados resultantes também se mantêm limitados.



Ainda assim, a UTD sofre de algumas falhas da GTD: a teoria falha quando o campo incidente não é um raio de campo ótico e não pode ser aplicado quando a reflexão e difração não são fenômenos locais.

Considere a figura (3.1) a seguir. Ela representa uma cunha condutora perfeita com ângulo interno  $\xi$  iluminada por uma onda plana. A referência de fase é escolhida na quina ( $Q_e$ ). A onda plana incide com um ângulo  $\phi_i$  de forma que  $\phi_i < \pi - \xi$  e o campo elétrico é perpendicular ao plano (onda TM). Assume-se que  $\phi_i \neq 0$ , porque neste caso a onda incidente seria tangencial ao condutor perfeito e, por isso, seria nula. A região I é aquela onde existem raios refletidos pelo obstáculo e raios provenientes diretamente da fonte. A região II é caracterizada pela presença apenas de raios provenientes da fonte. Quando o observador passa da região I para a região II ocorre uma descontinuidade no campo resultante calculado pela GO, causado pela ausência do raio refletido. A fronteira entre estas duas regiões é conhecida como fronteira de sombra de raio refletido (FSR). A região III é aquela onde não existem raios diretos ou refletidos, também conhecida como região de sombra. Quando o observador passa da região II para a região III surge uma descontinuidade no campo resultante, provocada pela ausência do raio incidente. A fronteira entre estas regiões é denominada fronteira de sombra do raio incidente (FSI).

Sabe-se que este comportamento descontínuo para o campo eletromagnético é fisicamente impossível, sendo ele contínuo e suave em todo o espaço. A UTD, mantendo a idéia de rastreamento através de raios, compensa as descontinuidades nos campos provenientes da aplicação simples da GO e calcula de forma aproximada os campos nas regiões de sombra.

### 3.2.1 Coeficientes de Difração da UTD para Cunhas CEP

Os coeficientes de difração desenvolvidos por Kouyoumjian e Pathak são mais gerais que os coeficientes de Keller no que diz respeito não somente por se manter limitados nas regiões de sombra, como também poder ser utilizados para calcular o campo difratado por uma cunha com superfícies curvas. Considerando a cunha da Figura (3.2), os ângulos

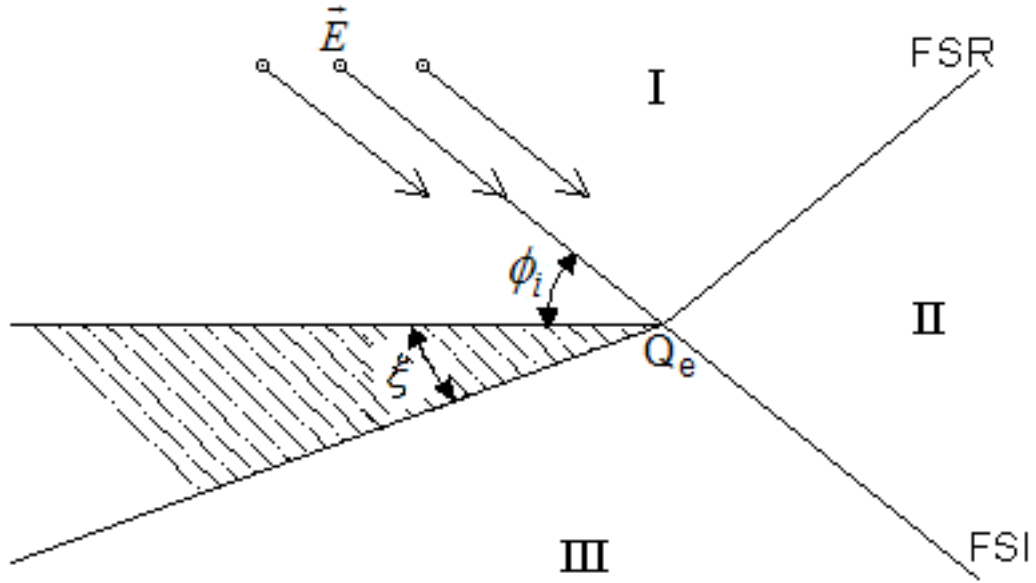


Figura 3.1: Campo elétrico incidindo em uma cunha

$\phi_i$  e  $\phi_d$  medidos a partir do plano de referência tangencial a face 0 e o ângulo interno da cunha  $\xi$  medido entre os planos de referência tangencial a face 0 e face  $n$  (estes planos são construídos no ponto  $Q_e$ ), de acordo com a GTD, o campo elétrico no ponto de recepção é dado por [16]

$$E_{GTD} = E_0 \frac{e^{-jks_i}}{s_i} D_{s,h} \sqrt{\frac{s_i}{s_d(s_i + s_d)}} e^{-jks_d}, \quad (3.1)$$

onde  $D_{s,h}$  é o coeficiente de difração para as polarizações perpendicular e paralela, respectivamente, do campo incidente na quina. Para a obtenção dos coeficientes de difração, deve-se utilizar um sistema de coordenadas fixo à aresta. Neste sistema, o campo incidente é composto nas polarizações  $\hat{\beta}_i$  e  $\hat{\phi}_i$  e o campo difratado nas polarizações  $\hat{\beta}_d$  e  $\hat{\phi}_d$ . Ainda em (3.1),  $s_d$  é a distância do ponto de difração ao ponto de observação e  $s_i$  a distância entre a fonte e o ponto de difração. Se o ponto de recepção não está nas fronteiras de sombra de raios refletido e incidente, e a quina é composta de material condutor elétrico perfeito, segundo Keller, o campo é dado por

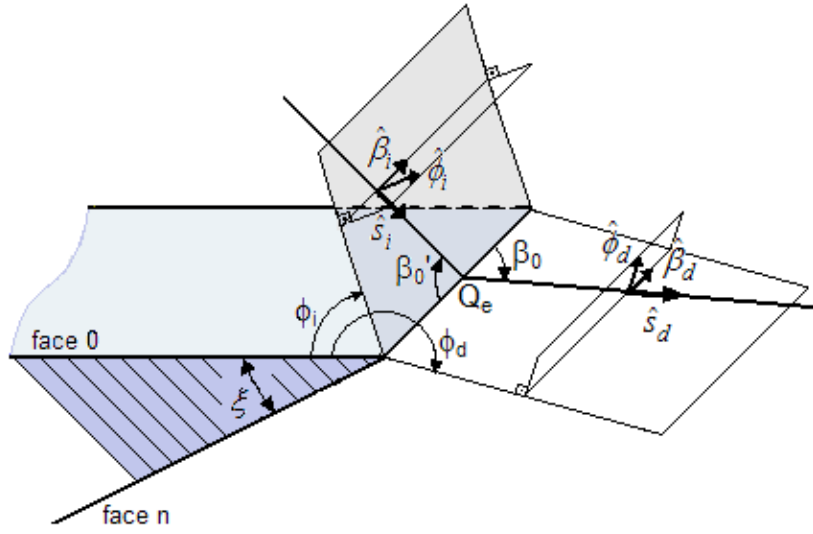


Figura 3.2: Difração em uma cunha condutora elétrica

$$D_{s,h} = \frac{\exp^{-j\pi/4 \operatorname{sen}(\pi/n)}}{n\sqrt{2\pi k}} \left[ \frac{1}{\cos(\pi/n) - \cos\left(\frac{\phi_d - \phi_i}{n}\right)} \mp \frac{1}{\cos(\pi/n) - \cos\left(\frac{\phi_d - \phi_i}{n}\right)} \right], \quad (3.2)$$

onde o parâmetro  $n$ , que está relacionado com o ângulo externo da quina, é dado por

$$n = \frac{2\pi - \xi}{\pi}. \quad (3.3)$$

Esta expressão se torna singular nas fronteiras de sombra de raios refletidos e incidentes. Nas incidências rasantes, onde  $\phi_i = 0$  ou  $n\pi$ ,  $D_s = 0$  e  $D_h$  é dada pela expressão (3.2) multiplicada por  $1/2$ . A necessidade do fator  $1/2$  é devida ao considerar a incidência rasante como o limite da incidência oblíqua. Na incidência rasante, os campos incidente e refletido desaparecem, de forma que metade do campo total propagando sobre a face da cunha próximo a quina é o campo incidente e a outra metade é o campo refletido.

Os campos difratados são dados por [16]

$$E_z^d(s) = E_z^i(Q_e) D_s \frac{e^{-jks}}{\sqrt{s}} \quad (3.4)$$

$$H_z^d(s) = H_z^i(Q_e) D_h \frac{e^{-jks}}{\sqrt{s}}, \quad (3.5)$$

onde  $Q_e$  é o ponto de difração na quina.  $D_{s,h}$  são conhecidos como coeficientes de difração *soft* e *hard* e os subscritos  $s$  e  $h$  referem-se às polarizações perpendicular e paralela respectivamente. O fator  $1/\sqrt{s}$  indica que os campos difratados são frentes de onda cilíndricas. A quina, portanto, age como uma fonte linear virtual (cáustica) dos campos difratados.

Os coeficientes de difração bidimensional são dados por [16]

$$D = D_1 + D_2 + R_{s,h} (D_3 + D_4), \quad (3.6)$$

onde  $R_{s,h} = \mp 1$  são os coeficientes de reflexão para uma superfície CEP. Cada componentes  $D_v$  são termos relacionados com cada uma das fronteiras de transição e pode ser calculado por [10]

$$D_v = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \cot \Psi_v F_{rt} (2kL_i n^2 \sin^2 \Psi_v). \quad (3.7)$$

As quinas externas têm  $n$  variando entre 1 e 2 e são mais comuns de serem vistas na literatura e nas aplicações práticas. Entretanto, a solução de campo difratado pode ser aplicada à quinas internas, na qual  $0 < n \leq 1$ . Neste caso, deve-se ter em conta que o coeficiente de difração é nulo quando  $\sin \pi/n = 0$ . Assim, para  $n = 1$  (semi plano),  $n = 1/2$  (ângulo interno reto),  $n = 1/M$  onde  $M = 3,4,5\dots$  (ângulos internos agudos) ou mesmo quando  $n \rightarrow 0$  a solução é dominada por campos refletidos e incidentes [15].

$\Psi_v$  é dado por

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= [\pi + (\phi_i - \phi_d)] / 2n, \\ \Psi_2 &= [\pi - (\phi_i - \phi_d)] / 2n, \\ \Psi_3 &= [\pi + (\phi_i + \phi_d)] / 2n, \\ \Psi_4 &= [\pi - (\phi_i + \phi_d)] / 2n. \end{aligned} \quad (3.8)$$

A função de transição  $F_{tr}$ , cujo objetivo é uniformizar o campo difratado quando os termos de  $\cot(\bullet)$  tendem a infinito, é dado por

$$F_{tr}(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du. \quad (3.9)$$

Em vez de realizar esta integral, pode-se utilizar a seguinte expansão assintótica. Quando o argumento  $x$  é pequeno ( $x < 0,3$ )

$$F_{tr}(x) = \left[ \sqrt{\pi x} - 2x \exp\left(j\frac{\pi}{4}\right) - \frac{2}{3}x^2 \exp\left(-j\frac{\pi}{4}\right) \right] \cdot \exp\left[j\left(\frac{\pi}{4} + x\right)\right].$$

Para  $5,5 < x < 10$

$$F_{tr}(x) = \left( 1 + j\frac{1}{2x} - \frac{3}{4x^2} - j\frac{15}{8x^3} + j\frac{75}{16x^4} \right). \quad (3.10)$$

Quando  $x$  tem valor entre 0,3 e 5,5, é feita interpolação linear. Para valores de  $x$  maiores que 10, a função de transição tem valor unitário. Quando  $x < 0$ , o valor é dado por

$$F_{tr}(x) = F_{tr}^*(|x|), \quad (3.11)$$

onde o asterisco indica o conjugado complexo.  $L_i$  é um parâmetro de distância, o qual é determinado de acordo com o tipo de iluminação. Dependendo do tipo de incidência [16]:

$$L_i = \begin{cases} s_d \sen^2 \beta_0, & \text{para incidência de onda plana} \\ \frac{r_d r_i}{r_d + r_i}, & \text{para incidência de onda cilíndrica} \\ \frac{s_d s_i}{s_d + s_i} \sen^2 \beta_0, & \text{para incidência de ondas esférica e cônica} \end{cases}$$

onde a onda cilíndrica de raio  $r_i$  incide normalmente na quina,  $r_d$  é a distância perpendicular do ponto de recepção a cunha.  $\beta_0$  é o ângulo existente entre o raio e a quina. Como neste trabalho o ambiente é considerado bidimensional,  $\beta_0$  é sempre  $90^\circ$ .

Há algumas diferenças distintas entre os coeficientes da UTD e os coeficientes de Keller. As maiores diferenças são a função de transição ( $F_{tr}$ ) e o fato de que agora existem quatro termos ao invés de os dois originais de Keller. Quatro termos são necessários, já que ambas as faces podem criar limites de sombra de onda incidente e de refletida.

### 3.3 Coeficientes de Difração da UTD Heurísticos

Inicialmente, coeficientes de difração para cunhas com condutividade finitas foram desenvolvidos por Luebbers ao substituir os coeficientes de reflexão nas equações de difração pelo coeficiente de Fresnel para reflexão de ondas planas, dados por [12]

$$R_\beta = \frac{\text{sen } \alpha - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \alpha}}{\text{sen } \alpha + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \alpha}}, \quad (3.12)$$

$$R_\phi = \frac{\hat{\epsilon}_r \text{sen } \alpha - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \alpha}}{\hat{\epsilon}_r \text{sen } \alpha + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \alpha}}, \quad (3.13)$$

onde  $\alpha$  é o ângulo medido a partir da superfície onde a onda incide conforme demonstrado na Figura 3.3. O termo  $\hat{\epsilon}_r$  é a permissividade complexa relativa, cuja expressão é

$$\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r - j\sigma/\omega\epsilon_0, \quad (3.14)$$

onde  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa do obstáculo,  $\sigma$  é a condutividade elétrica,  $\omega$  é a frequência angular e  $\epsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo. Considera-se a permeabilidade dos meios iguais a do vácuo ( $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$ ).

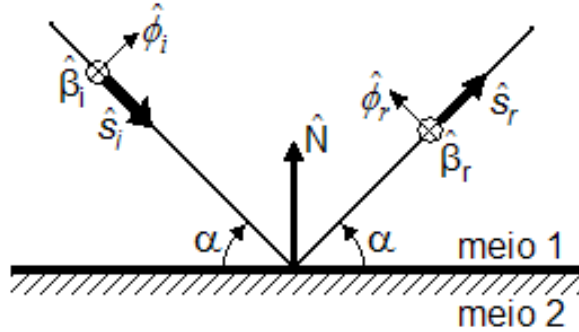


Figura 3.3: Reflexão

Para os condutores elétricos perfeitos temos  $\sigma \rightarrow \infty$ . Neste limite, os coeficientes de reflexão para as polarizações paralela e perpendicular tendem respectivamente a  $R_\phi = +1$  e  $R_\beta = -1$ . Já no caso dos condutores magnéticos perfeitos,  $R_\phi = -1$  e  $R_\beta = +1$ .

O coeficiente heurístico de Luebbers apresenta falhas quando a direção do raio difratado é próxima às paredes condutoras ( $\phi_d \rightarrow 0$  ou  $\phi_d \rightarrow n\pi$ ). Este coeficiente também viola o princípio da reciprocidade, pois o resultado depende do modo como são especificadas as faces 0 e n [12].

Em agosto de 2000, Holm [10] propôs um novo coeficiente de difração da UTD para quinas condutoras com perdas que é uma extensão do coeficiente de Luebbers. Este coeficiente melhora o resultado obtido anteriormente por Luebbers nas regiões de sombra, servindo também para os casos onde o ângulo interno da aresta é maior que  $180^\circ$ . Posteriormente, Aïdi e Lavergnat propuseram uma modificação nos ângulos utilizados no cálculo dos coeficientes de reflexão para que o problema da reciprocidade fosse resolvido [11]. A seguir são dado os detalhes de cada coeficiente.

### 3.3.1 Coeficiente de Difração Proposto por Luebbers

Em seu trabalho, Luebbers teve como motivação a obtenção dos termos do coeficiente de difração para cunhas com perdas dando atenção ao caso de múltiplas difrações e incidências rasantes. A principal aplicação para este coeficiente é a predição de perda por propagação em terrenos irregulares, a fim de aplica-lo em difração por gume de faca.

O coeficiente proposto para cunhas com perdas é dado por

$$D = G_0 [D_2 + R_0(\alpha_0)D_4] + G_n [D_1 + R_n(\alpha_n)D_3], \quad (3.15)$$

onde os coeficientes  $D_v$  são dados pela Eq. (3.7). Os coeficientes de reflexão  $R_0$  e  $R_n$  são relativos, respectivamente, às faces 0 e n, sendo dado pelas Eq. (3.12) e (3.13), sendo a primeira para a polarização perpendicular e a segunda para a paralela. Aqui, os índices  $s$  e  $h$ , relativos as polarizações  $\hat{\beta}$  e  $\hat{\phi}$  respectivamente, foram omitidos para facilitar a leitura. Os ângulos  $\alpha_0$  e  $\alpha_n$  são dados por

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \min(\phi_i, \phi_d), \\ \alpha_n &= \min(n\pi - \phi_i, n\pi - \phi_d). \end{aligned} \quad (3.16)$$

Os fatores  $G_0$  e  $G_n$  propostos por Luebbers, utilizados quando a incidência é rasante, são dados por

$$G_0 = \begin{cases} \frac{1}{1+R_0}, & \phi_i = 0, |1 + R_0| > 0 \\ 1/2, & \phi_i = n\pi \\ 1, & \text{quaisquer outros valores de } \phi_i \end{cases} \quad (3.17)$$

$$G_n = \begin{cases} \frac{1}{1+R_n}, & \phi_i = n\pi, |1 + R_n| > 0 \\ 1/2, & \phi_i = 0 \\ 1, & \text{quaisquer outros valores de } \phi_i \end{cases} \quad (3.18)$$

### 3.3.2 Coeficiente de Difração Proposto por Holm

Uma modificação no termo  $D_1$  foi proposta, de maneira que a fórmula fosse válida também para os casos onde  $n < 1$ . Em [10], os termos  $D_v$  estão invertidos em relação aos adotados aqui. Segundo Holm, não é mais necessário adotar o fator  $G$  no caso de incidência rasante em seu coeficiente, mas apenas o fator  $1/2$ . O coeficiente de difração descrito em seu trabalho, adaptado para a presente definição dos coeficientes  $D_v$  é

$$D = R_0(\alpha_0) R_n(\alpha_n) D_1 + D_2 + R_n(\alpha_n) D_3 + R_0(\alpha_0) D_4, \quad (3.19)$$

onde os ângulos  $\alpha_0$  e  $\alpha_n$  são os mesmos adotados previamente no trabalho de Luebbers. Segundo Holm, ao desconsiderar ondas de superfície, seu coeficiente tem resultados com boa concordância com o coeficiente de Maliuzhinets mesmo nas regiões de sombra.

### 3.3.3 Coeficiente de Difração Proposto por Aïdi e Lavergnat

Uma modificação nos ângulos utilizados nos coeficientes de reflexão foi feita na abordagem anteriormente adotada por Luebbers. Os ângulos  $\alpha_0$  e  $\alpha_n$  são agora

$$\alpha_0 = \alpha_n = \min(\phi_i, \phi_d, n\pi - \phi_i, n\pi - \phi_d), \quad (3.20)$$

ao invés da Eq.(3.16). Assim garante-se que



$$D(\phi_i = 0, \phi_d) = D(\phi_i = n\pi, \phi_d) = D(\phi_i, \phi_d = 0) = D(\phi_i, \phi_d = n\pi). \quad (3.21)$$

Desta forma, o coeficiente independe do raio sair pelas faces 0 ou  $n$ . Com a adoção destes ângulos, os resultados para o campo difratado apresentaram uma melhoria em relação ao resultado obtido com os ângulos de Luebbers, principalmente nas regiões próximas a face [11].

### 3.3.4 Novo coeficiente de Difração Proposto por Borges

A partir do que já foi apresentado, Borges [12] estudou uma forma de incluir no coeficiente de Holm, que apresenta melhores resultados quando o raio sai próximo às faces da cunha, os ângulos propostos por Aïdi e Lavergnat. Assim, tem-se um coeficiente que obedece ao princípio da reciprocidade.

Os coeficientes de reflexão que multiplicam o termo  $D_1$  em (3.19) são apropriados para o caso em que o raio incide pela face 0. Para garantir a reciprocidade, mesmo quando o raio incida pela face  $n$ , os termos  $R_0R_n$  multiplicam o termo  $D_1$  quando  $\phi_i \leq n\pi/2$  e o termo  $D_2$  quando  $\phi_i > n\pi/2$ . Feitas estas considerações, o coeficiente proposto é

$$D = W_n D_1 + W_0 D_2 + R_n(\alpha_n) D_3 + R_0(\alpha_0) D_4, \quad (3.22)$$

onde os ângulos  $\alpha_0$  e  $\alpha_n$ , da mesma forma que os ângulos de Aïdi e Lavergnat, são

$$\alpha_0 = \alpha_n = \min(\phi_i, \phi_d, n\pi - \phi_i, n\pi - \phi_d). \quad (3.23)$$

Os termos  $W_0$  e  $W_n$  são baseados na proposta de Holm, com o cuidado de se atender à reciprocidade, sendo dados por

$$W_0 = \begin{cases} 1, & \phi_i < n\pi/2 \\ R_0R_n, & \phi_i \geq n\pi/2 \end{cases} \quad (3.24)$$

$$W_n = \begin{cases} R_0 R_n, & \phi_i < n\pi/2 \\ 1, & \phi_i \geq n\pi/2 \end{cases} \quad (3.25)$$

Como no coeficiente proposto por Holm, nos casos de incidência rasante, o fator  $1/2$  é multiplicado nos coeficientes de difração para ambas as polarizações.

### 3.4 Solução do Problema Canônico

Tendo apresentado os coeficientes de difração da UTD e os heurísticos, nesta seção é discutida um caso canônico de difração por uma cunha, de acordo com a Figura (3.4), onde são comparados os resultados utilizando os diferentes coeficientes. A cunha possui ângulo interno de  $90^\circ$  e  $\sigma = 0,01$  e  $\epsilon_r = 10$ . Nela incide um campo elétrico TM com ângulo  $\phi_i$  de  $30^\circ$  e frequência de operação de 1 Ghz. O campo difratado  $E_d$  será então calculado a uma distância de  $30\lambda$  da cunha e  $\phi_d$  variando entre 0 e  $3\pi/2$ . No gráfico da Figura (3.5) a seguir são apresentados os resultados de atenuação  $A$  em relação ao campo incidente. Esta atenuação é dada então por:

$$A = 20 \log \left( \frac{E_i}{E_d} \right), \quad (3.26)$$

onde  $E_i$  é o campo elétrico incidente na cunha. Os resultados apresentados no gráfico da Figura a seguir apresentam valores próximos ao apresentado por Borges [12] e Schettino [13].

Com o conhecimento destes quatro coeficientes de difração para cunhas condutoras com perdas, além do coeficiente para cunhas condutoras perfeitas, podemos partir para a implementação do modelo semi-empírico de Cheung. O capítulo a seguir é dedicado a dar uma explicação sobre a metodologia de implementação do programa de cálculo de cobertura em ambientes interiores.

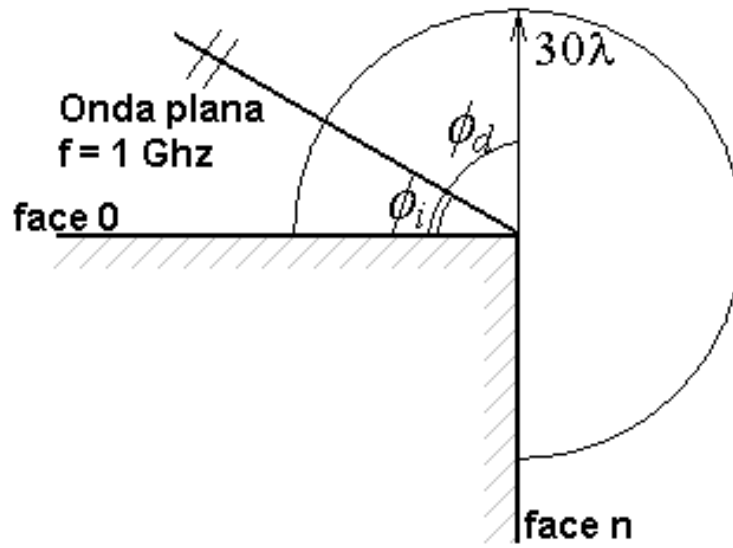


Figura 3.4: Campo elétrico incidente em uma cunha com  $\sigma = 0,01$  e  $\epsilon_r = 10$ .

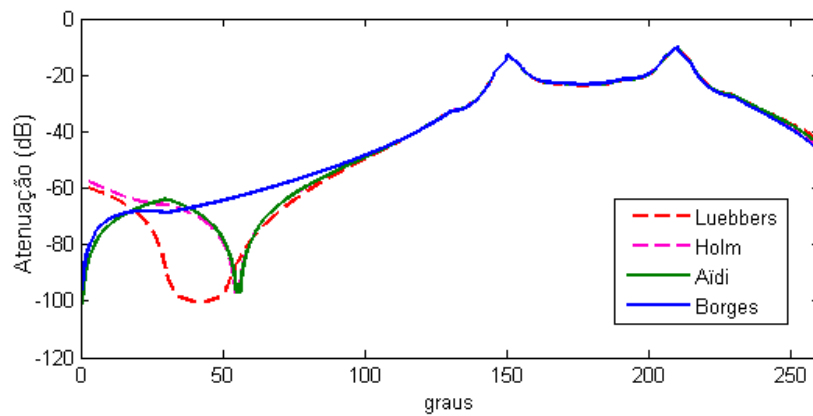


Figura 3.5: Campo difratado ao redor da cunha a uma distância de  $30\lambda$ .

# Capítulo 4

## Implementação

Neste capítulo serão apresentados os detalhes de implementação do programa de cálculo de predição de cobertura desenvolvido para esta dissertação. Estes detalhes de implementação normalmente não são apresentados nas referências e foram investigados durante a implementação, sempre à medida que foram aparecendo. Todo o programa foi desenvolvido em MATLAB.

### 4.1 Subrotinas e Funções

Nesta seção serão apresentadas as subrotinas desenvolvidas para o programa. A metodologia de cálculo das atenuações nos percursos diretos e indiretos é a já explicada no Capítulo 2. No Capítulo 3 foram apresentados os coeficientes de difração que serão utilizados no nosso modelo. Tem-se então no fluxograma da Figura (4.1), uma visão macroscópica do programa. A lista a seguir apresenta todas as subrotinas e um resumo de suas incumbências.

**pontos.m** – Arquivo onde são relacionadas as coordenadas das quinas e portas. Este arquivo deve então ser criado pelo usuário para cada ambiente que se quer realizar a predição de cobertura.

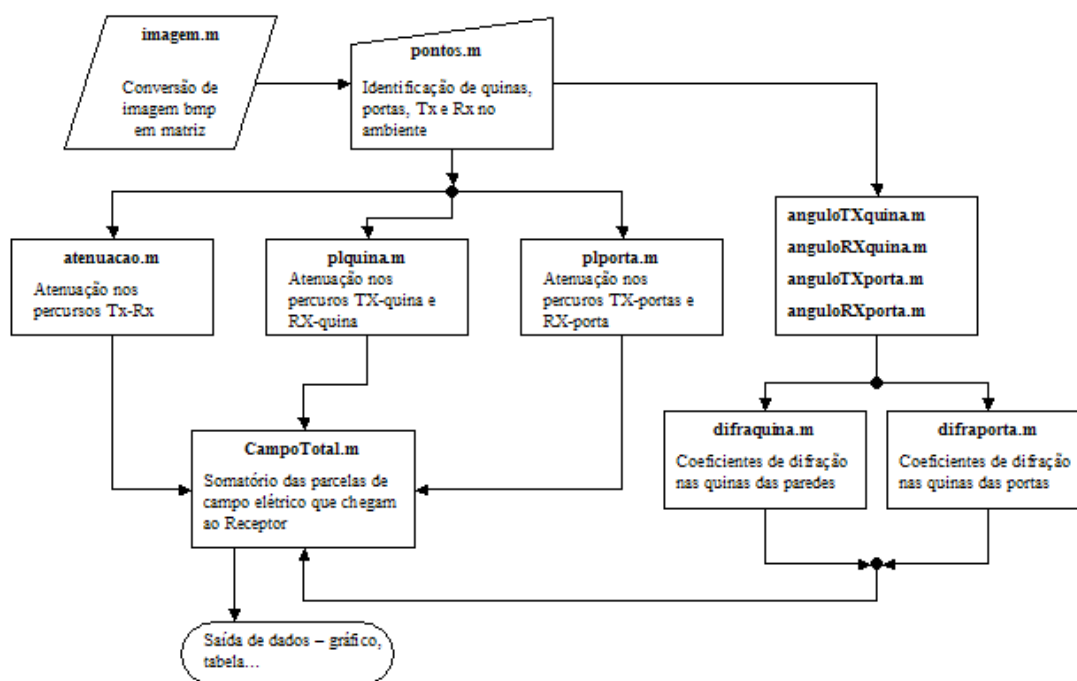


Figura 4.1: Fluxograma da implementação do programa

**imagem.m** – Carrega a imagem do ambiente e se necessário cria uma grade de pontos onde são feitos os cálculos de atenuação do percurso Tx-Rx.

**atenuacao.m** – Calcula a atenuação no percurso retilíneo entre transmissor e receptor utilizando o modelo da Eq. (2.19).

**anguloTXquina.m** – Cálculo dos ângulos que o transmissor faz com a face de referência das quinas (face 0). Será demonstrada adiante como é feita a escolha de qual será a face 0 das quinas.

**anguloRXquina.m** – Cálculo dos ângulos que o receptor faz com a face de referência das quinas (face 0).

**anguloTXporta.m** – Cálculo dos ângulos que o transmissor faz com a face de referência (face 0) de cada quina das portas.

**anguloRXporta.m** – Cálculo dos ângulos que o receptor faz com a face de referência

(face 0) de cada quina das portas.

**plquina.m** – Atenuação nos percursos entre transmissor e cada quina e entre receptor e cada quina. Esta subrotina também utiliza o modelo da Eq. (2.19), porém neste caso deve-se observar que  $n_1 = 1$  nos percursos que se originam das quinas como visto na seção (2.4.3).

**plporta.m** – Atenuação nos percursos entre transmissor e cada quina de cada porta e entre receptor e cada quina de cada porta. Também deve-se fazer a mesma observação de  $n_1 = 1$  para percursos provenientes das quinas das portas.

**difraquina.m** – Coeficientes de difração em cada quina considerando todos os percursos indiretos entre transmissor e receptor. Detalhes de implementação serão dados a seguir.

**difraporta.m** – Coeficientes de difração em cada quina de cada porta considerando todos os percursos indiretos entre transmissor e receptor. Detalhes de implementação serão dados a seguir.

**CampoTotal.m** – Somatório das parcelas de campo elétrico que chegam nas posições de receptor. Nesta subrotina é implementada o modelo da Eq. (2.20).

Foram criadas pequenas funções que geram resultados simples e de forma prática.

**distancia.m** – Função que calcula a distância entre dois pontos (em pixels). Ex:  $d = distancia(x_1, y_1, x_2, y_2)$ , onde  $x_n$  e  $y_n$  são as coordenadas dos pontos 1 e 2.

**equacao.m** – Função que gera a equação de reta gerada por dois pontos. O método utilizado está explicado em (A.3).

**U.m** – Função degrau unitário.

**Ftr.m** – Expansão assintótica da função de transição.

**parede.m** – Função que gera a equação de reta que representa uma parede. São necessárias as coordenadas das duas quinas que limitam a parede. Também utiliza o método descrito em (A.3).

**coef\_difracao.m** – Função que retorna a soma dos 4 termos do coeficiente de difração ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ ). Necessita de diversos parâmetros para execução.

## 4.2 Imagem do Ambiente e Entrada de Dados

O primeiro passo é preparar a imagem da planta baixa em um arquivo ajustado para que seja carregado no MATLAB. As imagens utilizadas estavam no formato *bmp* de 24 bits/pixel com um fundo branco e as paredes representadas por linhas pretas. A imagem é convertida em uma matriz de 3 dimensões:  $n$  linhas,  $p$  colunas e 3 matrizes que sobrepostas geram as cores originais de cada pixel (RGB).

A seguir é necessário identificar as coordenadas dos pixels que representam as quinas das paredes, quinas das portas, posição do transmissor e qualquer outro objeto. Em relação às posições do receptor, é possível tanto colocar apenas uma coordenada bem como gerar uma grade de pontos onde serão feitas as predições de atenuação. Um ponto importante a salientar é que na implementação, utiliza-se o conceito de coordenada homogênea (vide apêndice A), porém sempre com o valor do peso  $w$  unitário. Por escolha, a linha e coluna são representadas pelas coordenadas  $x$  e  $y$  respectivamente. Cria-se então um arquivo que servirá somente para entrada de todas estas coordenadas.

Para as quinas das paredes, além de suas posições, é necessário conhecer suas orientações. Essas orientações são úteis na implementação do cálculo dos coeficientes de difração e atenuação nos percursos entre quina e transmissor e entre quina e receptor. A escolha dos *tipos* de quina são feitas de acordo com a figura abaixo (Fig. (4.2)), onde o número próximo à quina corresponde ao seu tipo. Assim sendo, a coordenada de uma quina tem o formato como o exemplo:  $Q\{4\} = [2\ 53\ 123]$ , onde 4 é o número que identifica a quina, 2 é o tipo e 53 e 123 são as coordenadas  $x$  e  $y$  respectivamente.

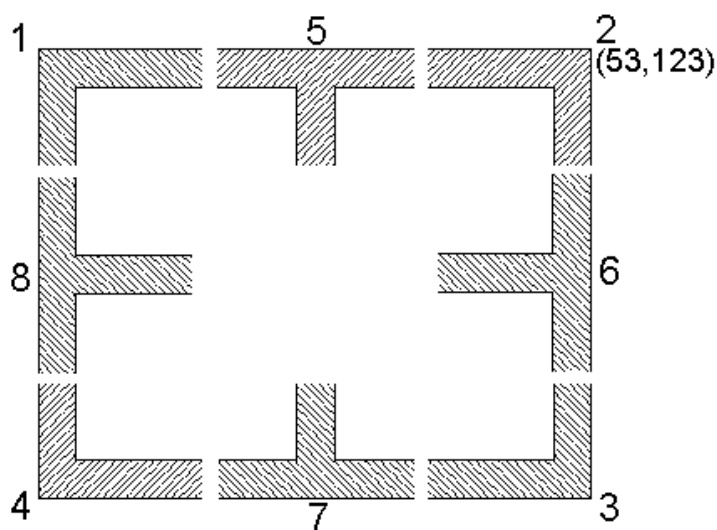


Figura 4.2: Tipos de quinas

Para as portas, é necessário conhecer as coordenadas de suas quatro quinas. Um exemplo de entrada de dados é o seguinte:  $Porta\{1\} = [497\ 67\ 509\ 67\ 497\ 65\ 509\ 65]$ . Dentro do vetor existem 4 grupos de coordenadas  $x$  e  $y$ . Na Figura (4.3) abaixo são representados os valores existentes neste vetor. Todas as portas que tenham a mesma orientação que a  $Porta\{1\}$  obedecem a mesma ordem de organização dos valores dentro do vetor. Para portas cuja orientação seja na direção  $Y$ , a ordem dos valores dentro do vetor é feita da seguinte forma:  $Porta\{p\} = [X_{11}\ Y_{11}\ X_{21}\ Y_{21}\ X_{12}\ Y_{12}\ X_{22}\ Y_{22}]$ .

Outro ponto a ser salientado diz respeito à escala. As coordenadas são tratadas sempre como valores em pixels, porém é necessário conhecer como relacionar as distâncias em pixels com unidade de medida real do ambiente. Para isso é necessário conhecer bem suas medidas para que seja possível, a partir de uma medida em pixel no desenho, relacionar com a medida real. A escala utilizada relaciona a quantidade de pixels por unidade de metro.



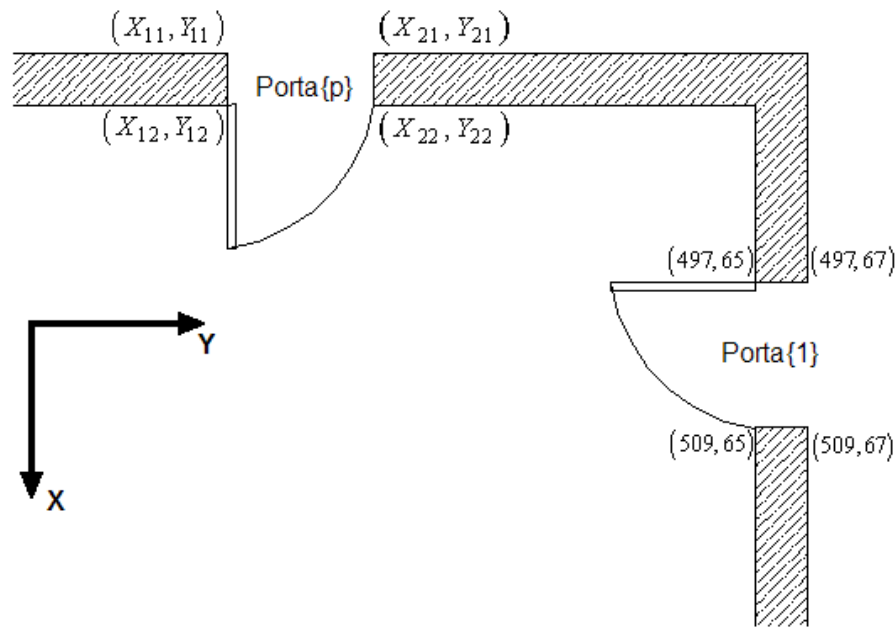


Figura 4.3: Coordenadas das portas

### 4.3 Atenuação no Percorso Retilíneo Entre Tx-Rx

O cálculo de atenuação no percurso retilíneo entre transmissor e receptor é simples e rápido e vai se complicando à medida que aumenta-se o número de receptores e de paredes existentes no ambiente. Entretanto, não chega a ocupar 1/10 do tempo de processamento total.

Relembrando o modelo de Cheung (Eq. (2.20)) verifica-se que são necessários os valores de distância entre transmissor e receptor, quantidade de paredes atravessadas e ângulos com que os percursos – tanto direto como indireto – fazem com cada parede, o valor do fator de atenuação por travessia de parede  $WAF$  (em dB), valores dos expoentes de perda  $n_1$  e  $n_2$  e a distância do ponto de quebra  $d_{bp}$ .

Os expoentes  $n_1$  e  $n_2$  dependem do tipo de ambiente de propagação. Em geral,  $n_1$  deve ter o valor do expoente do espaço livre ( $n = 2$ ). O parâmetro  $n_2$  deve ser maior que 2 já que representa propagação na qual a primeira zona de Fresnel está obstruída. Em 900 MHz o expoente  $n_2$  fica em torno de 2,5 [3]. A distância do ponto de quebra também

depende do tipo de ambiente de propagação. Em um corredor de 1,5 m. de largura, a primeira zona de Fresnel fica obstruída a uma distância superior a 7,5 m. para frequências em torno de 900 MHz. Em salas onde há mais espaço livre, a primeira zona de Fresnel é obstruída pelo piso e teto e esta obstrução ocorre a uma distância em torno de 20 m. do transmissor [3]. Para manter a simplicidade do modelo, no ambiente da Universidade de Hong Kong, a distância de ponto de quebra é adotada como 10 m.

A distância entre transmissor e receptor é facilmente encontrada pela função **distancia.m**, sendo necessárias as coordenadas  $x$  e  $y$  (em pixel) de ambos e uma escala pré-definida. A verificação da existência de cruzamento da parede com o percurso entre transmissor e receptor é feita através do *Teste de Segmento Cruzando uma Reta* explicado no apêndice sobre geometria computacional (A.4). Para isto deve-se ter todas as paredes previamente equacionadas. É importante observar que o teste deve ser aplicado de duas maneiras. Deve-se primeiramente verificar se o segmento entre Tx e Rx cruza a reta que representa a parede. Em seguida é necessário realizar o teste considerando a parede como um segmento e equacionando a reta que é gerada pelas coordenadas de Tx e Rx. Para exemplificar a necessidade dos dois testes, observe a Figura (4.4). A parede em destaque possui uma equação de reta devidamente guardada em uma variável. Quando o teste é feito considerando o segmento entre Tx e Rx representado na figura, verifica-se que supostamente houve um cruzamento. Isto porque a equação da parede representa uma reta que vai de  $-\infty$  a  $+\infty$ . De outra forma, fazendo o teste entre o segmento gerado pelos pontos inicial e final da parede (quinas  $Q_1$  e  $Q_2$ ) e a equação de reta gerada pelas coordenadas de Tx e Rx, verifica-se pelo resultado que não há cruzamento. Pode-se assim concluir que nesta figura não houve cruzamento do segmento Tx-Rx com a parede em destaque. Este só é verdadeiramente confirmado quando os dois testes são positivos.

Outro ponto a ser observado é que o ângulo que o raio faz ao atravessar uma parede é calculado através de produto escalar dos vetores unitários nas direções da parede e do percurso, lembrando que o ângulo a ser tomado é aquele entre o percurso e a normal à parede. A Figura (2.3) ilustra a situação.

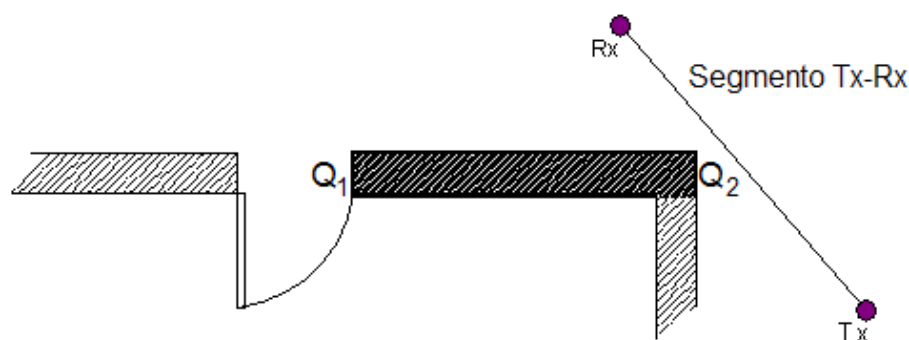


Figura 4.4: Teste de cruzamento entre segmento Tx-Rx e parede

## 4.4 Definição dos Ângulos da Difração

Para o cálculo dos coeficientes de difração em cada aresta, são necessários os ângulos que tanto o transmissor quanto o receptor fazem com uma das faces das paredes que pertencem a uma quina ou a uma porta.

Habitualmente chama-se as duas faces de uma cunha de face 0 e face  $n$ . Considera-se o ângulo de incidência como  $\phi_i$  e o ângulo de difração como  $\phi_d$ , sendo estes medidos em relação a face 0. Estes ângulos neste trabalho são definidos de acordo com as figuras abaixo (Fig. (4.5) e Fig. (4.6)). Repare que a face 0 foi considerada aquela que está no sentido  $X$  da figura. Deve-se ter muita cautela, pois a face que serve como referência ao ângulo  $\phi_i$  deve ser a mesma para o ângulo  $\phi_d$ .

Para as quinas das portas, os ângulos são tomados em relação às laterais externa e interna da parede como está mostrado na Figura (4.6). Pode-se ver na Figura (4.5) que, para as quinas das paredes, os ângulos  $\phi_i$  e  $\phi_d$  são sempre tomados em relação à parede no sentido vertical da figura.

## 4.5 Atenuações nos Caminhos Indiretos Entre Tx e Rx

Conhecendo bem o processo de cálculo de atenuação no percurso retilíneo entre transmissor e receptor, é fácil adaptá-lo para processar a atenuação dos percursos indiretos.

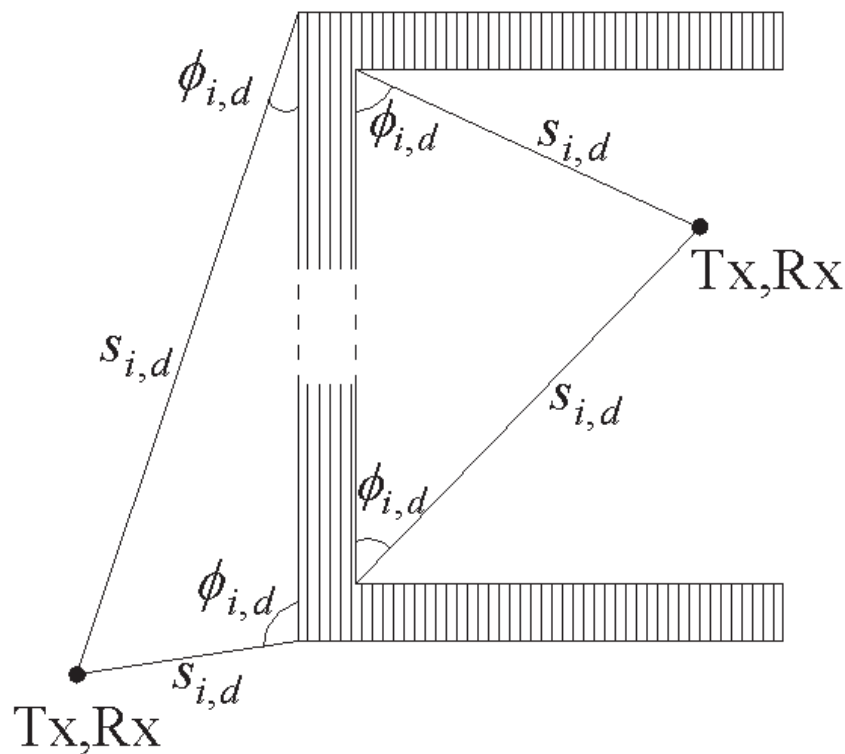


Figura 4.5: Ângulos em relação a quinas

A rotina de verificação de cruzamento com paredes é praticamente a mesma. A única diferença é que se deve observar que a quina está contida na reta que representa a parede. Neste caso, deve-se ter um pouco de cuidado ao fazer o *Teste de Segmento Cruzando uma Reta* pois tem-se nesse caso  $\alpha_1\alpha_2 = 0$ .

Para quinas internas de paredes com ângulo interno reto ( $n = 0, 5$ ), não é necessário o cálculo de atenuação tanto no percurso entre quina e transmissor quanto o percurso quina-receptor. Relembrando que o coeficiente de difração neste caso é nulo (Seção 3.2.1), esta parcela de campo que seria difratado é nula no somatório. Pode-se economizar bastante tempo de processamento tendo em vista este conhecimento.

Da mesma forma, é possível economizar tempo de processamento observando a posição do transmissor ou receptor em relação à porta. Observando a Figura (4.6), percebe-se que uma das quinas da Porta{1} (em destaque) não possui um caminho direto com o transmissor/receptor.

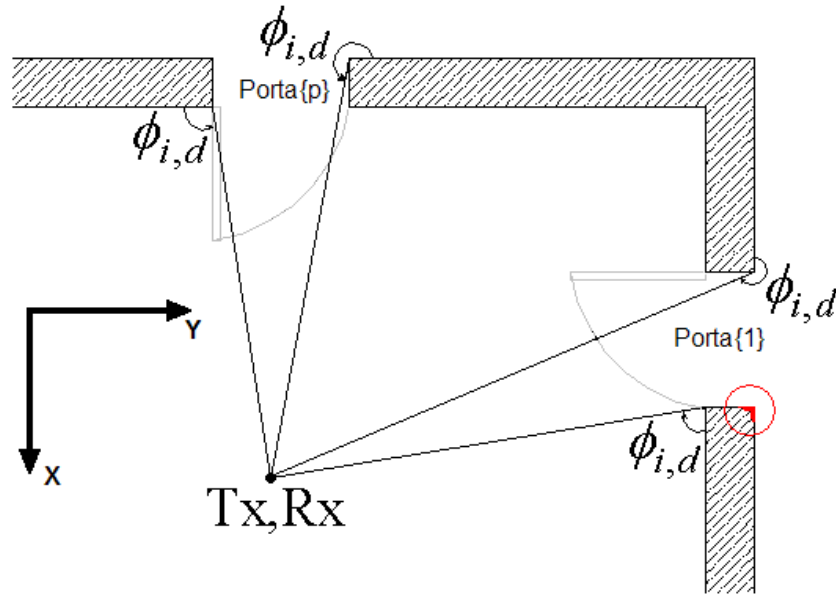


Figura 4.6: Ângulos em relação às portas

## 4.6 Coeficientes de Difração

O cálculo dos coeficientes de difração é a parte mais importante e requisita atenção na sua implementação. Deve-se observar se os ângulos  $\phi_i$  e  $\phi_d$  estão corretamente avaliados e guardados em vetores. Isto é feito através das subrotinas **anguloTXquina.m**, **anguloRXquina.m**, **anguloTXporta.m** e **anguloRXporta.m**.

Tendo disponíveis os valores dos ângulos e as distâncias entre transmissor e quinas e entre quinas e receptor(es), necessários ao cálculo dos coeficientes de difração, a subrotina **coef\_difracao.m** é executada. Nesta subrotina, deve-se estar especificado qual o tipo de coeficiente de difração que será utilizado e os parâmetros de condutividade e permissividade do material que compõe as paredes. Deve-se calcular o valor de  $L_i$ , a função de transição  $F_{tr}$  e as parcelas  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ . Para os coeficientes heurísticos, deve-se também calcular os coeficientes de reflexão tendo os ângulos  $\alpha_0$  e  $\alpha_n$ .

A lógica de implementação é a seguinte: para cada quina, gera-se um vetor cujo comprimento é a quantidade de pontos de recepção. É necessário então verificar as posições de recepção que geram caminhos válidos. Caso uma quina seja do tipo 1, os pontos válidos

serão, logicamente, aqueles que estiverem nos quadrantes 2, 3 e 4. Nos percursos válidos, é calculado o valor de coeficiente. Caso contrário, o valor do coeficiente é igual a zero.

É necessário atentar-se também para o caso onde o raio difratado está sobre uma das fronteiras de sombra (FSR e FSI), como ocorre na Figura (4.7). Há singularidade no cotangente do termo  $D_4$  pois o receptor está exatamente sobre a fronteira de sombra de raios refletidos. A quina tem coordenada (142,87) e o transmissor e receptor estão nas posições (155,80) e (155,94). A distância entre transmissor e receptor é de 14 pixels. Na escala utilizada, um metro é equivalente a 14 pixels. Através de relações trigonométricas simples, percebe-se que a soma de  $\phi_i$  e  $\phi_d$  é exatamente igual a  $180^\circ$ . A função de transição  $F_{tr}$  é responsável então em fazer com que este termo de  $D$  seja igual a zero. Desta forma, na implementação é necessário também fazer o tratamento para os casos de singularidade nos cotangentes de cada termo de  $D$ .

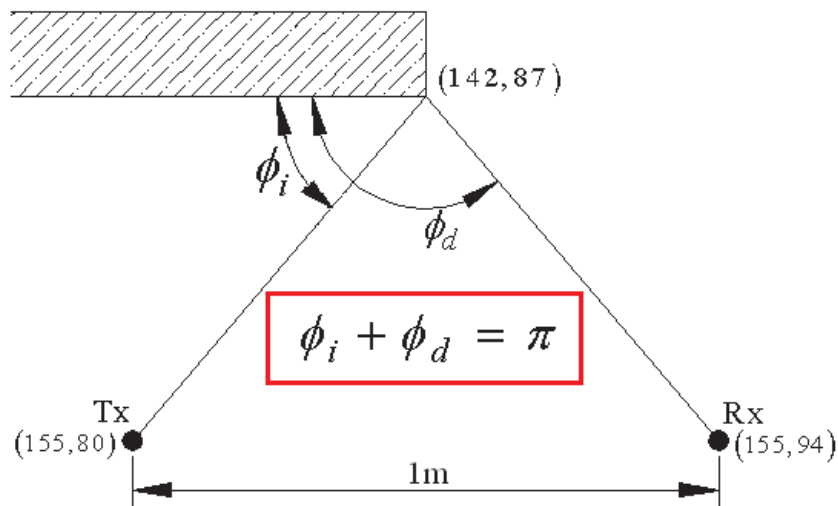


Figura 4.7: Singularidade no cálculo de coeficiente de difração

## 4.7 Campo Total

Com todos os parâmetros já calculados, pode-se partir para o cálculo do campo total em cada posição de receptor. A equação implementada é a (2.20). Para cada posição de

receptor, são criados dois laços *for*: um para somar os campos devido às difrações em quinas das paredes e outro para as 4 quinas de cada porta.

O valor de campo total  $E$  no receptor é a soma do resultado do somatório com o campo original no percurso entre transmissor e receptor. O valor de atenuação é então dado por  $-10 \log(E)$ .

Tendo disponível a atenuação predita utilizando esta metodologia, geram-se gráficos ou a imagem do ambiente contendo linhas de isovalores. No próximo capítulo serão então demonstrados todos os resultados alcançados por esse programa.

# Capítulo 5

## Resultados

Neste capítulo são apresentados resultados de predição de cobertura do programa desenvolvido para esta dissertação. Primeiramente, na seção 5.1, o programa é apurado comparando com resultados obtidos por Cheung. São apresentadas também as predições de atenuação utilizando coeficientes heurísticos para o mesmo ambiente. Na seguinte seção, o objetivo é comparar predições apuradas em ambientes que já possuíam medidas realizadas. As informações de medidas aqui expostas são oriundas da dissertação de mestrado de Marcelo Najnudel realizadas em dois prédios da PUC-Rio: o prédio Cardeal Leme e o andar do prédio onde se situa o Cetuc (Centro de Estudos em Telecomunicações). Os resultados da predição de cobertura são apresentados através de imagens dos ambientes com escala de cores que representam os valores de atenuação preditas de acordo com o modelo já apresentado ou através de linhas de isovalores. Também são utilizados gráficos, tabelas e histogramas acompanhados de conclusões sobre o resultado.

Antes de iniciar a apresentação dos resultados de predição de cobertura, é importante salientar que estes não consideram os vários fatores de projeto que influenciam a perda total no percurso desde a saída da parte de amplificação do equipamento de transmissão até a parte de entrada do equipamento de recepção. Estes fatores são os ganhos das antenas, as perdas nos cabos e conectores, ruído, potência de transmissão, efeitos de propagação tais como desvanecimento, perdas por movimento de pessoas, entre outros.



Enfim, somente a perda por propagação é considerada. Outra observação importante sobre os cálculos de coeficiente de difração é o fato de somente ter sido utilizada neste trabalho a polarização de campo vertical, lembrando que esta é a utilizada na prática.

## 5.1 Resultado de Cheung

Cheung, em seu trabalho [3], apresentou resultados de predição para uma seção da HKUST (Universidade de Ciência e Tecnologia de Hong Kong). Um passo crucial para realizar a predição de cobertura é estabelecer os valores de parâmetros empíricos  $n_2$ ,  $d_{bp}$ ,  $WAF(p)$  e  $FAF(q)$ . Estes valores, a princípio, podem ser obtidos através de tabelas, de simulações ou pela realização de medidas.

Para obtenção de  $n_2$  e  $d_{bp}$ , Cheung sugere a realização de medidas ao longo de um corredor onde o transmissor esteja em uma das extremidades. A distância de ponto de quebra e os valores dos expoentes de perda podem ser então obtidos através de ajuste de reta no gráfico de potência recebida versus distância. Mais detalhes deste procedimento também podem ser encontrados em [4].

Para encontrar o valor de  $WAF$ , Cheung sugere posicionar o transmissor próximo a uma região onde existam várias paredes e medir a atenuação de um percurso onde o raio passe pelas paredes perpendicularmente. Desta forma, pode-se estimar o valor de  $WAF$  ajustando o valor de atenuação ao modelo da Eq. (2.17). Najnudel [4] realizou medidas de fator de atenuação por travessia em alguns tipos de parede e porta cujos resultados foram apresentados na Tabela 2.3. Neste caso, o valor da perda de penetração foi determinado pela diferença entre o valor de potência recebida sem o obstáculo e o valor de potência recebido com o obstáculo. Para garantir uma maior confiabilidade nos resultados, posicionou-se o  $AP$  dos dois lados do obstáculo efetuando a medição do lado oposto, verificando assim, se havia alguma influência do ambiente onde estava o equipamento transmissor.

Para validar seu modelo, Cheung forneceu o gráfico de predição de atenuação em uma

seção da HKUST. As Figuras (5.1) e (5.2) apresentam a planta da referida seção com linhas de isovalores de atenuação predita pelo modelo; a primeira é o resultado obtido por Cheung e a segunda é o resultado obtido através do programa desenvolvido para esta dissertação. Existe uma semelhança entre as figuras. As linhas de 40, 50 e 60 dB são bastante próximas, mas não exatamente iguais. As diferenças entre as figuras, principalmente nas regiões próximas ao transmissor, podem ser explicadas pela diferente geometria da planta adaptada para esta dissertação.

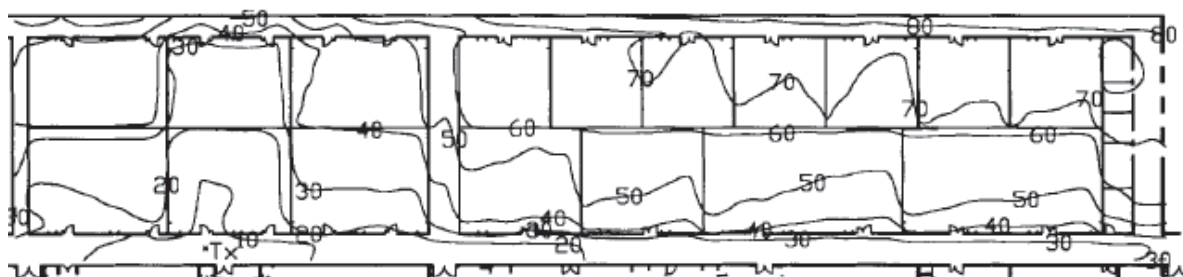


Figura 5.1: Seção da HKUST – Resultado de Cheung

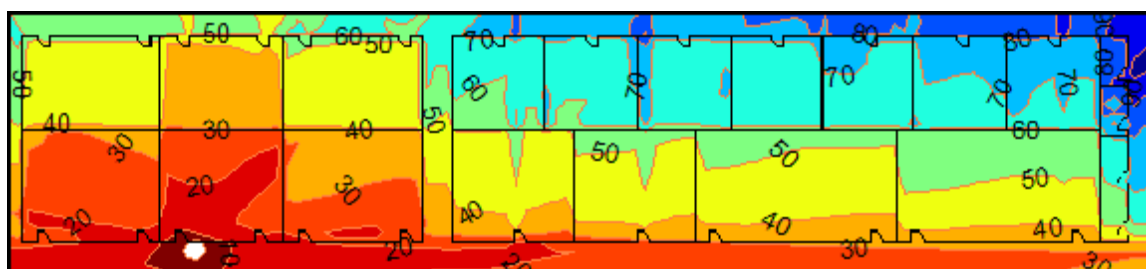


Figura 5.2: Seção da HKUST – Resultado deste trabalho

Na figura (5.7) encontra-se o resultado de predição do modelo da Eq. (2.20) utilizando os coeficientes de difração para quinas condutoras perfeitas para a mesma seção da HKUST. Esta imagem apresenta o mesmo resultado da figura (5.2). Ambas são apresentadas com os resultados através de linhas de isovalores, sendo a diferença no fato de que a última possui intervalo de 5 dB entre linhas. As Figs (5.3), (5.4), (5.5) e (5.6) apresentam predições utilizando os coeficientes de difração heurísticos de Aïdi e Lavergnat, Luebbbers, Holm e o de Borges respectivamente.

Os parâmetros utilizados por Cheung foram  $n_1 = 2$ ,  $n_2 = 2,5$ ,  $d_{bp} = 10\text{m}$ . e  $WAF = 10\text{ dB}$ . Estes valores também foram utilizados ao utilizar os coeficientes de difração heurísticos. Ao contrário do que se possa pensar, o expoente  $n_1$  deve ser o do espaço livre. É de fato conhecido que o expoente, antes do ponto de quebra, tem valor menor que 2. Todavia, sua utilização somente deve ser feita em modelo log-distância. Caso contrário, estariam sendo considerados os mecanismos de reflexão e difração duas vezes, uma vez que este expoente é menor que o do espaço livre justamente devido a estes fenômenos.

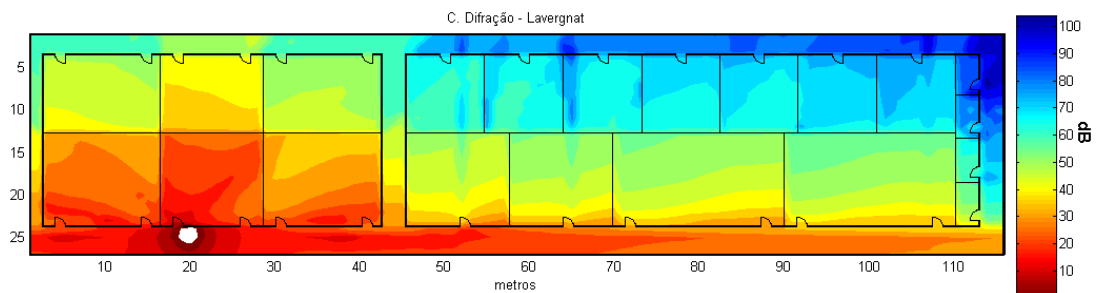


Figura 5.3: Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Aïdi

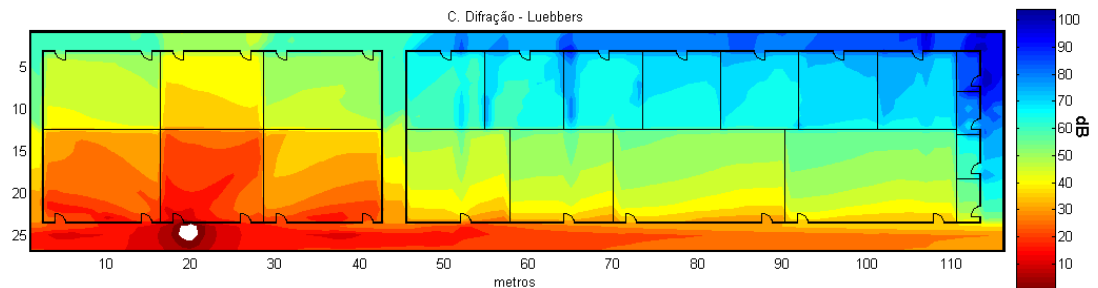


Figura 5.4: Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Luebbers

A seguir serão feitas conclusões das análises comparativas entre as figuras:

### **Aïdi × Luebbers**

As predições feitas com os coeficientes de Aïdi e Luebbers são idênticas. A alteração proposta por Aïdi só é percebida no tratamento de incidências rasantes ( $\phi_i = 0$  ou  $\phi_i = n\pi$ ) ou raios difratados na superfície ( $\phi_d = 0$  ou  $\phi_d = n\pi$ ). Devido ao fato de o transmissor

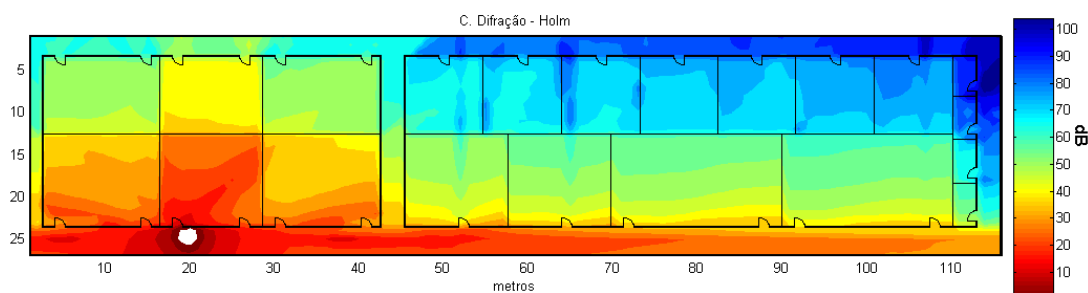


Figura 5.5: Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Holm

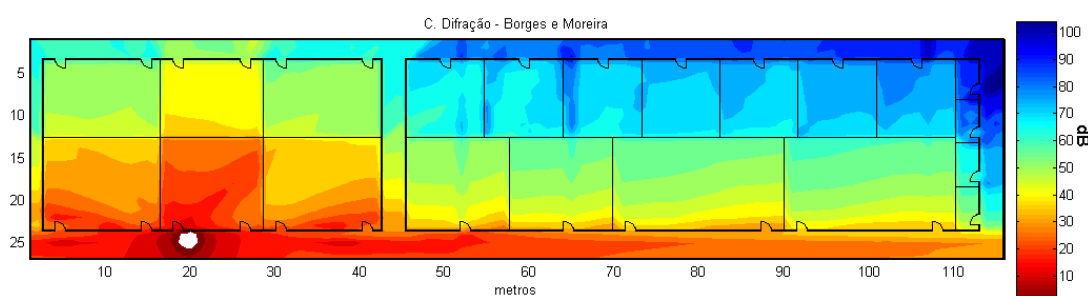


Figura 5.6: Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes de Borges

não estar em uma posição que gere raios rasantes com alguma parede e como neste trabalho só foi considerado um nível de difração, não houve nenhum caso de incidência rasante.

#### **Luebbers × Holm**

O valor de atenuação predito com os coeficientes de Holm para uma determinada posição é maior que o de Luebbers. Isto porque os módulos dos coeficientes de difração de Luebbers têm normalmente valores maiores, fazendo com que as parcelas de campo proveniente de difração somadas ao campo predito pelo modelo sejam maiores.

#### **Borges × Holm**

Os coeficientes propostos por Borges são baseados nos de Holm incorporando os ângulos propostos por Aïdi e Lavergnat, de forma que este também obedecesse ao princípio da reciprocidade. Como não há raios de incidência rasante no ambiente, a predição com os coeficientes de Borges é idêntica ao de Holm.

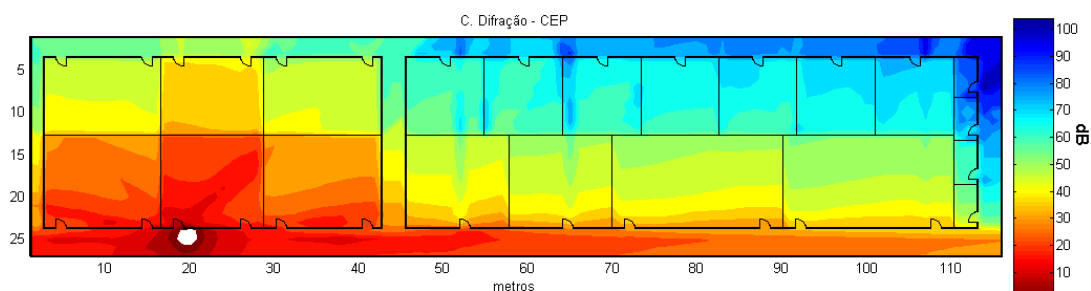


Figura 5.7: Seção da HKUST - Predição utilizando coeficientes da UTD para CEP

### Coeficiente da UTD para quinas CEP $\times$ Coeficientes heurísticos

Na comparação dos resultados entre a predição com coeficiente para CEP e qualquer outra utilizando coeficientes heurísticos verifica-se que, para qualquer posição no ambiente, o valor de atenuação é menor. No corredor da parte superior da figura, principalmente a uma distância maior do transmissor, pode-se perceber mais claramente que os valores de atenuação preditos são menores. Os valores de atenuação utilizando o coeficiente dos CEP são, na média, 5 dB menores que os valores para o coeficiente de Holm e o de Borges. As atenuações preditas pelos coeficientes de Luebbers e Aïdi são, na média, 2 dB maiores que os dos CEP. Estes valores menores se devem ao fato de que os módulos dos coeficientes de difração para CEP apresentam maiores valores em comparação aos outros coeficientes de arestas com condutividade finita. Isto porque, para as quinas CEP, não há o fenômeno da absorção de parcela da energia na quina. Desta forma, as parcelas de campo que são somadas ao campo elétrico do percurso direto terão maiores intensidades, fazendo com que o valor de atenuação seja menor.

Também é possível perceber como a difração nas quinas das portas afeta o valor predito de atenuação. No corredor onde se situa o transmissor, onde há concentração de energia, pode-se perceber que nas imediações da porta no interior da sala, a atenuação aumenta à medida que o receptor caminha em sua direção. Nas portas situadas na parte superior da figura, nas salas do lado esquerdo, também é possível perceber como a atenuação é menor nas suas proximidades.

Até o momento, estes resultados apresentados referentes à HKUST não são comparados com nenhum tipo de medida realizada no ambiente. Embora elas tenham sido feitas, não foram apresentadas de forma que pudessem ser aproveitadas. Cheung faz a comparação de seu modelo com medidas somente através de uma tabela (Tab. 2.4). O objeto, então, passa a ser a comparação de resultados em ambientes que possuam um conjunto de medidas disponíveis.

## 5.2 PUC-RIO

Nesta seção são tratadas simulações em ambientes onde já foram realizadas medidas. O trabalho de referência foi a dissertação de mestrado de Marcelo Najnudel [4], aluno da PUC-RIO, publicado em fevereiro de 2004.

### 5.2.1 Prédio Cardeal Leme

Najnudel realizou medidas de atenuação no corredor do edifício Cardeal Leme na PUC-RIO para o teste de linha de visada *LOS* em ambientes *indoor*. As medidas foram efetuadas ao longo deste corredor para que se possa observar a variação do sinal com a distância e os efeitos de multipercursos no nível de potência do sinal. O AP (*Access Point*) foi posicionado no início de um corredor e foram efetuadas medidas a cada 4,5 metros ao longo de aproximadamente 100 metros do corredor. A Figura (5.8) ilustra os sete primeiros pontos no corredor, para os quais foram efetuadas medidas com o AP transmitindo 5 mW de potência. A Tabela (5.1) apresenta os valores de potência recebida.

Percebe-se pela tabela que o valor de atenuação a um metro não foi medido. Isto porque o equipamento de recepção não tem sensibilidade para medir potências acima de -45 dBm. Tem-se como objetivo, comparar os valores de potência recebida com os valores de atenuação preditos. Para isto, foi adotada a atenuação a um metro igual a zero e equivalente a potência de recepção de -45 dBm. Nos demais pontos, a atenuação é tomada como a diferença entre o valor de potência de recepção no primeiro ponto e a de

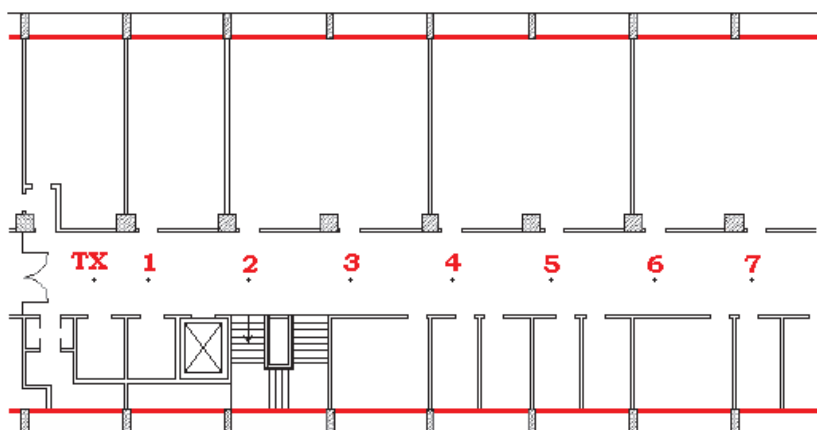


Figura 5.8: Corredor do prédio Cardeal Leme

Distância (m)	Potência recebida (dBm)
1,0	>-45
5,5	-63
10,0	-64
14,5	-66
19,0	-74
23,5	-73
28,0	-68

Tabela 5.1: Potência medida no receptor

recepção medida.

O procedimento para obtenção dos resultados é o já explicado no Cap. 4: Com a imagem do ambiente no formato *bmp*, é gerada uma matriz. Deve-se criar o arquivo contendo as coordenadas das quinas, paredes, transmissor e receptores. Escolhe-se os parâmetros de entrada e executa-se as rotinas de cálculos.

Após os cálculos realizados pelo programa, na tabela 5.2 são relacionados os valores das medidas, valores de predição de atenuação simulados para os diversos coeficientes e o valor simulado sem o mecanismo de difração (Eq. (2.19)). Deve-se ressaltar que os valores na linha das medidas foram dados por: (- Medida Real - 45). Os parâmetros utilizados

foram  $n_1 = 2$ , que é o expoente do espaço livre,  $d_{bp} = 20m$ . e o expoente  $n_2$  foi estipulado como igual a 2,5. A frequência de operação é de 2,4 GHz. A seguir, tem-se na Figura (5.9) alguns dos valores da tabela representado graficamente.

	1	2	3	4	5	6	7
CEP	-0,103	14,279	13,825	15,157	20,984	22,962	22,851
Borges	-0,028	15,057	15,511	16,391	22,178	24,058	23,727
Holm	-0,028	15,041	15,569	16,239	22,309	24,200	23,833
Luebbers	-0,029	15,034	15,395	16,431	21,984	23,865	23,618
Aïdi	-0,029	15,042	16,366	16,433	21,974	23,854	23,605
Medidas	0	18	19	21	29	28	23
S/ Dif.	0	15,686	21,499	24,892	27,408	29,636	31,538
MÉDIA	-0,031	15,474	16,595	18,078	23,691	25,224	24,596
D. PADRÃO	0,0344	1,2045	2,6672	3,5390	3,1461	2,5309	3,0838
VARIÂNCIA	0,0012	1,4509	7,1140	12,5246	9,8984	6,4052	9,5099

Tabela 5.2: Medidas e valores de atenuação preditos

Pode-se perceber pela análise da tabela e do gráfico que os resultados de predição com os coeficientes heurísticos apresentam valores próximos entre si, apresentando atenuações sempre maiores que o coeficiente da UTD. A proximidade de resultados pode ser explicada pelo fato de não serem consideradas difrações duplas em arestas consecutivas. Um fato interessante que pode ser notado é a proximidade de valores nos pontos 2, 3 e 4 ao tomar uma determinada linha, tanto para coeficientes heurísticos, quanto para medidas. Outro ponto a ser salientado é o fato de que, nos pontos 5 e 6, os valores de atenuação alcançam um máximo e decaem no ponto 7 para todos os coeficientes e mais significamente nas medidas. Acredito que seja devido aos mecanismos de difração e reflexão.

A sétima linha da tabela apresenta a atenuação dada pelo modelo log-distância sem levar em conta quaisquer efeito de propagação. Seu valor é sempre crescente, o que não condiz com a realidade. Além disso, cresce em um ritmo mais acelerado comparado aos



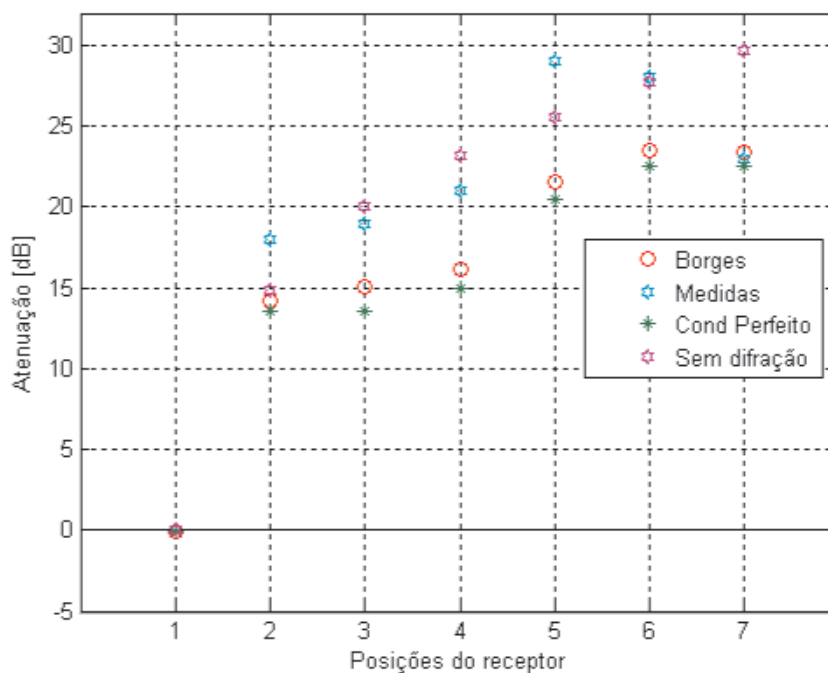


Figura 5.9: Gráfico de atenuações

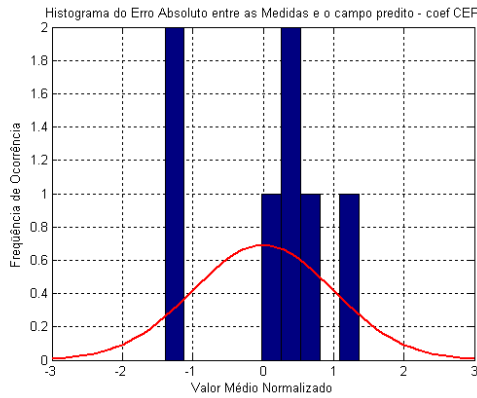
modelos que levam em conta o mecanismo de difração.

Apesar da quantidade limitada de pontos de medidas, é apresentado a seguir os histogramas das diferenças absolutas entre os valores de atenuação preditos e as medidas (Fig. 5.10). As conclusões sobre os diferentes valores de predição podem ser novamente explicadas como na seção anterior.

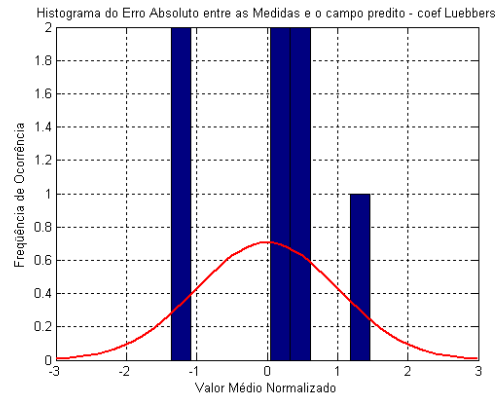
### 5.2.2 CETUC

Com o objetivo de caracterizar o comportamento do sinal em ambientes estreitos, onde existe um alto índice de raios refletidos e ainda uma possibilidade de guiamento da onda, foram realizadas medidas de potência de recepção em dois corredores no prédio onde se situa o Cetuc (Centro de Estudos em Telecomunicações). O ambiente é composto de paredes finas de gesso e divisórias de madeira, com muitos corredores longos e recintos fechados. Existem diversos gabinetes para professores, salas de aula e laboratórios.

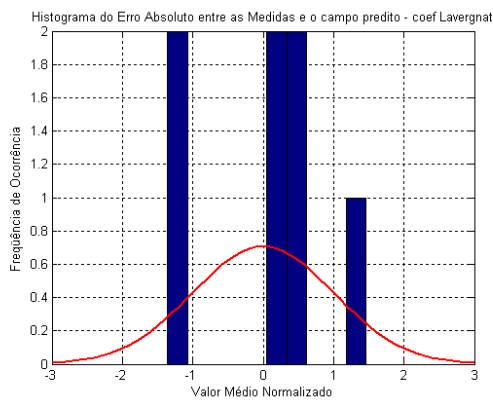
Mais uma vez, após a criação do arquivo de entrada com as coordenadas das quinas e



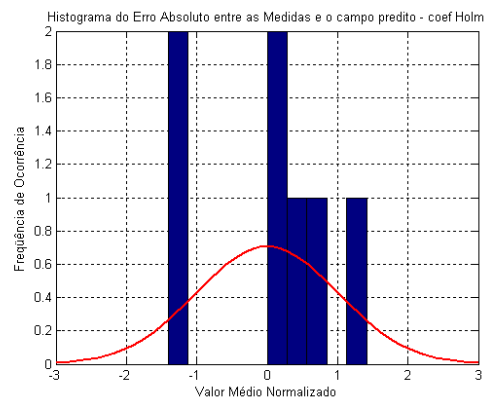
(a) CEP



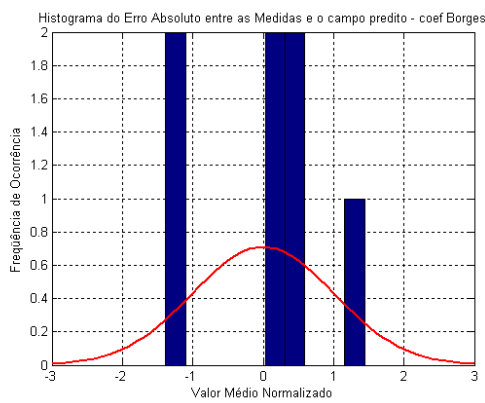
(b) Luebbers



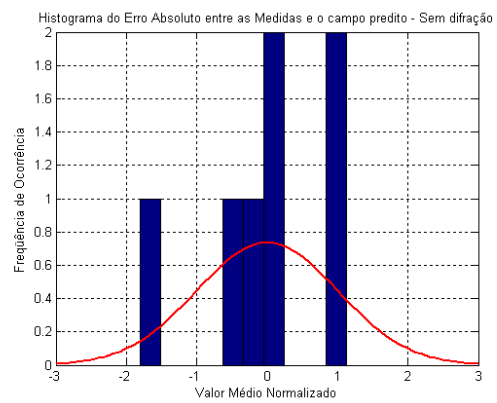
(c) Aïdi



(d) Holm



(e) Borges



(f) Sem difração

Figura 5.10: Histogramas dos erros absolutos entre medidas e previsões

paredes, são feitos os cálculos de atenuação entre o transmissor e os pontos de uma grade gerada sobre o ambiente com distância de 1 metro entre pontos. São apresentadas duas figuras de predições de cobertura para este ambiente (Figs. (5.11) e (5.12)) semelhante as que foram apresentadas na seção 5.1. Em cada figura, o transmissor encontra-se em uma das extremidades de um corredor. Da mesma forma que na seção anterior, as cores mais intensas, tendendo ao vermelho, representam atenuações mais fracas. À medida que o receptor afasta do transmissor, a atenuação aumenta e as cores tendem ao azul. Os parâmetros utilizados nos cálculos são  $d_{bp} = 20$  m.,  $n_1 = 2$ ,  $n_2 = 2,5$ , frequência de operação de 2,4 GHz e  $WAF = 8$  dB. Neste ponto foi utilizado o fator de atenuação por travessia de porta proposto na seção 2.5, tendo este fator o valor de 3 dB. Os parâmetros de condutividade e permissividade das quinas considerados foram  $\sigma = 0,03$  e  $\epsilon_r = 2,3$ . Nestas figuras utiliza-se o coeficiente de difração para quinas condutoras perfeitas. Ao longo dos corredores, os pontos azuis representam posições onde foram realizadas medidas. Na Tabela (5.3) são dispostas as atenuações calculadas para os dois corredores, e as medidas realizadas.

	1	2	3	4	5	6	7	8
<b>Figura 5.11</b>								
Distâncias (m)	4,4	8,8	13,2	17,6	22,0	26,4	30,0	
Medidas (dBm)	>-45	-63	-60	-63	-74	-79	-79	
Atenuação em dB(CEP)	11,1	14,0	17,1	17,6	18,9	18,7	20,1	
Atenuação em dB(Borges)	12,1	15,6	18,9	19,1	20,4	19,8	21,1	
<b>Figura 5.12</b>								
Distâncias (m)	4,4	8,8	13,2	17,6	22,0	26,4	30,8	35,2
Medidas (dBm)	-61	-63	-61	-68	-74	-79	-73	-75
Atenuação em dB(CEP)	19,2	21,7	24,9	25,2	27,1	28,1	29,5	30,3
Atenuação em dB(Borges)	20,2	23,1	26,4	26,4	28,2	29,1	30,4	31,2

Tabela 5.3: Medidas realizadas no Cetuc

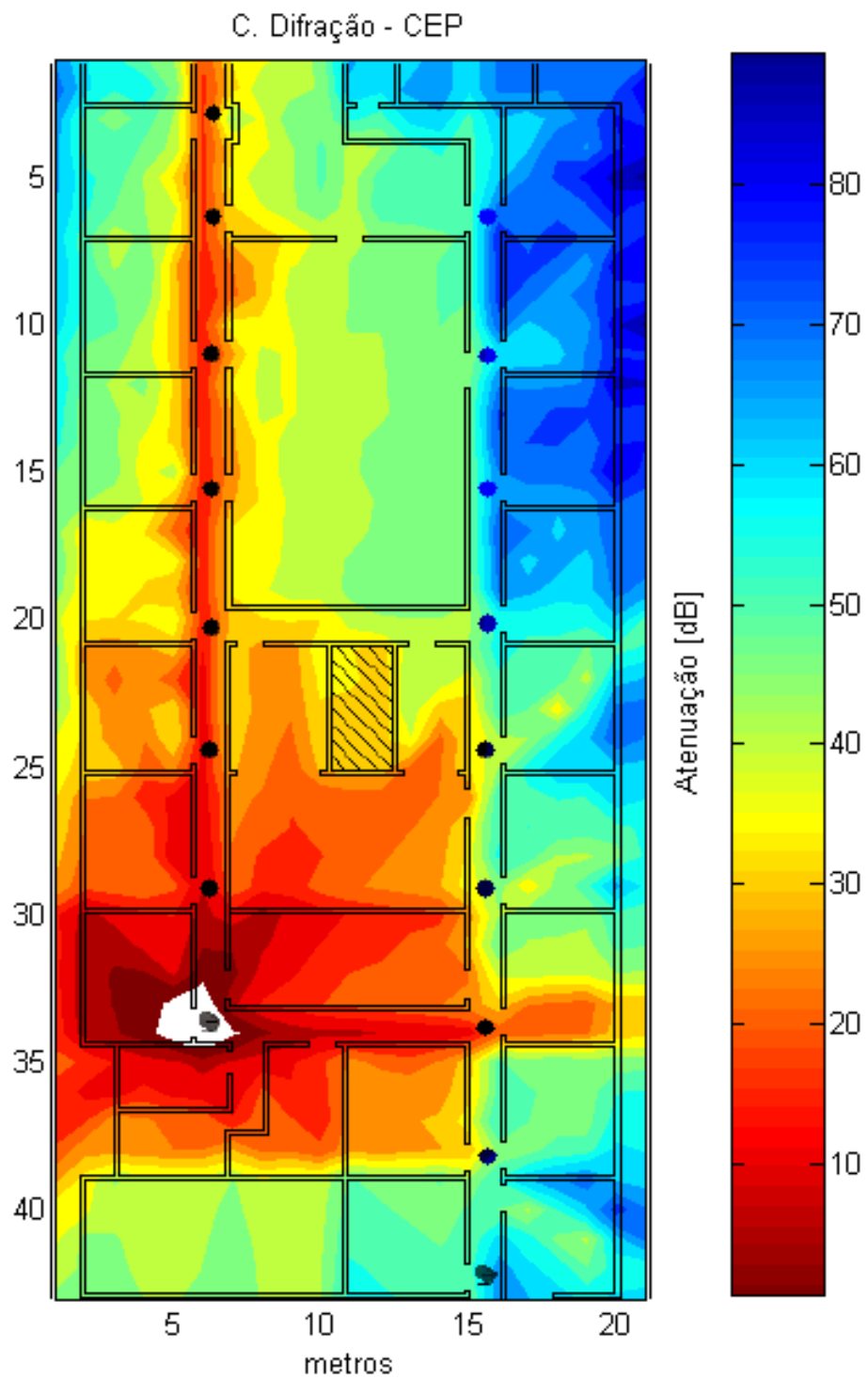


Figura 5.11: Predição de atenuação - CETUC

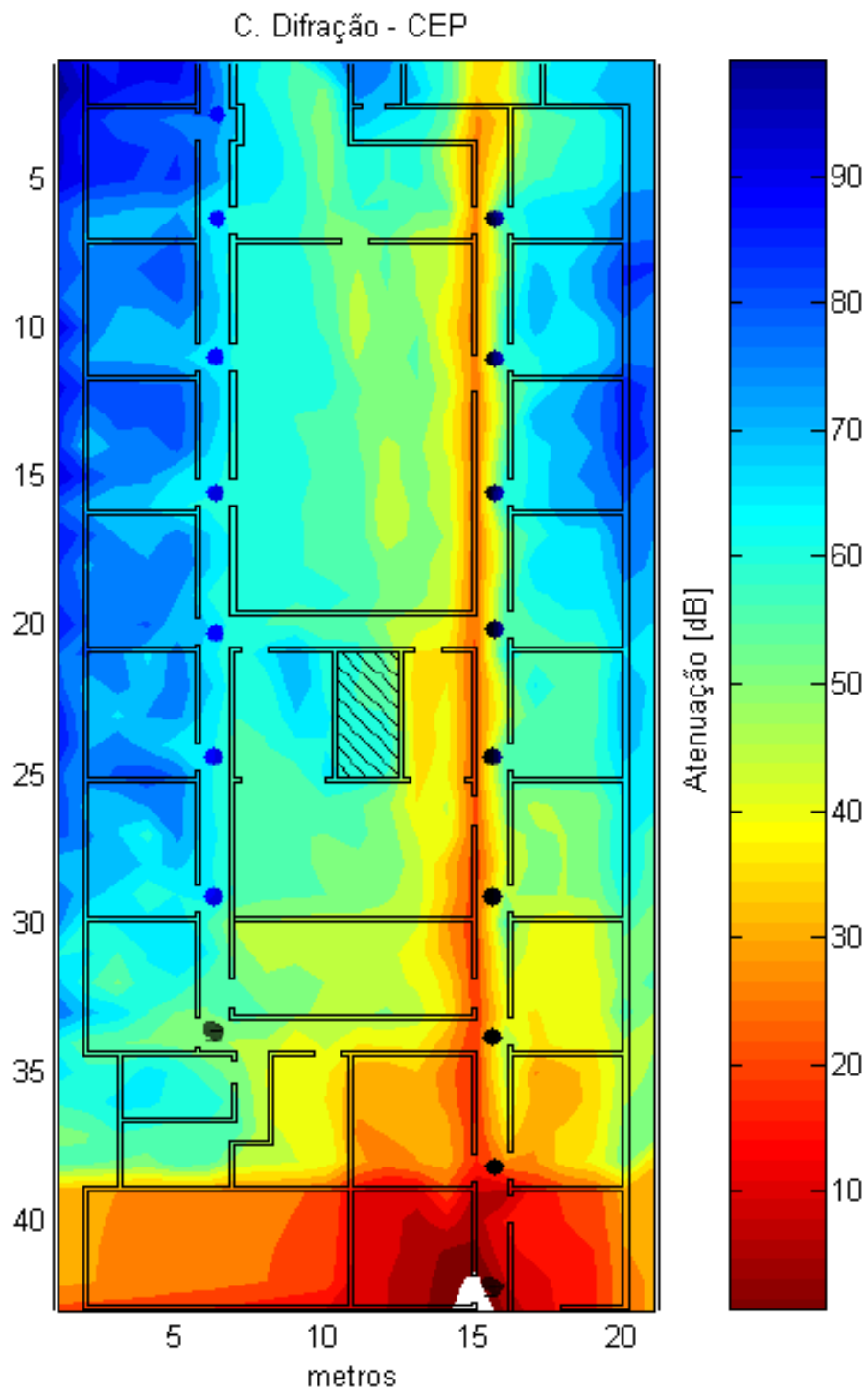


Figura 5.12: Predição de atenuação - CETUC

É interessante notar nas figuras como o sinal se concentra nos corredores onde se situa o transmissor. Analisando com calma, é possível perceber, mais claramente próximo ao transmissor, como o sinal atenua ao atravessar paredes. Também é possível perceber que, quando o transmissor se encontra em um dos corredores, as salas vizinhas ao outro corredor possuem baixa potência de recepção. Também é interessante notar que, para a primeira figura, há uma concentração maior de sinal nas proximidades do transmissor. Comparando o valor de atenuação predito para o ponto 1 das duas figuras, percebe-se que o da primeira apresenta menor valor. Isto se deve ao fato de haver maior quantidade de quinas próximo ao transmissor. Segundo Najnudel, as medidas apresentadas não são conclusivas, uma vez que, pelo fato do corredor ser curto e estreito, a predominância de multipercursos é intensa, o que leva a gerar grande variação do sinal. Desta forma, não foi possível perceber claramente a dependência da potência de recepção com a distância ao analisar as medidas realizadas nos corredores.

É importante destacar que estes resultados foram obtidos como se todas as portas estivessem abertas. Desta forma, a difração ocorre nas quatro quinas de cada porta, gerando uma grande quantidade de percursos indiretos para cada posição de receptor. Foi realizado ainda para este ambiente, o teste da influência do fator de travessia de porta (DAF) proposto na seção 2.5. A proposta é comparar os resultados obtidos considerando a primeira situação na qual as portas estejam todas abertas e uma outra na qual as portas estejam todas fechadas. Para a segunda situação, considera-se a difração em somente duas das quatro quinas em cada porta. Sendo assim, espera-se que menos parcelas de campo elétrico chegam ao receptor e conseqüentemente, uma maior atenuação. A predição de atenuação utiliza a mesma grade de pontos de recepção utilizada no resultado anterior. Foram considerados a mesma posição do transmissor, os mesmos parâmetros de expoente de perda e distância de ponto de quebra. A predição de atenuação foi realizada utilizando os coeficientes de difração da UTD para condutores perfeitos. Nesta situação proposta, os resultados apurados são bastante próximos aos alcançados com as portas abertas. A média das diferenças de atenuações preditas com as portas abertas e fechadas é de cerca

de 0,4 dB com desvio padrão de 0,5 dB. A maior diferença percebida foi de 3 dB na região mais distante do transmissor. Pelo fato destas diferenças serem pequenas, não será apresentada a figura de predição de atenuação deste ambiente.

Ainda no ambiente do Cetuc, foram feitas diversas medidas com o intuito de realizar o teste de cobertura geral. A Figura (5.13) representa a planta inteira do andar do prédio da PUC-RIO onde se situa o Cetuc. Na figura são apresentados números de correspondência na tabela a seguir (Tab. 5.4). Cada número corresponde a uma posição onde foi realizada uma medida de potência de recepção. As figuras (5.14(a)) e (5.14(b)) representam a parte mais central da planta do Cetuc onde foram realizadas as medidas. Na figura à esquerda (Fig. 5.14(a)) são representados os valores preditos de atenuação utilizando coeficientes de difração da UTD para quinas condutoras perfeitas e à direita (Fig. 5.14(b)), os valores com o coeficiente de Borges.

Neste ambiente, as medidas foram feitas observando os seguintes parâmetros:

- Altura do AP: 3,0 metros;
- Altura do equipamento de medição: 1,6 metros;
- Potência do *Client Adapter*: 100 mW;
- Potência do AP: 100 mW;
- Ambiente: Corredores de 1,2 m de largura com paredes compostas de madeira e gesso.

	Medidas	Atenuação <sup>1</sup>	CEP	Holm	Lueb.	Lav.	Borges	S/ dif.
1	-79 dBm	56	55,77	62,80	61,75	61,77	62,66	88,71
2	-73 dBm	50	53,93	61,01	59,88	59,92	60,86	81,12
3	-76 dBm	53	51,94	59,04	58,32	58,35	58,90	89,66
4	-75 dBm	52	36,67	37,99	37,96	37,92	38,08	54,19

<sup>1</sup>O valor de Atenuação é dado por: (- Medida - 45 + 22)

5	-72 dBm	49	39,54	43,13	42,24	42,28	42,92	51,10
6	-58 dBm	35	43,19	47,92	46,80	46,96	47,47	51,88
7	>-45 dBm	-	16,32	18,38	17,98	18,03	18,18	19,49
8	-53 dBm	30	36,05	40,79	36,98	37,17	39,98	49,92
9	-60 dBm	37	47,43	52,60	51,94	52,02	52,41	53,34
10	>-45 dBm	-	11,55	12,29	12,22	12,26	12,23	12,36
11	>-45 dBm	-	19,04	21,61	21,08	21,22	21,31	22,63
12	>-45 dBm	-	21,01	22,54	22,53	22,54	22,59	22,77
13	-50 dBm	27	33,41	35,79	35,69	35,71	35,84	36,21
14	-53 dBm	30	34,39	38,60	36,58	36,62	38,35	40,30
15	>-45 dBm	-	15,16	16,51	16,67	16,69	16,87	18,52
16	>-45 dBm	-	12,23	12,88	12,97	12,99	13,02	13,11
17	-49 dBm	26	18,82	22,72	22,24	22,27	22,80	23,38
18	>-45 dBm	-	5,38	8,99	9,14	9,11	9,10	12,12
19	>-45 dBm	-	11,34	12,38	12,70	12,72	12,60	13,35
20	>-45 dBm	-	14,35	16,19	16,07	16,04	16,24	19,37
21	>-45 dBm	-	16,60	18,38	18,50	18,49	18,65	22,82
22	-58 dBm	35	34,74	37,83	37,45	37,50	38,06	49,96
23	-79 dBm	56	44,44	49,87	49,45	49,46	50,62	61,94
24	-54 dBm	31	17,43	18,83	19,06	19,03	19,12	25,27
25	-54 dBm	31	19,21	20,34	20,81	20,79	20,85	27,48
26	-72 dBm	49	54,71	62,01	57,37	57,78	61,04	88,94
27	-50 dBm	27	19,59	20,67	20,78	20,75	20,85	29,49
28	-64 dBm	41	43,85	47,40	45,37	45,33	46,22	72,00
29	-80 dBm	57	61,15	66,49	63,37	63,81	66,05	90,71
30	-74 dBm	51	59,24	65,03	61,91	62,53	64,77	91,97



Tabela 5.4: Medidas e valores de atenuação preditos

Primeiramente, é importante salientar que o valor adotado como sendo a atenuação a partir das medidas de potência recebida é um valor estimado. Esta aproximação foi feita observando que nas posições onde a potência de recepção é maior que -45 dBm, os maiores valores preditos estão em torno de 22 dB (ver posição nº 12 na tabela). Ainda observando a tabela 5.4, é possível perceber que existe uma relação entre os valores preditos e o valor da medida. Porém, existem posições onde o valor medido é um pouco distante dos valores preditos. Acredito que estas diferenças se devem a presença de objetos (armários, mesas...) que compõem o ambiente e que não fizeram parte do arquivo de entrada. Outro ponto a salientar é o fato de que o ambiente não foi inteiramente representado no arquivo de entrada; somente a parte mais central, onde se situam as posições de recepção e o próprio AP, foi representado no arquivo de entrada. Acredito que a difração nas quinas e portas nas partes superiores e inferiores da figura não resultarão em campos com valores expressivos a ponto de variar o valor predito de atenuação. Até mesmo a imprecisão no desenho da planta pode gerar distorções no valor predito.

Na figura (5.15) são apresentados os histogramas das diferenças entre as medidas e os valores preditos utilizando os diferentes coeficientes de difração. Pode-se perceber que através dos gráficos as seguintes conclusões: Ao utilizar o modelo de Cheung sem difração (Eq. (2.19)), os valores preditos possuem as maiores diferenças em relação às medidas, tanto positivamente quanto negativamente e de forma distribuída, como pode ser visto no gráfico (5.15(f)). Ao utilizar os coeficientes de difração heurísticos, temos uma certa semelhança nos resultados. Os histogramas, ao utilizar os coeficientes de Luebbbers e Aïdi (Figs. (5.15(b)) e (5.15(c))) são idênticos entre si e os de Holm e Borges são bastante semelhantes (Figs. (5.15(d)) e (5.15(e))). Além disso, há nos histogramas, uma maior concentração de valores negativos, o que significa que a maior parte das atenuações preditas são maiores que a medida realizada. Isto pode ser explicado pelo fato de não se

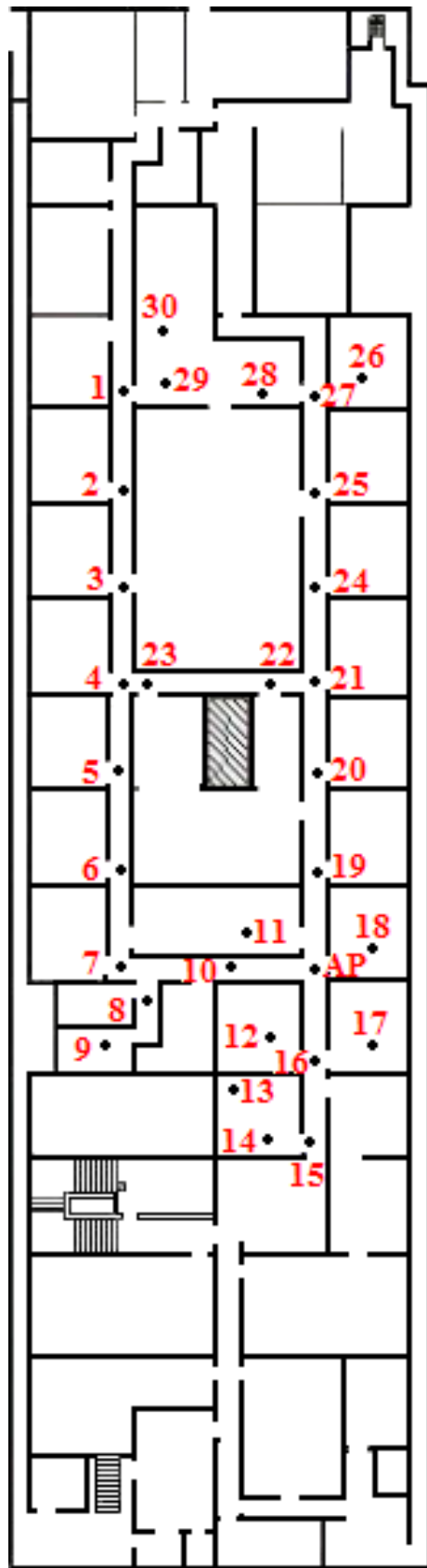


Figura 5.13: Planta do Cetuc

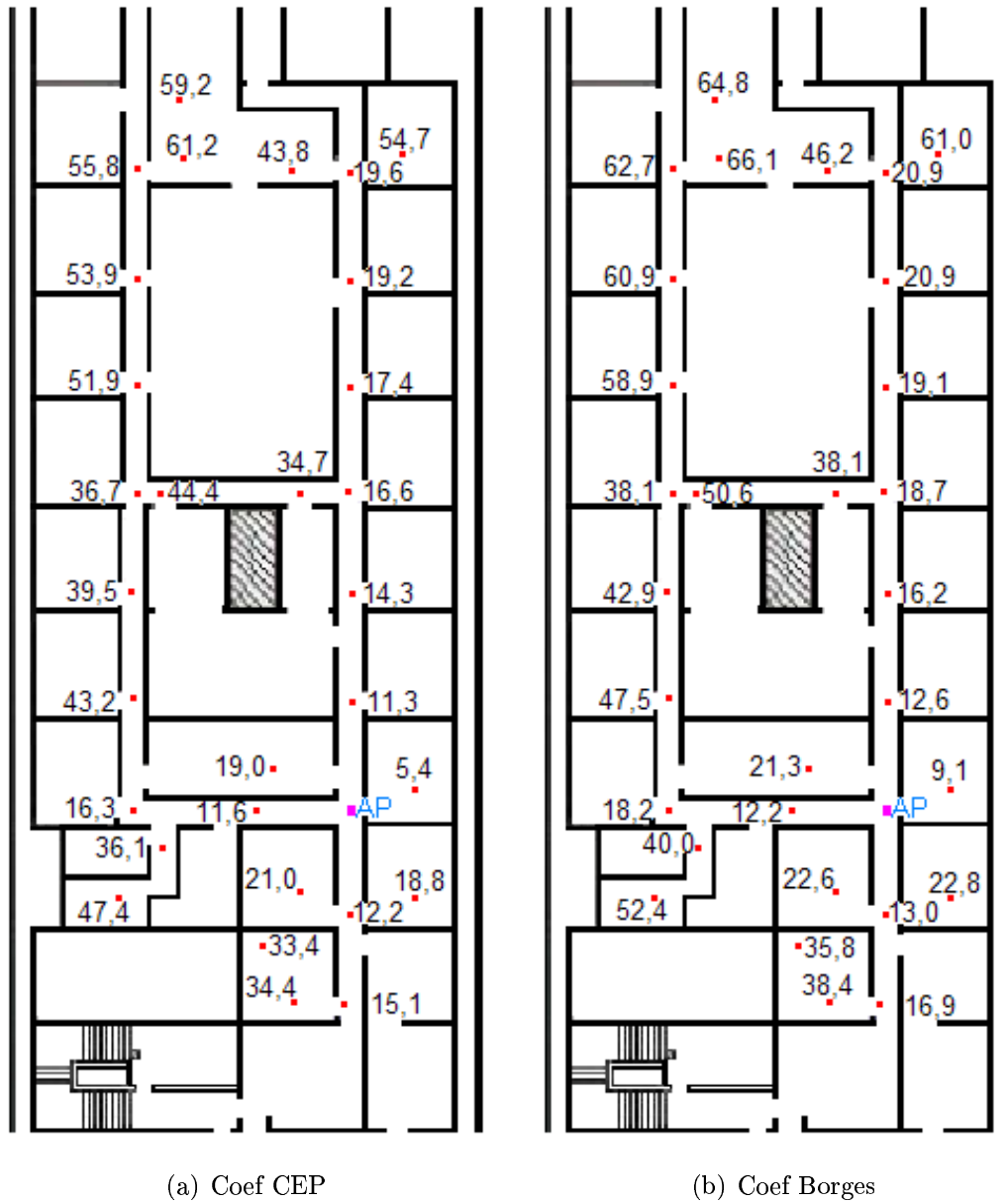


Figura 5.14: CETUC (PUC-RIO) - Valores de atenuação preditos em dB

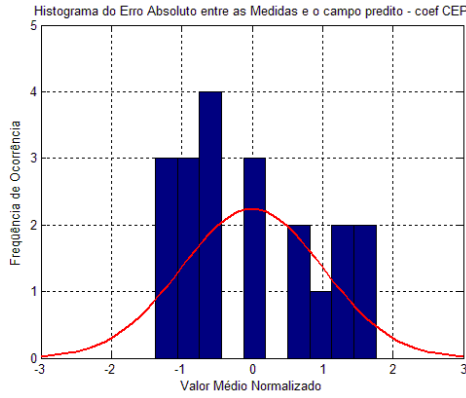
utilizar o mecanismo de reflexão.

Foi adotado o fator de atenuação por travessia igual a 8 dB, sendo que este valor varia conforme uma escala logarítmica do ângulo de incidência ( $WAF = WAF - 10\log[\cos(a)]$ ). A frequência de operação é de 2,4 GHz. Conforme afirmado por Najnudel, as paredes são compostas de gesso e madeira. Entretanto, foi utilizado o parâmetros do gesso já que este compõe a parte mais externa da parede. Os valores de permissividade relativa e condutividade do gesso encontradas na referência [18] são  $\epsilon_r = 2,3$  e  $\sigma = 0,03$  S/m. Também é válido registrar que os valores preditos de atenuação são sensíveis às variações nestes parâmetros. Paredes de madeira possuem, ainda segundo a referência [18],  $\epsilon_r = 4,2$  e  $\sigma = 1 \times 10^{-5}$  S/m. Todavia, a condutividade é muito suscetível à umidade na madeira. Os valores de atenuação preditos com estes parâmetros são menores e a diferença é de cerca de 2%. Aumentando um pouco a permissividade para  $\epsilon_r = 5$  e deixando  $\sigma = 0,01$  S/m, há uma variação de cerca de 3% nos valores preditos. Desta forma, o desconhecimento de permissividade e condutividade pode também ser um fator de geração de diferenças maiores.

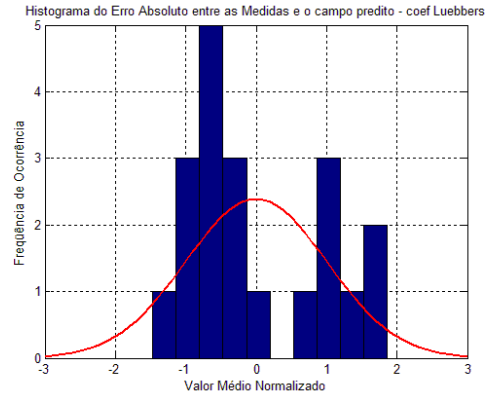
Uma possibilidade, porém pouco provável de acontecer, é a variação de diretividade da antena transmissora. Por ser um dipolo vertical, pressupõe que todas as direções ao redor da antena tenham ganhos iguais. Caso haja alguma imperfeição na antena pode haver alguma variação nos valores de medição. Da mesma forma, pode-se pensar no ganho da antena receptora.

### 5.3 Conclusões Sobre os Resultados

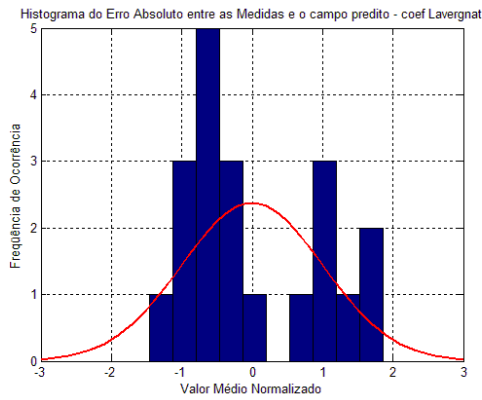
Este capítulo foi dedicado a demonstrar os resultados de predição de atenuações para diversos ambientes. O primeiro resultado apresentado foi a tentativa de repetir a imagem apresentada por Cheung ao implementar seu modelo semi-empírico e, desta forma, testar o programa. A seguir, foi feita com a mesma imagem do ambiente da HKUST, a comparação de predições utilizando diferentes coeficientes de difração heurísticos. A



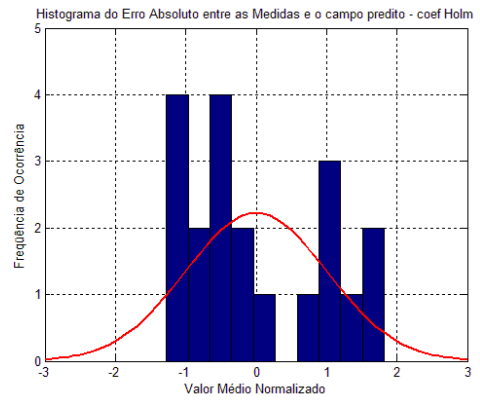
(a) CEP



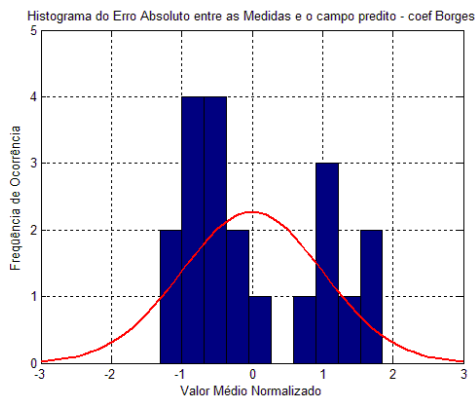
(b) Luebbbers



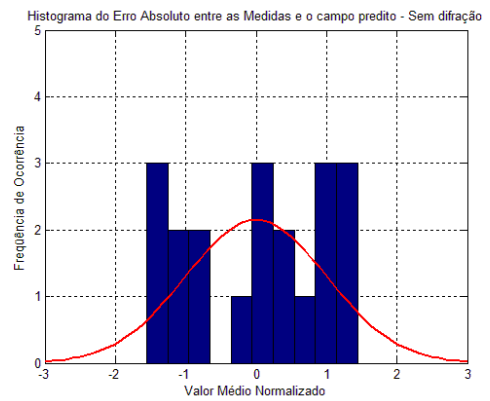
(c) Aïdi



(d) Holm



(e) Borges



(f) Sem difração

Figura 5.15: Histogramas dos erros absolutos entre medidas e previsões

maior contribuição deste trabalho foi a realização deste tipo de comparação. Trabalhos que utilizam este tipo de abordagem e utilizam estes tipo de coeficientes de difração com o intuito de fazer previsões de cobertura ainda não são muito comuns. Ferramentas para estes cálculos de previsões existem, todavia são bastante caras.

A segunda seção foi dedicada a testar o programa em ambientes onde tenham sido realizadas medidas. Este teste foi feito utilizando o conjunto de medidas apresentas na dissertação de mestrado de Marcelo Najnudel [4]. Apesar da simplicidade do modelo e sua relativa limitação, os resultados são satisfatórios e tem coerência com as medidas. Ao se comparar os resultados utilizando os diferentes coeficientes de difração, percebe-se que todos apresentam o mesmo comportamento apresentando valores próximos entre si, todavia existe uma maior diferença ao comparar os resultados quando se utiliza o coeficiente de difração para quinas condutoras perfeitas. É importante ressaltar que, através dos resultados, não é possível avaliar qual o melhor coeficiente heurístico. Esta afirmação não foi objetivo de estudo. Como visto, as diferenças entre os coeficientes são percebidas nas incidências de campos rasantes. Mais informações sobre conclusão dos resultados serão dados no próximo capítulo onde será feita a conclusão sobre todo o trabalho.

# Capítulo 6

## Conclusões

Temos visto nas revistas, jornais e no meio acadêmico que padrões de tecnologia de transmissão sem fio vêm apresentando um grande salto de popularização. Impulsionado por novos protocolos de comunicação, as tecnologias *wireless* estão se tornando cada vez mais acessíveis. A lista de tecnologias que disputam a transmissão de sinais sem fio não pára de crescer. Pode-se citar o Wi-Fi, RFID, WiMAX, MIMO, mesh. O Wi-Fi, por exemplo, é uma tecnologia já disseminada no mundo, todavia ainda encontra limitações: velocidade e principalmente, alcance.

Frente a esses fatos, além de explorar os recursos que os protocolos vêm oferecendo, deve-se atentar para os fatores físicos que dizem respeito a comunicação de dados sem fio. Mecanismos de propagação e barreiras físicas podem ajudar ou limitar o alcance dos equipamentos. Corredores podem funcionar como um grande guia de onda se o equipamento de transmissão estiver em uma das extremidades, porém as paredes podem atenuar significativamente o sinal que as atravessa para atingir as salas ao longo do corredor. Grandes volumes de água, tais como aquário e bebedouros, podem também interferir e atenuar sinais que porventura os atravessem.

Para otimização do posicionamento dos equipamentos transmissores, existem os modelos de predição de cobertura. Os modelos determinísticos aplicam rigorosamente as teorias eletromagnéticas e por isso são ferramentas que demandam maior custo computacional e

exigência de se conhecer perfeitamente o ambiente onde se quer fazer a predição. Existem também os modelos empíricos que são baseados em parâmetros de medidas já realizadas em diversos ambientes. Sua grande vantagem é o baixo custo computacional.

O objetivo deste trabalho foi de apresentar um modelo intermediário, baseado em um modelo log-distância incorporando os mecanismos perda por travessia de paredes e portas e sua dependência do ângulo de incidência, ponto de quebra e a difração. No capítulo 2 foram apresentados os modelos semi-empíricos de Honcharenko, Seidel e Rappaport e finalmente o de Cheung. Este último incorpora estes mecanismos e provou ser uma ferramenta prática e que apresenta resultados satisfatórios de predição de atenuação.

Para incorporar o mecanismo de difração, foram estudados no capítulo 3, os coeficientes de difração da UTD para quinas condutoras perfeitas e quatro coeficientes para quinas com perdas. Os coeficientes heurísticos são os de Luebbers, Peter D. Holm, Lavergnat et. al. e um coeficiente proposto por Borges e Moreira [12] integrantes do Gaptm - UFMG (Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética). Segundo Borges, o coeficiente de Lavergnat e o seu coeficiente apresentam o melhor comportamento para o campo difratado quando o raio sai próximo à uma das faces. Nas simulações nesta dissertação, as diferenças de atenuação preditas utilizando os coeficientes heurísticos são pequenas, todavia, a diferença para a atenuação predita com o coeficiente da UTD para condutores perfeitos é significativa.

Foi apresentado no capítulo 4 uma breve explicação do método de implementação do programa desenvolvido para esta dissertação. O programa desenvolvido alcança resultados de forma rápida caso não haja uma grade de pontos de recepção muito fechada ou uma quantidade excessiva de quinas. O resultado pode ser apresentado através de linhas de isovalores caso haja uma grade de pontos de receptores ou através de tabela caso a quantidade de receptores seja pequena. Antes de partir para os cálculos de atenuação, é necessário criar o arquivo de entrada onde estejam relacionadas as coordenadas de cada quina que compõe o ambiente. Deve-se também especificar as coordenadas das portas e relacionar as paredes existentes. É necessário também estabelecer a posição para o trans-



missor e receptor(es). Deve-se ainda conhecer a escala que relaciona distâncias em pixel com a medida real do ambiente. Finalmente, estabelece-se os parâmetros de propagação (WAF,  $d_{bp}$ ,  $n_1$ ,  $n_2$ , frequência de operação, condutividade e permissividade da parede e tipo de coeficiente de difração). Uma limitação do programa é a impossibilidade de se fazer a predição de atenuação em ambientes onde existam paredes que não estejam ou na orientação X ou na orientação Y. A mais importante limitação é o fato de tratar as imagens somente bidimensionalmente.

O capítulo 5 é dedicado aos resultados obtidos pelo programa. Foram apresentadas 5 figuras obtidas com o programa para o ambiente da HKUST. Cada figura foi obtida utilizando um coeficiente de difração diferente. A primeira figura utiliza o coeficiente de difração da UTD para CEP. Nesta imagem foi possível perceber que as atenuações preditas nesse ambiente apresentam os menores valores. As 4 figuras seguintes utilizam os coeficientes de difração para quinas com perdas. Os valores de atenuação preditos são bastante próximos ao comparar uma figura com outra. Salienta-se o fato de que estes resultados foram apresentados no MOMAG 2006 (12o. Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica & 7o. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo) através de um artigo [5].

A seguir foram apresentados os resultados de medidas de potência de recepção realizados na PUC-Rio por Marcelo Najnudel. Apesar da quantidade limitada de medidas, esses resultados foram utilizados para comparação com os valores de atenuação preditos pelo programa. Percebe-se que os resultados apresentam coerência com as medidas, todavia o tratamento bidimensional da imagem e pequenos outros fatores fazem com que o resultado predito pelo programa não seja o mesmo das medidas.

Como sugestão de continuidade deste trabalho, é possível explorar melhor a ferramenta realizando mais medidas e comparando com atenuações preditas. Seria interessante também fazer o estudo do efeito da variação da frequência no resultado. Faz-se então a comparação das atenuações de, tanto os valores preditos quanto medidas, variando-se a frequência.

Além disso, fazendo com que o programa seja capaz de calcular as predições de atenuações de forma tridimensional fará com que os resultados sejam mais precisos, entretando o custo computacional será maior. Também será maior a dificuldade em gerar o arquivo de entrada. Ao incorporar essa funcionalidade, o programa estará habilitado para incorporar o *fator de atenuação por travessia de pisos* (FAF). Desta forma, é possível realizar a predição de atenuação em um prédio, por exemplo, onde o transmissor esteja em um determinado andar e se deseja calcular a potência do sinal que chega ao receptor em um outro andar.

# Referências Bibliográficas

- [1] W. Honcharenko, H. L. Bertoni and J. Dailing, “Mechanisms Governing Propagation Between Different Floors in Buildings”, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 41, no. 6, Jun. 1993.
- [2] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, “914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings,” *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 40, no. 2, pp. 207-217, Feb. 1992.
- [3] K. W. Cheung, J. H. M. Sau and R. D. Murch, “A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 2, pp. 996–1001, Aug. 1998.
- [4] M. Najnudel, “Estudo de Propagação em Ambientes Fechados para o Planejamento de WLANs”, Dissertação de Mestrado, PUC-RIO, fevereiro de 2004.
- [5] Vinicius A. Lopes, Cassio G. Rego, “Modelo de Predição de Cobertura em Ambientes Interiores”, *MOMAG 2006 (12o. Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica & 7o. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo)*, Belo Horizonte, MG, Agosto 2006.
- [6] J. C. Whitaker, “The RF Transmission Systems Handbook”, CRC Press LLC, 2002, Chapter 15.
- [7] J. D. Parsons, “The Mobile Radio Propagation Channel” Second Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2000, Chapter 3.
- [8] W. K. Tam and V. N. Tran, “Propagation Modelling for Indoor Wireless Communication” *Electronics & Communications Engineering Journal*, vol. 7, issue 5, pp. 221-228, Oct. 1995.
- [9] R. J. Luebbers, “A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges”, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 37, no. 2, pp. 206-211, Feb. 1989.
- [10] P. D. Holm, “A New Heuristic UTD Diffraction Coefficient for Nonperfectly Conducting Wedges”, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 48, no. 8, pp. 1211-1219, Aug. 2000.

- [11] M. Aidi, J. Lavergnat, “Comparison of Luebbers’ and Maliuzhinets’ Wedge Diffraction Coefficients in Urban Channel Modelling”, *Progress in Electromagnetics Research*, no. 33, pp. 1-28, 2001.
- [12] K. L. Borges, “Caracterização Banda Larga do Canal Rádio Utilizando a Teoria Uniforme da Difração”, Dissertação de Mestrado, CPDEE/UFMG, Março de 2003.
- [13] D. N. Schettino, F. J. S. Moreira, C. G. Rego, “Novel UTD Coefficients for Lossy Conducting Wedges”, *2007 International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2007)*, 2007, Salvador. Proceedings of the 2007 International Microwave and Optoelectronics Conference, 2007.
- [14] P. J. Resende, J. Stolfi, “Fundamentos de Geometria Computacional”, IX Escola de Computação. Jul. 1994, Cap. 2.
- [15] R. G. Kouyoumjian, P. H. Pathak, “A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, Nov. 1974.
- [16] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, J. A. G. Malherbe, “Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction”, Artech House, 1990.
- [17] R. J. Luebbers, “Finite Conductivity Uniform GTD Versus Knife Edge Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss”, *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 32, no. 1, pp. 70-76, Jan. 1984.
- [18] P. Ali-Rantala, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi, M. Kivikoski, “Different Kinds of Walls and Their Effect on The Attenuation of Radiowaves Indoors”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003. IEEE Volume 3, 22-27 June 2003, pp. 1020 - 1023 vol. 3
- [19] V. Andrade, M. Morettin, “Corte Transversal do Edifício Sede da FAPERGS”, Maquete eletrônica de Leonardo Sette. Projeto nº 144. *Concurso Público Nacional de Arquitetura Sede da FAPERGS. Fonte: Arquiteto Premiado. São Paulo, SP.* Disponível em: [www.vitrivius.com.br/institucional.inst76/inst76\\_02.asp](http://www.vitrivius.com.br/institucional.inst76/inst76_02.asp). Acessado em 09/05/2007

# Apêndice A

## Geometria Computacional

### A.1 Coordenadas Homogêneas

Por definição, se  $(X,Y)$  são as coordenadas cartesianas de um ponto de  $\mathbf{R}^2$ , as coordenadas homogêneas desse ponto é uma tripla de números reais  $[x, y, w]$ , tais que  $X = x/w$  e  $Y = y/w$  e onde a coordenada  $w$  é chamada de peso. Desta forma, podemos representar um ponto por infinitas triplas de coordenadas. Por exemplo,  $[8, 18, 1]$ ,  $[4, 9, 0.5]$ ,  $[2, 4.5, 0.25]$  e  $[16, 36, 2]$  todos representam o ponto  $(8,18)$ .

### A.2 Equação homogênea de reta

Uma reta em um determinado plano pode ser definida através de três coeficientes  $A, B, C$  tais que um ponto  $p(X,Y)$  genérico pertence a esta reta se  $AX + BY + C = 0$ .

A equação homogênea desta reta, tendo em vista o ponto  $p = [w, x, y]$ , terá a forma de  $A(x/w) + B(y/w) + C = 0$ , isto é,  $Ax + By + Cw = 0$ . Desta forma pode-se dizer que uma linha é definida por três coeficientes homogêneos  $\langle \mathcal{W}, \mathcal{X}, \mathcal{Y} \rangle$  de tal forma que o ponto genérico  $p = [w, x, y]$  está nessa reta se  $\mathcal{W}w + \mathcal{X}x + \mathcal{Y}y = 0$ .

## A.3 Reta Determinada por Dois Pontos

Dizemos que três pontos são colineares se eles pertencerem a uma mesma reta. Na geometria cartesiana prova-se que três pontos genéricos  $p_0 = (X_0, Y_0)$ ,  $p_1 = (X_1, Y_1)$  e  $p_2 = (X_2, Y_2)$  são colineares se:

$$\begin{vmatrix} 1 & X_0 & Y_0 \\ 1 & X_1 & Y_1 \\ 1 & X_2 & Y_2 \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{A.1})$$

Em termos de coordenadas homogêneas  $[w_i, x_i, y_i]$  dos três pontos, a matriz (A.1) equivale a:

$$\begin{vmatrix} 1 & x_0/w_0 & y_0/w_0 \\ 1 & x_1/w_1 & y_1/w_1 \\ 1 & x_2/w_2 & y_2/w_2 \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{A.2})$$

Podemos multiplicar as três linhas da matriz (A.2) por  $w_0$ ,  $w_1$  e  $w_2$ , respectivamente, pois isto apenas multiplica o determinante pelo número positivo  $w_0w_1w_2$ , o que não afeta a equação. Finalmente, conclui-se que os pontos são colineares se:

$$\begin{vmatrix} w_0 & x_0 & y_0 \\ w_1 & x_1 & y_1 \\ w_2 & x_2 & y_2 \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{A.3})$$

A partir deste conceito, pode-se chegar a equação de uma reta quando tem-se dois pontos  $p_1 = (X_1, Y_1)$  e  $p_2 = (X_2, Y_2)$ . A condição para que um ponto genérico  $[w, x, y]$  seja colinear com  $p_1$  e  $p_2$  é:

$$\begin{vmatrix} w & x & y \\ w_1 & x_1 & y_1 \\ w_2 & x_2 & y_2 \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{A.4})$$

Expandindo o determinante, obtém-se:

$$\begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \end{vmatrix} w - \begin{vmatrix} w_1 & y_1 \\ w_2 & y_2 \end{vmatrix} x + \begin{vmatrix} w_1 & x_1 \\ w_2 & x_2 \end{vmatrix} y = 0 \quad (\text{A.5})$$

Chegando-se, assim, à equação da reta que passa pelos pontos  $p_1$  e  $p_2$  definidos por seus coeficientes homogêneos

$$\left\langle + \begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \end{vmatrix}, - \begin{vmatrix} w_1 & y_1 \\ w_2 & y_2 \end{vmatrix}, + \begin{vmatrix} w_1 & x_1 \\ w_2 & x_2 \end{vmatrix} \right\rangle \quad (\text{A.6})$$

## A.4 Teste de Segmento Cruzando uma Reta

Para verificar se um segmento determinado por dois pontos cruza uma reta, deve-se verificar se seus extremos estão do mesmo lado. Especificamente, se  $p_0 = [w_0, x_0, y_0]$ ,  $p_1 = [w_1, x_1, y_1]$  e  $m = \langle \mathcal{W}, \mathcal{X}, \mathcal{Y} \rangle$ , então basta calcular os números reais:

$$\alpha_0 = \mathcal{W}w_0 + \mathcal{X}x_0 + \mathcal{Y}y_0 \quad (\text{A.7a})$$

$$\alpha_1 = \mathcal{W}w_1 + \mathcal{X}x_1 + \mathcal{Y}y_1 \quad (\text{A.7b})$$

O segmento  $p_0p_1$  cruza ou toca a reta  $m$  se  $\alpha_0$  e  $\alpha_1$  têm sinais opostos, ou um deles é nulo, ou seja:  $\alpha_0\alpha_1 \leq 0$ .

## A.5 Determinação do Ângulo Entre Dois Segmentos que se Cruzam

O ângulo entre os segmentos genéricos  $\overline{AB}$  e  $\overline{CD}$ , dados que A, B, C e D são os pontos  $(X_A, Y_A)$ ,  $(X_B, Y_B)$ ,  $(X_C, Y_C)$  e  $(X_D, Y_D)$  respectivamente, é determinado pelo produto escalar entre os vetores  $\vec{v}_{AB}$  e  $\vec{v}_{CD}$ .

$$\vec{v}_{AB} = (X_A - X_B)\hat{x} + (Y_A - Y_B)\hat{y} \quad (\text{A.8a})$$

$$\vec{v}_{CD} = (X_C - X_D)\hat{x} + (Y_C - Y_D)\hat{y} \quad (\text{A.8b})$$

$$\begin{aligned} \vec{v}_{AB}\vec{v}_{CD} &= (X_A - X_B)(X_C - X_D) + (Y_A - Y_B)(Y_C - Y_D) \\ &= |\vec{v}_{AB}| |\vec{v}_{CD}| \cos \theta \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

onde  $\theta$  é o ângulo existente entre os dois segmentos.