

5 Propagação em redes WiFi

Para tratar dos modelos de propagação em ambientes de redes sem fio, é importante primeiramente que o leitor tenha um entendimento sobre o meio pelo qual o sinal de informação trafega.

Para os sistemas de redes sem fio, o meio de propagação é o canal rádio móvel, onde algumas de suas características foram apresentadas em capítulo anterior. Porém, outras características tão importantes quanto, serão tratadas neste capítulo com algum detalhamento para permitir uma melhor compreensão dos efeitos que o sinal de comunicação sofre ao longo do tempo e espaço, conforme percorre o caminho da origem ao destino.

Um projeto de cobertura para uma rede *wireless* necessita de um estudo de propagação dos sinais no ambiente em que será implantada a rede. Estudo este, que possibilite obter informações sobre os níveis de sinal alcançados em toda a área considerando determinadas situações específicas. Quanto mais completo for este estudo, melhor será o planejamento da rede em termos de cobertura, capacidade e eficiência no trato da informação.

Desta forma, para que se possa realizar este estudo, são utilizados os chamados “modelos de propagação”. Os mesmos são desenvolvidos com base em medições em campo que buscam alimentar com dados todo um desenvolvimento matemático complexo capaz de representar os efeitos reais da propagação dos sinais eletromagnéticos. Assim, é fácil concluir que, quanto mais informações for possível representar nestas equações, mais precisa será a caracterização do meio e seus efeitos. [25]

O levantamento destas informações é feito, principalmente, através de medições em campo, onde são estudadas características do ambiente e os efeitos que elas causam às ondas rádio. Deve-se considerar, portanto, a perda de espaço livre, os desvanescimentos, os tempos de resposta e, é claro, as interferências do ambiente. Os materiais utilizados para construir as paredes de uma sala, ou dos objetos constituintes de um escritório, o movimento de pessoas ou objetos (abertura de portas e janelas) em um ambiente, o tipo de interior (se corredor largo, estreito, curvo, de esquina) ou a umidade do ar na região onde planeja-se implantar uma rede têm papel fundamental no resultado final

alcançado no dimensionamento de cobertura de uma rede *wireless*. Ambientes com presença de corredores normalmente conduzem a energia propagante ao longo de sua extensão e o sinal apresenta atenuação abaixo da de espaço livre, pois a energia está mais concentrada.

Desta forma, considerar as mais variadas características é bastante importante quando se deseja desenvolver um modelo de propagação que procure mostrar a realidade o mais fielmente possível.

5.1

Caracterização do canal rádio

Para os ambientes chamados *indoors*, o canal rádio sofre efeitos basicamente segundo três características principais: a dependência do nível de sinal com a distância percorrida e a variabilidade de larga e pequena escala do sinal.

5.1.1

Dependência com a distância

A dependência com a distância significa dizer que, conforme o sinal se propaga pelo meio, o seu nível de potência tende a reduzir com o quadrado da distância entre a fonte e o ponto de medição devido somente ao espalhamento do sinal no espaço, sem outros efeitos. Porém, principalmente em ambientes fechados, isso nunca ocorre, pois existem obstáculos que influenciam no nível de sinal. Neste caso, a atenuação do sinal com a distância pode chegar a valores que dependem da quinta potência. [30]

De forma a quantificar esta atenuação, é que são realizadas medidas onde a perda mediana do sinal é calculada e representada por meio de um gráfico, como o apresentado na Figura 5.1 [31]. Nela, é possível observar a variação que o sinal sofre em torno deste valor médio em vermelho, variação esta caracterizada pelas variabilidades de pequena e larga escala.

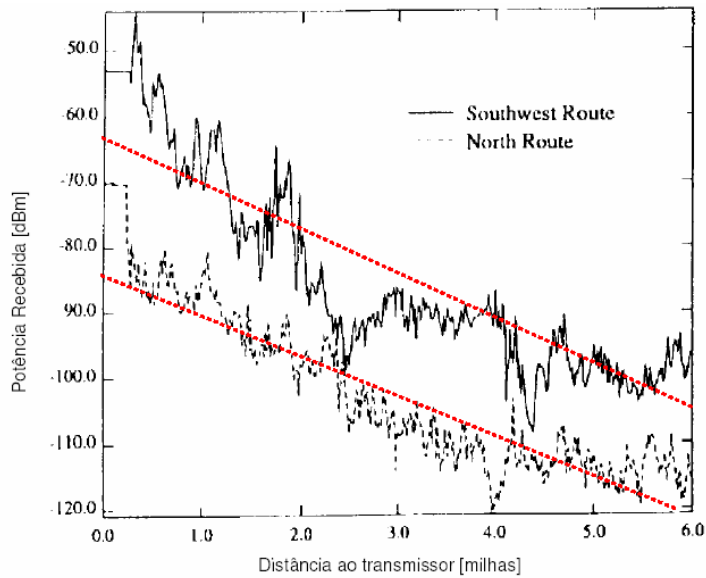


Figura 5.1 - Perda mediana em relação à distância

Fazendo ainda, uma análise mais profunda, é possível identificar duas situações a respeito desta perda mediana. Cada uma destas situações apresenta características diferentes, ou seja, apresenta um grau de atenuação do sinal com a distância maior ou menor. É possível observar na Figura 5.1 que o decaimento do sinal é mais acentuado no início da curva, mas que em seguida, após um ponto divisório, este decaimento é mais lento. Desta forma, a perda mediana pode ser representada por duas retas separadas por um ponto de quebra.

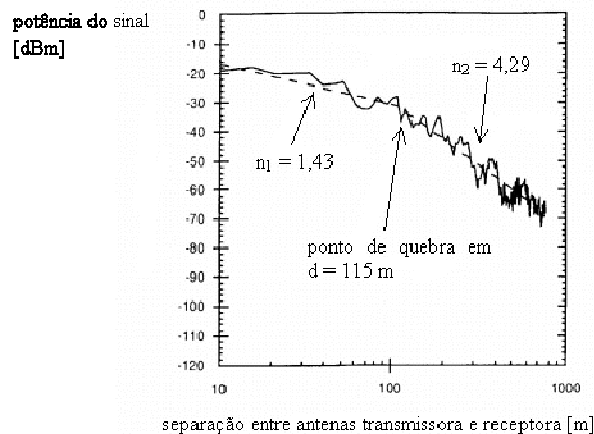


Figura 5.2 - Representação do Ponto de quebra

Em geral, a atenuação cresce lentamente com o quadrado da distância, correspondendo a uma propagação em espaço livre até o ponto de quebra. Em alguns casos, a atenuação pode crescer com valores inferiores a 2 ($n_1 = 1,43$), indicando confinamento do sinal. Após o ponto de quebra, o expoente aumenta

para valores comumente situados entre 3 e 9 como pode ser visto ($n_2 = 4,29$) na Figura 5.2 [31], indicando espalhamento do sinal.

Portanto, a distância (d_{pq}) em que ocorre o ponto de quebra em um modelo de traçado de raios é a distância para a qual o primeiro elipsóide de Fresnel (será discutido mais a frente neste capítulo) é obstruído, seja pelo solo ou por uma parede, por exemplo. Desta maneira, a localização do ponto de quebra é dependente, para um mesmo ambiente, das menores distâncias ao solo ou à parede. Para o caso em que a dependência ocorrer com relação ao solo, deve-se considerar as alturas das antenas transmissora e receptora, e, além disso, a frequência de operação [32]:

$$d_{pq} = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (5.1)$$

Onde:

h_t = altura da antena transmissora (m)

h_r = altura da antena receptora (m)

λ = comprimento de onda (m)

5.1.2

Variabilidade de larga escala

Um outro fator que influencia no nível do sinal transmitido é a variabilidade de larga escala ou o chamado sombreamento. Este é caracterizado por um período de duração maior, porém mais suaves que o de pequena escala. Ela está associada a flutuações ou variações do nível de potência do sinal em torno do seu valor médio, em razão das características físicas do ambiente, como objetos que obstruem o sinal transmitido, a exemplo das árvores ou do relevo para ambientes *outdoors* e de pessoas para ambientes *indoors*. Esta variabilidade é bem modelada por uma distribuição Log-normal ou Gaussiana.

Analisando a Figura 5.3 [31] abaixo, é possível observar que a mesma mostra uma medida do sinal recebido em função da distância, onde o tracejado mais forte representa a variação média do sinal, caracterizando a variabilidade em larga escala.

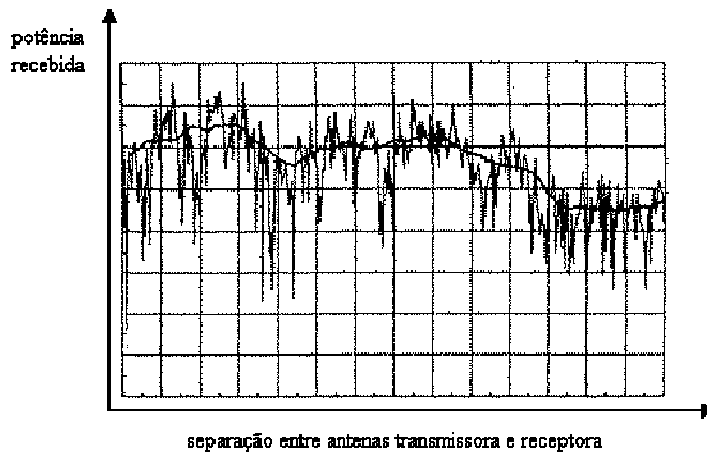


Figura 5.3 - Variabilidades de pequena e larga escala

5.1.3 Variabilidade de pequena escala

Diferentemente da variabilidade em larga escala, a de pequena escala é causada por ondas rádio que chegam a um receptor por diversos caminhos. Este efeito é originado por multipercurso, ou seja, diferentes caminhos entre o transmissor e o receptor que implicam em que os sinais cheguem ao destino com amplitudes e fases diferentes, onde a amplitude é bem descrita por uma função de Rayleigh. Com respeito à fase, pode-se dizer que a mesma é mais sensível a pequenos deslocamentos quanto maior for a frequência do sinal em operação. Nas faixas de 2,4 e 5,2GHz, em que o comprimento de onda é da ordem de poucos centímetros (12,5cm e 5,7cm respectivamente), uma variação de posicionamento dos equipamentos transmissor ou receptor nesta ordem de centímetros, pode levar a uma situação tal, que cause profundos desvanecimentos no sinal recebido, porém de curta duração, de maneira oposta aos desvanecimentos de larga escala.

Se por exemplo, for considerado um impulso que é transmitido ao longo do canal rádio, quando este chegar ao receptor, não será mais um impulso, mas sim um pulso com uma ampla largura que é chamada de *delay spread* (espalhamento do retardo). Este *delay* limitará a máxima taxa de transmissão do sinal digital.

Assim, caso dois ou mais sinais próximos no espectro de frequência sofram este atraso, os mesmos podem tornar-se correlatados. Assim, quando a amplitude ou a fase dos dois sinais recebidos é fortemente correlatada, a banda por ele ocupada é definida como largura de banda de coerência. Isto é, a Banda

de Coerência é a faixa de freqüências na qual um canal apresenta o mesmo comportamento sobre todas as freqüências.

O canal, dentro da banda de coerência, é considerado plano, isto é, todas as componentes espectrais atravessam o canal sofrendo o mesmo ganho e com variação linear de fase. Isso significa dizer que, quaisquer duas componentes de freqüência situadas na banda de coerência terão uma alta correlação, ou seja, é muito provável que os efeitos impostos pelo canal sejam os mesmos para ambas as freqüências.

A diversidade é utilizada principalmente para combater a este tipo de problema como já foi mencionado no Capítulo 4. Entre os tipos de diversidade possíveis estão as diversidades de espaço, a de freqüência e a de polarização. Destas, a amplamente utilizada é a diversidade em espaço, onde um terminal com duas antenas recebe os sinais captados e os combina de forma que o melhor resultado obtido pela combinação é o utilizado pelo receptor.

5.1.4 Espalhamento do retardo

Em um canal com multipercurso, cada componente de multipercurso percorre um caminho diferente entre o transmissor e receptor e, portanto, o tempo de chegada de cada componente ao receptor será distinto. Assim sendo, o sinal resultante será composto por um conjunto de versões do sinal enviado, cada uma destas versões possuindo retardos diferenciados entre si. O sinal sofre espalhamento no tempo e o gráfico que mostra cada componente significativa de multipercurso, sua potência e o instante de tempo de chegada é denominado de Perfil de Retardos (*Power Delay Profile*). A partir do Perfil de Retardos pode-se extrair parâmetros importantes. São eles:

- Retardo Excedido Médio (*Mean Excess Delay*)
- Espalhamento Temporal rms (*rms Delay Spread*)
- Espalhamento Temporal Excedido (*Excess Delay Spread*)

O retardo excedido médio descreve o Retardo de Excedido Médio das demais componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor. O Espalhamento Temporal rms mede o espalhamento temporal do Perfil de Retardos em torno do Retardo Excedido Médio (valores típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis *outdoor* e da ordem de nanosegundos em canais móveis *indoor*) [31]. Em sistemas digitais, o Espalhamento Temporal rms provoca interferência intersimbólica (ISI - *Inter-Symbolic Interference*), limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. Por último, o Espalhamento

Temporal Excedido indica o retardo máximo, relativo à primeira componente recebida, para o qual a energia cai XdB (pré-definido) abaixo do maior nível recebido. Todos estes três parâmetros são muito importantes para a análise do desempenho da comunicação quanto à taxa de erros.

Se uma rápida análise for feita com respeito ao Espalhamento Temporal rms com uso de antenas omnidirecionais e diretivas, pode-se constatar assim como em [36] que ocorre uma diminuição deste parâmetro com o uso de antenas diretivas. Isso ocorre, pois a diretividade filtra as componentes de multipercurso que chegam fora do lóbulo principal.

Nas aplicações de redes sem fio, o retardo por espalhamento é proporcional à área do ambiente *indoor*. Um escritório e uma casa, por exemplo, apresentam um retardo por espalhamento menor que os armazéns, que possuem grande área aberta.



Figura 5.4 - Exemplo de Multipercurso em Ambiente *Indoor*

A Figura 5.4 [1] e a Figura 5.5 [1] apresentam exemplos dos efeitos do desvanecimento por multipercurso em ambientes de redes *wireless*, mostrando a resposta de impulso de um canal particular. A primeira mostra a resposta de impulso para um retardo por espalhamento de 100 ns. Enquanto que a segunda, mostra a resposta para um retardo por espalhamento de 300 ns.



Figura 5.5 - Resposta para um Retardo por Espalhamento de 300 ns

A Tabela 5.1 [1] apresenta algumas das exigências de retardo por espalhamento de acordo com o tipo de ambiente *indoor*.

<i>Delay Spread</i> Mediano (ns)	<i>Delay Spread</i> Máximo (ns)	Área <i>Indoor</i>
40	120	Prédio Amplo
40	95	Prédio Comercial 1
40	150	Prédio Comercial 2
105	200	Shopping Center
25	80	Prédio Comercial
105	270	Laboratório Amplo

Tabela 5.1 - Retardo por Espalhamento

5.1.5 Outros mecanismos e efeitos de propagação

Além das características próprias do canal rádio que acabaram de ser apresentadas nestas últimas sessões, existem diversos outros fatores que causam efeitos de perda do nível de sinal transmitido em um ambiente rádio. Cada um deles é comentado a seguir com algum detalhe.

Perda de penetração

Quando um sinal atravessa um objeto, sendo obstruído pelo mesmo no seu caminho entre origem e destino da comunicação, este sinal sofre com uma redução do seu nível de potência, correspondendo estas perdas, às perdas de penetração.

A perda de penetração é inclusive dependente da constituição do material o qual compõe o objeto. Obstáculos como paredes e janelas, por exemplo, apresentam valores diferentes de perdas de penetração. Assim, procura-se demonstrar para efeitos de informação, através da Tabela 5.2, os valores relativos às perdas para as frequências de 2,4GHz medidos pelo *European COST 231* [39] para os obstáculos mais comuns em ambientes *indoors* e *outdoors*. Os valores em [33] foram obtidos para frequência de 2,4GHz.

Obstáculo	Perda Adicional (dB)
Espaço Livre	0,0
Janela (tinta não metálica)	3,0
Janela (tinta metálica)	5,0 a 8,0
Parede Fina (madeira)	5,0 a 8,0
Parede Média (madeira)	10,0
Parede Espessa (aprox. 15 cm)	15,0 a 20,0
Parede Espessa (aprox. 30 cm)	20,0 a 25,0
Piso/Teto Espesso	15,0 a 20,0
Piso/Teto Muito Espesso	20,0 a 25,0

Tabela 5.2 - Perdas de penetração em obstáculos em 2,4GHz

Através destas tabelas, é fácil concluir que quanto mais espesso for o obstáculo, maior será a perda causada por ele ao sinal incidente. Vale observar

também que para a faixa de 5,2GHz as perdas são mais acentuadas do que para mais baixas frequências.

Multipercurso

Este é outro fator que causa perda no nível de potência do sinal e que foi comentado a pouco neste texto. Pode-se dizer que o multipercurso é originado pelo fenômeno da reflexão, da difração, da refração e do espalhamento do sinal em propagação. Estes fenômenos, quando combinados, acabam por fazer com que o sinal percorra diversos caminhos da origem até o destino, cada qual levando um tempo diferente até atingir o receptor. No receptor, estes sinais são combinados e podem interferir destrutivamente (degradando o nível de sinal no receptor) ou construtivamente (melhorando o nível do sinal) pois, se trata de uma soma vetorial. Os sinais que chegam ao receptor podem ainda estar contando, quando existir, com o sinal de visada direta.

a) Reflexão – ocorre quando a onda rádio incide sobre um objeto de proporções maiores que o comprimento da onda incidente, e que por suas características constituintes, reflete o sinal em várias direções. Pode haver ou não penetração de parte do sinal incidente, dependendo da constituição da superfície refletora. Existem dois tipos de reflexão, a especular e a difusa, que possui as características do espalhamento descrito adiante. O critério de Rayleigh é uma função do comprimento de onda e do ângulo de incidência e é capaz de identificar o tipo de reflexão em uma dada superfície, onde são considerados o parâmetro σ como sendo a rugosidade do solo e α que é o ângulo de incidência da onda sobre a superfície.

b) Difração – esta ocorre quando uma onda em propagação é obstruída por um objeto em sua extremidade para altas frequências, porém para baixas frequências o sinal é desviado de sua trajetória original atingindo uma região que antes não seria coberta pelo mesmo, ou seja, provavelmente seria uma região de sombra. Este mecanismo de propagação faz uso do princípio de Huygens onde cada ponto de uma frente de onda se comporta como uma fonte pontual irradiando para todas as direções.

c) Refração – este efeito ocorre quando uma onda penetra em um meio cuja densidade é diferente do meio em que se propagava e tem sua trajetória alterada e seu nível de potência reduzido, pois parte do sinal será refletido. Cada material tem seu coeficiente de reflexão e o de refração.

d) Espalhamento – quando uma onda incide sobre um objeto cujas dimensões são da mesma ordem ou menores que o comprimento de onda do sinal incidente, ocorre a atenuação no sinal e reflexão do mesmo em diversas

direções. É por este motivo que as comunicações satélite que utilizam faixas de frequências bastante elevadas, como as bandas Ku e Ka, sofrem com as atenuações provocadas por chuvas e por gases respectivamente, dentre outros males por assim dizer. Em regiões do globo terrestre, como a América do Sul, não é empregada a comunicação satélite para bandas Ka e superiores principalmente devido a grande incidência de chuvas e umidade que interrompem a comunicação. O mesmo motivo retardou a entrada de sistemas em banda Ku, que somente se tornou realidade após anos de desenvolvimento tecnológico. A Figura 5.6 procura exemplificar estes efeitos de forma bem direta.

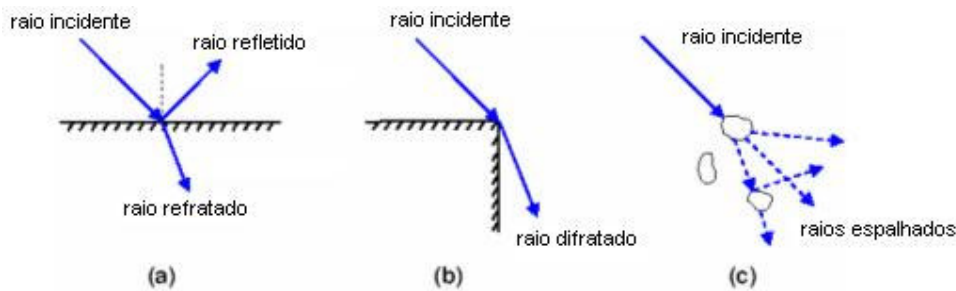


Figura 5.6 - (a) Reflexão e Refração, (b) Difração, (c) Espalhamento

Efeito da umidade

A grande incidência de chuvas eleva a umidade local e este efeito natural causa maior perda de potência no sinal quando o mesmo se propaga ao longo de um ambiente carregado de umidade, pois faz com que se aumente o coeficiente de absorção do mesmo. Objetos como aquários, quando presentes, são bastante prejudiciais para a propagação das ondas, pois a água é um grande absorvedor de energia. Sendo assim, objetos úmidos, causam uma perda de penetração cerca de 10% [9] maior que o valor quando os mesmos estão mais secos. Ainda, quanto maior a frequência de operação, maior será a perda também diante deste efeito, desta maneira, sistemas *wireless* em 5,2GHz tendem a apresentar maior susceptibilidade ao efeito da umidade no ambiente.

Um efeito interessante e que talvez mereça algum comentário no momento, diz respeito à propagação *outdoor* onde uma fonte externa origina sinais que chegam a ambientes internos, ou *indoors* em edifícios ou construções. A penetração em andares baixos talvez receba bastante obstrução devido aos objetos próximos ao solo, mas para andares mais elevados, caso haja um receptor próximo a uma janela, por exemplo, a perda por penetração será menor nestes andares, pois os mesmos estarão mais livres de obstruções. Um estudo sobre este caso em específico e bastante detalhado pode ser encontrado em [9].

5.2 Modelos de Propagação

Para o estudo da propagação das ondas no canal rádio móvel, é necessário o desenvolvimento de modelos de propagação como comentado no início deste capítulo. Modelos estes, que apresentam características diferentes e podem ser agrupados em duas situações: modelos com conceitos empíricos e modelos com conceitos teóricos.

A diferença básica entre eles é que para os modelos empíricos, a base das informações vem de medidas realizadas em campo em diferentes tipos de ambientes, situações e efeitos interferentes, com o objetivo de se caracterizar da melhor maneira possível, ou seja, o mais próximo da realidade.

Já os modelos teóricos são baseados somente em equações que regem a propagação das ondas eletromagnéticas em um meio, sendo para isso, consideradas as condições de contorno do ambiente.

Não é muito difícil perceber que os modelos que contemplam além das equações das ondas eletromagnéticas, as medidas realizadas em campo, trazem resultados mais próximos da realidade e são, portanto mais confiáveis quando se deseja utilizá-los para o planejamento de uma rede *wireless*.

É possível adiantar que, de acordo com os estudos realizados por diversos pesquisadores, a variação do sinal dentro de um edifício ou ambiente *indoor* obedece aproximadamente à distribuição de Rayleigh para o caso sem visibilidade (*Nonline of sight – NOS*), ao passo que se ajusta à distribuição de Rice no caso em visibilidade.

O modelo mais simples para o cálculo da perda de propagação é o da Equação de Friss que representa a perda por atenuação em espaço livre.

$$L = 92,44 + 20 \log d(Km) + 20 \log f(MHz) - G_T(dBi) - G_R(dBi) \quad (5.2)$$

Esta equação, porém, não pode ser utilizada para os cálculos de projeto de redes sem fio, pois estas sofrem dos efeitos já discutidos neste capítulo e que não são tratados pela equação de Friss. Para tal, são utilizados os mais diversos modelos, como os que são apresentados a seguir.

5.2.1 Modelos Teóricos

Os modelos teóricos são aqueles que se baseiam nas técnicas de traçado de raios, como o Modelo de 2 raios, o de 4 raios, 6 raios e o Modelo de 10 raios, onde a complexidade, o tempo de execução do cálculo e a quantidade de raios

aumentam quando aumentam-se a quantidade de objetos refletores considerados.

O modelo de dois raios descreve melhor ambientes com menor povoamento, como áreas rurais e até suburbanas. Em contrapartida, um modelo de quatro ou mais raios é melhor adaptado à cidades onde é grande a presença e influência de construções que margeiam as vias de tráfego de veículos para os ambientes *outdoors*.

Existem, portanto, dois métodos que são usados para se calcular os caminhos entre Tx e Rx no Modelo de Traçado de Raios: o modelo de imagem e o modelo da força bruta. O modelo de imagem trabalha a partir da procura por pontos especulares em uma superfície específica refletindo um raio do Tx até o Rx. Este modelo é mais eficiente no tempo do que o modelo da força bruta quando existem menos objetos sendo levados em consideração.

Já a técnica da força bruta, considera raios em diversas direções até a chegada ao receptor. Esta técnica é mais eficiente no tempo do que o modelo de imagem quando mais objetos refletores estão sendo levados em consideração. Ela se baseia no acompanhamento dos campos elétricos e suas atenuações ao longo do caminho de cada raio traçado e caso o valor da intensidade do campo da componente ficar abaixo de um determinado limiar, este raio não é levado em consideração no cálculo final. Por fim, os raios que atingem o receptor são somados para se determinar o nível de atenuação sofrido pelo sinal transmitido como um todo.

Para exemplificar o cálculo destes modelos, são apresentadas a variante com 2 raios e a com 6 raios.

a) Modelo de 2 raios

Para apresentar o Modelo de 2 raios [32, 36], é assumido como premissa um ambiente em que não haja obstáculo lateral e nem superior, havendo somente uma reflexão no solo. Ainda, a distância horizontal entre o transmissor e o receptor é muito maior que o comprimento de onda (λ), o índice de refração da Terra (proporcional a k_1 , o número de onda na Terra) é muito maior que o índice de refração no espaço livre (proporcional a k_0 , o número de onda no espaço livre). De forma a exemplificar da melhor maneira o cenário de estudo, a Figura 5.7 é apresentada.

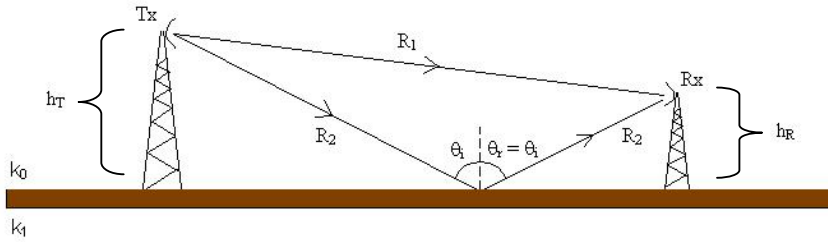


Figura 5.7 - Ilustração do modelo de 2 raios

Através da solução de Norton, observa-se que chegam três ondas ao receptor: a onda do *raio direto* (R_1), a onda do *raio refletido* (R_2) na Terra Plana e a *onda de superfície* (não representada). A expressão da solução de Norton é [41]:

$$\frac{P_R}{P_T} \cong \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \left| 1 + R e^{i\Delta\varphi} + (1-R)F(w)e^{i\Delta\varphi} \right|^2; d \gg \lambda \text{ e } k_1 \gg k_0 \quad (5.3)$$

O primeiro termo da expressão é referente ao raio direto, correspondendo à Fórmula de Fris vista na propagação em espaço livre. Esse resultado é esperado, uma vez que na propagação em espaço livre, a onda que chega ao receptor é de um raio direto. O segundo termo é referente ao raio refletido em Terra Plana, onde o coeficiente de reflexão R é dependente do ângulo θ_i e da relação entre k_1 e k_0 , a fase $\Delta\varphi$ é proporcional à diferença de percurso entre o raio direto e o raio refletido.

O terceiro termo da expressão de Norton representa a onda de superfície. A função $F(w)$ é a função de atenuação da onda de superfície e é ela que define sua intensidade. Essa função diminui de intensidade com o aumento da frequência e com o afastamento do ponto de observação (recepção) em relação ao transmissor. Na faixa de frequências tratada (UHF), o efeito da onda de superfície pode ser desprezado.

Assumindo-se algumas simplificações e condições ideais, além de algum tratamento algébrico, a eq. (5.3) toma a seguinte forma:

$$P_R \cong 4P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right)^2 = P_T \left(\frac{1}{d} \right)^2 G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d} \right)^2 = P_T G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \quad (5.4)$$

Essa é a expressão de potência recebida na propagação em Terra Plana, usada quando são válidas as aproximações feitas. As expressões de atenuação ou perda de propagação L correspondente são calculadas a seguir.

$$L = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \quad (5.5)$$

$$L(dB) = -10 \log \left(\frac{P_R}{P_T} \right)$$

$$L(dB) = 40 \log d(m) - 20 \log h_T(m) - 20 \log h_R(m) - G_T(dBi) - G_R(dBi)$$
(5.6)

A eq. (5.6) fornece a atenuação de propagação de Terra Plana, que se aproxima do valor exato quando as condições assumidas nas aproximações são satisfeitas. Demonstra-se que a distância “d” a partir da qual é válida a aplicação da eq. (5.6) é:

$$d = \frac{4h_T h_R}{\lambda}$$
(5.7)

O que é interessante de se observar na expressão de atenuação em Terra Plana é a sua independência com a frequência e a dependência com a distância através de um fator 4, em contraste com a dependência através de um fator 2 encontrada na propagação em espaço livre (onde o único mecanismo é o de visibilidade).

A expressão obtida tem aplicação limitada a regiões de relevo relativamente plano e com poucas construções (espaços amplos e abertos, típicos de regiões rurais). A análise da reflexão em Terra Plana acima realizada considera a superfície refletora como sendo lisa. A reflexão é dita especular, e a direção da onda refletida é única e bem definida pelo ângulo entre a onda incidente e a normal à superfície refletora, através da Lei de Snell da reflexão.

Se a superfície refletora não é lisa, a onda refletida não possuirá direção única. O que ocorre é um espalhamento (difusão) da energia incidente, em várias direções, causado pela irregularidade (rugosidade) da superfície refletora. A Figura 5.8 ilustra o espalhamento de uma frente de onda plana (representada pelos raios incidentes paralelos) refletida em uma superfície rugosa.

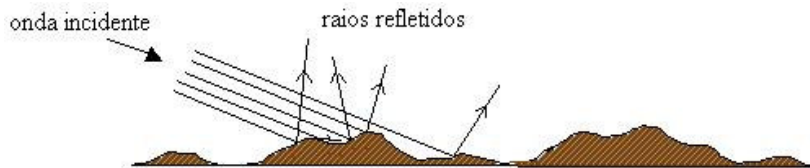


Figura 5.8 - Reflexão em superfície rugosa (espalhamento)

O coeficiente de reflexão especular, neste caso, é corrigido pelo coeficiente de espalhamento, resultando no coeficiente de reflexão especular a ser usado:

$$|R'| = C_e |R|; C \cong \frac{4\pi\sigma_h}{\lambda} \psi; C_e = e^{-\frac{C^2}{2}} \quad (5.8)$$

b) Modelo de 6 raios

Este modelo [32, 36] é utilizado para os casos em que se consideram as reflexões em paredes para os ambientes *indoors* ou em grandes obstáculos como prédios para ambientes *outdoors* quando da propagação de uma onda eletromagnética seguindo seu caminho até o receptor.

Desta forma, tem-se o raio direto entre origem e destino, o raio refletido no solo (como o caso anterior), os raios refletidos nas paredes laterais esquerda e direita, e os raios que refletem nas paredes e em seguida no solo.

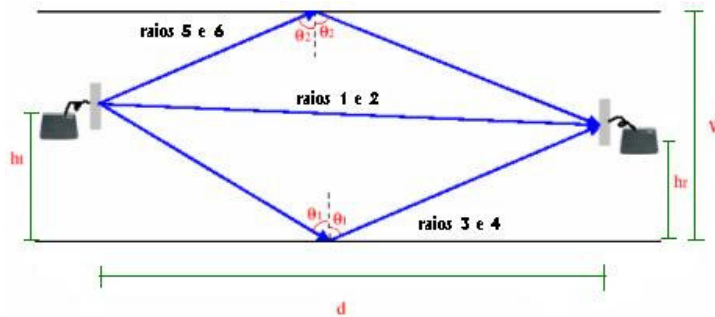


Figura 5.9 - Ilustração do modelo de 6 raios (vista superior do ambiente)

Assim, pela Figura 5.9 [19] define-se que a distância entre os obstáculos laterais, ou seja, a largura do “corredor” é dada por W , a distância entre os pontos de comunicação é dada por “ d ”, as distâncias do transmissor e do receptor a um dos obstáculos laterais são, respectivamente, h_t e h_r , sendo as alturas do transmissor e do receptor definidas por y_1 e y_2 não representadas acima.

Através da Geometria de raios é possível chegar a uma expressão que represente a distância percorrida por cada raio.

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (y_t - y_r)^2} \\ r_2 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (y_t - y_r)^2} \\ r_3 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (y_t + y_r)^2} \\ r_4 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (y_t + y_r)^2} \\ r_5 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (2W - y_t - y_r)^2} \\ r_6 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (2W - y_t - y_r)^2} \end{aligned} \quad (5.9)$$

O sinal no receptor será composto por todas as componentes apresentadas e, eq. (5.10). O módulo do sinal recebido é dado por:

$$|E|^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \sigma_S(\alpha_2) \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} + \sigma_P(\alpha_3) \frac{e^{-jkr_3}}{r_3} + \sigma_P(\alpha_4) \frac{e^{-jkr_4}}{r_4} + \sigma_S(\alpha_5) \sigma_P(\alpha_5) \frac{e^{-jkr_5}}{r_5} + \sigma_S(\alpha_6) \sigma_P(\alpha_6) \frac{e^{-jkr_6}}{r_6} \right|^2 \quad (5.10)$$

Onde:

S = coeficiente de reflexão no solo

P = coeficiente de reflexão nos obstáculos laterais

α_i = ângulo de incidência do raio “i” no obstáculo

Os coeficientes de reflexão “p” dependem da polarização utilizada para transmissão do sinal. Para a determinação dos coeficientes de reflexão simplificados paralelo e perpendicular, assume-se que o meio 1 é o ar e que a permeabilidade do meio 2 é a permeabilidade do vácuo.

$$\rho_{par}(\alpha) = \frac{\cos(\alpha) - \frac{1}{\epsilon_r} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \alpha}}{\cos(\alpha) + \frac{1}{\epsilon_r} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \alpha}} \quad (5.11)$$

$$\rho_{per}(\alpha) = \frac{\cos(\alpha) - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \alpha}}{\cos(\alpha) + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \alpha}} \quad (5.12)$$

Onde a constante dielétrica dos obstáculos é dada por:

$$\epsilon_r = 15 - j60\rho\lambda \quad (5.13)$$

Podem ser obtidas também as expressões dos ângulos de incidência dos raios 2 a 6 no obstáculo em função dos parâmetros da Figura 5.9.

Outros modelos mais sofisticados e precisos como o modelo de 10 raios [23] podem ser utilizados para incluir a reflexão no teto do ambiente, mas não serão apresentados neste trabalho.

5.2.2

Modelos Semi-empíricos

a) Modelos *Log-distance*

Os modelos empíricos mais simples para a perda de propagação em ambientes fechados ou micro-células em ambientes abertos podem ser representados por uma fórmula geral [35]:

$$L_{total} = L_0 + 10n \log(d) + X_\sigma \quad (5.14)$$

Onde os valores típicos de n e σ podem ser encontrados na literatura técnica [12], para diferentes ambientes e faixas de frequência.

b) ITU-R P.1238-1

Este modelo [38, 39] foi desenvolvido para trabalhar com sinais na faixa entre 900MHz e 100GHz em ambientes fechados e considera os efeitos de propagação como a reflexão e a difração em objetos fixos; a refração em paredes, pisos e outros obstáculos; o confinamento da energia em corredores e objetos em movimento no ambiente.

Alguns casos particulares podem ser tratados por este modelo. São eles:

b.1) Tx e Rx no mesmo andar

b.1.a) sem obstrução

$$P_1 = S + 10n_1 \log(d) \quad (5.15)$$

onde:

$$S = 10n \log(4\pi * 1m / \lambda) \quad (5.16)$$

Para uma frequência de 2,4GHz, e considerando $n = 2$ (perda de espaço livre), o valor de S é igual a 40dB. Para $f = 5,2\text{GHz}$, tem-se $S = 46,8\text{dB}$. O parâmetro n_1 representa o coeficiente de atenuação com a distância e pode ser representado também por $n = 10 n_1$. Segundo [36], são considerados três diferentes ambientes: residencial, escritório e comercial. Este coeficiente varia de acordo com o tipo de ambiente e com a frequência em operação. Os valores do coeficiente mais próximos da faixa de 2,4GHz são os das faixas de 2,0GHz e estão expostos na Tabela 5.3 de [36].

Frequência	Residencial	Escritório	Comercial
900 MHz	–	33	20
1.2 - 1.3 GHz	–	32	22
1.8 - 2.0 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22

Tabela 5.3 - Coeficiente de atenuação

b.1.b) Com obstrução

Se existe uma parede entre o transmissor e o receptor e o único caminho do sinal é através da parede, então a perda no espaço é dada por:

$$P_2 = S + 10n_1 \log(d_1) + \sum L_w \quad (5.17)$$

Onde d_1 é a distância entre o transmissor e a superfície externa da parede, e L_w é a perda devido à penetração na parede. O parâmetro L_w depende do tipo de construção da parede que obstrui o sinal e também do ângulo de incidência do sinal transmitido sobre a mesma. No caso onde mais de uma parede existe entre o transmissor e o receptor deve-se calcular a perda total ($\sum L_w$).

$$L_{total} = 20 \log(f) + n \log(d) + L_f(k_f) - 28$$

Onde:

f – frequência de operação (MHz)

n – coeficiente de atenuação com a distância

d – distância percorrida (m)

k_f – número de pisos (andares) atravessados

L_f – coeficiente de atenuação por piso atravessado (dB)

Coeficiente de atenuação por piso atravessado:

Este coeficiente também varia de acordo com o ambiente e a frequência em operação e foram tomados valores os mais próximos possíveis das faixas de 2,4GHz e 5,0GHz e expostos na Tabela 5.4 [36].

Tipo de ambiente	Coeficiente (Lf)
Residencial	4 Kf
Escritório	15 + 4 (Kf - 1)
Comercial	6 + 3 (Kf - 1)

Tabela 5.4 - Coeficiente de atenuação por piso atravessado

De forma a ser considerado o efeito de somreamento do sinal, se faz necessária a utilização da distribuição log-normal [30].

$$p_r(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r-m}{\sigma}\right)^2\right]} [dB] \quad (5.18)$$

Onde:

m – valor médio da distribuição (dB)

σ – desvio padrão da distribuição (dB)

A Tabela 5.5 [36] traz os valores de desvio padrão para os três ambientes em questão:

Tipo de ambiente	Desvio padrão (σ)
Residencial	8,0
Escritório	10,0
Comercial	10,0

Tabela 5.5 - Desvio padrão da distribuição log-normal

Os efeitos provenientes do movimento de objetos em frente ao caminho de propagação do sinal, impõe perdas da ordem de até 10dB para a faixa de 2,4GHz [37].

Com relação ao atravessamento de pisos pelo sinal entre o transmissor e o receptor, alguns autores descrevem a equação de seus modelos como sendo:

$$P_3 = S + 10n_3 \log(d_1) + k_3 F_3 + 10n_3' \log(d/d_1) \quad (5.19)$$

Onde:

d = distância em metros entre a base e a unidade móvel sem bloqueio;

d_1 = distância até o teto;

F_3 = a fator de atenuação do assoalho, que depende do tipo de material;

K_3 = o número do andar entre o transmissor e o receptor;

n_3 = expoente dependente do ambiente referente ao primeiro andar;

n'_3 = expoente dependente do ambiente referente ao segundo andar.

Há ainda os casos em que o transmissor está fora da construção e o receptor está dentro. Alguns autores escrevem a expressão como sendo:

$$P_4 = S + 10n_0 \log(d_1) + L_w + 10n_4 \log(d / d_1) + kM \quad (5.20)$$

Onde:

$S = 37\text{dB}$

N_0 = expoente dependente do ambiente externo ao edifício;

N_4 = expoente dependente do ambiente interno ao edifício;

L_w = perda devido a penetração na parede externa do edifício [26];

d_1 = a distância entre o transmissor e a parede externa do edifício;

d = a distância entre transmissor e receptor;

M = fator depende do andar e “ k ” é o número de andares

Tipo de Parede	L_w (dB)	L_w Mínimo (dB)	L_w Máximo (dB)
Concreto espesso com janelas amplas	5	4	5
Concreto e com janelas amplas	11	9	12
Concreto espesso sem janelas	13	10	18
Concreto interno duplo	17	14	20
Concreto interno fino	6	3	7
Parede de tijolo com pequenas janelas	4	3	5
Parede com aço e janelas reforçadas	10	9	11
Parede de vidro	2	1	3
Vidro Reforçado	8	7	9

Tabela 5.6 - Valores do Fator de Penetração da Parede

c) Modelo COST 231 Keenan e Motley

Este modelo [35, 37, 40] é considerado como o mais abrangente para predição da propagação das ondas eletromagnéticas em ambientes abertos e fechados.

A expressão para a perda total é dada por:

$$L_{total} = L_0 + 10n \log(d) + \sum_{i=1}^I k_{f,i} L_{f,j} + \sum_{j=1}^J k_{w,i} L_{w,j} \quad (5.21)$$

Onde:

L_0 = perda de propagação a um metro da antena irradiante (dB)

d = distância percorrida pelo sinal (m)

n = coeficiente de propagação

$L_{f,i}$ = perda de propagação do sinal através do piso i (dB)

$k_{f,i}$ = número de pisos com a mesma característica

$L_{w,i}$ = perda de propagação do sinal através da parede j (dB)

$k_{w,i}$ = número de paredes com a mesma característica

I = número de pisos atravessados pelo sinal

J = número de paredes atravessadas pelo sinal

A perda de penetração em alguns obstáculos é apresentada por meio da Tabela 5.7 [39] para as frequências principais, de 2,4GHz e 5,2GHz.

Obstáculo	1,8 GHz	2,4 GHz	5,2 GHz
Concreto Espesso	13,0	17,0	36,0
Vidraça	2,0	13,0	15,0
Parede com janela	2,0 a 13,0	13,0 a 17,0	15,0 a 36,0

Tabela 5.7 - Perdas de penetração em obstáculos

d) Modelo COST 231 Multi-Wall

O modelo Multi-Wall [37, 41, 42] considera um comportamento não linear da atenuação por múltiplos pisos e a perda total calculada por ele, segue a expressão apresentada abaixo.

$$L_{total} = L_0 + 10n \log(d) + L_f \left(\frac{L_f + 2}{L_f - 2} - b \right) K_f + \sum_{j=1}^J k_{w,i} L_{w,j} \quad (5.22)$$

Onde:

L_0 = perda de propagação a um metro da antena irradiante (dB)

d = distância percorrida pelo sinal (m)

n = coeficiente de propagação

L_f = perda de propagação do sinal através dos pisos (dB)

k_f = número de pisos com a mesma característica

b = fator de correção da atenuação dos pisos

$L_{w,i}$ = perda de propagação do sinal através da parede j (dB)

$k_{w,i}$ = número de paredes com a mesma característica

J = número de paredes atravessadas pelo sinal