

3. Modelos de propagação em ambientes fechados

3.1. Introdução

O conhecimento do meio de transmissão é indispensável quando se objetiva realizar um bom planejamento de cobertura e desempenho radioelétrico. Nos sistemas *wireless* o meio de propagação é o canal rádio, cujas características e efeitos sobre a informação trafegada são de natureza complexa, impossibilitando uma análise completamente determinística, sugerindo assim a utilização de dados experimentais.

Medições indicam que as flutuações de pequena escala e de larga escala do sinal em torno do seu valor médio variam de acordo com os modelos Rayleigh ou Rice e log-normal, respectivamente [13]. A partir das medições, também é possível se determinar a variação da potência do sinal devido ao movimento de pessoas no ambiente ou ao atravessar obstáculos fixos, como paredes, pisos, vidros, corredores, móveis etc.

Todos estes parâmetros são importantes para a construção de um modelo de propagação condizente com a realidade, embora quanto maior a precisão desejada, mais detalhes sobre o ambiente de propagação são necessários como dados de entrada para o modelo.

A seguir são apresentadas todas as características de propagação no canal rádio, e em seguida alguns modelos existentes na literatura técnica para propagação de sinais na faixa de 2,4 e 5,2 GHz em ambientes fechados.

3.2. Caracterização do comportamento do canal rádio

O comportamento do canal rádio para ambientes urbanizados ou ambientes fechados pode ser caracterizado por três principais efeitos:

- Dependência com a distância;
- Variabilidade de larga escala;
- Variabilidade de pequena escala;

A seguir cada um destes componentes é discutido em detalhes.

3.2.1. Dependência com a distância

Qualquer sinal tem seu nível de potência atenuado à medida que se propaga no canal. Este fato se dá, devido ao espalhamento do sinal no espaço, reduzindo a sua densidade de potência.

No caso de um sinal se propagando no espaço livre (sem obstruções ou reflexões), esta atenuação tem uma relação quadrática com a distância percorrida pelo sinal. Em ambientes em que o relevo e a morfologia (ou obstáculos, como móveis, no caso de ambientes fechados) obstruem o caminho do sinal propagante, esta atenuação em relação à distância acentua-se podendo atingir uma dependência com a quarta ou quinta potência com a distância [20].

O objetivo dos modelos empíricos de propagação é ajustar a atenuação com a distância aos níveis medidos, para que a previsão da **perda mediana** do sinal possa ser realista. A variação do nível de potência recebido em relação a este nível mediano do sinal é caracterizada pelas variabilidades de pequena e larga escala.

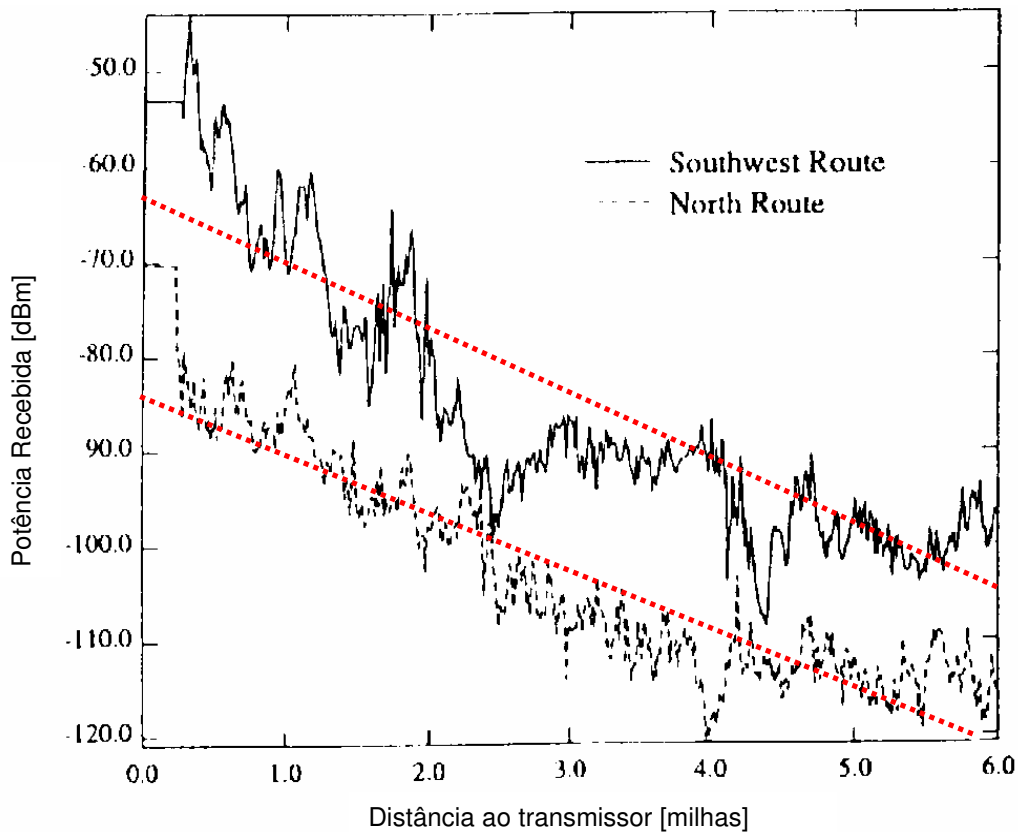


Figura 13 – Gráfico de perda mediana em relação à distância

O gráfico acima representa a perda mediana do sinal em relação à distância (linhas tracejadas em vermelho) e a variação em torno deste valor. Esta perda mediana em relação à distância (representada por uma única reta ajustada na Figura 13) pode, em muitos casos ser ajustada por duas retas, pois existe um “ponto de quebra” no decaimento mediano da potência do sinal em relação a distância. O gráfico apresentado a seguir (Figura 14) apresenta esta característica típica e o ajuste de duas retas em relação à perda mediana da potência do sinal com a distância.

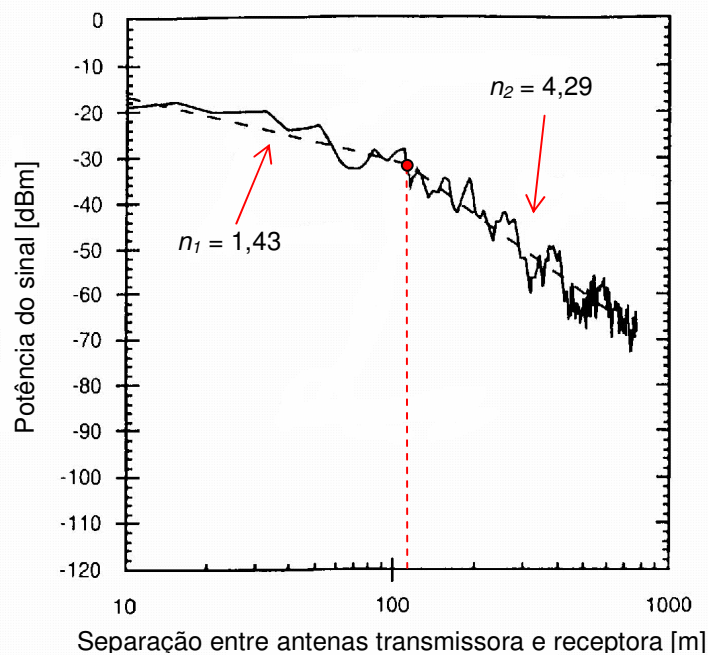


Figura 14 – Gráfico de retas ajustadas à perda mediana em relação à distância

Cada uma das retas de ajuste apresentadas na Figura 14 tem o seu coeficiente angular apresentado no próprio gráfico (n_1 e n_2). Observa-se que o coeficiente angular da segunda reta de ajuste (n_2) é maior que o coeficiente angular da primeira (n_1), indicando uma perda mais acentuada em relação à distância a partir de um certo ponto. Este ponto é chamado de “ponto de quebra” e, no caso do gráfico apresentado que corresponde a medidas numa microcélula *outdoor* de um sistema celular, este ponto se deu a uma distância de 115 metros da estação transmissora. Nos modelos de duas inclinações (*dual slope*), em geral a atenuação cresce lentamente com a distância (com expoente de atenuação em torno de 2, correspondendo a propagação em espaço livre) até o ponto de quebra. Após esse

ponto, o expoente aumenta para valores comumente situados entre 3 e 9 [13]. Considerando, por simplicidade, um modelo de dois raios, a distância em que ocorre o ponto de quebra é a distância para a qual o primeiro elipsóide de Fresnel é obstruído pelo solo. A localização do ponto de quebra é dependente, para um mesmo ambiente, das alturas das antenas e frequência de operação através, aproximadamente, da seguinte expressão [27]:

$$d_{pq} = \frac{4 \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda} \quad (3.1)$$

onde:

h_T – altura da antena transmissora [m]

h_R – altura da antena receptora [m]

λ – comprimento de onda [m]

Assumindo que esta equação também forneça uma aproximação razoável para ambientes *indoor*, podemos adaptar o produto das alturas do transmissor e receptor pelo produto das duas menores distâncias à parede ou ao solo, pois no caso de corredores estreitos, o elipsóide de Fresnel pode ser obstruído pela parede antes de ser obstruído pelo solo e antecipar o ponto de quebra.

3.2.2. Variabilidade de larga escala

A variabilidade de larga escala, também conhecida como efeito de sombreamento, está associada a flutuações do nível de potência do sinal em torno do seu valor médio, em razão das características do relevo e da morfologia do ambiente. Esta variabilidade é bem modelada por uma distribuição Log-normal (ou distribuição Gaussiana, se utilizada escala logarítmica).

Em escala Logarítima :

$$p_x(X) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right)$$

(3.2)

Em escala Linear $y = 10\text{Log}(x)$:

$$p_y(Y) = \frac{1}{y\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\left(\ln\left(\frac{y}{x_0}\right)\right)^2}{2\sigma^2}\right)$$

(3.3)

A figura abaixo mostra um exemplo de uma medida do sinal recebido em função da distância. Filtrando-se as variações do sinal para distâncias curtas (com um filtro de média móvel, por exemplo) obtém-se a curva em vermelho.

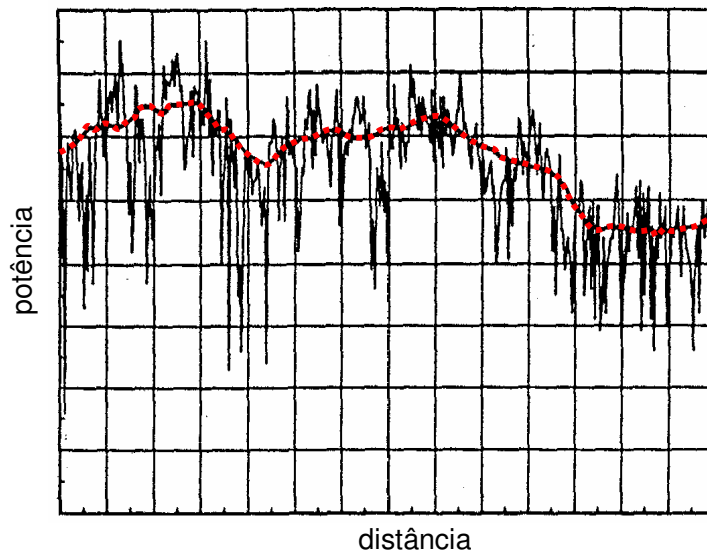


Figura 15 – Gráfico de variabilidade de pequena e larga escala

A variabilidade de larga escala está representada no gráfico por esta linha tracejada na cor vermelha, enquanto a variabilidade de pequena escala é representada pela variação em torno desta.

3.2.3. Variabilidade de pequena escala

A variabilidade de pequena escala é causada por raios provenientes de um transmissor que chegam ao receptor por caminhos diferentes (efeito de multipercursos). Estes diferentes caminhos implicam que os sinais cheguem ao receptor com amplitudes e fases diferentes. A fase dos raios é mais sensível a pequenos deslocamentos quanto maior a frequência do sinal transmitido. Nas faixas de 2,4 e 5,2 GHz, em que o comprimento de onda é próximo de 1 cm, pequenos deslocamentos no transmissor ou no receptor, podem levar a uma configuração tal, que cause profundos desvanecimentos no sinal recebido. Ao mesmo tempo, a duração destes desvanecimentos é muito curta, diferentemente dos desvanecimentos de larga escala.

O efeito dos multipercursos é discutido em mais detalhes na seção 3.3.

3.3. Outros mecanismos e efeitos de propagação

3.3.1. Perda de penetração

As perdas de penetração em paredes e pisos são extraídas de medições que contemplam diversos efeitos de propagação como reflexão múltipla e refração, comentados a seguir.

A tabela seguinte apresenta valores de perda de penetração medidos (pelo *European COST 231*) para obstáculos mais comuns em ambientes fechados, para serem utilizados nos modelos *COST 231 Keenan e Motley* e no modelo *Multi-wall*. Os valores apresentados em [12] foram obtidos para frequência de 2,4 GHz.

Obstáculo	Perda adicional [dB]
Espaço Livre	0
Janela (tinta não metálica)	3
Janela (tinta metálica)	5 a 8
Parede fina (madeira)	5 a 8
Parede média (madeira)	10
Parede espessa (espessura aprox. 15 cm)	15 a 20
Parede muito espessa (espessura aprox. 30 cm)	20 a 25
Piso/Teto espesso	15 a 20
Piso/Teto muito espesso	20 a 25

Tabela 2 – Perdas de penetração em obstáculos em 2,4 GHz

Outras considerações importantes são:

- Obstáculos metálicos sólidos refletem grande parte do sinal incidente, impedindo a propagação através deste.
- Obstáculos sólidos de madeira, plástico e feitos de tijolos refletem uma parte do sinal e permitem que uma parcela deste seja transmitido através.
- Água e objetos úmidos tendem a absorver uma grande parte do sinal incidente.

Estas observações são válidas para obstáculos sólidos, pois a reflexão de um sinal em um objeto depende do comprimento de onda do sinal incidente e da largura do obstáculo, como será comentado adiante.

3.3.2. Multipercursos

O efeito de multipercursos é causado por três fenômenos, a reflexão, a difração e o espalhamento. Estes fenômenos permitem que um sinal atinja um destino por diferentes percursos, além do percurso direto (*LoS – Line of Sight*), quando este existe. A interseção destes raios faz com que o sinal no dado ponto no espaço seja composto pelos diversos sinais, de modo construtivo, isto é, aumentando o nível de potência do sinal, ou de modo destrutivo, diminuindo o nível de potência do sinal.

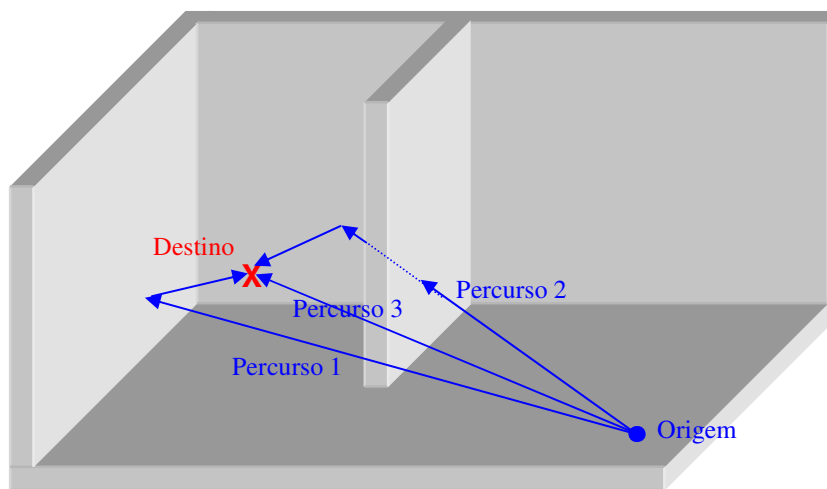


Figura 16 – Ilustração de ocorrência de multipercursos

3.3.3. Reflexão, Refração, Difração e Espalhamento

Os modelos de propagação mais simples consideram que sempre há visada direta entre os pontos de comunicação e não levam em consideração o efeito de multipercursos. Daí a grande necessidade de se estudar modelos de propagação específicos para ambientes fechados, já que não é tão incomum o raio direto ser obstruído por uma parede, janela, móveis ou até pessoas.

Essas obstruções podem afetar a propagação do sinal de três maneiras diferentes:

- Reflexão – ocorre quando uma onda eletromagnética incide sobre um objeto de grandes dimensões, comparadas ao comprimento de onda do sinal incidente. Este efeito pode implicar em uma atenuação na potência do sinal, no caso de uma parte deste conseguir atravessar o obstáculo, e pode refletir a onda para diferentes direções.
- Refração – ocorre quando uma onda atravessa um meio de densidade diferente do meio em que se propagava. Quando uma onda propagante no

ar incide sobre a água ou uma superfície de vidro por exemplo, a direção da onda incidente muda. Uma parte do sinal é refletida e outra é refratada, continuando o percurso através do obstáculo, mas em uma diferente direção.

- Difração – ocorre quando o percurso de uma onda é obstruído por um obstáculo de superfície irregular ou pela extremidade de um obstáculo. A difração depende fortemente da frequência da onda propagante, em razão da obstrução do elipsóide de Fresnel. Em sinais de alta frequência, a difração pode inviabilizar uma transmissão entre dois pontos, entretanto, este efeito é muito útil para sinais de frequência mais baixa, como as faixas de celulares e PCS, para fazer com que o sinal mude sua trajetória ao incidir sobre o topo de um edifício.
- Espalhamento – ocorre quando uma onda eletromagnética incide sobre um objeto cujo tamanho é muito pequeno em relação o comprimento de onda do sinal incidente. Este efeito causa uma atenuação no sinal e como a reflexão, reflete o sinal para diferentes direções.

Os efeitos descritos implicam em propagação de diversos sinais carregando a mesma informação, que é o princípio do efeito de multipercursos.

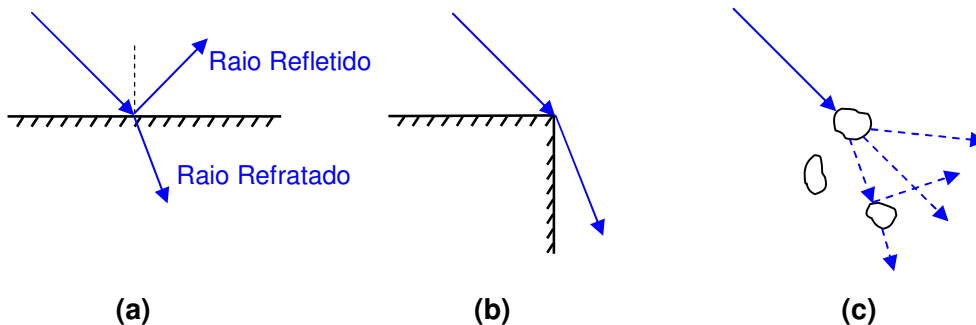


Figura 17 – (a) Reflexão e Refração, (b) Difração, (c) Espalhamento

3.3.4. Efeito da umidade

Em ambientes em que incidência de chuvas é muito alta, de modo que as paredes dos edifícios fiquem uma boa parte do tempo úmidas, é interessante que se acrescente uma perda adicional ao modelo de propagação. Pode ser demonstrado que a perda de penetração em paredes ou pisos úmidos aumentam em aproximadamente 10% em relação aos mesmos secos [21], devido a maior reflexão do sinal.

3.4. Modelos Teóricos e Empíricos

Existem dois tipos de modelos de propagação, os modelos teóricos e os modelos empíricos.

Os modelos empíricos são baseados em medidas em diferentes tipos de ambientes, de modo a possibilitar uma caracterização do modelo de propagação que melhor se adeque a um ambiente com as características utilizadas.

Os modelos puramente teóricos não possuem nenhum tipo de ajuste experimental, sendo baseados somente em na solução da equação de onda consideradas as condições de contorno do ambiente. Como exemplo de modelo teórico, temos as técnicas de traçado de raios (*Ray tracing*), que simulam reflexões e difrações do sinal em obstáculos, resultando em uma composição em cada ponto do ambiente.

3.5. Modelos Teóricos

A maior parte dos modelos teóricos se baseiam em *Ray tracing*, ou modelos de traçado de raios. Modelos precisos utilizam o método das imagens ou técnicas de lançamento de raios. Apresentam tempo de computação elevado e requerem uma descrição muito detalhada do ambiente, não só no que diz respeito à forma dos obstáculos como a suas propriedades eletromagnéticas, sendo de difícil implementação e utilização, principalmente devido ao segundo aspecto. Na prática, são utilizados modelos simplificados considerando um número limitado de reflexões em paredes. A seguir são apresentados dois destes modelos, conhecidos como modelo de 2 raios e modelo de 6 raios.

3.5.1. Modelo de 2 raios

Para se introduzir o conceito de lançamento de raios, assumimos um ambiente *outdoor*, em que não haja obstáculos laterais que possam gerar efeito de multipercursos relevante. Neste caso consideraremos apenas o terreno como possível refletor de raios lançados por uma antena transmissora. Como o sistema estudado neste trabalho tem limitações de potência e não envolve distâncias de transmissão maiores que 1 km, podemos assumir uma superfície plana da terra.

O modelo de 2 raios [13,14] baseia-se em ótica geométrica para o cálculo da intensidade do campo no receptor. A figura a seguir ilustra os dois raios lançados pela antena transmissora e o seu recebimento na antena receptora, onde são combinados em um único sinal.

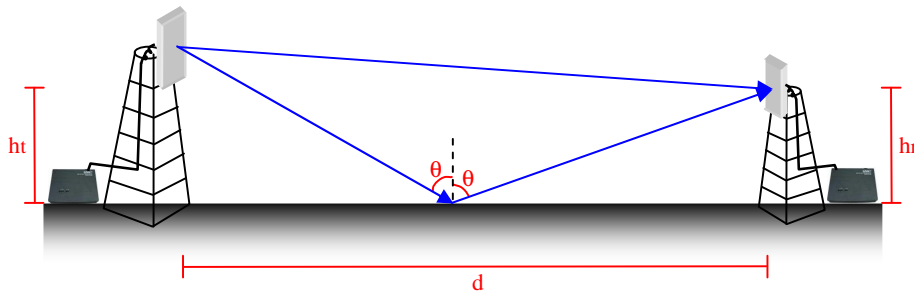


Figura 18 – Ilustração do modelo de 2 raios

Nesta situação a solução de Norton [14], fornece uma aproximação para a perda de propagação do percurso, dada por:

$$L = \frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r} \right)^2 \cdot G_T \cdot G_R \cdot \left| 1 + R \cdot e^{j \cdot \Delta \cdot \varphi} + (1 - R) \cdot F(\omega) \cdot e^{j \cdot \Delta \cdot \varphi} \right|^2 \quad (3.4)$$

Esta aproximação é válida quando:

- a distância entre o transmissor e o receptor é muito maior que o comprimento da onda transmitida: $d \gg \lambda$.
- a constante de propagação do sinal no solo é muito maior que no ar: $K_1 \gg K_0$.

Para determinarmos o valor da perda de propagação definida por Norton, temos que obter os coeficientes de reflexão de Fresnel do sinal no solo (R). Estes coeficientes são dados por:

$$R_V(\theta_i) = \frac{\epsilon \cdot \cos(\theta_i) - \sqrt{\epsilon - \text{sen}^2(\theta_i)}}{\epsilon \cdot \cos(\theta_i) + \sqrt{\epsilon - \text{sen}^2(\theta_i)}}, \text{ para sinais com polarização vertical} \quad (3.5)$$

$$R_H(\theta_i) = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\epsilon - \text{sen}^2(\theta_i)}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\epsilon - \text{sen}^2(\theta_i)}}, \text{ para sinais com polarização horizontal} \quad (3.6)$$

onde:

θ_i – ângulo de incidência entre o raio incidente e a normal do solo.

ϵ – permissividade elétrica complexa (efetiva) relativa da superfície da terra. Esta é dada por:

$$\epsilon = \frac{\epsilon - \frac{j \cdot \sigma}{\omega}}{\epsilon_0} \quad (3.7)$$

e:

ε – permissividade elétrica da superfície refletora (solo) [F/m]

σ – condutividade da superfície refletora [Siemens/m]

ω – frequência angular ($\omega = 2 \cdot \pi f$) [rad/s]

f – frequência [Hz]

ε_0 – permissividade elétrica do vácuo ($8,854 \times 10^{-12}$) [F/m]

A tabela a seguir apresenta alguns valores de condutividade e de permissividade elétrica relativa, para algumas superfícies.

Superfície	σ [Siemens/m]	ϵ
Áreas industriais	10^{-4}	3
Áreas residenciais	2×10^{-3}	5
Terreno rochoso	2×10^{-3}	10
Terra pobre	10^{-3}	4 a 7
Terra comum	5×10^{-3}	15
Terra úmida	2×10^{-2}	25 a 30
Água do mar	5	81
Água doce	10^{-2}	81

Tabela 3 – Valores de condutividade e permissividade elétrica relativa [15]

Na solução de Norton, os dois primeiros termos da equação (3.4) representam a onda direta, e a onda refletida na terra e o terceiro termo a onda de superfície. Na faixa de frequência de UHF o efeito da onda de superfície pode ser desprezado. Assim, a equação (3.4) fica:

$$L = \frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r} \right)^2 \cdot G_T \cdot G_R \cdot |1 + R \cdot e^{j \cdot \Delta \varphi}|^2 \quad (3.8)$$

A diferença de fase entre a onda direta e refletida ($\Delta \varphi$) é:

$$\Delta \varphi = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} (R_2 - R_1) = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \Delta R \quad (3.9)$$

onde ΔR é a diferença entre os comprimentos de caminho do raio direto (R_1) e o raio refletido (R_2). É dado por:

$$\Delta R = d \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_t + h_r}{d} \right)^2} - d \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_t - h_r}{d} \right)^2} \quad (3.10)$$

Usando os primeiros dois termos da expansão em série para a raiz quadrada nas expressões acima, obtemos:

$$\Delta R \approx d \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_t + h_r}{d} \right)^2 \right] - d \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_t - h_r}{d} \right)^2 \right] = \frac{2 \cdot h_t \cdot h_r}{d} \quad (3.11)$$

substituindo (3.10) em (3.9):

$$\Delta \varphi = \frac{4 \cdot \pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda \cdot d} \quad (3.12)$$

Assumindo que as antenas transmissoras e receptoras sejam omnidirecionais ($G_T = 1$ e $G_R = 1$) e que $R(\theta) \cong -1$ (incidência rasante), podemos obter a potência no receptor como:

$$P_R = P_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot |1 - e^{-j \cdot k \cdot \Delta R}|^2 \quad (3.13)$$

ou ainda:

$$P_R = P_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot |1 - \cos(k \cdot \Delta R) + j \cdot \text{sen}(k \cdot \Delta R)|^2 \quad (3.14)$$

ou em valores absolutos:

$$\begin{aligned} |P_R| &= |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot (1 + \cos^2(k \cdot \Delta R) - 2 \cdot \cos(k \cdot \Delta R) + \text{sen}^2(k \cdot \Delta R)) \\ &= |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot 4 \cdot \text{sen}^2\left(\frac{k \cdot \Delta R}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Nota-se que a potência recebida é máxima, quando:

$$\frac{k \cdot \Delta R}{2} \approx \frac{\pi}{2} \quad \rightarrow \quad \text{sen}\left(\frac{k \cdot \Delta R}{2}\right) \approx 1 \quad (3.16)$$

Esta região é chamada de faixa crítica, e a distância crítica (onde o raio de Fresnel toca o solo), denotada por r_b , é determinada aproximadamente, a partir de (3.16), sendo dada pela seguinte equação:

$$r_b \approx \frac{4 \cdot h_r \cdot h_t}{\lambda} \quad (3.17)$$

Aplicando 3.12 e 3.9 em 3.15, obtém-se:

$$|P_R| \cong 4 \cdot |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot \text{sen}^2 \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda \cdot d} \right) \quad (3.18)$$

A expressão 3.18 pode sofrer uma outra simplificação, se além das condições já impostas, garantirmos que $\text{sen}(\Delta\phi/2) \cong \Delta\phi/2$. Esta situação ocorre quando a incidência é de tal maneira rasante que a diferença de percurso, e portanto de fase, entre o raio direto e o raio refletido é muito pequena. Essa aproximação é válida a partir de determinada distância em relação ao transmissor, como será apresentado adiante. Através da aproximação:

$$\text{sen} \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \cong \frac{\Delta\phi}{2} \therefore \text{sen}^2 \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \cong \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right)^2 \quad (3.19)$$

e como, pela expressão 3.12, $\frac{\Delta\phi}{2} \cong \frac{2 \cdot \pi \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda \cdot d}$, pode-se escrever:

$$\text{sen}^2 \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda \cdot d} \right) \cong \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda \cdot d} \right)^2, \quad \text{para} \quad \frac{2 \cdot \pi \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda \cdot d} < 0,3 \text{ radianos} \quad (3.20)$$

(aproximadamente)

Aplicando 3.20 em 3.18, temos:

$$|P_R| \cong 4 \cdot |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot h_T \cdot h_R}{\lambda \cdot d} \right)^2 = |P_T| \cdot \left(\frac{1}{d} \right)^2 \cdot \left(\frac{h_T \cdot h_R}{d} \right)^2$$

$$|P_R| \cong |P_T| \cdot G_T \cdot G_R \left(\frac{h_T \cdot h_R}{d^2} \right)^2 \quad [\text{W}] \quad (3.21)$$

Essa é a expressão de potência recebida na propagação em Terra Plana, usada quando são válidas as aproximações feitas. A expressão de atenuação de propagação (L) correspondente é calculada a seguir.

$$L = \frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{h_T \cdot h_R}{d^2} \right)^2 \quad \text{ou se não considerarmos as antenas como sendo}$$

omnidirecionais:

$$L = \frac{P_R}{P_T} = G_T \cdot G_R \left(\frac{h_T \cdot h_R}{d^2} \right)^2 \quad (3.22)$$

e em decibéis, temos:

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

$$L[dB] = 40 \cdot \log d[m] - 20 \cdot \log h_T[m] - 20 \cdot \log h_R[m] - G_T[dBi] - G_R[dBi] \quad (3.23)$$

3.5.2. Modelo de 6 raios

Para sinais propagantes em ambientes que apresentam obstáculos laterais a modelagem matemática de 2 raios não é suficiente para descrever a perda de propagação do sinal. Nestes casos, utilizamos modelos mais completos, como o modelo de 6 raios.

Este modelo [13,14] se aplica tanto para ambientes exteriores, como ruas que apresentam edifícios e muros, como para ambientes fechados, onde as paredes do próprio ambiente refletem os raios.

Os 6 raios considerados neste modelo são:

- Raio direto (raio 1)
- Raio refletido no solo (raio 2)
- Dois raios refletidos nos obstáculos laterais (raios 3 e 5)
- Dois raios refletidos nas paredes laterais e no solo (raios 4 e 6)

As figuras a seguir ilustram os raios refletidos:

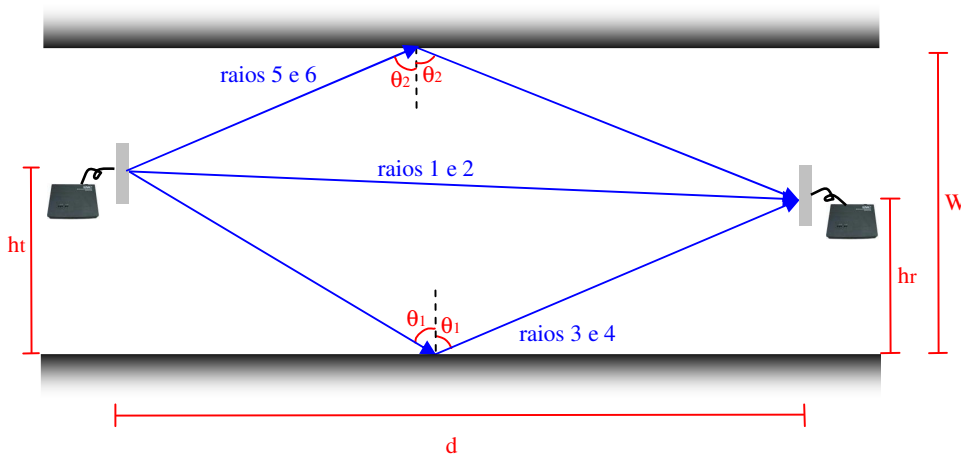


Figura 19 – Ilustração do modelo de 6 raios (vista superior do ambiente)

Os raios 4 e 6, que não ficam muito claros observando a visão superior, são melhor representados na Figura 20 a seguir.

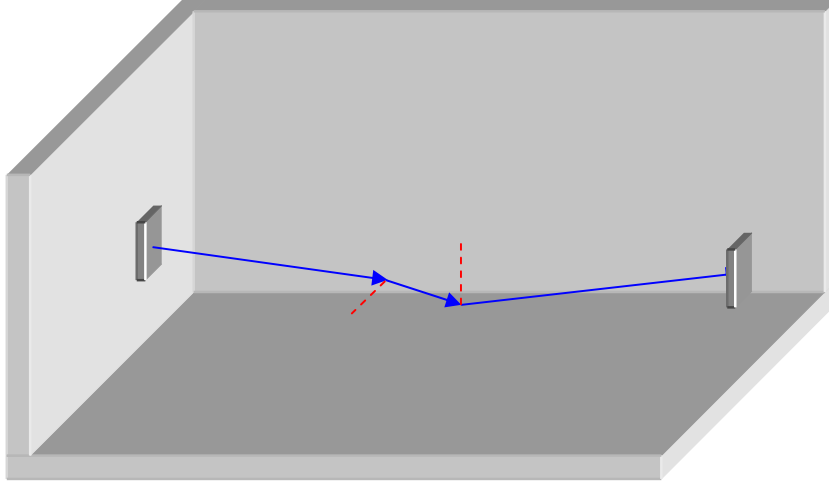


Figura 20 – Ilustração detalhada do modelo de 6 raios (raios 4 e 6, vista lateral)

A distância entre os obstáculos laterais é dada por W , a distância entre o transmissor e o receptor é dado por d , as distâncias do transmissor e do receptor a um dos obstáculos laterais são, respectivamente, h_t e h_r e y_t e y_r são, respectivamente, as alturas do transmissor e receptor.

Geometricamente, podem ser obtidos os comprimentos de cada raio, dados por:

$$\begin{aligned}
 r_1 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (y_t - y_r)^2} \\
 r_2 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (y_t - y_r)^2} \\
 r_3 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (y_t + y_r)^2} \\
 r_4 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (y_t + y_r)^2} \\
 r_5 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (2 \cdot W - y_t - y_r)^2} \\
 r_6 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (2 \cdot W - y_t - y_r)^2}
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

O sinal no receptor será composto pelos seis componentes apresentados. O módulo do sinal recebido é dado por:

$$\begin{aligned}
 |E|^2 &= \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \right)^2 \cdot \left| \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_1}}{r_1} + \rho_s(\alpha_2) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_2}}{r_2} + \rho_p(\alpha_3) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_3}}{r_3} + \rho_p(\alpha_5) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_5}}{r_5} \right. \\
 &\quad \left. + \rho_s(\alpha_4) \cdot \rho_p(\alpha_4) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_4}}{r_4} + \rho_s(\alpha_6) \cdot \rho_p(\alpha_6) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_6}}{r_6} \right|^2
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

onde:

ρ_s – coeficiente de reflexão no solo

ρ_p – coeficiente de reflexão no obstáculos laterais

α – ângulos de incidência do raio i no obstáculo

Os coeficientes de reflexão (ρ) dependem da polarização utilizada no sinal transmitido.

Para a determinação dos coeficientes de reflexão simplificados, assume-se que o meio 1 é o ar e que a permeabilidade do meio 2 é a permeabilidade do vácuo.

$$\rho_{//}(\alpha) = \frac{\cos(\alpha) - 1/\varepsilon_r \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\alpha)}}{\cos(\alpha) + 1/\varepsilon_r \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\alpha)}} \quad (3.26)$$

$$\rho_{\perp}(\alpha) = \frac{\cos(\alpha) - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\alpha)}}{\cos(\alpha) + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\alpha)}} \quad (3.27)$$

onde a constante dielétrica dos obstáculos ε_r é dada por:

$$\varepsilon_r = 15 - j \cdot 60 \cdot \sigma \cdot \lambda \quad (3.28)$$

Os ângulos de incidência (dos raios 2 a 6, pois o raio 1 é o raio direto) nos obstáculos são dados por:

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{\sqrt{d^2 + (y_1 - y_2)^2}}\right) \quad (3.29)$$

$$\alpha_3 = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{y_1 + y_2}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) \quad (3.30)$$

$$\alpha_{4S} = \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{\sqrt{d^2 + (y_1 + y_2)^2}}\right) \quad \alpha_{4P} = \arctan\left(\frac{y_1 + y_2}{\sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}}\right) \quad (3.31)$$

$$\alpha_5 = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2 \cdot W - y_1 - y_2}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) \quad (3.32)$$

$$\alpha_{6S} = \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{\sqrt{d^2 + (2 \cdot W - y_1 - y_2)^2}}\right) \quad \alpha_{6P} = \arctan\left(\frac{2 \cdot W - y_1 + y_2}{\sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}}\right) \quad (3.33)$$

Nota-se que os raios 4 e 6 apresentam dois ângulos de incidência, pois estes incidem sobre dois diferentes obstáculos (lateral α_{iP} e solo α_{iS}).

Outros modelos mais sofisticados e precisos como o modelo de 10 raios, desenvolvido por Amitay [25] podem ser utilizados para incluir a reflexão no teto do ambiente, mas não serão apresentados neste trabalho, pois nosso foco maior se concentra nos modelos semi-empíricos.

3.6. Modelos Semi-empíricos

3.6.1. Modelos Log-distance [17]

Os modelos empíricos mais simples para a perda de propagação em ambientes fechados ou micro-células em ambientes abertos podem ser representados na forma geral:

$$L_{total} = L_o + 10 \cdot n \cdot \log(d) + X_\sigma \quad (3.34)$$

onde valores típicos de n e de σ são encontrados na literatura técnica [13], para diferentes ambientes e faixas de freqüência.

3.6.2. ITU-R P.1238-1 [18,19]

O modelo descrito a seguir foi desenvolvido pelo ITU-R, para predição de sinais na faixa de freqüências entre 900 MHz e 100 GHz em ambientes fechados. Este modelo considera os seguintes efeitos de propagação:

- Reflexão e difração em objetos fixos;
- Transmissão através de paredes, pisos e outros obstáculos fixos;
- Confinamento da energia em corredores;
- Pessoas e objetos em movimento no ambiente.

$$L_{total} = 20 \cdot \log(f) + n \cdot \log(d) + L_f(k_f) - 28 \quad (3.35)$$

onde:

f – freqüência 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]

Coefficiente de atenuação com a distância:

O ITU-R fornece o coeficiente de atenuação com a distância para três diferentes tipos de ambientes e para seis diferentes faixas de frequência. Nenhuma das faixas existentes na tabela contempla a frequência de 2,4 GHz. As tabelas a seguir apresentam os dados da faixa 1,8 a 2,0 GHz, pois é a faixa mais próxima da frequência de interesse neste trabalho.

Tipo do ambiente	Residencial	Escritório	Comercial
Coeficiente (n)	28	30	22

Tabela 4 – Coeficiente de atenuação em relação à distância (ITU P. 1238-1)**Coefficiente de atenuação por piso atravessado:**

A recomendação para o coeficiente de atenuação por andar atravessado (K_f) segue o mesmo padrão utilizado para o coeficiente de atenuação em relação à distância, e os seus valores são apresentados na tabela a seguir.

Tipo do ambiente	Residencial	Escritório	Comercial
Coeficiente (L_f)	$4 \cdot k_f$	$15 + 4 \cdot (k_f - 1)$	$6 + 3 \cdot (k_f - 1)$

Tabela 5 – Coeficiente de atenuação por piso atravessado (ITU P. 1238-1)

O modelo apresentado representa o valor médio do sinal, não contemplando as variações de pequena e larga escala do sinal, devido a sombreamentos e efeitos de multipercursos. No caso do sombreamento, utiliza-se a distribuição log-normal [20] para se modelar atenuação adicional ao sinal.

$$p_r(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r-m}{\sigma}\right)^2\right] \quad [\text{dB}] \quad (3.36)$$

onde :

m – valor médio da distribuição [dB]

σ – desvio padrão da distribuição [dB]

Valores típicos de desvio padrão são [20]:

Tipo do ambiente	Residencial	Escritório	Comercial
Desvio padrão (σ)	8	10	10

Tabela 6 – Desvio padrão da distribuição log-normal (ITU P. 1238-1)

Conforme comentado, a movimentação de pessoas ou objetos que interfiram na linha de visada direta do sinal, afeta diretamente a potência do sinal recebido. Medidas realizadas [19] na frequência de 2,4 GHz sugerem uma perda média de 8 a 10 dB no nível de potência do sinal recebido.

3.6.3. Modelo COST 231 Keenan e Motley [17,21,22]

Este modelo é o modelo mais completo para predição de sinais em ambientes fechados e exteriores com existência de obstáculos. Sua expressão matemática é muito abrangente, mas requer o conhecimento de um grande volume de dados, para definir o valor dos seus parâmetros de entrada.

$$L_{total} = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log(d) + \sum_{i=1}^I k_{f,i} \cdot L_{f,i} + \sum_{j=1}^J k_{w,i} \cdot L_{w,i} \quad (3.37)$$

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

Alguns destes valores obtidos experimentalmente estão tabelados a seguir.

Obstáculo	1,8 GHz	2,4 GHz	5,2 GHz
Concreto espesso (sem janelas)	13	17	36
Vidraça	2	13	15
Parede com janela (valor exato depende da razão entre área de janelas e de concreto)	2 a 13	13 a 17	15 a 36

Tabela 7 – Perdas de penetração em obstáculos (European COST 231)

3.6.4. Modelo COST 231 Multi-Wall [17,23,24]

O modelo Multi-Wall baseia-se no modelo de propagação COST 231 Keenan e Motley, mas considera um comportamento não linear da atenuação por múltiplos pisos.

$$L_{total} = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log(d) + L_f \left[\frac{L_f + 2}{L_f + 1} - b \right] \cdot k_f + \sum_{j=1}^J k_{w,i} \cdot L_{w,i} \quad (3.38)$$

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

$L_{w,j}$ – perda de propagação do sinal através da parede j [dB]

$k_{w,j}$ – número de paredes com a mesma característica

J – número de paredes atravessadas pelo sinal

3.7. Comparação entre os modelos

Modelo	Parâmetros	Limitações
Log-distance	Distância n	Linha de visada e primeiro elipsóide de Fresnel devem estar desobstruídos
Recomendação ITU P.1238-1	Frequência Distância Nº de pisos n Fator de Atenuação dos pisos	Não considera a existência de paredes. Este fato deve ser contabilizado pelo fator n
COST 231 Keenan e Motley COST 231 Multi-Wall	Distância n Nº de pisos e Atenuação por piso Nº de paredes e Atenuação por parede	Não considera a Frequência. Esta deve ser contabilizada pelo fator n . ↓ Modelos válidos apenas para faixa de frequência medida.

Tabela 8 – Comparação entre os modelos de propagação semi-empíricos

Desta comparação, nota-se que os dois modelos baseados no COST 231 são os modelos mais completos, dentre os modelos empíricos, pelo fato de contabilizarem mais variáveis que os outros modelos. Ao mesmo tempo, analisando os ambientes de implantação de *WLAN* no mercado, nota-se que dificilmente um mesmo *AP* terá capacidade de cobrir mais de um pavimento, com boa qualidade de serviço. Por esta razão, os estudos apresentados neste trabalho foram baseados em ambientes de apenas um pavimento, em que os dois modelos COST 231 apresentam a mesma

modelagem matemática. Portanto, para fins de estudo de propagação no interior de um pavimento, optei por utilizar o modelo COST 231 Keenan e Motley, onde os valores de suas constantes foram definidas através de medições, conforme metodologias apresentadas nos capítulos 3, 4 e 5.