
Perdas de Propagação em Larga Escala

CSF29008 - 2015/2

Prof. Bruno Fontana da Silva

Engenharia de Telecomunicações
Instituto Federal de Santa Catarina
Campus São José
bruno.fontana@ifsc.edu.br

03 de agosto de 2015



Introdução



Perda por Percurso - Introdução

Perda de Propagação por Percurso (*Path Loss*)

É a dissipação da potência do sinal, radiada pelo transmissor, no percurso até o receptor. Considera os efeitos do canal de propagação. Geralmente, assume que, para uma dada distância entre T_x e R_x , a perda é a mesma. Distâncias típicas para consideração desse efeito estão na faixa de (100 – 1000) m.

Sombreamento (*Shadowing*)

Efeito causado por obstáculos entre T_x e R_x que atenuam a potência do sinal através de

- absorção,
- reflexão,
- *scattering*,
- difração.

É proporcional ao comprimento de onda do objeto obstrutor, o qual pode variar tipicamente de (10 – 100) m em ambientes *outdoor*.



Perda por Percurso - Introdução

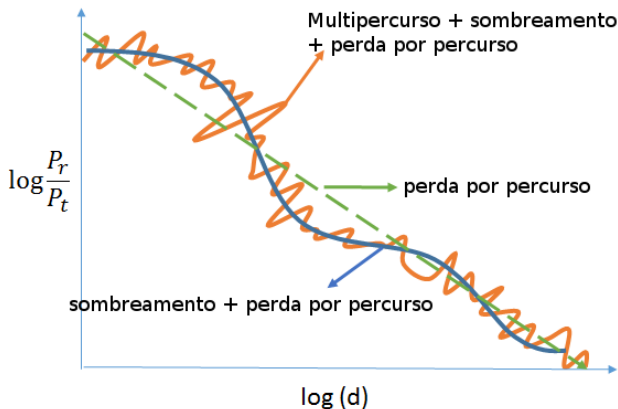


Figura 1 : Diferentes efeitos do canal de comunicação sem fio na intensidade do sinal recebido¹.

¹Adaptado de <http://www.gaussianwaves.com/2013/07/channel-modeling-an-introduction/>



Perda por Percurso - Introdução

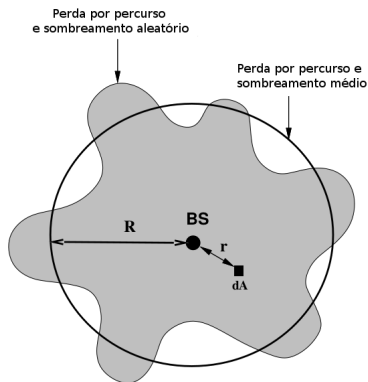


Figura 2 : Efeitos de perda de percurso nas fronteiras de uma célula².

²Adaptado de [1].



Modelo do Sinal Transmitido

Hipóteses e considerações

- Adequado para bandas UHF/SHF;
- Considera distâncias pequenas, não afetadas pela curvatura da Terra;
- Os sinais transmitidos são sinais reais;
- Utiliza a representação complexa em banda base de sinais de banda passante.

Sinal Complexo Equivalente Passa-Baixas³:

$$u(t) = x(t) + iy(t) \quad (1)$$

Sinal Transmitido:

$$s(t) = \Re \left(u(t) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (2a)$$

$$= x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2b)$$

³Observe que a magnitude e fase de $u(t)$ são as mesmas de $s(t)$. Diz-se então que $u(t)$ é o envelope complexo do sinal transmitido.



Modelo do Sinal Recebido

Sinal Recebido

Sinal Complexo Equivalente Passa-Baixas:

$$r(t) = \Re \left(v(t) e^{i2\pi f_c t} \right), \quad (3)$$

na qual $v(t)$ é o sinal banda base que depende do canal pelo qual $s(t)$ foi transmitido. Em geral, para canais invariantes no tempo, considera-se que

$$v(t) = u(t) * h(t), \quad (4)$$

na qual $h(t)$ é a resposta ao impulso do canal equivalente passa-baixas e $*$ é o operador para a convolução linear.



Potência dos Sinais

Potência dos Sinais Transmitido e Recebido:

$$\text{var}(s(t)) \triangleq P_t$$

$$\text{var}(r(t)) \triangleq P_r,$$

na qual $\text{var}(x) = \mathcal{E}((x - \bar{x})(x - \bar{x})^*)$ é a variância de x , $\bar{x} = \mathcal{E}(x)$ é o valor médio de x e $\mathcal{E}(\cdot)$ é o operador do valor esperado.

Perda de Percurso⁴

$$P_L = \frac{P_t}{P_r} \quad (6a)$$

$$P_L \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \quad (6b)$$

⁴Sem elementos ativos, o sistema apenas atenua o sinal.

Logo, $P_L \geq 1$ ou $P_L \text{ (dB)} \geq 0\text{dB}$.



Potência dos Sinais

Potência dos Sinais Transmitido e Recebido:

$$\text{var}(s(t)) \triangleq P_t$$

$$\text{var}(r(t)) \triangleq P_r,$$

na qual $\text{var}(x) = \mathcal{E}((x - \bar{x})(x - \bar{x})^*)$ é a variância de x , $\bar{x} = \mathcal{E}(x)$ é o valor médio de x e $\mathcal{E}(\cdot)$ é o operador do valor esperado.

Ganho de Percurso⁵

$$P_G = P_L^{-1} \quad (8a)$$

$$P_G = \frac{P_r}{P_t} \quad (8b)$$

$$P_G \text{ (dB)} = -P_L \text{ (dB)} \quad (8c)$$

$$P_G \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (8d)$$

⁵Sem elementos ativos, o sistema apenas atenua o sinal.

Logo, $P_G \leq 1$ ou $P_G \text{ (dB)} \leq 0 \text{ dB}$.



Modelos Analíticos



Perda no Espaço Livre

- Considera a propagação no espaço livre (vácuo);
- Despreza obstruções entre $T_x - R_x$;
- Considera que o sinal se propaga em linha reta;
- Separação $T_x - R_x$ é definida como d (m).

Raio de Visada Direta⁶

$$r(t) = \Re \left(\underbrace{\frac{\lambda \sqrt{G_l} e^{-i2\pi d/\lambda}}{4\pi d}}_{\text{fator complexo}} u(t) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (9)$$

na qual

- $\lambda = c/f_c$ é o comprimento de onda, sendo $c = 3 \times 10^8$ m/s a velocidade da luz;
- $\sqrt{G_l} = \sqrt{G_t G_r}$ é produto do padrão de radiação de campo das antenas de $T_x(\sqrt{G_t})$ e $R_x(\sqrt{G_r})$;
- $e^{-i2\pi d/\lambda}$ é um desvio de fase devido à distância percorrida pela onda.

⁶LOS \triangleq visada direta, do termo em inglês *line-of-sight*.



Perda no Espaço Livre

Raio de Visada Direta⁷

$$r(t) = \Re \left(\underbrace{\frac{\lambda \sqrt{G_l} e^{-i2\pi d/\lambda}}{4\pi d}}_{\text{fator complexo}} u(t) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (10)$$

na qual

- $\lambda = c/f_c$ é o comprimento de onda, sendo $c = 3 \times 10^8$ m/s a velocidade da luz;
- $\sqrt{G_l} = \sqrt{G_t G_r}$ é produto do padrão de radiação de campo das antenas de $T_x(\sqrt{G_t})$ e $R_x(\sqrt{G_r})$;
- $e^{-i2\pi d/\lambda}$ é um desvio de fase devido à distância percorrida pela onda.

⁷ LOS \triangleq visada direta, do termo em inglês *line-of-sight*.



Perda no Espaço Livre

$$P_G(\text{dB}) = 10 \log_{10}(G_l) + \underbrace{20 \log_{10}(\lambda)}_{20 \log_{10}(c) - 20 \log_{10}(f)} - 20 \log_{10}(d) - 20 \log_{10}(4\pi) \quad (11a)$$

$$= 10 \log_{10}(G_l) - 20 \log_{10}(df) + 20 \log_{10}(c/4\pi) \quad (11b)$$



Modelos de Múltiplos Raios

- Consideram o efeito de componentes em multipercurso (devido aos fenômenos de difração, reflexão e dispersão);
- Consideram um número finito de refletores em posições conhecidas e com propriedades dielétricas conhecidas;
- São uma aproximação das soluções utilizando equações de Maxwell através de equações geométricas simples, representando as frentes de onda como partículas;
- Possuem um erro de aproximação baixo quando o receptor R_x está a muitos comprimentos de onda (λ) distante do refletor mais próximo;
- Assume que todos os refletores são grandes em relação à λ e possuem superfícies relativamente lisas.



Modelos de Múltiplos Raios

Em relação à mobilidade:

1. T_x , R_x e os refletores estão fixos: os parâmetros do modelo são fixos.
2. T_x , R_x e os refletores são móveis, mas com posições conhecidas: os parâmetros do modelo são variáveis, mas determinísticos.
3. Demais casos: é necessário alguma modelagem estatística.

Mesmo para condições sem mobilidade, existem modelos bastante genéricos que incluem tantas componentes atenuadas, difratadas e/ou dispersas quantas sejam desejadas. É necessário, entretanto conhecimento das propriedades geométricas e dielétricas do ambiente para uma predição correta. Estudaremos os seguintes modelos:

1. Modelo de 2 raios;
2. Modelo de 10 raios;
3. Modelo de múltiplos raios generalizado.



Modelo de Dois Raios

Considera duas componentes de chegada:

- raio de LOS (relacionada à $u(t)$);
- raio refletido (relacionada à $u(t - \tau)$).

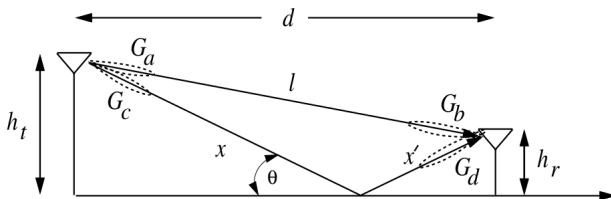


Figura 3 : Representação do modelo de 2 raios⁸.

⁸Figura retirada de [1].



Modelo de Dois Raios

Sinal recebido

$$r_{2ray}(t) = \Re \left(\frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{\sqrt{G_l} e^{-i2\pi \frac{l}{\lambda}}}{l} u(t) + \frac{R\sqrt{G_r} e^{-i2\pi \frac{(x+x')}{\lambda}}}{x+x'} u(t-\tau) \right) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (12)$$

- l é a distância percorrida pela componente LOS;
- $x + x'$ é a distância percorrida pela componente refletida;
- R é o coeficiente de reflexão do solo;
- $\tau = \frac{x + x' - l}{c}$ é o atraso temporal em relação à componente LOS;
- $G_l = G_a G_b$ e $G_r = G_c G_d$.



Modelo de Dois Raios

Aproximação de Banda Estreita

Para o caso particular em que $\tau \ll B_u^{-1}$ (i.e., o atraso do canal é muito menor que o inverso da largura de banda do sinal transmitido), pode-se assumir que $u(t) \approx u(t - \tau)$. Neste caso,

$$P_G = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{G_l}{l} + \frac{R\sqrt{G_r}}{x + x'} e^{i\Delta\phi} \right|^2 \quad (13)$$

na qual $\Delta\phi \triangleq 2\pi\tau f_c$.

- $x + x' - l = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}$;
- Se $d \gg h_t h_r$, por decomposição de Taylor $\Delta\phi \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d}$;
- o coeficiente de reflexão pode ser obtido por $R = \frac{\sin \theta - Z}{\sin \theta + Z}$;
- $Z = \begin{cases} \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta} / \epsilon_r & \text{para polarização vertical} \\ \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta} & \text{para polarização horizontal} \end{cases}$
- para terra e estradas, a permissividade relativa é $\epsilon_r \approx 15$.



Modelo de Dois Raios

Limite Assintótico do Modelo: para $x + x' \approx l \approx d$, $\theta = 0$, $G_l \approx G_r$ e $R \approx -1$,

$$P_G \approx \left(\frac{\lambda \sqrt{G_l}}{4\pi d} \right)^2 \left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \right)^2 \quad (14a)$$

$$= \left(\frac{\sqrt{G_l} h_t h_r}{d^2} \right) \quad (14b)$$

$$P_G \text{ (dB)} = 10 \log_{10} (G_l) + 20 \log_{10} (h_t h_r) - 40 \log_{10} (d) \quad (14c)$$

- $P_L \propto d^4$ (40 dB//década de d);
- a perda independe de λ ou f_c , similar ao efeito de antenas direcionais, nas quais P_L não necessariamente aumenta com a frequência.

Exercício: simular o modelo de 2 raios e reproduzir a Figura 2.5 (pp. 32) de [1].



Modelo de Dez Raios

- Modelo proposto para microcélulas urbanas;
- considera ruas retilíneas com prédios em ambos os lados da rua;
- assume h_t e h_r próximas do nível da rua;
- despreza caminhos com mais de 3 reflexões e reflexões “de fundo” (componentes que já cruzaram pelo receptor).

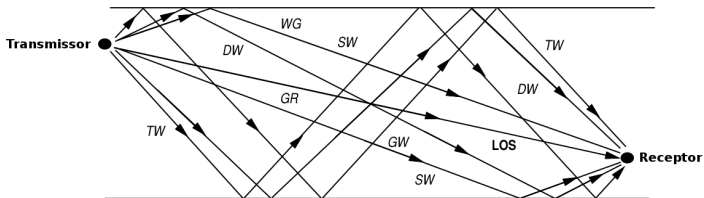


Figura 4 : Representação do modelo de 10 raios (vista superior)⁹.

⁹Figura adaptada de [1].



Modelo de Dez Raios

Caminhos de propagação considerados:

1. LOS;
2. GR (reflexão do solo);
3. SW (reflexão simples em parede) $\times 2$;
4. DW (reflexão dupla em parede) $\times 2$;
5. TW (reflexão tripla em parede) $\times 2$;
6. WG (reflexão dupla parede-solo);
7. GW (reflexão dupla solo-parede).

N_T : número total de componentes recebidas.

$$\text{LOS} + \text{GR} + 2 \times \text{SW} + 2 \times \text{DW} + 2 \times \text{TW} + \text{WG} + \text{GW} \rightarrow N_T = 10$$



Modelo de Dez Raios

Sinal Recebido:

$$r_{10ray}(t) = \Re \left(\frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{\sqrt{G_l} e^{-i2\pi \frac{l}{\lambda}}}{l} u(t) + \sum_{j=1}^9 \frac{R_j \sqrt{G_{x_j}} e^{-i2\pi \frac{x_j}{\lambda}}}{x_j} u(t - \tau_j) \right) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (15)$$

- x_j é o comprimento do caminho percorrido pela j -ésima componente;
- $\tau_j = \frac{(x_j - l)}{c}$ é o atraso da j -ésima componente em relação à componente LOS;
- R_j é um coeficiente de reflexão simples ou composto pelo produto das múltiplas reflexões;
- em geral, para ambientes urbanos, pode-se aproximar $\epsilon_r \approx 15$ em todos os casos.



Modelo de Dez Raios

Aproximação de banda estreita:

Para o caso particular em que $\tau \ll B_u^{-1}$ (i.e., o atraso do canal é muito menor que o inverso da largura de banda do sinal transmitido), pode-se assumir que $u(t) \approx u(t - \tau_j) \forall j$. Neste caso,

$$P_G = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{G_l}{l} + \sum_{j=1}^9 \frac{R_j \sqrt{G_{x_j}} e^{-i\Delta\phi_j}}{x_j} \right|^2 \quad (16)$$

na qual $\Delta\phi_j \triangleq 2\pi\tau_j f_c$.

Observações sobre o modelo de 10 raios em relação a dados empíricos obtidos em ambientes urbanos [1]:

- tipicamente, $P_L \propto d^2$ para antenas de T_x tanto acima quanto abaixo da linha do horizonte dos prédios, mesmo para distâncias relativamente grandes;
- isso ocorre devido à dominância de raios multipercurso cuja $P_L \propto d^2$ em relação à combinação LOS + GW/WG (na qual $P_L \propto d^4$).



Modelo de Múltiplos Raios Generalizado

- O GRT¹⁰ é utilizado para prever a intensidade de campo e espalhamento temporal para qualquer configuração de prédios e disposição de antenas T_x/R_x ;
- as entradas do modelo são valores “exatos” de altura, localização e propriedades dielétricas dos prédios e objetos (geralmente obtidos a partir de um banco de dados) e a localização de T_x e R_x em relação aos prédios considerados;
- realiza uma predição do sinal recebido usando a LOS + reflexões baseadas em geometria ótica + componentes por difração e espalhamento difuso.
- tipicamente, a LOS + reflexões são dominantes, pois as perdas por difração + dispersão são muito altas; entretanto, próximo aos pontos/superfícies de difração (que podem estar bloqueados da LOS), essas componentes podem ser dominantes.

¹⁰GRT - modelo de múltiplos raios generalizado, do termo em inglês *generalized ray tracing*.



Difração

- O sinal transmitido “contorna” um obstáculo no caminho para o receptor;
- Causas variadas (superfície curva da Terra, terreno irregular, arestas de prédios, outros obstáculos);
- Teoria geométrica da difração é muito complexa;
- Modelo gume-de-faca de Fresnel: **simplificação** que assume um objeto muito fino e **despreza** parâmetros do difrator tais como polarização, condutividade e rugosidade da superfície.

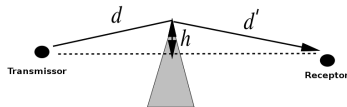


Figura 5 : Modelo de gume-de-faca de Fresnel¹¹.

- $d + d'$ é o comprimento do percurso percorrido pela componente difratada;
- $\Delta d = 0,5h^2 \times (d + d')/(dd')$ é a distância adicional em relação à LOS, para $h \ll d$ ou d' ;
- $\nu = h \sqrt{\frac{2(d + d')}{\lambda dd'}}$ é o parâmetro de difração de Fresnel-Kirchoff.

¹¹ Figura adaptada de [1].



Modelo de Difração Gume-de-Faca

Sinal Recebido:

$$r(t) = \Re \left(L(\nu) \sqrt{G_d} u(t - \tau) e^{-i2\pi(d+d')/\lambda} e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (17)$$

na qual

- $\sqrt{G_d}$ é o ganho combinado das antenas;
- $\tau = \frac{\Delta d}{c}$ é o atraso associado relativo à LOS;
- Das aproximações de Lee [1],

$$L(\nu) \text{ dB} = \begin{cases} 20 \log_{10} (0,5 - 0,62\nu) & -0,8 \leq \nu < 0 \\ 20 \log_{10} (0,5 e^{-0,95\nu}) & 0 \leq \nu < 1 \\ 20 \log_{10} \left(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1\nu^2)^2} \right) & 1 \leq \nu < 2,4 \\ 20 \log_{10} (0,225/\nu) & \nu > 2,4 \end{cases} \quad (18)$$



Dispersão (*Scattering*)

- Ao incidir sobre uma superfície irregular e rugosa, o sinal pode se dispersar difusamente, dividindo sua energia entre várias componentes;
- Há uma perda adicional de reflexão proporcional ao produto $s \times s'$, devido ao espalhamento;
- A razão entre a densidade de potência do sinal disperso na direção do receptor e a densidade de potência da onda de rádio incidente no objeto dispersor é denominada seção transversal radar (RCS), com unidade m^2 [2].

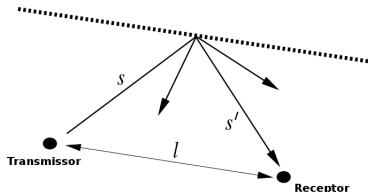


Figura 6 : Modelo de dispersão em superfície áspera¹².

¹²Figura adaptada de [1].



Dispersão (*Scattering*)

Equação Radar Biestática

$$r(t) = \Re \left(\frac{\lambda \sqrt{G_s \sigma} e^{-i2\pi(s+s')/\lambda}}{(4\pi)^{3/2} s s'} u(t - \tau) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (19)$$

na qual

- $\tau = \frac{(s + s' - l)}{c}$ é o atraso associado à componente dispersa em relação à LOS;
- σ (m^2) é a RCS do objeto dispersor, dependente da rugosidade, tamanho e formato do disperso.

Observe que, até a posição do dispersor, o modelo é baseado em espalo-livre, sendo a segunda etapa similar a uma “retransmissão” do sinal recebido com uma potência $\sigma \times$ a potência no ponto de dispersão.



Modelo de Múltiplos Raios Generalizado

O modelo GRT leva em conta a superposição de todas as componentes, sendo essas

- a LOS,
- N_r raios refletivos;
- N_d raios difratados;
- N_s raios de dispersão difusa.

Sinal recebido¹³:

$$r_{GRT}(t) = \Re \left(\frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{\sqrt{G_l} e^{-i2\pi \frac{l}{\lambda}}}{l} u(t) + \sum_{j=1}^{N_r} \frac{R_j \sqrt{G_{x_j}} e^{-i2\pi \frac{x_j}{\lambda}}}{x_j} u(t - \tau_j) + \sum_{k=1}^{N_d} L_k(v) \sqrt{G_{d_k}} e^{-i2\pi (d_k - d'_k) / \lambda} u(t - \tau_k) + \sum_{n=1}^{N_s} \frac{\sqrt{G_{s_n} \sigma_n} e^{-i2\pi (s_n + s'_n) / \lambda}}{s_n s'_n} u(t - \tau_n) \right) e^{i2\pi f_c t} \right) \quad (20)$$

¹³Pode-se considerar um fator multiplicativo adicional para qualquer objeto bloqueando algum dos raios em questão.



Modelos Empíricos



Modelos Empíricos de Perda de Percurso

- Sistemas de comunicação operam em **ambientes complexos** que não podem ser modelados apenas com os modelos de raio ou do espaço livre;
- Há portanto a necessidade de desenvolver **modelos específicos** para prever a perda de percurso em ambientes típicos (macrocélulas urbanas grandes, microcélulas urbanas, ambientes internos em prédios, etc.);
- Esses modelos são baseados em **medições empíricas** sobre certas distâncias e em faixas de frequência específicas em um determinado prédio ou área geográfica particular;



Modelos Empíricos de Perda de Percurso

- A aplicação desses modelos para ambientes mais genéricos é questionável, entretanto *servem como base para análise de desempenho*;
- Para desconsiderar variações aleatórias (efeitos de dispersão por multipercurso), é tomada uma **média das medições (LMA¹⁴)** a uma determinada distância para toda a faixa de frequência de interesse;
- É realizada também uma média sobre as LMAs em diferentes ambientes ou posições do ambiente.

¹⁴LMA - atenuação local média, do termo em inglês *local mean attenuation*.



Considerações:

- Distâncias: $d \in (1, 100)$ km.
- Frequências: $f \in (150, 1500)$ MHz.
- Alturas das BS¹⁵: $h_t \in (30, 100)$ m.
- Obtido através de medições extensivas de perda de percurso em enlaces entre uma BS e uma MS¹⁶ na cidade de Tokyo;
- Medições de atenuação média relativa à propagação do sinal em terreno irregular.

¹³ BS - estação rádiobase, do termo em inglês *base station*.

¹⁶ MS - estação móvel, do termo em inglês *mobile station*.



Perda de Percurso

$$P_L(d) \text{ dB} = L(fc, d) + A_{mu}(f_c, d) - G(h_t) - G(h_r) - G_{AREA} \quad (21)$$

na qual

- $L(fc, d)$ é a perda por percurso no espaço livre;
 - $A_{mu}(f_c, d)$ e G_{AREA} são obtidos em gráficos desenvolvidos por Okumura;
 - $G(h_t) = \begin{cases} 20 \log_{10} (h_t/200) & 30\text{m} < h_t < 1000\text{m} \end{cases}$
 - $G(h_r) = \begin{cases} 10 \log_{10} (h_r/3), & h_r \leq 3 \\ 20 \log_{10} (h_r/3), & 3\text{m} < h_r < 10\text{m} \end{cases}$
-
- fatores de correção de terreno podem ser aplicados;
 - o desvio padrão empírico entre o modelo e um conjunto de dados das medições originais varia de 10 a 14 dB.



Modelo de Hata

Considerações:

- Formulação empírica da perda de percurso gráfica de Okumura;
- Aproxima bem o modelo de Okumura para $d > 1000$ m (adequado para sistemas 1G).
- Equações diferentes para tipos de ambientes distintos.

Perda de Percurso

$$P_{L,urb}(d) \text{ dB} = 69,55 + 26,16 \log_{10}(f_c) - 13,82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) \quad (\text{urbano}) \quad (22a)$$

$$P_{L,sbrb}(d) \text{ dB} = P_{L,urb}(d) \text{ dB} - 2 (\log_{10}(f_c/28))^2 - 5,4 \quad (\text{suburbano}) \quad (22b)$$

$$P_{L,rural}(d) \text{ dB} = P_{L,urb}(d) \text{ dB} - 4,78 (\log_{10}(f_c))^2 + 18,33 \log_{10}(f_c) - K \quad (\text{rural}) \quad (22c)$$

nas quais K varia de acordo com o ambiente, na faixa de 35,94 (interior) à 40,94 (deserto).

Fator de correção $a(h_r)$ (dB)

$$a(h_r) = \begin{cases} (1.1 \log_{10}(f_c) - 0.7) h_r - (1.56 \log_{10}(f_c) - 0.8) \text{ dB}, & \text{cidades de tamanho pequeno ou médio} \\ 3.2 (\log_{10}(11.75 h_r))^2 - 4.97 \text{ dB}, & \text{cidades maiores, com } f_c > 300 \text{ MHz} \end{cases} \quad (23)$$



Modelo de Hata estendido (COST231)

Perda de Percurso

$$P_{L,urb}(d) \text{ dB} = 46,3 + 33,9 \log_{10}(f_c) - 13,82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) \\ + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) + C_M \quad (24)$$

sendo que

$$C_M = \begin{cases} 0 \text{ dB} & \text{cidades de tamanho médio e subúrbios} \\ 3 \text{ dB} & \text{áreas metropolitanas} \end{cases}$$

e possui as seguintes restrições:

$$1,5 \text{ GHz} < f_c < 2 \text{ GHz}$$

$$30 \text{ m} < h_t < 200 \text{ m}$$

$$1 \text{ m} < h_r < 10 \text{ m}$$

$$1 \text{ km} < d < 20 \text{ km}$$



Modelo de Aproximações Lineares por Intervalos (*Multi-slope*)

- Divide o conjunto de dados em múltiplos intervalos e cria aproximações lineares.
- Exemplo - *dual-slope*: fator de perda de percurso constante mais uma perda de percurso com um expoente γ_1 , característico do ambiente no intervalo acima de uma certa distância de referência d_0 , até uma distância crítica d_c , na qual o expoente de perdas muda para γ_2 .

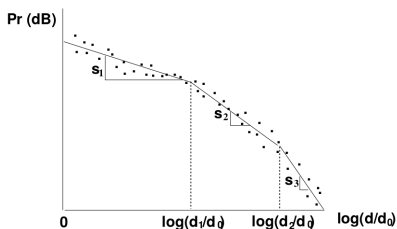


Figura 7 : Relação da potência recebida \times distância $T_x - R_x$ no modelo *multi-slope*¹⁷.

¹⁷Figura retirada de [1].



Ganho de Percurso

$$P_G(d) \text{ dB} = \begin{cases} K - 10\gamma_1 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) & d_0 \leq d \leq d_c \\ K - 10\gamma_1 \log_{10} \left(\frac{d_c}{d_0} \right) - 10\gamma_2 \log_{10} \left(\frac{d}{d_c} \right) & d > d_c \end{cases} \quad (26)$$

sendo K e d_c tipicamente obtidos via regressão linear de dados empíricos.

Para evitar o uso de múltiplas equações do modelo *dual-slope*, pode-se utilizar a aproximação baseada na seguinte equação

$$P_G = \frac{K}{L(d)} \quad (27)$$

sendo $L(d) \triangleq \left(\frac{d}{d_0} \right)^{\gamma_1} \sqrt[q]{1 + \left(\frac{d}{d_c} \right)^{(\gamma_1 - \gamma_2)q}}$ e q é um fator de suavidade da perda de percurso na região de transição do ponto crítico d_c .



Fatores de Atenuação Indoor

- Alguns fatores dificultam a especificação de um modelo genérico para ambientes *indoor*: a grande diversidade de materiais em paredes, chão, *layout* de salas, janelas, áreas abertas, localização de objetos, tamanho das salas, número de andares, etc.
- Além disso, podem haver diferenças nas atenuações entre salas do mesmo nível ou entre níveis diferentes de um prédio, por exemplo.
- De acordo com [1], estudos realizados com uma frequência de portadora de 900 MHz mostram que:
 1. a maior atenuação acontece no andar do térreo, diminuindo em andares superiores;
 2. quando a separação entre T_x e R_x é de apenas um andar, ocorrem atenuações de 10 a 20 dB;
 3. atenuações para os andares subsequentes variam de 6 – 10 dB/andar para os próximos 3 andares e alguns dBs para os próximos¹⁸;
 4. com frequências maiores, as atenuações são tipicamente maiores.

¹⁸Explicado devido ao aumento de componentes de reflexão e difração contribuindo para aumentar a intensidade do sinal recebido.



Fatores de Atenuação Indoor

Tabela 1 : Tabela de referência de atenuações para diferentes tipos de partição, válida para uma faixa de frequências de 900 a 1300 MHz²⁰.

Tipo de Partição	Atenuação (dB)
tecido têxtil	1,4
parede de gesso dupla	3,4
isolamento de metal	3,9
parede de concreto	13,0
revestimento de alumínio	20,4
toda de metal	26,0

²⁰Retirada de [1]. Valores podem variar muito entre autores e estudos.



Fatores de Atenuação Indoor

Os dados experimentais de partições de piso e parede podem ser utilizados para complementar um modelo analítico ou empírico:

$$P_G \text{ dB} = -P_L(d) - \sum_{j=1}^{N_f} \text{FAF}_j - \sum_{k=1}^{N_p} \text{PAF}_k \quad (28)$$

na qual

- $P_L(d)$ é a perda de percurso de algum modelo analítico ou empírico;
- FAF_j é o fator de atenuação do j -ésimo piso;
- PAF_k é o fator de atenuação da k -ésima partição;
- N_f e N_p são o número de pisos e o número de partições consideradas, respectivamente.

Outra questão importante a se considerar é a **perda de penetração do prédio**. Esse fator é função de f_c , da altura e dos materiais prédio, e tipicamente varia de 8 – 20 dB para f_c de 0,9 a 2 GHz. **Janelas** possuem atenuações típicas de 6 dB (plate glass - vidro comum) ou de 3 a 30 dB (*lead-lined glass*).



Modelo de Perdas Simplificado

- A caracterização da perda de percurso com precisão pode ser necessária para sistemas com especificações bem restritas ou para definir as melhores localizações de uma BS ou *access-point* (AP);
- Entretanto, a propagação de sinais é um fenômeno bastante complexo e modelos muito precisos não costumam ser genéricos;
- Para análises de *tradeoff* do desempenho de sistemas genéricos, algumas vezes é mais útil considerar um modelo simples, o qual carregue a essência da propagação de sinal sem levar em conta modelos complicados de perda de percurso.



Modelo de Perdas Simplificado Log-Distância

Um modelo comum (e que possui o mesmo formato dos modelos espaço livre, 2 raios e Hata estendido) é modelo *log-distance*:

$$P_G = K \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma \quad (29a)$$

$$P_G \text{ dB} = K \text{ dB} - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (29b)$$

nas quais

- K é uma constante adicional que depende das características da antena e da atenuação média do canal;
- d_0 é uma distância de referência para o campo distante da antena, tipicamente de 1 a 10 m para ambientes *indoor* ou 10 a 100 m para ambientes *outdoor*;
- γ é um expoente de perdas do ambiente.



Modelo de Perdas Simplificado Log-Distância

A tupla (K, d_0, γ) pode ser utilizada para aproximar um modelo analítico ou empírico. O valor de K é determinado por medições em d_0 ou otimizado para minimizar o erro quadrático médio de um modelo empírico, conjuntamente com γ . Tipicamente, $K < 1$ e $K \text{ dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)$.

Tabela 2 : Valores típicos do expoente de perdas γ para uma faixa de frequências de 900 a 1900 MHz , retirado de [1].

Ambiente	Faixa de γ
macrocélulas urbanas	3,7 – 6,5
microcélulas urbanas	2,7 – 3,5
prédios de escritórios (mesmo andar)	1,6 – 3,6
prédios de escritórios (múltiplos andares)	2 – 6
lojas	1,8 – 2,2
fábricas	1,6 – 3,3
residências	3

Experimentalmente, observa-se que para frequências mais altas, o expoente de perdas é maior. Já para alturas de antenas de T_x mais altas, o expoente costuma apresentar valores menores [1].



Referências



- [1] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. ISBN: 978-0521837163.
- [2] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2^a ed. Prentice Hall, 2002. ISBN: 0076092011736.

