

Propagação

Marcelo Perotoni

2018.1

Contents

| | | |
|----|---|----|
| 1 | Evolução dos Sistemas de Comunicação | 3 |
| 2 | Arquitetura de um rádio digital | 4 |
| 3 | Propagação de acordo com o comprimento de onda | 5 |
| 4 | Primeira aproximação para um canal - Fórmula de Friis | 8 |
| 5 | Campo Elétrico | 9 |
| 6 | Características do meio | 10 |
| 7 | Reflexão no solo | 11 |
| 8 | Efeitos de obstáculos - difração - Modelo <i>Knife-Edge</i> | 16 |
| 9 | Zonas de Fresnel | 20 |
| 10 | Multipercurso | 23 |
| 11 | Modelos de Fading | 24 |
| 12 | Propagação em ambiente urbano | 24 |
| 13 | Diversidade | 27 |

1 Evolução dos Sistemas de Comunicação

Usualmente, propagação até o advento das comunicações celulares móveis era relacionada com algo chamada **Point to Point Communication** - denominado atualmente rádio digital, ou links. Tratam-se de, como o nome diz, *duas* pontas *fixas* conectadas por meio de um link baseado em ondas eletromagnéticas. Qual a finalidade? Passar dados entre uma matriz e uma filial, comunicação entre uma ERB e o Centro de Comunicação e controle, etc. Esse tipo de link é o típico caso de aplicação de antenas - estao estáticas, usualmente com linha de visada (uma "vendo" a outra), livre de obstáculos. A frequência usada nesses links em geral está na faixa de micro-ondas, para se beneficiar de (a) altas taxas de dados e (b) antenas de pequenas dimensões - usualmente refletores, com altos ganhos (fig. 1). Os rádios em geral possuem entradas de dados (ex. E1 ou mesmo via cabos de Rede Ethernet), um processo de gerar a FI (Frequência Intermediária) e a chamada "cabeça de RF", que executa a modulação e amplificação final para jogar o sinal no guia de onda alimentador.

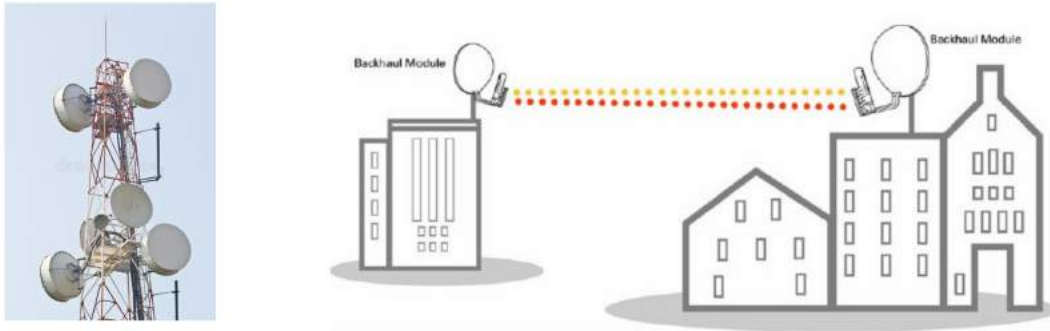


Figure 1: Esquerda, antenas em torre destinadas a links de rádios digitais; direita, exemplo de enlace. Fonte: www.telegroup.me

Com o advento das comunicações digitais móveis o panorama mudou completamente. Não há mais antenas fixas, apontando para um ponto fixo. Temos agora um ambiente caótico, estocástico, onde uma antena se comunica com várias outras móveis, em condições adversas de reflexões, difração, descasamento devido a proximidade com estruturas metálicas, etc. Naturalmente, nesse contexto, a teoria eletromagnética fica em segundo plano e entra a **estatística** para a análise da propagação. Pense na antena de celular - ela está hora no bolso, ora sobre uma mesa de tampo metálico, ora sendo carregado no canto da parede. Os cenários possíveis são diversos e não faz mais sentido a preocupação com polarização da onda, casamento perfeito da antena em -40 dB etc. Imagine os dispositivos preparados para atuar em IoT (*Internet of Things*), em ambiente residencial altamente variável, dentro de uma coexistência com N outros dispositivos operando próximo não apenas em frequência quanto espacialmente, com alto grau de acoplamento.

Uma terceira fase na evolução da propagação consiste em sistemas que sequer operam em condições de *Far Field* - são os dispositivos **NFC- Near Field Communication**, desenvolvido para competir com o Bluetooth. Tecnicamente, é um sistema para comunicar-se com um smartphone a uma distância até aproximadamente 5 cm (fig. 2). A idéia consiste em prover serviços com o smartphone com baixa taxa de transferência de dados (aproximadamente 400 kbits/s), com baixo custo, na frequência de 13.56 MHz. Entre as aplicações podemos citar:

- Pagamento via cartão de crédito de maneira segura.
- Pagamento de pedágio (*toll booth*).
- Compatível com sistemas RFID existentes.
- Peer to Peer communication.

Como o NFC opera em campo próximo não existe a preocupação com interferências. A grande amplitude do campo, por ser próximo, também permite que a alimentação DC seja extraída do próprio campo de RF, sem necessidade de usar baterias, assim barateando o sistema.

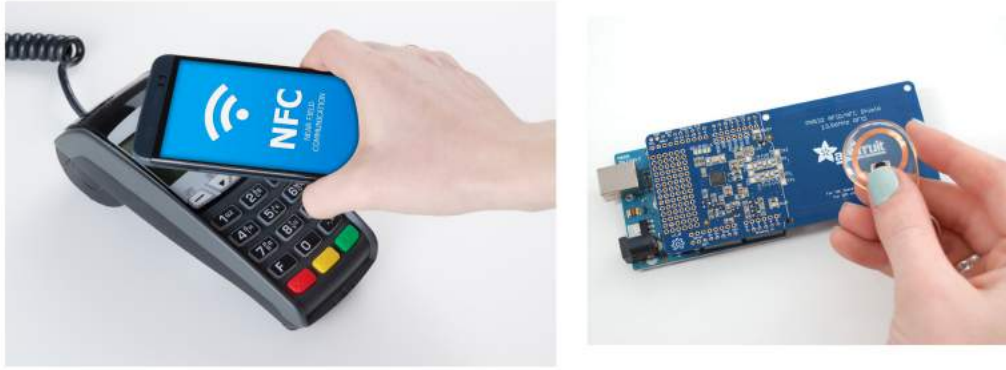


Figure 2: Esquerda, uso de NFC no celular para pagamento (fonte: bankcardbrokers); direita, Shield Adafruit para o Arduino com NFC, repare a "antena" sendo uma bobina (fonte: www.learn.adafruit.com)

Cabe ao engenheiro saber usar as ferramentas disponibilizadas para adequadamente prever as características da propagação, seja um link tradicional de micro-onas seja um NFC. Lamentavelmente cursos de engenharia (e livros texto) muitas vezes não seguem muitas vezes a velocidade dos serviços oferecidos pelo mercado. Partindo sempre de uma análise simples, vamos sofisticando o modelamento até obtermos resultados razoáveis. Naturalmente, o uso de softwares de simulação auxilia sobremaneira essa predição, é altamente recomendável ao engenheiro se familiarizar ao menos no nível básico com algum deles.

2 Arquitetura de um rádio digital

Um sistema de comunicação necessita de uma modulação para que sinais que estejam embaralhados no domínio tempo (i.e. simultâneos) ocupem posições diferentes no domínio frequência, processo denominado *Multiplexação*. De maneira geral, a arquitetura em diagrama de blocos de um rádio pode ser definida de acordo com a fig. 3.

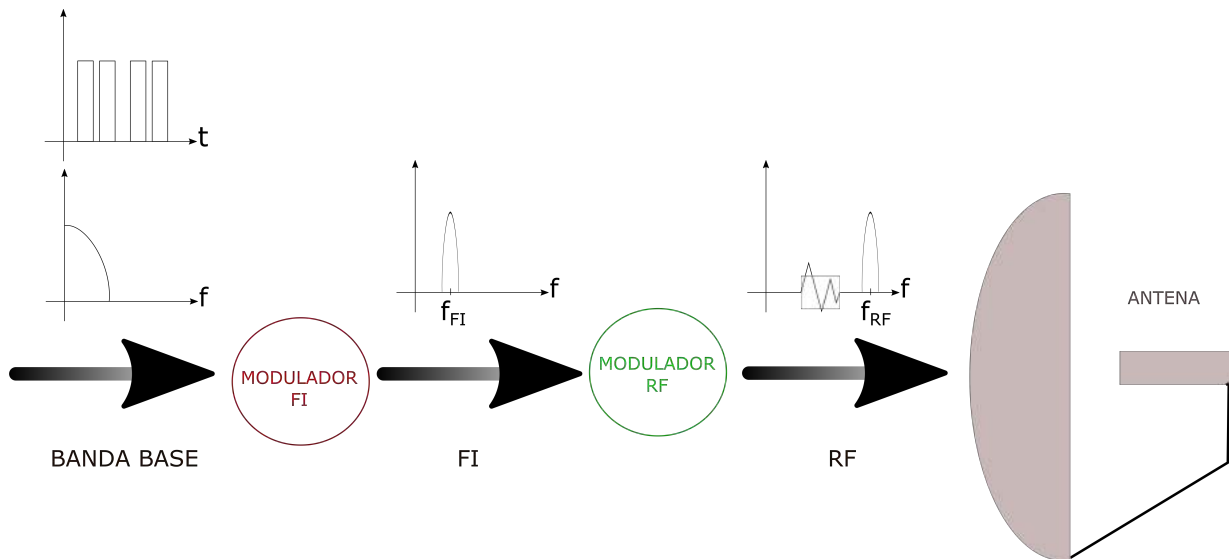


Figure 3: Diagrama em blocos simplificado de um sistema de comunicação. Por comodidade, apenas moduladores foram apresentados

Na figura percebemos que o sinal em *Banda Base*, seja analógico ou digital, precisa ser transladado em frequência, o que é realizado por um circuito modulador ou também denominado mixer, no jargão de micro-ondas. Se quisermos jogar o sinal banda base diretamente para a faixa de transmissão final isso trará inconvenientes. O que se faz na prática é usar uma FI (ou textitFrequência Intermediária), na faixa de MHz, preliminarmente. Em FI são executados processos de condicionamento espectral - filtros, amplificação etc. FI's são razoavelmente padronizadas, a saber:

- Rádio AM - 535 kHz
- Rádio FM - 10.7 MHz

- Rádios digitais (links) - 70 MHz
- Sistemas de satélite 70 MHz ou 950-1450 MHz
- Radares 30 MHz

Sendo as FI's padronizadas, fica muito mais simples aos fabricantes de IC's e demais elementos (tais como cristais) fornecerem produtos que atendam exatamente essa faixa. Até mesmo o processamento digital de sinais usando DSPs pode ser executado em FI. Outra razão comercial para o uso de FIs padronizadas consiste na facilidade de trocar a frequência final do rádio digital, mantendo todo o restante, a parte de FI e banda base, inalterada.

O processo de modulação, baseado em circuitos não lineares, naturalmente é apenas um dentre os tantos dentro de um rádio. Amplificadores, filtros, laços de feedback para manter níveis adequados de potência e intermodulação são também necessários, bem como um sistema robusto para o gerenciamento do sistema, que idealmente deve ser simples para ser executado em campo pelo pessoal técnico.

Um rádio digital comercial é apresentado na fig 4. Perceba a "caixinha" onde entram os sinais digitais (E1, Ethernet, etc). A parte próxima à antena é a "cabeça de RF", onde existe o processo de modulação final de RF e a amplificação de potência. A parte de RF fica o mais próximo possível da antena final para minimizar perdas em linhas de transmissão - que são maiores para a faixa de micro-ondas que para a FI. Perceba também que as antenas em geral são refletores, que proporcionam altos ganhos, habilitando assim o link a ser estabelecido em distâncias maiores.



Figure 4: Exemplo de rádio digital comercial. Fonte: Huawei

Comercialmente, links baseados em rádios digitais se contrapõem aos links de fibra óptica, que demandam um custo inicial de instalação bem mais alto mas depois possuem uma capacidade de transporte de dados bem mais barato.

3 Propagação de acordo com o comprimento de onda

A propagação de ondas eletromagnéticas depende de vários fatores, dentre os quais a faixa de frequência é uma das mais importantes. Divide-se o espectro eletromagnético nas seguintes faixas, com as respectivas características de propagação.

- ELF (Extremely Low Frequency, 30 a 300 Hz) Em função da baixa atenuação e das reflexões o canal comporta comunicações intercontinentais, contudo se usada para tráfego de dados o *throughput* é baixo devido às baixas frequências envolvidas. A atenuação, contudo, é extremamente baixa - entre 0.003 a 0.03 dB/m sobre o solo e 0.3 dB/km sobre a água do mar. Nessa faixa temos as denominadas frequências de Schumann - onde o planeta ressoa como uma cavidade, tendo a ionosfera e a terra condutores quase perfeitos. Em termos de aplicações práticas, temos comunicações intercontinentais com submarinos e sensoriamento do solo.

- VLF (Very Low Frequency, 3 a 30 kHz) A propagação nessa faixa de frequência se presta para longas distâncias, tais como submarinos com as bases terrestres. Se tratam de antenas muito grandes, devido ao fato do comprimento de onda λ ser da ordem de $1E5$ m. A propagação se dá por múltiplas reflexões na camada ionosférica, que é uma camada que se estende desde aproximadamente 50 km a 1000km da superfície terrestre. Como a ionosfera é formada por partículas carregadas (íons) a sua condutividade varia ao longo do dia, devido aos efeitos da luz solar. Em geral à noite existe um alcance maior nessas frequências mais baixas, pela camada ionosférica apresentar características diferentes pela não presença da luz solar. Esse fenômeno de reflexões sucessivas faz com que a Terra assemelhe-se a uma linha transmissãde de placas paralelas - o solo é considerado condutor devido ao enorme comprimento de onda e a ionosfera comporta-se também como condutora, devido aos íons.
- LF/MF(Low Frequency/Medium Frequency, 30kHz a 3 MHz) A propagação nessa faixa de frequência se dá ao longo da terra, via as chamadas ondas de superfície. Atinge distâncias da ordem de 300 km durante o dia, aumentando durante a noite, devido a efeitos de propagação ionosférica. Essa é a faixa de rádios AM (Amplitude Modulada, de 540 KHz a 1 MHz). É exigido que rádios AM troquem de transmissor e/ou antenas no período noturno, exatamente para que devido às melhores características de propagação no período existe interferência com emissoras distantes. Tipicamente, uma rádio AM atinge em torno de 300 km no período noturno, devido ao sinal bater na ionosfera e ser refletido de volta à superfície terrestre.
- VHF/UHF(Very High Frequency/Ultra High Frequency, 30MHz a 3 GHz) A propagação ocorre via visada direta **LOS** (*Line Of Sight*) ou/e reflexão na terra. Nessa faixa temos a maioria dos serviços mais conhecidos, tais como Celular (em torno de 840 MHz); WiFi e Bluetooth (2.4 GHz), GPS (1.5 GHz) e Televisão (TV Digital no Brasil está em torno de 700 MHz).
- SHF(Super High Frequency, 3 GHz a 30 GHz) O canal se comporta quase que exclusivamente como LOS, em visada direta. Taxas de atenuação aumentam devido às perdas por *Free Space Propagation*, descritas pela equação de Friis. Assim eventuais sinais que batem no solo e refletem possuem grande parte da energia perdida.
- EHF(Extremely High Frequency, 30 GHz a 300 GHz) Nessas faixas há uma disponibilidade de canais ainda inexplorada. O comprimento de onda se torna menor, exigindo antenas pequenas mas circuitos caros devidos aos dispositivos semicondutores que necessitam de pequenas dimensões para amplificarem os sinais, sendo assim caros. Devido às altas frequências há um potencial enorme para taxas de dados altíssimas. Operam, contudo, quase que exclusivamente em visada direta. Surge o problema da atenuação devido à presença de água, que absorve grande parte da energia, sendo possível o uso em algumas janelas bem específicas, onde a atenuação não é tão alta.

A fig. 5 apresenta a variação da atenuação versus frequência, perceba que em torno de 40 GHz, por exemplo, existe um pico que tornaria inviável o uso do canal.

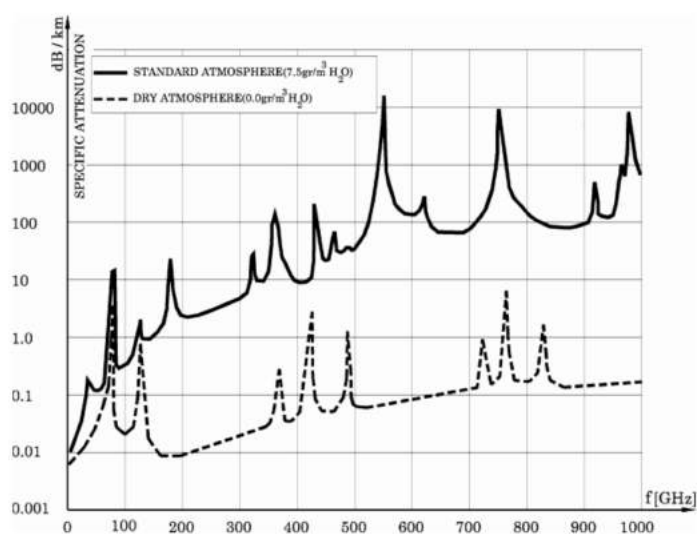


Figure 5: Atenuação devidos a gases atmosféricos e vapor de água, fonte Ghasemi et al, *Propagation Engineering in Wireless Communications*

De maneira geral podemos associar intuitivamente a propagação da seguinte forma:

- Baixas frequências associar com **Som** - ele se propaga contornando obstáculos, atravessando barreiras (ex. montanhas, paredes, etc).
- Altas frequências associar com **Luz**- tende a se propagar apenas em visada direta, tal como um raio Laser.

É importante enfatizar que todas as frequências do espectro eletromagnético, desde 10 Hz até a Luz, obedecem às mesmas equações de Maxwell, variando apenas o comprimento elétrico da onda em relação ao meio. Em outras palavras, a luz possui comprimento de onda muito pequeno em constraste com obstáculos, ao passo que ondas de rádio AM (em torno de centenas de kHz) são possuem comprimentos da ordem de morros e prédios.

A fig. 6 apresenta de maneira pictórica os diferentes mecanismos pelos quais as ondas eletromagnéticas atingem o receptor, de acordo com o comprimento de onda.

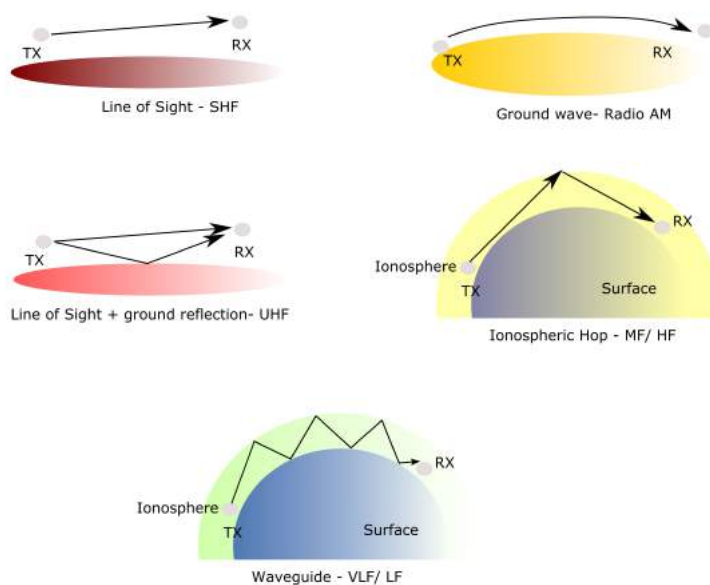


Figure 6: Diferentes métodos de propagação, Adaptado de Prof. David Jenn, *EC3630 Overview of Electromagnetic Wave Propagation*, Naval Postgraduate School, Monterey/US.

O uso de uma determinada faixa de frequência é regulado por agências oficiais, no caso do Brasil a ANATEL (Agência Nacional das Telecomunicações) e nos Estados Unidos pelo FCC (*Federal Communications Commission*). Cada faixa é alocada a determinado serviço (por exemplo Serviço Móvel Ceular, Rádio, TV Digital etc). Algumas faixas, denominadas ISM (/textitIndustrial, Scientific and Medical Radio Bands) são de uso livre, dentro de determinadas condições, tais como potência máxima de 100 mW. Algumas faixas interessantes são:

- 13.56 MHz, RFID faixa HF. (*Radio Frequency Identification*), tags usadas no gerenciamento de inventário, frotas, varejo, etc.
- 915 a 928 MHz, usadas para RFID's UHF.
- 2400 MHz Faixa usada por Bluetooth, WiFi, etc.

A fig. 7 apresenta dois RFID's, para faixas de frequência distintas. Perceba que um deles (na faixa de HF) assemelha-se a um indutor, enquanto que o segundo (faixa UHF, frequência maior) é uma antena com indutores, que servem para casar a impedância com o chip que vai no meio, que possui caráter capacitivo devido aos diodos na entrada que retificam o sinal de RF para alimentar os circuitos internos - em geral as tags não possuem baterias, para serem muito baratos - são alimentados diretamente pelo sinal da onda incidente.

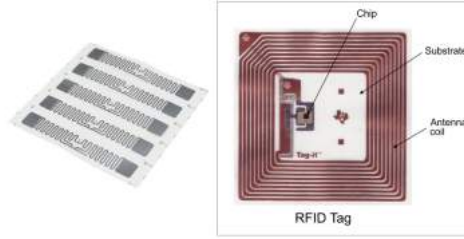


Figure 7: Exemplo de um RFID UHF(esquerda) e HF (direita), fonte: Sparkfun e Texas Instruments

Finalmente, em relação às antenas, comprimentos de onda enormes (VLF, MF) geram naturalmente antenas também muito grandes. Não é possível gerar antenas com ganhos elevados, assim são radiadores bastante ineficientes. Apenas quando chegamos na faixa de rádios AM (em torno de MHz) começa a existir a possibilidade de gerar perfis de radiação razoavelmente diretos.

4 Primeira aproximação para um canal - Fórmula de Friis

A fórmula de Friis, para a propagação no espaço livre, descreve o primeiro modelo matemático de um canal o mais ideal possível, com as seguintes restrições:

- Comunicação em visada direta LOS, sem obstáculos, i.e. ambiente sem reflexões perfeito, tal como uma antena no espaço ou uma câmara anecóica perfeita.
- Válida para sinais banda estreita, i.e. sinais do tipo UWB, com faixas extremamente largas (*Ultra Wide Band*) não podem em tese, ser modelados por Friis.

Ainda que as restrições pareçam fortes Friis em geral é utilizada sempre para se ter uma ideia da potência do sinal recebido em um link

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX}}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2} \quad (1)$$

Onde d = distância entre duas antenas TX e RX, com respectivos ganhos e potências G_{TX} , G_{RX} e P_{TX} , P_{RX} .

Usualmente em propagação se usa o termo *Link Budget* para aplicar Friis (também denominada de *Free Space Loss Formula* para se avaliar o desempenho do canal, quanto deve ser o ganho da antena para termos uma potência mínima em um receptor). Também se costuma usar a fórmula em dB, devido à enorme amplitude da atenuação (unidades dB) obtida em casos reais:

$$L_f = -10 \log 10 \left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}} \right) = -10 \log 10 G_{TX} - 10 \log 10 G_{RX} + 20 \log 10 f + 20 \log 10 d - 147.56 \quad (2)$$

Onde f é a frequência. Perceba que a atenuação aumenta com a frequência, logo ondas milimétricas apresentam altíssimas atenuações, em contraste com HF. Além disso, o termo numérico vem de:

$$-147.56 = -20 \log 10 \left(\frac{4\pi}{c} \right) \quad (3)$$

Onde c é a velocidade da luz, 3E8 m/s. A potência recebida por um receptor, sozinha, não significa muito para quantificar a operação correta do equipamento. Por exemplo, se desejarmos definir quantos bits por segundo um equipamento garante é necessária a informação adicional da **sensibilidade** *Sensitivity* do receptor. Alguns exemplos de sensibilidade para telefones móveis, em GSM900, apresentados na tabela 1.

Table 1: Sensibilidade telefones móveis antigos

| Telefone | Sensibilidade [dBm] |
|--------------|---------------------|
| IPhone 4 | -95.8 |
| IPhone 4S | -93.3 |
| IPhone 5 | -88.88 |
| Samsung SIII | -89.9 |

A relação sinal ruído SNR_i em um receptor casado pode ser escrita como :

$$SNR_i = \frac{P_r}{kTB} \quad (4)$$

Onde T expressa a temperatura em Kelvin, B a banda do sinal em Hz e k a constante de Boltzmann $1.38064852 \text{ E-}^{23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$

Todo receptor insere um ruído extra no sinal, sendo que a SNR se degrada cada vez mais ao longo da cadeia do receptor (embora a amplitude do sinal aumente). Devido ao fato que o ruído seja proporcional à banda do sinal o uso de um receptor com banda larga não apenas é desnecessário - é ruim pois deixa passar uma quantidade maior de ruído no receptor. O SNR na saída do receptor pode ser escrito como:

$$SNR_o = \frac{SNR_i}{F} \quad (5)$$

Onde F representa a figura de ruído do receptor *Noise Figure*. De onde vem o ruído no receptor? Os dispositivos ativos (transistores, FETs, etc) possuem ruído intrínseco devido a colisões entre portadores e outros fenômenos físicos. O ruído também está diretamente relacionado com a temperatura - ao aumentarmos a temperatura a agitação dos portadores aumenta, aumentando também a probabilidade de colisões. Para obtermos um amplificador de baixo ruído, denominado LNA *Low Noise Amplifier*, uma solução usual envolve resfriar todo o receptor em Hélio ou Nitrogênio líquidos, o primeiro atingindo -269° C e o segundo -196° C . Tente imaginar o ruído associado à temperatura como tentando escrever com uma caneta dentro de uma aeronave com turbulência - quanto mais intensa for a turbulência mais "ruído" haverá na caligrafia.

Na prática usam-se expoentes diferentes para a perda L (linear, não dB) - ,no formato:

$$L \propto d^\gamma \quad (6)$$

onde o parâmetro γ depende da condição [fonte: *Erik Östlin, On Radio Wave Propagation Measurements and Modeling for Cellular Mobile Radio Networks, tese PhD Blekinge University Suécia, 2009*]:

Table 2: Diferentes expoentes para *Free Space Loss*

| Ambiente | Expoente |
|-----------------------------------|--------------------|
| Free Space | 2 |
| Áreas Urbanas, celular | 2.7 \implies 3.5 |
| Áreas Urbanas com sombra, celular | 3 \implies 5 |
| Linha de visada em prédios | 1.6 \implies 1.8 |
| Obstrução em prédios | 4 \implies 6 |
| Obstrução em empresas | 2 \implies 3 |

5 Campo Elétrico

Em frequências mais altas, acima de UHF, costuma-se falar em unidades de dBm (i.e. potência). Mas para comprimentos de onda maiores é usual empregarmos medidas de campo elétrico [V/m]. Sabemos que numa onda plana, modo TEM, ambos vetores \vec{E} e \vec{H} são ortogonais, logo podemos escrever a densidade de potência W (unidade W/m^2) como:

$$W = \frac{E^2}{\eta_0} \quad (7)$$

Onde η_0 representa a impedância do espaço livre, 120π , ou 477Ω . Igualando a expressão acima com a densidade de energia a uma distância d, obtida por uma antena de ganho G_{TX} transmitindo uma potência P_{TX} temos:

$$\frac{E^2}{\eta_0} = \frac{P_{TX}G_{TX}}{4\pi d^2} \quad (8)$$

ou seja

$$E = \frac{\sqrt{30P_{TX}G_{TX}}}{d} \quad (9)$$

No lado do receptor, para computarmos a potência efetivamente recebida pela antena basta fazer o produto da densidade da onda (unidades W/m^2) com a área A da mesma.

$$P = \frac{E^2 A}{\eta_0} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi} \right)^2 \left(\frac{G_{RX}}{120} \right) \quad (10)$$

Onde percebe-se que quanto maior for a antena maior é a capacidade da mesma de absorver energia da onda incidente. Há uma relação direta entre ambas grandezas - antenas usadas em radioastronomia (capazes de absorver sinais com amplitudes extremamente baixas) e em links usados para comunicação com satélite são de grandes dimensões.

É importante lembrar que antenas conectadas em analisadores de espectro medem potência, unidades usuais dBm. Para obtermos o campo elétrico [V/m] a partir da potência absorvida na carga da antena precisamos do chamado Antenna Factor (AF), característica da antena, que relaciona as duas grandezas - E o campo elétrico nos terminais da antena e V a diferença de potencial desenvolvida nos seus terminais.

$$AF = \frac{E}{V} \quad (11)$$

Existe uma relação entre o AF e o Ganho G de uma antena. Partindo da densidade de potência W, a potência recebida P_r será igual ao produto da densidade com a área efetiva da antena.

$$P_r = W A = \frac{E^2 \lambda^2 G}{\eta_0 4\pi} = \frac{E^2 c^2 G}{4\pi \eta_0 f^2} \quad (12)$$

Uma vez computada a potência, para chegarmos na tensão, chegamos na tensão via:

$$P_r = \frac{V^2}{Z_{load}} \quad (13)$$

Agrupando as duas expressões obtemos:

$$AF = \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{\lambda^2 G Z_{load}}} \quad (14)$$

Exemplo 1: Calcule o AF de uma antena monopolo, frequência de 10 MHz. Qual seria a tensão obtida recebida para um campo elétrico de 1 mV/m?

Solução: Uma antena monopolo tem idealmente um comprimento de $\lambda/4$, com $Z_{in} = 36.5 + j21.25\Omega$, e ganho 5.16 dB, que resulta em um ganho linear de 3.28. Assim:

$$AF = \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{\lambda^2 G Z_{load}}} = \sqrt{\frac{4\pi 377}{(30)^2 3.28 (36.5)}} = 0.2m^{-1}$$

Para obtermos a diferença de potencial nos terminais da antena devido ao campo incidente:

$$V = E/AF = \frac{1E - 3V/m}{0.2m^{-1}} = 5mV$$

Percebe-se que a amplitude é bem pequena, em geral esse tipo de sensor de campo usa antenas loops amplificadas, para aumento da sensibilidade.

6 Características do meio

Fonte: Kraus, Electromagnetics

Na equação de Maxwell temos:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (15)$$

Perceba que \vec{J} tem significado físico de corrente elétrica, logo os outros termos, o rotacional e a derivada também possuem o mesmo significado de corrente. Sabe-se que:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (16)$$

Logo temos:

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (17)$$

Para o caso de uma onda propagando na direção x (vetor de Poynting), com campo elétrico na direção y , com excitação harmônica $e^{j\omega t}$:

$$\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} = \sigma \vec{E} + j\omega E_y \quad (18)$$

Há duas correntes na expressão:

- σE é a **corrente de condução**, i.e. a corrente usualmente composta por elétrons deslocando-se ao longo de um condutor.
- $j\omega E_y$ é a **corrente de deriva** ou (*displacement current*), corrente proposta por Maxwell para explicar o processo de condução entre as placas de um capacitor, onde em tese não existem condutores (elétrons). Ela não existe em DC (devido à derivada temporal), e prescinde portadores (*carriers*) para existir, sendo possível de ocorrer no vácuo.

Para a propagação é importante a característica do solo, e para isso existem três condições:

- $\omega\varepsilon \gg \sigma$ O meio nesse caso se comporta como um dielétrico. Naturalmente se a condutividade σ for nula, teremos um dielétrico sem perdas
- $\omega\varepsilon \approx \sigma$ Essa condicç ao pode ser caracterizada como quasi-condutora - meio termo entre isolante e condutora.
- $\omega\varepsilon \ll \sigma$ Nesse caso o meio pode ser caracterizado como condutor.

Em termos práticos, podemos usar o seguinte critério:

- **Dielétricos** : $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} < \frac{1}{100}$
- **Quasicondutores** : $\frac{1}{100} < \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} < 100$
- **Condutores** : $100 < \frac{\sigma}{\omega\varepsilon}$

Exemplo 2: A água do mar possui permissividade relativa $\epsilon_r = 80$, e condutividade $4 \text{ } \Omega\text{-m}^{-1}$. Qual seria a característica do meio para um sinal de celular (900 MHz)?

Solução:

Temos que $\omega = 2\pi f = 2\pi(900E6) = 5.652E9 \text{ rad/s}$. Assim a relação fica:

$$\frac{\sigma}{\varepsilon\omega} = \frac{4E - 3}{(5.652E9)(80)(8.85E - 12)} = 1E - 3$$

Percebe-se pelo valor que a água do mar comporta-se com um dielétrico (isolante), para a faixa de celular. O sinal ao incidir no meio será absorvido e parcialmente refletido - em termos de impedância o meio salino apresentará uma impedância característica de aproximadamente $\eta_{mar} \simeq \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \simeq \frac{377}{\sqrt{80}} = 42\Omega$. Percebe-se então que do ponto de vista de linha de transmissão há um grande descasamento entre ambos meios - de 377Ω para 42Ω , equivalente a um coeficiente de reflexão $\Gamma = \frac{42-377}{42+377} = -0.8$, ou seja 80 por cento da amplitude da onda é refletida de volta.

7 Reflexão no solo

Uma segunda sofisticação na análise de um canal de propagação consiste em levar em consideração o efeito da reflexão da onda no solo. Em outras palavras, no receptor aparecerão **dois sinais**: um direto (LOS) e outro refletido, esse último chegando no receptor com um atraso. A fig. 8 apresenta os dois raios, em um exemplo simples de comunicação por telefonia móvel, onde um raio refletido (em verde) chega na antena após o raio LOS. Perceba que a análise do problema modela a propagação como sendo um **raio**, o que assemelha-se ao usual em óptica.

A fig. 9 apresenta as variáveis para descrever matematicamente o problema. O raio vermelho representa o raio incidente, o verde o que é efetivamente refletido para o observador e o azul o que é transmitido, sendo sua energia associada perdida. Naturalmente, em caso de considerarmos o solo como sendo metálico (refletor perfeito), o que pode ser usado para baixas frequências, não haverá onda transmitida, sendo toda energia refletida (com fase invertida, como exige a condição de fronteira correspondente).

Na fig. 10 vemos que o meio 1 e 2, ar e solo respectivamente, possuem parâmetros ϵ, μ e σ . A permeabilidade magnética é, em geral, unitária, visto que os solos podem ser considerados como não magnéticos em quase

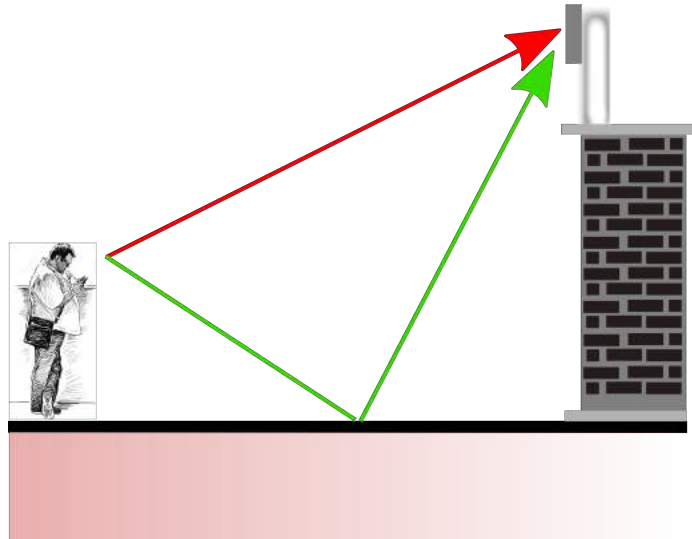


Figure 8: Efeito dos dois raios, direto em vermelho e refletido em verde

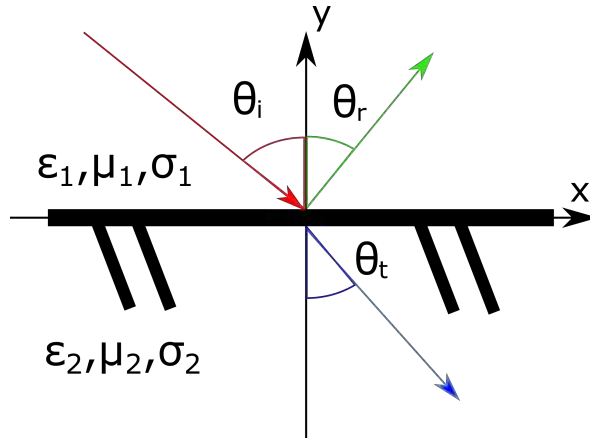


Figure 9: Efeito dos dois raios, direto em vermelho e refletido em verde

a totalidade dos casos. As perdas condutivas σ dependem da frequência da onda e do tipo de solo - mesma observação válida para a permissividade elétrica (que deve ser dispersiva, variando em frequência, para satisfazer a condição de Kramers-Kronig, entre variáveis complexas).

Para a análise do caso temos duas condições de ondas a considerar, o caso com polarização perpendicular (ou TEM) e paralela (ou TM). Contudo, a forma mais simples de enxergar cada caso consiste em imaginar as polarizações verticais e horizontais, mais usualmente empregadas em antenas.

conferir Esses vetores

Podem ser definidos os coeficientes de reflexão e transmissão para cada caso:

$$\Gamma_{perp} = \frac{E_{r,perp}}{E_{i,perp}} \quad (19)$$

$$T_{perp} = \frac{E_{t,perp}}{E_{i,perp}} \quad (20)$$

$$\Gamma_{paral} = \frac{E_{r,paral}}{E_{i,paral}} \quad (21)$$

$$T_{paral} = \frac{E_{t,paral}}{E_{i,paral}} \quad (22)$$

As condições de contorno exigem que os campos sejam contínuos na interface e que haja conservação de energia, i.e.:

$$1 + T = \Gamma \quad (23)$$

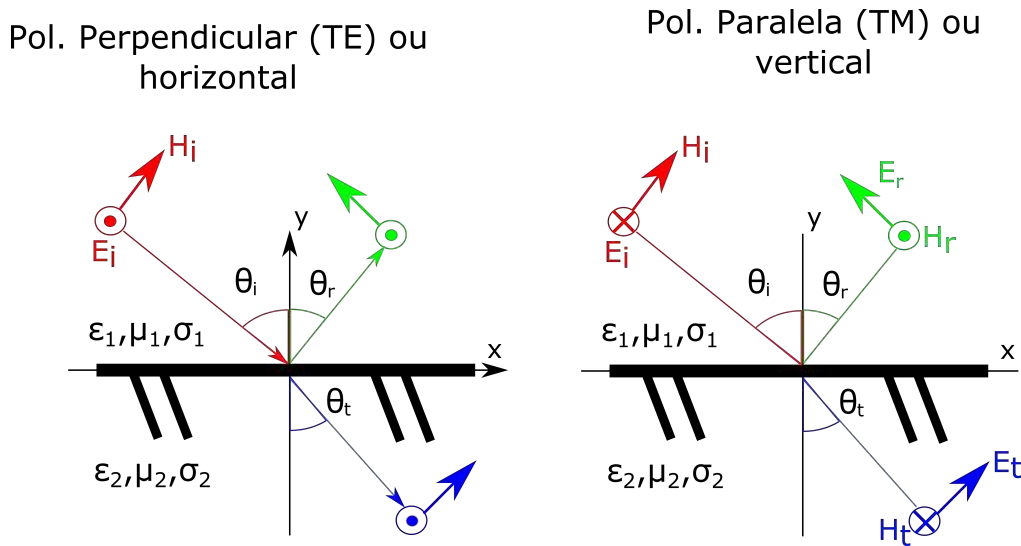


Figure 10: Definição dos raios para as duas Polarizações

Adicionalmente, devido aos raios incidente e refletido estarem no mesmo meio, vale:

$$\theta_i = \theta_r \quad (24)$$

Podemos escrever:

$$\sin(\theta_t) = \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \sin(\theta_i) \quad (25)$$

Lembrando a Lei de Snell:

$$\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} = \frac{n_1}{n_2} \quad (26)$$

Onde n é o índice de refração:

$$n = \sqrt{\epsilon_r} \quad (27)$$

As impedâncias de cada meio são:

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_1}} \quad (28)$$

$$\eta_2 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_2}} \quad (29)$$

Escrevemos então os termos que resultarão nas amplitudes refletidas e transmitidas:

$$\Gamma_{perp} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (30)$$

$$T_{perp} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (31)$$

$$\Gamma_{paral} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (32)$$

$$T_{paral} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (33)$$

O sinal recebido tem, assim, a contribuição de ambos sinais, incidente (LOS) e refletido. A fig. 11 ilustra o problema e seus respectivos parâmetros.

Perceba que *há apenas um* ângulo que satisfaz a condição de fronteira do problema - ou sejam são apenas dois raios que atingem o receptor nesse caso. Naturalmente, na presença de outros obstáculos haverá uma quantidade maior de raios refletidos e difratados no ambiente, configurando um canal bem mais complexo.

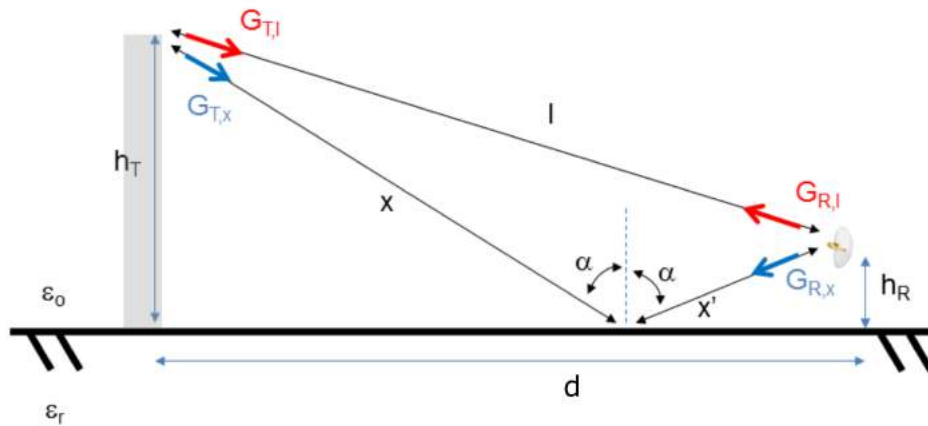


Figure 11: Geometria do modelo de propagação de dois raios

$$P_{RX} = P_{TX} \left[\frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \frac{R\sqrt{G_r}e^{-j\Delta\phi}}{x+x'} \right|^2 \quad (34)$$

Onde R representa o fator de reflexão no solo e ϕ a diferença de fase associada à onda refletida. Por exemplo, considerando o solo como refletor perfeito (i.e. metálico), $R=-1$. Na equação, temos que os ganhos G_l e G_r são definidos como os ganhos direto e refletido, de acordo com:

$$G_l = G_{T,l}G_{R,l} \quad (35)$$

$$G_r = G_{T,x}G_{R,x} \quad (36)$$

Exemplo 3: Uma ERB está transmitindo com potência de 46 dBm, na frequência de 900 MHz. A ERB opera um dipolo de meio comprimento de onda, orientado na direção de máximo ganho, polarizado horizontalmente. A antena no dispositivo móvel possui ganho de 0 dB. Calcule:

[a] Potência recebida direta (LOS); [b] Considere a onda direta e refletida no solo, sendo o mesmo tratado como PEC (Perfect Electric Conductor)

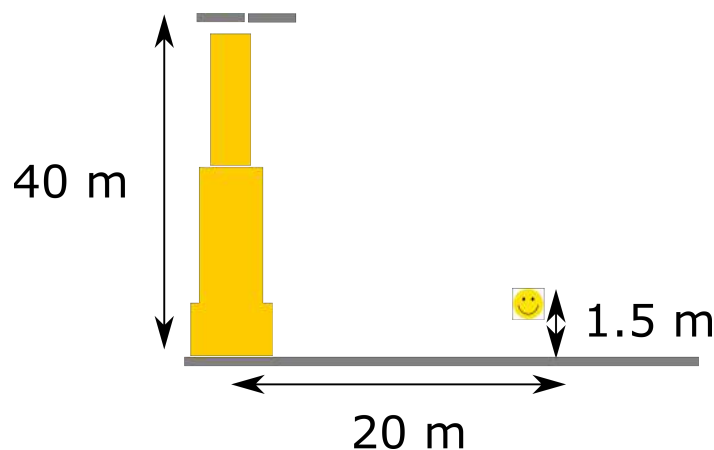


Figure 12: Geometria do problema

Solução:

[a] Para calcularmos a potência direta, usamos a fórmula de Friis:

$$P_{RX} = \frac{P_{TX}G_{TX}G_{RX}}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2}$$

Temos que uma antena $\lambda/2$ apresenta $G=1.64$ (linear, não em dB)

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3E8}{9E8} = \frac{1}{3} = 0.33m$$

A potência em Watts (linear):

$$46dBm = 10 \log 10P_{mW} \Rightarrow P_{mW} = 10^{4.6} \Rightarrow P = 40W$$

Para computarmos a potência direta precisamos achar a distância entre o topo do prédio e o equipamento móvel:

$$d = \sqrt{20^2 + (40 - 1.5)^2} = 43.38m$$

Colocando os valores na fórmula de Friis:

$$P_r = \frac{(40)(1)(1.64)}{\left(\frac{4\pi 43.38}{\frac{1}{3}}\right)^2} = 24.5\mu W$$

[b] No caso do item presente temos a soma *complexa* da onda direta (LOS) e da refletida. Usamos a equação a seguinte:

$$P_{RX} = P_{TX} \left[\frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_t}}{l} + \frac{R\sqrt{G_r}e^{-j\Delta\phi}}{x+x'} \right|^2$$

Onde R, o coeficiente de reflexão no solo, sendo considerado PEC, é igual a -1, ou em notação complexa $z = 1/180^\circ$.

Analisando a geometria, temos a fig. 13 descrevendo a geometria das distâncias.

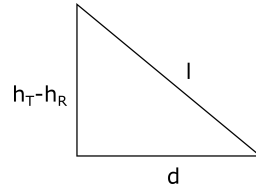


Figure 13: Distâncias

$$l = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}$$

Como os ângulos são iguais:

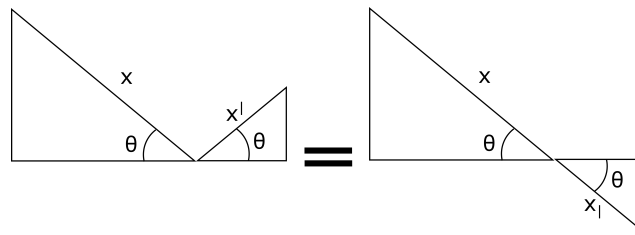


Figure 14: Distâncias

Assim podemos escrever:

$$x + x' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2}$$

Logo a diferença de fase ϕ pode ser escrita como:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2} - \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2} \right]$$

Já os ganhos podem ser escritos como $G_t = G_a G_b$ e $G_r = G_c G_d$ (fig. 15), assumindo por comodidade todos os quatro como sendo 1.64. Perceba que numa situação real o ganho das antenas deve ser calculado em 3D, para adequadamente caracterizar o canal.

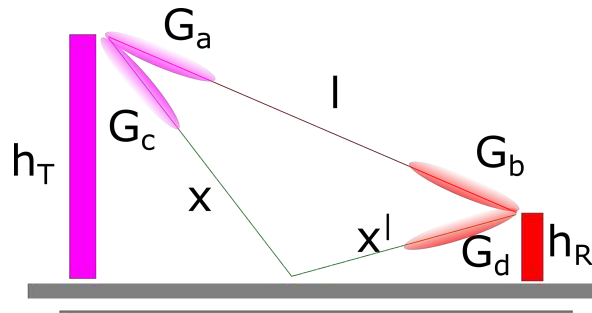


Figure 15: Ganhos das antenas nas quatro direções.

Assim temos:

$$x + x' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} = 46.06 \quad , \quad l = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} = 43.38 \quad \text{e} \quad \Delta\phi = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) (46.06 - 43.38) \simeq 16\pi$$

onde a diferença de fase fica expressa como:

$$e^{-j\Delta\phi} = \cos 16\pi - j \sin 16\pi = 1$$

Logo a potência recebida fica:

$$P_r = 40 \left[\frac{1}{12\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{1.64(1)}}{43.48} + \frac{(-1)\sqrt{1.64(1)}}{46.06} \right|^2 = 8.1\mu W$$

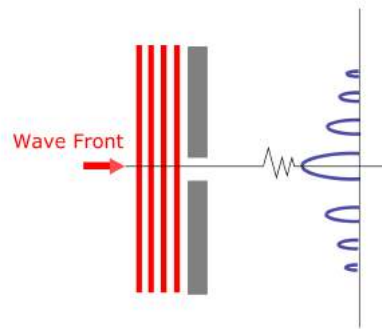
8 Efeitos de obstáculos - difração - Modelo *Knife-Edge*

Enquanto que os modelos de canal baseados na fórmula de Friis e Two-Ray Propagation Model sejam simples e forneçam uma boa primeira aproximação de primeira ordem para o *link budget*, ambientes de propagação urbana possuem uma complexidade muito maior, em função do maior número de obstáculos, muitas vezes sem sequer linha de visada (propagação LOS) entre o TX e o RX. Dentre os principais fenômenos físicos que regulam o comportamento do canal está a difração - mesmo princípio por trás da luz que se espalha no cômodo através de uma porta entre aberta, fig. 16.

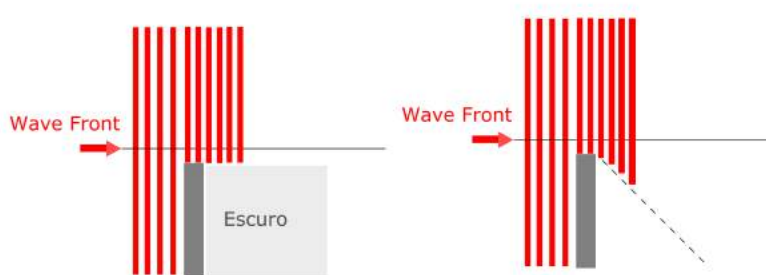


Figure 16: Exemplo de difração - Fonte AAPT American Association of Physics Teachers, 2009 High School Physics Contest

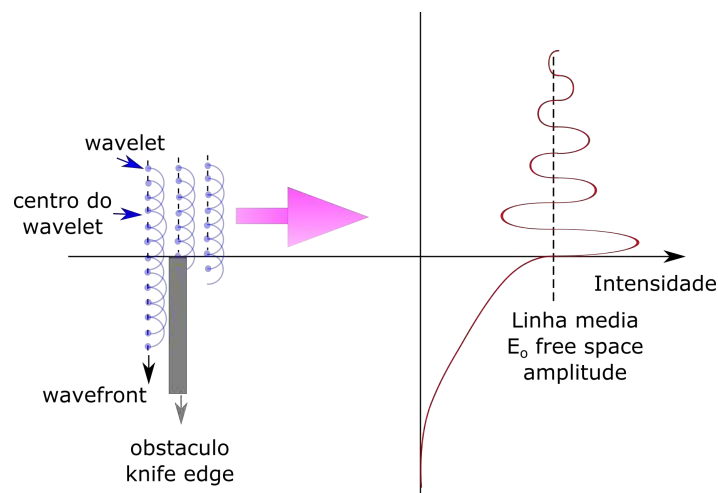
O fenômeno da difração está ilustrado na fig. 17, onde uma fenda produz no campo distante padrão de interferência que se traduz como uma sequência de máximos e mínimos. Outra forma de vermos o mesmo problema - o padrão da intensidade luminosa no *farfield* (ou zona de Fraunhofer, no jargão de Ótica) é a transformada de Fourier da fenda - a transformada de um quadrado (função *hat*) é uma função *sinc*.

Figure 17: Exemplo de difração da uma fenda *slit* iluminada por uma onda plana

Se não houvesse difração teríamos uma zona escura após o anteparo, definida espacialmente como clara; o resto seria escuro (fig. 18). Na verdade temos uma região que progressivamente vai se tornando mais clara, conforme a figura a direita.

Figure 18: Exemplo de difração da uma fenda *slit* iluminada por uma onda plana

Visualizando o efeito dos *wavelets* de Huygens, na quina do obstáculo, a fig. 19 mostra a onda plana sendo decomposta por ondinhas infinitesimais, que somadas compõem a onda incidente. No limite de infinitos *wavelets* temos a eq. da difração. Visualizando as ondinhas entende-se o fenômeno da difração.

Figure 19: Conceito de *wavelets* explicando a difração knife edge.

O conceito de difração no ambiente urbano pode ser visualizado na fig. 20 - vários "raios" atingem o veículo provenientes de diferentes caminhos, alguns por reflexão, outros por difração juntamente com o raio LOS.

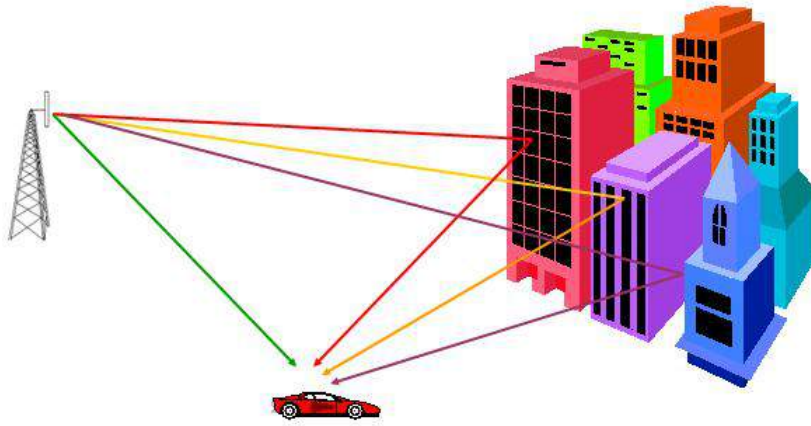


Figure 20: Exemplo de difração - Fonte: Teletopix.org

O caso genérico da difração pode ser visualizado na fig. 21. O mesmo é denominado **Knife-Edge Diffraction**, e sua análise segue a teoria de Huygen da ótica. Uma obstrução com espessura desprezível (razão do nome "Knife Edge") encontra-se entre o link de duas antenas, denominadas TX e RX. Naturalmente, o sinal que atinge o receptor não pode ser apenas o LOS, é devido a uma combinação de diversos raios que combinam-se de maneira complexa, destrutiva e construtivamente. (Fonte: Sana Salousath, Radio Propagation Measurement and Channel Modeling).

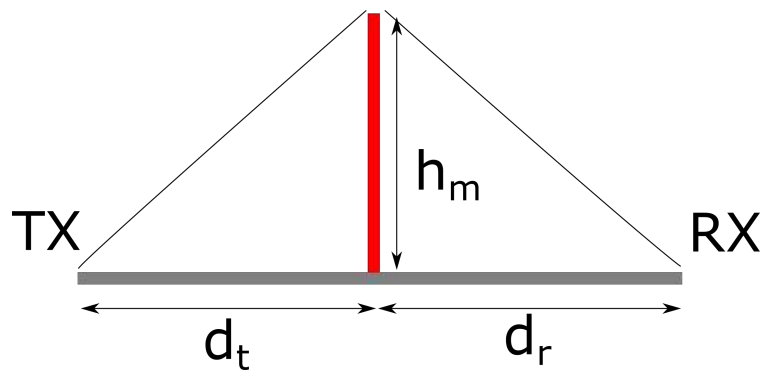


Figure 21: Difração Knife-Edge, elementos principais

De acordo com Huygen, o campo elétrico após a obstrução (de amplitude E) relaciona-se com o campo antes da obstrução de amplitude E_o como a soma infinitesimal de *wavelets* discretos:

$$\frac{E}{E_o} = \frac{1+j}{2} \int_{\nu}^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt \quad (37)$$

onde o parâmetro ν é denominado Fresnel-Kirchoff, definido a partir da geometria como:

$$\nu = h_m \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{d_t + d_r}{d_t d_r} \right)} = \sqrt{\frac{2\Delta\varphi}{\pi}} \quad (38)$$

Onde o termo $\Delta\varphi$ representa a diferença de caminho entre o raio difratado e o raio direto. Analisando a geometria da fig.21, é possível também escrever a diferença de caminho ΔR como:

$$\Delta R = \sqrt{h_m^2 + d_t^2} + \sqrt{h_m^2 + d_r^2} - d \quad (39)$$

Onde d é a distância total entre TX e RX, $d_t + d_r$. A expressão pode ser simplificada se considerarmos que as antenas TX e RX estão muito distantes em comparação com a altura do obstáculo, i.e. $h_m \ll d_t, d_r$:

$$\Delta R \simeq \frac{1}{2} h_m^2 \left(\frac{d_t + d_r}{d_t d_r} \right) \quad (40)$$

A simplificação foi possível devido a $\sqrt{1+\varepsilon} \simeq 1 + \frac{\varepsilon}{2}$ quando o argumento $\varepsilon \ll 1$. A diferença de fase pode ser escrita em função do fator ν :

$$\nu = \frac{2\pi\Delta R}{\lambda} = \frac{\pi}{2}\nu^2 \quad (41)$$

A integral para ser resolvida é complexa, assim na prática costuma-se usar aproximações. Uma delas é apresentada em função da variável ν , com resultados diretamente em dB (aproximações variam de referência para referência, estas foram extraídas de Sana Salosauth, *Radio Propagation and Channel Modeling*):

$$A(\nu) = 20 \log(0.5 - 0.62\nu) \quad \text{para } -0.8 < \nu < 0 \quad (42)$$

$$A(\nu) = 20 \log(0.5e^{-0.95\nu}) \quad \text{para } 0 < \nu < 1 \quad (43)$$

$$A(\nu) = 20 \log \left[0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1\nu)^2} \right] \quad \text{para } 1 < \nu < 2.4 \quad (44)$$

$$A(\nu) = 20 \log(0.225/\nu) \quad \text{para } \nu > 2.4 \quad (45)$$

ou então, a aproximações mais comum:

$$A(\nu) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 0.1 \right) \quad \text{para } \nu > -0.7, \text{ e } 0 \text{ em outros casos.} \quad (46)$$

A fig. 22 apresenta o gráfico da integral junto à aproximação numérica. Perceba que quando as antenas TX e RX estão na mesma altura do obstáculo, ou seja, $h = 0$ e $\nu = 0$, temos uma perda de amplitude de 6 dB.

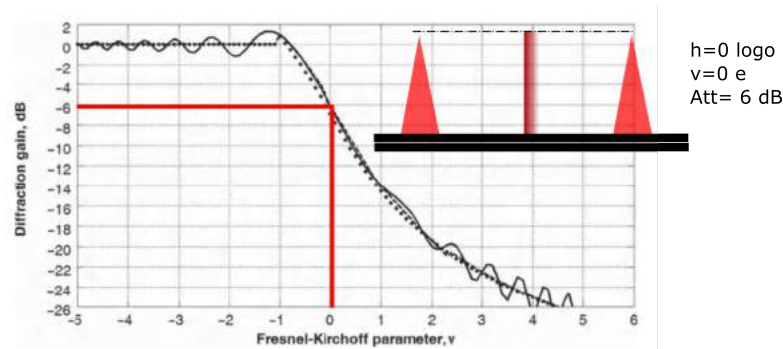


Figure 22: Comparação da integral - linha sólida, com aproximação - linha quebrada. Fonte do gráfico - Sana Salosauth, *Radio Propagation Measurement and Channel Modeling*

O processo aqui visto serve para tratar um obstáculo apenas. Para levar em consideração um número mais amplo existem outras formulações, tais como **Bullington** e **Epstein-Peterson**. Naturalmente, análises realistas usam ferramentas computacionais que utilizam métodos baseados em raios, denominadas **Ray Tracing Methods**. Pacotes computacionais usam conjuntamente expressões derivadas dos métodos **UTD Uniform Theory of Diffraction** e **GTD General Theory of Diffraction**.

Exemplo 4: (Fonte: Christopher Haslett, *Essentials of Radio Propagation*) Considere a geometria da figura 23 calcule perda de difração para $d_1 = 10$ km, $d_2 = 5$ km a $h=20$ m. Execute os cálculos para as frequências de 1 GHz e 10 GHz.

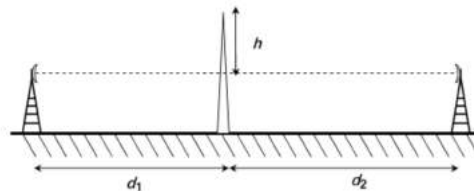


Figure 23: Geometria do problema

Solução: Temos que o comprimento de onda λ para 1 GHz é 0.3 m logo:

$$\nu = 20 \sqrt{\left(\frac{2}{0.3} \right) \left[\frac{10E3 + 5E3}{(10E3)(5E3)} \right]} = 0.89$$

o que resulta numa perda de:

$$loss = 6.9 + 20 \log \sqrt{(0.89 - 0.1)^2 + 1} + 0.89 - 0.1 = 13.2dB$$

Para a frequência de 10 GHz temos $\lambda = 0.03$ m, logo:

$$\nu = 20 \sqrt{\left(\frac{2}{0.03}\right) \left[\frac{(10E3)(5E3)}{10E3 + 5E3}\right]} = 2.83$$

e:

$$loss = 6.9 + 20 \log \sqrt{(2.83 - 0.1)^2 + 1} + 2.83 - 0.1 = 21.9dB$$

Vemos que ao aumentar a frequência aumenta também a perda por difração. Uma forma de entender essa influência seria ver que ao diminuirmos o λ do sinal a obstrução se torna cada vez maior. Lembrando que o que importa à onda eletromagnética é sempre o **comprimento elétrico** e nunca as dimensões absolutas.

9 Zonas de Fresnel

Analisando o princípio da difração, percebemos que há regiões no espaço onde existe interferência destrutiva e outras construtiva. A pergunta é: o que acontece se eliminarmos no espaço, de alguma forma, as regiões onde há interferência destrutiva? O sinal recebido, paradoxalmente, aumenta, a despeito de "bloquearmos" regiões por onde antes se propagava a onda. Note que o efeito do knife edge inicia **antes** da interrupção do caminho LOS iniciar. Assim, de acordo com a altura h_m do obstáculo, teremos as interferências construtivas e destrutivas, conforme fig. 24. Podemos bloquear as zonas onde exista interferência destrutiva, termo denominado *clearance*.

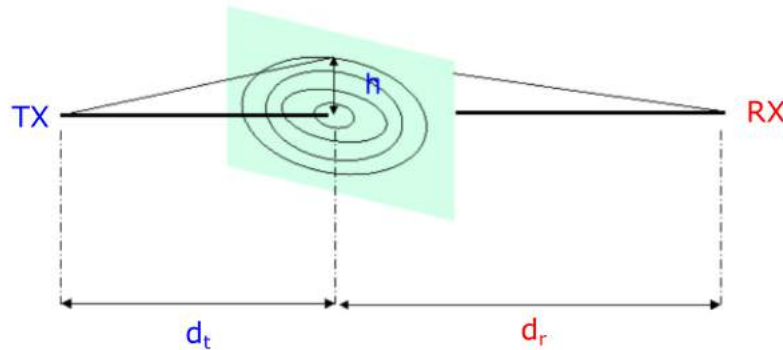


Figure 24: Definição das zonas de Fresnel. Fonte do gráfico - adaptado de www.mike-willis.com/Tutorial/PF7.htm

As zonas de fresnel são definidas por alturas h_n definidas como:

$$h_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_r d_t}{d_r + d_t}} \quad (47)$$

Essas zonas são, tecnicamente, definidas como *loci* - lugares em latim, onde o *path difference* é $\frac{\lambda}{2}$.

Para que serve, em engenharia, as zonas de Fresnel? Podemos bloquear, em um link ponto a ponto, uma determinada região do espaço onde exista a contribuição em contrafase, e assim aumentar o nível de potência recebido na outra ponta. Outra aplicação interessante consiste na chamada *Fresnel Zone Plate Antenna* - que opera como uma lente (em *Near Field*, campo próximo). Exatamente como uma lente, é possível computar o foco da lente e ali colocar uma antena excitadora, que possui ganho maior devido à presença da lente. A fig. 25 apresenta dois exemplos de aplicação.



Figure 25: Aplicações das zonas de Fresnel: esquerda, bloqueio intencional e direita, lente de Fresnel. Fonte CISCO (esq.) e Microwave and Optical Technology Letters DOI 10.1002/mop (direita)

Exemplo 5: Extraído de <http://www.cdt21.com/resources/pdf/article6.asp>. Baseado em medições, a fig. 26 mostra o cenário analisado. Na frequência de 429.25 MHz, 10 mW output power, ambas antenas com ganho de 2.14 dBi. O sinal recebido foi -96 dBm. Calcule:

- Perda por Friis (FSL);
- Raio de Fresnel de primeira ordem no meio do caminho;
- Raio de Fresnel de primeira ordem na distância de 1625 m.

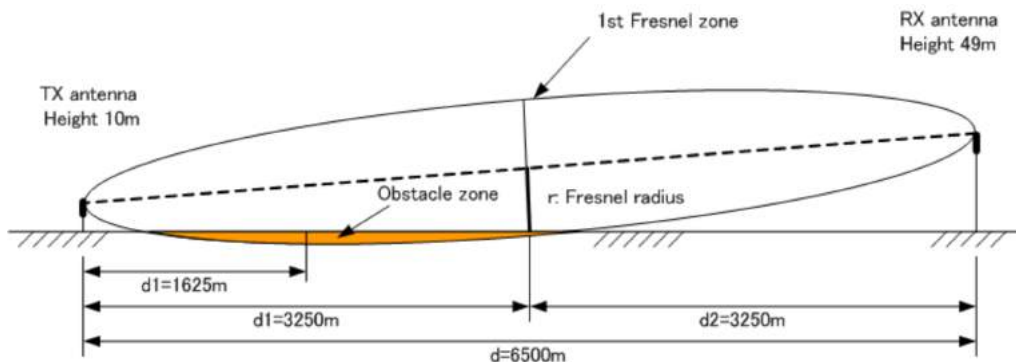


Figure 26: Cenário real analisado. Fonte cdt21.com

Solução:

- Usando a fórmula de Free Space Loss:

$$Pr = \frac{(10E - 3) (10^{2.14/10})^2}{(4\pi)^2 (39^2 + 6500^2) \left(\frac{429.5E6}{3E8}\right)^2} = 1.96E - 12W = -87dBm$$

Temos então uma perda considerando apenas o espaço livre de 97 dB. O sinal recebido na verdade é menor que computado pelo FSL, indicando que pode ser devido a interrupção da primeira Zona de Fresnel.

-

$$h_1 = \sqrt{\frac{n\lambda d_r d_t}{d_r + d_t}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{3E8}{429.25E6}\right) 3250^2}{3250 + 3250}} = 33.7m$$

-

$$h_1 = \sqrt{\frac{\left(\frac{3E8}{429.25E6}\right) (1625) (4875)}{1625 + 4875}} = 29.2m$$

Percebe-se na fig. 26 que nessa altura existe uma interrupção devido ao solo. Uma solução seria aumentar a altura da antena TX.

Exemplo 6: Um enlace foi montado conforme a geometria na fig. 27, do cume de um morro até uma cidade. Deseja-se colocar uma obstrução artificial a 50 metros do cume, de maneira a interromper a segunda zona de Fresnel e assim aumentar a potência recebida na cidade. O link opera na frequência de 900 MHz. Calcule:

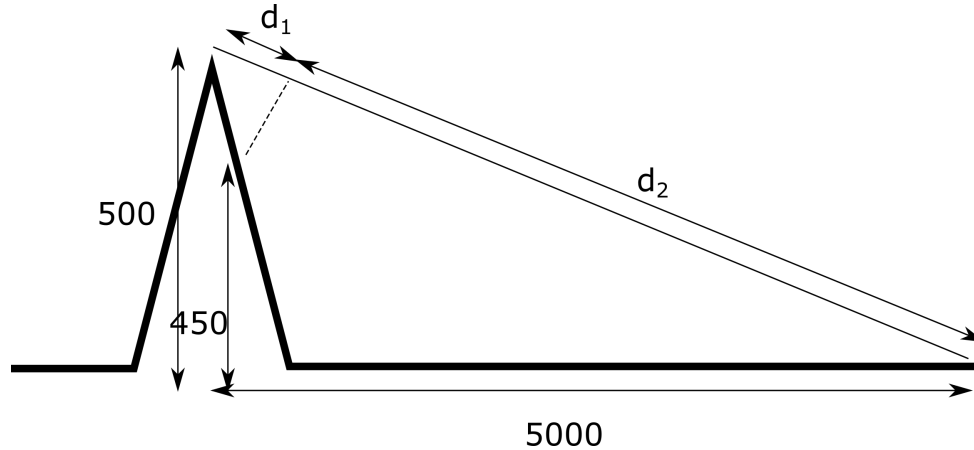


Figure 27: Cenário de obstrução artificial para aumento de potência.

Solução:

Precisamos manter a primeira zona de Fresnel livre, e obstruir a segunda. Para tanto é preciso computar as distâncias d_1 e d_2 . Temos a seguinte geometria (fig. 28):

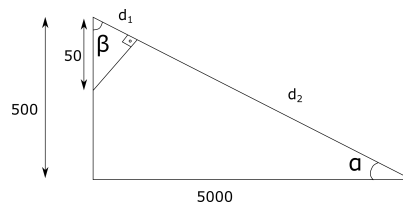


Figure 28: Geometria do cenário de obstrução artificial para aumento de potência.

Temos então:

$$\begin{aligned} d_1 + d_2 &= \sqrt{5000^2 + 500^2} = 5025 \text{ m} \\ \alpha &= \arctan \frac{500}{5000} = 5.71^\circ \\ \beta &= 90^\circ - \alpha = 84.28^\circ \\ d_1 &= 50 \cos \beta = 50 \cos 84.28^\circ = 4.97 \text{ m} \\ d_2 &= 5025 - 4.97 = 5019.9 \text{ m} \end{aligned}$$

Agora é possível computar o raio das zonas de Fresnel. Calculando os raios das segunda e terceira zonas:

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{3E8}{900E6} = 0.3 \text{ m} \\ h_2 &= \sqrt{(0.3) (2) \frac{(5019.9) (4.97)}{(5019.9 + 4.97)}} = 1.82 \text{ m} \\ h_3 &= \sqrt{(0.3) (3) \frac{(5019.9) (4.97)}{(5019.9 + 4.97)}} = 2.22 \text{ m} \end{aligned}$$

Conforme a fig. 29, a segunda zona de Fresnel deve ser obstruída. Idealmente, a zona entre h_2 e h_3 deve ser bloqueada - com metal. A parte que invade h_3 naturalmente deve ser idealmente mantida livre - assim pode ser de algum material mais transparente à onda, tal como madeira leve.

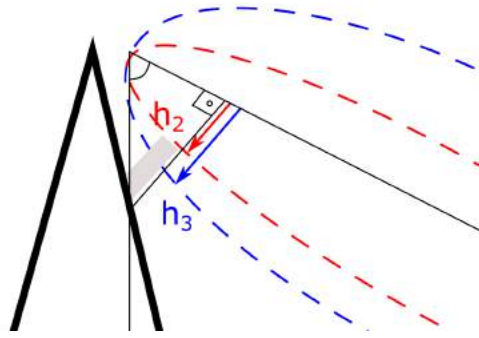


Figure 29: Solução para o bloqueio - em cinza.

10 Multipercurso

Fonte: J.D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel

Em ambientes urbanos o canal de propagação é infinitamente mais complexo que modelos baseados em Friis ou mesmo o *Two-Ray Propagation model*. Mesmo a análise da difração exige um poder computacional relativamente elevado, em função da complexidade do cenário, com múltiplas reflexões. A fig. 30 apresenta o exposto - os vários raios representam a multiplicidade de caminhos possíveis para o canal, sendo que o pequeno símbolo explosivo na quinta do prédio simbolizando a difração, que gera várias fontes secundárias. É importante ressaltar que o multipercurso não pode ser visto como puramente negativo : é graças ao *multipath* que temos a possibilidade de comunicações em ambiente urbano, visto que uma visada direta LOS é raramente possível.

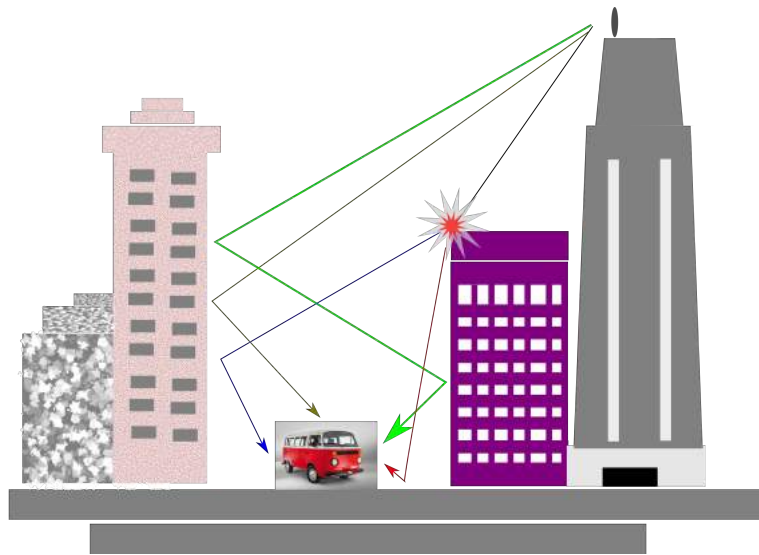


Figure 30: Exemplo dos vários caminhos possíveis em um ambiente urbano.

Multipercurso (ou *Multipath*) envolve o conceito de *Fading* - em português desvanecimento. Significa que o sinal recebido possui amplitude flutuando no domínio tempo e espaço - flutuação no espaço é o que ocorre quando nos movemos para melhorar a recepção deficiente do celular ou WiFi. A fig. 31 apresenta o conceito - verifique que existe um sinal que varia rapidamente e outra envoltória de baixa frequência, em linha tracejada. Há então dois tipos de Fading:

- **Slow Fading** causado primariamente por efeitos de difração, operando em grandes distâncias i.e. temos que nos mover bastante para verificar a diferença de amplitude.
- **Fast Fading** Como o nome diz, efeito causado em trechos curtos.

O slow fading possui uma variação com espaço do tipo $1/r^4$, em contraste com Friis (Free space), onde o sinal cai com o quadrado $1/r^2$ da distância. É importante ressaltar que o Fading é um fenômeno **estocástico**, ou seja, não é determinístico.

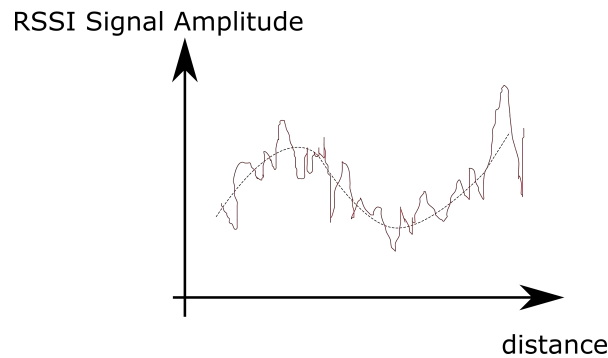


Figure 31: Exemplo simples do sinal de Fading

Devemos sempre lembrar que os sinais elétricos ou magnéticos são **complexos** - i.e. se combinam em módulo e fase. A fig. 32 apresenta a ideia, contando com dois vetores \vec{E} hipotéticos (verde e azul) que ao se combinarem provocam a variação da amplitude observada no receptor. Esses dois vetores teriam, no caso do multipercurso, caminhos diferentes.

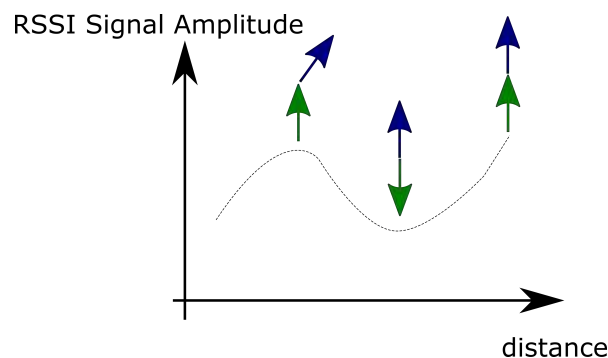


Figure 32: Dois vetores verde e azul se combinando para produzir o fading.

Outro fenômeno que ocorre no canal urbano é o **Doppler Shift**, que provoca variações do sinal devido ao movimento do automóvel, por exemplo. Analisando a fig. 30 imaginamos que se o automóvel estiver se movendo, o Doppler shift de cada componente terá uma variação diferente para cada caminho. No caso de comunicação digital, isso impactará na interferência entre os diferentes símbolos. O efeito é denominado **Doppler Spread**. Técnicas de processamento e modulação sofisticadas possuem algoritmos para atenuar os efeitos do Doppler Shift, entre os quais a modulação OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

11 Modelos de Fading

Visto que o problema de multipercurso é eminentemente estocástico, seu tratamento exige o uso de ferramentas estatísticas. Dessa forma há basicamente dois modelos de Fading. Por modelos de Fading estamos usando o mesmo princípio da curva Normal para a distribuição de altura entre alunos de uma classe. Os modelos são:

- **Rayleigh Fading** Não aparece o raio LOS no receptor, ou seja não existe visada direta entre TX e RX.
- **Rician Fading** Existe o raio LOS presente, i.e. existe um sinal que possui uma amplitude bem maior que os demais, visto que não foi submetido a reflexões e difrações no percurso, ele chega direto.

A comunicação celular na maior parte dos casos obedece à distribuição de Rayleigh - quase sempre não enxergamos a ERB (Estação Rádio Base). O sinal que obtemos no celular é composto de uma multiplicidade de raios provenientes de reflexões e difrações, chegando cada uma delas com um determinado delay temporal (visto que percorreram caminhos diferentes). Percebe-se assim a necessidade de processamento intenso com algoritmos sofisticados para extrair o sinal de maneira eficiente (e em real time)!

12 Propagação em ambiente urbano

fontes: Christopher Haslett, Essentials of Radio Wave Propagation Adbollah Ghasemi et al, Propagation Engineering in Wireless Communications

Como visto, o ambiente urbano exige razoável complexidade na análise. Softwares de predição usados em telefonia celular, por exemplo, carregam detalhes geográficos da região bem como altura dos prédios e usando a teoria de Raios mais análise numérica da Teoria da Difração geram estimativas de potência recebida no mapa. Tais pacotes computacionais, em função da complexidade, são razoavelmente custosos. Outra forma de estimar (termo técnico *Prediction*) a potência recebida em um ambiente urbano envolve medidas extensas e posterior *Fitting* em alguma fórmula. Essas alternativas são saídas que a engenharia oferece devido à impossibilidade de soluções analíticas, ainda que aproximadas.

- **Okumura** Foi desenvolvido por Y. Okumura em 1968, baseado em medidas executadas em Tokio. Esse modelo é aplicável para distâncias compreendidas entre 1km e 100 km, frequências entre 150 MHz e 2000 MHz. O terminal móvel pode ser posicionado entre 1 m e 10 m; o fixo entre 30 m e 1000 m.

A equação para a perda em dB, proveniente das medidas é:

$$Loss = L_{fs}(f, d) + A_{\mu}(f, d) - G(h_t) - G(h_r) - G_{Area} \quad (48)$$

onde $L_{fs}(f, d)$ é a perda por *Free Space Loss* (Friis) do sistema, $A_{\mu}(f, d)$ é o termo das perdas que excedem o Free Space Loss (extraídas de tabelas) e $G(h_t)$ e $G(h_r)$ são definidos como:

$$G(h_t) = 20 \log \frac{h_t}{200} \quad 30 \text{ m} < h_t < 1000 \text{ m} \quad (49)$$

e

$$G(h_r) = \begin{cases} 10 \log \left(\frac{h_r}{3} \right) & \text{para } h_r \leq 3 \text{ m} \\ 20 \log \left(\frac{h_r}{3} \right) & \text{para } 3 \text{ m} \leq h_r \leq 10 \text{ m} \end{cases} \quad (50)$$

Este modelo apresentou alguns problemas na predição, particularmente em ambientes urbanos diferentes de Tokio, além do fato de que a consulta a tabelas envolve uma subjetividade.

- **Okumura-Hata**

M. Hata atualizou o modelo de Okumura, gerando um dos principais modelos baseados em estatística para a predição da propagação. O modelo é voltado especificamente para a faixa de 900 MHz, com altura do terminal móvel colocado a 1.5 m, em ambiente urbano (Tokio). O modelo é válido para f entre 150 MHz e 1500 MHz, em cidades razoavelmente planas.

$$Loss = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h - \alpha(h_r) + [44.9 - 6.55 \log(h)] \log d \quad \text{em [dB]} \quad (51)$$

Onde d representa a distância entre o terminal móvel e a base, em km; e h é a altura da estação base. A equação vale para d entre 1 e 20 km e h entre 30 e 200m, f é expresso diretamente em MHz.

O fator de correção α é descrito para cidades pequenas ou médias como:

$$\alpha(h_r) = h_r [1.1 \log(f) - 0.7] - [1.56 \log(f) - 0.8] \quad (52)$$

Para grandes cidades vale:

$$\alpha(h_r) = \begin{cases} 8.29 |\log(1.54 h_r)|^2 - 1.1 & \text{para } f \leq 300 \text{ MHz} \\ 3.2 |\log(11.75 h_r)|^2 - 4.97 & \text{para } f > 300 \text{ MHz} \end{cases} \quad (53)$$

- **COST 231-Hata**

Outro modelo desenvolvido é o **COST 231-Hata Model**, válido para frequências de 1.5 GHz à 2 GHz, altura da antena móvel de 1m a 10 m e altura da estação base entre 30 e 200m. A distância do link fica entre 1 e 20 km. A fórmula é:

$$Loss_{dB} = 46.3 + 33.9 \log f - 13.82 \log h + (44.9 - 6.55 \log h) (\log d) - E_3 + C_m \quad \text{em [dB]} \quad (54)$$

Onde f é dado em MHz, h é a altura efetiva da antena fixa e d a distância entre ambas antenas. Os termos faltantes são:

$$E_3 = [1.1 (\log f_{MHz}) - 0.7] h_m - (1.56 \log f_{MHz} - 0.8) \quad (55)$$

e

$$C_m = \begin{cases} 3dB & \text{para ambiente urbano} \\ 0dB & \text{para cidades médias e ambientes residenciais} \end{cases} \quad (56)$$

Exemplo 7: LORA é o nome de um sistema wireless IoT operando na faixa de 900 MHz, ISM, Spread Spectrum. O circuito Libelium (fig. 33), possível de ser integrado em plataformas Arduino, Raspberry Pi etc apresenta potência de transmissão em torno de 25 mW, e sensibilidade de -134 dBm (extremamente baixa! Compare com as sensibilidades apresentadas na seção sobre telefones celulares). Considere como antenas nas duas pontas ambas com 0 dB. Calcule:

- (a) Máxima distância da comunicação possível se o canal for modelado com Free Space Formula;
 (b) Máxima distância da comunicação possível se o canal for modelado com Okumura-Hata, ambiente urbano. Considere uma antena a 3 metros de altura (TX) e a outra a 1 metro.



| LoRa | |
|---------------------|------------------------|
| Module | SX1272 |
| Dual Frequency Band | 863-870 MHz (Europe) |
| | 902-928 MHz (US) |
| Transmission Power | 25 mW |
| Sensitivity | -134 dBm |
| Channels | 8 (868MHz) |
| | 13 (900MHz) |
| Range | LOS = 21km (13.4miles) |
| | NLOS = +2km (1.2miles) |

Figure 33: Chipset para LORA, fonte: <https://www.cooking-hacks.com/documentation/tutorials/extreme-range-lora-sx1272-module-shield-arduino-raspberry-pi-intel-galileo/>.

Solução:

- (a) Transformando a potência de dBm em linear (W):

$$P_r = 10^{\left(\frac{-134-30}{10}\right)} = 3.98E - 17W$$

Isolando a variável distância d na fórmula de Friis:

$$d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r}{P_r}} = \frac{3E8/915E6}{4\pi} \sqrt{\frac{25e-3(1^2)}{3.98E-17}} = 653km$$

Percebe-se que usando meramente a atenuação do espaço livre obtemos um range absurdamente grande, dificilmente observado na prática.

- (b) Sendo o modelo Okumura-Hata adequado para a faixa de 915 MHz, calcularemos primeiramente o fator α :

$$\alpha = 3.2 |11.75(1)|^2 - 4.97 = -1.3$$

A perda total admissível é (sabendo que 25 mW equivale a 14 dBm):

$$Loss = 14 + 134 = 148dB$$

Isolando d na expressão da perda de Okumura-Hata:

$$\log d = \frac{Loss - 69.55 - 26.16 \log f + 13.82 \log h + \alpha}{44.9 - 6.55 \log h}$$

$$\log d = \frac{148 - 69.55 - 26.16 \log 915 + 13.82 \log 3 - 1.3}{44.9 - 6.55 \log 3} = 0.15$$

$$d = 10^{0.15} = 1.41km$$

Percebe-se que esse valor é bem mais realista (inclusive em comparação com o fornecido pelo fabricante). Mas há uma particularidade no modelo de Okumura - o fato de que um terminal está sempre associado univocamente ao TX, que é aquele posicionado a maior altura (d nas equações). Como comunicações móveis contemporâneas dificilmente serão unidirecionais, serão do tipo full duplex, o "receptor" posicionado a menor altura também irá transmitir, e será o ponto crítico para determinar a sensibilidade. Refazendo os cálculos agora com h_r e d intercambiados. Iniciamos recalculando a variável α .

$$\alpha = 3.2 |11.75 (3)|^2 - 4.97 = 2.68$$

Inserindo na fórmula:

$$\log d = \frac{Loss - 69.55 - 26.16 \log f + 13.82 \log h + \alpha}{44.9 - 6.55 \log h}$$

$$\log d = \frac{148 - 69.55 - 26.16 \log 915 + 13.82 \log 1 + 2.68}{44.9 - 6.55 \log 1} = 0.08$$

$$d = 10^{0.08} = 1.2km$$

Percebe-se que trocando o RX pelo TX a distância do link diminui.

13 Diversidade

Para lidar com um canal caótico, com vários sinais chegando com diferentes atrasos e amplitudes, uma das saídas é o emprego da denominada *diversidade*. Estatisticamente, a probabilidade de que várias amostras estejam **todas** abaixo de um determinado threshold é muito menor que a probabilidade de que apenas uma amostra esteja abaixo desse mesmo nível limite. Ou seja, a diversidade na engenharia de Comunicações consiste em entregar *mais de uma* amostra do mesmo sinal. O sinal **deve ser composto de uma combinação de várias amostras**, idealmente **descorrelacionadas**.

Do ponto de vista de solução prática para o problema de comunicações digitais, quem de fato "carrega o piano" é o DSP, a parte de processamento de sinais, que com algoritmos sofisticados procura isolar o sinal desejado no meio de uma imensidão de ruídos, ecos e reflexões. Dentre as poucas armas disponíveis na área de Hardware e Antenas, podemos citar algumas:

- **Diversidade Espacial** Basicamente, duas antenas transmitem o mesmo sinal. O sinal deve estar descorrelacionado, caso contrário teremos uma combinação linear entre os sinais, sem ganho algum. Em termos de engenharia de RF, **sinais descorrelacionados significam antenas com alta isolamento S_{ij}** .
- **Diversidade de Frequência** O mesmo sinal em banda base ou FI é modulado em RF em duas portadoras diferentes.
- **Diversidade de Polarização** Outra técnica que consiste em enviar o mesmo sinal em por exemplo polarização V e outra H. O nível de isolamento aumenta ainda mais se tivermos polarizações circulares RHCP e LHCP, difícil de ser obtido na prática, contudo. Em casos de rádios digitais como na fig. 4 é bastante comum empregarmos dupla polarização, V e H, em uma corneta única. Como ao refletor é transparente qual sinal está nele incidindo, basta assegurarmos que na corneta excitadora exista uma boa isolamento entre os canais V e H que temos duplicada a capacidade do hardware. A fig. 34 apresenta um exemplo, perceba que ambas entradas (e consequente ondas) estão 90° defasadas.



Figure 34: Antena corneta com dupla polarização, fonte: Millitech.

- **Diversidade Temporal** Amostras do mesmo sinal são enviadas com delays temporais. Como o receptor possui DSPs e circuitos de memória as amostras duplicadas são facilmente armazenadas e processadas pelo receiver.

Também é possível apontar técnicas de diversidade em processamento - saindo da arena de RF e antenas. São as chamadas **Smart Antennas**, onde é agregada inteligência (leia-se DSPs) ao processo de aumentar a relação sinal-ruído no receptor. Em geral temos um array de antenas disponível, conforme apresentado de maneira simplificado na fig. 35, onde uma das antenas no receptor é sujeita à iluminação de duas ondas, uma direta (LOS) e outra refletida.

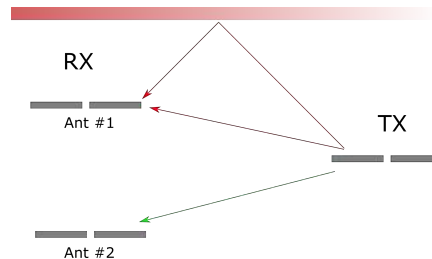


Figure 35: Exemplo de duas antenas presentes em um receptor.

Há basicamente distintos approaches para aumentar o SNR do receptor, em graus crescentes de complexidade e custo:

- SWC (*Switch Combining*) Simplesmente desliga completamente o canal quando a amplitude do sinal (ou outro parâmetro de qualidade) baixa de certo threshold.
- SEC (*Selective Combining*) Seleciona o sinal da antenas mais forte e desliga a outra.
- EGC (*Equal Gain Combining*) Ajusta a **fase** dos sinais de maneira a aumentar a SNR.
- MRC (*Maximum Ratio Combining*) Ajusta tanto a **fase** quanto a **amplitude** dos sinais de maneira a aumentar a SNR.

O cálculo dos pesos complexos que atuarão na fase e/ou amplitude dos sinais envolve vários diferentes algoritmos. Entre os quais podemos citar:

- LMS (*Least Mean Squares*) Necessita de um sinal referência, para depois computar dinamicamente os pesos de maneira a maximizar o SNR. O sinal referência é parte da mensagem, aumentando o overhead do frame, diminuindo assim a eficiência da transmissão em termos de throughput.
- (*Eigen Decomposition*) Prescinde de um sinal referência. Usa uma matriz para achar o DOA (*Direction of arrival*), via os eigenvalues dessa matriz. Entre os algoritmos mais usados podemos citar MUSIC e ESPRIT.

Esses processamentos naturalmente escapam do tema propagação, estão mais relacionados com Processamento de Sinais. No fim do dia, temos associado ao canal um **Diversity Gain**, obtido às custas do array e do processamento.