

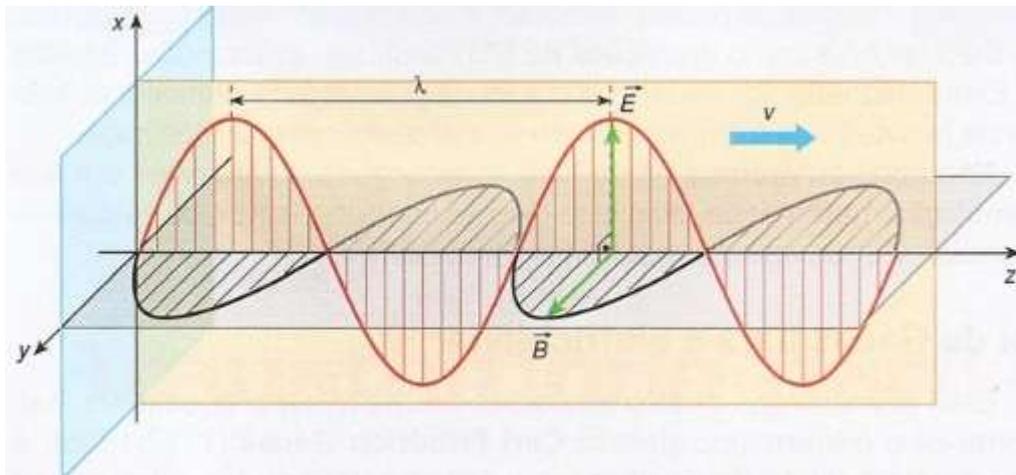
2

Propagação

2.1

Introdução

A radiação eletromagnética é uma oscilação auto-sustentada do campo elétrico e magnético. Os dois campos oscilam com a mesma fase e encontram-se desacoplados das cargas elétricas que lhes deram origem. Suas oscilações são perpendiculares entre si e se propagam em uma onda transversal (fig. 2.1), com as oscilações normais em relação à direção de propagação da onda. Do ponto de vista da mecânica quântica, desenvolvida no início do século passado por vários pesquisadores, a onda eletromagnética pode ser entendida como o deslocamento de fótons.



■ CAMPO ELÉTRICO ■ CAMPO MAGNÉTICO

Figura 2.1 - Propagação dos campos elétrico e magnético na direção Z.

Um dos mais importantes aspectos da natureza das ondas eletromagnéticas é a sua frequência, que determina o comprimento de onda. O comportamento de propagação de uma onda eletromagnética depende fortemente de seu comprimento de onda, tal fato fundamentou a classificação na forma de Espectro Eletromagnético (fig. 2.2).

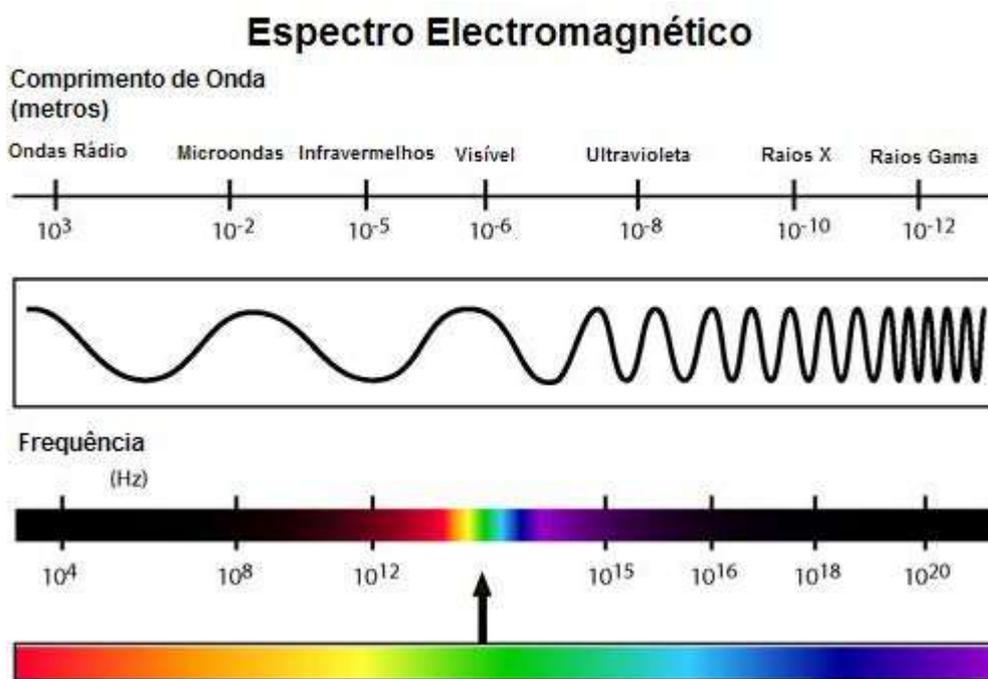


Figura 2.2 - Espectro eletromagnético.

Do ponto de vista deste trabalho, podem-se destacar as ondas de rádio, que são as mais utilizadas em sistemas de comunicações. Ondas de rádio são naturalmente geradas por objetos astronômicos. É possível classificar as ondas de rádio de acordo com a frequência como mostrado na Tabela 2.1.

A propagação ocorre por efeitos e mecanismos que dependem em grande parte pela faixa de frequências utilizada, pois a onda ao se propagar interage com o ambiente ao redor. Na faixa de interesse em UHF, em condições sem visada, as ondas usualmente se propagam por três fenômenos principais [19]: reflexão, difração e espalhamento.

ESPECTRO DAS RADIOFREQUÊNCIAS			
Faixa	Abreviatura	Frequências	Comprimentos
Frequência muito baixa (Very Low Frequency)	VLF	10 a 30 kHz	30.000 a 10.000m
Frequência baixa (Low Frequency)	LF	30 a 300 kHz	10.000 a 1.000m
Frequência média (Medium Frequency)	MF	300 a 3.000 kHz	1.000 a 100m
Frequência alta (High Frequency)	HF	3 a 30 MHz	100 a 10m
Frequência muito alta (Very High Frequency)	VHF	30 a 300 MHz	10 a 1m
Frequência ultra alta (Ultra High Frequency)	UHF	300 a 3.000 MHz	100 a 10cm
Frequência super alta (Super High Frequency)	SHF	3.000 a 30.000 MHz	10 a 1cm
Frequência extremamente alta (Extremely High Frequency)	EHF	30.000 a 300.000 MHz	1 a 0,1cm

Tabela 2.1 - Espectro na faixa de rádio.

Uma onda eletromagnética incidente na superfície que separa dois meios sofre reflexão de parte da energia e outra parte consegue penetrar no meio. Os conceitos de coeficiente de reflexão e transmissão representam estas parcelas. Os coeficientes dependem das propriedades elétricas dos meios (permissividade e condutividade), da maneira como os campos estão orientados (polarização), da frequência e do ângulo de incidência sobre a superfície de separação dos meios e ainda da ordem de grandeza da superfície, que deve ter dimensões muito maiores que o comprimento de onda incidente (fig. 2.3).

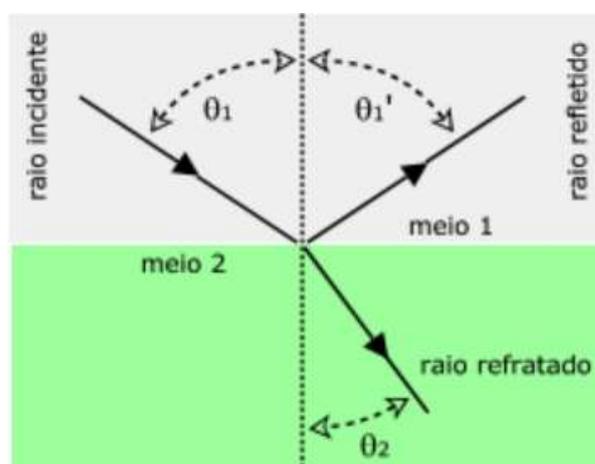


Figura 2.3 - Reflexão.

A difração é o fenômeno responsável pela existência de energia em uma região de obstrução da visada direta, obviamente a intensidade do campo elétrico é menor do que seria obtido se não houvesse o obstáculo que intercepta a onda. Descoberto em 1678 por Christian Huygens, o fenômeno pode ser compreendido como se cada ponto de uma determinada frente de onda se comportasse como uma fonte pontual da onda, que forma, em conjunto com outras fontes pontuais uma nova frente de onda, após a difração (fig. 2.4). A difração é um importante mecanismo de propagação em áreas com relevo acidentado e zonas com construções e prédios, na medida em que consegue prover energia para áreas que não dispõem de onda direta.

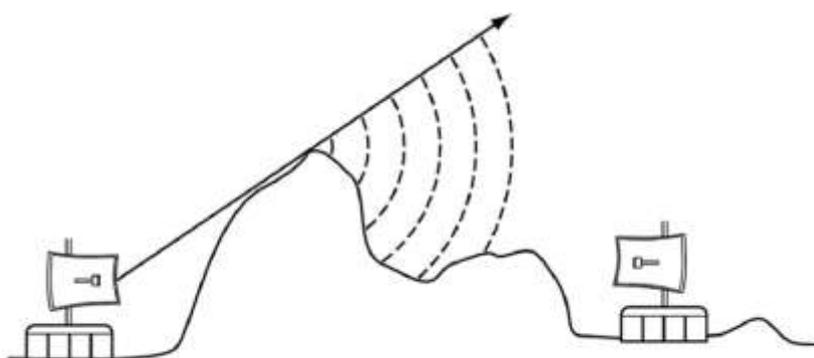


Figura 2.4 - Difração.

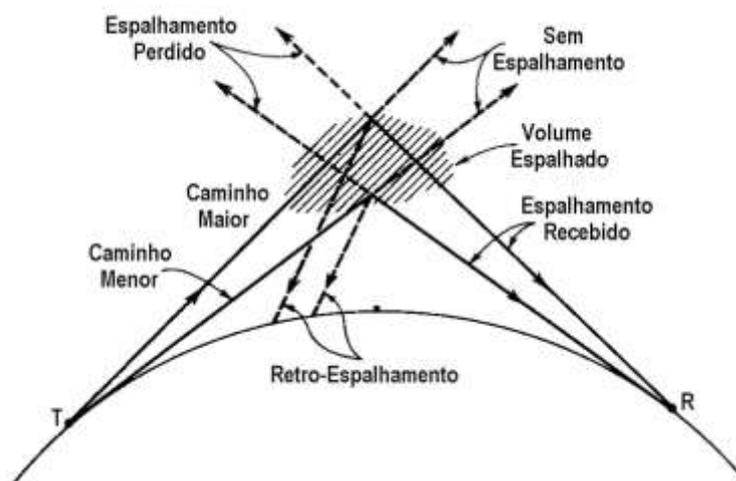


Figura 2.5 - Espalhamento na atmosfera.

Em geral o espalhamento (fig. 2.5) de uma onda eletromagnética ocorre quando no meio em que se propaga existem obstáculos com dimensões próximas ou menores que o seu comprimento de onda. O espalhamento pela vegetação, fios da rede elétrica, chuva, etc. são exemplos clássicos. A análise do fenômeno é bastante complexa, o que motiva sua caracterização empírica, obtida por dados experimentais. O meio onde ocorre o espalhamento usualmente possui condutividade, absorvendo assim parte da energia da onda que se propaga.

Na sua forma mais simples, o problema da propagação de ondas eletromagnéticas consiste em se conseguir um valor mínimo do campo elétrico em determinado ponto, de forma a excitar o receptor e garantir a comunicação. É um problema onde a correta caracterização dos meios por onde se propaga a energia é de suma importância. Usualmente os meios principais são:

- a) Terra: influencia a propagação de ondas em função das características do relevo (geometria), de suas características elétricas (presentes no solo), condutividade e permissividade, vegetação e até as construções e prédios existentes no terreno;
- b) Troposfera: a camada mais próxima da atmosfera, que termina em 10 km de altura, é um meio não homogêneo, onde os principais fenômenos meteorológicos visíveis acontecem, seu índice de refração é o principal parâmetro a interferir em ondas propagantes;
- c) Ionosfera: é a parte superior da atmosfera terrestre, situada entre 60 e 1000 km de altura, onde existe uma grande quantidade de íons, formados principalmente pela ação da radiação solar. A propagação na ionosfera está intimamente associada ao seu índice de refração, que varia com a posição geográfica a densidade de íons e a frequência da onda incidente.

2.2

Polarização e diagrama de irradiação

Pode-se definir a polarização de uma onda eletromagnética, através da orientação do vetor campo elétrico em relação a um plano de referência, usualmente a superfície da terra. Os tipos de polarização mais utilizados em sistemas de comunicação são (fig. 2.6):

- a) Polarização Vertical, O campo elétrico é perpendicular à superfície terrestre;
- b) Polarização Horizontal, O campo elétrico é paralelo à superfície terrestre;
- c) Polarização Circular ou elíptica, Composta por duas componentes, vertical e horizontal, que se somam vetorialmente.

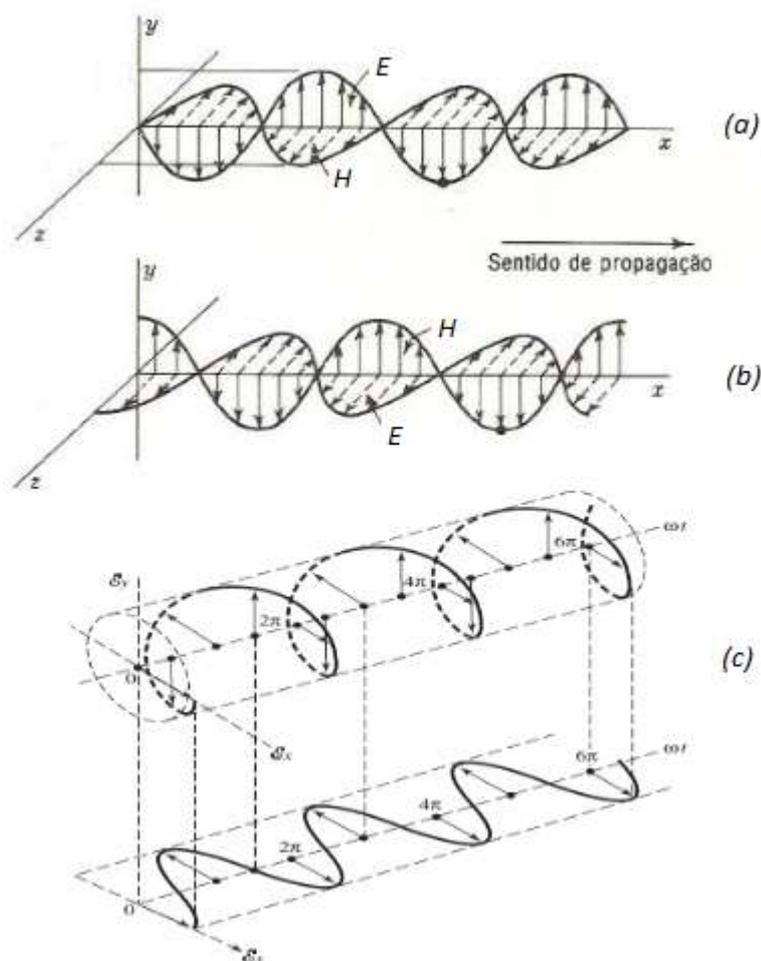


Figura 2.6 - Polarização: (a) vertical, (b) horizontal, (c) elíptica.

O diagrama de irradiação de uma antena é a representação gráfica da forma como a energia eletromagnética irradiada pela antena se distribui no espaço. Usualmente o diagrama é obtido tanto pelo deslocamento de uma antena de prova em torno da antena que está sendo medida, como pela rotação da referida antena em torno do seu eixo, então é captada e mensurada sua potência. Os resultados obtidos são geralmente normalizados pela potência máxima captada na direção de maior diretividade.

Para melhor visualização é normalmente representado pela distribuição de energia nos planos vertical e horizontal ou nos planos de polarização dos campos elétrico e magnético. A figura 2.7 mostra um exemplo de diagrama de irradiação, assim como a simulação da distribuição de energia de uma antena dipolo de meia onda, na forma tridimensional.

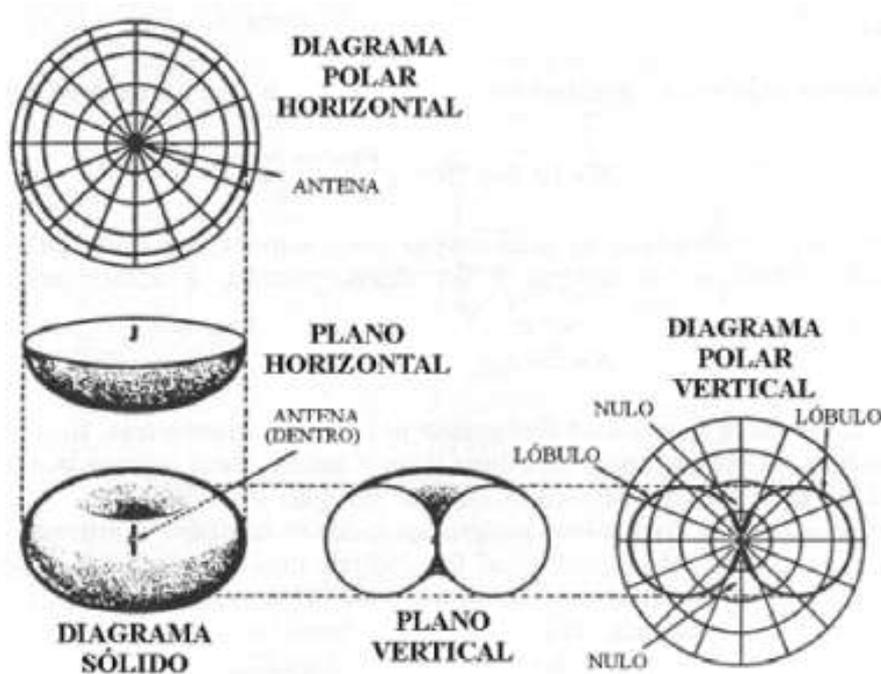


Figura 2.7 - Diagrama de irradiação de um dipolo de meia onda.

2.3

Propagação em espaço livre

O modelo de propagação em espaço livre foi uma das primeiras formulações determinísticas sobre o problema de enlaces de rádio. Pode-se caracterizá-lo como um modelo idealizado, onde uma antena de transmissão emite sinais que se propagam isotropicamente, sem quaisquer obstáculos à propagação, e são recebidos pela antena de recepção, em determinada distância. Neste modelo o meio de propagação é o vácuo ou uma atmosfera ideal, livre de quaisquer objetos que provoquem absorção ou reflexão dos sinais. O caso mais simples é de uma antena omnidirecional irradiando (fig. 2.8).

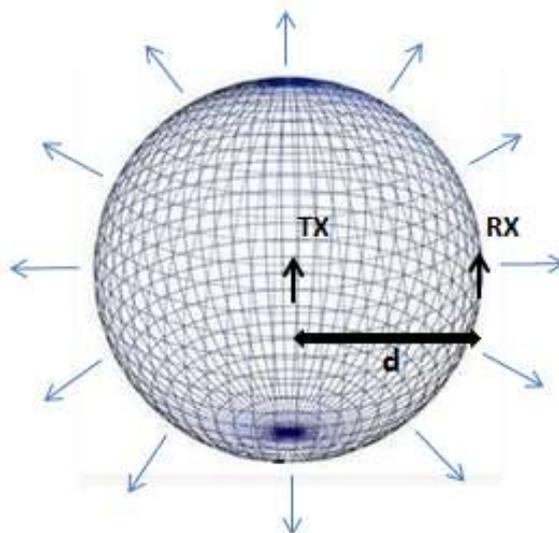


Figura 2.8 - Irradiação isotrópica.

Neste modelo simplificado a energia transmitida se propaga radialmente em todas as direções, podendo-se assim definir a densidade de potência (S) dividindo a potência transmitida (P_t), pela área total da região esférica a uma determinada distância (d) da origem das emissões:

$$S = \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (2.1)$$

Normalmente as antenas podem ser projetadas para concentrar a energia irradiada em uma determinada direção. Esta característica é chamada de diretividade (D), que é definida como:

$$D = \frac{\text{(densidade de potência na distância "d" na direção de interesse)}}{\text{(densidade de potência isotropicamente irradiada a distância "d")}} \quad (2.2)$$

A diretividade é uma grandeza adimensional, e depende da direção em que é tomada a medida e da forma como a antena irradia a energia no espaço. O valor máximo da diretividade é chamado de ganho da antena (G), e pode ser obtido pela fórmula:

$$G = \frac{\text{(densid .de pot.à distância "d",na dir.da máxima diret.)}}{P_t/4\pi d^2} \quad (2.3)$$

Jordan e Balmain [20] introduziram um conceito importante para a análise de antenas receptoras, que é a área efetiva de recepção (A), descrita como:

$$A = \frac{\lambda^2 Gr}{4\pi} \quad (2.4)$$

Onde λ é o comprimento de onda e Gr é o ganho da antena receptora.

Com esses conceitos é possível estender o modelo para antenas com diagramas de radiação diferentes do omnidirecional, bastando para isso, serem conhecidos seus ganhos. Assim a densidade de potência (S) à distância (d), com uma antena de transmissão com potência (Pt) e ganho (Gt) na direção de máxima irradiação pode ser aproximada por:

$$S = \frac{P_{ef}}{4\pi d^2} \quad (2.5)$$

Onde:

$$P_{ef} = Pt \cdot Gt$$

Representa a potência efetivamente irradiada na direção da diretividade máxima da antena (ganho).

No lado do receptor, a potência recebida (Pr), é o produto da densidade de potência irradiada na direção de máxima diretividade (S), pela área efetiva da antena receptora (A):

$$Pr = S \cdot A \quad (2.6)$$

Usando as equações 2.4 e 2.5, é fácil demonstrar que:

$$Pr = \frac{Pt \cdot Gt}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2 \cdot Gr}{4\pi} \quad (2.7)$$

Reescrevendo:

$$\frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_t \cdot G_r} \quad (2.8)$$

Como $\lambda = c / f$, pode-se ainda:

$$\frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d f}{c} \right)^2 \frac{1}{G_t \cdot G_r} \quad (2.9)$$

Onde f é a frequência da onda irradiada e c é a velocidade da luz no meio.

Esta é a famosa equação de Friis. Também chamada perda de propagação.

Reescrevendo na forma logarítmica, tem-se:

$$L \text{ (dB)} = -147,6 + 20 \log d \text{ (m)} + 20 \log f \text{ (MHz)} - G_t \text{ (dBi)} - G_r \text{ (dBi)} \quad (2.10)$$

Se não forem considerados os ganhos das antenas, chega-se ao valor da perda básica de propagação, dado por:

$$L_b \text{ (dB)} = 32,4 + 20 \log d \text{ (Km)} + 20 \log f \text{ (MHz)} \quad (2.11)$$

Por conveniência pode-se expressar a relação em termos de intensidade do campo elétrico percebido no receptor, lembrando que a densidade de potência irradiada para uma onda no vácuo (S), pode ser expressa como:

$$S = \frac{E^2}{\eta} \quad (2.12)$$

Onde E é o módulo do campo elétrico e η é a impedância intrínseca do meio, e para o vácuo vale 120π Ohms.

Comparando as equações 2.5 e 2.12, é possível concluir que:

$$E = \frac{\sqrt{30 P_t G_t}}{d}, \text{ em Volt por metro.} \quad (2.13)$$

E a potência captada pelo receptor, pode ser expressa como:

$$Pr = \frac{E^2}{\eta} A \quad (2.14)$$

E dispendo da equação 2.4, pode-se reescrever como:

$$Pr = \left[\frac{E \lambda}{2\pi} \right]^2 \frac{Gr}{120\pi} \quad (2.15)$$

Onde λ é o comprimento de onda, E é o módulo do campo elétrico e Gr é o ganho da antena de recepção [21].

O modelo de propagação em espaço livre, apesar de ser simples e idealizado, consegue uma boa aproximação e previsão em vários casos. Em enlaces via satélite, onde a realidade mais se aproxima do caso idealizado, produz previsões aceitáveis em alguns casos.

2.4

Propagação em terra plana e esférica lisa

O modelo de terra plana (fig. 2.9) foi proposto por considerar um segundo raio refletido em uma superfície refletora plana. A reflexão pode ocorrer de duas formas: especular e difusa. No caso especular a onda incidente reflete completamente, no mesmo ângulo de incidência com o plano (fig. 2.10). Já na reflexão difusa, o raio incidente reflete em várias direções incoerentes (fig. 2.11). O modelo de terra plana inicialmente pressupõe a existência de um raio refletido especularmente, ou seja, o coeficiente de reflexão do solo tem o módulo unitário.

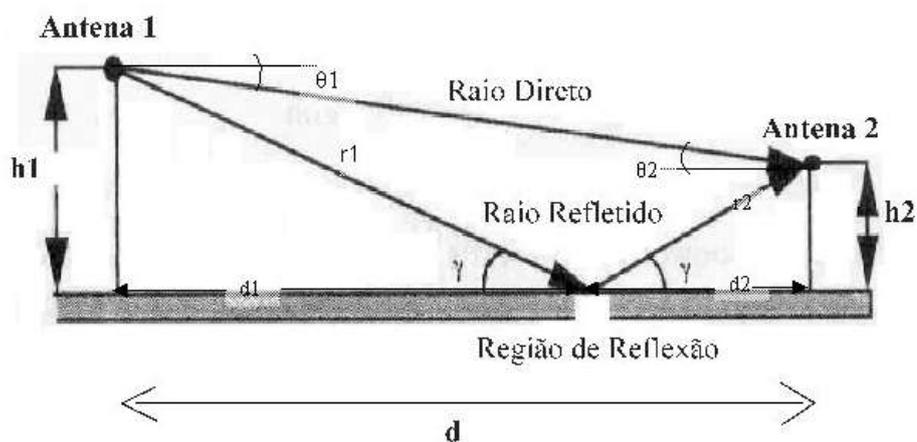


Figura 2.9 - Modelo de terra plana.

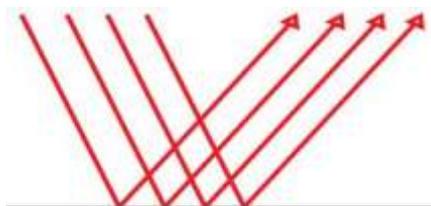


Figura 2.10 - Reflexão especular.

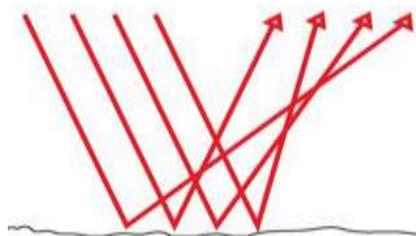


Figura 2.11 - Reflexão difusa.

O modelo de terra plana pode ser aproximado pelo caso típico de antenas transmissora e receptora sobre a superfície terrestre. Se considerarmos que as antenas são pequenas em relação ao raio da terra e que a distância entre elas é bem maior que a ordem de tamanho de suas alturas, por aproximação pode-se obter bons resultados com o modelo de terra plana.

A amplitude e a fase da onda refletida no solo dependem do coeficiente de reflexão, cujo valor é função da polarização da onda e do ângulo de incidência (γ) e das características elétricas do solo. Pode-se para esse caso definir o coeficiente de reflexão (ρ), como:

$$\rho_h = \frac{\operatorname{sen}(\gamma) - \sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \left[\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right]\right) - \cos^2(\gamma)}}{\operatorname{sen}(\gamma) + \sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \left[\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right]\right) - \cos^2(\gamma)}} \quad (2.16)$$

Para polarização horizontal, e abaixo para polarização vertical.

$$\rho_v = \frac{\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \left[\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right]\right) \operatorname{sen}(\gamma) - \sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \left[\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right]\right) - \cos^2(\gamma)}}{\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \left[\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right]\right) \operatorname{sen}(\gamma) + \sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \left[\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right]\right) - \cos^2(\gamma)}} \quad (2.17)$$

Sendo ω , a frequência angular ($2\pi f$), ε_0 é a permissividade do vácuo, ε é a permissividade do solo, σ é a condutividade do solo e γ é o ângulo de incidência.

Observações práticas demonstram que para muitos valores do ângulo de incidência o coeficiente de reflexão para ondas horizontalmente polarizadas é próximo de -1, isto é, o sinal é quase todo refletido, mas com uma defasagem de 180 graus no seu ângulo de fase. Tal observação só não é válida para frequências muito altas e ou solos com condutividade muito pobre.

Observando a figura 2.9, pode ser assumido que o campo no receptor (antena 2) é a soma vetorial do raio direto e do raio refletido, assim:

$$\mathbf{E}_R = \mathbf{E}_D + \mathbf{E}_{Ref} \quad (2.18)$$

Reescrevendo a equação acima, e assumindo que a diferença de percurso entre os raios direto e refletido afeta muito mais a fase do que a amplitude das componentes tem-se na forma polar:

$$|\mathbf{E}_R| = |\mathbf{E}_0| [1 + \rho e^{-j\Delta\theta}] \quad (2.19)$$

Onde E_0 é o campo no receptor devido ao raio direto, ρ é o coeficiente de reflexão e $\Delta\theta$ é a diferença de fase entre o raio direto e o refletido, que ocorre devido à onda refletida percorrer um percurso maior. É possível verificar o fenômeno do multipercurso, que é caracterizado pela composição, no receptor, de cópias atrasadas e defasadas em fase do sinal original.

É importante notar que dependendo da diferença de fase entre as ondas direta e refletida, o campo resultante no receptor pode sofrer interferência construtiva ou destrutiva, reforçando ou atenuando o sinal.

Analisando a diferença de fase, por inspeção da figura 2.9, tem-se:

$$\Delta\theta \cong \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (2.20)$$

Onde h_t e h_r são as alturas das antenas transmissora e receptora, respectivamente, λ é o comprimento de onda e d é a distância entre as antenas, se o ângulo de incidência do raio refletido for bem pequeno.

É possível estender a equação 2.19 para o caso mais real de uma superfície esférica (fig. 2.12). A esfericidade introduz determinada divergência na onda refletida no solo. Este efeito pode ser compensado na equação 2.19 pela adoção do fator de divergência (D), que magnifica o efeito do raio refletido na composição.

$$|E_R| = |E_0| [1 + D\rho e^{-j\Delta\theta}] \quad (2.21)$$

Pode-se definir D , como a razão entre as áreas mostradas na figura 2.12, isto é, conforme os raios divergem, formam áreas geométricas maiores. Após exaustivas suposições matemáticas, demonstra-se que:

$$D \cong \left(1 + \frac{2d_1 d_2}{R(h_t + h_r)}\right)^{-1/2} \quad (2.22)$$

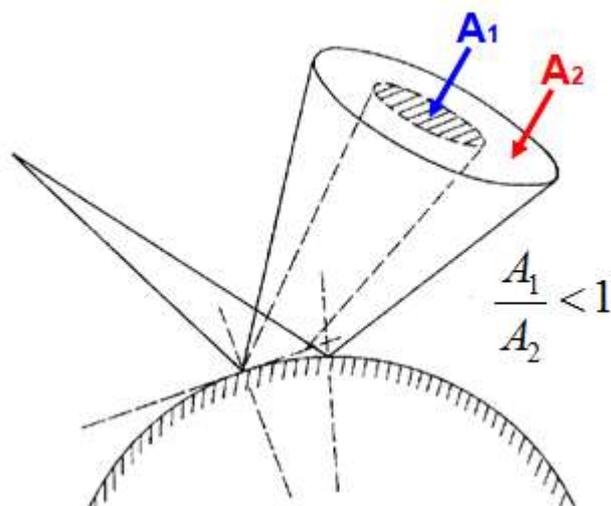


Figura 2.12 - Representação da divergência dos raios em terra esférica.

Onde d_1 e d_2 , são as distâncias entre as antenas transmissora e receptora e o ponto de reflexão, respectivamente, R é o raio da terra e h_t e h_r são as alturas das antenas de transmissão e recepção, respectivamente.

A potência recebida na antena de recepção pode ser calculada por:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.23)$$

Onde P_T é a potência transmitida, G_T e G_R os ganhos das antenas de transmissão e recepção, respectivamente e d é a distância entre as antenas. Se considerarmos os ganhos das antenas unitários e expressando em base logarítmica, chega-se a expressão da perda básica:

$$L_B(dB) = 40 \log(d) - 20 \log(h_t) - 20 \log(h_r) \quad (2.24)$$

Neste modelo, pode-se ressaltar que a perda básica de propagação não depende da frequência da onda propagante, senão da altura das antenas e da distância entre elas.

2.5

Propagação em terra rugosa

Até agora foi tratado o caso de terra plana, onde a reflexão especular reflete toda a energia incidente na superfície. Esta é uma suposição idealizada, usualmente a superfície de propagação apresenta desníveis e ondulações que alteram bastante o tipo de reflexão, que passa a ser difusa, isto é, a energia incidente na superfície reflete em diversas direções e somente parte da energia do raio refletido atinge o receptor. O coeficiente de espalhamento é um termo que mede o grau de dispersão que sofrem os raios incidentes em superfícies rugosas, pode-se modelar essa situação pelo famoso modelo de Rayleigh, ilustrado na figura 2.13.

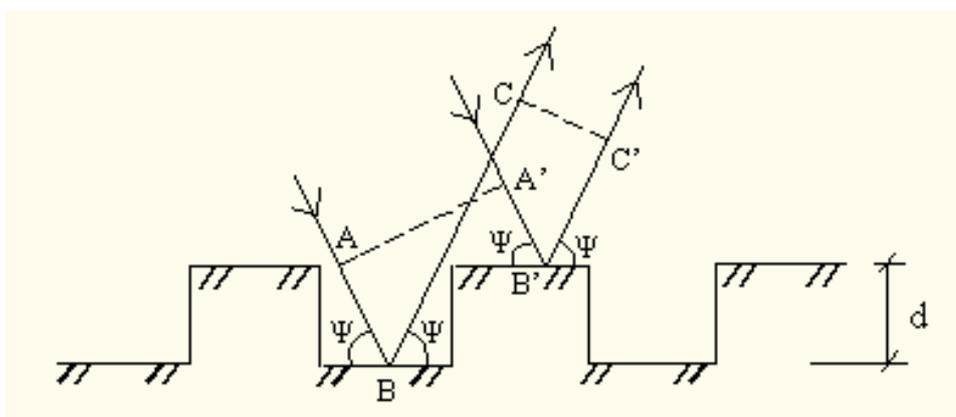


Figura 2.13 - Modelo de superfície rugosa.

Por geometria analítica e inspecionando a figura acima se pode deduzir que a diferença de percurso entre os dois raios é:

$$\Delta L = (\overline{AB} + \overline{BC}) - (\overline{A'B'} + \overline{B'C'}) \quad (2.25)$$

Assim desenvolvendo a expressão:

$$\Delta L = \frac{d}{\sin \psi} (1 - \cos 2\psi) \quad (2.26)$$

Simplificando:

$$\Delta L = 2d \operatorname{sen} \psi \quad (2.27)$$

Onde d é o desnível entre os planos representativos da rugosidade e ψ é o ângulo de incidência da frente de onda sobre o terreno. A diferença de fase entre os raios da figura pode ser expressa por:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta L \quad (2.28)$$

Ou seja:

$$\Delta\theta = \frac{4\pi d}{\lambda} \operatorname{sen} \psi \quad (2.29)$$

Inspecionando a equação acima, se d é pequeno comparado a λ , $\Delta\theta$ será pequeno e pode se considerar que ocorre uma reflexão especular. O critério de Rayleigh considera reflexão difusa para valores de $\Delta\theta$ maiores de 90 graus, pois os raios refletidos estarão interferindo bastante entre si, assim Rayleigh caracterizou o coeficiente de espalhamento (C) como:

$$C = e^{\frac{-\Delta\theta}{2}} \quad (2.30)$$

Se C for menor que 0,1, pode-se assumir uma reflexão especular, e se C for maior que 10, a superfície é muito rugosa, de forma que o acoplamento de energia com o receptor devido à onda refletida pode ser desconsiderado, pois chegará muito atenuado.

O coeficiente de espalhamento é usado como um fator que multiplica o coeficiente de reflexão. Desta forma reescrevendo a equação 2.21, tem-se:

$$|\mathbf{E}_R| = |\mathbf{E}_0| [1 + CD\rho e^{-j\Delta\theta}] \quad (2.31)$$

Salientando que o termo $\Delta\theta$ na equação acima é a diferença de fase entre o raio refletido e o raio direto.

2.6

Efeitos atmosféricos

A atmosfera exerce influência na propagação de ondas de rádio na faixa UHF. O efeito da chuva, usualmente, é percebido para frequências acima de 8 GHz, causando atenuação, espalhamento e despolarização da onda eletromagnética que se propaga. Na faixa estrita de interesse em UHF apresentada neste estudo, e amplamente utilizada em comunicações, a chuva não representa problemas relevantes.

O efeito mais importante nessa faixa, e que abrange todo o espectro é a refração atmosférica. A pressão, temperatura e umidade variam com a altura e com o tempo, provocando variações no índice de refração de determinadas camadas de ar, seus principais efeitos são:

- a) Encurvamento na trajetória dos raios (lei de Snell);
- b) Espalhamento devido à formação de regiões distintas com índice de refração diferentes da vizinhança;
- c) Dutos de propagação, causados pela inversão do gradiente do índice de refração entre determinadas alturas, causando desvios na trajetória e podendo canalizar a energia propagante até longas distâncias e causar interferência em sistemas distantes.

A dinâmica do índice de refração é um dos fatores que contribuem para o desvanecimento em larga escala do sinal. As variações e irregularidades no índice de refração são os principais agentes que provocam espalhamento e reflexão da energia irradiada, estes fenômenos podem até ser usados como mecanismo de propagação de longo alcance para sistemas VHF e UHF (tropodifusão), mas sua variabilidade temporal e sendo em alguns casos uma situação anômala, limita sua aplicabilidade prática. Outros fenômenos atmosféricos como neblina e gases não tem influência relevante na faixa de interesse.

Muitos fenômenos e mecanismos estão presentes na atmosfera, contudo neste trabalho, devido à faixa utilizada, podemos considerar que os principais agentes da propagação são a onda direta a difração e o multipercurso [10].

2.7

Propagação com obstáculos

Considerando a influência do relevo e da curvatura da terra, é impossível obter condições de propagação em espaço livre. Usualmente parte da energia propagante é absorvida e espalhada incoerentemente, levando a um acoplamento menor da energia entre o transmissor e o receptor. Um sistema de comunicações UHF com antenas em terra se baseia na hipótese de que os agentes da reflexão e difração possuem uma dimensão bem maior que o comprimento de onda da energia propagante. Assim podem-se modelar vários casos usando o princípio de Huygens que explica o aparecimento de energia atrás de obstáculos que absorvem a energia da onda incidente (fig. 2.14).

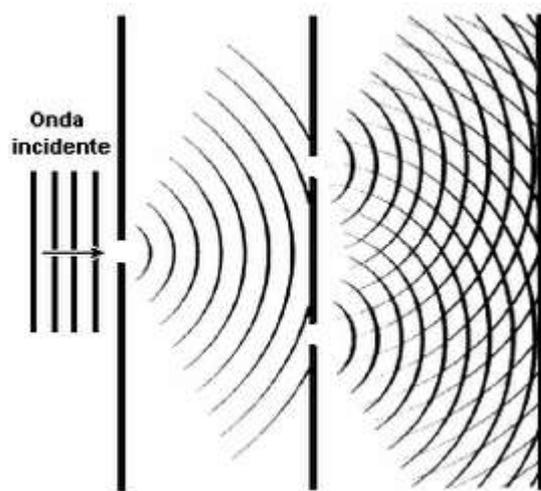


Figura 2.14 - Princípio de Huygens.

Este princípio estabelece que uma determinada frente de onda pode ser compreendida como sendo formada por fontes pontuais da onda, que podem gerar uma nova frente de onda, se houver obstrução de parte da energia irradiada. As fontes pontuais que não foram obstruídas formam uma nova frente de onda, de forma que haverá energia atrás dos obstáculos.

Inicialmente para modelar o fenômeno, considera-se o transmissor e o receptor no espaço livre, e um plano hipotético perpendicular ao percurso direto que possui um orifício a uma determinada altura em relação ao raio direto (fig. 2.15).

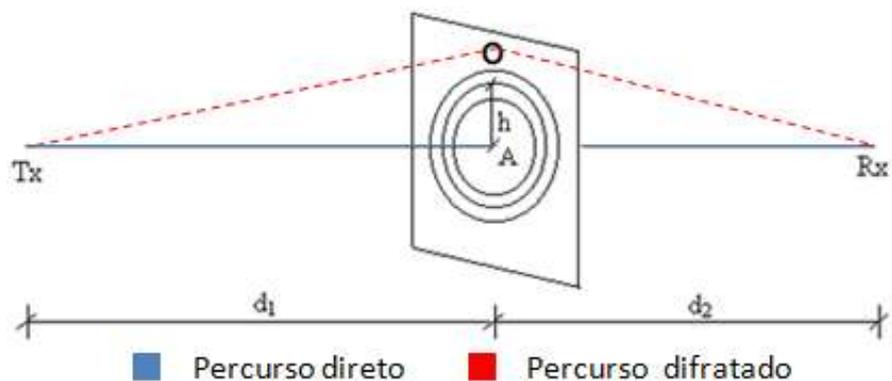


Figura 2.15 - Plano com orifício.

A diferença de percurso entre o que seria o raio direto e o raio difratado pelo orifício, pode ser aproximada por:

$$\Delta L \cong \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \quad (2.32)$$

Onde h é a altura do orifício no plano em relação a linha direta entre o transmissor e o receptor e d_1 e d_2 são as distâncias entre o transmissor e o plano e a distância entre o plano e o receptor, respectivamente. Considerando h muito menor que d_1 e d_2 , pode-se expressar a diferença de fase entre os dois raios como:

$$\varnothing \cong \frac{2\pi}{\lambda} \Delta L \quad (2.33)$$

Ou:

$$\varnothing \cong \frac{\pi}{2} V^2 \quad (2.34)$$

Onde:

$$V = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad (2.35)$$

Este elemento acima é conhecido como parâmetro de difração de Fresnel-Kirchoff, e a partir dele pode-se definir n elipsóides de Fresnel, formando as zonas de Fresnel. As zonas de Fresnel têm uma grande importância na análise da propagação de ondas radioelétricas na medida em que é o lugar geométrico dos pontos cuja soma dos percursos do raio difratado em relação às antenas de transmissão e recepção é constante e a diferença entre os percursos do raio direto e o percurso do raio difratado produz valores inteiros de meio comprimento de onda, de forma que é possível avaliar a interação dos raios em relação ao acoplamento de energia entre o transmissor e o receptor.

As zonas de Fresnel (fig. 2.16) são as regiões delimitadas por dois elipsóides consecutivos. Sob o ponto de vista prático o volume definido pelo primeiro elipsóide engloba todos os raios refratados que chegam ao receptor com uma contribuição aditiva ao acoplamento e a segunda zona, que compreende a região entre o primeiro elipsóide e o final do segundo elipsóide engloba raios difratados que contribuem negativamente ao acoplamento, e assim sucessivamente, de forma que raios difratados em zonas de ordem ímpar contribuem positivamente com o raio direto e raios difratados em zonas de ordem par contribuem negativamente com o raio direto. Estas contribuições, obviamente são motivadas pela diferença de fase entre o raio direto e o raio difratado.

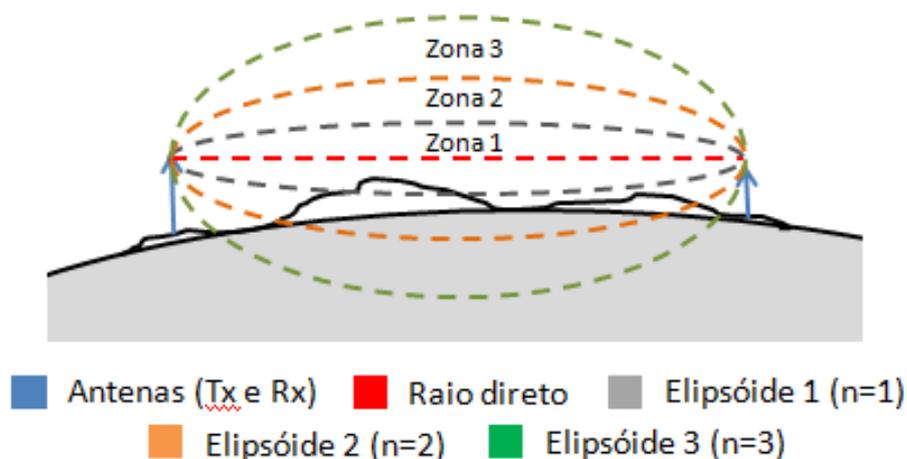


Figura 2.16 - Elipsóides e zonas de Fresnel.

Para melhor modelagem do efeito, pode-se supor agora um semi-plano opaco, que absorve a energia que incide sobre ele, disposto transversalmente ao percurso do raio direto entre o transmissor e o receptor (fig. 2.17).

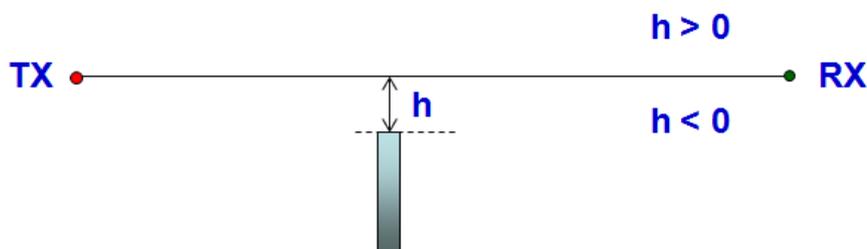


Figura 2.17 - Semi-plano opaco.

Neste modelo, se o semi-plano estiver bem longe da linha de visada, ele não produzirá efeitos relevantes sobre o campo recebido no receptor, mas à medida que ele se aproxima da linha de visada, o campo oscila, indicando a obstrução sucessiva dos elipsóides de Fresnel. Quando a borda superior do semi-plano está situada no limite da linha de visada, pode-se considerar o campo recebido como similar ao de espaço livre E_0 .

Quando o semi-plano ultrapassar a linha de visada, cessam as oscilações, e o campo cai monotonicamente à medida que a borda superior do sobe mais, se afastando da linha de visada. Esse decaimento pode ser representado por:

$$\frac{E}{E_0} = \frac{(1+j)}{2} \left[\left(\frac{1}{2} - C(V) \right) - j \left(\frac{1}{2} - S(V) \right) \right] \quad (2.36)$$

Onde:

$$C(V) = \int_0^V \cos\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt$$

$$S(V) = \int_0^V \sin\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt$$

Que são chamadas integrais de Fresnel. Plotando o gráfico do campo recebido, normalizado pelo campo de espaço livre, pode-se visualizar melhor o efeito das zonas de Fresnel (fig. 2.18)

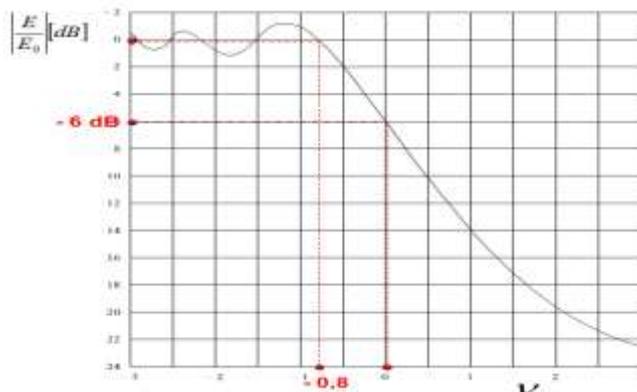


Figura 2.18 - Curva do campo recebido.

Neste gráfico pode-se notar claramente os efeitos da difração em função das distâncias entre as antenas e a altura relativa da borda superior do semi-plano à linha de visada, que estão presentes no parâmetro V , no eixo das ordenadas. Importante ressaltar que quando V é igual a $-0,8$ têm-se $E=E_0$, o que corresponde a uma liberação de 56% do primeiro elipsóide de Fresnel. Em condições reais, onde a difração é causada por prédios, elevações do terreno, árvores e quaisquer obstáculos opacos, também ocorre difração nos lados do obstáculo, obedecendo as mesmas características apresentadas no modelo acima. Este efeito é mais conhecido como gume-de-faca. Bullington [22] desenvolveu um diagrama muito utilizado por facilitar o cálculo da perda nestes casos (fig. 2.19).

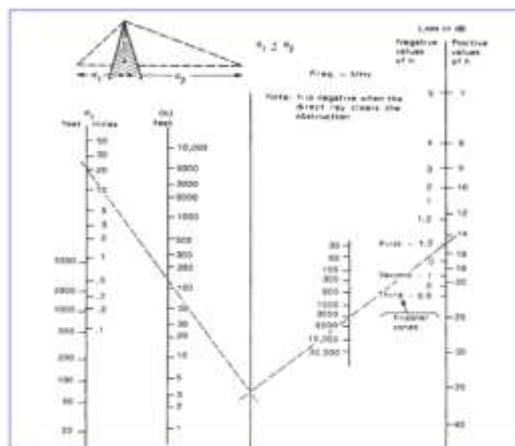


Figura 2.19 - Diagrama de Bullington.

Neste diagrama é possível visualizar a perda em decibéis, pela análise do posicionamento de duas retas que interceptam as escalas onde os parâmetros do modelo analisado estão plotados, bastando marcar os pontos desejados na escala correspondente à grandeza em questão, e depois unir os pontos com retas, e verificar onde a reta gerada intercepta a escala de perda.

Em condições reais de propagação, existem diversos formatos e geometrias de obstáculos que provocam difração. Uma abordagem bastante utilizada faz a suposição de um obstáculo de cume arredondado, como mostrado no modelo da figura 2.20.

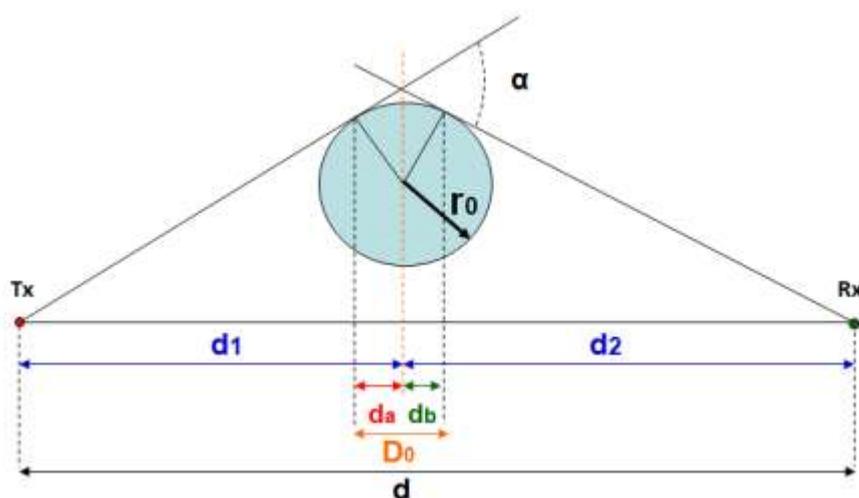


Figura 2.20 - Obstáculo de cume arredondado.

Pode-se modelar o topo do obstáculo por um cilindro posicionado transversalmente à linha de visada direta, como proposto pela ITU-R [23]. Assim o principal parâmetro deste modelo é o raio do cilindro r_0 . A atenuação adicional produzida por um obstáculo nestas condições é dada por:

$$L(dB) = L_g(V) + T(\alpha) + Q(\varepsilon) \quad (2.37)$$

onde $L_g(V)$ é a atenuação associada a um obstáculo do tipo Gume-de-faca teoricamente posicionado na altura máxima do obstáculo real, $T(\alpha)$ e $Q(\varepsilon)$ são fatores de correção associados à geometria da propagação, e ao formato cilíndrico do obstáculo, assim:

$$T(\alpha) = 7,2 \alpha - 2 \alpha^2 + 3,6 \alpha^3 - 0,8 \alpha^4 \quad (2.38)$$

$$Q(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{\varepsilon T(\rho)}{\rho} & , \text{para } -\rho \leq \varepsilon < 0 \\ 12,5 \varepsilon & , \text{para } 0 \leq \varepsilon < 4 \\ 17,6 \varepsilon - 20 \log \varepsilon - 6 & , \text{para } \varepsilon > 4 \end{cases} \quad (2.39)$$

Onde:

$$\rho = 0,826 \frac{\lambda^{\frac{2}{3}} r_0^{\frac{1}{3}}}{R_1}$$

E:

$$\varepsilon \cong \alpha \left(\frac{\pi r_0}{\lambda} \right)^{\frac{1}{3}}$$

α é o ângulo entre o raio que é irradiado até o obstáculo e o raio que vai do obstáculo até o receptor e R_1 é o raio do primeiro elipsóide de Fresnel, dado por:

$$R_1 = \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Quando o obstáculo possui o topo com dimensões maiores, este modelo apresenta resultados práticos melhores, do que o modelo com a hipótese de obstáculos gume-de-faca.

Em condições normais de propagação é usual existirem mais de um obstáculo à irradiação da energia. Tais obstáculos causam sucessivas difrações, adicionando mais atenuação ao sinal radioelétrico que chega ao receptor. A dificuldade em modelar o problema, levou muitos pesquisadores a propor um modelo empírico para o problema. Dentre estes modelos podemos citar: Epstein-Peterson, Deygout, Giovanelli, Matsumoto, Picquenard e posteriormente o método ITU-R.

Um dos mais utilizados é o modelo de Deygout [24], que propôs uma solução prática para o problema fazendo a suposição de sucessivas difrações gume-de-faca. Assis [25] estendeu a ideia e apresentou uma solução simplificada para o problema de múltiplas difrações sobre terrenos irregulares. Neste modelo a perda é obtida por análises geométricas sobre o perfil do terreno por onde a onda se propaga. Basicamente são considerados sub-enlaces onde o obstáculo pode ser aproximado por um cilindro ou gume-de-faca.

Inicialmente, deve-se plotar o perfil aproximado do terreno e modelar cada obstáculo como gume-de-faca ou cilíndrico. O método supõe a existência de obstáculos principais e secundários (fig. 2.21). Obstáculos principais são os que definem o horizonte do enlace, usualmente os mais altos. Os obstáculos secundários são os que fazem parte do sub-enlace entre os obstáculos principais. A ideia geral da técnica, é particionar todo o percurso do raio entre o transmissor e o receptor, em sub-enlaces menores, definidos geometricamente entre os obstáculos principais, desde o transmissor até o receptor, e calcular a perda em cada sub-enlace utilizando as técnicas já descritas neste capítulo e ao final soma-se a perda em cada sub-enlace e adiciona-se um fator de correção associado às múltiplas difrações.

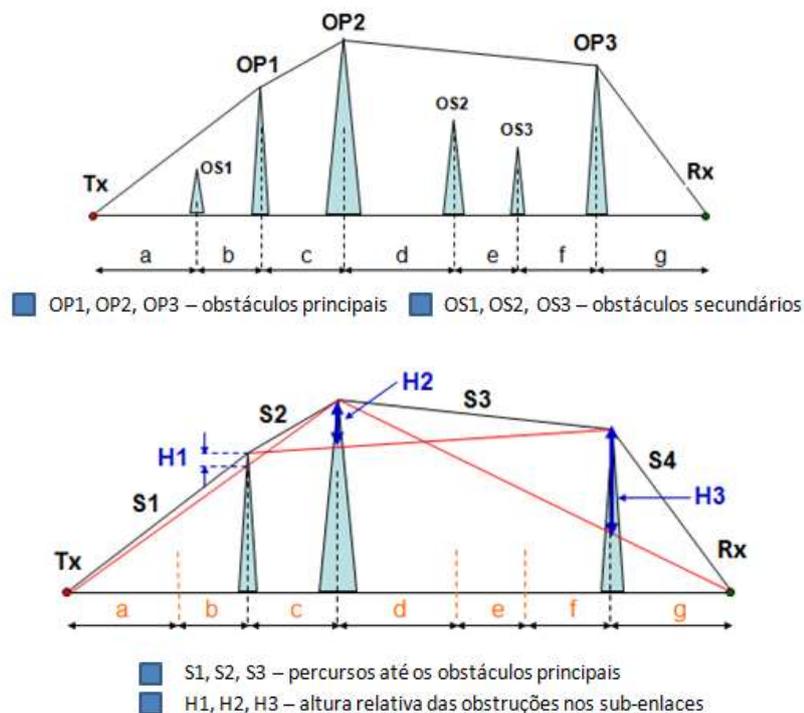


Figura 2.21 - Exemplo do método Deygout-Assis, para múltiplos obstáculos.

A atenuação total por difração neste modelo pode ser dada por:

$$A = \sum_{i=1}^N A_{Pi} + \sum_{k=1}^M A_{Sk} + C \quad (2.39)$$

Onde N é o número de sub-enlaces principais, M é o número de sub-enlaces secundários e C é o fator de correção que é expresso por:

$$C = -10 \log \left(\frac{(\prod_1^N S_i) (\sum_1^N S_i)}{(\prod_1^N (S_i + S_{i+1})) \cdot S_1 S_N} \right)$$

Onde S_i são os percursos entre os horizontes do enlace, como mostrados na figura 2.21. O fator de correção foi proposto em 1971, pois o método Deygout-Assis, usualmente é pessimista em relação à perda no percurso total, mesmo considerando o topo dos obstáculos como cilíndricos ou gume-de-faca. No exemplo seria:

$$C = -10 \log \left(\frac{S_1 S_2 S_3 S_4 (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)}{(S_1 + S_2)(S_2 + S_3)(S_3 + S_4) S_1 S_4} \right)$$

Na equação (2.39), o primeiro termo representa as contribuições na perda de cada sub-enlace principal, considerados como se estivessem isolados num enlace formado pelo cume de um obstáculo principal anterior e outro posterior. Para exemplificar, conforme o exemplo, o primeiro sub-enlace seria formado pelo transmissor e o receptor, como o raio sendo difratado pelo maior obstáculo principal. O segundo sub-enlace principal vai do transmissor até o cume do segundo obstáculo principal, que sofre difração no primeiro obstáculo. O terceiro sub-enlace principal seria formado pelo topo do segundo obstáculo principal e o receptor, sendo difratado pelo terceiro obstáculo principal.

O segundo termo da equação (2.39), representa a contribuição dos obstáculos secundários em cada sub-enlace. O método considera apenas a contribuição do obstáculo que introduz a maior atenuação em cada sub-enlace e é sempre modelado como gume-de-faca.

Assim o problema é bastante simplificado, em sub-enlaces onde se calcula a perda em cada um, utilizando o modelo cilíndrico ou gume de faca, conforme explanados anteriormente.

2.8

Desvanecimento e multipercurso

Usualmente em sistemas de comunicações via rádio, o ambiente onde a onda se propaga e a faixa do espectro utilizada no enlace fazem com que o sinal resultante captado no receptor seja oriundo da composição de diversos sinais, que percorreram variados percursos entre o transmissor e o receptor, por diversos mecanismos de propagação (fig. 2.22).

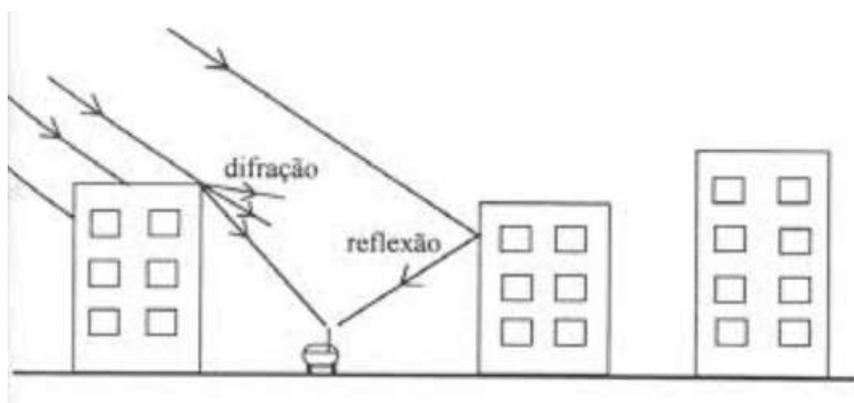


Figura 2.22 - Multipercurso.

No ambiente de propagação, encontram-se árvores, prédios, elevações do terreno e estes obstáculos geram o fenômeno do multipercurso. Ele está presente em muitos tipos de sistemas de comunicação, mas é comum quando o enlace está imerso em um ambiente com muitos obstáculos, que agem como espalhadores do sinal emitido.

No receptor os campos oriundos do multipercurso somam-se e produzem um sinal oscilante, na medida em que podem interagir construtiva ou destrutivamente. Sob o ponto de vista da comunicação, não se pode afirmar que o multipercurso atua apenas negativamente no enlace, pois em muitos casos, possibilita a comunicação entre o transmissor e o receptor, pois a energia chega por vários percursos, de várias direções e retardos diferentes, possibilitando assim sua captação, no que seria uma espécie de diversidade temporal do sinal.

O sistema mais utilizado na faixa de UHF é o rádio móvel (celular) e o comportamento típico do seu sinal captado em função da distância entre as antenas pode ser visto na figura 2.23. Podem-se destacar dois comportamentos distintos: as flutuações rápidas em torno da média, também chamado de desvanecimento rápido ou em pequena escala, que está associada ao multipercurso [15], e as variações mais suaves, chamadas de desvanecimento lento ou em larga escala, que é associada ao sombreamento do sinal por obstáculos e ao espalhamento da energia à medida que se propaga.

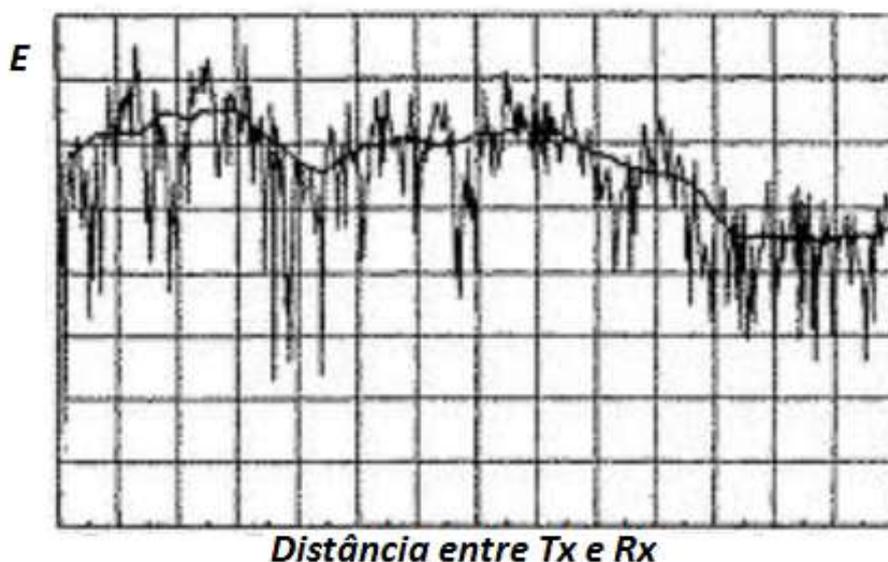


Figura 2.23 - Sinal captado com a distância entre as antenas.

Compreende-se o desvanecimento como a variabilidade do sinal, observada no receptor. O desvanecimento em grande escala é principalmente ocasionado por obstáculos, como prédios, árvores e elevações no terreno, que estão no trajeto da energia que se propaga. O que causa um sombreamento no sinal radioelétrico e a sua conseqüente variação. Mesmo sem movimentação relativa entre as antenas pode-se observar desvanecimento, pois pequenas mudanças no ambiente, tais como variações temporais no índice de refração atmosférica podem ocasioná-lo. É interessante observar que obstáculos em geral estão associados ao desvanecimento lento, mas não é impossível que o tal obstáculo cause desvanecimento rápido, como uma ocorrência isolada.

Usualmente o desvanecimento lento na faixa de UHF é modelado por uma distribuição de probabilidades log-normal de média nula e desvio padrão entre 4 a 12 dB [15].

O desvanecimento em pequena escala é causado principalmente pelo multipercurso, na medida em que diversas componentes chegam aleatoriamente ao receptor, provocando uma variação brusca no nível do sinal em um pequeno intervalo de tempo.

A multiplicidade de caminhos percorridos pelas componentes do multipercurso no receptor faz com que cheguem com diferentes amplitudes e defasagens entre si. O efeito Doppler também causa desvanecimento rápido, pois as variações temporais nos comprimentos dos percursos de propagação podem estar relacionadas diretamente ao movimento relativo entre as antenas, e a taxa de variação de fase, devido a esse movimento, aparece como um deslocamento em frequência para cada multipercurso.

Usualmente as variações rápidas do nível do sinal em UHF estão na ordem de 30 a 40 dB em relação ao valor médio do sinal [15]. O desvanecimento em pequena escala é mais bem caracterizado se analisado tanto espacialmente como temporalmente, pois tanto faz se o receptor esteja se deslocando ou esteja em repouso em relação ao transmissor, pequenas alterações pontuais e aparentemente aleatórias, tais como a movimentação de veículos, pode causá-lo.

A distribuição de Rayleigh é muito utilizada para a sua modelagem, em situações onde o receptor recebe componentes oriundas de multipercurso em que nenhuma componente, é muito maior que as outras que fazem parte do envelope do sinal recebido. Em situações onde existe uma componente que concentra bastante energia em relação às outras componentes, como o raio direto (visada), a distribuição de probabilidades de Rice, pode ser usada com melhores resultados, ela é dada por:

$$P_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-r^2+r_s^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (2.40)$$

Para r e r_s iguais ou maiores que zero. Onde $I_0(.)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie e r_s é o parâmetro de amplitude da componente dominante do multipercurso.

Rice definiu um fator que relaciona a potência da componente dominante com a potência das outras componentes do multipercurso, o fator de Rice é dado em decibéis por:

$$K = 10 \log \frac{r_s^2}{2\sigma^2} \quad (2.41)$$

Combinando as duas últimas equações pode-se expressar a função densidade de probabilidade do envelope do sinal recebido como:

$$P_r(r) = \frac{2r 10^{\frac{K}{10}}}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{10^{\frac{K}{10}}}{r_s^2}(r^2+r_s^2)\right)} I_0\left(\frac{2r 10^{\frac{K}{10}}}{r_s}\right) \quad (2.42)$$

Pode-se observar que para pequenos valores de K , a distribuição acima tende para uma distribuição de Rayleigh. Valores pequenos de K indicam que a contribuição de energia de uma componente do multipercurso não é muito maior que de outras componentes, assim não há componente dominante. De outra forma, se K é grande, a distribuição tende para uma normal. Pode-se entender tal fato, pois nesta circunstância existe um raio dominante no multipercurso, com muito mais energia que as outras componentes, que poderia ser, por exemplo, o raio direto. Nesta condição é possível desprezar os efeitos do multipercurso, pois o sinal recebido sofrerá menos os seus efeitos, estando mais sujeito ao desvanecimento causado por sombreamento. A distribuição de Rice, assim é considerada mais abrangente, pois dependendo do observado no enlace, pode caracterizar-se como Rayleigh ou normal (fig. 2.24).

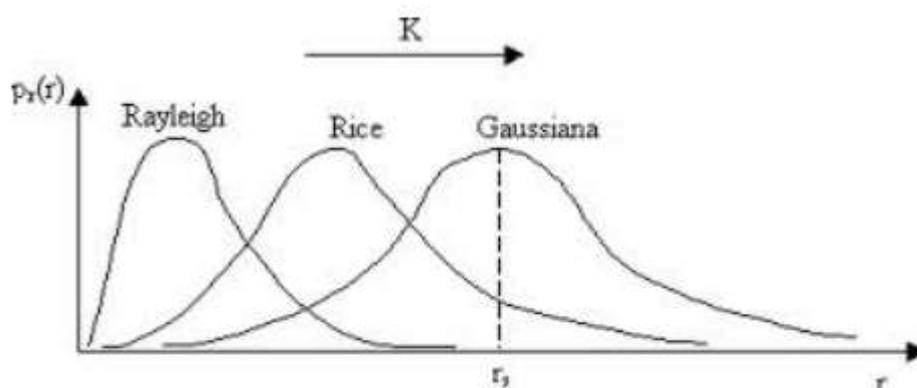


Figura 2.24 - Distribuições de Rice, normal e Rayleigh.

Sempre que houver movimento relativo entre o transmissor e o receptor, pode-se perceber um deslocamento em frequência do sinal, o efeito chamado de Doppler, foi observado ainda no século XIX, em ondas sonoras. O Doppler é uma manifestação em frequência do desvanecimento que ocorre na envoltória percebida no receptor no domínio do tempo, Devido ao movimento relativo entre transmissor e receptor. Assim é possível aferir que havendo movimento relativo, determinados multipercursos também sofrem deslocamento em frequência, e ainda se houver movimento relativo dos espalhadores, haverá o efeito (fig. 2.25).

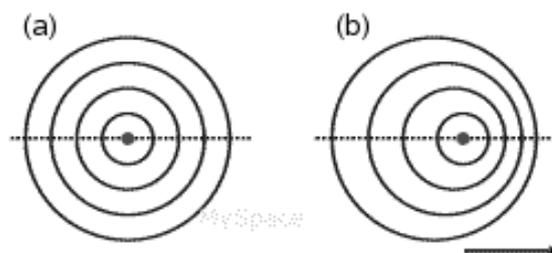


Figura 2.25 - Efeito Doppler: (a) parado, (b) em movimento.

Pode-se modelar o problema, usando a geometria da figura 2.26, onde é possível notar as direções de deslocamento.

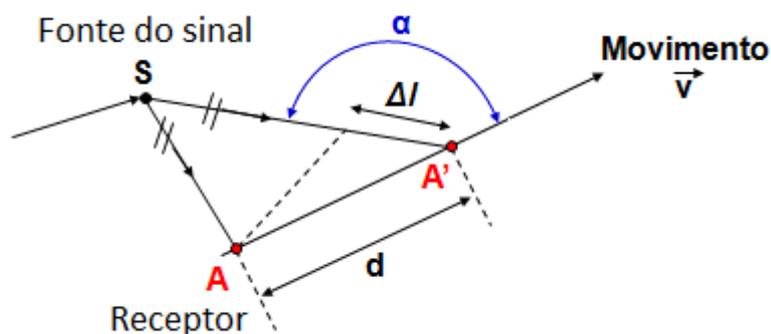


Figura 2.26 - Modelo para o efeito Doppler.

É possível aferir que a distância percorrida pelo receptor (d) depende da velocidade (v) e do tempo (t) (considerando o movimento uniforme), assim:

$$d = vt \quad (2.43)$$

Pode-se aproximar a diferença de percurso do raio, tomados no instante inicial e no final do intervalo do tempo de análise, considerando que a distância entre o receptor e o transmissor seja muito mais do que a distância percorrida pelo receptor no intervalo de tempo, por:

$$\Delta l \cong d \cos \alpha \quad (2.44)$$

Onde α é o ângulo de chegada do raio em um determinado instante em relação à direção de movimento, assim a diferença de fase entre os dois raios tomados no instante inicial e no final do tempo de análise, pode ser dado por:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l \quad (2.45)$$

Substituindo as equações 2.43 e 2.44 na equação 2.45, obtém-se:

$$\Delta\varphi \cong \frac{2\pi}{\lambda} v t \cos \alpha \quad (2.46)$$

O deslocamento relativo produz um deslocamento na frequência, que pode ser expresso como:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{t} \quad (2.47)$$

Inserindo a equação 2.46 na equação 2.47, tem-se:

$$\Delta f \cong \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (2.48)$$

Onde V é a velocidade de deslocamento do receptor, λ é o comprimento de onda em repouso. A frequência aparente, percebida no receptor que se desloca é:

$$f_a = f + \Delta f \quad (2.49)$$

Onde f é a frequência da onda propagante do transmissor e Δf é o deslocamento em frequência. Se α for igual a 0 ou 180 graus, têm-se os maiores deslocamentos em frequência, onde:

$$\Delta f = \pm \frac{v}{\lambda}$$

Se o receptor se desloca em direção ao transmissor, o desvio em frequência é positivo, e a frequência aparente aumenta, caso haja afastamento, a frequência aparente diminuirá.

Na prática os vários raios se encontrarão no receptor com fases aleatoriamente distribuídas, de tal forma que o envelope da onda percebido é uma variável aleatória. o que sugere sua análise estocasticamente, pois a modelagem determinística seria de extrema complexidade.

2.9

Dispersão do sinal

Considerando que um enlace está sujeito ao multipercurso, pode-se inferir que o sinal captado não se restringirá a uma cópia do que foi transmitido, mas a uma composição de várias réplicas deste sinal, com diferentes amplitudes, ângulos de chegada, fases e atrasos no tempo. É possível visualizar no domínio do tempo os parâmetros dos sinais captados pelo seu perfil de retardos (*power delay profile*), que é a representação da potência do sinal percebido em uma janela do tempo (fig. 2.27).

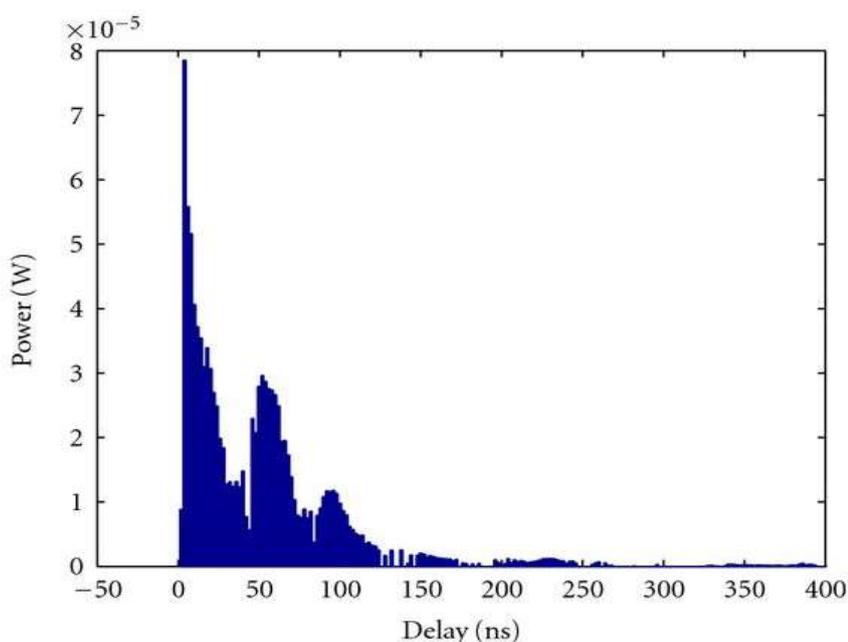


Figura 2.27 - Perfil de retardos.

O perfil de retardos mostra o sinal que sofreu espalhamento temporal, com cada componente do multipercurso e a sua potência e o instante de chegada no receptor. Do perfil de retardos podem-se extrair importantes parâmetros como:

- a) Retardo excedido médio (*mean excess delay*);
- b) Espalhamento temporal excedido (*excess delay spread*);
- c) Espalhamento temporal RMS (*RMS delay spread*).

O retardo médio excedido é o retardo médio das componentes do multipercurso em relação à primeira componente que chega ao receptor.

O espalhamento temporal excedido indica o retardo máximo, em relação a primeira componente do multipercurso, a partir da qual a energia cai a um patamar determinado, em relação ao maior nível recebido, o que indica a janela de tempo onde existem níveis de energia importantes.

O espalhamento temporal RMS é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardos, isto é, o desvio padrão. O espalhamento temporal RMS é um parâmetro muito útil ao se analisar o desempenho da comunicação em relação à taxa de erros, pois se a duração do símbolo transmitido for menor que o espalhamento temporal RMS, todas as componentes importantes do multipercurso chegam no período do símbolo enviado, não ocorrendo a interferência intersimbólica (ISI). De outra forma se o espalhamento temporal RMS for da ordem de tempo do símbolo, ou maior, pode-se ter multipercurso de um símbolo chegando na janela de tempo do símbolo seguinte, prejudicando a comunicação.

Importante ressaltar que como as componentes do multipercurso chegam ao receptor com direções diversas e aleatórias, o uso de antenas diretivas tende a diminuir o espalhamento temporal do sinal captado, já que a diretividade das antenas age como um filtro espacial nas componentes de multipercurso que chegam fora do lobo principal da antena do receptor.

2.10

Variabilidade temporal do canal

Associado ao valor RMS do retardo, existe o conceito de banda de coerência, com o qual se verifica a grau de correlação ente as frequências de uma determinada faixa, em outras palavras, pode-se mensurar a faixa de frequências na qual um determinado canal de propagação atua de forma similar sobre a determinada faixa de frequências transmitidas. O canal, dentro da banda de coerência é considerado plano, ou seja, as componentes espectrais se propagam pelo canal sofrendo ganhos próximos e com variação linear de fase. Dependendo da faixa espectral utilizada, desvanecimentos distintos, não correlatados, podem ou não ocorrer dependendo do grau de correlação desejado. Desta forma a definição prática de banda de coerência aceita várias interpretações quanto ao nível de correlação relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Usualmente são utilizados níveis de correlação acima de 0.9, ainda que este valor não seja um consenso. Com este parâmetro pode-se definir a banda de coerência como:

$$B_c \cong \frac{1}{50\sigma_r} \quad (2.50)$$

Onde σ_r é o espalhamento temporal RMS.

É possível relacionar a banda de coerência ao conceito de seletividade. Que pode ser entendida como um tratamento diferenciado que o canal apresenta para determinadas faixas de frequência, por não possuir comportamento plano.

Quando a banda de frequências do sinal transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado faixa estreita. O sinal nesta condição será pouco afetado pela seletividade. De outra forma, se a faixa é maior que a banda de coerência, o sistema é chamado faixa larga e será afetado pela seletividade presente no canal com maior intensidade.

A variabilidade temporal do canal é um fator determinante na definição da banda de coerência. O canal é consequência do movimento relativo entre o receptor e o transmissor, do movimento relativo entre os diversos espalhadores e da modificação das propriedades físicas do meio ao longo do tempo. Usualmente em sistemas móveis o principal responsável pela variabilidade temporal do canal é a mobilidade do receptor, na medida em que altera, a cada instante a geometria da propagação.

Nesta pesquisa será utilizado nas medições um tom (CW) de frequência, em valores predeterminados, o que corresponde a um impulso em frequência, ocupando uma ínfima banda, pelo que uma abordagem estritamente banda estreita poderá ser adotada.