

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	vi
LISTA DE TABELAS	vii
RESUMO	1
CAPÍTULO 1	2
INTRODUÇÃO	2
CAPÍTULO 2	4
MODELOS DE PROPAGAÇÃO	4
2.1- Propagação no Espaço Livre	4
2.2- Propagação sobre Terra Plana	7
2.2.1 Difração em obstáculos	15
2.2.1.1 Princípio de Huygens	16
2.2.1.2 Zonas e Elipsóides de Fresnel	17
2.2.1.3 Difração por gume de faca	21
2.3- Modelo de Propagação Segundo T.Tamir	24
2.3.1 – O campo dentro da floresta (Região I)	26
2.4- Modelo de Propagação Segundo Henry L. Bertoni	28
2.5- Modelo de Propagação Segundo Gervásio Cavalcante	31
2.5.1 – O campo recebido no ponto R	33
2.5.2 – O campo recebido pelo Receptor móvel	34
CAPÍTULO 3	37
AMBIENTE COMPUTACIONAL DESENVOLVIDO	37
3.1 – O Ambiente Flora	37
3.1.1 – Arquivo	39
3.1.2 – Ferramenta	40
3.1.3 – Modelos	43
3.1.3.1 – Espaço Livre	44
3.1.3.2 – Terra Plana	44
3.1.3.3 – T.Tamir	46
3.1.3.4 – Bertoni	48
3.1.3.4 – Gervásio	48
3.1.3 – Ajuda	49
CAPÍTULO 4	51
CONCLUSÃO	51
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	52
ANEXO	53

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 - Reflexão sobre Terra Plana	7
Figura 2-2 - Gráfico de atenuação por Terra Plana (2 raios)	11
Figura 2-3 - Reflexão em superfície rugosa (espalhamento)	13
Figura 2-4 - Determinação da diferença de fase entre raios refletidos em superfície rugosa	14
Figura 2-5 - Princípio de Huygens	16
Figura 2-6 - Obstrução da onda propagante por um obstáculo	16
Figura 2-7 - Distância entre pontos da frente de onda e um observador.....	18
Figura 2-8 - Geometria para cálculo de defasagem entre raios.....	18
Figura 2-9 - Elipsóide de Fresnel	21
Figura 2-10 - Geometria da difração por gume de faca	22
Figura 2-11 - Campo difratado por obstáculo gume de faca.....	23
Figura 2-12 – Geometria da camada de floresta adjacente a região da terra.	25
Figura 2-13 – Trajetória do raio TABR para onda lateral dentro da floresta.....	26
Figura 2-14 (Bertoni)	28
Figura 2-15 (Bertoni)	29
Figura 2-16 – Antena Transmissora.....	31
Figura 2-17 –Receptor Móvel	31
Figura 2-18 – Rua do Modelo	32
Figura 2-19(a) – Vista Superior da Floresta.....	33
Figura 2-19(b) – Vista Lateral da Floresta.....	33
Figura 2-20 – Variação da potência média recebida com a distância	36
Figura 3-1 – Ambiente do Software FLORA.....	38
Figura 3-2 – Acesso ao Menu Arquivo	39
Figura 3-3 – Gráfico Exibido pelo Menu Arquivo.....	40
Figura 3-4 – Sub-Programa Comparar Modelos	41
Figura 3-5 – Salvar dados Comparar Modelos.....	42
Figura 3-6 – Exibir Relatório Comparar Modelos	42
Figura 3-7 – Arquivo de texto	43
Figura 3-8 – Menu Modelos.....	43
Figura 3-9 – Modelo Espaço Livre	44
Figura 3-10 – Modelo Terra Plana	45
Figura 3-11 – Modelo Terra Plana p/ polarização Horizontal	46
Figura 3-12 – Modelo T.Tamir	46
Figura 3-13 – Relatório T.Tamir	47
Figura 3-14 – Modelo Bertoni.....	48
Figura 3-15 – Modelo Gervásio	49
Figura 3-16 – Menu Ajuda	50
Figura 3-17 – Software Help	50
Figura 3-18 – Software Sobre	50
Figura a-1 – Estrutura típica de um painel.	55
Figura a-2 – Diagrama de um VI	56
Figura a-3 – Painel Gervásio.....	56
Figura a-4 – Diagrama Gervásio	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 - Alguns valores típicos de σ e ε_r	9
Tabela 2-2 - Parâmetros Usados no Modelo	36
Tabela 3-1 - Sub-Programas do FLORA versus Tarefas realizadas	38

RESUMO

Este trabalho objetiva desenvolver um ambiente computacional que modele os efeitos de propagação de canais de rádio em ambiente florestal. Foi utilizada a ferramenta computacional LabVIEW™, da National Instruments, na implementação do *software*. Foram usados os modelos clássicos consagrados na literatura (Gervásio, T.Tamir e Bertoni), para o cálculo da rádio-perda. Para validação, foram realizadas algumas simulações para verificação dos efeitos físicos presentes no ambiente florestal.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Após a 2ª guerra mundial houve um aumento de interesse para que se resolvessem os problemas que envolvem a propagação de ondas eletromagnéticas em florestas, pela possível utilização militar e em comunicações civis, destacando-se estudos que vieram desenvolver e permitir avanços tecnológicos ligados à propagação de ondas eletromagnéticas em florestas, basicamente em sistemas móveis que atravessam essas regiões e sistemas particulares, que operam parcial ou totalmente no interior destas, tais como:

- Expedições científicas;
- Controle de parques florestais;
- Aplicações na agricultura e outras.

Há uma grande dificuldade em se transmitir um sinal pela floresta, pois a propagação de ondas eletromagnéticas nesse ambiente deve levar em conta além da formação e densidade da mata, vários parâmetros, tais como: frequência, distância entre transmissor e o receptor, altura das antenas em relação ao solo, propriedades elétricas dos meios (solos, florestas, ar), condições atmosféricas, não homogeneidade da vegetação no percurso de transmissão e o movimento das árvores devido à velocidade do vento. Assim, em sua forma geral o problema é extremamente complexo, o que tem levado aos inúmeros estudos [Cavalcante, 1998; Cavalcante, 1999; Sarabandi, 2000; Sarabandi, 2001], de forma a estabelecer um modelo analítico que se aproxime das situações observadas na prática.

Em face dessas considerações, este trabalho pretende contribuir ao estudo do fenômeno de propagação de ondas eletromagnéticas em florestas, tanto ao nível acadêmico como ferramenta complementar, quanto ao nível científico no que se refere à criação de modelos como uma importante ferramenta de pesquisa para a análise do comportamento do sinal eletromagnético em tais meios, desenvolvendo um *software* que simule as perdas imposta a um sinal que viaja no interior de um ambiente florestal.

Utilizando a técnica do traçado de raios para múltiplas trajetórias [Cavalcante, 1999; Tamir, 1977] em ambiente florestal e fazendo o uso da difração e/ou reflexão

sobre descontinuidades abruptas causadas pela presença de uma rua dentro do ambiente florestal, será feito através do uso do *software*, simulações que mostrem o valor do campo recebido por uma estação móvel em três tipos de ambientes florestais: floresta rala (Altura em metros (H) < 5m), floresta média (5m<H<10m) e floresta densa (10<H<20m), relacionando as curvas de atenuação mostradas pelo programa com as que existem na literatura, validando desta forma a eficácia do *software*.

A estrutura do trabalho é mostrada a seguir:

O capítulo 2 aborda a teoria sobre os modelos de propagação, utilizados neste trabalho.

No capítulo 3 são descritas as principais funcionalidades e características do *software*.

CAPÍTULO 2

MODELOS DE PROPAGAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os modelos clássicos de propagação na literatura para ambientes florestais, no qual serão mostradas as principais equações utilizadas para o cálculo da rádio perda em tais ambientes. Os modelos referentes ao espaço livre e à terra plana são apresentados neste trabalho para que se tenha uma referência do comportamento do sinal em situações em que não haja obstrução na trajetória do mesmo.

2.1- Propagação no Espaço Livre

Supondo que um transmissor irradia uma potência P_t através de uma antena isotrópica (a qual irradia igualmente em todas as direções) e que um receptor está situado em uma distância r do transmissor. Como o transmissor irradia igualmente através de uma superfície esférica em volta da antena, a densidade do fluxo de potência a uma distância r é dada por:

$$S = \frac{P_t}{4\pi r^2}, \quad (\text{W/m}^2) \quad (2-1)$$

sendo: S – Densidade de potência [W/m^2]

P_t – Potência do transmissor [W]

r – Distância do transmissor [m]

A relação entre densidade de potência e o campo elétrico recebido é estabelecida, em campo distante, por:

$$S = \frac{E_{rms}^2}{\eta}, \quad (\text{W/m}^2) \quad (2-2)$$

sendo: E_{rms} – Módulo do campo elétrico eficaz [V/m]

η – Impedância intrínseca do meio [Ω]; no espaço livre : $\eta = \eta_0 = 120\pi \cong 377\Omega$

Pode-se calcular o campo elétrico da seguinte forma:

$$E_{rms} = \frac{\sqrt{30 P_t}}{r} \quad (\text{V/m}) \quad (2-3)$$

Se for usado uma antena com ganho G_t , a equação (2-3) será:

$$E_{rms} = \frac{\sqrt{30 P_t G_t}}{r} \quad (\text{V/m}) \quad (2-4)$$

Uma forma mais conveniente para expressar a equação (2-4) é:

$$E_{rms} = \frac{173 \sqrt{P_{tkw} G_t}}{r_{km}} \quad (\text{mV/m}) \quad (2-5)$$

$$E_m = \frac{245 \sqrt{P_{tkw} G_t}}{r_{km}}, \quad (\text{mV/m}) \quad (2-6)$$

sendo: E_{rms} – Campo elétrico eficaz [V/m]

E_m – Campo elétrico máximo (valor de pico) [V/m]

P_{tkw} – Potência do transmissor [Kw]

G_t – Ganho da antena transmissora (adimensional)

r_{km} – Distância do transmissor [Km]

As equações acima dão a intensidade do campo elétrico a uma distância r do transmissor.

Em um enlace de rádio é conveniente calcular a potência recebida. Os dados do problema são normalmente: frequência de transmissão f , distância do enlace r , o ganho da antena transmissora G_t , o ganho da antena receptora G_r e a potência de transmissão P_t .

Considerando agora uma antena receptora localizada em um ponto qualquer, a densidade de potência neste ponto é dada por:

$$S_r = \frac{P_t G_t}{4\pi^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2-7)$$

A potência recebida pela antena receptora é dada por:

$$P_r = S_r A_{effr}, \quad (W) \quad (2-8)$$

sendo:

$$A_{effr} = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad [m^2] ; \text{Área efetiva da antena receptora} \quad (2-9)$$

S_r – Densidade de potência na antena receptora $[W/m^2]$

λ – Comprimento de onda $[m]$

P_r – Potência recebida $[W]$

G_r – Ganho da antena receptora (adimensional)

Substituindo (2-7) e (2-9) em (2-8), tem-se:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2}. \quad (W) \quad (2-10)$$

Então:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (2-11)$$

A equação (2-11) é chamada de fórmula de Friis, que pode ser expressa em decibéis como visto na equação (2-12):

$$\frac{P_r}{P_t} \text{ (dB)} = 10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log \lambda - 20 \log r - 22.98 \quad (2-12)$$

A perda no espaço livre pode ser definida por:

$$L_{fs} = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_t G_r} \quad (2-13)$$

A equação (2-13) expressa em decibéis pode ser escrita por:

$$L_{fs, dB} = 20 \log (f_{MHz}) + 20 \log (r_{km}) + 32.44 - 10 \log (G_t) - 10 \log (G_r) \text{ (dB)}, \quad (2-14)$$

sendo:

f_{MHz} – Frequência (MHz)

2.2- Propagação sobre Terra Plana

Para se chegar a expressões de atenuação de propagação que melhor descrevam as situações reais encontradas, vai-se acrescentando complexidade ao problema inicial (espaço livre), obtendo-se expressões teóricas que retratem os novos mecanismos considerados. O primeiro procedimento, e o mais intuitivo é o de se considerar a influência da superfície da Terra na propagação. A faixa de frequências aqui enfatizada (UHF) e as distâncias envolvidas (nos sistemas de interesse, tipicamente menores que 15 km) permitem que a terra seja considerada plana na maior parte das regiões sem a introdução de erros significativos, para efeito de reflexão no solo.

Durante a propagação do sinal, os raios oriundos da antena transmissora sofrem, em geral, inúmeras reflexões até chegarem à antena receptora. Para calcular o sinal recebido pela antena receptora, considera-se a terra plana e os raios direto e refletido podem ser analisados pela solução de Norton. A Figura 2-1 ilustra os mecanismos de propagação que dão origem à solução de Norton.

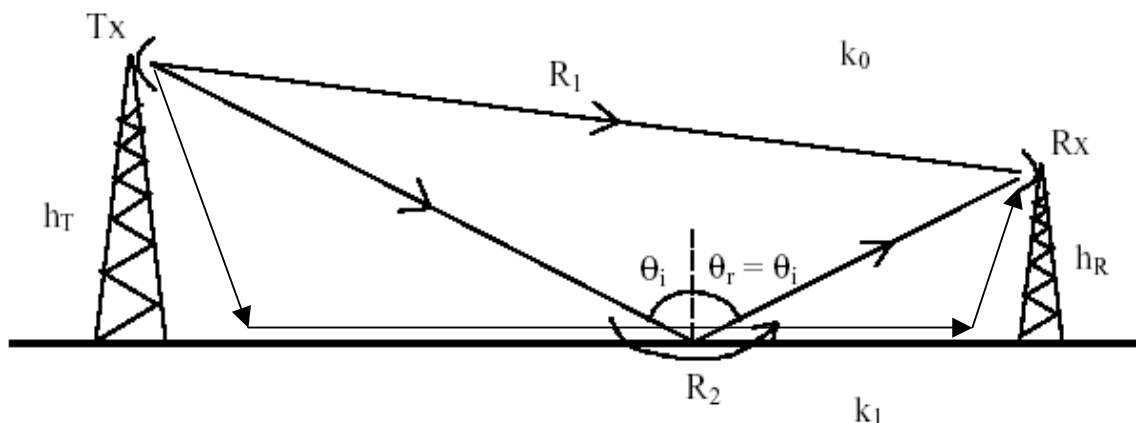


Figura 2-1 - Reflexão sobre Terra Plana

Pela solução de Norton chegam três ondas ao receptor: onda do raio direto, onda do raio refletido na terra plana e a onda de superfície. É importante ressaltar que essa solução é válida apenas quando a distância horizontal entre transmissor e receptor é muito maior que o comprimento de onda (λ), e quando o índice de refração da terra (proporcional a k_1 , o número de onda na terra) é muito maior que o índice de refração

no espaço livre (proporcional a k_0 , o número de onda no espaço livre). A expressão da solução de Norton é a seguinte:

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \left| 1 + R e^{j\Delta\phi} + (1-R) F(w) e^{j\Delta\phi} \right|^2 ; d \gg \lambda \text{ e } k_1 \gg k_0 \quad (2-15)$$

O primeiro termo da expressão é referente ao raio direto, correspondendo à fórmula de Friis vista na propagação em espaço livre. Esse resultado é esperado, uma vez que na propagação em espaço livre, a onda que chega ao receptor é de um raio direto (propagação sem intervenção de nenhum obstáculo), exatamente como representado no primeiro termo da expressão de Norton. O segundo termo é referente ao raio refletido em terra plana. O coeficiente de reflexão R é dependente do ângulo θ_i e da relação entre k_1 e k_0 . A fase $\Delta\phi$ é proporcional à diferença de percurso entre o raio direto e o raio refletido. O terceiro termo da expressão de Norton representa a onda de superfície. A função $F(w)$ é a função de atenuação da onda de superfície e é ela que define sua intensidade. Essa função diminui de intensidade com o aumento da frequência e com o afastamento do ponto de observação (recepção) em relação ao transmissor. Na faixa de frequências tratada (UHF), o efeito da onda de superfície pode ser desprezado. O coeficiente de reflexão no solo, R , é dado pelas seguintes expressões [Catedra,1999] :

$$R_V(\theta_i) = \frac{\epsilon_{efr} \cos(\theta_i) - \sqrt{\epsilon_{efr} - \sin^2(\theta_i)}}{\epsilon_{efr} \cos(\theta_i) + \sqrt{\epsilon_{efr} - \sin^2(\theta_i)}} \quad (2-16)$$

$$R_H(\theta_i) = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\epsilon_{efr} - \sin^2(\theta_i)}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\epsilon_{efr} - \sin^2(\theta_i)}},$$

sendo:

R_V - Coeficiente de reflexão de Fresnel, para a componente vertical

R_H - Coeficiente de reflexão de Fresnel, para a componente horizontal

$$\epsilon_{efr} = \frac{\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega}}{\epsilon_0} \quad (2-17)$$

ϵ_{efr} - Permissividade elétrica complexa (efetiva) relativa da superfície da Terra.

ϵ - Permissividade elétrica da superfície refletora [F/m]

σ - Condutividade da superfície refletora [Siemens/m]

ω - Frequência angular [rad/s]

$\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ - Permissividade elétrica no vácuo [F/m]

θ_i - ângulo de incidência, formado entre o raio incidente e a normal no ponto de incidência (Figura 2-1)

Uma observação a respeito dos coeficientes de reflexão é que, para uma faixa muito grande de valores de θ_i , tem-se:

$R_H(\theta_i) \cong -1$, ou seja, a componente horizontal do campo elétrico refletido mantém o módulo e sofre inversão de 180° na fase, em relação ao campo incidente.

Esse valor só se altera de forma significativa para frequências muito altas e terra de pobre condutividade. Se θ_i é muito grande (incidência rasante), então $R_V \cong R_H \cong -1$, pois, observando-se as expressões (2-16), quando θ_i cresce muito, $\cos(\theta_i)$ tende a zero e R_V, R_H tendem a -1. Mas, para outros valores de θ_i , o comportamento de R_V difere do comportamento de R_H (R_V não tende a -1 para uma ampla faixa de valores de θ_i , como ocorre com R_H). A Tabela 2-1 apresenta alguns valores de condutividade e de permissividade elétrica relativa, para algumas superfícies.

Tabela 2-1 - Alguns valores típicos de σ e ϵ_r

Superfície	σ[Siemens/m]	$\epsilon_r (\epsilon/\epsilon_0)$
Terra seca (pobre)	10^{-3}	4 - 7
Terra comum	5×10^{-3}	15
Terra úmida	2×10^{-2}	25 - 30
Água do mar	5	81
Água doce	10^{-2}	81

Pode-se simplificar a expressão (2-15) através da supressão do termo de onda de superfície, pois, como já mencionado anteriormente, o efeito deste termo pode ser desprezado para a faixa de frequência tratada (UHF). Adicionalmente, se a distância d for muito maior que $h_T + h_R$ (soma das alturas da antena transmissora e receptora,

respectivamente), os coeficientes de reflexão podem ser considerados iguais a -1 (incidência quase rasante), e a potência recebida pode ser obtida da seguinte maneira:

A diferença de fase entre o raio direto (R_1) e todo o percurso de reflexão (R_2) é dada por:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}(R_2 - R_1) = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta R \quad (2-18)$$

(essa expressão é geral e independe das condições assumidas no parágrafo anterior)

Pode-se demonstrar que, se a condição de $d \gg (h_T + h_R)$ é atendida:

$$\Delta\phi \cong \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d} \quad (2-19)$$

Com as condições assumidas e algum tratamento algébrico, a expressão (2-15) toma a seguinte forma:

$$\frac{P_R}{P_T} = 4 \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \sin^2 \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \quad (2-20)$$

Substituindo a expressão (2-19) em (2-20), tem-se:

$$\frac{P_R}{P_T} \cong 4 \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \quad (2-21)$$

E a expressão de potência recebida é dada por:

$$P_R \cong 4P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \quad (2-22)$$

O gráfico referente à expressão (2-22) é apresentado na figura 2-2 a seguir:

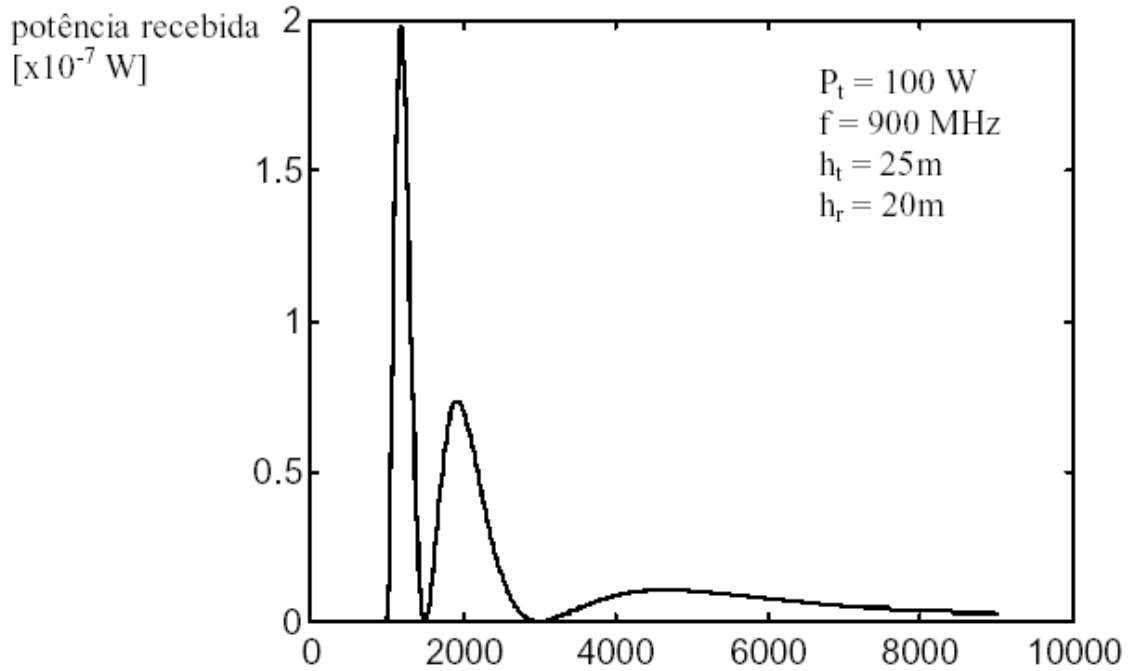


Figura 2-2 - Gráfico de atenuação por Terra Plana (2 raios)

A expressão (2-22) pode sofrer uma outra simplificação se, além das condições já impostas, garantir-se que $\text{sen}(\Delta\phi/2) \cong \Delta\phi/2$. Esta situação ocorre quando a incidência é de tal maneira rasante que a diferença de percurso, e portanto de fase, entre o raio direto e o raio refletido é muito pequena. Essa aproximação é válida a partir de determinada distância em relação ao transmissor, como será apresentado adiante. Através da aproximação:

$$\text{sen}\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \cong \frac{\Delta\phi}{2} \therefore \text{sen}^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \cong \left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)^2 \quad (2-23)$$

E como, pela expressão (2-19), $\frac{\Delta\phi}{2} \cong \frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}$, pode-se escrever:

$$\text{sen}^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \cong \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right)^2, \text{ para } \frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} < 0,3 \text{ radianos (aproximadamente)} \quad (2-24)$$

Inserindo o resultado (2-24) em (2-22), tem-se:

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

$$P_R \cong P_T G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 [W] \quad (2-25)$$

Essa é a expressão de potência recebida na propagação em terra plana, usada quando são válidas as aproximações feitas. A expressão de atenuação de propagação L correspondente é calculada a seguir:

$$L = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \quad (2-26)$$

Expressando (2-26) em decibéis, tem-se:

$$L[dB] = -10 \log \left(\frac{P_R}{P_T} \right) \therefore \quad (2-27)$$

$$L[dB] = 40 \log d[m] - 20 \log h_T[m] - 20 \log h_R[m] - G_T[dBi] - G_R[dBi]$$

A expressão (2-27) fornece a atenuação de propagação de terra plana, que se aproxima do valor exato quando as condições assumidas nas aproximações são satisfeitas. Demonstra-se que à distância d a partir da qual é válida a aplicação de (2-27) é:

$$d = \frac{4h_T h_R}{\lambda} \quad (2-28)$$

Essa distância corresponde ao último máximo do gráfico da figura 2-2, que ocorre, segundo (2-18), na distância aproximada de 6 km. A partir desse ponto, a queda da potência com a distância se aproxima a $1/d^4$.

O que é interessante de se observar na expressão de atenuação em terra plana dada por (2-26) é a sua independência com a frequência e a dependência com a distância através de um fator de 4, em contraste com a dependência através de um fator de 2, encontrada na propagação em espaço livre (onde o único mecanismo é o de visibilidade).

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

Se a superfície refletora não é lisa, a onda refletida não possuirá direção única. O que ocorre é um espalhamento (difusão) da energia incidente, em várias direções, causado pela irregularidade (rugosidade) da superfície refletora. A figura 2-3 ilustra o espalhamento de uma frente de onda plana (representada pelos raios incidentes paralelos) refletida em uma superfície rugosa.

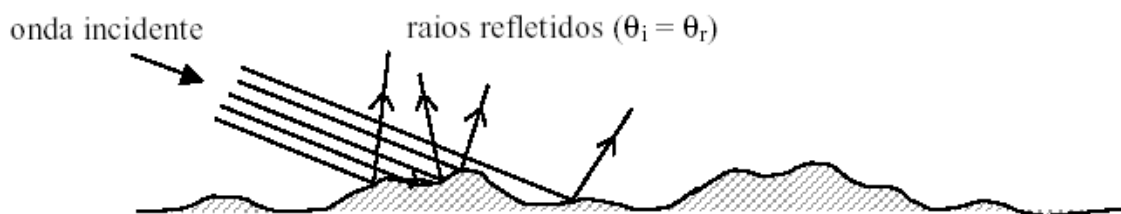


Figura 2-3 - Reflexão em superfície rugosa (espalhamento)

Observa-se na figura 2-3 que, embora a lei de reflexão continue válida (ângulo de incidência igual ao ângulo de reflexão), como a superfície é irregular, haverá inúmeros ângulos de incidência, distribuídos de maneira desordenada, dando origem a inúmeros ângulos de reflexão. Isso constitui o espalhamento da energia. O efeito prático da reflexão assim gerada (reflexão difusa) é que menos energia será acoplada ao receptor. Foi desenvolvido um critério prático para a avaliação da rugosidade de uma superfície. Seja a figura 2-4 a seguir [Parsons,1992].

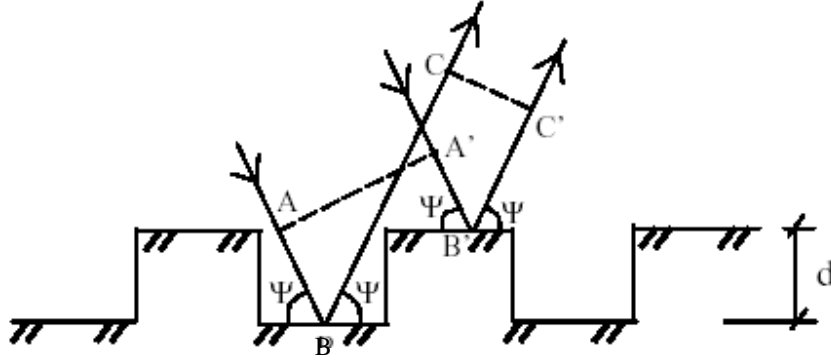


Figura 2-4 - Determinação da diferença de fase entre raios refletidos em superfície rugosa

Demonstra-se que a diferença de comprimento entre os dois percursos, $(AB + BC)$ e $(A'B' + B'C')$ é dada por:

$$\Delta l = \frac{d}{\sin \psi} [1 - \cos(2\psi)] = 2d \sin \psi \quad (2-29)$$

A diferença de fase entre os percursos será, então:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{4\pi d}{\lambda} \sin \psi \quad (2-30)$$

Se $d \ll \lambda$, $\Delta \phi$ é pequeno e pode-se considerar a superfície como sendo lisa. O critério prático consiste em assumir que a superfície é rugosa quando $\Delta \phi \geq \pi/2$, o que leva a :

$$d \geq \frac{\lambda}{8 \sin \psi}, \text{ conhecido por Critério de Rayleigh,} \quad (2-31)$$

ou, se ψ é suficientemente pequeno : $\sin \psi \cong \psi$, que leva o critério a ser expresso por:

$$d \geq \frac{\lambda}{8\psi}$$

A rugosidade é, portanto, determinada pela diferença de fase entre raios que atingem diferentes pontos da superfície (com elevações distintas), conforme a figura 2-4 ilustra. Dessa forma, o espalhamento da energia está sendo analisado através da

diferença de fase entre raios. Quanto menor a diferença (determinada pela relação entre o desnível d e o comprimento de onda λ), mais lisa é a superfície e menor será o espalhamento por ela causado. O que ocorre na prática é que, pela característica irregular do perfil das rugosidades, o desnível d é tratado como uma variável aleatória e o seu desvio padrão σ_h passa a ser a medida de quão acentuada é a rugosidade da superfície. Substituindo d por σ_h na expressão (2-30), é definido o parâmetro C .

$$C = \frac{4\pi\sigma_h}{\lambda} \sin \psi, \quad (2-32)$$

$$\text{para } \psi \text{ pequeno: } C \cong \frac{4\pi\sigma_h}{\lambda} \psi \quad (2-33)$$

Um critério usual é o seguinte:

$C < 0,1 \rightarrow$ superfície lisa;

$C > 10 \rightarrow$ superfície muito rugosa, de forma que o espalhamento é tão grande que pode-se desconsiderar a componente refletida, pois é desprezível a energia acoplada ao receptor através de reflexão.

Para valores de C entre 0,1 e 10, é definido um coeficiente de espalhamento: $C_e = e^{-C^2/2}$, obtido empiricamente. O coeficiente de reflexão especular é então corrigido pelo coeficiente de espalhamento, resultando no coeficiente de reflexão especular corrigido a ser usado:

$$|R'| = C_e |R|, \quad (2-34)$$

sendo: R' - Coeficiente de reflexão corrigido

R - Coeficiente de reflexão especular

2.2.1 DIFRAÇÃO EM OBSTÁCULOS

Para a compreensão do mecanismo da difração em obstáculos, pode ser utilizado o princípio de Huygens.

2.2.1.1 Princípio de Huygens

O princípio de Huygens estabelece que cada ponto em uma frente de onda funciona como uma fonte de ondas secundárias (elementares), que irão compor a frente de onda em uma nova posição ao longo da propagação. A figura 2-5 ilustra o princípio.

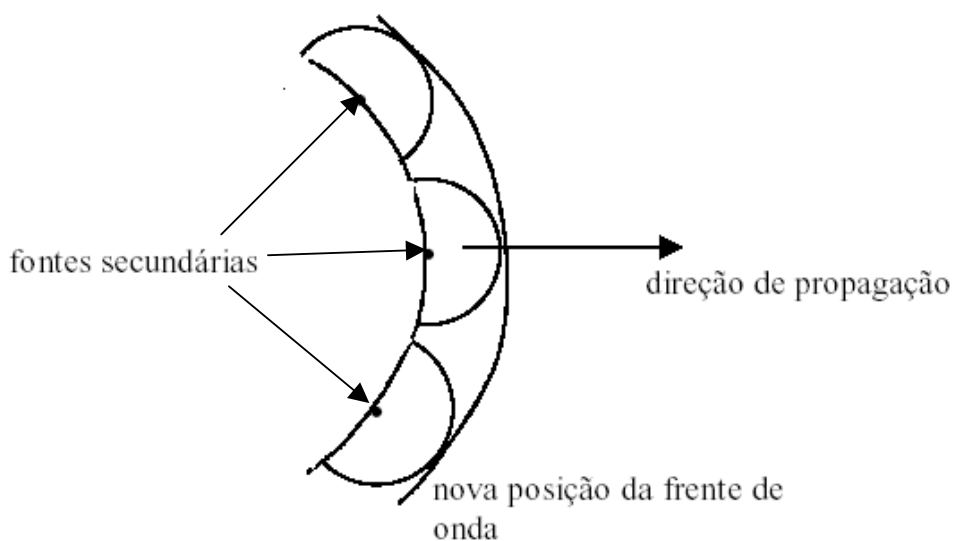


Figura 2-5 - Princípio de Huygens

Suponha-se agora que a frente de onda propagante encontre um obstáculo, como mostrado na figura 2-6.

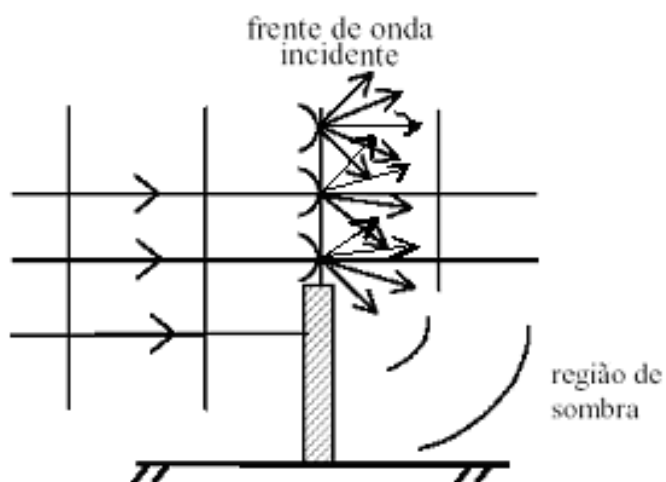


Figura 2-6 - Obstrução da onda propagante por um obstáculo

Uma porção da frente de onda será obstruída pelo obstáculo. Analisando a propagação sem o princípio de Huygens, ou sem qualquer outra maneira de se considerar a difração, toda a região situada atrás do obstáculo não será iluminada (região de sombra). Porém, considerando a difração na análise, como feito através do princípio de Huygens, as fontes pontuais da região não obstruída emitirão frentes de onda secundárias que iluminarão a região situada atrás do obstáculo, como ilustra a figura 2-6. Diz-se que a energia foi, então, difratada. Uma análise através da teoria eletromagnética mostra que a onda incidente induz correntes no obstáculo e que o campo irradiado por essas correntes constitui-se no campo difratado. Outro conceito importante no estudo da difração é o de zonas e elipsóides de fresnel, apresentado adiante.

2.2.1.2 Zonas e Elipsóides de Fresnel

Analisando a figura 2-7, verifica-se que as frentes de onda oriundas de cada irradiador secundário percorrem distâncias distintas até alcançarem o ponto de observação O (pois estão distribuídas ao longo de toda a frente de onda). A análise da defasagem entre os campos associados aos diversos percursos gera o conceito das zonas de Fresnel. A diferença de fase entre quaisquer dois percursos é dada por $\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l$, onde Δl é a diferença de comprimento entre os percursos considerados. Dessa forma, dependendo do caminho percorrido, cada fonte secundária dará uma contribuição construtiva ou destrutiva ao campo recebido em O [Silva, Embratel].

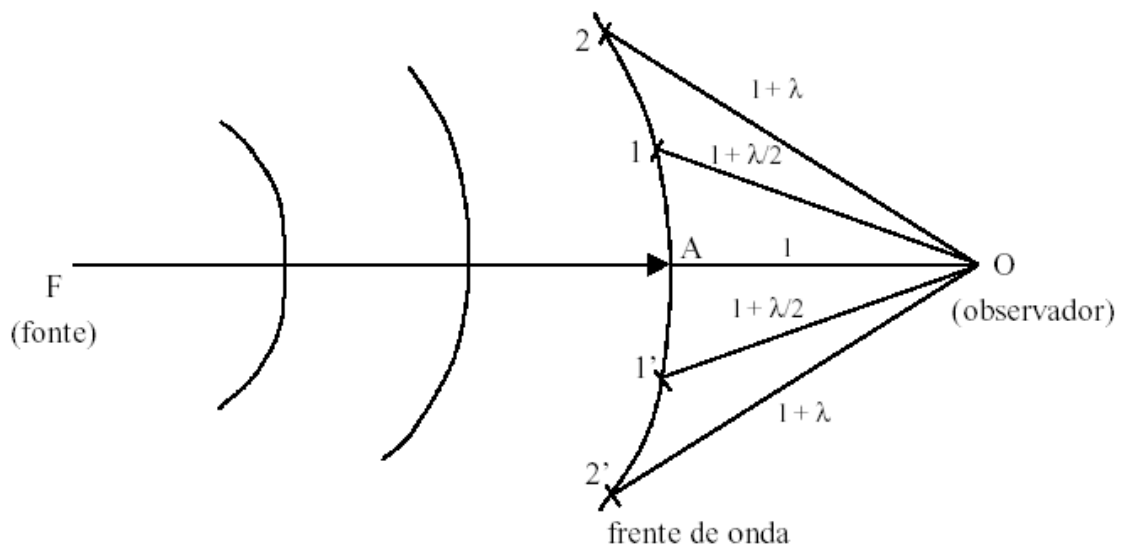


Figura 2-7 - Distância entre pontos da frente de onda e um observador

Substituindo a frente de onda da figura 2-7 por um plano perpendicular ao percurso entre as antenas transmissora e receptora, pode-se fazer um cálculo aproximado da diferença de comprimento e, portanto, de fase, entre o percurso que une o ponto A (figura 2-7) ao observador O (menor percurso entre um ponto na frente de onda e o ponto de observação) e qualquer outro percurso que chegue a O (oriundo de 1 , $1'$, 2 e $2'$, por exemplo). Essa defasagem (em relação ao percurso perpendicular ao plano) é que será útil no conceito de zonas de Fresnel. O procedimento de se considerar os percursos como sendo oriundos do plano, bem como os cálculos seguintes, são válidos quando se obedece, na geometria ilustrada na figura 2-8 a seguir, $h \ll d_1, d_2$, com $(d_1 + d_2)$ denotando a distância entre transmissor e receptor.

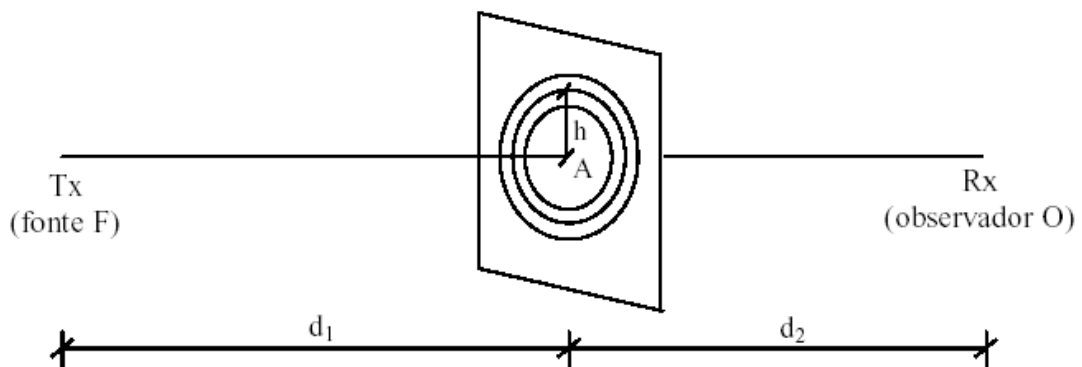


Figura 2-8 - Geometria para cálculo de defasagem entre raios

Na figura 2-8, h é o raio de uma circunferência sobre o plano, centrado no ponto A . A diferença de comprimento entre um percurso que passa por A e um percurso que passa por qualquer outro ponto da circunferência de raio h é:

$$\Delta \cong \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}, \quad h \ll d_1, d_2 \quad (2-35)$$

A diferença entre os percursos é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \frac{2\pi}{\lambda} \Delta = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \therefore \\ \Delta\phi &= \frac{\pi}{2} h^2 \frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2} \end{aligned} \quad (2-36)$$

Denominando-se:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}, \quad (2-37)$$

tem-se:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} v^2, \quad (2-38)$$

sendo: v – Chamado de parâmetro de difração de Fresnel-Kirchoff

Delimitando-se na figura 2-7 uma porção da frente de onda centrada em A e que descreve um círculo (calota esférica) cujo diâmetro se estende do ponto 1 ao ponto 1'. Tem-se que em toda essa região criada, os pontos da frente de onda distam de O de um valor entre l e $l + \lambda/2$, ou seja, a máxima diferença de fase entre percursos que passam por essa região é dada por $\frac{2\pi}{\lambda} [(l + \lambda/2) - l] = \pi$. Sejam os percursos que diferem do percurso que parte do ponto A de um valor máximo $n \frac{\lambda}{2}$, a região obtida corresponde a $n = 1$. A próxima região é o anel delimitado pelos pontos 1-1' e 2-2' e, da mesma forma, a máxima defasagem entre pontos situados no anel é de π radianos.

Essa região corresponde a $n = 2$, pois a diferença de fase em relação ao percurso que se origina de A está situada entre π e 2π .

As regiões assim formadas, com n a partir de 1, são denominadas zonas de Fresnel. A primeira zona de Fresnel, por compreender variações de fase de zero a π radianos, gera contribuições que interferem construtivamente para o campo relativo ao percurso que começa em A. Pelos cálculos, observa-se que as zonas de Fresnel fornecerão, alternadamente, contribuições correspondentes a interferências construtivas e destrutivas para o campo total. É possível demonstrar que a área de cada zona é aproximadamente igual, de forma que as contribuições de campo no ponto O, vindas de cada duas zonas adjacentes, tenderiam a se anular. Porém, como as distâncias entre os pontos pertencentes a cada zona e o ponto de recepção O aumentam progressivamente com o aumento de n , as contribuições das zonas de maior ordem (n maior) tendem a ser menores. Então, o que ocorre é que, à medida que se adiciona as contribuições das várias zonas de Fresnel, o campo resultante, inicialmente com oscilações de maior amplitude, tende a oscilar menos até chegar a um valor final. Ainda é interessante observar que, se fosse possível obstruir apenas as zonas de ordem par, ou seja, aquelas que geram contribuições correspondentes a interferências destrutivas para o campo da primeira zona de Fresnel ($n = 1$), o campo recebido seria maior que o de espaço livre, onde não há obstrução.

Considerando outras posições da frente de onda ao longo da propagação entre as antenas, conclui-se que, se forem unidos os limites de cada zona de Fresnel ao longo de toda a propagação, as figuras formadas serão elipsóides (com as antenas transmissora e receptora nos focos), denominados elipsóides de Fresnel. A figura 2-9 ilustra um elipsóide obtido para um valor de n qualquer. Da mesma forma que as zonas de Fresnel, é utilizada a denominação primeiro elipsóide de Fresnel, segundo elipsóide de Fresnel, e assim por diante, conforme o valor de n . Pela forma como são definidos, conclui-se que qualquer ponto situado na superfície de um elipsóide dista do ponto O de um valor que é $n \frac{\lambda}{2}$ ($n \in$ aos naturais positivos) maior que o percurso oriundo de A.

Assim, usando (2-35):

$$\frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} = n \frac{\lambda}{2} \therefore h^2 = n \lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \quad (2-39)$$

A expressão (2-39) fornece o raio de um elipsóide de ordem n a uma distância d_1 da fonte, como ilustrado na figura 2-9.

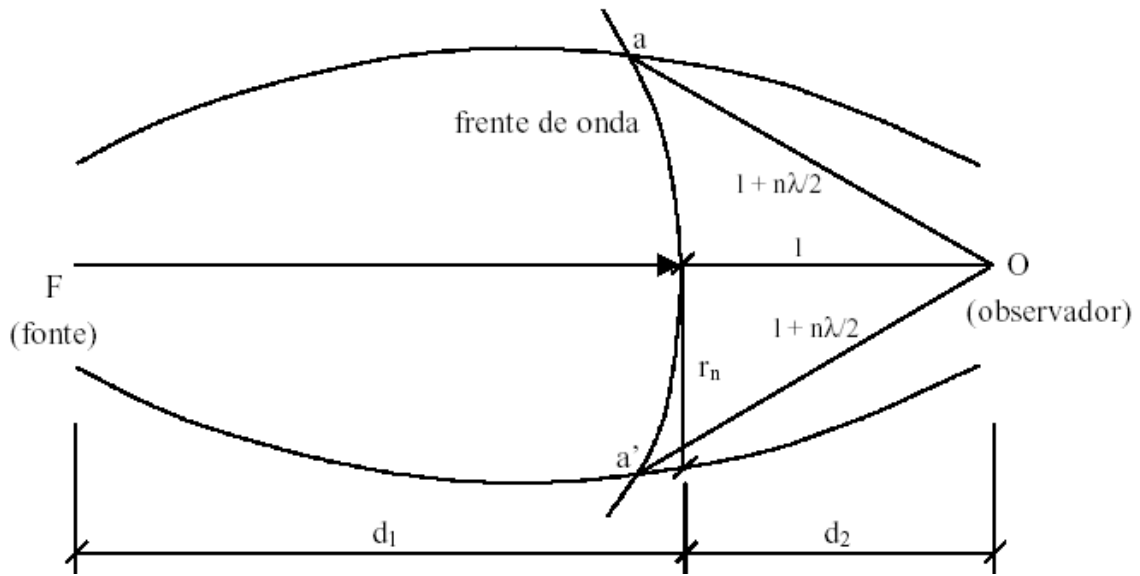


Figura 2-9 - Elipsóide de Fresnel

2.2.1.3 Difração por gume de faca

Apresentados os conceitos importantes na compreensão da difração, a figura 2-10 a seguir ilustra a geometria utilizada para a determinação do campo difratado por um obstáculo gume de faca (obstáculo de espessura infinitesimal e dimensão infinita na direção transversal à propagação, teoricamente). É importante observar que não é considerado o efeito da superfície da Terra na determinação da difração.

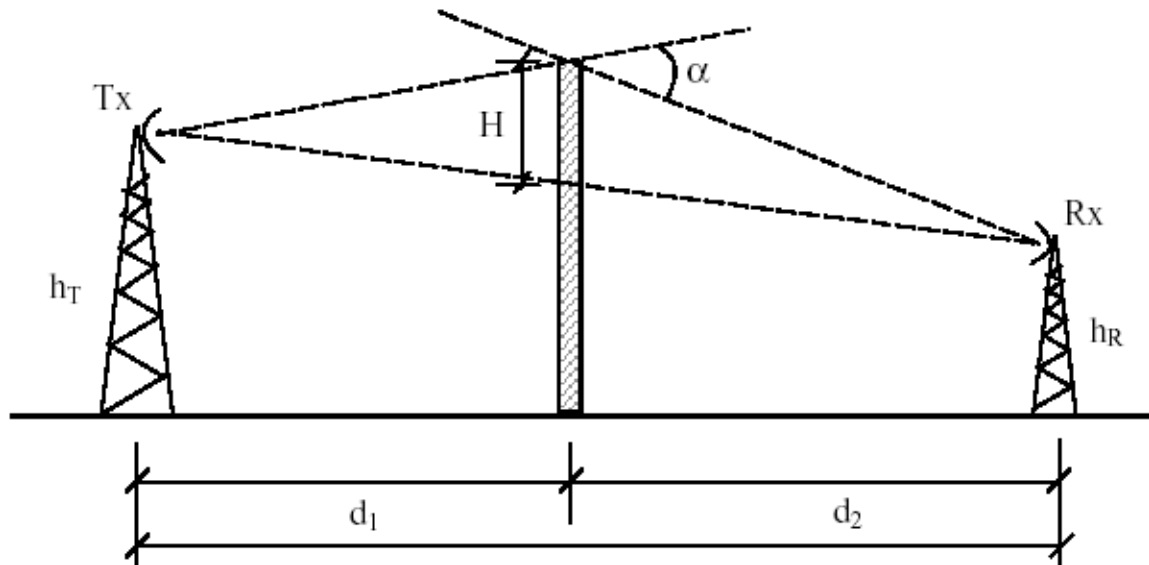


Figura 2-10 - Geometria da difração por gume de faca

Alternativamente à expressão (2-35), a diferença de percurso Δ pode ser expressa por [Parsons,1992]:

$$\Delta \cong \frac{\alpha^2}{2} \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}, \quad H \ll d_1, d_2 \quad (2-40)$$

sendo:

α - como apresentado na figura 2-10[rad]

E a diferença de fase é dada por:

$$\Delta\phi \cong \frac{\pi\alpha^2}{\lambda} \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \quad (2-41)$$

Sabendo-se que $\Delta\phi = \frac{\pi}{2} v^2$ e usando (2-41), o parâmetro v (expressão (2-37)) pode ser reescrito da seguinte forma:

$$v \cong \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}}, \quad \alpha < 0,2 \text{ radianos} \quad (2-42)$$

Para o entendimento da perda por difração, considera-se um obstáculo, perfeitamente absorvente, de dimensão transversal infinita, perpendicular ao percurso direto (linha de visada) entre transmissor e receptor. Enquanto o obstáculo estiver a

uma certa distância da linha de visada que une transmissor e receptor, seu efeito não será sentido no enlace. Na medida em que o obstáculo é aproximado (movendo-se na vertical) da linha de visada, o campo recebido começará a oscilar, indicando obstrução sucessiva de zonas de Fresnel pares e ímpares. A figura 2-11 ilustra um exemplo de campo difratado por um obstáculo gume de faca.

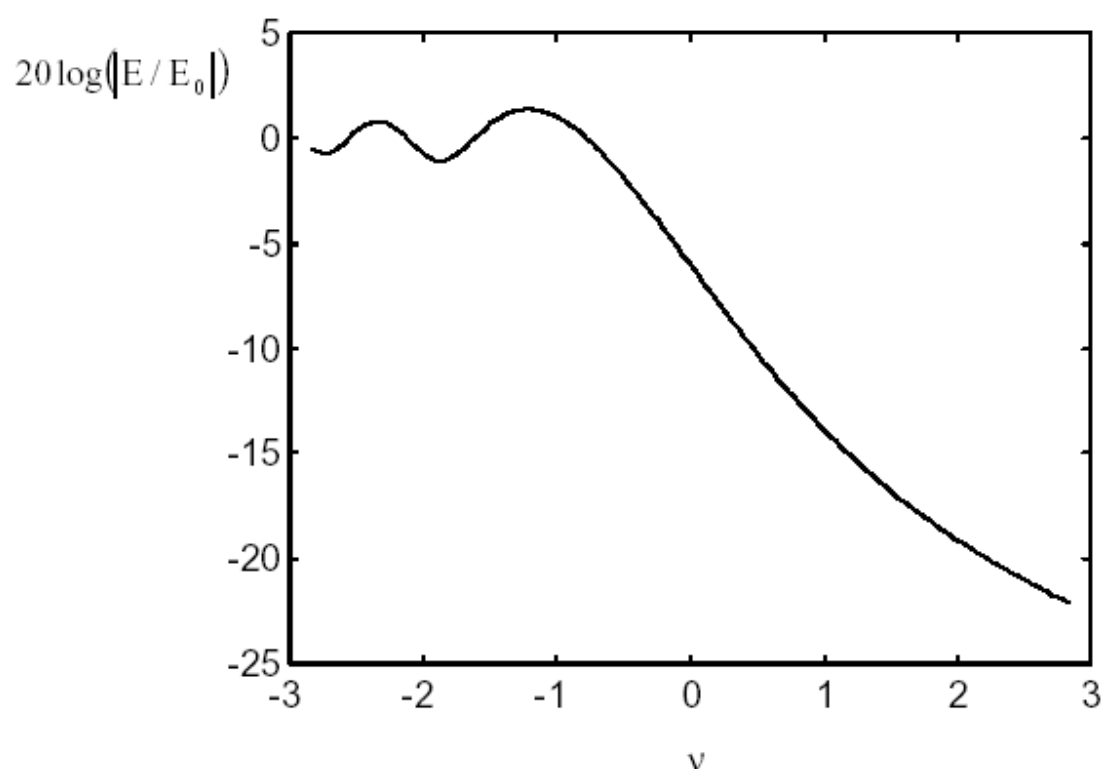


Figura 2-11 - Campo difratado por obstáculo gume de faca

Essa é a chamada difração por gume de faca e sua expressão exata (plotada na figura 2-11) é obtida através das integrais de Fresnel. A expressão (2-43) a seguir é válida para a porção do gráfico de difração que apresenta queda monotônica com o parâmetro v :

$$L_d[dB] = 6,9 + 20 \log \left[\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right]; \quad v > -0,7 \quad (2-43)$$

A expressão final de atenuação, incluindo a atenuação de espaço livre é, então:

$$L[dB] = L_{fs} + L_d = L_{fs} + 6,9 + 20 \log \left[\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right]; v > -0,7 \quad (2-44)$$

Pela figura 2-11, o ponto em que o campo vale E_0 (valor de campo no espaço livre) pela última vez ocorre para $v \cong -0,8$. Esse ponto corresponde a uma liberação de 58% do primeiro elipsóide de Fresnel em relação ao obstáculo e até aí considera-se que ainda não há obstrução. Quando o obstáculo atinge a linha de visada, o campo tem seu valor reduzido à metade do valor em espaço livre, pois a porção inferior do elipsóide (ou superior, dependendo de onde vem o obstáculo) foi inteiramente bloqueada.

Se o obstáculo tem cume arredondado, há formulações empíricas para o cálculo da atenuação em excesso à atenuação de gume de faca, baseadas no raio do topo do obstáculo. Para o problema da difração por múltiplos obstáculos, há também desenvolvimentos empíricos.

O cálculo da difração (simples ou múltipla) da forma como foi aqui exposto, é utilizado em enlaces ponto-a-ponto, onde se identifica claramente um perfil (montanhoso, por exemplo) onde se possa aplicar as expressões.

2.3- Modelo de Propagação Segundo T.Tamir

Theodoro Tamir [Tamir,1977], estudou o efeito da propagação de ondas de rádio em um meio florestal, onde foi mostrado que o sinal se divide em vários raios que percorrem a floresta pela parte interior e exterior da mesma. Após ter descrito os resultados analíticos na forma de trajetórias de raios, foi mostrado que se torna fácil o cálculo da rádio-perda neste ambiente.

A faixa de frequência utilizada neste modelo foi a de 2-200 MHz, em que a onda caminhante se propaga por meio de uma onda lateral acima do topo das árvores, contudo se o transmissor ou o receptor estiverem fora da área florestal, o sinal pode não ser aquele que chega por via de uma onda lateral, mas devido a outras contribuições em que parte chega por uma onda lateral (região da floresta) e parte por uma onda direta e por reflexão na terra.

O modelo idealizado para considerações deste modelo no ambiente florestal é mostrado na figura 2-12.

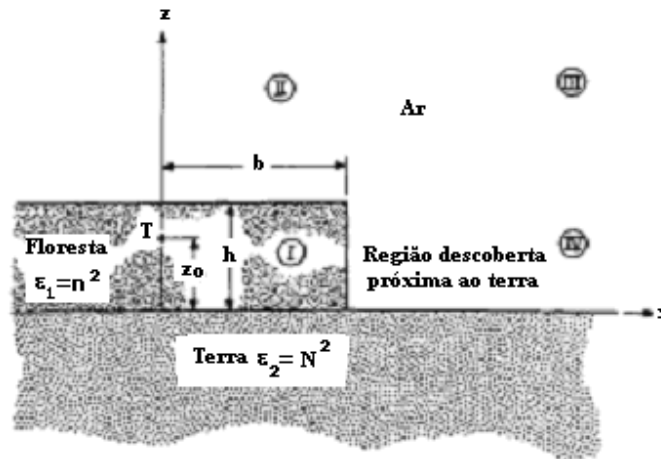


Figura 2-12 – Geometria da camada de floresta adjacente a região da terra.

A camada florestal tem uma média da altura das árvores h , e é considerada como sendo ser um meio refrativo homogêneo com uma permissividade relativa $\epsilon_1 = n^2$, onde n é o índice de refração médio da vegetação. Similarmente, a permissividade relativa da terra é dada por $\epsilon_2 = N^2$.

Acima de 200 MHz, este modelo é uma representação pobre porque a vegetação não pode ser observada como um meio homogêneo com dimensões da ordem do comprimento de onda λ . Abaixo de 2 MHz, h é muito menor que λ , desta forma a camada da floresta comporta-se como uma pequena perturbação para o sinal. O campo eletromagnético fora da vegetação é o mesmo como se a floresta não existisse; dentro da floresta, o campo magnético não é afetado pela vegetação, mas o campo elétrico é reduzido pela condutividade da floresta. Este modelo não leva em conta as contribuições da ionosfera.

É considerada que uma antena dipolo localizada no ponto $T = T(0, 0, z_0)$, onde $z_0 \leq h$ está dentro da floresta. Somente o campo detectado no ponto $R = R(x, 0, z)$ por um dipolo orientado para máxima recepção do sinal é considerado (figura 2-13).

Uma característica importante da geometria da camada florestal é que, dependendo da localização particular do receptor no ponto R , há quatro regimes de

propagação, sendo que cada um é caracterizado por uma expressão diferente para o campo eletromagnético. Essas regiões são caracterizadas pelos números romanos da figura 2-12, em que: (I) dentro da vegetação, (II) região no ar acima da vegetação, (III) altura elevada na região do ar acima da terra, e (IV) Altura baixa na região do ar acima da terra. Neste trabalho será analisado o caso em que o receptor se encontra na região (I), pois mostra o comportamento do sinal apenas em uma região de camada florestal.

2.3.1 – O CAMPO DENTRO DA FLORESTA (REGIÃO I)

Devido não ser considerado reflexões de onda para interface floresta-ar, a região de contorno para $x=b$ (figura 2-12) pode ser desprezada para pontos de recepção $R(x,0,z)$ localizados dentro da vegetação, a floresta pode ser considerada estender-se por toda a região $x>b$, como mostrado na figura 2-13.

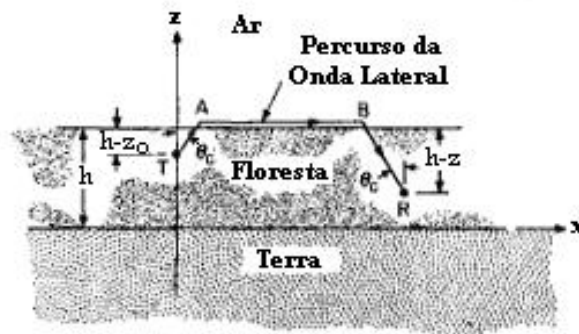


Figura 2-13 – Trajetória do raio TABR para onda lateral dentro da floresta.

O campo elétrico E detectado para pontos dentro da floresta ($x \leq b$, $0 \leq z \leq h$) e longas distâncias x e a dependência do tempo $[\exp(-j\omega t)]$ suprimida, temos um ponto avaliado de $E=E_I$ igual:

$$E_I = \frac{60 I_a}{n^2 - 1} \frac{e^{jk \left[x + \sqrt{n^2 - 1} (2h - z - z_0) \right]}}{x^2} F(90^\circ, z) F(90^\circ, z_0), \quad (2-45)$$

sendo:

I_a – Momento de dipolo

h – Altura média da floresta

z – Altura do receptor
 z_0 – Altura do transmissor
 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$; $n = \sqrt{\epsilon_c}$; $\epsilon_c = \epsilon' - j(60\lambda\sigma)$
 ϵ' – Permissividade relativa

Tem-se que:

$$F(\theta, z) = \frac{1 + B(\theta, z)}{1 - B(\theta, h)} \quad (2-46)$$

$$B(\theta, z) = \Gamma(\theta) e^{2jkz\sqrt{n^2-1}} \quad (2-47)$$

$$\Gamma(\theta) = \frac{M(n^2 - \sin^2\theta)^{1/2} - m(N^2 - \sin^2\theta)^{1/2}}{M(n^2 - \sin^2\theta)^{1/2} + m(N^2 - \sin^2\theta)^{1/2}} \quad (2-48)$$

O termo $\Gamma(\theta)$ é o coeficiente de reflexão para o plano terra ($z=0$) de uma onda plana incidente com ângulo θ de um meio preenchido por vegetação. Para polarização horizontal ou vertical, $\Gamma(\theta)$ é um coeficiente de tensão ou corrente, respectivamente, sabendo-se que:

$$\begin{aligned}
 M = m = 1, & \quad \text{Para polarização horizontal} \\
 M = N^2; m = n^2, & \quad \text{Para polarização vertical}
 \end{aligned} \quad (2-49)$$

O campo dado por E_l é o da onda lateral, que segue a trajetória TABR na figura 2-13. O ângulo crítico é dado pelo $\theta_c = \sin^{-1}(1/n)$. Esse ângulo é complexo devido o índice de refração ser complexo.

Os fatores $F(90^0, z)$ e $F(90^0, z_0)$ em (2-45) é devido a presença do plano terra, que afeta a amplitude da onda lateral pela reflexão da energia que retorna da direção do contorno floresta-ar [Tamir,1967].

Nota-se que a onda lateral é uma componente de campo difratado, que varia com a distância x^{-2} e assim decresce mais rapidamente que ondas esféricas que variam com x^{-1} . No caso apresentado, ondas esféricas também ocorrem e correspondem a ondas direta ou ondas que chegam no ponto R por reflexões no plano terra e/ou contorno da floresta-ar [Tamir,1967].

2.4- Modelo de Propagação Segundo Henry L. Bertoni

Henry L. Bertoni[Bertoni,2000], analisou o modelo de T.tamir [T.Tamir, 1967], que realizou medidas para sinais de comunicações de móvel para móvel feito em florestas para frequências na banda de 2 até 200 MHz, e aceitou que para grandes separações entre transmissor e receptor o segmento principal de propagação caminha na região do ar acima da copa das árvores das florestas. Por causa da passagem dos campos através da floresta apresentar uma alta atenuação, a contribuição dominante para o sinal recebido pelo receptor na floresta deve estar vindo de campos que se propagam por outras trajetórias que são predominantes no ar. Para modelar a propagação, representou-se a floresta por uma camada de perda dielétrica com dielétrico complexo constante. Com esta representação, conseguiu-se mostrar que ao longo da distância de móvel para móvel, o sinal caminha via uma onda lateral no ar, propagando-se paralelamente a copa das árvores da floresta, como indicado na figura 2-14.

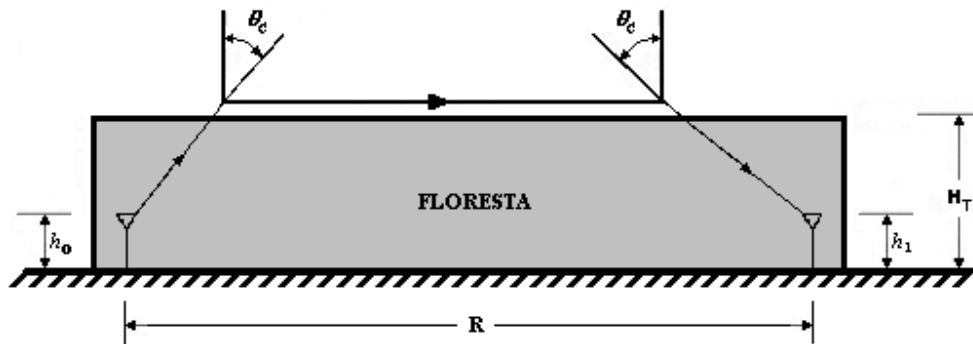


Figura 2-14 (Bertoni)

A onda lateral é excitada por um raio alcançando a copa das árvores do transmissor no ângulo crítico $\theta_c = \sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$, e é radiado de volta para a floresta no ângulo crítico. Desconsiderando reflexão da terra e para separações horizontais R maiores que comparado às dimensões verticais, a perda L (P_T/P_R) é:

$$L = \left(\frac{1}{|\chi|} \right)^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi R} \right)^4 \exp(2S k \text{Im}\{ \sqrt{\chi} \}), \quad (2-50)$$

sendo: $\chi = \varepsilon_r - 1$

$$\lambda = 3 \times 10^8 \text{ [m/s]} / f \text{ [Hz]}$$

R = distância do transmissor ao receptor (m)

Tem-se que:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{m}^{-1}) \quad (2-51)$$

$$S = (H_T - h_0) + (H_T - h_1) \quad (\text{m}) \quad (2-52)$$

A permissividade ε_r é a mesma da equação (2-17) dada por ε'_c , em que:

$$\varepsilon_r = \varepsilon'_c = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} = \varepsilon' - j(60\lambda\sigma) \quad (2-53)$$

O parâmetro 'S' é a soma da distância vertical de cada antena ao alto da cobertura da floresta, cuja altura é H_T . Nota-se que $klm\{\sqrt{\chi}\} < 0$ (lm , representa a parte imaginária do número complexo $\sqrt{\chi}$) e é igual a $lm\{k\sqrt{\varepsilon_r - 1}\}$, que é a parte imaginária da componente vertical do número da onda na cobertura da floresta quando o número da onda transversa é k . É visto na figura 2-15 que o sinal recebido decresce de $1/R^4$, correspondendo a uma inclinação de índice $n=4$.

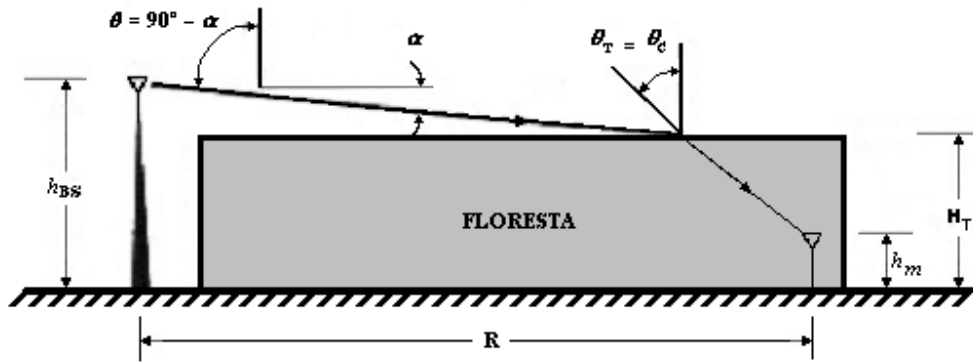


Figura 2-15 (Bertoni)

Quando a estação base é elevada acima das árvores ($h_{BS} > H_T$) como na figura 2-15, e R é grande, o ganho de propagação pode ser encontrado pela soma do ganho

do espaço livre, transmissão dentro da cobertura da floresta e atenuação do alto da cobertura descendo para o assinante. Assim a perda é dada por:

$$L = \left(\frac{\lambda}{2\pi R} \right)^2 |T|^2 \exp[2(H_T - h_m)k\text{Im}\{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}\}], \quad (2-54)$$

sendo: θ - O ângulo de incidência

$|T|$ - Coeficiente de transmissão

Aproximações para a expressão (2-54) são válidas quando R é grande e destaca o parâmetro espacial dependente de L . Usando a lei de Snell para ângulo de transmissão θ_T dentro da cobertura da floresta, quando o ângulo α é pequeno, ocorre:

$$\cos \theta = \sin \alpha \ll 1$$

$$\cos \theta_T = \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r} \sin^2 \theta} = \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r} \cos^2 \alpha} \approx \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r}} \quad (2-55)$$

Usando esta equação tem-se que os coeficientes de transmissão das polarizações TE (Transversal Elétrica) e TM (Transversal Magnética) são respectivamente:

$$T_E = \frac{2 \cos \theta}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T} = \frac{2 \sin \alpha}{\sin \alpha + \sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (2-56)$$

$$T_H = \frac{2\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta + \cos \theta_T} = \frac{2\epsilon_r \sin \alpha}{\epsilon_r \sin \alpha + \sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (2-57)$$

Desde que $|\epsilon_r - 1| > 0.01$, $\sqrt{\epsilon_r - 1} > 0.1$, então os termos no denominador pode ser negligenciados. Tem-se também $0.1 > |\epsilon_r - 1|$, $\epsilon_r \sin \alpha \approx \sin \alpha$ no numerador. Com estas aproximações os coeficientes de transmissão são os mesmos e podem ser escritos:

$$T = \frac{2 \sin \alpha}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \approx \frac{2(h_{BS} - H_T)}{R\sqrt{\chi}} \quad (2-58)$$

Com a ajuda da equação 2-58 e fazendo $\sin^2 \theta \approx 1$ na equação 2-54, o ganho pode ser escrito como:

$$PG = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{4}{R^4} \frac{(h_{BS} - H_T)^2}{|\chi|} \exp[2(H_T - h_m)k\text{Im}\{\sqrt{\chi}\}] \quad (2-59)$$

2.5- Modelo de Propagação Segundo Gervásio Cavalcante.

Este modelo tem como proposta analisar a trajetória de raios, baseada na difração gume de faca, calculando a intensidade de campo recebido por uma estação móvel dentro de um ambiente florestal com descontinuidade. Sua validação ocorreu após terem sido feitas medidas na cidade de Benfica, próximo à cidade de Belém no estado do Pará (Brasil), onde havia um transmissor operando na frequência de 900 MHz (figura 2-16) e um laboratório móvel (figura 2-17) que fazia medidas e armazenava os valores instantâneos da potência do sinal recebido. Os resultados mostraram que as simulações deste modelo foram bem próximas dos valores medidos [Cavalcante, 1999].



Figura 2-16 – Antena Transmissora



Figura 2-17 –Receptor Móvel

A estimativa usual de propagação de rádio na vegetação concentra-se em percursos de comunicações onde transmissor e receptor estão localizados na vegetação ou então, o transmissor está dentro da vegetação e o receptor acima do nível da vegetação. Este modelo mostra que as técnicas de traçado de raios para um sinal transmitido, propagando-se por múltiplas trajetórias é feita de forma simples. É utilizada a teoria da difração e/ou reflexão para as descontinuidades abruptas causadas pela presença de uma rua (figura 2-18) dentro do ambiente florestal [Oliveira, 1998]. É

mostrado que estes resultados analíticos podem ser descritos em termos de trajetórias de raios, que permite o cálculo das perdas rádio móvel em muitos tipos de ambientes florestais.



Figura 2-18 – Rua do Modelo

O modelo idealizado para múltiplos raios em um ambiente florestal é mostrado na figura 2-19. Uma camada de floresta tem uma altura efetiva das árvores h , e é cortada por uma rua. A trajetória de propagação completa tem a forma de uma sucessão de trajetórias de raios. Como cada uma das trajetórias é simples e identificada com uma perda bem definida, a perda total do sinal pode ser sistematicamente determinada.

A figura 2-19(a) mostra o “ângulo de rua” α que indica a posição relativa do raio e a direção da rua. Este ângulo assume valores no intervalo $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$. A figura 2-19(b) mostra a geometria do ambiente de propagação estudado em que dois gumes de faca são considerados. O primeiro é localizado no ponto A e o segundo no ponto B associado com a primeira e a segunda descontinuidade da floresta, respectivamente. Também é mostrada a situação onde somente dois raios são considerados como as componentes mais importantes do campo recebido.

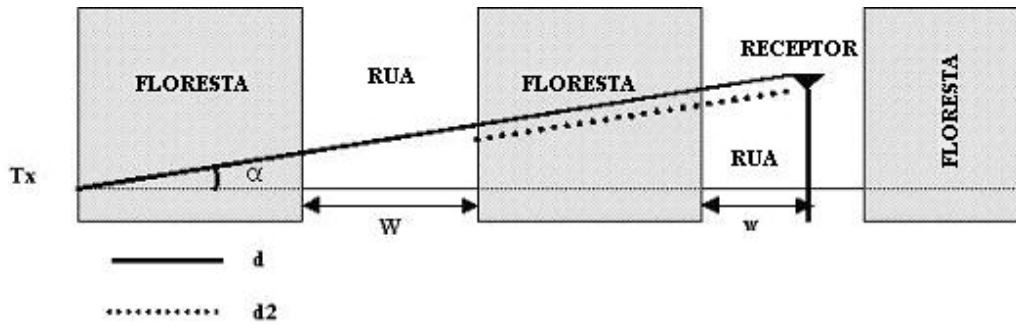


Figura 2-19(a) – Vista Superior da Floresta

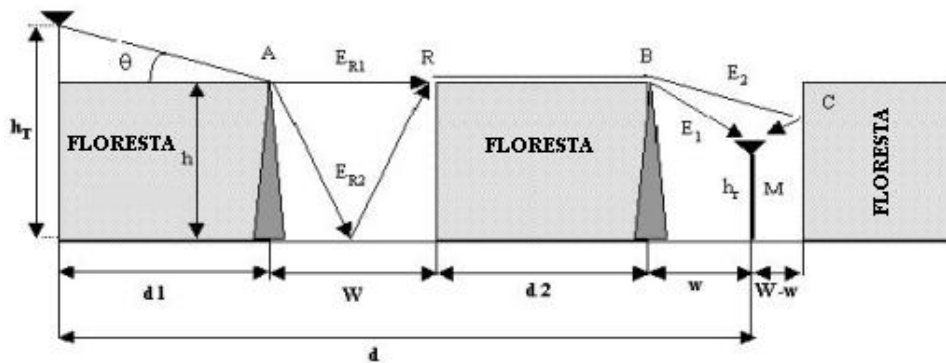


Figura 2-19(b) – Vista Lateral da Floresta

Devido à primeira descontinuidade, o campo é composto por uma difração sofrida pela descontinuidade abrupta e uma reflexão na rua. Na segunda descontinuidade, a rua corta a floresta dando origem a componente de campo E_1 que atinge o receptor por uma simples difração causada pela descontinuidade abrupta na vegetação e a componente de campo E_2 que atinge o receptor por difração e por uma reflexão devido à presença da floresta do outro lado da rua.

Para estabelecer o campo no receptor móvel, considera-se primeiramente o campo resultante no ponto R produzido pela difração no ponto A (correspondendo a componente E_{R1}) e reflexão na rua (correspondendo a componente E_{R2}). Isto pode ser visto na figura 2-19(b).

2.5.1 – O CAMPO RECEBIDO NO PONTO R

A expressão para o campo recebido no ponto R é dada por:

$$E_R = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \left[f(v_0) + |R_{RUA} f(v_R)| \right], \quad (2-60)$$

sendo:

E_0 – Campo no espaço livre;

R_{RUA} – Coeficiente de reflexão de Fresnel na rua

$$f(v_0) = \left[\frac{1}{2} - C(v_*) \right] - j \left[\frac{1}{2} - S(v_*) \right] \quad \therefore \quad * = 0 \text{ ou } R, \quad (2-61)$$

sendo:

$C(V^*)$ e $S(V^*)$ – são as integrais de Fresnel com o parâmetro V^* dado por:

$$V_* = \sqrt{2} \frac{H_*}{RF_*} \quad (2-62)$$

H_* - representa o caminho obstruído ou liberado;

RF_* - O raio da primeira zona de Fresnel.

Da figura 2-19 obtém-se os seguintes valores para os parâmetros V^* de Fresnel:

$$V_0 = 0 \quad ; \quad V_R = \sqrt{2} \cdot 2h \sqrt{\frac{(d_1 + W) \cos^2 \alpha}{\lambda [(d_1 + W) \cos \alpha - W] W}} \quad (2-63)$$

Para $V_0=0$ e $V_R > 1$ expressões mais simples podem ser usadas, apresentando erros menores que um dB [Yoshida, 1984].

$$E_{R1} = \frac{1}{2} E_0 \quad (2-64)$$

$$E_{R2} = 0,225 E_0 \frac{|R_{RUA}|}{V_R} \quad (2-65)$$

$$E_R = \sqrt{E_{R1}^2 + E_{R2}^2} \quad (2-66)$$

Substituindo (2-64) e (2-65) em 2-66, tem-se:

$$E_R = 0,225 E_0 \sqrt{5 + \left(\frac{|R_{RUA}|}{V_R} \right)^2} \quad (2-67)$$

2.5.2 – O CAMPO RECEBIDO PELO RECEPTOR MÓVEL

O conhecimento do campo no ponto M é devido ao campo que chega no ponto R , pode-se usar os argumentos analisados para encontrar o campo no ponto R

considerando que o transmissor está no ponto M . Do teorema da reciprocidade encontra-se os campos no ponto M , como:

$$E_1 = 0,225 \frac{E_0}{VBM} \quad (2-68)$$

$$E_2 = 0,225 E_0 \frac{|R_{RUA}|}{VBCM} \quad (2-69)$$

O campo no receptor móvel é dado por:

$$E_{móvel} = E_R \left(\frac{d_2 + w}{d} \right) \frac{\sqrt{E_1^2 + E_2^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{VBM'} \right)^2 - \left(\frac{|R_{floresta}|}{VBCM'} \right)^2}} \quad (2-70)$$

Inserindo (2-67) em (2-70) obtém-se:

$$E_{móvel} = 0,225 \frac{\sqrt{30PTGT}}{d} \cdot \left(\frac{d_2 + w}{d_1 + W} \right) \sqrt{5 + \left(\frac{|R_{RUA}|}{V_R} \right)^2} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{VBM} \right)^2 - \left(\frac{|R_{floresta}|}{VBCM} \right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{VBM'} \right)^2 - \left(\frac{|R_{floresta}|}{VBCM'} \right)^2}}, \quad (2-71)$$

sendo:

$PTGT$ – Potência efetiva radiada pela estação base;

$R_{floresta}$ - Coeficiente de reflexão de Fresnel.

Tem-se que:

$$VBM = \sqrt{2}(h - h_r) \sqrt{\frac{d \cos^2 \alpha}{\lambda(d \cos \alpha - w)w}} \quad (2-72)$$

$$VBCM = \sqrt{2}(h - h_r) \sqrt{\frac{d \cos^2 \alpha}{\lambda(d \cos \alpha - 2W + w)(2W - w)}} \quad (2-73)$$

$$VBM' = \sqrt{2}(h - h_r) \sqrt{\frac{(d_2 + w) \cos^2 \alpha}{\lambda[(d_2 + w) \cos \alpha - w]w}} \quad (2-74)$$

$$VBCM' = \sqrt{2}(h - h_r) \sqrt{\frac{(d_2 + w) \cos^2 \alpha}{\lambda[(d_2 + w) \cos \alpha - 2W + w](2W - w)}} \quad (2-75)$$

Da equação (2-71), pode-se obter a potência média recebida:

$$P_R = \frac{1}{2} E^2 \text{móvel} \quad (2-76)$$

A tabela 2-2 mostra os parâmetros utilizados para as simulações teóricas e medições de campo. Verifica-se através da figura 2-20 o efeito dos dois gumes de faca que mostra a variação da potência média recebida como uma função da distância d . Este resultado é comparado com o modelo proposto por Oliveira [Oliveira, 1998], chamado de multiraios, em que é considerado somente um gume de faca.

Tabela 2-2 - Parâmetros Usados no Modelo

Parâmetros	Símbolos	Valores
Frequência	f	900 MHz
Altura media da floresta	h	12 m
Altura do Transmissor	h_T	12 m
Altura do receptor móvel	h_r	3 m
Ganho da antena transmissora	G_T	2.14 dB
Ganho da antena Receptora	G_R	2.14 dB
Potência Transmitida	P_T	30 dBm
Largura da Rua	W	12 m
Posição do móvel	w	7.75 m
Permissividade relativa da floresta	ϵ_F	1.1
Condutividade da floresta	σ_F	0.1 mS/m
Permissividade relativa da rua	ϵ_R	2.7
Condutividade da rua	σ_R	40 mS/m
Faixa da distância ao transmissor	d	500 até 5600 m
Faixa do ângulo da rua	α	67 até 84 graus

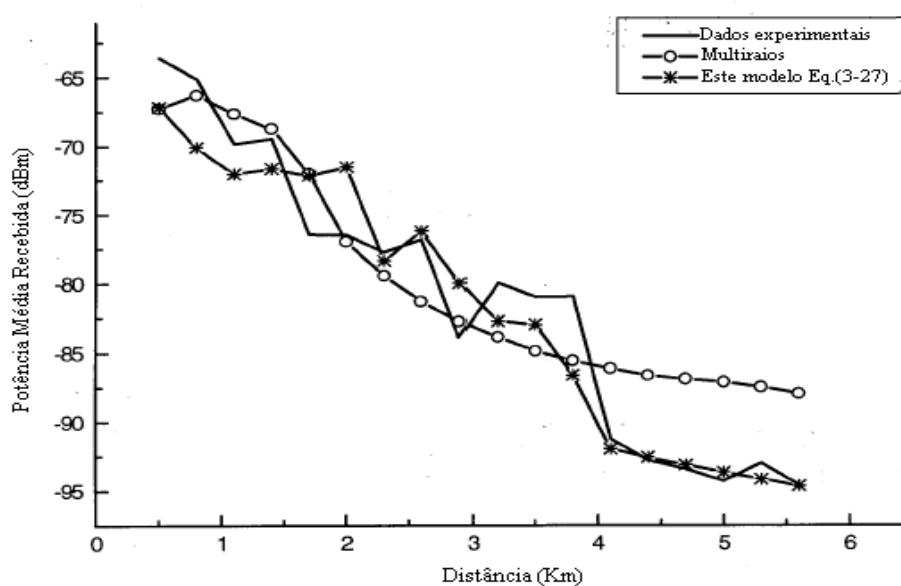


Figura 2-20 – Variação da potência média recebida com a distância

CAPÍTULO 3

AMBIENTE COMPUTACIONAL DESENVOLVIDO

Devido ao grande aumento dos estudos relacionados à propagação de sinais eletromagnéticos pelo interior de regiões com muita vegetação [Dal Bello, 2000], e o aumento da banda de frequência utilizada pelos sistemas móveis, influenciando desta forma o comportamento de sinais por regiões que contenham muita vegetação, há a necessidade de se aprimorar os estudos nesta área e verificar o comportamento mais adequado destes sinais em uma região com vegetação. Pensando nisto é que foi desenvolvido o *software* denominado FLORA. Este ambiente computacional deve prover informações quanto ao comportamento da rádio-perda em ambiente florestal e servir de apoio às disciplinas que tratam de sistemas móveis celulares e propagação de sinais eletromagnéticos nos cursos de engenharia elétrica.

3.1 – O Ambiente Flora

O ambiente computacional FLORA foi desenvolvido em linguagem de programação LabVIEWTM, da National Instruments, por se tratar de uma ferramenta muito poderosa no desenvolvimento de sistemas na área de engenharia (Informações sobre essa linguagem são descritas no anexo deste trabalho). Esse *software* é composto por diversos sub-programas que se comportam de maneira independente do programa principal, realizando as tarefas que lhe são atribuídas e gerando resultados que possam ser utilizados pelo programa principal. A figura 3-1 mostra a tela principal do ambiente computacional FLORA.



Figura 3-1 – Ambiente do Software FLORA

Através dessa janela principal é possível acessar os sub-programas pelo *menu* mostrado na parte superior do programa, em que se tem a descrição das tarefas descritas na tabela 3-1.

Tabela 3-1 - Sub-Programas do FLORA versus Tarefas realizadas

Menu	Sub -Programa	Tarefas Realizadas
Arquivo	Abrir	Abre arquivos de dados salvos pelo programa, mostrando sua curva.
	Sair	Finaliza o programa
Ferramentas	Comparar Modelos	Compara os modelos ativos pelo programa através de um gráfico que reúne todas as curvas

Modelos	Espaço Livre	Mostra o comportamento das curvas de atenuação referente ao modelo em que se queira escolher para cálculos de rádio-perda de acordo com as equações descritas no capítulo 2
	Terra Plana	
	T.Tamir	
	Bertoni	
	Gervásio	
Ajuda	Sobre o Modelo	Fornece informações referentes aos autores do <i>software</i> e sua versão.
	Sobre o Programa	Fornece informações que permitem acesso rápido de algumas funções do programa.

3.1.1 – ARQUIVO

O *menu* arquivo permite ao usuário do programa acessar dados gravados no computador, referente aos modelos de rádio propagação descrito neste trabalho. Para isso deve-se clicar na opção abrir e na janela que se abre clicar no arquivo de texto salvo pelo programa, como visto na figura 3-2.



Figura 3-2 – Acesso ao Menu Arquivo

Após se selecionar o arquivo desejado abre-se uma janela que mostra esses dados através de um gráfico de atenuação com a distância e a frequência como mostrado na figura 3-3.

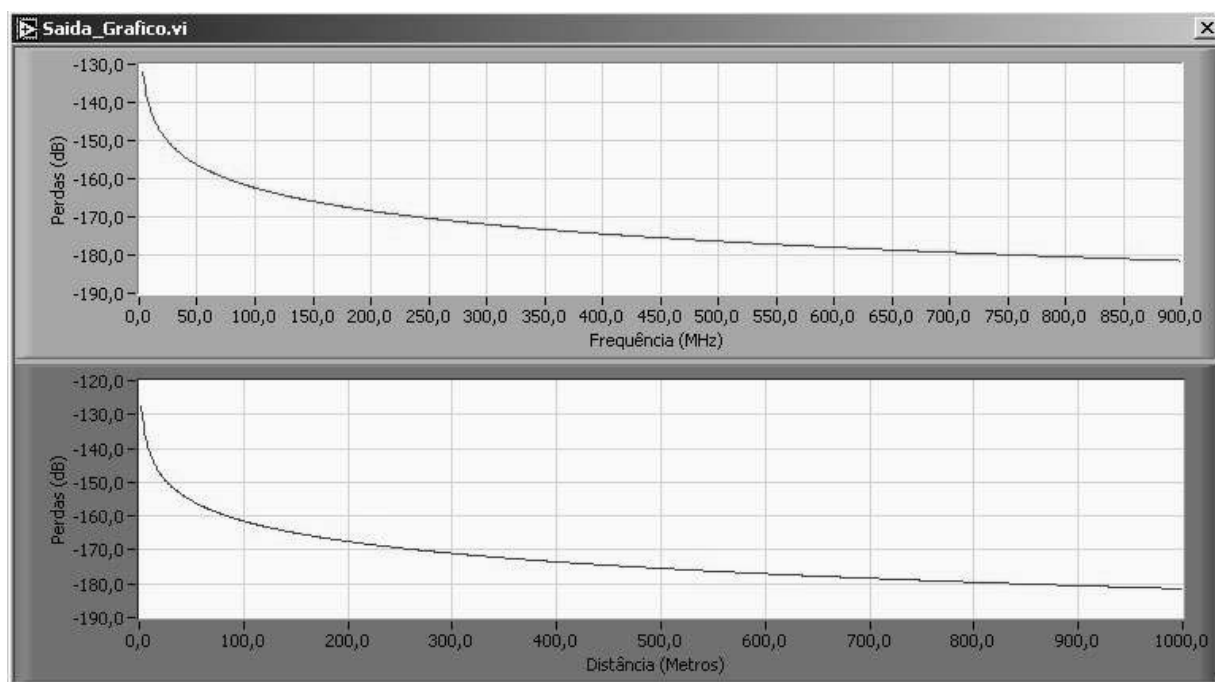


Figura 3-3 – Gráfico Exibido pelo Menu Arquivo

3.1.2 – FERRAMENTA

O *menu* ferramenta dá acesso ao sub-programa “Comparar Modelos” que foi desenvolvido principalmente para realizar estudos comparativos entre os modelos de rádio propagação analisados pelo programa. O ambiente deste programa é descrito a seguir:

A tela principal deste sub-programa é mostrada logo após se acessar o *menu* ferramenta como mostrado na figura 3-4.

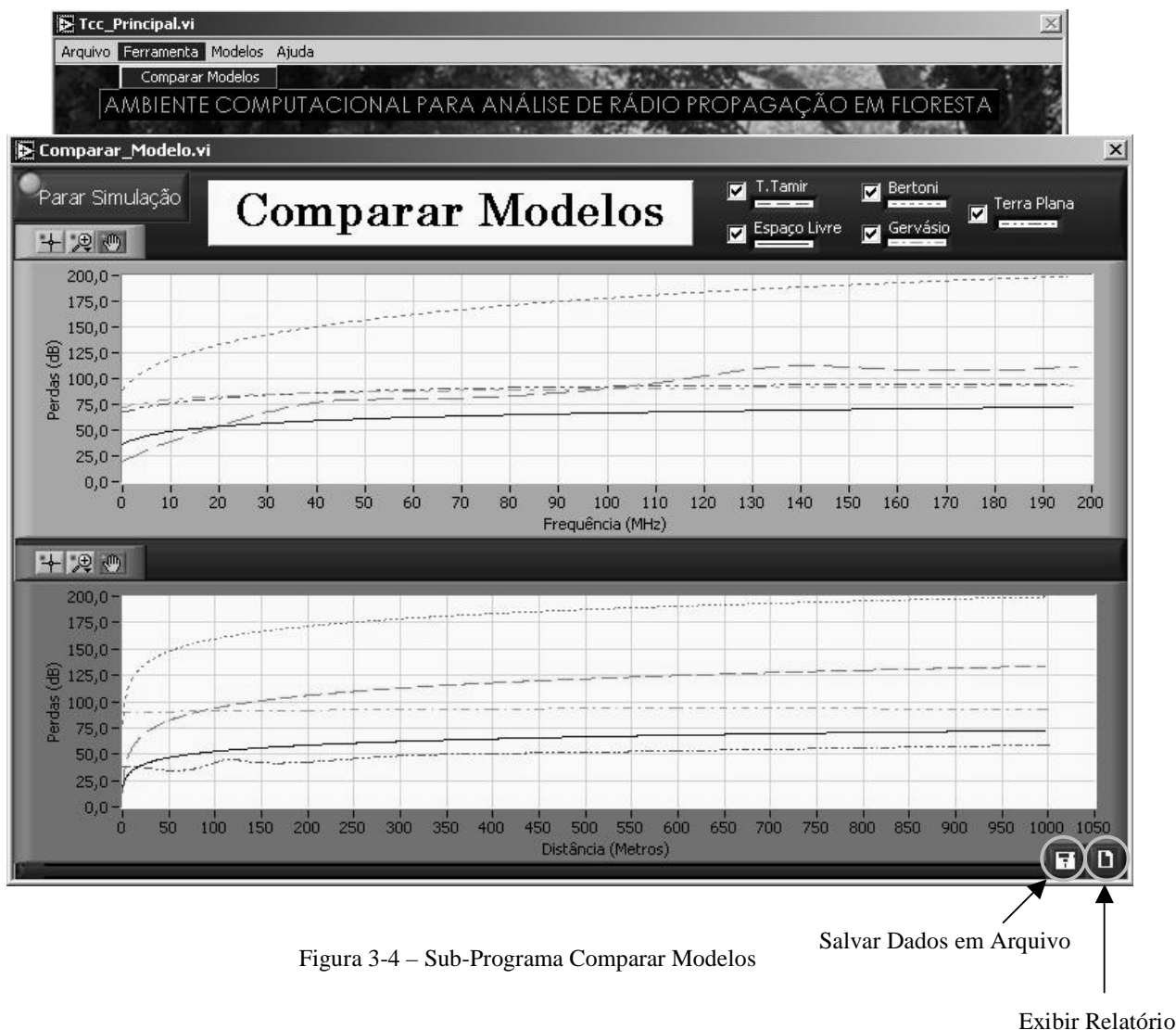


Figura 3-4 – Sub-Programa Comparar Modelos

Na parte superior deste sub-programa, pode-se selecionar as caixas de diálogo referente aos modelos que foram analisados e será então exibida as curvas de atenuação como mostrado na figura 3-4, na parte inferior desta tela é mostrado dois botões que permitem salvar os dados analisados em arquivo e exibir relatório, mostrados pelas figuras 3-5 e 3-6 respectivamente.

Os dados salvos pelo programa são armazenados em arquivos de texto, contendo os valores dos pontos de cada curva exibida na tela da figura 3-4. É mostrado um exemplo deste arquivo na figura 3-7.

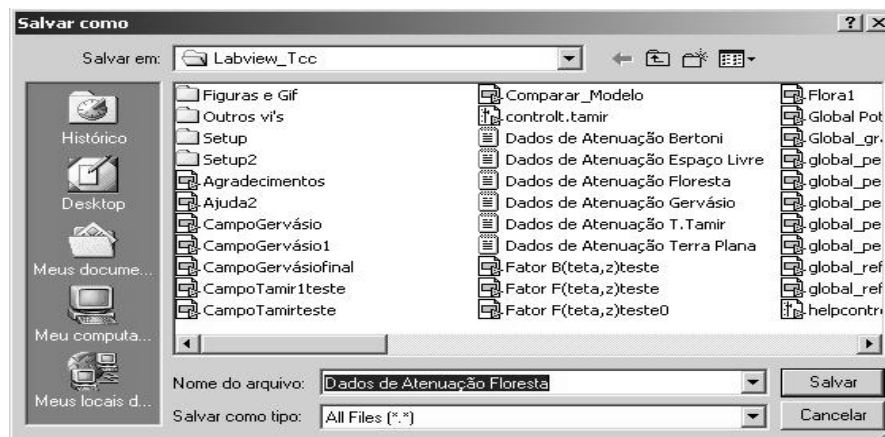


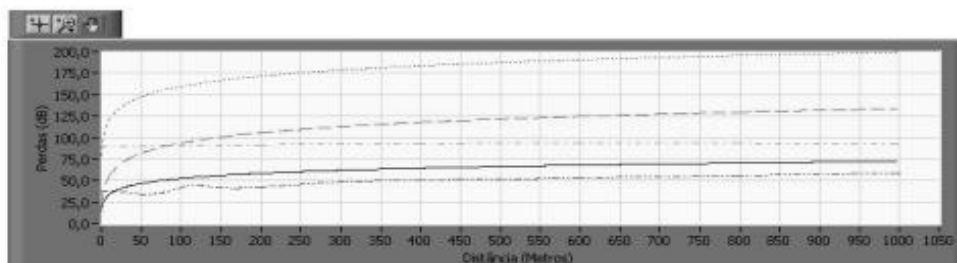
Figura 3-5 – Salvar dados Comparar Modelos



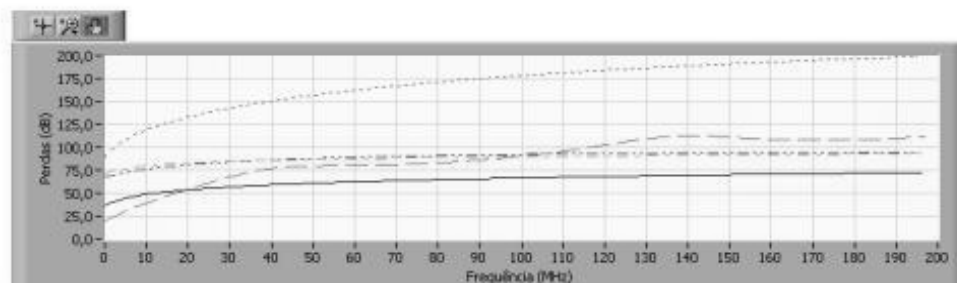
LABORATÓRIO DE ELETROMAGNETISMO APLICADO (L.E.A)
DATA : SABADO, 13 DE MARÇO DE 2004
HORA : 15:36

VALORES DOS MODELOS ANALISADOS SÃO MOSTRADOS ABAIXO NAS CURVAS

Legenda: T.Tamir (Vermelho) ; Espaço Livre (Azul) ; Bertoni (Verde)
Gervásio (Laranja) ; Terra Plana (Marrom)



Curva Referente à Atenuação dos Modelos Comparados Para Variação da Distância



Curva Referente à Atenuação dos Modelos Comparados Para Variação da Frequência

Figura 3-6 – Exibir Relatório Comparar Modelos

Dados de Atenuação Floresta - Bloco de notas				
Arquivo Editar Formatar Ajuda				
<<----- Universidade Federal do Pará ----->>>				
Dados de Atenuação Segundo os Modelos Empiricos Para Região de Floresta				
Data:13/3/2004 (14:59:12)				
Frequência(MHz)	Perdas_FreeSpace(dB)	Perdas_T.Tamir(dB)	Perdas_Bertoni(dB)	Perdas_Gervasio(dB)
3,000000	35,942425	11,620091	88,332037	72,6210
4,000000	38,441200	15,656791	94,255875	72,6210
5,000000	40,379400	18,895654	98,770141	75,1150
6,000000	41,963025	21,656552	102,475713	75,1150
7,000000	43,301961	24,107193	105,649692	76,8300
8,000000	44,461800	26,344136	108,444271	76,8300
9,000000	45,484850	28,426665	110,952653	78,1150
10,000000	46,400000	30,392969	113,236358	78,1150
11,000000	47,227854	32,268640	115,338285	79,2000
12,000000	47,983625	34,071454	117,289634	79,2000
13,000000	48,678867	35,814181	119,113862	80,0000
14,000000	49,322561	37,506313	120,829092	80,0000
15,000000	49,921825	39,155137	122,449638	80,8000
16,000000	50,482400	40,766415	123,987024	80,8000
17,000000	51,008978	42,344827	125,450677	81,4000
18,000000	51,505450	43,894253	126,848413	81,4000
19,000000	51,975072	45,417959	128,186799	82,0000
20,000000	52,420600	46,918716	129,471402	82,0000
21,000000	52,844386	48,398881	130,706995	82,5000
22,000000	53,248454	49,860437	131,897698	82,5000
23,000000	53,634557	51,305024	133,047100	83,0000
24,000000	54,004225	52,733948	134,158344	83,0000
25,000000	54,358800	54,148177	135,234204	83,4000
26,000000	54,699467	55,548329	136,277138	83,4000
27,000000	55,027275	56,934650	137,289340	83,8000
28,000000	55,343161	58,306982	138,272772	83,8000
29,000000	55,647960	59,664729	139,229202	84,1000
30,000000	55,942425	61,006807	140,160227	84,1000
31,000000	56,227234	62,331602	141,067293	84,4000
32,000000	56,503000	63,636923	141,951718	84,4000
33,000000	56,770279	64,919952	142,814704	84,7000

Figura 3-7 – Arquivo de texto

3.1.3 – MODELOS

Este *menu* dá acesso aos modelos de rádio propagação descritos pelo capítulo 2, conforme a figura 3-8. Cada sub-programa deste *menu* será descrito separadamente.



Figura 3-8 – Menu Modelos

3.1.3.1 – Espaço Livre

Este sub-programa tem a função de mostrar o comportamento de um sinal eletromagnético percorrendo um ambiente livre de interferências. O usuário deverá fornecer os dados referentes aos parâmetros do sistema (potência transmitida, frequência, etc). A figura 3-9 mostra um exemplo deste modelo.

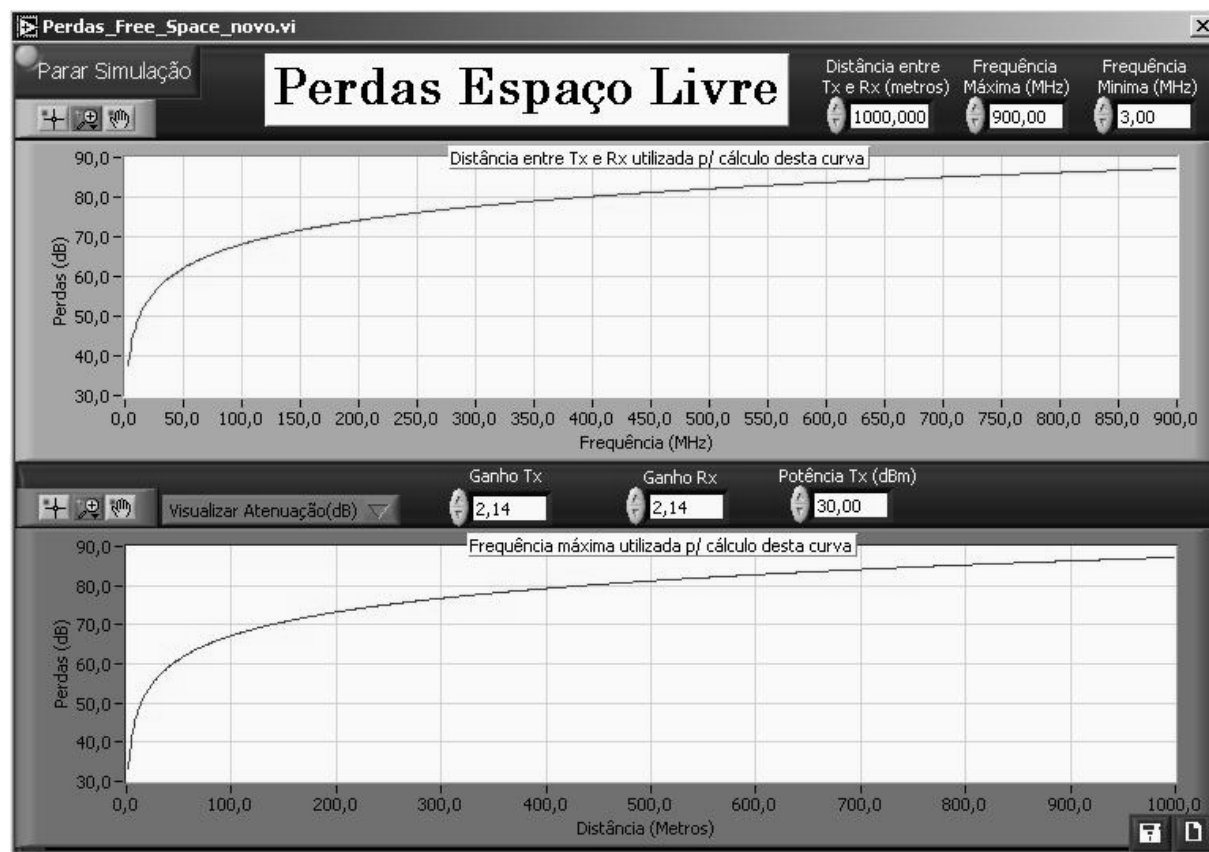


Figura 3-9 – Modelo Espaço Livre

Este sub-programa apresenta os botões referentes a salvar os dados em arquivo e exibir relatório como descrito no item 3.1.2.

3.1.3.2 – Terra Plana

Este sub-programa foi desenvolvido para que o usuário possa ter uma referência do comportamento do sinal em ambiente de reflexão, no qual foi considerado o modelo de dois raios. A figura 3-10 mostra um exemplo deste modelo.

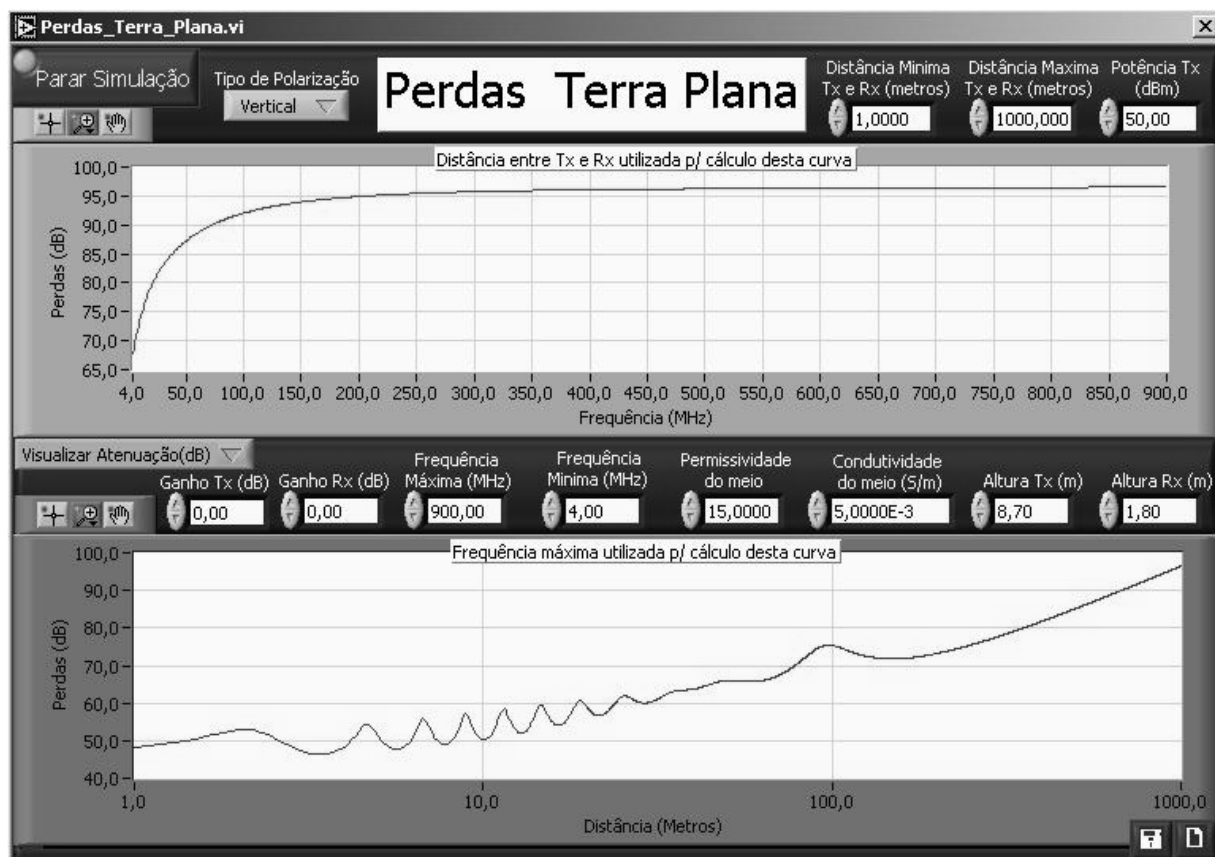


Figura 3-10 – Modelo Terra Plana

Pode-se visualizar neste gráfico a potência recebida pelo sinal, bastando clicar no botão “Visualizar Atenuação”, e teremos o gráfico referente a este dado, assim como definir o tipo de polarização que é imposta ao cálculo da atenuação acionando o botão no canto superior da figura 3-10. A próxima figura mostra o modelo Terra Plana para uma situação de polarização horizontal e potência recebida com os mesmos dados da figura anterior.

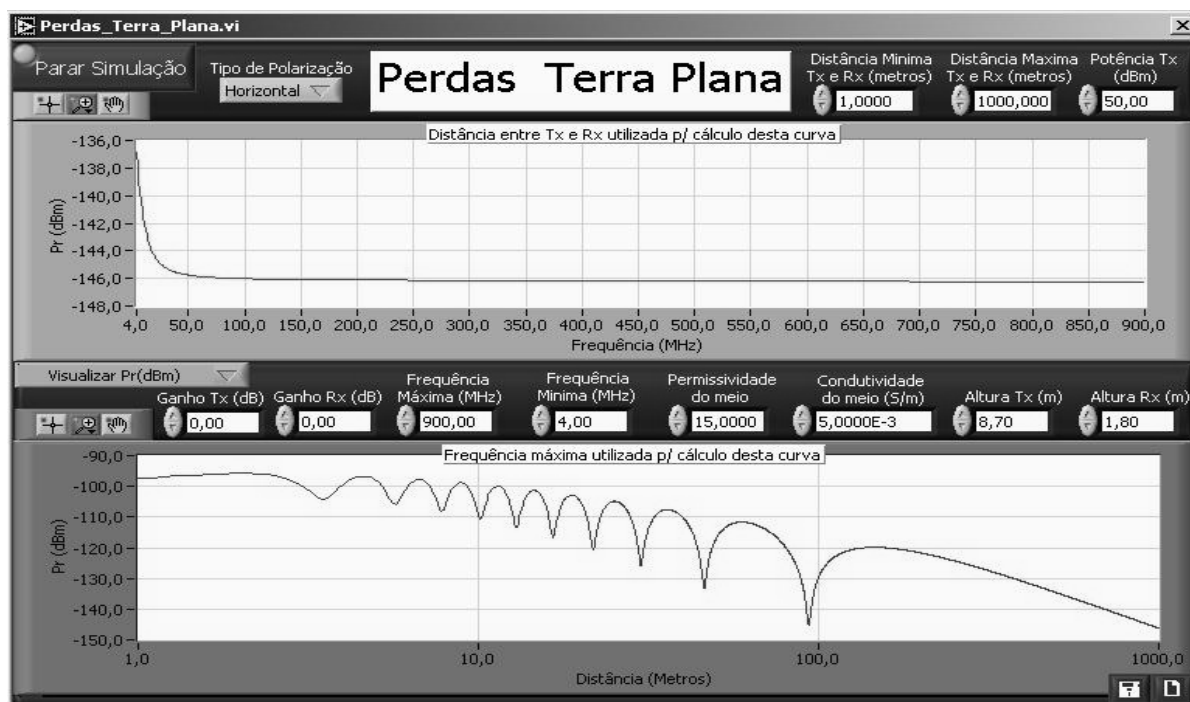


Figura 3-11 – Modelo Terra Plana p/ polarização Horizontal

3.1.3.3 – T.Tamir

Este sub-programa é baseado no modelo descrito no capítulo 2 em que é considerado um meio florestal no caminho da onda eletromagnética. O transmissor e receptor encontram-se inseridos na vegetação. A figura 3-12 mostra um exemplo deste modelo.

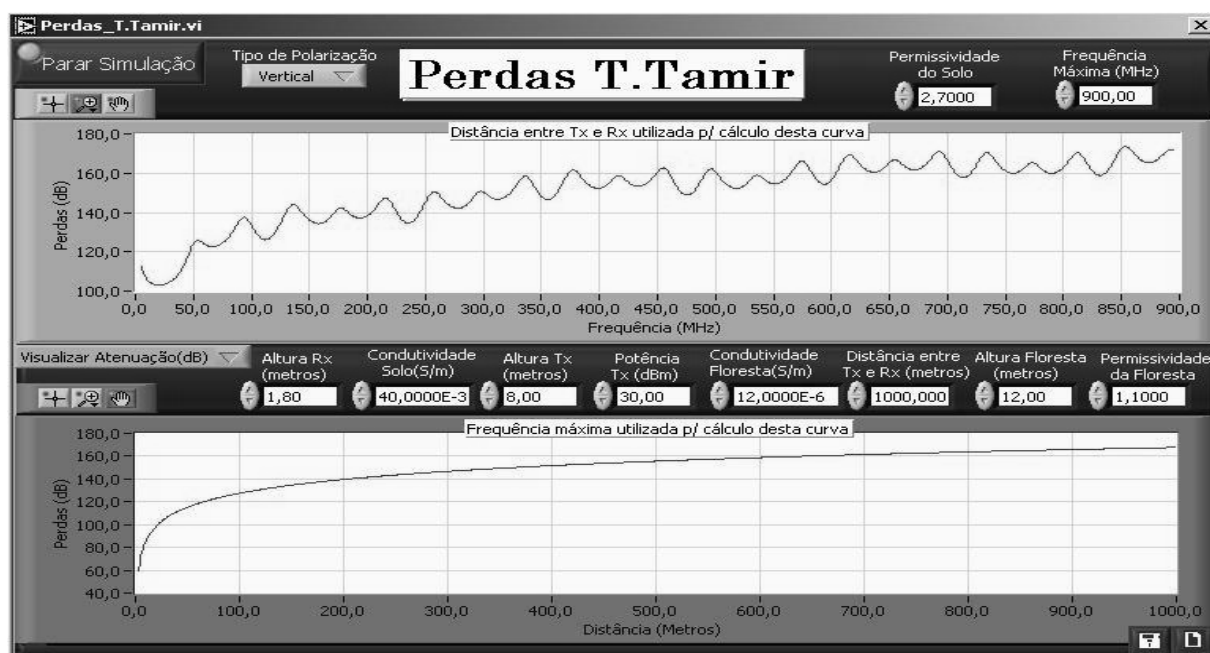


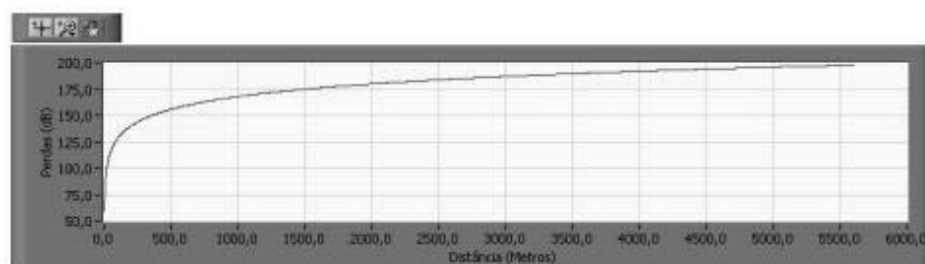
Figura 3-12 – Modelo T.Tamir

Assim como os outros modelos apresentados, este sub-programa possui um botão exibir relatório que quando acionado, abre um arquivo como o da figura 3-13, percebe-se que os dados configurados no gráfico anterior são mostrados no relatório.

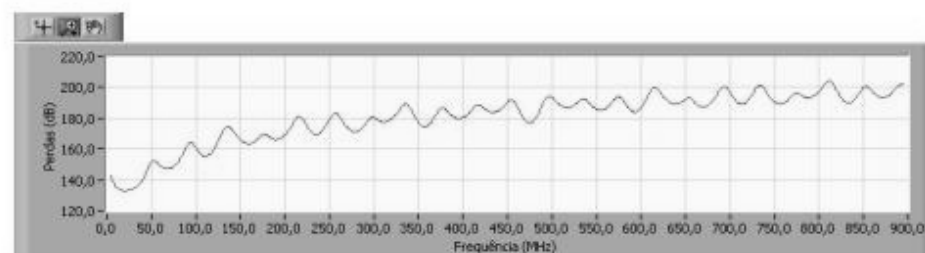


LABORATÓRIO DE ELETROMAGNETISMO APLICADO (L.E.A)
DATA : SEXTA-FEIRA, 5 DE MARÇO DE 2004
HORA : 09:40

Dados:
Altura da Floresta (m): 12,00 Tipo de Polarização: Vertical Permissividade do Solo: 2,700
Permissividade da Floresta: 1,100 Valor da Frequência (MHz): 900,0 Altura Receptor (m): 5,0
Angulo de Entrada (graus): 90,00 Altura Transmissor (m): 8,0 Distância entre Tx e Rx (m): 5600,0
Condutividade do Solo (S/m): 0,00001 Condutividade da Floresta (S/m): 0,04000
Potência Tx (dBm): 30,00



Curva Referente à Atenuação do Modelo T.Tamir Para Variação da Distância
(Obs: curva referente a uma frequência utilizada de 900,0 MHz)



Curva Referente à Atenuação do Modelo T.Tamir Para Variação da Frequência
(Obs: curva referente a uma distância utilizada de 5600,0 m)

Figura 3-13 – Relatório T.Tamir

3.1.3.4 – Bertoni

Este sub-programa mostra o comportamento do sinal para um ambiente florestal em que se pode ter o transmissor operando no nível acima ou abaixo da média da altura das árvores. A figura 3-14 ilustra este modelo.

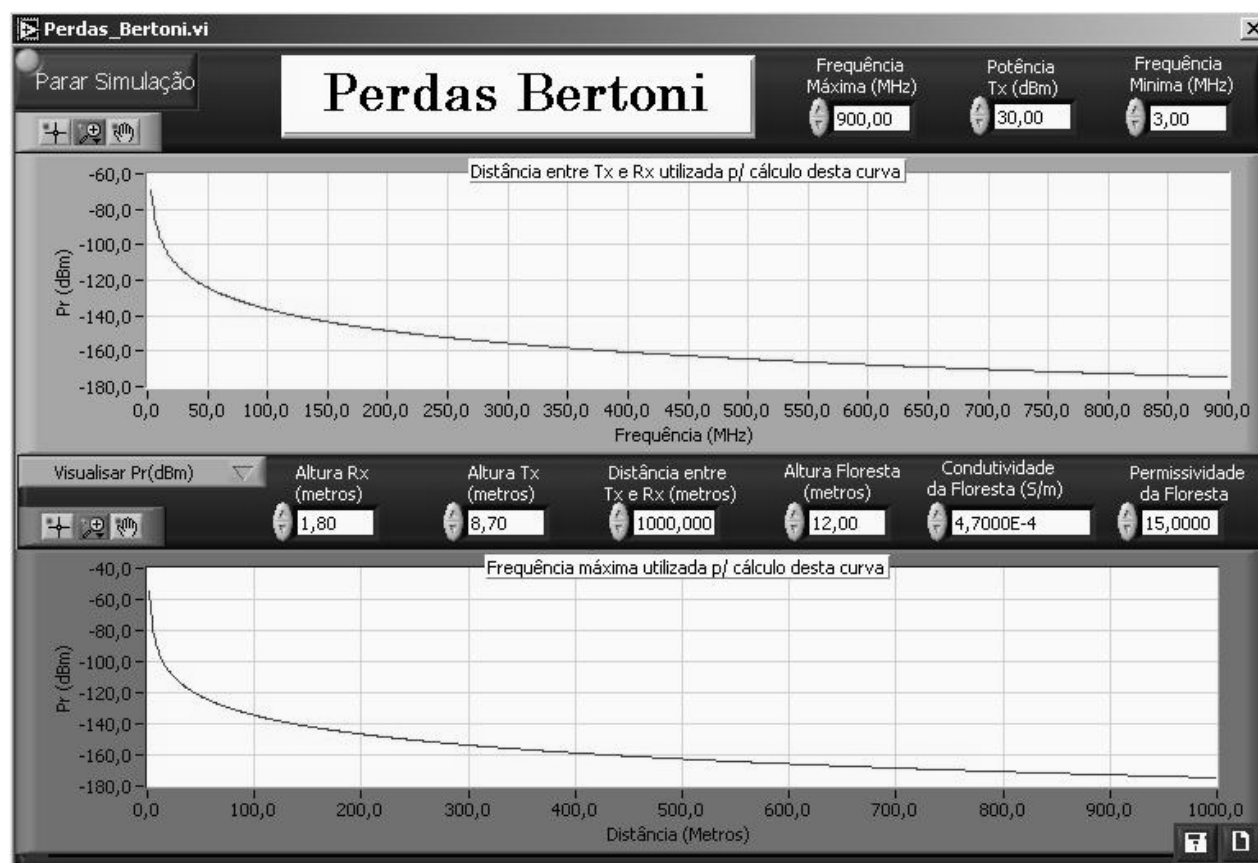


Figura 3-14 – Modelo Bertoni

3.1.3.4 – Gervásio

Este sub-programa faz cálculo para análise das perdas impostas ao sinal quando atravessa uma região florestal que é cortada por uma rua. Como mencionado no capítulo 2 este modelo considera a floresta como uma região de 3 camadas. A figura 3-15 ilustra esse modelo.

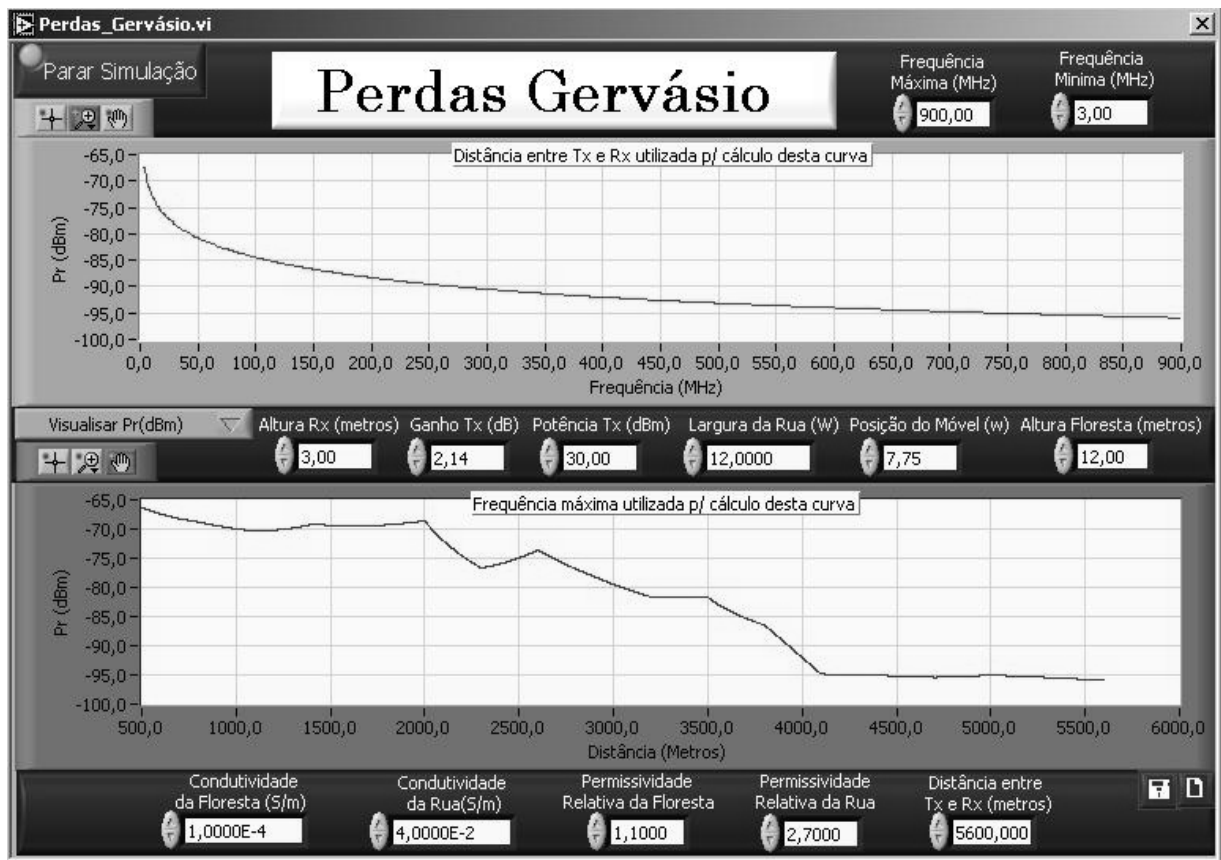


Figura 3-15 – Modelo Gervásio

3.1.3 – AJUDA

Este *menu* dá acesso aos sub-programas “Sobre o Modelo” e “Sobre o Programa” que fornecem informações referentes aos autores do *software*, bem como sua versão e dicas de como ter acesso rápido a algumas funções do programa. O acesso a esses sub-programas encontra-se disponível na tela principal do programa ao clicar-se nos botões “Sobre” e “Help”. A figura 3-16 ilustra o acesso a essa função.



Figura 3-16 – Menu Ajuda

Clicando-se no botão “SOBRE” ou no *menu* “Ajuda” e em “Sobre o Modelo” temos a figura 3-18 e em “HELP” ou no *menu* “Ajuda” e em “Sobre o Programa”, temos a figura 3-17.



Figura 3-18 – Software Sobre

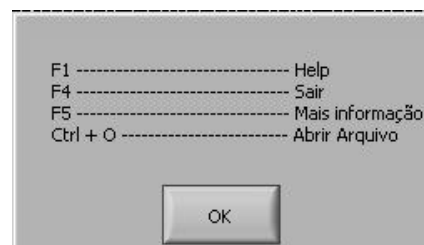


Figura 3-17 – Software Help

CAPÍTULO 4

CONCLUSÃO

Neste trabalho foram descritos os principais modelos utilizados na literatura para caracterização de perdas de percurso em ambientes florestais. Foi desenvolvido também, um ambiente computacional denominado FLORA que juntamente com este trabalho pode servir ao estudo do fenômeno de propagação de ondas eletromagnéticas em florestas, tanto ao nível acadêmico como ferramenta complementar, quanto ao nível científico no que se refere à criação de modelos como uma importante ferramenta de pesquisa para a análise do comportamento do sinal eletromagnético em tais meios.

Como proposta a futuros trabalhos, sugere-se realizar estudos mais específicos sobre o comportamento das ondas eletromagnéticas no interior das florestas levando em consideração que a floresta não é um meio uniforme, pois tem-se um comportamento diferente de acordo com o tipo de árvore que se encontra inserido no meio, modificando desta forma a atenuação imposta ao sinal. Outra proposta é o desenvolvimento de novos sub-programas que complementarão o FLORA, por exemplo: um sub-programa que realize o cálculo de campo no interior das florestas, considerando a mesma como um meio não uniforme, um sub-programa que realize a captação de dados oriundos de medições realizadas nesses ambientes e possa ser comparado com os modelos existentes no programa, um sub-programa que realize interpretações das curvas exibidas em tela através de sistemas especialistas (redes neurais, lógica fuzzy) e possa dizer ao usuário qual modelo melhor se ajusta aos parâmetros inseridos, e por fim, um sub-programa que possibilite a inserção de uma floresta de cilindros representando o tronco das árvores em um mapa digitalizado e efetuar o estudo da cobertura geral do sistema.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [BERTONI, 2000] BERTONI, Henry L. **Radio Propagation For Modern Wireless Systems**. Prentice Hall, 2000, 285p.
- [CATEDRA, 1999] CATEDRA, Manuel F. and Jesús Pérez-Arriaga, “**Cell Planning for Wireless Communications**,” *Artech House - Mobile Communications Series*, 1999.
- [CAVALCANTE, 1998] CAVALCANTE, Gervásio P. S. **Ray Tracing Model For Mobile Systems in a Forested Environment**. IEEE, pp. 306-311, 1998.
- [CAVALCANTE, 1999] CAVALCANTE, Gervásio P. S. **Mobile Radio Propagation Along Mixed Paths in Forest Environments**. SBMO/IEEE MTT-S IMOC, pp. 320-324, 1999.
- [DAL BELLO, 2000] DAL BELLO, Julio Cesar R., Gláucio L. Siqueira, Membro, IEEE, and Henry L. Bertoni, Fellow, IEEE, **Theoretical Analysis and Measurement Results of Vegetation Effects on Path Loss for Mobile Cellular Communication Systems**. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 49, NO. 4, JULY 2000.
- [OLIVEIRA, 1998] OLIVEIRA, R. A. N, G. P. S. Cavalcante, e G. L. Siqueira, **Ray Tracing Model for Mobile Systems in a Forested Environments**, ITS98 International Telecommunication Symposium, São Paulo, Brasil, pp.206-311, Agosto 1998.
- [PARSONS, 1992] PARSONS, J. D. “**The Mobile Radio Propagation Channel**,” John Wiley & Sons, 1992.
- [SARABANDI, 2000] SARABANDI, Kamal Fellow. **Full-Wave Simulation of Propagation Channel Parameters for a Forest Environment**. IEEE, pp. 1114 -1117, 2000.
- [SARABANDI, 2001] SARABANDI, Kamal Fellow. **A Complete Physics-Based Channel Parameter Simulation for Wave Propagation in a Forest Environment**. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. Vol. 49 No 2, pp. 260-271, 2001.
- [SILVA, EMBRATEL] SILVA, Gilberto e O. Barradas, “**Sistemas Radiovisibilidade**”, vol. 1, 3a edição, EMBRATEL.
- [TAMIR, 1967] TAMIR, Theodoro. **On Radio-Wave Propagation in Forest Environments**, IEEE Trans. on Antennas and Propagation. Vol. AP-15, pp. 806-817, 1967.
- [TAMIR, 1977] TAMIR, Theodoro. **Radio Wave Propagation Along Mixed Paths in Forest Environments**, IEEE Trans. on Antennas and Propagation. Vol. AP-25, pp. 471-477, 1977.
- [YOSHIDA, 1984] YOSHIDA, S. , F. Ikegami, T. Takeuchi e M. Umehira, **Propagation Factors Controlling Mean Field Strength on Urban Streets**, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, AP-32 (8), pp. 822-829. Agosto 1984.

ANEXO

A FERRAMENTA DE DESENVOLVIMENTO LABVIEW™

Sob o ponto de vista do "software", o programa foi desenvolvido utilizando-se a ferramenta LabVIEW™, da National Instruments, cuja característica principal é a implementação de instrumentos virtuais, ou VI's (do inglês - "Virtual Instruments").

Um VI nada mais é do que um "software" capaz de exercer a função de um equipamento eletrônico seja ele de medição ou análise, tal como, por exemplo, um multímetro digital, um osciloscópio ou um analisador espectral. A grande vantagem em se utilizar um VI, ao invés de um instrumento convencional, está justamente na versatilidade proporcionada pelo "software", reduzindo as limitações impostas pelo "hardware" dedicado dos instrumentos convencionais e permitindo ao desenvolvedor de programas a capacidade de acoplamento de novos módulos funcionais ao programa, bem como a configuração daqueles já existentes.

Como outras características marcantes de um VI, bem como da ferramenta LabVIEW™, podem ser citadas:

- Modularidade - o programa total pode ser dividido em partes independentes que, interagindo entre si, são responsáveis pela operação como um todo. Esta característica, além de ajudar na organização dos programas, tornando o código reutilizável e claro para o programador, facilita o desenvolvimento de sistemas grandes e complexos;
- Interface gráfica amigável para com o usuário - muitos controles e funcionalidades do programa são tão evidentes e fáceis de usar que até uma pessoa pouco especializada é capaz de operá-los;
- Blocos de programas ("toolkits") adequados ao uso da engenharia - por ser uma ferramenta primordialmente científica, o LabVIEW™ já dispõe de módulos funcionais dotados de recursos comumente utilizados pelos engenheiros (como, por exemplo, cálculo de valor eficaz, média, integral, dentre outros) o que lhe dá feições de uma ferramenta RAD (do inglês - "Rapid Application Development" - desenvolvimento rápido de aplicações);

- Interação com banco de dados - a possibilidade de intercâmbio de informações com banco de dados, como, por exemplo, Access, SQL, DBase, entre outros, é especialmente útil quando os programas desenvolvidos exigem grandes quantidades de armazenamento, organização e consulta a informações;
- Possibilidade de intercâmbio com outras linguagens de programação - o programador é capaz de chamar códigos de programas e/ou DLLs (do inglês "Dynamic Link Libraries" - bibliotecas de vínculo dinâmico) feitos utilizando-se linguagens como C/C++, Visual C++, Delphi, etc.;
- Compatibilidade com arquitetura cliente/servidor - fornece ao programa a capacidade de comunicação em ambientes de redes de computadores;
- Utilização tanto no meio acadêmico quanto no meio empresarial - o LABVIEW™ é uma ferramenta muito útil para o aprendizado de estudantes universitários, especialmente aqueles de curso com base tecnológica, já que fornece exemplos e blocos que permitem ao aluno observar, através de simulações, uma série de propriedades inerentes a fenômenos físicos. Além disso, é um ambiente confiável e robusto o suficiente para ser empregado na solução de problemas reais, tais como monitoração de equipamentos, controle de sistemas, entre outros.

Estas qualidades são as principais responsáveis pela grande aceitação e expansão que vem ocorrendo no uso do LabVIEW™.

Partindo-se agora rumo à análise um pouco mais detalhada da ferramenta em questão, pode-se destacar duas grandes partes componentes de qualquer VI morfologicamente completo: o painel e o diagrama.

A figura a-1 exemplifica estrutura típica de um painel, neste caso um VI para simples coleta, conversão e exibição de sinais. Como pode ser notado, este é constituído, basicamente, por controles e indicadores que formam a interface gráfica com o usuário. Dependendo das funcionalidades, o painel pode possibilitar ao operador uma interação direta com o programa, através dos controles, ou apenas exibir os dados solicitados ou não (no caso de indicadores). O painel pode, ainda, ser omitido durante a execução do programa. O grau de interatividade é totalmente configurável de acordo

com os requisitos do sistema. Além disso, também pode ser observado que a aparência do programa é semelhante à de um instrumento convencional (neste caso um multímetro analógico), daí outra razão para sua denominação genérica de VI.

Já na figura a-2, é exibida a estrutura do diagrama do medidor da figura a-1. Considerando-se sob o ponto de vista operacional, ele é que constitui o chamado "código fonte" do programa em si, ou seja, é nele que o projetista implementará a lógica de funcionamento do instrumento, estabelecendo seqüências de execução, determinando onde buscar as informações, fornecendo modelos matemáticos de processos, controlando acessos a cada um dos blocos funcionais, etc.

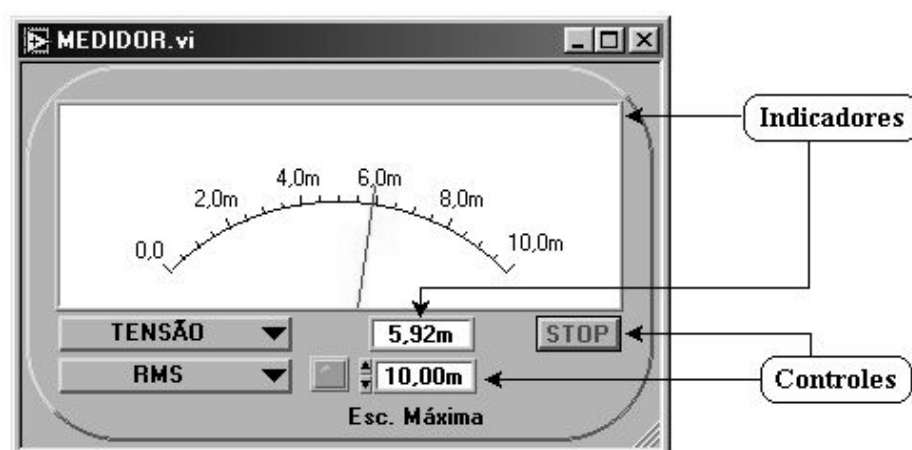


Figura a-1– Estrutura típica de um painel.

Cada um dos blocos do diagrama, dotados ou não de entradas e saídas, inclusive o próprio VI total, denominado de VI principal, pode ser utilizado por outro programa, passando então a ser chamado de subVI. Esta característica comprova a modularidade, anteriormente mencionada, oferecida pela ferramenta, o que, sem dúvida, facilita na fragmentação de um grande problema em tarefas menores, mais fáceis de serem resolvidas, cada uma por um subVI, contribuindo para a solução total.

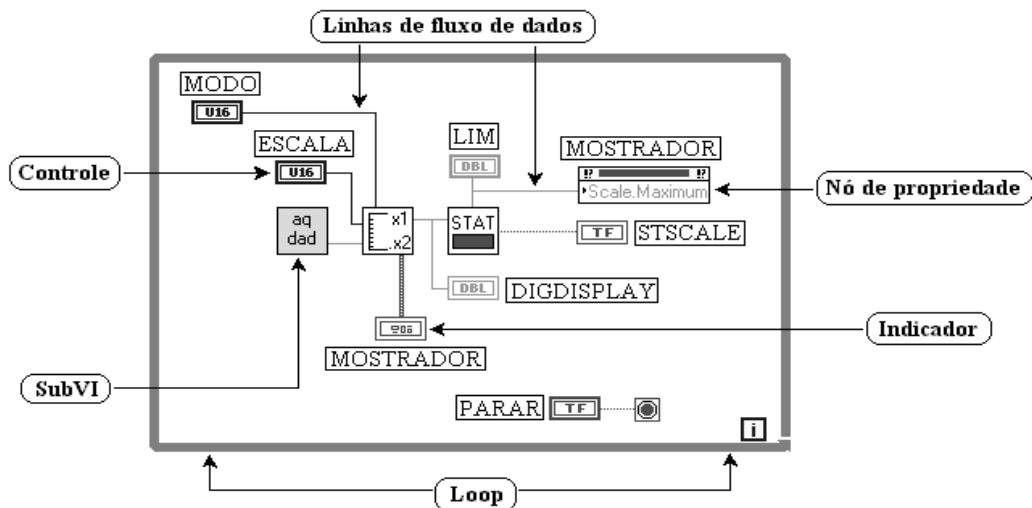


Figura a-2 – Diagrama de um VI

As linhas, que interligam as partes do diagrama, são as responsáveis pelo intercâmbio de informações entre as diversas partes do programa, sempre partindo de um controle, ou VI de origem, e chegando a um indicador, ou VI de destino. Deste modo, um VI só é executado quando todas as suas entradas apresentam dados disponíveis. Essa característica faz com que o ambiente seja classificado como uma linguagem de programação orientada a fluxo de dados.

Abaixo será mostrado um exemplo de VI do *software* Flora referente ao modelo segundo Gervásio Cavalcante. A figura a-3 ilustra o painel deste VI.



Figura a-3 – Painel Gervásio

Os controles exibidos permitem que o usuário configure esse modelo e possa obter as curvas exibidas nos indicadores representados pelos gráficos de atenuação com a distância e com a frequência. Parte do diagrama deste VI é exibido na figura a-4.

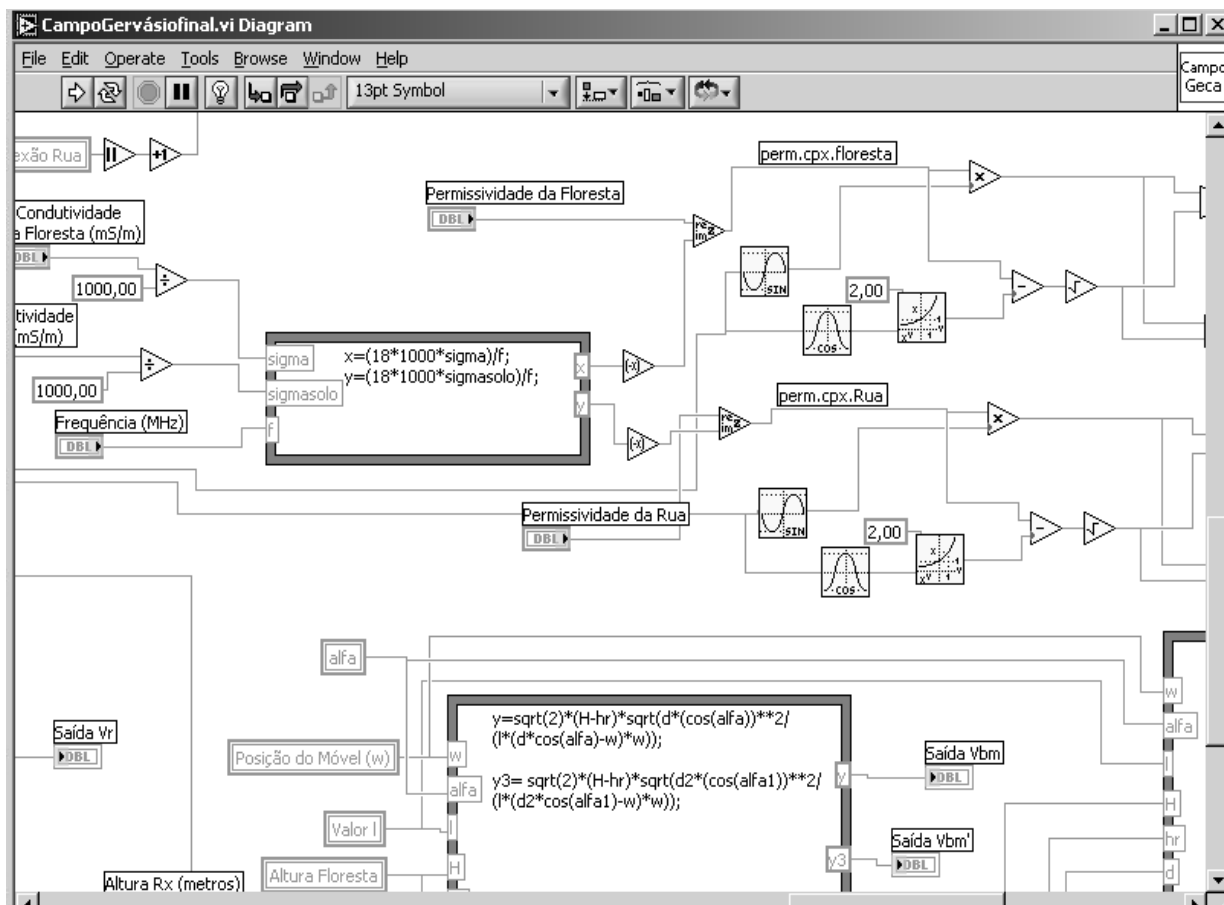


Figura a-4 – Diagrama Gervásio