

CAPÍTULO 4

ANÁLISE VETORIAL DO CAMPO ELÉTRICO EM UM GUIA DE ONDAS DE RUA TRIDIMENSIONAL

4.1. INTRODUÇÃO

Imaginando-se um guia de ondas de rua tridimensional como o indicado pela Figura 4.1, cujas bordas laterais e solo são constituídos pelo mesmo material: material típico para regiões urbanas, notar-se-ia, assim como no Capítulo 3 para um guia de ondas de rua plano, que raios oriundos de um dipolo ideal (um elemento infinitesimal de corrente posicionado na direção y para polarização horizontal e na direção x para a polarização vertical) centrado no ponto $S(x_s, y_s, 0)$, atingiriam P de várias formas. No presente capítulo serão consideradas quatro formas diferentes: 1) diretamente; 2) com uma reflexão no solo; 3) com múltiplas reflexões nas laterais do guia de ondas; 4) com reflexões do tipo lateral-solo. As diferenças entre este modelo tridimensional e o modelo plano do capítulo 3 são: as alturas das antenas transmissora e receptora são diferentes neste, ao passo que eram iguais naquele, e a inserção de reflexões do tipo lateral-solo [1], [37], [40], [42], [43].

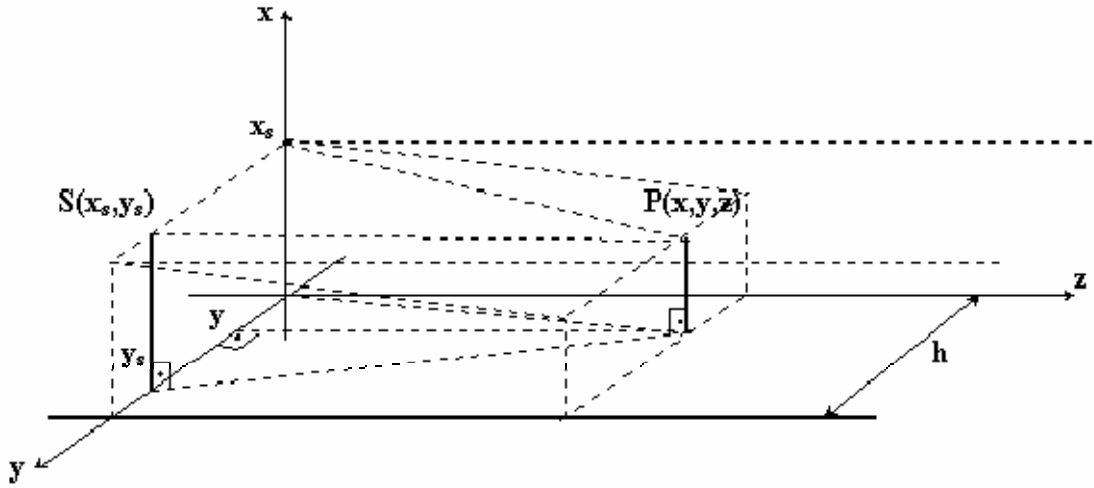


Figura 4.1 – Modelo de um guia de ondas tridimensional.

4.2. POLARIZAÇÃO HORIZONTAL

4.2.1. Incidência Direta do Raio

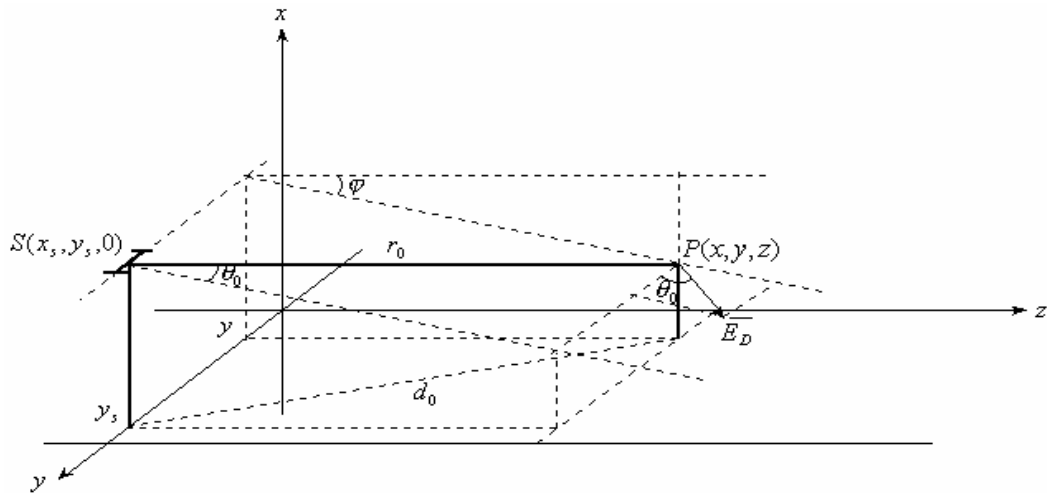


Figura 4.2 – Incidência direta no ponto P do raio oriundo da fonte S, para polarização horizontal.

Ao se considerar uma incidência direta do raio como ilustrado na Figura 4.2, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_D = \vec{E}_D \cdot \vec{a}_{E_D} = \frac{E_0}{r_0} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jk r_0} \cdot G(90^\circ + \theta_0) \cdot \vec{a}_{E_D} \quad (4.1)$$

onde $\dot{E}_D$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_D} = -(\text{sen } \theta_0 \cdot \text{sen } \varphi) \vec{a}_x + (\cos \theta_0) \vec{a}_y + (\text{sen } \theta_0 \cdot \cos \varphi) \vec{a}_z \quad (4.2)$$

$$G(90^\circ + \theta_0) = \text{sen}(90^\circ + \theta_0) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.3)$$

$$\theta_0 = \arctan\left(\frac{y_s - y}{b}\right) \quad (4.4)$$

$$b = \sqrt{(x_s - x)^2 + z^2} \quad (4.5)$$

onde E_0 é uma constante, r_0 é a distância percorrida pelo raio e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, sendo λ o comprimento de onda da radiação incidente.

Da Figura 4.2 depreende-se que:

$$\varphi = \arctan\left[\frac{x_s - x}{z}\right] \quad (4.6)$$

$$d_0^2 = (y_s - y)^2 + z^2 \quad (4.7)$$

$$r_0^2 = (x_s - x)^2 + d_0^2 \Rightarrow r_0 = \sqrt{(x_s - x)^2 + (y_s - y)^2 + z^2} \quad (4.8)$$

4.2.2. Reflexão no Solo

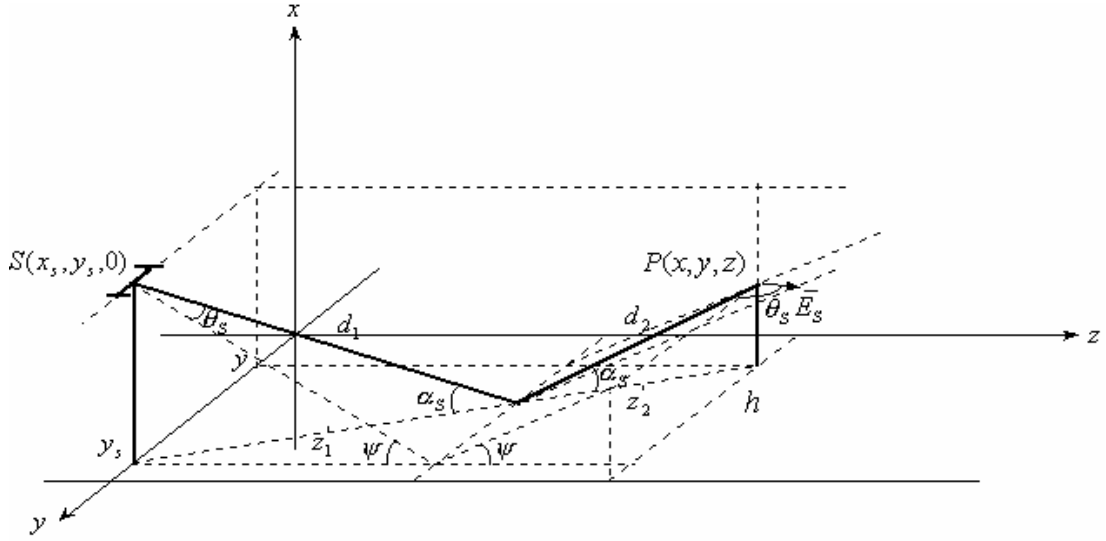


Figura 4.3 – Raio oriundo da fonte S sofre reflexão no solo antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal.

Ao se considerar uma reflexão do raio no solo como ilustrado na Figura 4.3, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_S = \dot{E}_S \cdot \vec{a}_{E_S} = \dot{R}_\perp \cdot \frac{E_0}{r_S} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jk r_S} \cdot G(90^\circ + \theta_S) \cdot \vec{a}_{E_S} \quad (4.9)$$

onde $\dot{E}_S$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_S} = (\sin \theta_S \cdot \sin \psi) \vec{a}_x + (\cos \theta_S) \vec{a}_y + (\sin \theta_S \cdot \cos \psi) \vec{a}_z \quad (4.10)$$

$$G(90^\circ + \theta_S) = \sin(90^\circ + \theta_S) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.11)$$

$$\theta_s = \arctan \left[\frac{y_s - y}{c} \right] \quad (4.12)$$

$$c = \sqrt{(x_s + x)^2 + z^2} \quad (4.13)$$

onde $\dot{R} = R.e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $\mathbf{r}_s$ é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Destacando-se o triângulo retângulo no plano $\mathbf{yz}$ da Figura 4.3, obtém-se:

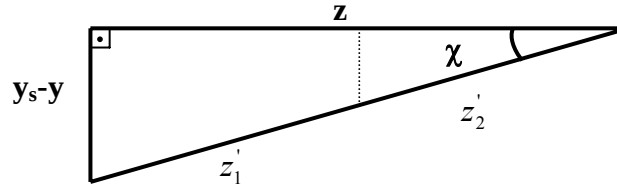


Figura 4.4 – Triângulo retângulo destacado do plano $\mathbf{yz}$.

Das Figuras 4.3 e 4.4 depreende-se que:

$$\psi = \arctan \left[\frac{x_s + x}{z} \right] \quad (4.14)$$

$$\cos \chi = \frac{z}{z_1 + z_2} \quad (4.15)$$

$$z_1' + z_2' = \frac{z}{\cos \chi} \quad (4.16)$$

$$\tan \chi = \frac{y_s - y}{z} \Rightarrow \chi = \arctan \left[\frac{y_s - y}{z} \right] \quad (4.17)$$

$$\tan \alpha_s = \frac{x_s}{z_1'} = \frac{x}{z_2'} \quad (4.18)$$

Da Equação 4.18, tem-se que:

$$\frac{x_s}{z_1'} = \frac{x}{z_2'} \Rightarrow z_1' \cdot x = z_2' \cdot x_s \quad (4.19)$$

$$z_1' = \frac{z_2' \cdot x_s}{x} \quad (4.20)$$

Substituindo a Equação 4.20 na Equação 4.16, obtém-se:

$$\frac{z_2' \cdot x_s}{x} + z_2' = \frac{z}{\cos \chi} \Rightarrow \frac{z_2' \cdot x_s + z_2' \cdot x}{x} = \frac{z}{\cos \chi} \Rightarrow \frac{z_2' \cdot (x_s + x)}{x} = \frac{z}{\cos \chi} \quad (4.21)$$

Isolando z_2' , tem-se que:

$$z_2' = \frac{z \cdot x}{(x_s + x) \cdot \cos \chi} \quad (4.22)$$

Substituindo a Equação 4.22 na Equação 4.20, obtém-se:

$$z_1' = \frac{z \cdot x_s}{(x_s + x) \cdot \cos \chi} \quad (4.23)$$

Da Equação 4.18, tem-se que:

$$\alpha_s = \arctan \left[\frac{x_s}{z_1'} \right] = \arctan \left[\frac{x}{z_2'} \right] \quad (4.24)$$

$$\alpha_s = \arctan \left[\frac{(x_s + x) \cdot \cos \chi}{z} \right] \quad (4.25)$$

onde χ é dado pela Equação 4.17.

Ainda da Figura 4.3:

$$\text{sen } \alpha_s = \frac{x_s}{d_1} = \frac{x}{d_2} \quad (4.26)$$

$$d_1 = \frac{x_s}{\text{sen } \alpha_s} \quad (4.27)$$

$$d_2 = \frac{x}{\text{sen } \alpha_s} \quad (4.28)$$

Mas,

$$r_s = d_1 + d_2 \Rightarrow r_s = \frac{x_s}{\text{sen } \alpha_s} + \frac{x}{\text{sen } \alpha_s} \quad (4.29)$$

$$r_s = \frac{(x_s + x)}{\text{sen } \alpha_s} \quad (4.30)$$

onde α_s é dado pela Equação 4.25.

4.2.3. Reflexões nas Laterais do Guia de Ondas

Podem ser encontrados quatro tipos de generalizações para reflexões nas laterais de um guia de ondas tridimensional, como descritas a seguir.

4.2.3.1. Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior do Guia de Ondas ($y=h$)

4.2.3.1.1. n Reflexões (n ímpar)

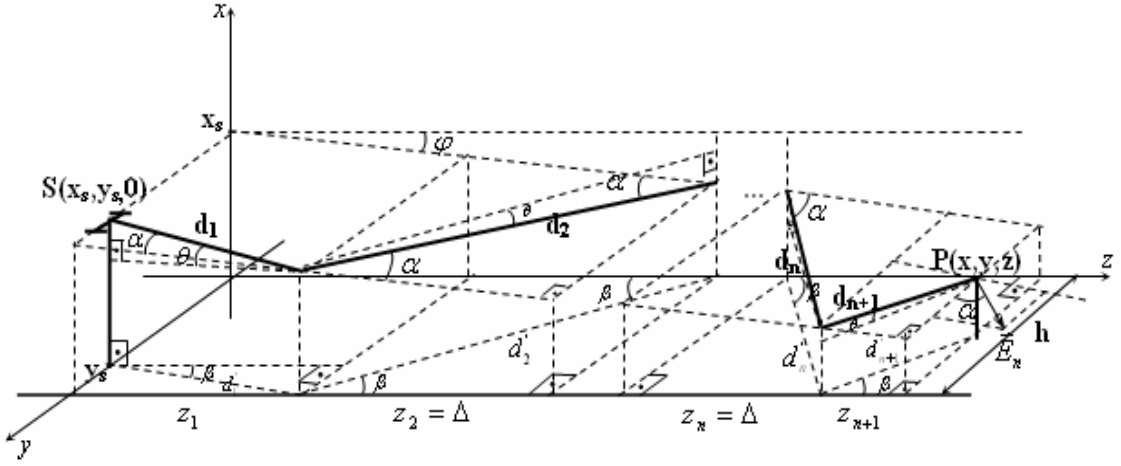


Figura 4.5 – Raio oriundo da fonte S sofre n reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal – 1ª Reflexão Superior e n ímpar.

Ao se considerar n reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.5, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_{//}^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\alpha x} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ - \alpha) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.31)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = -(\sin \alpha \cdot \sin \varphi) \vec{a}_x + (\cos \alpha) \vec{a}_y + (\sin \alpha \cdot \cos \varphi) \vec{a}_z \quad (4.32)$$

$$G(90^\circ - \alpha) = \sin(90^\circ - \alpha) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.33)$$

onde $\dot{R} = R.e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $\mathbf{r}_n$ é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Observando a Figura 4.5, tem-se que:

$$\tan \beta = \frac{h - y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{h - y}{z_{n+1}} \quad (4.34)$$

$$\frac{h - y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{h - y}{z_{n+1}} \quad (4.35)$$

Da Equação 4.35, tem-se que:

$$z_1 \cdot h = (h - y_s) \cdot \Delta \quad (4.36)$$

$$z_1 = \frac{(h - y_s) \cdot \Delta}{h} \quad (4.37)$$

$$z_{n+1} \cdot h = (h - y) \cdot \Delta \quad (4.38)$$

$$z_{n+1} = \frac{(h - y) \cdot \Delta}{h} \quad (4.39)$$

Mas,

$$z_1 + (n-1).\Delta + z_{n+1} = z \quad (4.40)$$

Substituindo as Equações 4.37 e 4.39 na Equação 4.40, obtém-se:

$$\frac{(h-y_s).\Delta}{h} + (n-1).\Delta + \frac{(h-y).\Delta}{h} = z \quad (4.41)$$

$$\frac{(h-y_s).\Delta + (n-1).h.\Delta + (h-y).\Delta}{h} = z \Rightarrow \frac{\Delta.[h-y_s + (n-1).h + h-y]}{h} = z \quad (4.42)$$

$$\frac{\Delta.[h-y_s + n.h - h + h-y]}{h} = z \quad (4.43)$$

$$\frac{\Delta.[(n+1).h - y_s - y]}{h} = z \quad (4.44)$$

$$\Delta = \frac{z.h}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad (4.45)$$

Substituindo a Equação 4.45 na Equação 4.37, obtém-se:

$$z_1 = \frac{(h-y_s)}{h} \cdot \frac{z.h}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad (4.46)$$

$$z_1 = \frac{z.(h - y_s)}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad (4.47)$$

Substituindo a Equação 4.45 na Equação 4.39, obtém-se:

$$z_{n+1} = \frac{h - y}{h} \cdot \frac{z.h}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad (4.48)$$

$$z_{n+1} = \frac{z.(h - y)}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad (4.49)$$

Da Equação 4.34, tem-se que:

$$\beta = \arctan \left[\frac{h}{\Delta} \right] \quad (4.50)$$

$$\beta = \arctan \left[\frac{(n+1).h - y_s - y}{z} \right] \quad (4.51)$$

Ainda da Figura 4.5, tem-se que:

$$\cos \beta = \frac{z_1}{d'_1} = \frac{z_2}{d'_2} = \dots = \frac{z_n}{d'_n} = \frac{z_{n+1}}{d'_{n+1}} \quad (4.52)$$

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta} \quad (4.53)$$

$$d'_2 = \frac{z_2}{\cos \beta} \quad (4.54)$$

$\vdots$

$$d'_n = \frac{z_n}{\cos \beta} \quad (4.55)$$

$$d'_{n+1} = \frac{z_{n+1}}{\cos \beta} \quad (4.56)$$

Destacando-se da Figura 4.5 as distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} e projetando-as no mesmo plano vertical, obtém-se:

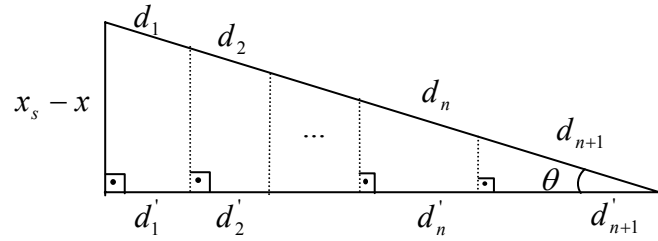


Figura 4.6 – Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} da Figura 4.5.

Da Figura 4.6 depreende-se que:

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2 + \dots + d'_n + d'_{n+1}} \quad (4.57)$$

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{\frac{z_1}{\cos \beta} + \frac{z_2}{\cos \beta} + \cdots + \frac{z_n}{\cos \beta} + \frac{z_{n+1}}{\cos \beta}} \quad (4.58)$$

$$\tan \theta = \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.59)$$

$$\theta = \arctan \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.60)$$

onde β é dado pela Equação 4.51.

Ainda da Figura 4.6, tem-se que:

$$\sen \theta = \frac{x_s - x}{d_1 + d_2 + \cdots + d_n + d_{n+1}} \quad (4.61)$$

Mas,

$$r_n = d_1 + d_2 + \cdots + d_n + d_{n+1} \quad (4.62)$$

Então,

$$\sen \theta = \frac{x_s - x}{r_n} \quad (4.63)$$

$$r_n = \frac{x_s - x}{\sin \theta} \quad (4.64)$$

onde θ é dado pela Equação 4.60.

Cálculo do ângulo de incidência:

Das Equações 4.56 e 4.49, tem-se que:

$$d'_{n+1} = \frac{z(h-y)}{[(n+1).h - y_s - y]} \cdot \frac{1}{\cos \beta} \Rightarrow d'_{n+1} = \frac{z(h-y)}{[(n+1).h - y_s - y] \cdot \cos \beta} \quad (4.65)$$

$$\cos \theta = \frac{d'_{n+1}}{d_{n+1}} \Rightarrow d_{n+1} = \frac{d'_{n+1}}{\cos \theta} \quad (4.66)$$

Substituindo a Equação 4.65 na Equação 4.66, obtém-se:

$$d_{n+1} = \frac{z(h-y)}{[(n+1).h - y_s - y] \cdot \cos \beta} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \quad (4.67)$$

$$d_{n+1} = \frac{z(h-y)}{[(n+1).h - y_s - y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta} \quad (4.68)$$

Da Figura 4.5, tem-se que:

$$\operatorname{sen} \alpha = \frac{(h - y)}{d_{n+1}} \quad (4.69)$$

Substituindo a Equação 4.68 na Equação 4.69, obtém-se:

$$\operatorname{sen} \alpha = \frac{(h - y) \cdot [(n + 1) \cdot h - y_s - y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z(h - y)} \quad (4.70)$$

$$\operatorname{sen} \alpha = \frac{[(n + 1) \cdot h - y_s - y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z} \quad (4.71)$$

$$\alpha = \arcsen \left[\frac{[(n + 1) \cdot h - y_s - y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z} \right] \quad (4.72)$$

onde β e θ são dados pelas Equações 4.51 e 4.60, respectivamente.

4.2.3.1.2. n Reflexões (n par)

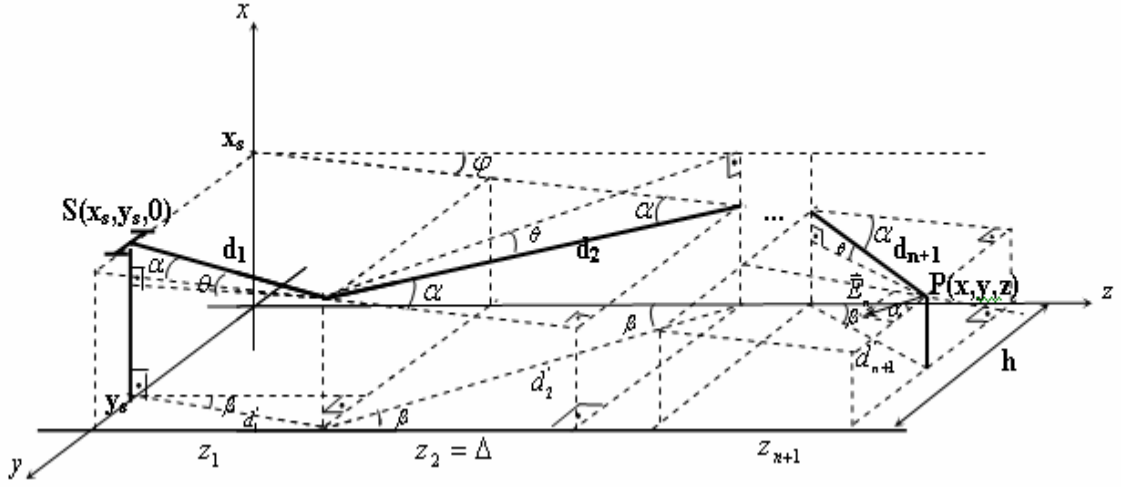


Figura 4.7 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal – 1ª Reflexão Superior e **n** par.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.7, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_{//}^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\alpha x} \cdot e^{-jk r_n} \cdot G(90^\circ - \alpha) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.73)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = (\text{sen } \alpha \cdot \text{sen } \varphi) \vec{a}_x + (\cos \alpha) \vec{a}_y - (\text{sen } \alpha \cdot \cos \varphi) \vec{a}_z \quad (4.74)$$

$$G(90^\circ - \alpha) = \text{sen}(90^\circ - \alpha) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.75)$$

onde $\dot{R} = R.e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $\mathbf{r}_n$ é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Observando a Figura 4.7, tem-se que:

$$\tan \beta = \frac{h - y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{y}{z_{n+1}} \quad (4.76)$$

$$\frac{h - y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{y}{z_{n+1}} \quad (4.77)$$

Da Equação 4.77, tem-se que:

$$z_1 \cdot h = (h - y_s) \cdot \Delta \quad (4.78)$$

$$z_1 = \frac{(h - y_s) \cdot \Delta}{h} \quad (4.79)$$

$$z_{n+1} \cdot h = y \cdot \Delta \quad (4.80)$$

$$z_{n+1} = \frac{y \cdot \Delta}{h} \quad (4.81)$$

Mas,

$$z_1 + (n-1).\Delta + z_{n+1} = z \quad (4.82)$$

Substituindo as Equações 4.79 e 4.81 na Equação 4.82, obtém-se:

$$\frac{(h-y_s).\Delta}{h} + (n-1).\Delta + \frac{y.\Delta}{h} = z \quad (4.83)$$

$$\frac{(h-y_s).\Delta + (n-1).h.\Delta + y.\Delta}{h} = z \Rightarrow \frac{\Delta.(h-y_s + (n-1).h + y)}{h} = z \quad (4.84)$$

$$\frac{\Delta.[h-y_s + nh - h + y]}{h} = z \quad (4.85)$$

$$\frac{\Delta.[nh - y_s + y]}{h} = z \quad (4.86)$$

$$\Delta = \frac{z.h}{(nh - y_s + y)} \quad (4.87)$$

Substituindo a Equação 4.87 na Equação 4.79, obtém-se:

$$z_1 = \frac{(h-y_s)}{h} \cdot \frac{z.h}{(nh - y_s + y)} \quad (4.88)$$

$$z_1 = \frac{z.(h-y_s)}{(nh - y_s + y)} \quad (4.89)$$

Substituindo a Equação 4.87 na Equação 4.81, obtém-se:

$$z_{n+1} = \frac{y}{h} \cdot \frac{z \cdot h}{(nh - y_s + y)} \quad (4.90)$$

$$z_{n+1} = \frac{z \cdot y}{(nh - y_s + y)} \quad (4.91)$$

Da Equação 4.76, tem-se que:

$$\beta = \arctan \left[\frac{h}{\Delta} \right] \quad (4.92)$$

$$\beta = \arctan \left[\frac{nh - y_s + y}{z} \right] \quad (4.93)$$

Ainda da Figura 4.7, tem-se que:

$$\cos \beta = \frac{z_1}{d'_1} = \frac{z_2}{d'_2} = \dots = \frac{z_n}{d'_n} = \frac{z_{n+1}}{d'_{n+1}} \quad (4.94)$$

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta} \quad (4.95)$$

$$d'_2 = \frac{z_2}{\cos \beta} \quad (4.96)$$

⋮

$$d'_n = \frac{z_n}{\cos \beta} \quad (4.97)$$

$$d'_{n+1} = \frac{z_{n+1}}{\cos \beta} \quad (4.98)$$

Destacando-se da Figura 4.7 as distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} e projetando-as no mesmo plano vertical, obtém-se:

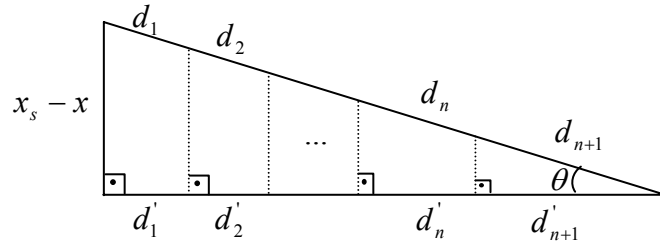


Figura 4.8 – Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} da Figura 4.7.

Da Figura 4.8 depreende-se que:

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2 + \dots + d'_n + d'_{n+1}} \quad (4.99)$$

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{\frac{z_1}{\cos \beta} + \frac{z_2}{\cos \beta} + \dots + \frac{z_n}{\cos \beta} + \frac{z_{n+1}}{\cos \beta}} \quad (4.100)$$

$$\tan \theta = \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.101)$$

$$\theta = \arctan \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.102)$$

onde β é dado pela Equação 4.93.

Ainda da Figura 4.8, tem-se que:

$$\sin \theta = \frac{x_s - x}{d_1 + d_2 + \dots + d_n + d_{n+1}} \quad (4.103)$$

Mas,

$$r_n = d_1 + d_2 + \dots + d_n + d_{n+1} \quad (4.104)$$

Então,

$$\sin \theta = \frac{x_s - x}{r_n} \quad (4.105)$$

$$r_n = \frac{x_s - x}{\sin \theta} \quad (4.106)$$

onde θ é dado pela Equação 4.102.

Cálculo do ângulo de incidência:

Das Equações 4.91 e 4.98, tem-se que:

$$d'_{n+1} = \frac{z \cdot y}{[n \cdot h - y_s + y]} \cdot \frac{1}{\cos \beta} \Rightarrow d'_{n+1} = \frac{z \cdot y}{[n \cdot h - y_s + y] \cdot \cos \beta} \quad (4.107)$$

$$\cos \theta = \frac{d'_{n+1}}{d_{n+1}} \Rightarrow d_{n+1} = \frac{d'_{n+1}}{\cos \theta} \quad (4.108)$$

Substituindo a Equação 4.107 na Equação 4.108, obtém-se:

$$d_{n+1} = \frac{z \cdot y}{(n \cdot h - y_s + y) \cdot \cos \beta} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \quad (4.109)$$

$$d_{n+1} = \frac{z \cdot y}{(n \cdot h - y_s + y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta} \quad (4.110)$$

Da Figura 4.7, tem-se que:

$$\sin \alpha = \frac{y}{d_{n+1}} \quad (4.111)$$

Substituindo a Equação 4.110 na Equação 4.111, obtém-se:

$$\text{sen } \alpha = \frac{y.(n.h - y_s + y).\cos \beta.\cos \theta}{z.y} \quad (4.112)$$

$$\text{sen } \alpha = \frac{(n.h - y_s + y).\cos \beta.\cos \theta}{z} \quad (4.113)$$

$$\alpha = \arcsen \left[\frac{(n.h - y_s + y).\cos \beta.\cos \theta}{z} \right] \quad (4.114)$$

onde β e θ são dados pelas Equações 4.93 e 4.102, respectivamente.

4.2.3.2. Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior do Guia de Ondas ($y=0$)

4.2.3.2.1. n Reflexões (n ímpar)

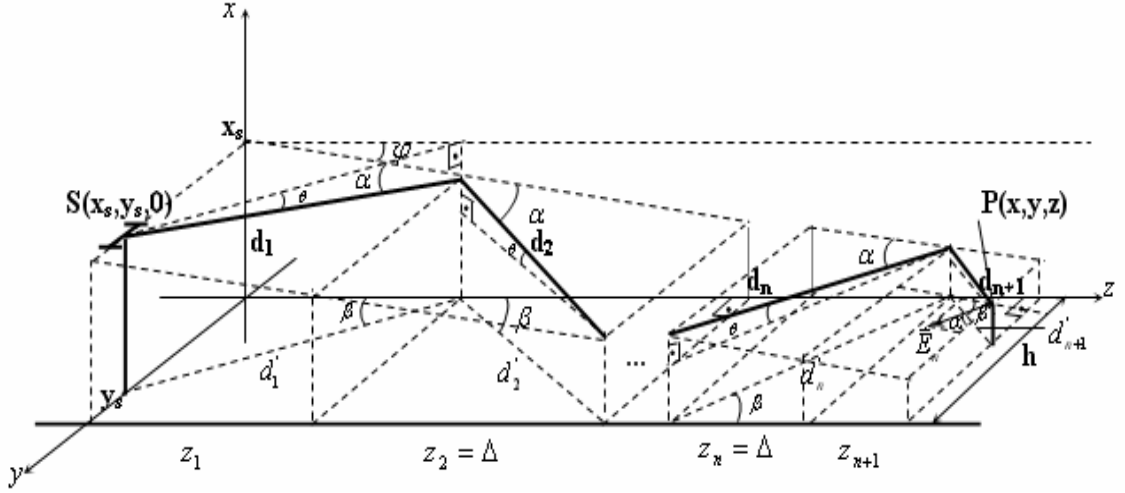


Figura 4.9 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal – 1ª Reflexão Inferior e **n** ímpar.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.9, vetor o campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_{//}^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\alpha t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \alpha) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.115)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = (\text{sen} \alpha \cdot \text{sen} \varphi) \vec{a}_x + (\cos \alpha) \vec{a}_y - (\text{sen} \alpha \cdot \cos \varphi) \vec{a}_z \quad (4.116)$$

$$G(90^\circ + \alpha) = \text{sen}(90^\circ + \alpha) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.117)$$

onde $\dot{R} = R.e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $\mathbf{r}_n$ é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Observando a Figura 4.9, tem-se que:

$$\tan \beta = \frac{y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{y}{z_{n+1}} \quad (4.118)$$

$$\frac{y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{y}{z_{n+1}} \quad (4.119)$$

Da Equação 4.119, tem-se que:

$$z_1 \cdot h = y_s \cdot \Delta \quad (4.120)$$

$$z_1 = \frac{y_s \cdot \Delta}{h} \quad (4.121)$$

$$z_{n+1} \cdot h = y \cdot \Delta \quad (4.122)$$

$$z_{n+1} = \frac{y \cdot \Delta}{h} \quad (4.123)$$

Mas,

$$z_1 + (n-1).\Delta + z_{n+1} = z \quad (4.124)$$

Substituindo as Equações 4.121 e 4.123 na Equação 4.124, obtém-se:

$$\frac{y_s.\Delta}{h} + (n-1).\Delta + \frac{y.\Delta}{h} = z \quad (4.125)$$

$$\frac{y_s.\Delta + (n-1).h.\Delta + y.\Delta}{h} = z \Rightarrow \frac{\Delta.[y_s + (n-1).h + y]}{h} = z \quad (4.126)$$

$$\frac{\Delta.[(n-1).h + y_s + y]}{h} = z \quad (4.127)$$

$$\Delta = \frac{z.h}{[(n-1).h + y_s + y]} \quad (4.128)$$

Substituindo a Equação 4.128 na Equação 4.121, obtém-se:

$$z_1 = \frac{y_s}{h} \cdot \frac{z.h}{[(n-1).h + y_s + y]} \quad (4.129)$$

$$z_1 = \frac{z.y_s}{[(n-1).h + y_s + y]} \quad (4.130)$$

Substituindo a Equação 4.128 na Equação 4.123, obtém-se:

$$z_{n+1} = \frac{y}{h} \cdot \frac{z \cdot h}{[(n-1) \cdot h + y_s + y]} \quad (4.131)$$

$$z_{n+1} = \frac{z \cdot y}{[(n-1) \cdot h + y_s + y]} \quad (4.132)$$

Da Equação 4.118, tem-se que:

$$\beta = \arctan \left[\frac{h}{\Delta} \right] \quad (4.133)$$

$$\beta = \arctan \left[\frac{(n-1) \cdot h + y_s + y}{z} \right] \quad (4.134)$$

Ainda da Figura 4.9, tem-se que:

$$\cos \beta = \frac{z_1}{d'_1} = \frac{z_2}{d'_2} = \dots = \frac{z_n}{d'_n} = \frac{z_{n+1}}{d'_{n+1}} \quad (4.135)$$

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta} \quad (4.136)$$

$$d'_2 = \frac{z_2}{\cos \beta} \quad (4.137)$$

⋮

$$d'_n = \frac{z_n}{\cos \beta} \quad (4.138)$$

$$d'_{n+1} = \frac{z_{n+1}}{\cos \beta} \quad (4.139)$$

Destacando-se da Figura 4.9 as distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} e projetando-as no mesmo plano vertical, obtém-se:

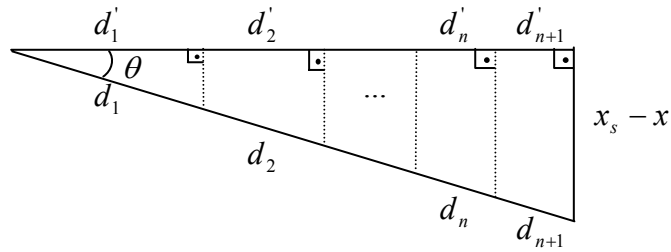


Figura 4.10 – Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} da Figura 4.9.

Da Figura 4.10 depreende-se que:

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2 + \dots + d'_n + d'_{n+1}} \quad (4.140)$$

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{\frac{z_1}{\cos \beta} + \frac{z_2}{\cos \beta} + \dots + \frac{z_n}{\cos \beta} + \frac{z_{n+1}}{\cos \beta}} \quad (4.141)$$

$$\tan \theta = \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.142)$$

$$\theta = \arctan \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.143)$$

onde β é dado pela Equação 4.134.

Ainda da Figura 4.10, tem-se que:

$$\text{sen } \theta = \frac{x_s - x}{d_1 + d_2 + \dots + d_n + d_{n+1}} \quad (4.144)$$

Mas,

$$r_n = d_1 + d_2 + \dots + d_n + d_{n+1} \quad (4.145)$$

Então,

$$\text{sen } \theta = \frac{x_s - x}{r_n} \quad (4.146)$$

$$r_n = \frac{x_s - x}{\text{sen } \theta} \quad (4.147)$$

onde θ é dado pela Equação 4.143.

Cálculo do ângulo de incidência:

Das Equações 4.130 e 4.136, tem-se que:

$$d'_1 = \frac{z \cdot y_s}{[(n-1) \cdot h + y_s + y]} \cdot \frac{1}{\cos \beta} \Rightarrow d'_1 = \frac{z \cdot y_s}{[(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta} \quad (4.148)$$

$$\cos \theta = \frac{d'_1}{d_1} \Rightarrow d_1 = \frac{d'_1}{\cos \theta} \quad (4.149)$$

Substituindo a Equação 4.148 na Equação 4.149, obtém-se:

$$d_1 = \frac{z \cdot y_s}{[(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \quad (4.150)$$

$$d_1 = \frac{z \cdot y_s}{[(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta} \quad (4.151)$$

Da Figura 4.9, tem-se que:

$$\sin \alpha = \frac{y_s}{d_1} \quad (4.152)$$

Substituindo a Equação 4.151 na Equação 4.152, obtém-se:

$$\sin \alpha = \frac{y_s \cdot [(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z \cdot y_s} \quad (4.153)$$

$$\sin \alpha = \frac{[(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z} \quad (4.154)$$

$$\alpha = \arcsen \left[\frac{[(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z} \right] \quad (4.155)$$

onde β e θ são dados pelas Equações 4.134 e 4.143, respectivamente.

4.2.3.2.2. n Reflexões (n Par)

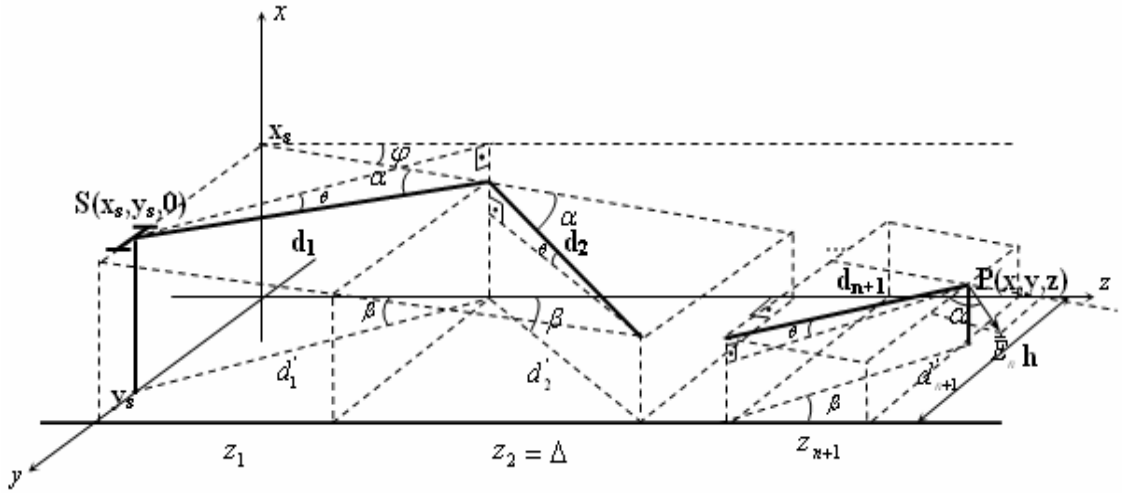


Figura 4.11 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal – 1ª Reflexão Inferior e **n** par.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.11, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_{//}^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\alpha t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \alpha) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.156)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = -(\sin \alpha \cdot \sin \varphi) \vec{a}_x + (\cos \alpha) \vec{a}_y + (\sin \alpha \cdot \cos \varphi) \vec{a}_z \quad (4.157)$$

$$G(90^\circ + \alpha) = \sin(90^\circ + \alpha) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.158)$$

onde $\dot{R} = R \cdot e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, r_n é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Observando a Figura 4.11, tem-se que:

$$\tan \beta = \frac{y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{h - y}{z_{n+1}} \quad (4.159)$$

$$\frac{y_s}{z_1} = \frac{h}{\Delta} = \frac{h - y}{z_{n+1}} \quad (4.160)$$

Da Equação 4.160, tem-se que:

$$z_1 \cdot h = y_s \cdot \Delta \quad (4.161)$$

$$z_1 = \frac{y_s \cdot \Delta}{h} \quad (4.162)$$

$$z_{n+1}.h = (h - y).\Delta \quad (4.163)$$

$$z_{n+1} = \frac{(h - y).\Delta}{h} \quad (4.164)$$

Mas,

$$z_1 + (n - 1).\Delta + z_{n+1} = z \quad (4.165)$$

Substituindo as Equações 4.162 e 4.164 na Equação 4.165, obtém-se:

$$\frac{y_s.\Delta}{h} + (n - 1).\Delta + \frac{(h - y).\Delta}{h} = z \quad (4.166)$$

$$\frac{y_s.\Delta + (n - 1).h.\Delta + (h - y).\Delta}{h} = z \Rightarrow \frac{\Delta.(y_s + (n - 1).h + h - y)}{h} = z \quad (4.167)$$

$$\frac{\Delta.[y_s + nh - h + h - y]}{h} = z \quad (4.168)$$

$$\frac{\Delta.[nh + y_s - y]}{h} = z \quad (4.169)$$

$$\Delta = \frac{z.h}{(nh + y_s - y)} \quad (4.170)$$

Substituindo a Equação 4.170 na Equação 4.162, obtém-se:

$$z_1 = \frac{y_s}{h} \cdot \frac{z.h}{(nh + y_s - y)} \quad (4.171)$$

$$z_1 = \frac{z.y_s}{(nh + y_s - y)} \quad (4.172)$$

Substituindo a Equação 4.170 na Equação 4.164, obtém-se:

$$z_{n+1} = \frac{(h - y)}{h} \cdot \frac{z.h}{(nh + y_s - y)} \quad (4.173)$$

$$z_{n+1} = \frac{z.(h - y)}{(nh + y_s - y)} \quad (4.174)$$

Da Equação 4.159, tem-se que:

$$\beta = \arctan \left[\frac{h}{\Delta} \right] \quad (4.175)$$

$$\beta = \arctan \left[\frac{nh + y_s - y}{z} \right] \quad (4.176)$$

Ainda da Figura 4.11, tem-se que:

$$\cos \beta = \frac{z_1}{d'_1} = \frac{z_2}{d'_2} = \dots = \frac{z_n}{d'_n} = \frac{z_{n+1}}{d'_{n+1}} \quad (4.177)$$

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta} \quad (4.178)$$

$$d'_2 = \frac{z_2}{\cos \beta} \quad (4.179)$$

$$\vdots$$

$$d'_n = \frac{z_n}{\cos \beta} \quad (4.180)$$

$$d'_{n+1} = \frac{z_{n+1}}{\cos \beta} \quad (4.181)$$

Destacando-se da Figura 4.11 as distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} e projetando-as no mesmo plano vertical, obtém-se:

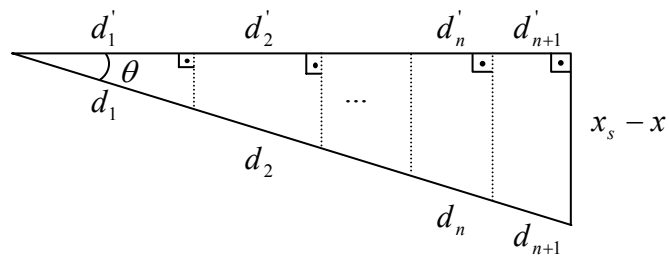


Figura 4.12 – Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias $d_1, d_2, \dots, d_n$ e d_{n+1} da Figura 4.11.

Da Figura 4.12 depreende-se que:

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2 + \cdots + d'_n + d'_{n+1}} \quad (4.182)$$

$$\tan \theta = \frac{x_s - x}{\frac{z_1}{\cos \beta} + \frac{z_2}{\cos \beta} + \cdots + \frac{z_n}{\cos \beta} + \frac{z_{n+1}}{\cos \beta}} \quad (4.183)$$

$$\tan \theta = \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.184)$$

$$\theta = \arctan \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z} \quad (4.185)$$

onde β é dado pela Equação 4.176.

Ainda da Figura 4.12, tem-se que:

$$\sen \theta = \frac{x_s - x}{d_1 + d_2 + \cdots + d_n + d_{n+1}} \quad (4.186)$$

Mas,

$$r_n = d_1 + d_2 + \cdots + d_n + d_{n+1} \quad (4.187)$$

Então,

$$\text{sen } \theta = \frac{x_s - x}{r_n} \quad (4.188)$$

$$r_n = \frac{x_s - x}{\text{sen } \theta} \quad (4.189)$$

onde θ é dado pela Equação 4.185.

Cálculo do ângulo de incidência:

Das Equações 4.172 e 4.178, tem-se que:

$$d_1' = \frac{z \cdot y_s}{(n \cdot h + y_s - y)} \cdot \frac{1}{\cos \beta} \Rightarrow d_1' = \frac{z \cdot y_s}{(n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta} \quad (4.190)$$

$$\cos \theta = \frac{d_1'}{d_1} \Rightarrow d_1 = \frac{d_1'}{\cos \theta} \quad (4.191)$$

Substituindo a Equação 4.190 na Equação 4.191, obtém-se:

$$d_1 = \frac{z \cdot y_s}{(n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \quad (4.192)$$

$$d_1 = \frac{z \cdot y_s}{(n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta} \quad (4.193)$$

Da Figura 4.11, tem-se que:

$$\text{sen } \alpha = \frac{y_s}{d_1} \quad (4.194)$$

Substituindo a Equação 4.193 na Equação 4.194, obtém-se:

$$\text{sen } \alpha = \frac{y_s \cdot (n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z \cdot y_s} \quad (4.195)$$

$$\text{sen } \alpha = \frac{(n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z} \quad (4.196)$$

$$\alpha = \arcsen \left[\frac{(n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z} \right] \quad (4.197)$$

onde β e θ são dados pelas Equações 4.176 e 4.185, respectivamente.

4.2.4. Reflexões Lateral-Solo

4.2.4.1. Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior do Guia de Ondas ($y=h$)

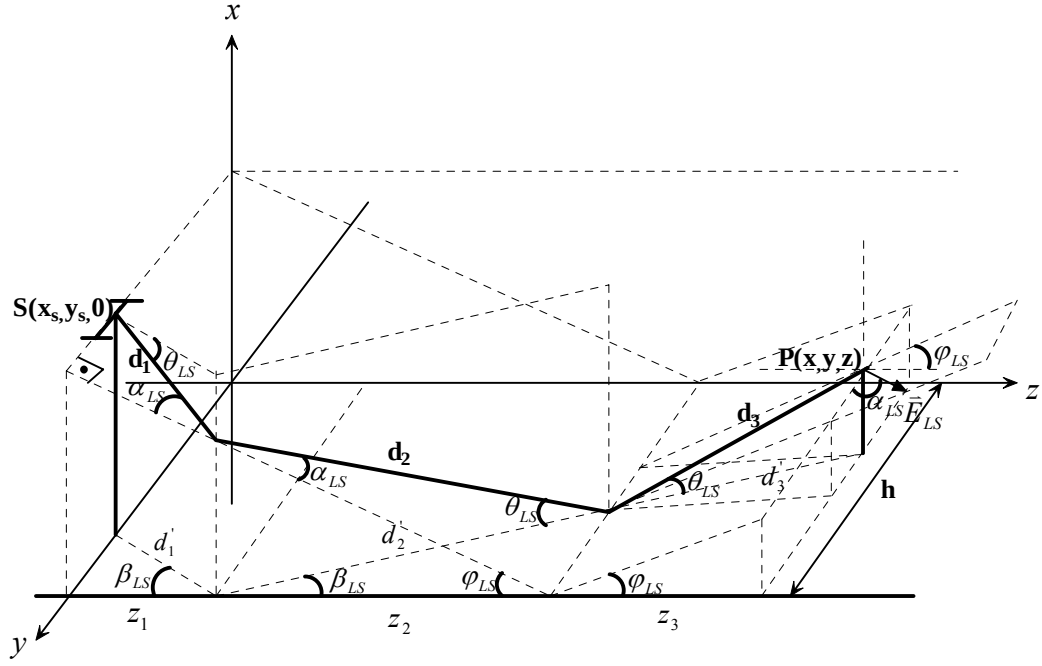


Figura 4.13 – Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral superior do guia de ondas e no solo antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal.

Ao se considerar reflexões do raio na lateral superior do guia de ondas e no solo como ilustrado na Figura 4.13, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_{IS} = \dot{E}_{IS} \cdot \vec{a}_{E_{LS}} = \dot{R}_{//}^{(\alpha_{LS})} \cdot \dot{R}_{\perp}^{(\theta_{LS})} \cdot \frac{E_0}{r_{LS}} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_{LS}} \cdot G(90^\circ - \alpha_{LS}) \cdot \vec{a}_{E_{LS}} \quad (4.198)$$

onde $\dot{E}_{LS}$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_{LS}} = (\text{sen} \alpha_{LS} \cdot \text{sen} \varphi_{LS}) \vec{a}_x + (\cos \alpha_{LS}) \vec{a}_y + (\text{sen} \alpha_{LS} \cdot \cos \varphi_{LS}) \vec{a}_z \quad (4.199)$$

$$G(90^\circ - \alpha_{LS}) = \text{sen}(90^\circ - \alpha_{LS}) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.200)$$

onde $\dot{R}_{//}^{(\alpha_{LS})}$ e $\dot{R}_{\perp}^{(\theta_{LS})}$ são os coeficientes de reflexão, calculados como indicado no item 2.1, α_{LS} e θ_{LS} são seus respectivos ângulos de incidência, E_0 é uma constante, r_{LS} é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Observando a Figura 4.13, tem-se que:

$$\varphi_{LS} = \arctg \left[\frac{x_s + x}{z} \right] \quad (4.201)$$

$$\tan \beta_{LS} = \frac{h - y_s}{z_1} = \frac{h - y}{z_2 + z_3} \quad (4.202)$$

Da Equação 4.202, tem-se que:

$$z_1 \cdot (h - y) = (z_2 + z_3) \cdot (h - y_s) \quad (4.203)$$

$$z_1 = \frac{(z_2 + z_3) \cdot (h - y_s)}{(h - y)} \quad (4.204)$$

Mas,

$$z_1 + z_2 + z_3 = z \quad (4.205)$$

Substituindo a Equação 4.204 na Equação 4.205, obtém-se:

$$\frac{(z_2 + z_3).(h - y_s)}{(h - y)} + z_2 + z_3 = z \quad (4.206)$$

$$\frac{(z_2 + z_3).(h - y_s) + (z_2 + z_3).(h - y)}{(h - y)} = z \Rightarrow \frac{(z_2 + z_3).(h - y_s + h - y)}{(h - y)} = z \quad (4.207)$$

$$\frac{(z_2 + z_3).(2h - y_s - y)}{(h - y)} = z \Rightarrow (z_2 + z_3).(2h - y_s - y) = z.(h - y) \quad (4.208)$$

$$(z_2 + z_3) = \frac{(h - y).z}{(2h - y_s - y)} \quad (4.209)$$

Substituindo a Equação 4.209 na Equação 4.204, obtém-se:

$$z_1 = \frac{(h - y).z}{(2h - y_s - y)} \cdot \frac{(h - y_s)}{(h - y)} \quad (4.210)$$

$$z_1 = \frac{(h - y_s).z}{(2h - y_s - y)} \quad (4.211)$$

Da Equação 4.202, tem-se que:

$$\beta_{LS} = \arctan\left[\frac{h - y_s}{z_1}\right] = \arctan\left[\frac{h - y}{z_2 + z_3}\right] \quad (4.212)$$

Substituindo a Equação 4.209 ou a Equação 4.211 na Equação 4.212, obtém-se:

$$\beta_{LS} = \arctan \left[\frac{2h - y_s - y}{z} \right] \quad (4.213)$$

Ainda da Figura 4.13, tem-se que:

$$\cos \beta_{LS} = \frac{z_1}{d'_1} = \frac{z_2 + z_3}{d'_2 + d'_3} \quad (4.214)$$

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta_{LS}} \quad (4.215)$$

$$d'_2 + d'_3 = \frac{z_2 + z_3}{\cos \beta_{LS}} \quad (4.216)$$

Destacando-se da Figura 4.13 as distâncias d_1 , d_2 e d_3 e projetando-as no mesmo plano vertical, obtém-se:

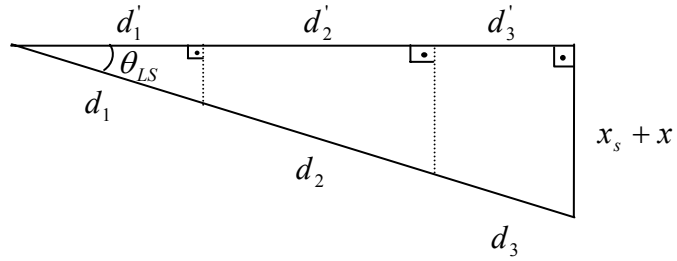


Figura 4.14 – Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias d_1 , d_2 e d_3 da Figura 4.13.

Da Figura 4.14 depreende-se que:

$$\tan \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{d'_1 + d'_2 + d'_3} \quad (4.217)$$

$$\tan \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{\frac{z_1}{\cos \beta_{LS}} + \frac{z_2 + z_3}{\cos \beta_{LS}}} \quad (4.218)$$

$$\tan \theta_{LS} = \frac{(x_s + x) \cdot \cos \beta_{LS}}{z} \quad (4.219)$$

$$\theta_{LS} = \arctan \frac{(x_s + x) \cdot \cos \beta_{LS}}{z} \quad (4.220)$$

onde β_{LS} é dado pela Equação 4.213.

Ainda da Figura 4.14, tem-se que:

$$\sen \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{d_1 + d_2 + d_3} \quad (4.221)$$

Mas,

$$r_{LS} = d_1 + d_2 + d_3 \quad (4.222)$$

Então,

$$\text{sen } \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{r_{LS}} \quad (4.223)$$

$$r_{LS} = \frac{x_s + x}{\text{sen } \theta_{LS}} \quad (4.224)$$

onde θ_{LS} é dado pela Equação 4.220.

Cálculo do ângulo de incidência:

Das Equações 4.211 e 4.215, tem-se que:

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta_{LS}} = \frac{(h - y_s).z}{(2.h - y_s - y)} \cdot \frac{1}{\cos \beta_{LS}} \Rightarrow d'_1 = \frac{(h - y_s).z}{(2.h - y_s - y). \cos \beta_{LS}} \quad (4.225)$$

$$\cos \theta_{LS} = \frac{d'_1}{d_1} \Rightarrow d_1 = \frac{d'_1}{\cos \theta_{LS}} \quad (4.226)$$

Substituindo a Equação 4.225 na Equação 4.226, obtém-se:

$$d_1 = \frac{(h - y_s).z}{(2.h - y_s - y). \cos \beta_{LS}} \cdot \frac{1}{\cos \theta_{LS}} \quad (4.227)$$

$$d_1 = \frac{(h - y_s).z}{(2.h - y_s - y). \cos \beta_{LS}. \cos \theta_{LS}} \quad (4.228)$$

Da Figura 4.13, tem-se que:

$$\text{sen } \alpha_{LS} = \frac{(h - y_s)}{d_1} \quad (4.229)$$

Substituindo a Equação 4.228 na Equação 4.229, obtém-se:

$$\text{sen } \alpha_{LS} = (h - y_s) \cdot \frac{(2h - y_s - y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{(h - y_s) \cdot z} \quad (4.230)$$

$$\text{sen } \alpha_{LS} = \frac{(2h - y_s - y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{z} \quad (4.231)$$

$$\alpha_{LS} = \arcsen \left[\frac{[2h - y_s - y] \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{z} \right] \quad (4.232)$$

onde β_{LS} e θ_{LS} são dados pelas Equações 4.213 e 4.220, respectivamente.

4.2.4.2. Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior do Guia de Ondas ($y=0$)

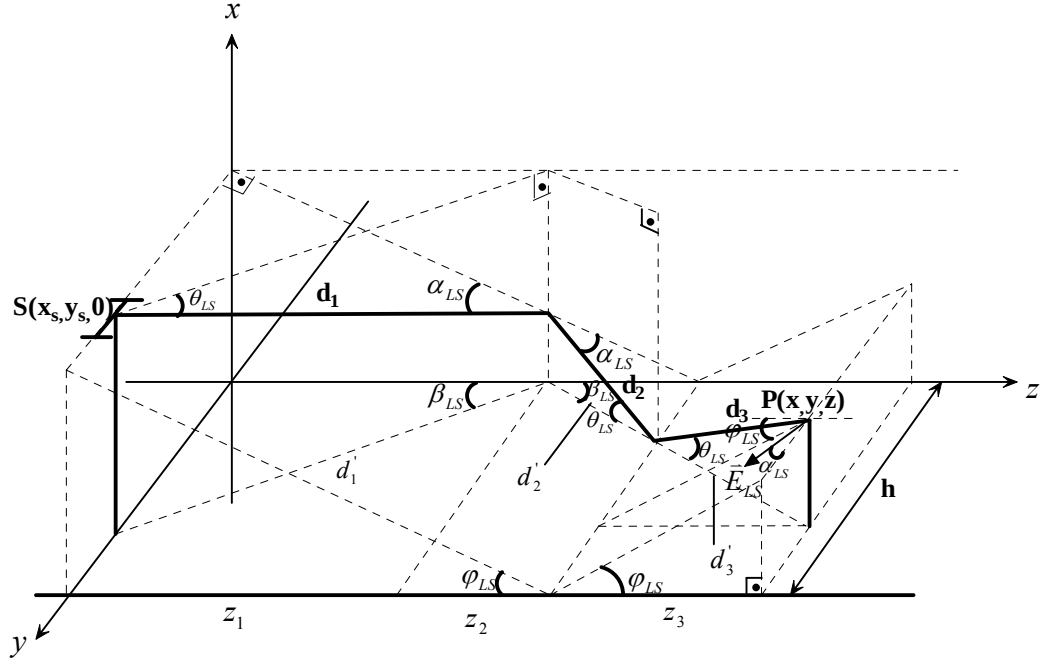


Figura 4.15 – Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral inferior do guia de ondas e no solo antes de atingir o ponto P, para polarização horizontal.

Ao se considerar reflexões do raio na lateral inferior do guia de ondas e no solo como ilustrado na Figura 4.15, o campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_{IS} = \dot{E}_{IS} \cdot \vec{a}_{E_{LS}} = \dot{R}_{//}^{(\alpha_{LS})} \cdot \dot{R}_{\perp}^{(\theta_{LS})} \cdot \frac{E_0}{r_{LS}} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jk r_{LS}} \cdot G(90^\circ + \alpha_{LS}) \cdot \vec{a}_{E_{LS}} \quad (4.233)$$

onde $\dot{E}_{LS}$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_{LS}} = -(\text{sen} \alpha_{LS} \cdot \text{sen} \varphi_{LS}) \vec{a}_x + (\cos \alpha_{LS}) \vec{a}_y - (\text{sen} \alpha_{LS} \cdot \cos \varphi_{LS}) \vec{a}_z \quad (4.234)$$

$$G(90^\circ + \alpha_{LS}) = \sin(90^\circ + \alpha_{LS}) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.235)$$

onde $\dot{R}_{//}^{(\alpha_{LS})}$ e $\dot{R}_{\perp}^{(\theta_{LS})}$ são os coeficientes de reflexão, calculados como indicado no item 2.1, α_{LS} e θ_{LS} são seus respectivos ângulos de incidência, E_0 é uma constante, $\mathbf{r}_{LS}$ é a distância percorrida pelo raio (calculada abaixo), e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Observando a Figura 4.15, tem-se que:

$$\varphi_{LS} = \arctg \left[\frac{x_s + x}{z} \right] \quad (4.236)$$

$$\tan \beta_{LS} = \frac{y_s}{z_1} = \frac{y}{z_2 + z_3} \quad (4.237)$$

Da Equação 4.237, tem-se que:

$$z_1 \cdot y = y_s \cdot (z_2 + z_3) \quad (4.238)$$

$$z_1 = \frac{y_s \cdot (z_2 + z_3)}{y} \quad (4.239)$$

Mas,

$$z_1 + z_2 + z_3 = z \quad (4.240)$$

Substituindo a Equação 4.239 na Equação 4.240, obtém-se:

$$\frac{y_s \cdot (z_2 + z_3)}{y} + z_2 + z_3 = z \quad (4.241)$$

$$\frac{y_s \cdot (z_2 + z_3) + y \cdot (z_2 + z_3)}{y} = z \Rightarrow \frac{(z_2 + z_3) \cdot (y_s + y)}{y} = z \quad (4.242)$$

$$(z_2 + z_3) \cdot (y_s + y) = z \cdot y \quad (4.243)$$

$$(z_2 + z_3) = \frac{y \cdot z}{(y_s + y)} \quad (4.244)$$

Substituindo a Equação 4.244 na Equação 4.239, obtém-se:

$$z_1 = \frac{y_s}{y} \cdot \frac{z \cdot y}{(y_s + y)} \quad (4.245)$$

$$z_1 = \frac{y_s \cdot z}{(y_s + y)} \quad (4.246)$$

Da Equação 4.237, tem-se que:

$$\beta_{LS} = \arctan \left[\frac{y_s}{z_1} \right] = \arctan \left[\frac{y}{z_2 + z_3} \right] \quad (4.247)$$

Substituindo a Equação 4.244 ou a Equação 4.246 na Equação 4.247, obtém-se:

$$\beta_{LS} = \arctan \left[\frac{y_s + y}{z} \right] \quad (4.248)$$

Ainda da Figura 4.15, tem-se que:

$$\cos \beta_{LS} = \frac{z_1}{d'_1} = \frac{z_2 + z_3}{d'_2 + d'_3} \quad (4.249)$$

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta_{LS}} \quad (4.250)$$

$$d'_2 + d'_3 = \frac{z_2 + z_3}{\cos \beta_{LS}} \quad (4.251)$$

Destacando-se da Figura 4.15 as distâncias d_1 , d_2 e d_3 e projetando-as no mesmo plano vertical, obtém-se:

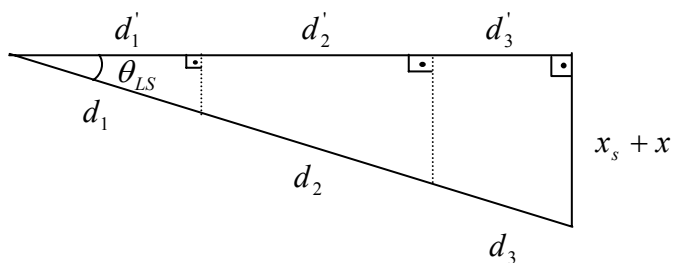


Figura 4.16 – Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias d_1 , d_2 e d_3 da Figura 4.15.

Da Figura 4.16 depreende-se que:

$$\tan \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{d'_1 + d'_2 + d'_3} \quad (4.252)$$

$$\tan \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{\frac{z_1}{\cos \beta_{LS}} + \frac{z_2 + z_3}{\cos \beta_{LS}}} \quad (4.253)$$

$$\tan \theta_{LS} = \frac{(x_s + x) \cdot \cos \beta_{LS}}{z} \quad (4.254)$$

$$\theta_{LS} = \arctan \frac{(x_s + x) \cdot \cos \beta_{LS}}{z} \quad (4.255)$$

onde β_{LS} é dado pela Equação 4.248.

Ainda da Figura 4.16, tem-se que:

$$\text{sen } \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{d_1 + d_2 + d_3} \quad (4.256)$$

Mas,

$$r_{LS} = d_1 + d_2 + d_3 \quad (4.257)$$

Então,

$$\text{sen } \theta_{LS} = \frac{x_s + x}{r_{LS}} \quad (4.258)$$

$$r_{LS} = \frac{x_s + x}{\text{sen } \theta_{LS}} \quad (4.259)$$

onde θ_{LS} é dado pela Equação 4.255.

Cálculo do ângulo de incidência:

Das Equações 4.246 e 4.250, tem-se que:

$$d'_1 = \frac{z_1}{\cos \beta_{LS}} = \frac{y_s \cdot z}{(y_s + y)} \cdot \frac{1}{\cos \beta_{LS}} \Rightarrow d'_1 = \frac{y_s \cdot z}{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS}} \quad (4.260)$$

$$\cos \theta_{LS} = \frac{d'_1}{d_1} \Rightarrow d_1 = \frac{d'_1}{\cos \theta_{LS}} \quad (4.261)$$

Substituindo a Equação 4.260 na Equação 4.261, obtém-se:

$$d_1 = \frac{y_s \cdot z}{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS}} \cdot \frac{1}{\cos \theta_{LS}} \quad (4.262)$$

$$d_1 = \frac{y_s \cdot z}{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}} \quad (4.263)$$

Da Figura 4.15, tem-se que:

$$\text{sen } \alpha_{LS} = \frac{y_s}{d_1} \quad (4.264)$$

Substituindo a Equação 4.263 na Equação 4.264, obtém-se:

$$\text{sen } \alpha_{LS} = y_s \cdot \frac{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{y_s \cdot z} \quad (4.265)$$

$$\text{sen } \alpha_{LS} = \frac{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{z} \quad (4.266)$$

$$\alpha_{LS} = \arcsen \left[\frac{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{z} \right] \quad (4.267)$$

onde β_{LS} e θ_{LS} são dados pelas Equações 4.248 e 4.255, respectivamente.

4.2.5. Campo Elétrico Total

Como previamente mencionado, todas as configurações dos itens 4.2.1, 4.2.2, 4.2.3 e 4.2.4, ilustradas nas Figuras 4.2, 4.3, 4.5, 4.7, 4.9, 4.11, 4.13 e 4.15, atingirão o ponto **P(x,y,z)**. Portanto, para o ponto de recepção tem-se:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_x + \vec{E}_y + \vec{E}_z \quad (4.268)$$

$$\vec{E}_T = E_x \cdot e^{j\theta_x} \cdot \vec{a}_x + E_y \cdot e^{j\theta_y} \cdot \vec{a}_y + E_z \cdot e^{j\theta_z} \cdot \vec{a}_z \quad (4.269)$$

onde:

$$\vec{E}_x = \begin{pmatrix} -\dot{E}_D \cdot \text{sen } \theta_0 \cdot \text{sen } \varphi + \dot{E}_S \cdot \text{sen } \theta_S \cdot \text{sen } \psi \\ - \sum^{n\text{impar}} \dot{E}_{n\text{sup}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \text{sen } \varphi - \sum^{n\text{par}} \dot{E}_{n\text{inf}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \text{sen } \varphi \\ + \sum^{n\text{par}} \dot{E}_{n\text{sup}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \text{sen } \varphi + \sum^{n\text{impar}} \dot{E}_{n\text{inf}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \text{sen } \varphi \\ + \dot{E}_{LS\text{sup}} \cdot \text{sen } \alpha_{LS} \cdot \text{sen } \varphi_{LS} - \dot{E}_{LS\text{inf}} \cdot \text{sen } \alpha_{LS} \cdot \text{sen } \varphi_{LS} \end{pmatrix} \vec{a}_x \quad (4.270)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_y = & (\dot{E}_D \cdot \cos \theta_0 + \dot{E}_S \cdot \cos \theta_S + \sum^{n\text{impar}} \dot{E}_{n\text{sup}} \cdot \cos \alpha + \sum^{n\text{par}} \dot{E}_{n\text{inf}} \cdot \cos \alpha \\ & + \sum^{n\text{par}} \dot{E}_{n\text{sup}} \cdot \cos \alpha + \sum^{n\text{impar}} \dot{E}_{n\text{inf}} \cdot \cos \alpha + \dot{E}_{LS\text{sup}} \cdot \cos \alpha_{LS} + \dot{E}_{LS\text{inf}} \cdot \cos \alpha_{LS}) \vec{a}_y \end{aligned} \quad (4.271)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_z = & (\dot{E}_D \cdot \text{sen } \theta_0 \cdot \cos \varphi + \dot{E}_S \cdot \text{sen } \theta_S \cdot \cos \psi + \sum^{n\text{impar}} \dot{E}_{n\text{sup}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \cos \varphi \\ & + \sum^{n\text{par}} \dot{E}_{n\text{inf}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \cos \varphi - \sum^{n\text{par}} \dot{E}_{n\text{sup}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \cos \varphi - \sum^{n\text{impar}} \dot{E}_{n\text{inf}} \cdot \text{sen } \alpha \cdot \cos \varphi \\ & + \dot{E}_{LS\text{sup}} \cdot \text{sen } \alpha_{LS} \cdot \cos \varphi_{LS} - \dot{E}_{LS\text{inf}} \cdot \text{sen } \alpha_{LS} \cdot \cos \varphi_{LS}) \vec{a}_z \end{aligned} \quad (4.272)$$

$$\psi = \arctan\left[\frac{x_s + x}{z}\right] \quad \varphi = \arctan\left[\frac{x_s - x}{z}\right] \quad \theta = \arctan\frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z}$$

$$\varphi_{LS} = \arctg\left[\frac{x_s + x}{z}\right] \quad \theta_{LS} = \arctan\frac{(x_s + x) \cdot \cos \beta_{LS}}{z}$$

1ª Reflexão na Borda Superior

$$\text{n ímpar: } \alpha = \arcsen\left[\frac{[(n+1) \cdot h - y_s - y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z}\right] \quad \text{e} \quad \beta = \arctan\left[\frac{(n+1) \cdot h - y_s - y}{z}\right]$$

$$\text{n par: } \alpha = \arcsen\left[\frac{(n \cdot h - y_s + y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z}\right] \quad \text{e} \quad \beta = \arctan\left[\frac{nh - y_s + y}{z}\right]$$

$$\alpha_{LS} = \arcsen\left[\frac{[2 \cdot h - y_s - y] \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{z}\right] \quad \text{e} \quad \beta_{LS} = \arctan\left[\frac{2h - y_s - y}{z}\right]$$

1ª Reflexão na Borda Inferior

$$\text{n ímpar: } \alpha = \arcsen\left[\frac{[(n-1) \cdot h + y_s + y] \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z}\right] \quad \text{e} \quad \beta = \arctan\left[\frac{(n-1) \cdot h + y_s + y}{z}\right]$$

$$\text{n par: } \alpha = \arcsen\left[\frac{(n \cdot h + y_s - y) \cdot \cos \beta \cdot \cos \theta}{z}\right] \quad \text{e} \quad \beta = \arctan\left[\frac{nh + y_s - y}{z}\right]$$

$$\alpha_{LS} = \arcsen\left[\frac{(y_s + y) \cdot \cos \beta_{LS} \cdot \cos \theta_{LS}}{z}\right] \quad \text{e} \quad \beta_{LS} = \arctan\left[\frac{y_s + y}{z}\right]$$

A Equação 4.269 é a forma fasorial do campo elétrico instantâneo dado abaixo:

$$\vec{E}_T(t) = E_x \cdot \cos(\omega t + \theta_x) \cdot \vec{a}_x + E_y \cdot \cos(\omega t + \theta_y) \cdot \vec{a}_y + E_z \cdot \cos(\omega t + \theta_z) \cdot \vec{a}_z \quad (4.273)$$

cuja variação com o tempo descreve a figura de uma elipse no espaço tridimensional.

Assim como no capítulo 3, em tese, um número infinito de raios atingiria P, mas apenas um número finito é suficiente para oferecer uma boa estimativa do campo elétrico.

$\sum_{n \text{ ímpar}} \dot{E}_{n \text{ sup}}$ representa uma adição fasorial de todos os campos esboçados na Figura 4.5 e descritos na Equação 4.31 (campos com primeira reflexão na borda superior para $n = 1, 3, \dots, N_{\text{max}}$, se N_{max} for ímpar, ou campos para $n = 1, 3, \dots, N_{\text{max}} - 1$, se N_{max} for par), sendo N_{max} o número máximo de reflexões laterais consideradas.

$\sum_{n \text{ par}} \dot{E}_{n \text{ sup}}$ representa uma adição fasorial de todos os campos esboçados na Figura 4.7 e descritos na Equação 4.73 (campos com primeira reflexão na borda superior para $n = 2, 4, \dots, N_{\text{max}}$, se N_{max} for par, ou campos para $n = 2, 4, \dots, N_{\text{max}} - 1$, se N_{max} for ímpar).

$\sum_{n \text{ ímpar}} \dot{E}_{n \text{ inf}}$ representa uma adição fasorial de todos os campos esboçados na Figura 4.9 e descritos na Equação 4.115 (campos com primeira reflexão na borda inferior para $n = 1, 3, \dots, N_{\text{max}}$, se N_{max} for ímpar, ou campos para $n = 1, 3, \dots, N_{\text{max}} - 1$, se N_{max} for par).

$\sum_{n \text{ par}} \dot{E}_{n \text{ inf}}$ representa uma adição fasorial de todos os campos esboçados na Figura 4.11 e descritos na Equação 4.156 (campos com primeira reflexão na borda inferior para $n = 2, 4, \dots, N_{\text{max}}$, se N_{max} é para, ou campos para $n = 2, 4, \dots, N_{\text{max}} - 1$, se N_{max} for ímpar).

4.3. POLARIZAÇÃO VERTICAL

4.3.1. Incidência Direta do Raio

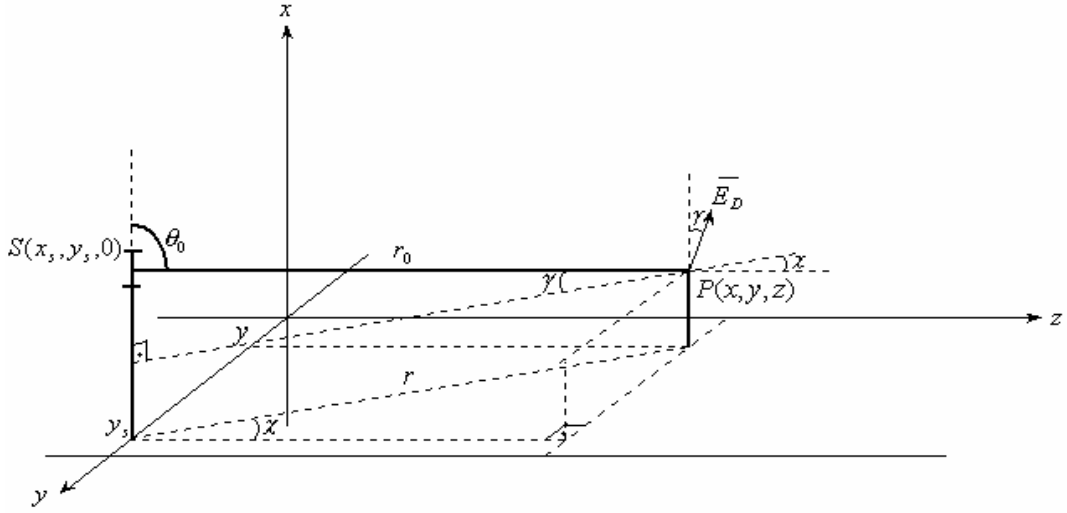


Figura 4.17 – Incidência direta no ponto P do raio oriundo da fonte S, para polarização vertical.

Ao se considerar uma incidência direta do raio como ilustrado na Figura 4.17, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_D = \dot{E}_D \cdot \vec{a}_{E_D} = \frac{E_0}{r_0} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_0} \cdot G(\theta_0) \cdot \vec{a}_{E_D} \quad (4.274)$$

onde $\dot{E}_D$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_D} = (\cos \gamma) \vec{a}_x - (\sin \gamma \cdot \sin \chi) \vec{a}_y + (\sin \gamma \cdot \cos \chi) \vec{a}_z \quad (4.275)$$

Ao se considerar uma reflexão do raio no solo como ilustrado na Figura 4.18, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_S = \dot{E}_S \cdot \vec{a}_{E_S} = \dot{R}_{//} \cdot \frac{E_0}{r_S} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_S} \cdot G(\theta_S) \cdot \vec{a}_{E_S} \quad (4.280)$$

onde $\dot{E}_S$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_S} = (\cos \alpha_S) \vec{a}_x + (\sin \alpha_S \sin \chi) \vec{a}_y - (\sin \alpha_S \cdot \cos \chi) \vec{a}_z \quad (4.281)$$

$$G(\theta_S) = \sin(\theta_S) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.282)$$

$$\theta_S = 90^\circ + \alpha_S \quad (4.283)$$

onde $\dot{R} = R \cdot e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, r_S é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.30) e α_S é o ângulo de incidência do raio refletido no solo (Equação 4.25).

4.3.3. Reflexões nas Laterais do Guia de Ondas

Como para polarização horizontal, há quatro tipos de generalizações para reflexões nas laterais de um guia de ondas tridimensional, como descritas a seguir.

4.3.3.1. Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior do Guia de Ondas ($y=h$)

4.3.3.1.1. n Reflexões (n ímpar)

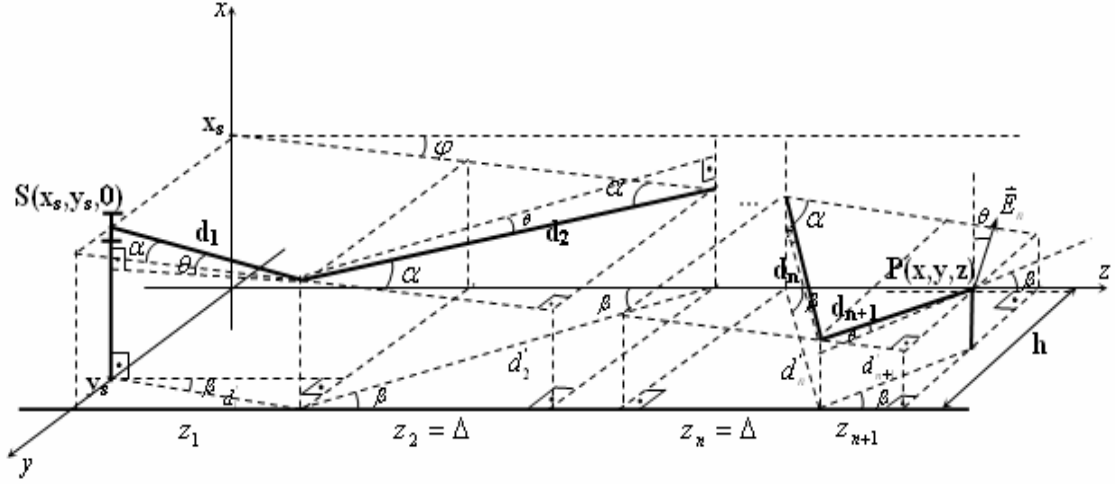


Figura 4.19 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas antes de atingir o ponto P, para polarização vertical – 1ª Reflexão Superior e **n** ímpar.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.19, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.284)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = (\cos \theta) \vec{a}_x - (\sin \theta \cdot \sin \beta) \vec{a}_y + (\sin \theta \cdot \cos \beta) \vec{a}_z \quad (4.285)$$

$$G(90^\circ + \theta) = \sin(90^\circ + \theta) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.286)$$

onde $\dot{R} = R.e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, r_n é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.64), θ é o ângulo dado pela Equação 4.60 e α é o ângulo de incidência do raio (Equação 4.72).

4.3.3.1.2. n Reflexões (n par)

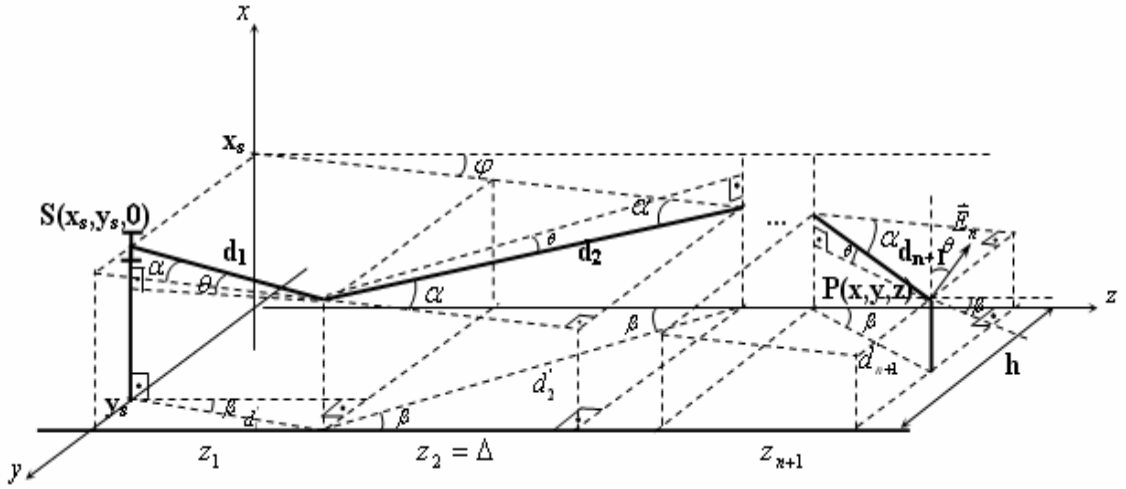


Figura 4.20 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas antes de atingir o ponto P, para polarização vertical – 1ª Reflexão Superior e **n** par.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.20, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.287)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = (\cos \theta) \vec{a}_x + (\sin \theta \cdot \sin \beta) \vec{a}_y + (\sin \theta \cdot \cos \beta) \vec{a}_z \quad (4.288)$$

$$G(90^\circ + \theta) = \sin(90^\circ + \theta) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.289)$$

onde $\dot{R} = R.e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\mathbf{r}_n$ é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.106), θ é o ângulo dado pela Equação 4.102 e α é o ângulo de incidência do raio (Equação 4.114).

4.3.3.2. Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior do Guia de Ondas ($y=0$)

4.3.3.2.1. n Reflexões (n ímpar)

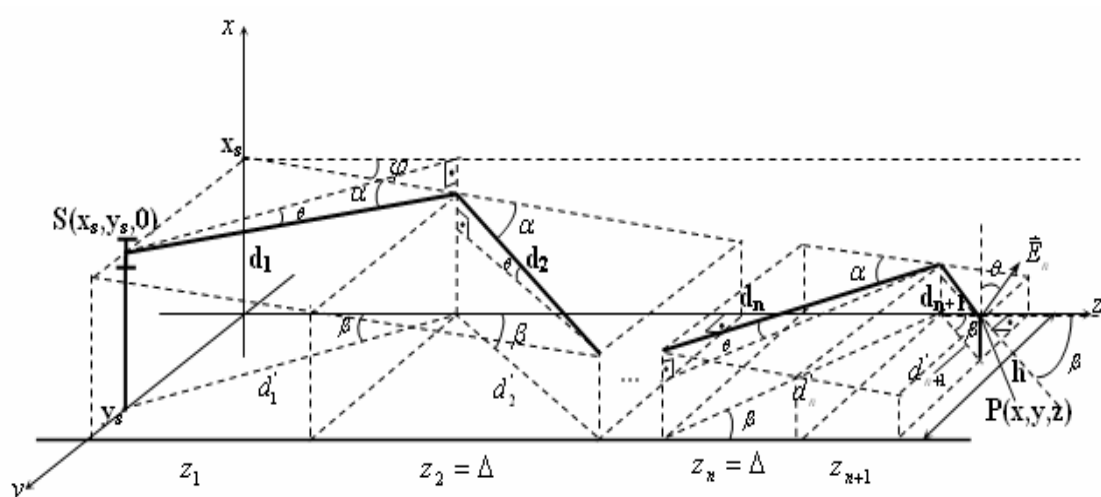


Figura 4.21 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas antes de atingir o ponto P, para polarização vertical – 1ª Reflexão Inferior e **n** ímpar.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.21, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_\perp \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.290)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = (\cos \theta) \vec{a}_x + (\sin \theta \cdot \sin \beta) \vec{a}_y + (\sin \theta \cdot \cos \beta) \vec{a}_z \quad (4.291)$$

$$G(90^\circ + \theta) = \sin(90^\circ + \theta) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.292)$$

onde $\dot{R} = R \cdot e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, r_n é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.147), θ é o ângulo dado pela Equação 4.143 e α é o ângulo de incidência do raio (Equação 4.155).

4.3.3.2.2. n Reflexões (n par)

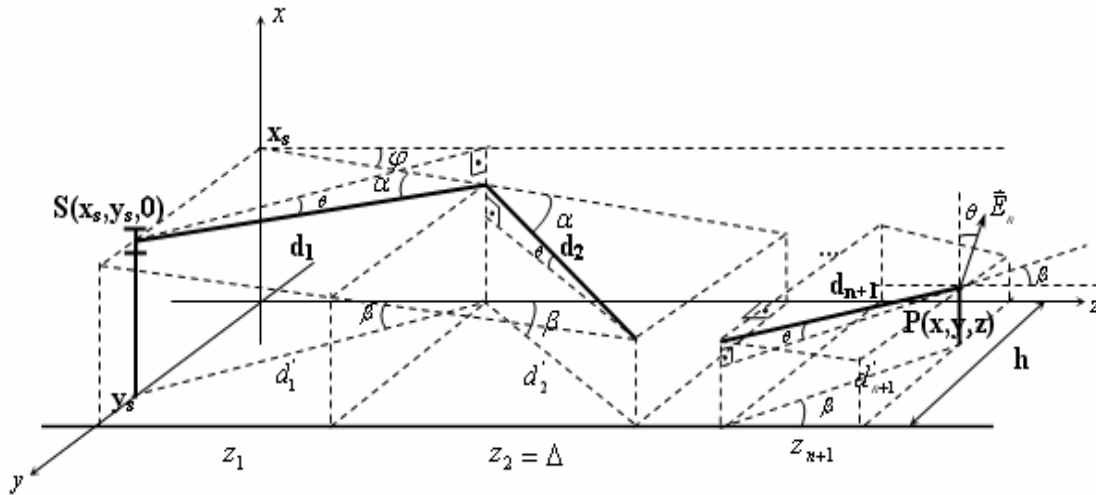


Figura 4.22 – Raio oriundo da fonte S sofre **n** reflexões nas laterais do guia de ondas antes de atingir o ponto P, para polarização vertical – 1ª Reflexão Inferior e **n** par.

Ao se considerar **n** reflexões nas laterais do guia de ondas tridimensional como ilustrado na Figura 4.22, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_n = \dot{E}_n \cdot \vec{a}_{E_n} = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \vec{a}_{E_n} \quad (4.293)$$

onde $\dot{E}_n$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_n} = (\cos \theta) \vec{a}_x - (\sin \theta \cdot \sin \beta) \vec{a}_y + (\sin \theta \cdot \cos \beta) \vec{a}_z \quad (4.294)$$

$$G(90^\circ + \theta) = \sin(90^\circ + \theta) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.295)$$

onde $\dot{R} = R \cdot e^{-j\theta}$ (calculado como indicado no item 2.1), E_0 é uma constante, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\mathbf{r}_n$ é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.189), θ é o ângulo dado pela Equação 4.185 e α é o ângulo de incidência do raio (Equação 4.197).

4.3.4. Reflexões Lateral-Solo

4.3.4.1. Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior do Guia de Ondas ($y=h$)

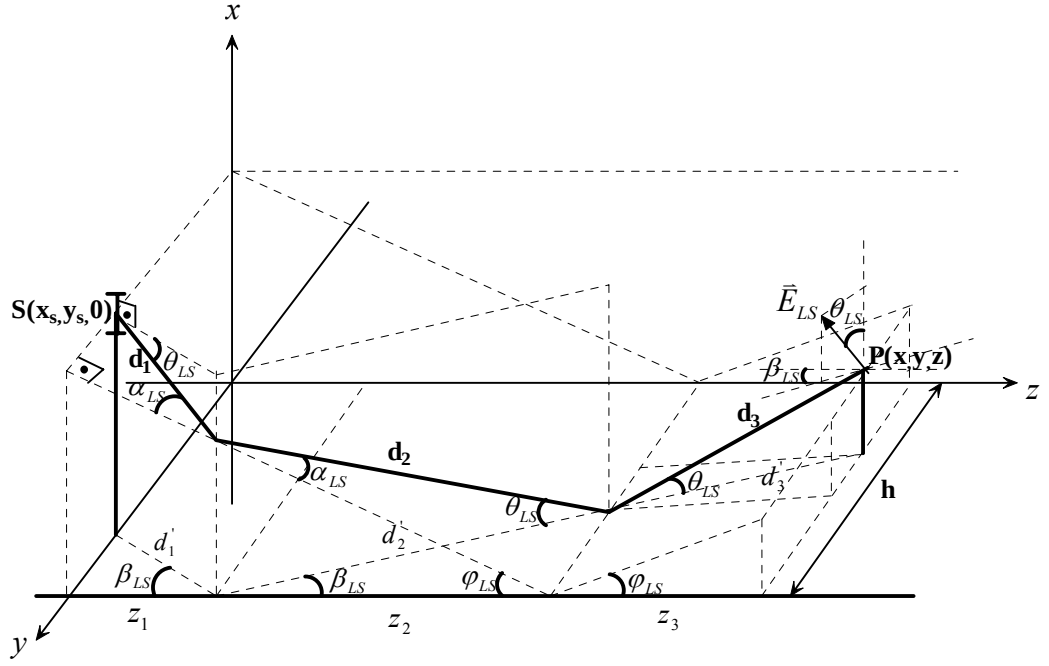


Figura 4.23 – Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral superior do guia de ondas e no solo antes de atingir o ponto P, para polarização vertical.

Ao se considerar reflexões do raio na lateral superior do guia de ondas e no solo como ilustrado na Figura 4.23, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_{IS} = \dot{E}_{IS} \cdot \vec{a}_{E_{LS}} = \dot{R}_{\perp}^{(\alpha_{IS})} \cdot \dot{R}_{\parallel}^{(\theta_{IS})} \cdot \frac{E_0}{r_{LS}} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_{LS}} \cdot G(90^\circ + \theta_{IS}) \cdot \vec{a}_{E_{LS}} \quad (4.296)$$

onde $\dot{E}_{LS}$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_{LS}} = (\cos \theta_{LS}) \vec{a}_x + (\sin \theta_{LS} \cdot \sin \beta_{LS}) \vec{a}_y - (\sin \theta_{LS} \cdot \cos \beta_{LS}) \vec{a}_z \quad (4.297)$$

$$G(90^\circ + \theta_{LS}) = \sin(90^\circ + \theta_{LS}) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.298)$$

onde $\dot{R}_{\perp}^{(\alpha_{LS})}$ e $\dot{R}_{\parallel}^{(\theta_{LS})}$ são os coeficientes de reflexão, calculados como indicado no item 2.1, α_{LS} e θ_{LS} são seus respectivos ângulos de incidência, dados pelas equações 4.232 e 4.220, respectivamente, E_0 é uma constante, r_{LS} é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.224) e

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

4.3.4.2. Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior do Guia de Ondas ($y=0$)

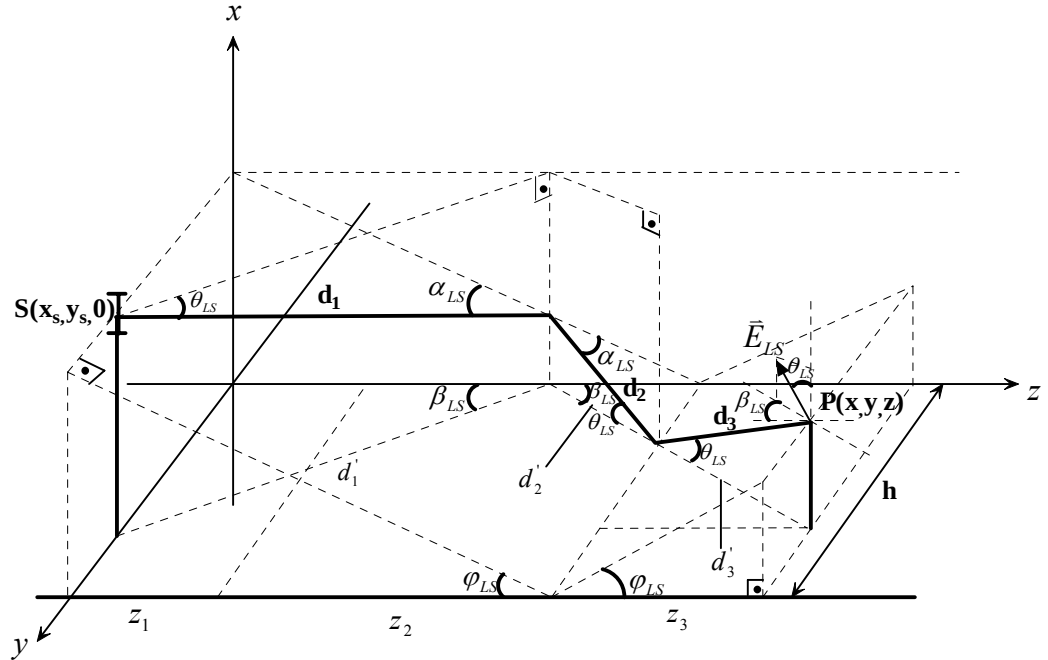


Figura 4.24 – Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral inferior do guia de ondas e no solo antes de atingir o ponto P, para polarização vertical.

Ao se considerar reflexões do raio na lateral inferior do guia de ondas e no solo como ilustrado na Figura 4.24, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\vec{E}_{IS} = \dot{E}_{IS} \cdot \vec{a}_{E_{LS}} = \dot{R}_{\perp}^{(\alpha_{IS})} \cdot \dot{R}_{//}^{(\theta_{IS})} \cdot \frac{E_0}{r_{LS}} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_{LS}} \cdot G(90^\circ + \theta_{IS}) \cdot \vec{a}_{E_{LS}} \quad (4.299)$$

onde $\dot{E}_{LS}$ é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\vec{a}_{E_{LS}} = (\cos \theta_{LS}) \vec{a}_x - (\sin \theta_{LS} \cdot \sin \beta_{LS}) \vec{a}_y - (\sin \theta_{LS} \cdot \cos \beta_{LS}) \vec{a}_z \quad (4.300)$$

$$G(90^\circ + \theta_{LS}) = \sin(90^\circ + \theta_{LS}) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (4.301)$$

onde $\dot{R}_{\perp}^{(\alpha_{LS})}$ e $\dot{R}_{//}^{(\theta_{LS})}$ são os coeficientes de reflexão, calculados como indicado no item 2.1, α_{LS} e θ_{LS} são seus respectivos ângulos de incidência, dados pelas equações 4.267 e 4.255, respectivamente, E_0 é uma constante, r_{LS} é a distância percorrida pelo raio (Equação 4.259) e

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

4.3.5. Campo Elétrico Total

Como previamente mencionado, todas as configurações dos itens 4.3.1, 4.3.2, 4.3.3 e 4.3.4, ilustradas nas Figuras 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.23 e 4.24, atingirão o ponto **P(x,y,z)**. Portanto, para o ponto de recepção tem-se:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_x + \vec{E}_y + \vec{E}_z \quad (4.302)$$

$$\vec{E}_T = E_x \cdot e^{j\theta_x} \cdot \vec{a}_x + E_y \cdot e^{j\theta_y} \cdot \vec{a}_y + E_z \cdot e^{j\theta_z} \cdot \vec{a}_z \quad (4.303)$$

onde:

$$\vec{E}_x = \left(\begin{array}{l} \dot{E}_D \cdot \cos \gamma + \dot{E}_S \cdot \cos \alpha_S \\ + \sum^{n_{\text{impar}}} \dot{E}_{n \text{ sup}} \cdot \cos \theta + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{n \text{ inf}} \cdot \cos \theta \\ + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{n \text{ sup}} \cdot \cos \theta + \sum^{n_{\text{impar}}} \dot{E}_{n \text{ inf}} \cdot \cos \theta \\ + \dot{E}_{LS \text{ sup}} \cdot \cos \theta_{LS} + \dot{E}_{LS \text{ inf}} \cdot \cos \theta_{LS} \end{array} \right) \vec{a}_x \quad (4.304)$$

$$\vec{E}_y = \left(\begin{array}{l} -\dot{E}_D \cdot \text{sen } \gamma \cdot \text{sen } \chi + \dot{E}_S \cdot \text{sen } \alpha_S \cdot \text{sen } \chi \\ - \sum^{n_{\text{impar}}} \dot{E}_{n \text{ sup}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \beta - \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{n \text{ inf}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \beta \\ + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{n \text{ sup}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \beta + \sum^{n_{\text{impar}}} \dot{E}_{n \text{ inf}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \beta \\ + \dot{E}_{LS \text{ sup}} \cdot \text{sen } \theta_{LS} \cdot \text{sen } \beta_{LS} - \dot{E}_{LS \text{ inf}} \cdot \text{sen } \theta_{LS} \cdot \text{sen } \beta_{LS} \end{array} \right) \vec{a}_y \quad (4.305)$$

$$\vec{E}_z = \left(\begin{array}{l} \dot{E}_D \cdot \text{sen } \gamma \cdot \cos \chi - \dot{E}_S \cdot \text{sen } \alpha_S \cdot \cos \chi + \sum^{n_{\text{impar}}} \dot{E}_{n \text{ sup}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \cos \beta \\ + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{n \text{ inf}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \cos \beta + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{n \text{ sup}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \cos \beta + \sum^{n_{\text{impar}}} \dot{E}_{n \text{ inf}} \cdot \text{sen } \theta \cdot \cos \beta \\ - \dot{E}_{LS \text{ sup}} \cdot \text{sen } \theta_{LS} \cdot \cos \beta_{LS} - \dot{E}_{LS \text{ inf}} \cdot \text{sen } \theta_{LS} \cdot \cos \beta_{LS} \end{array} \right) \vec{a}_z \quad (4.306)$$

$$\chi = \arctan \left[\frac{y_s - y}{z} \right] \quad \alpha_S = \arctan \left[\frac{(x_s + x) \cdot \cos \chi}{z} \right] \quad \gamma = \arctan \left[\frac{(x_s - x) \cdot \cos \chi}{z} \right]$$

$$\theta = \arctan \frac{(x_s - x) \cdot \cos \beta}{z}$$

1ª Reflexão na Borda Superior

$$\text{n ímpar: } \beta = \arctan\left[\frac{(n+1).h - y_s - y}{z}\right]$$

$$\text{n par: } \beta = \arctan\left[\frac{nh - y_s + y}{z}\right]$$

$$\beta_{LS} = \arctan\left[\frac{2h - y_s - y}{z}\right]$$

1ª Reflexão na Borda Inferior

$$\text{n ímpar: } \beta = \arctan\left[\frac{(n-1).h + y_s + y}{z}\right]$$

$$\text{n par: } \beta = \arctan\left[\frac{nh + y_s - y}{z}\right]$$

$$\beta_{LS} = \arctan\left[\frac{y_s + y}{z}\right]$$

A Equação 4.303 é a forma fasorial do campo elétrico instantâneo dado abaixo:

$$\vec{E}_T(t) = E_x \cdot \cos(\omega t + \theta_x) \cdot \vec{a}_x + E_y \cdot \cos(\omega t + \theta_y) \cdot \vec{a}_y + E_z \cdot \cos(\omega t + \theta_z) \cdot \vec{a}_z \quad (4.307)$$

cuja variação com o tempo descreve a figura de uma elipse no espaço tridimensional.

4.4. GRÁFICOS DO CAMPO ELÉTRICO PARA REFLEXÕES NAS LATERAIS DO GUIA DE ONDAS

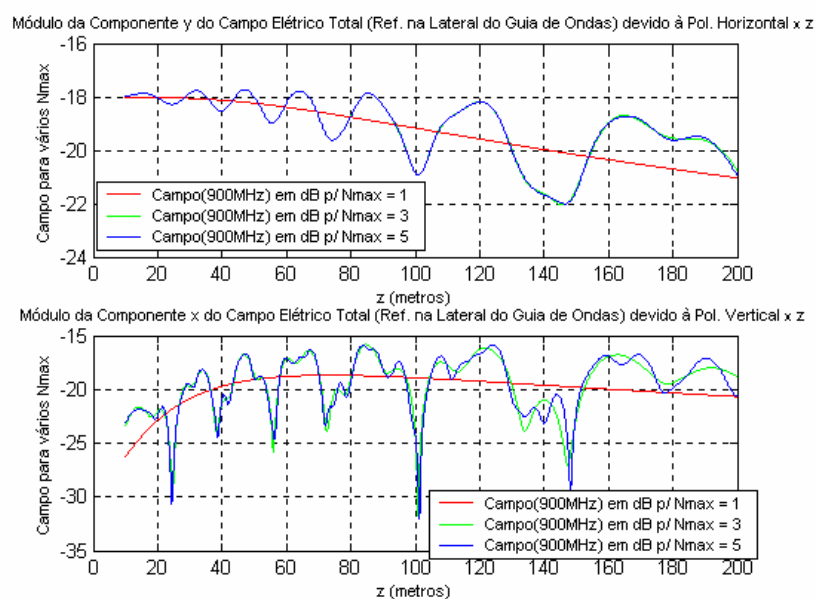


Figura 4.25 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 5$ m,

$y = 5$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 10$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

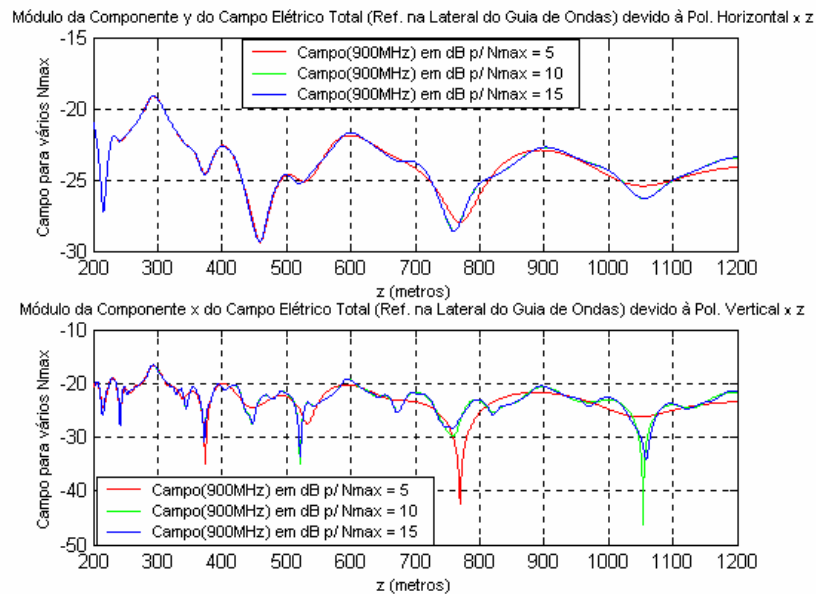


Figura 4.26 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 5$ m, $y = 5$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 10$ m, em função da distância z de 200 m a 1200 m.

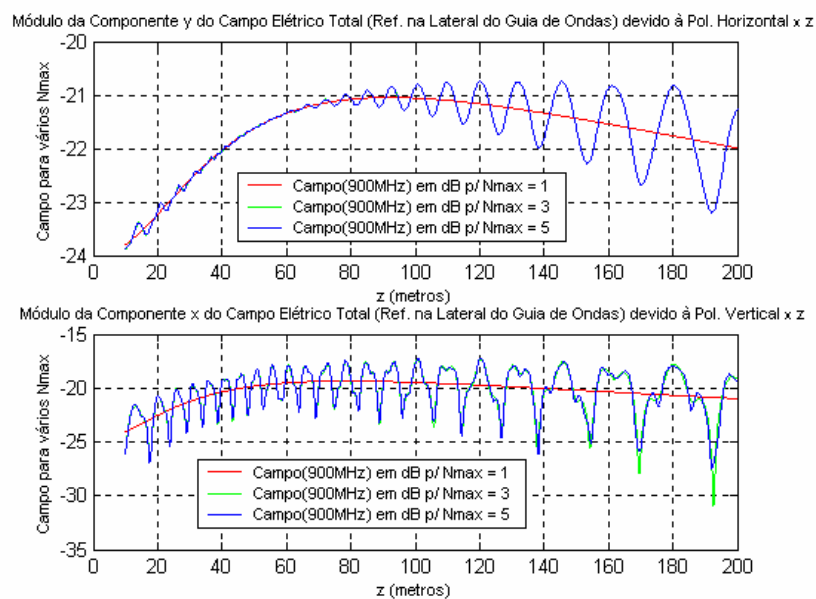


Figura 4.27 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 10$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 20$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

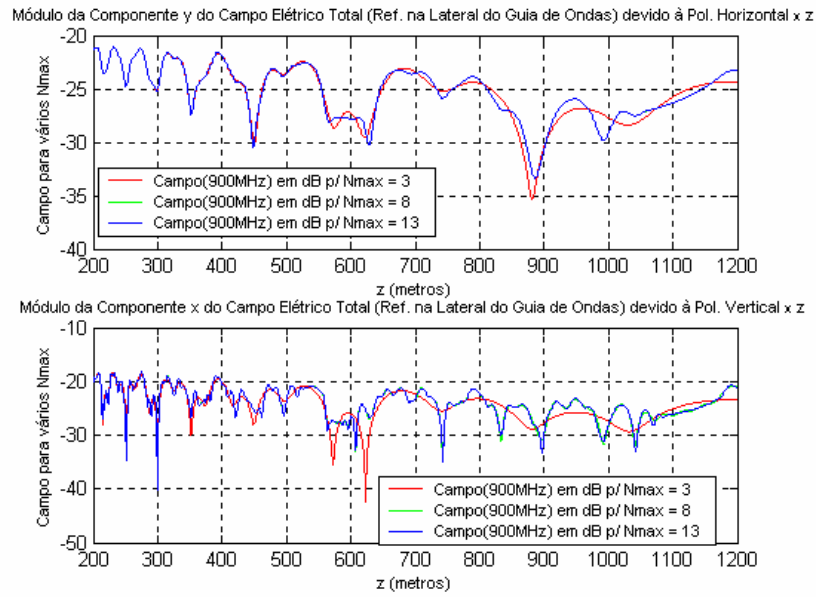


Figura 4.28 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 10$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 20$ m, em função da distância z de 200 m a 1200 m.

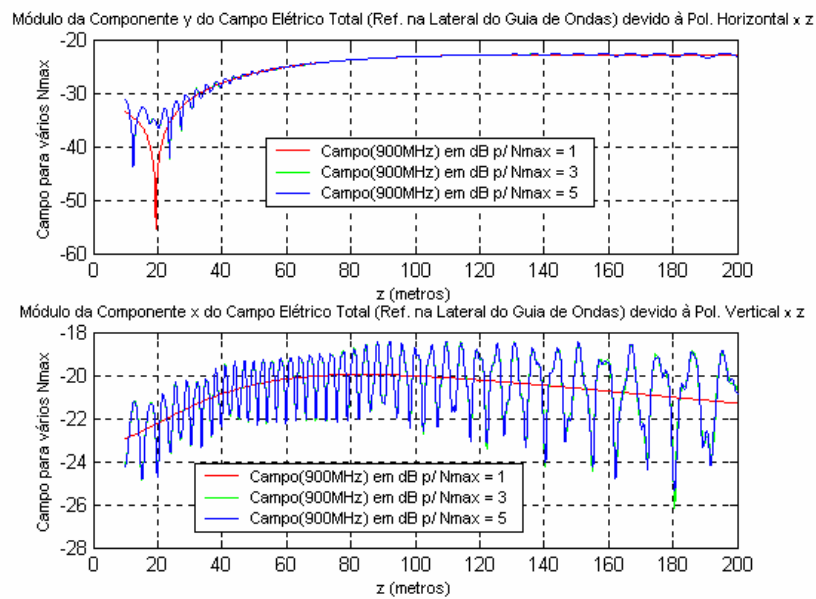


Figura 4.29 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

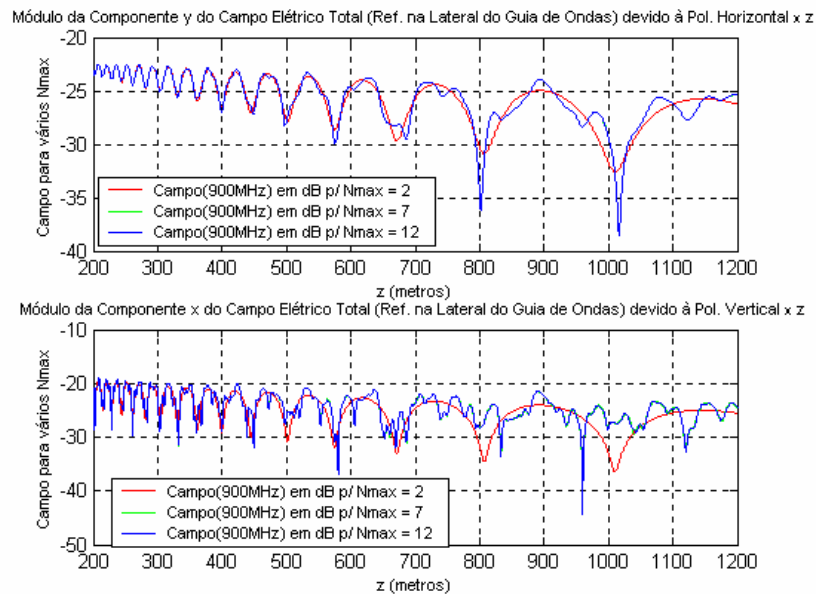


Figura 4.30 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1200 m.

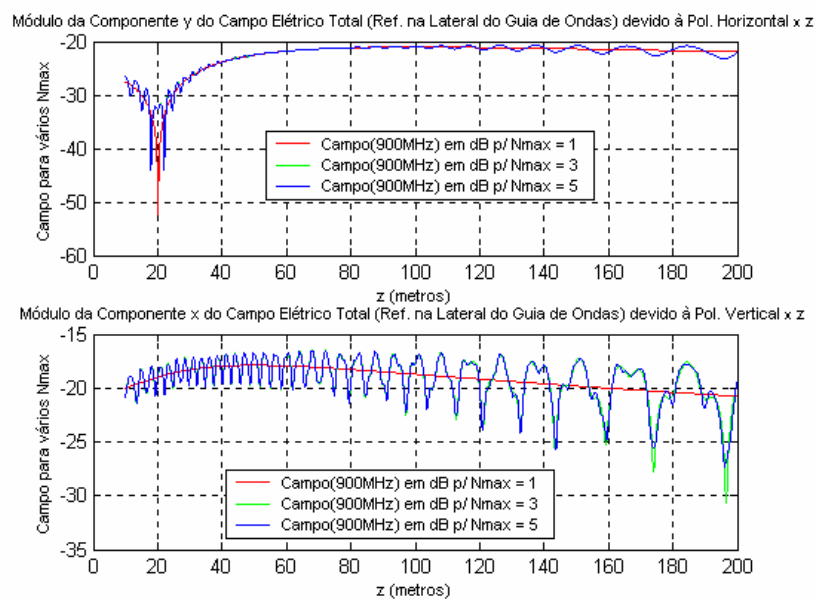


Figura 4.31 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 10$ m, $y = 10$ m, $x_s = 30$ m, $x = 1,8$ m e $h = 20$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

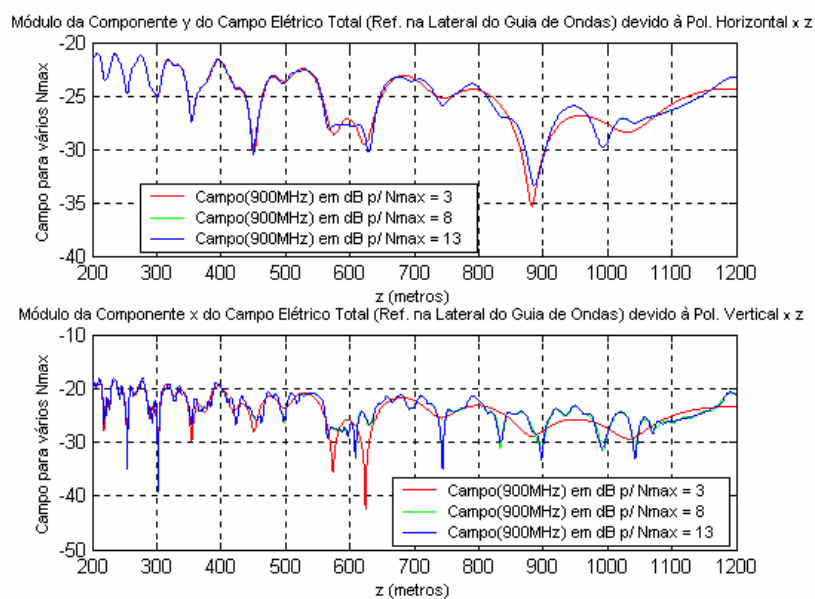


Figura 4.32 – Campo elétrico devido às reflexões nas laterais do guia de ondas, para $y_s = 10$ m, $y = 10$ m, $x_s = 30$ m, $x = 1,8$ m e $h = 20$ m, em função da distância z de 200 m a 1200 m.

4.5. GRÁFICOS DO CAMPO ELÉTRICO TOTAL

Nesta parte são plotados gráficos do campo elétrico total tal como descrito matematicamente nos itens 4.2.5 e 4.3.5.

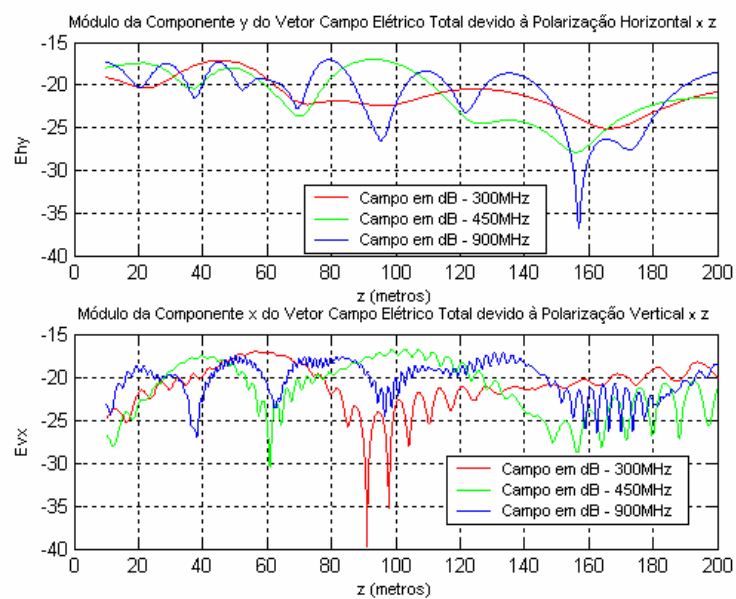


Figura 4.33 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

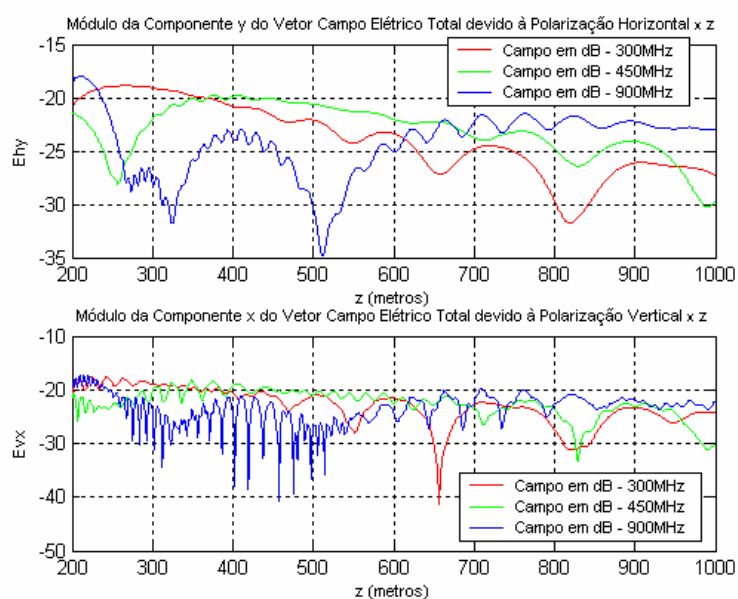


Figura 4.34 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

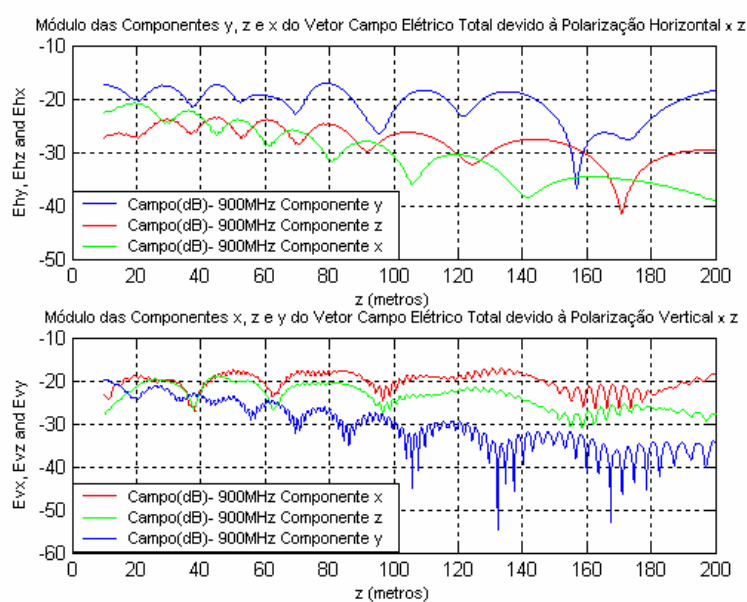


Figura 4.35 – Gráfico comparativo entre as três componentes do campo elétrico total para $N_{max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

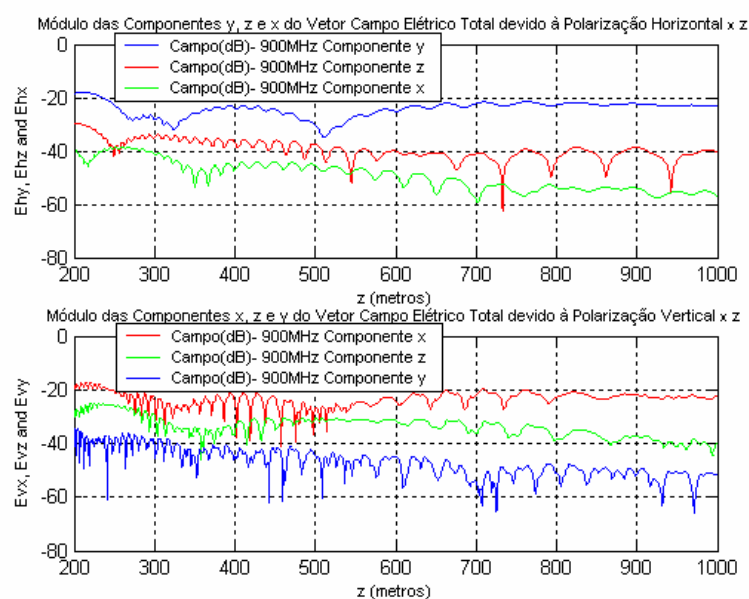


Figura 4.36 – Gráfico comparativo entre as três componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

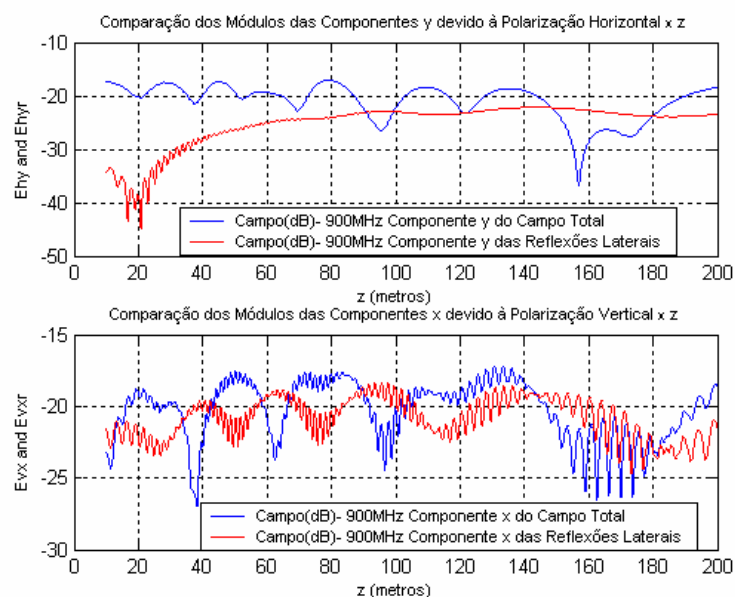


Figura 4.37 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total e as principais componentes do campo elétrico devido às reflexões laterais, para

$N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

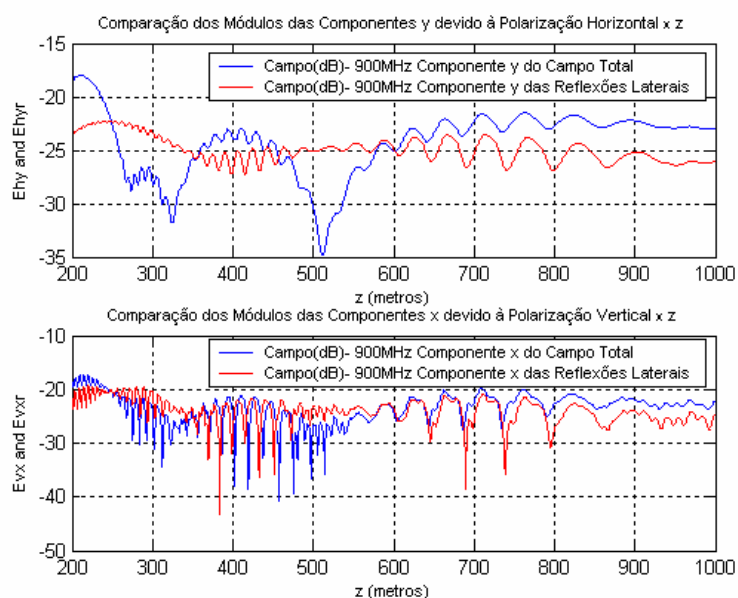


Figura 4.38 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total e as principais componentes do campo elétrico devido às reflexões laterais, para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

Elipse formada pelo Vetor Campo Elétrico total a uma distância (z) constante - P. Vertical

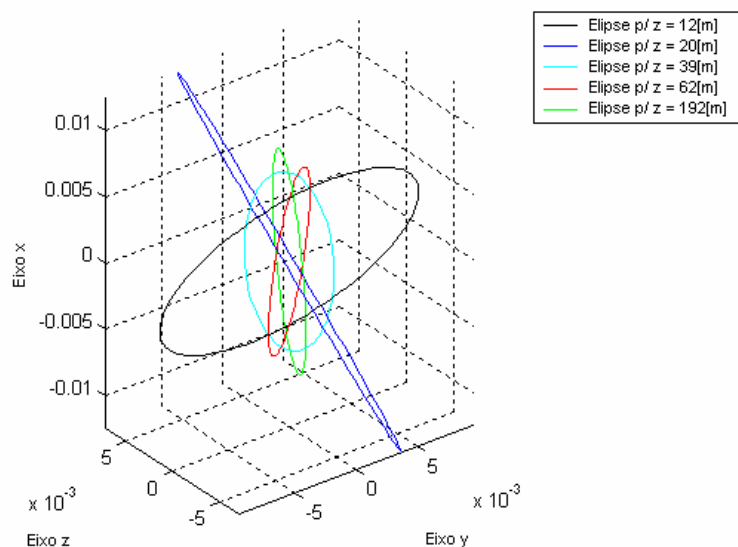


Figura 4.39 – Elipses traçadas pelo vetor campo elétrico devido à polarização vertical, $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $h = 30$ m e frequência de 900 MHz a uma distância z constante.

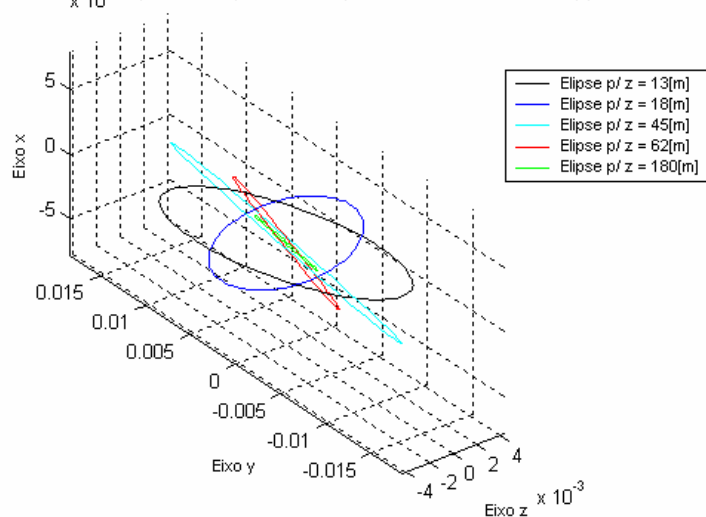
 $\times 10^{-3}$ Elipse formada pelo Vetor Campo Elétrico total a uma distância (z) constante - P. Horizontal

Figura 4.40 – Elipses traçadas pelo vetor campo elétrico devido à polarização horizontal, $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $h = 30$ m e frequência de 900 MHz a uma distância z constante.

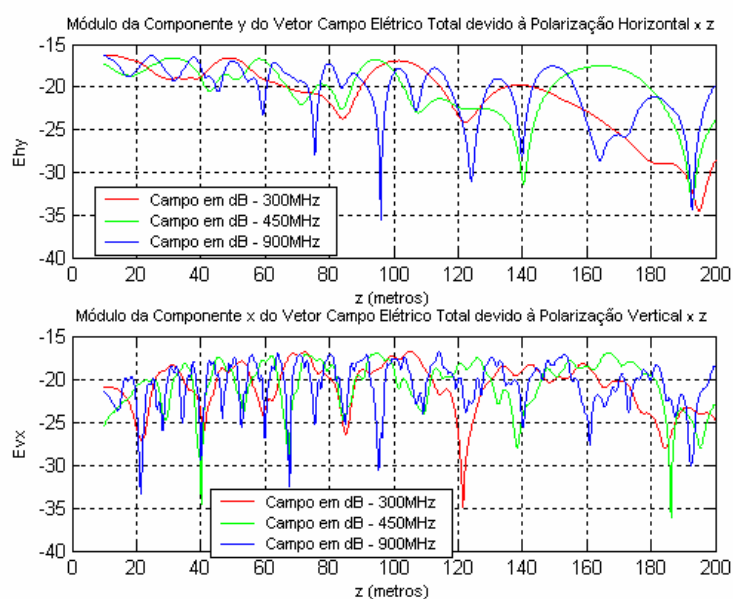


Figura 4.41 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

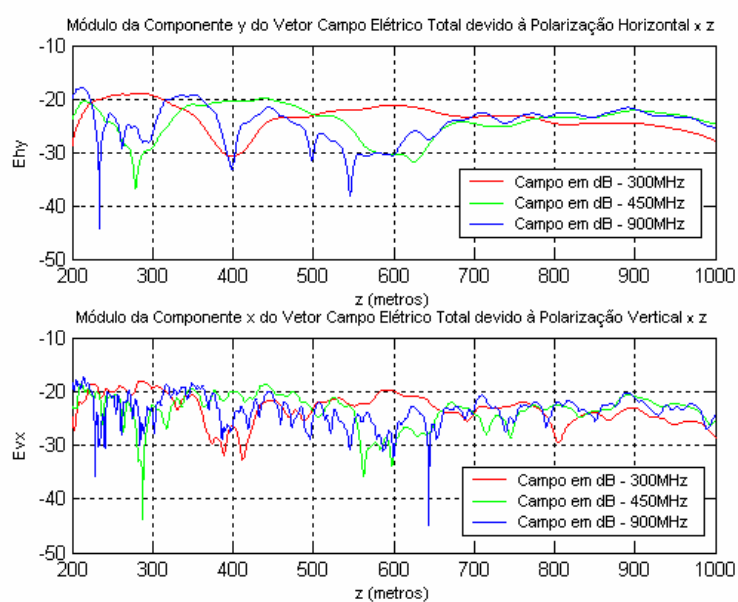


Figura 4.42 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

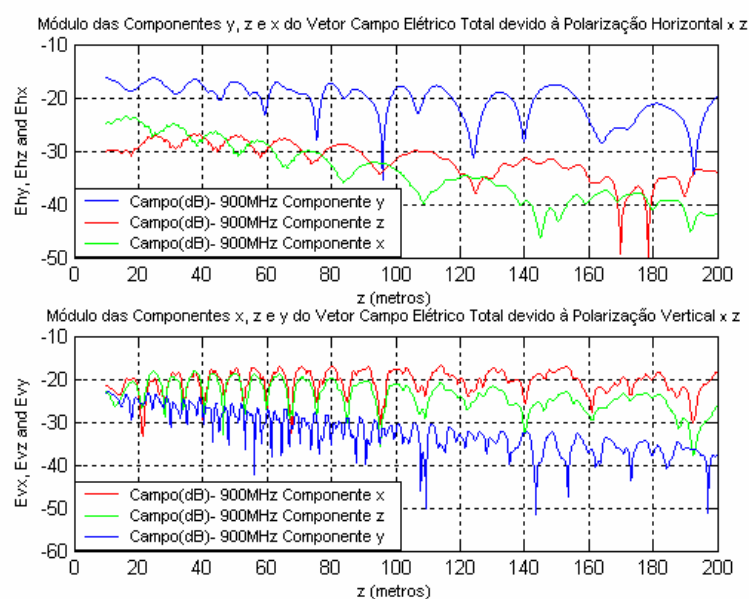


Figura 4.43 – Gráfico comparativo entre as três componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

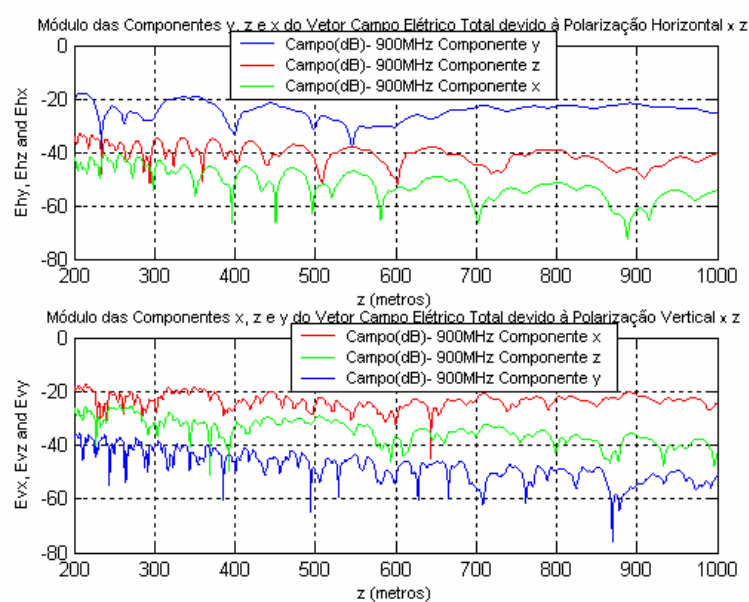


Figura 4.44 – Gráfico comparativo entre as três componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

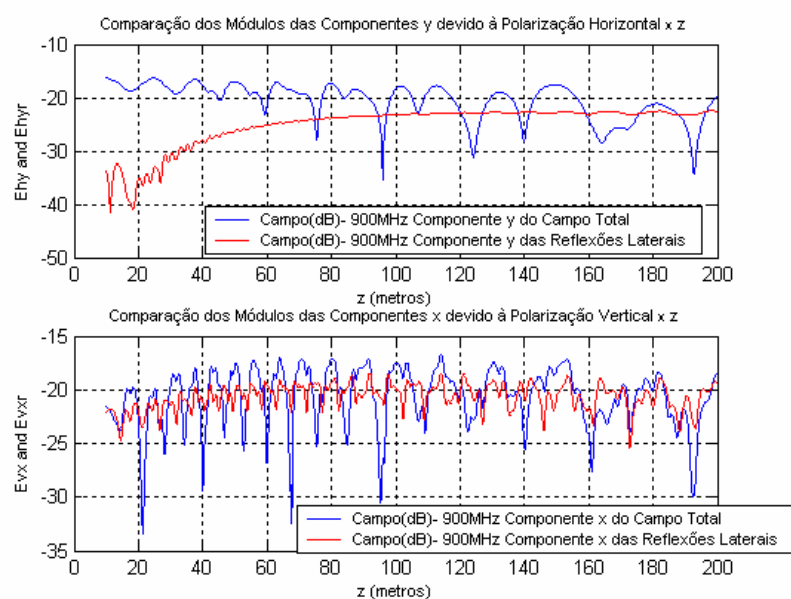


Figura 4.45 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total e as principais componentes do campo elétrico devido às reflexões laterais, para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

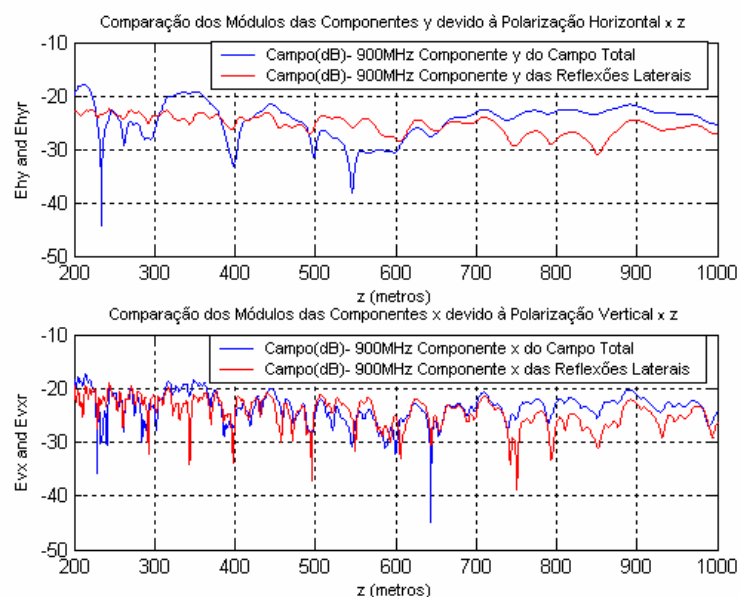


Figura 4.46 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total e as principais componentes do campo elétrico devido às reflexões laterais, para

$N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

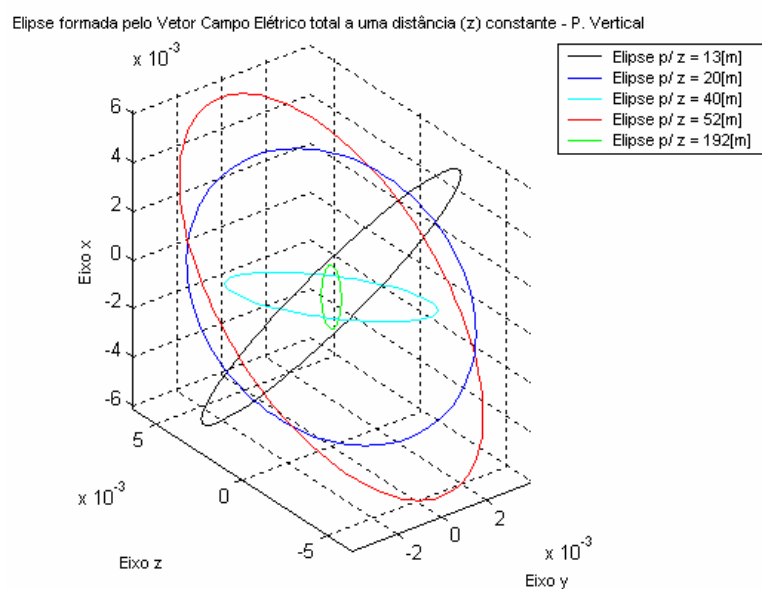


Figura 4.47 – Elipses traçadas pelo vetor campo elétrico devido à polarização vertical, $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $h = 30$ m e frequência de 900 MHz a uma distância z constante.

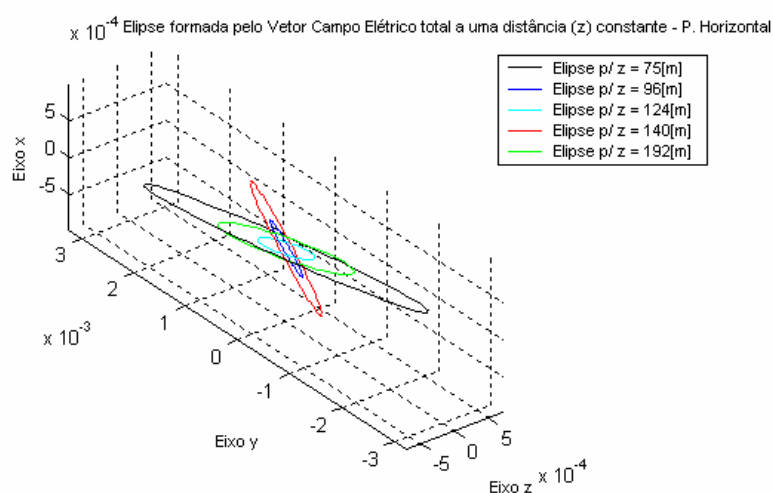


Figura 4.48 – Elipses traçadas pelo vetor campo elétrico devido à polarização horizontal, $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $h = 30$ m e frequência de 900 MHz a uma distância z constante.

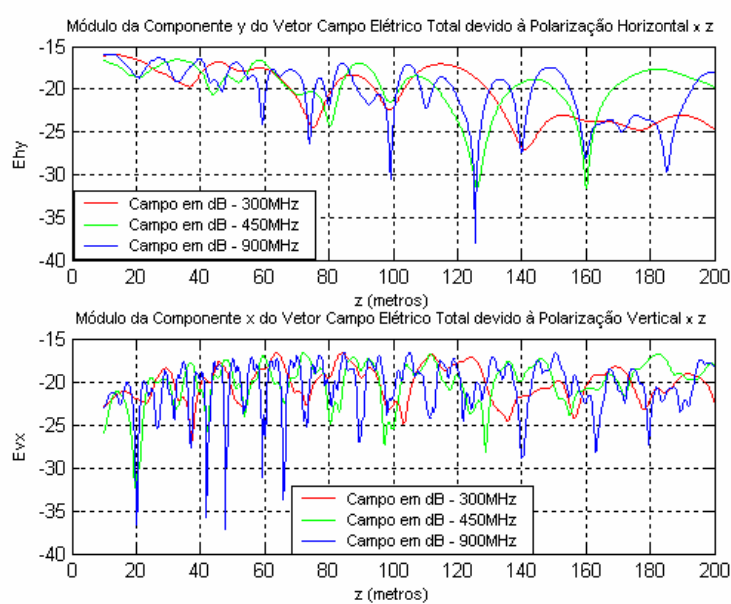


Figura 4.49 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

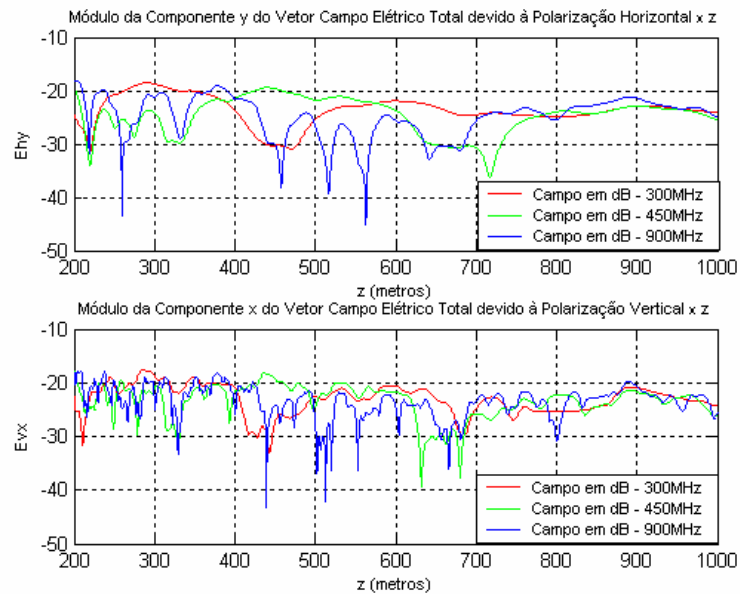


Figura 4.50 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

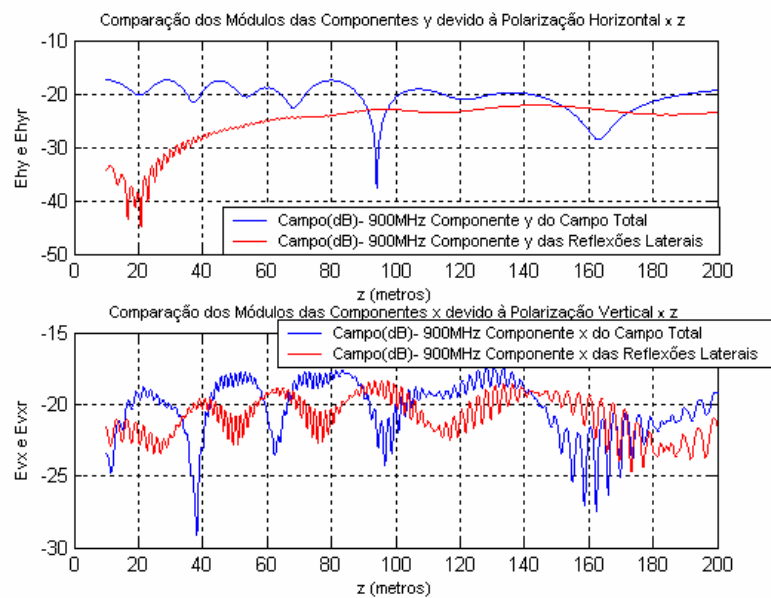


Figura 4.51 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total e as principais componentes do campo elétrico devido às reflexões laterais (sem a introdução

das reflexões lateral-solo), para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 200 m.

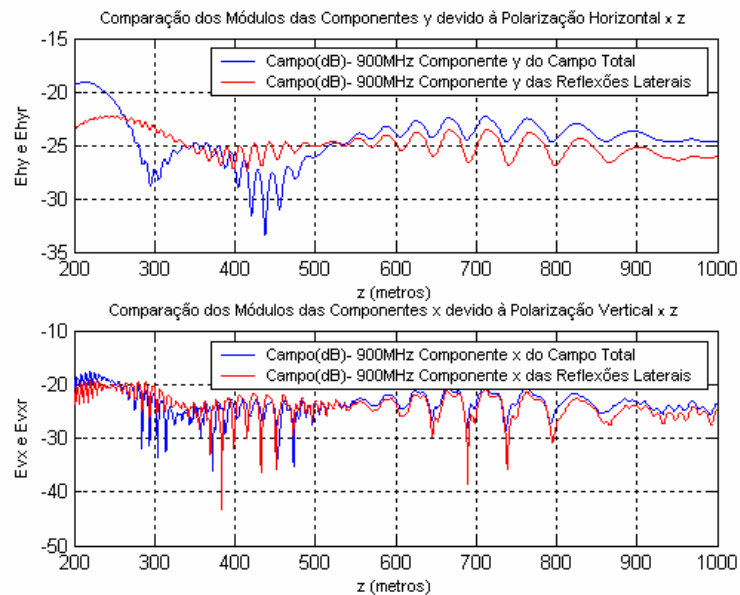


Figura 4.52 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total e as principais componentes do campo elétrico devido às reflexões laterais (sem a introdução das reflexões lateral-solo), para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 200 m a 1000 m.

4.6. GRÁFICOS COMPARATIVOS PARA DIVERSOS VALORES DA ALTURA DA ANTENA TRANSMISSORA

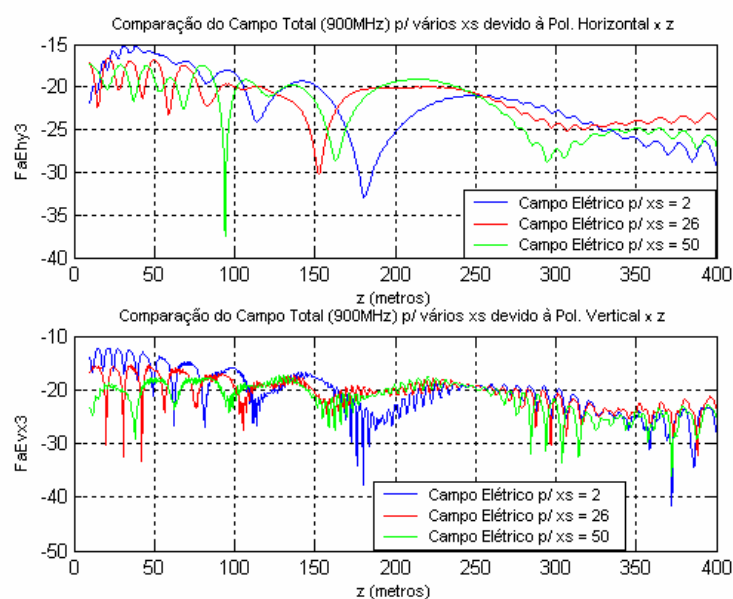


Figura 4.53 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total (sem a introdução de reflexões lateral-solo) para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

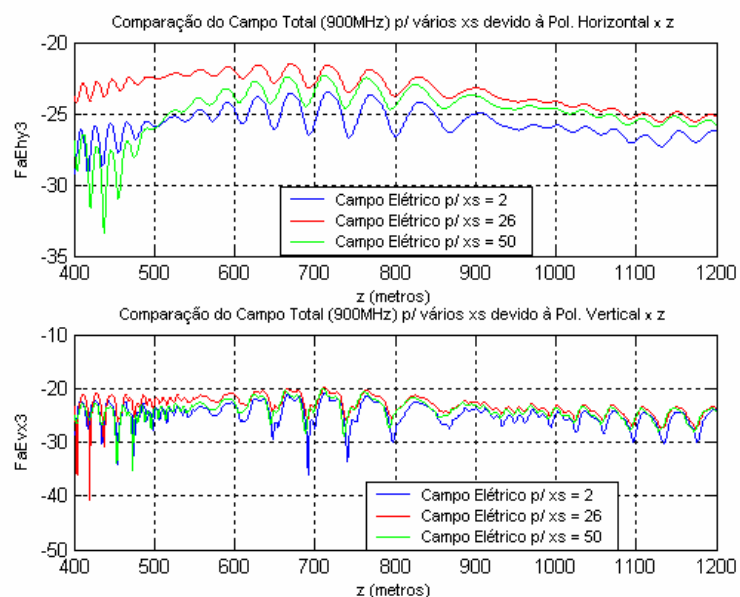


Figura 4.54 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total (sem a introdução de reflexões lateral-solo) para diversas alturas da antena transmissora (x_s),

$N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

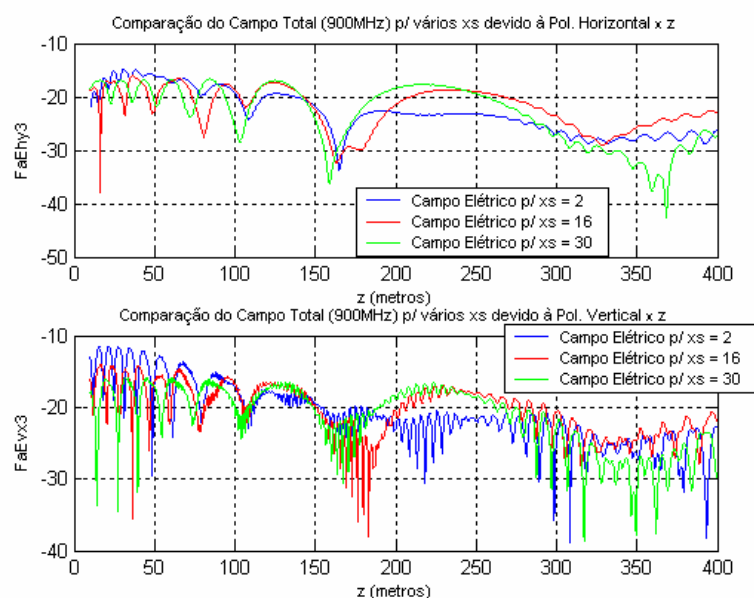


Figura 4.55 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

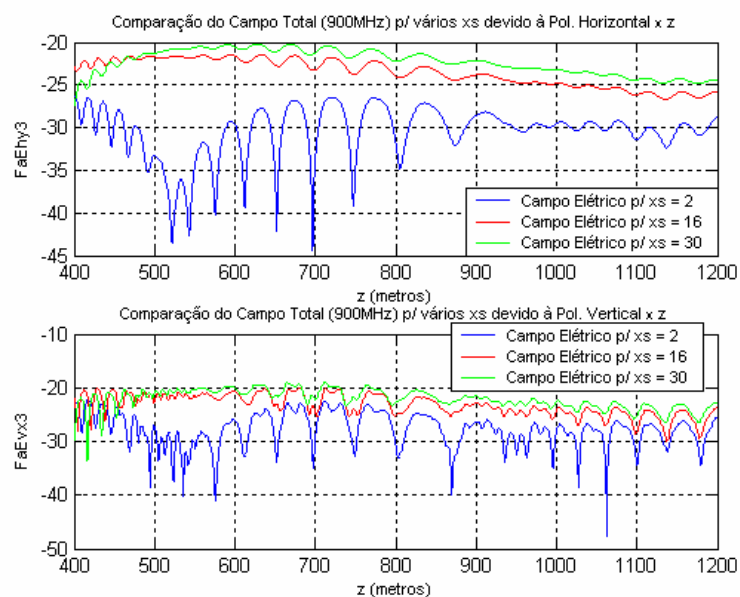


Figura 4.56 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

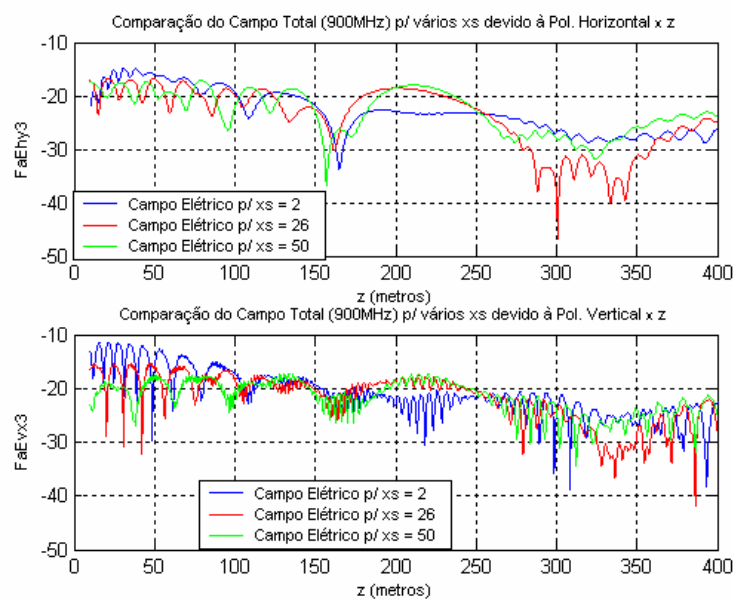


Figura 4.57 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

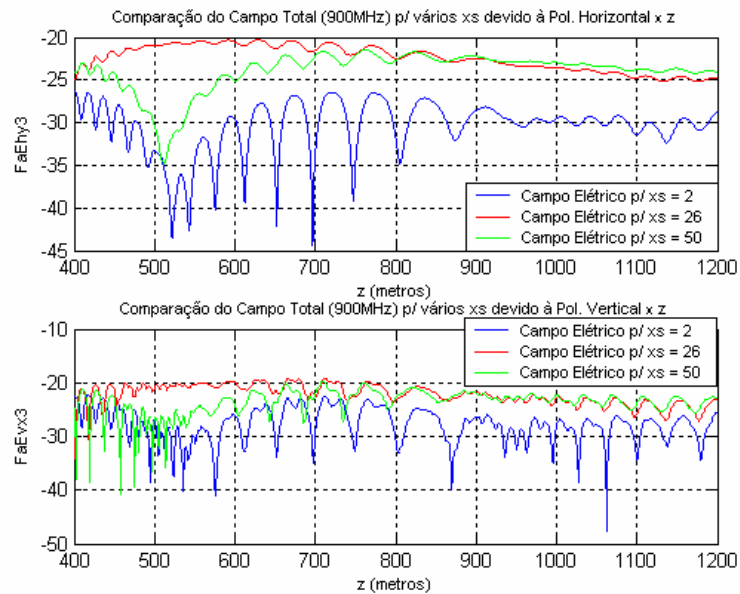


Figura 4.58 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

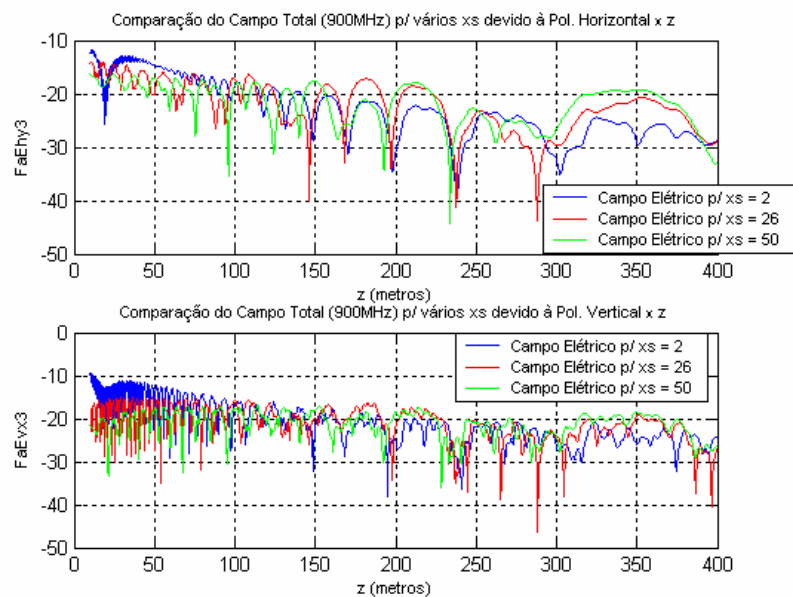


Figura 4.59 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

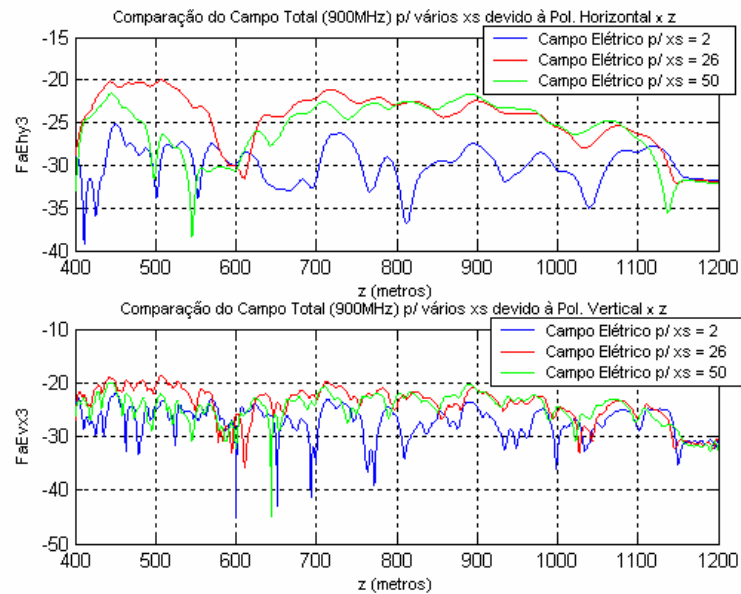


Figura 4.60 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

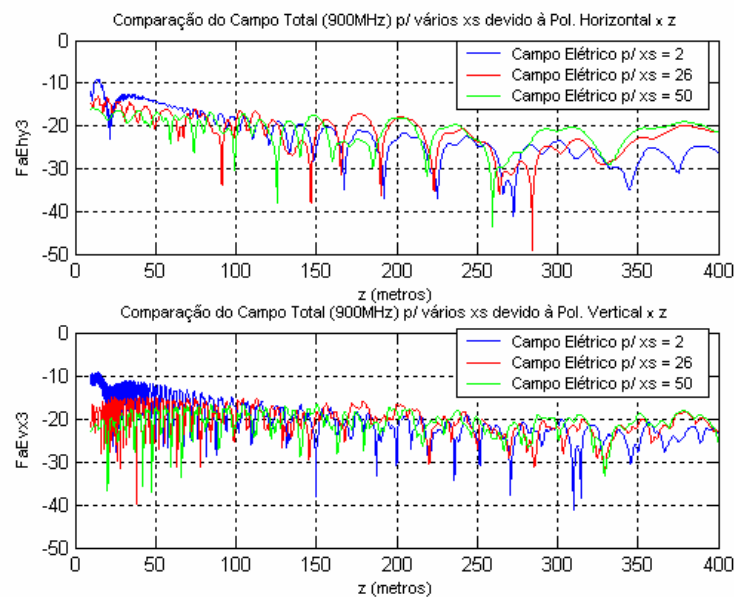


Figura 4.61 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

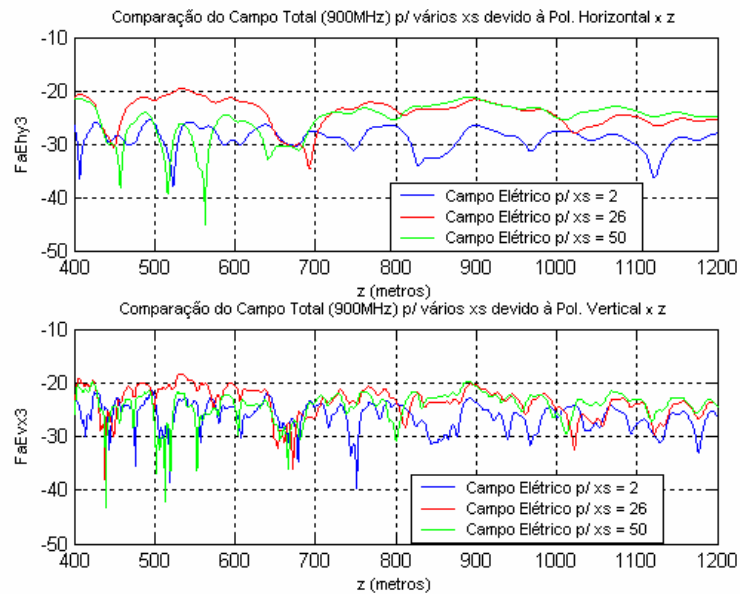


Figura 4.62 – Gráfico comparativo entre as principais componentes do campo elétrico total para diversas alturas da antena transmissora (x_s), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x = 1,8$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

4.7. GRÁFICOS COMPARATIVOS ENTRE O MODELO CALCULADO E VALORES MEDIDOS

De forma a comparar o modelo do guia de ondas tridimensional (3D) apresentado acima com valores medidos de [14], parâmetros da Avenida Lexington (NY) considerados em [14] e [15], tais como $y_s = 5.05$ m, $y = 11.28$ m, $x_s = 9$ m, $x = 1.8$ m, $h = 24.35$ m, $\epsilon' = 15$ e as frequências de 900 MHz e 11 GHz apresentadas em [25], foram usados. Abaixo, na Figura 4.63, uma comparação entre os valores calculados (presente trabalho), valores medidos e valores calculados do modelo de [14] para 900 MHz, é apresentada:

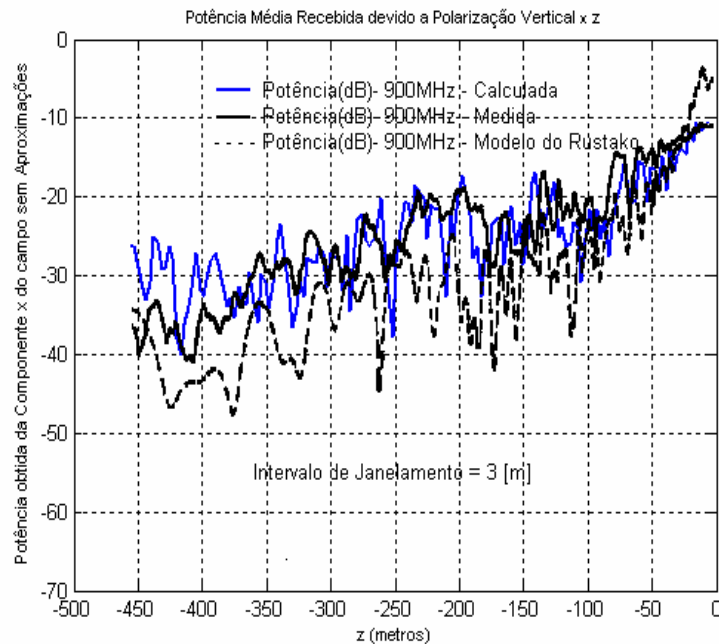


Figura 4.63 – Comparação entre as potências médias recebidas: calculada (presente trabalho), obtida por [14] e medida, devido à polarização vertical para $\epsilon' = 15$, $\sigma = 0,0001$ S/m, $y_s = 5.05$ m, $y = 11.28$ m, $x_s = 9$ m, $x = 1.8$ m, $N_{\max} = 15$, $h = 24.35$ m e uma frequência de 900 MHz, *versus* distância z .

Os valores calculados e medidos da Figura 4.63 são valores médios com um intervalo de janelamento de 3 m. Apesar de pequenas variações, pode-se discernir o modelo calculado nos valores medidos. De acordo com [14], algumas variações nos valores medidos poderiam ser atribuídas a espalhamento e ao não alinhamento das faces dos prédios ou construções. Através da Figura 4.63, pode ser visto que o modelo proposto apresenta uma melhor correlação com valores medidos do que o modelo apresentado em [14].

Abaixo, na Figura 4.64, uma comparação entre os valores calculados (presente trabalho) e valores medidos de [14] para 11 GHz, é apresentada:

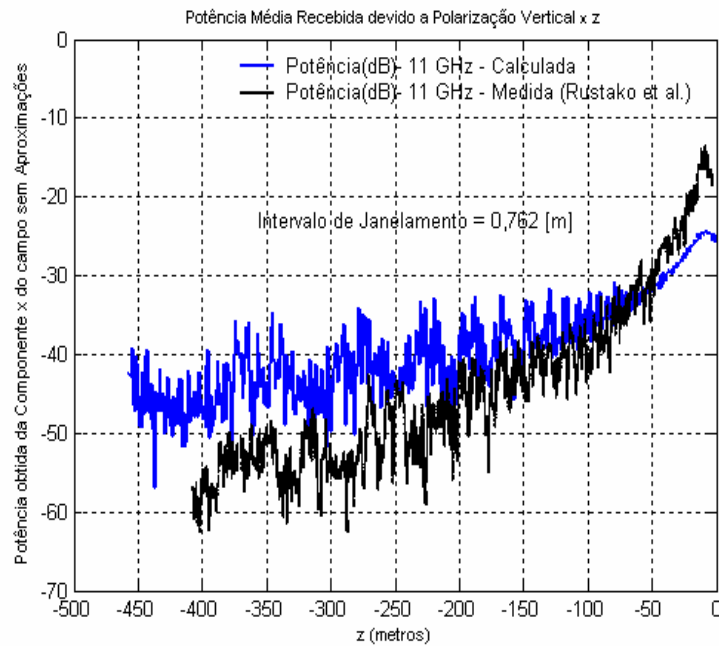


Figura 4.64 – Comparação entre as potências médias recebidas: calculada (presente trabalho) e medida [14], devido à polarização vertical para $\epsilon' = 15$, $\sigma = 0,0001$ S/m, $y_s = 5,05$ m, $y = 11,28$ m, $x_s = 9$ m, $x = 1.8$ m, $N_{\max} = 15$, $h = 24,35$ m e uma frequência de 11 GHz, *versus* distância **z**.

Os valores calculados e medidos da Figura 4.64 são valores médios com um intervalo de janelamento de 0,762 m. Através da Figura 4.64 pode-se perceber também a similaridade entre os valores calculados e medidos.

4.8. GUIA DE ONDAS TRIDIMENSIONAL DE MULTIFENDAS

Em ruas como a Avenida Lexington, NY, prédios localizados dos dois lados da rua se estendem a um quarteirão inteiro. As ruas transversais são então modeladas como fendas e as faces dos prédios como anteparos, constituindo um guia de ondas de multifendas. A inserção de fendas em um guia de ondas tridimensional se dá da mesma forma que em um

guia de ondas plano, uma vez que as coordenadas z nas quais são colocadas as fendas são as mesmas e que as antenas transmissora e receptora são colocadas abaixo da linha do topo dos prédios circundantes, como ilustrado na Figura 4.65 [37], [40].

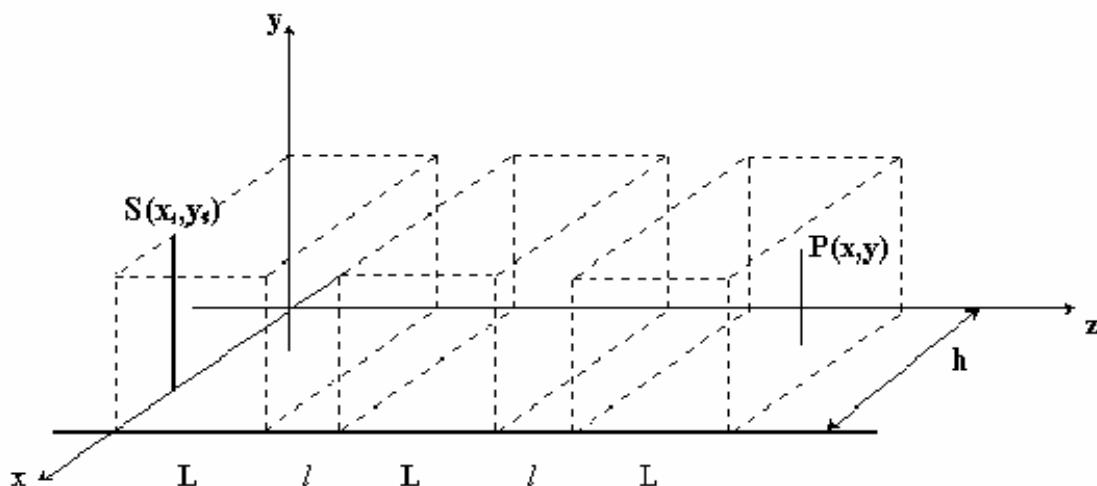


Figura 4.65 – Guia de ondas tridimensional com fendas.

Observando-se a Figura 4.65, pode-se notar que as fendas se situam entre as seguintes coordenadas:

$$1^{\text{a}} \text{ Fenda: } L < z < L + l$$

$$2^{\text{a}} \text{ Fenda: } 2L + l < z < 2L + 2l$$

$$3^{\text{a}} \text{ Fenda: } 3L + 2l < z < 3L + 3l$$

$$\vdots$$

$$q^{\text{a}} \text{ Fenda: } qL + (q - 1)l < z < qL + ql = qL + (q - 1)l < z < q(L + l)$$

Se q for o número total de fendas e o receptor possuir a coordenada z de forma a estar posicionado na parte do quarteirão como indica a Figura 4.65, tem-se que:

$$z = qL + ql + resto = q(L + l) + resto \quad (4.308)$$

ou seja, ao se dividir z por $L + l$ e ignorar o resto, obter-se-á q .

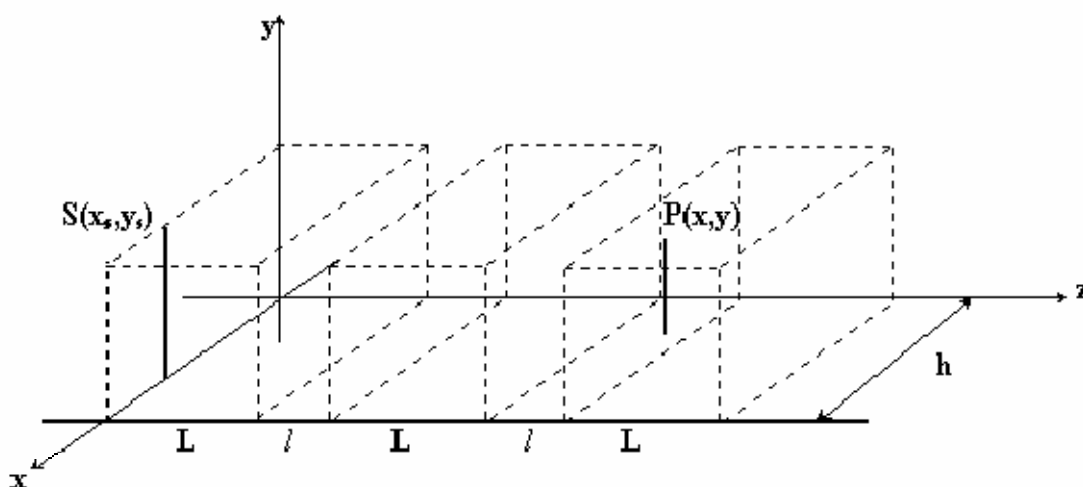


Figura 4.66 – Guia de ondas tridimensional com fendas.

Se q for o número total de fendas e o receptor possuir a coordenada z de forma a estar posicionado na parte da fenda, como indica a Figura 4.66, divide-se z por $L + l$, ignora-se o resto e soma-se ao valor obtido uma unidade para se obter q .

Uma vez que se foram identificadas as posições das fendas, resta-se conhecer os pontos em que os raios sofrerão reflexão nas laterais do guia de ondas.

Para todos os casos das reflexões nas laterais do guia de ondas, como indicado nos itens 4.2.3 e 4.3.3, têm-se n reflexões, conforme indicado abaixo:

1ª Reflexão na Borda Superior (n Reflexões – n Ímpar): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.47 e 4.45:

$$z_1 = \frac{z.(h - y_s)}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z.h}{[(n+1).h - y_s - y]}$$

1ª Reflexão na Borda Superior (n Reflexões – n Par): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.89 e 4.87:

$$z_1 = \frac{z.(h - y_s)}{(nh - y_s + y)} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z.h}{(nh - y_s + y)}$$

1ª Reflexão na Borda Inferior (n Reflexões – n Ímpar): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.130 e 4.128:

$$z_1 = \frac{z.y_s}{[(n-1).h + y_s + y]} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z.h}{[(n-1).h + y_s + y]}$$

1ª Reflexão na Borda Inferior (n Reflexões – n Par): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.172 e 4.170:

$$z_1 = \frac{z.y_s}{(nh + y_s - y)} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z.h}{(nh + y_s - y)}$$

Para as reflexões lateral-solo, como indicado nos itens 4.2.4 e 4.3.4, tem-se uma reflexão na lateral do guia de ondas para cada tipo, conforme indicado abaixo:

1ª Reflexão na Borda Superior: Tem-se uma reflexão em z_1 , onde de acordo com a Equação 4.211:

$$z_1 = \frac{z \cdot (h - y_s)}{(2h - y_s - y)}$$

1ª Reflexão na Borda Inferior: Tem-se uma reflexão em z_1 , onde de acordo com a Equação 4.246:

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{(y_s + y)}$$

4.8.1. Gráficos do Campo Elétrico Total para um Guia de Ondas Tridimensional com Fendas

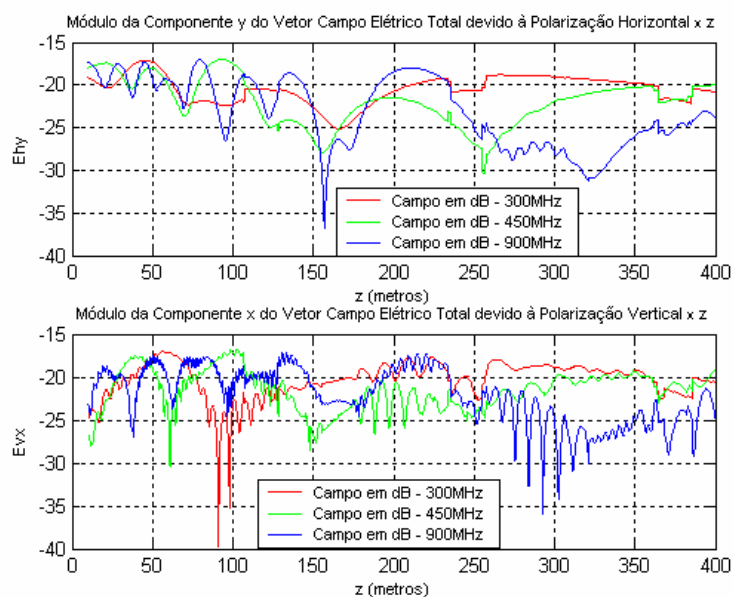


Figura 4.67 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m, $l = 20$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

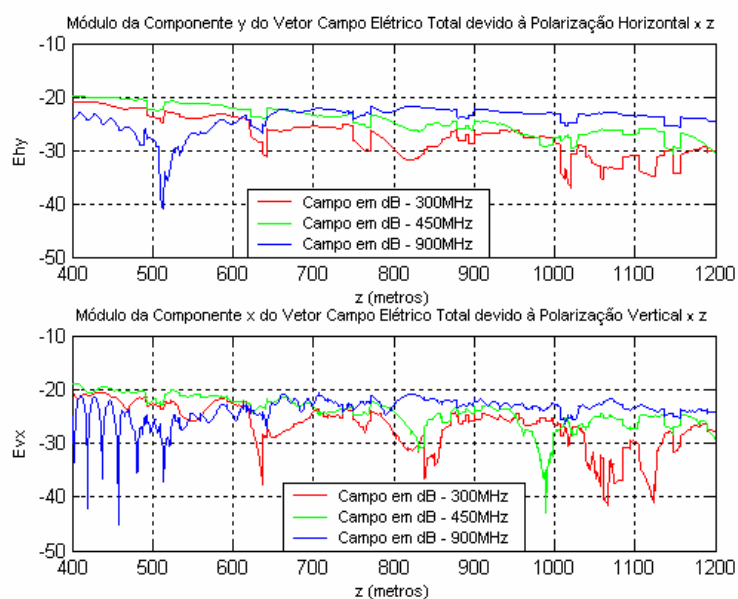


Figura 4.68 – Principais componentes do campo elétrico total para $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m, $l = 20$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

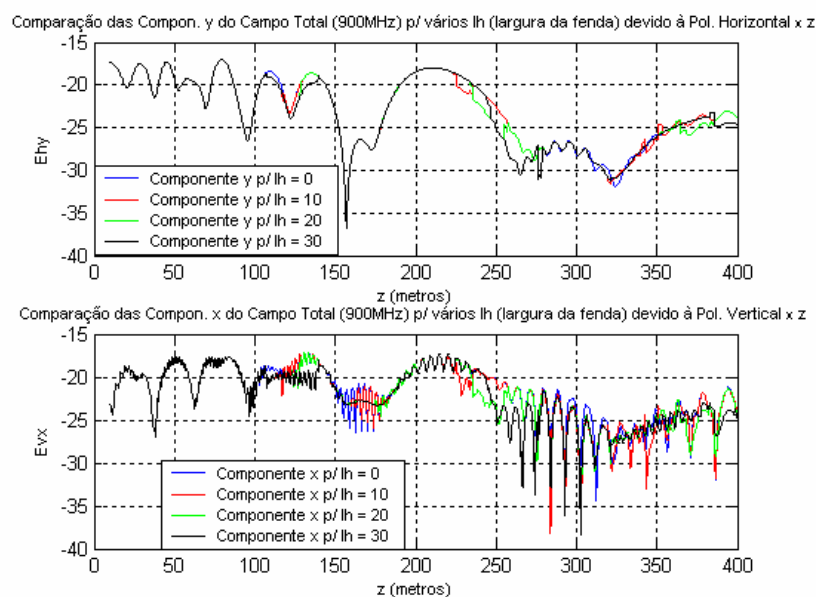


Figura 4.69 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

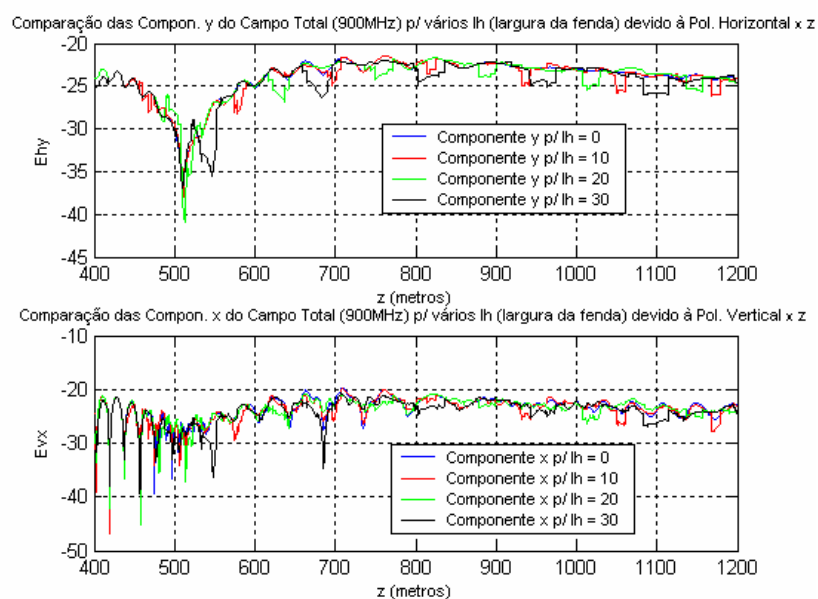


Figura 4.70 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

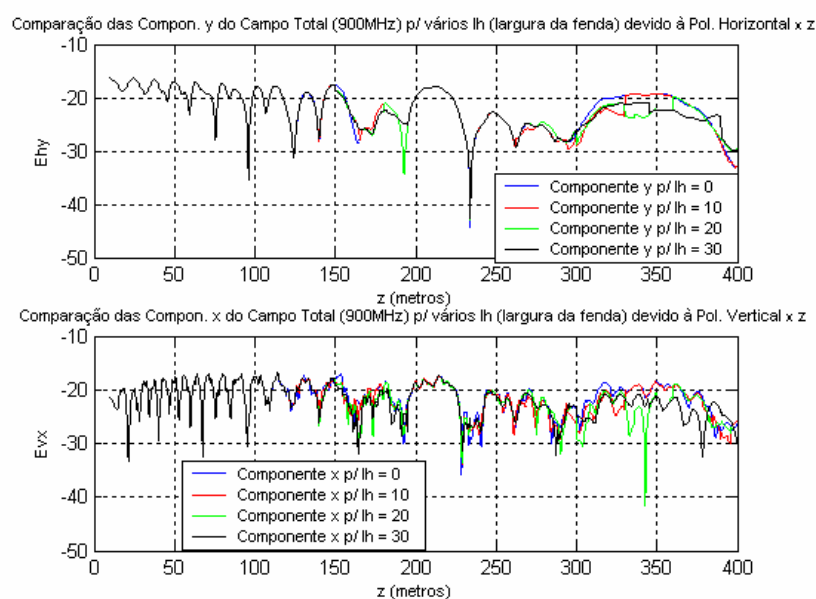


Figura 4.71 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l

(largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 20$ m, $y = 10$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m,

$L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

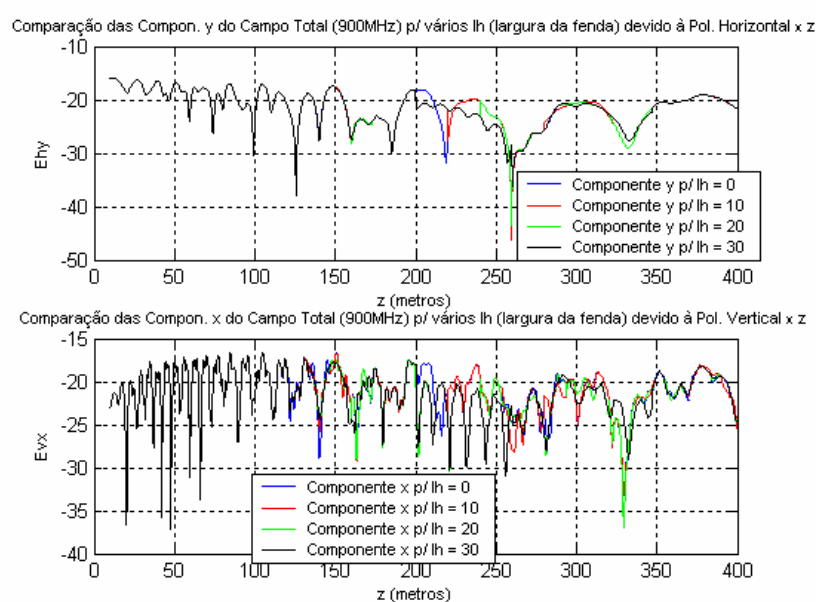


Figura 4.72 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l

(largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 15$ m, $y = 15$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m,

$L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

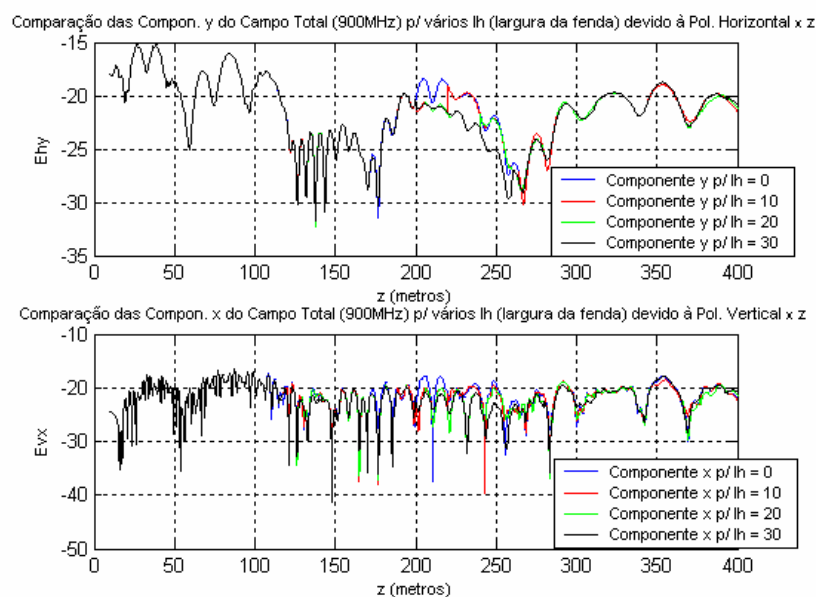


Figura 4.73 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 5$ m, $y = 5$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

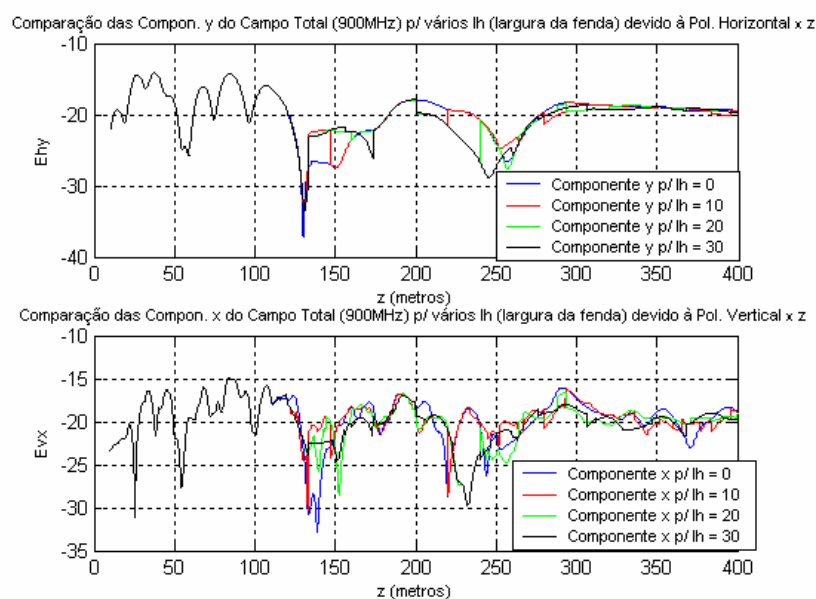


Figura 4.74 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 5$ m, $y = 5$ m, $x_s = 50$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 10$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

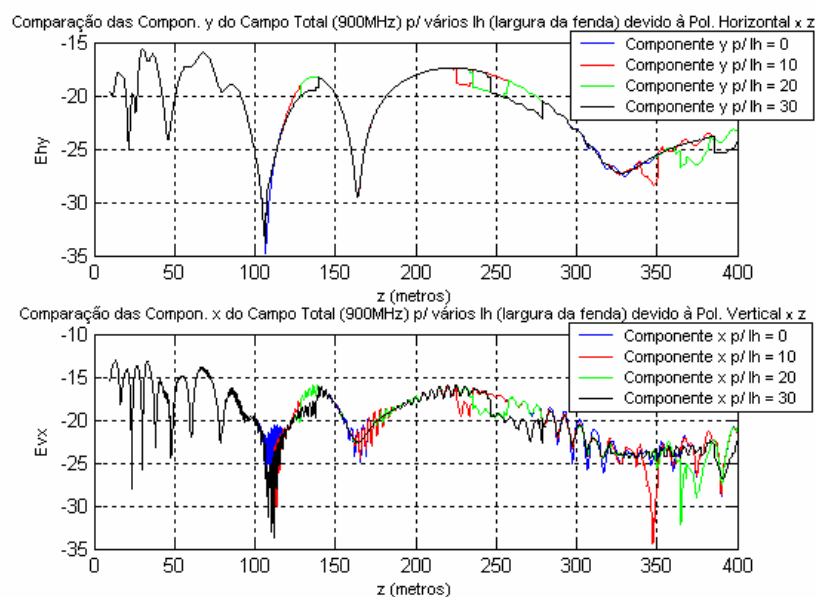


Figura 4.75 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 10$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

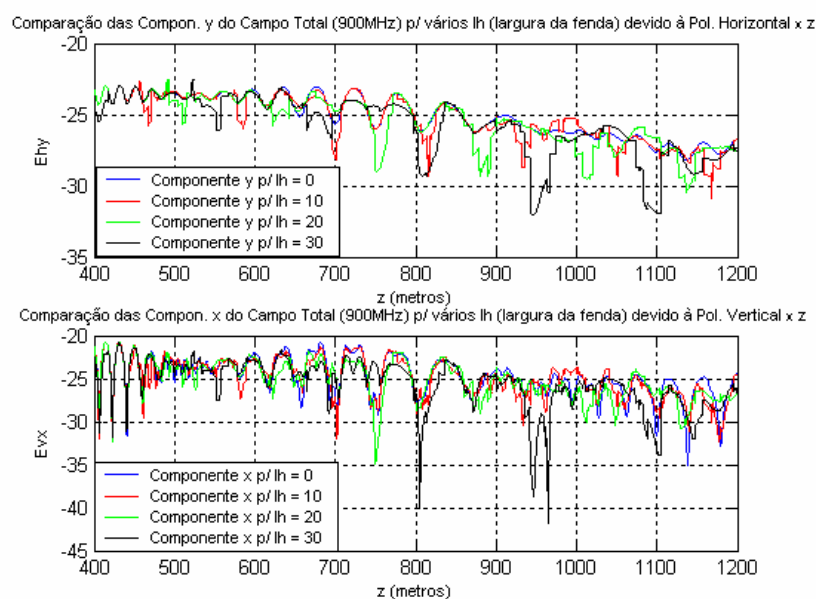


Figura 4.76 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 10$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 400 m a 1200 m.

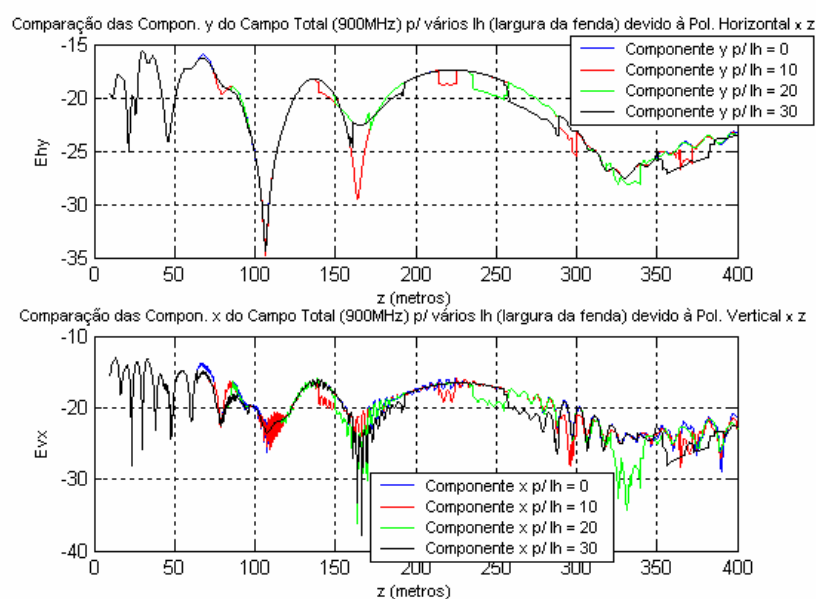


Figura 4.77 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 10$ m, $x = 1,8$ m, $L = 60$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 10 m a 400 m.

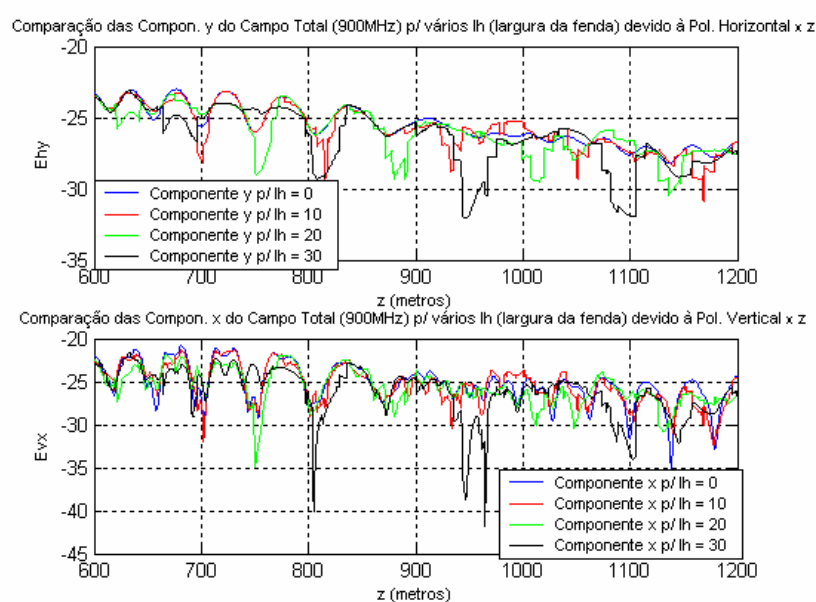


Figura 4.78 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 10$ m, $x = 1,8$ m, $L = 100$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 600 m a 1200 m.

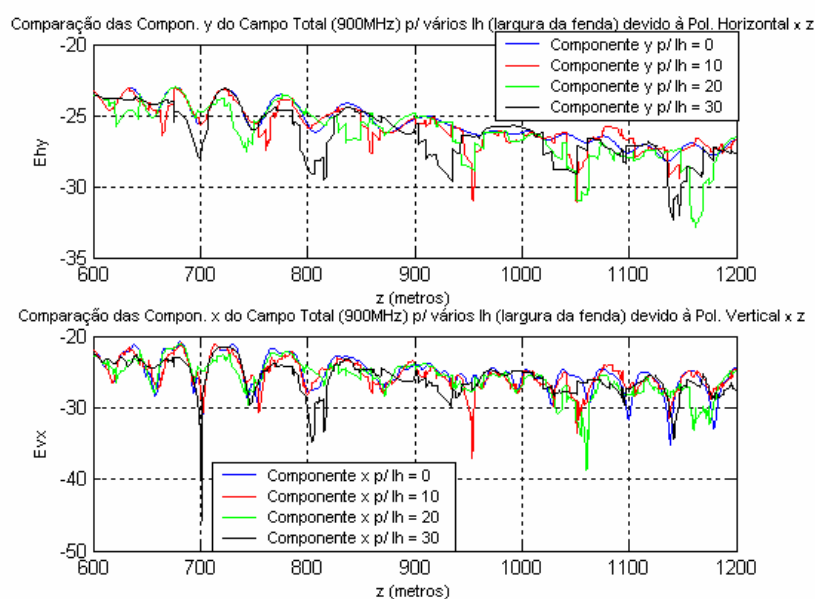


Figura 4.79 – Comparação das principais componentes do campo elétrico total para vários l (largura das fendas), $N_{\max} = 15$ reflexões, $y_s = 28$ m, $y = 2$ m, $x_s = 10$ m, $x = 1,8$ m, $L = 80$ m e $h = 30$ m, em função da distância z de 600 m a 1200 m.

4.8.1.1. Gráficos comparativos entre o modelo calculado e valores medidos

De forma a comparar o modelo do guia de ondas tridimensional (3D) de multifendas apresentado acima com valores medidos de [14], alguns parâmetros da ilha de Manhattan foram deduzidos do plano de vista de [16]. Na Figura 4.80 é apresentada uma comparação entre valores calculados (presente trabalho) e valores medidos de [14] para um segmento da Av. Lexington (NY), onde o valor da condutividade (σ) foi tirado de [16].

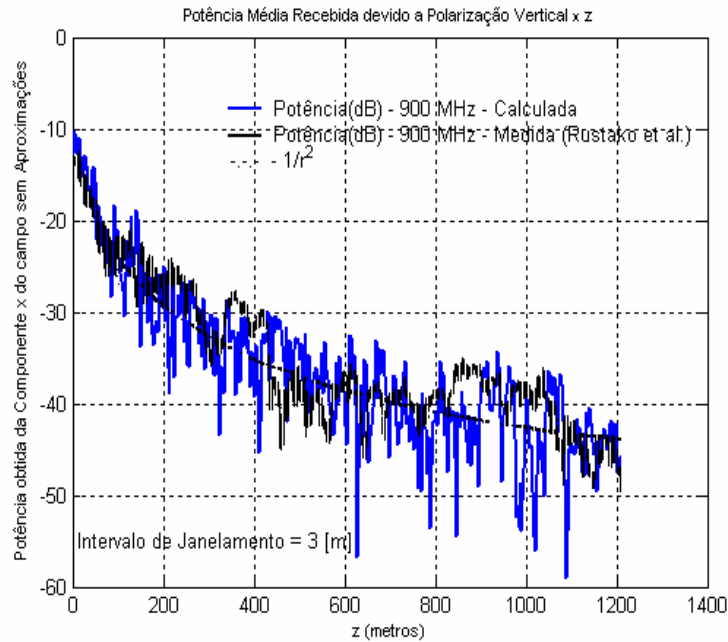


Figura 4.80 – Comparação entre as potências médias recebidas: calculada e medida [14], devido à polarização vertical para $\epsilon' = 15$, $\sigma = 7$ S/m, $y_s = 5.05$ m, $y = 11.28$ m, $x_s = 9$ m, $x = 1.8$ m, $L = 60$ m, $l = 17$ m, $N_{\max} = 15$, $h = 24.35$ m, *versus* distância z .

Os valores calculados e medidos da Figura 4.80 são valores médios com um intervalo de janelamento de 3 m. Através da Figura 4.80, pode ser visto que o modelo proposto apresenta uma boa correlação com valores medidos de [14].

4.9. GUIA DE ONDAS TRIDIMENSIONAL DE MULTIFENDAS DETERMINÍSTICO

A maioria das ruas em ambientes urbanos não se enquadra em perfis regulares como os descritos detalhadamente nos itens 3.6 e 4.8. Ao se lidar com ruas contendo fendas (ausência de anteparos) e anteparos (face dos prédios) posicionados em um formato não-

periódico, como ilustrado na Figura 4.81, é necessário dispor de um modelo de multifendas que leva em conta as bases de dados dessas ruas. Neste item um modelo de multifendas determinístico é apresentado, de forma que a base de dados da rua em questão é carregada no programa de simulação, sendo este processado da mesma forma que nos itens anteriores (3.6 e 4.8), ou seja, descartando os raios cujas reflexões se dêem em posições (em termos de coordenadas z) que coincidam com as posições das fendas. A base de dados para esse guia de ondas determinístico é construída a partir de uma vista superior (bidimensional) da rua tal como ilustrado nas Figuras 4.82 e 4.83, considerando que as antenas transmissora e receptora são colocadas abaixo da linha do topo dos prédios circundantes [43].

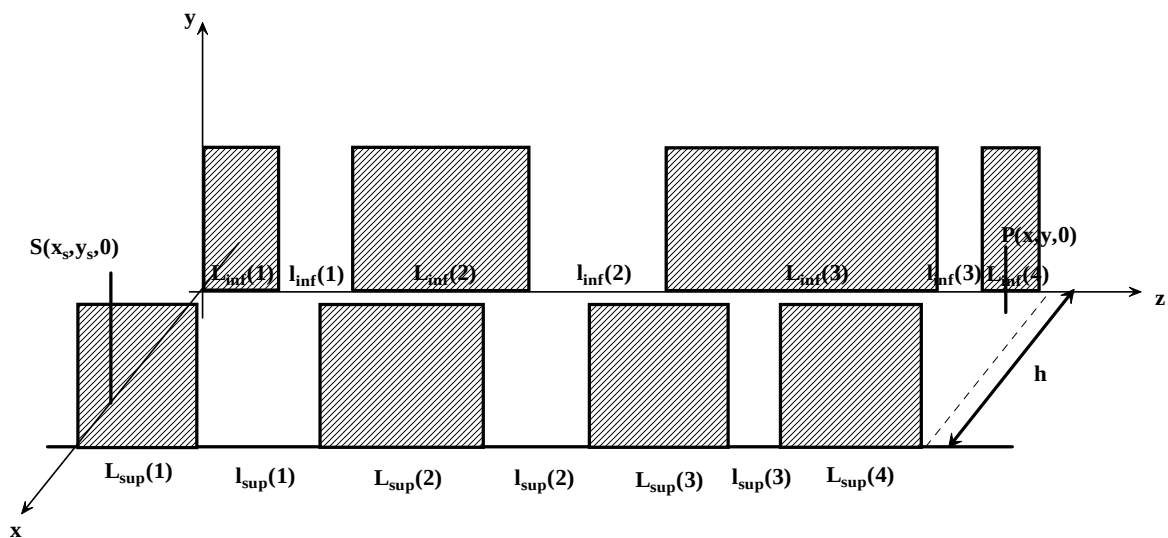


Figura 4.81 – Guia de ondas tridimensional determinístico com fendas.



Figura 4.82 – Vista superior das ruas obtida do programa Google Earth 3.0 (Foto).



Figura 4.83 – Vista superior das ruas obtida do programa Google Earth 3.0 (Blocos).

Além disso, a base de dados construída leva em conta cada borda lateral do guia de ondas de rua separadamente, ou seja, cada borda do guia de ondas de rua (superior ou inferior) é caracterizada de acordo com as posições de suas fendas e anteparos.

Todos os procedimentos supramencionados são realizados de forma a prover uma base de dados mais detalhada da rua em questão, que, por conseguinte, provê uma maior precisão na predição do sinal.

Observando-se a Figura 4.81, pode-se notar que as fendas se situam entre as seguintes coordenadas:

Borda superior:

$$1^{\text{a}} \text{ Fenda: } L_{\text{sup}}(1) < z < L_{\text{sup}}(1) + l_{\text{sup}}(1)$$

$$2^{\text{a}} \text{ Fenda: } (L_{\text{sup}}(1) + L_{\text{sup}}(2)) + (l_{\text{sup}}(1)) < z < (L_{\text{sup}}(1) + L_{\text{sup}}(2)) + (l_{\text{sup}}(1) + l_{\text{sup}}(2))$$

$$\vdots$$

q^{a} Fenda:

$$(L_{\text{sup}}(1) + \dots + L_{\text{sup}}(q)) + (l_{\text{sup}}(1) + \dots + l_{\text{sup}}(q-1)) < z < (L_{\text{sup}}(1) + \dots + L_{\text{sup}}(q)) + (l_{\text{sup}}(1) + \dots + l_{\text{sup}}(q))$$

onde $L_{\text{sup}} = \{L_{\text{sup}}(1), L_{\text{sup}}(2), \dots, L_{\text{sup}}(j)\}$ e $l_{\text{sup}} = \{l_{\text{sup}}(1), l_{\text{sup}}(2), \dots, l_{\text{sup}}(k)\}$, sendo **j** e **k** o número de elementos de cada vetor.

Borda inferior:

$$1^{\text{a}} \text{ Fenda: } L_{\text{inf}}(1) < z < L_{\text{inf}}(1) + l_{\text{inf}}(1)$$

$$2^{\text{a}} \text{ Fenda: } (L_{\text{inf}}(1) + L_{\text{inf}}(2)) + (l_{\text{inf}}(1)) < z < (L_{\text{inf}}(1) + L_{\text{inf}}(2)) + (l_{\text{inf}}(1) + l_{\text{inf}}(2))$$

$$\vdots$$

q^{a} Fenda:

$$(L_{\inf}(1) + \dots + L_{\inf}(q)) + (l_{\inf}(1) + \dots + l_{\inf}(q-1)) < z < (L_{\inf}(1) + \dots + L_{\inf}(q)) + (l_{\inf}(1) + \dots + l_{\inf}(q))$$

onde $L_{\inf} = \{L_{\inf}(1), L_{\inf}(2), \dots, L_{\inf}(m)\}$ e $l_{\inf} = \{l_{\inf}(1), l_{\inf}(2), \dots, l_{\inf}(p)\}$, sendo **m** e **p** o número de elementos de cada vetor.

Como no item 4.8, uma vez que se foram identificadas as posições das fendas, resta-se conhecer os pontos em que os raios sofrerão reflexão nas laterais do guia de ondas.

Para todos os casos das reflexões nas laterais do guia de ondas, como indicado nos itens 4.2.3 e 4.3.3, têm-se **n** reflexões, conforme indicado abaixo:

1ª Reflexão na Borda Superior (n Reflexões – n Ímpar): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.47 e 4.45:

$$z_1 = \frac{z.(h - y_s)}{[(n+1).h - y_s - y]} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z.h}{[(n+1).h - y_s - y]}$$

1ª Reflexão na Borda Superior (n Reflexões – n Par): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.89 e 4.87:

$$z_1 = \frac{z.(h - y_s)}{(nh - y_s + y)} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z.h}{(nh - y_s + y)}$$

1ª Reflexão na Borda Inferior (n Reflexões – n Ímpar): Tem-se n reflexões: em z_1 , ... , e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.130 e 4.128:

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{[(n-1)h + y_s + y]} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z \cdot h}{[(n-1)h + y_s + y]}$$

1ª Reflexão na Borda Inferior (n Reflexões – n Par): Tem-se n reflexões: em $z_1, \dots$, e em $z_1 + (n-1)\Delta$, onde de acordo com as Equações 4.172 e 4.170:

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{(nh + y_s - y)} \quad \text{e} \quad \Delta = \frac{z \cdot h}{(nh + y_s - y)}$$

Para as reflexões lateral-solo, como indicado nos itens 4.2.4 e 4.3.4, tem-se uma reflexão na lateral do guia de ondas para cada tipo, conforme indicado abaixo:

1ª Reflexão na Borda Superior: Tem-se uma reflexão em z_1 , onde de acordo com a Equação 4.211:

$$z_1 = \frac{z \cdot (h - y_s)}{(2h - y_s - y)}$$

1ª Reflexão na Borda Inferior: Tem-se uma reflexão em z_1 , onde de acordo com a Equação 4.246:

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{(y_s + y)}$$

4.9.1. Gráficos comparativos entre o modelo calculado e valores medidos

De forma a comparar o modelo do guia de ondas tridimensional (3D) de multifendas determinístico apresentado acima com valores medidos de [14], alguns parâmetros da ilha de Manhattan foram deduzidos do plano de vista de [16] (através de sua escala) e do programa Google Earth 3.0 (através dos parâmetros obtidos de [14], [15] e [16]). Abaixo, na Figura 4.84, é apresentada uma comparação entre valores calculados (presente trabalho) e valores medidos de [14] para um segmento maior da Av. Lexington, NY.

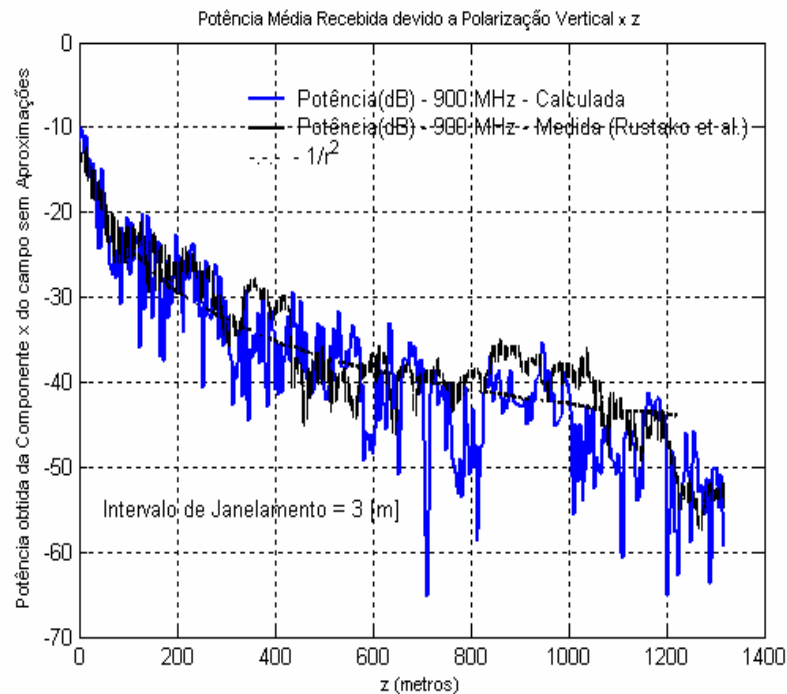


Figura 4.84 – Comparação entre as potências médias recebidas: calculada e medida devido à polarização vertical para $\epsilon' = 15$, $\sigma = 7$ S/m, $y_s = 5.05$ m, $y = 11.28$ m, $x_s = 9$ m, $x = 1.8$ m, $N_{\max} = 15$, $h = 24.35$ m, versus distância z .

Abaixo, na Figura 4.85, é apresentada uma comparação entre valores calculados (presente trabalho) e valores medidos de [14] para um segmento da 22th Street (22^a Rua), NY.

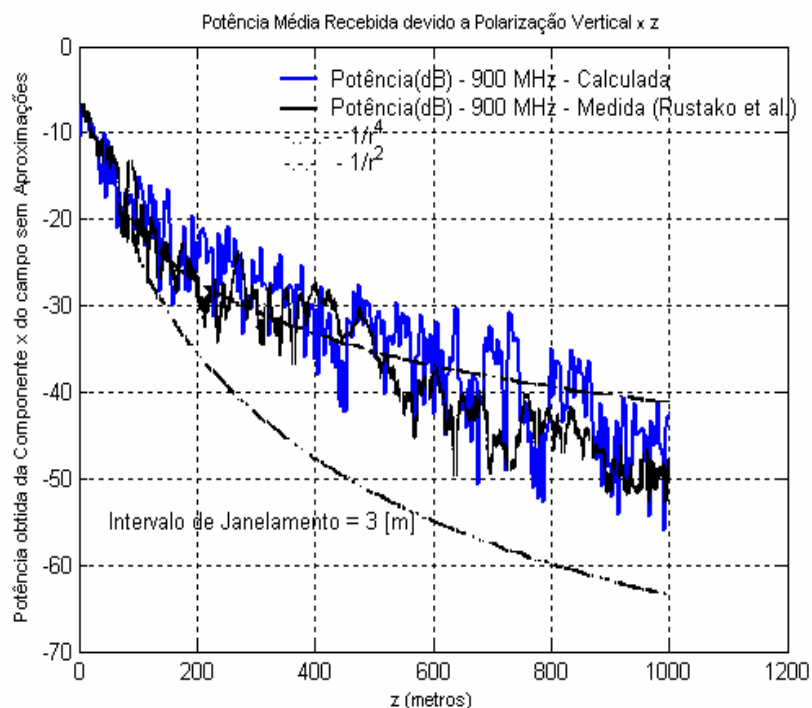


Figura 4.85 – Comparação entre as potências médias recebidas: calculada e medida devido à polarização vertical para $\epsilon' = 15$, $\sigma = 7$ S/m, $y_s = 5.05$ m, $y = 11.28$ m, $x_s = 9$ m, $x = 1.8$ m, $N_{\max} = 15$, $h = 19.25$ m, versus distância z .

Os valores calculados e medidos das Figuras 4.84 e 4.85 são valores médios com um intervalo de janelamento de 3 m. Pode-se perceber a notável similaridade entre os valores calculados e medidos nas Figuras 4.84 e 4.85.



Figura 4.86 – Vista superior das ruas de Manhattan (enfatizando o perfil da 22th Street) obtida do programa Google Earth 3.0 (Blocos).

A Rua 22 como visto na Figura 4.86, pode ser tomada como um exemplo de um padrão não regular para ruas como citado no início do item 4.9.

Abaixo nas Figuras 4.87 e 4.88, uma vista panorâmica da ilha de Manhattan enfocando as ruas para as quais foram apresentadas as análises comparativas (Lexington Avenue e 22th Street).

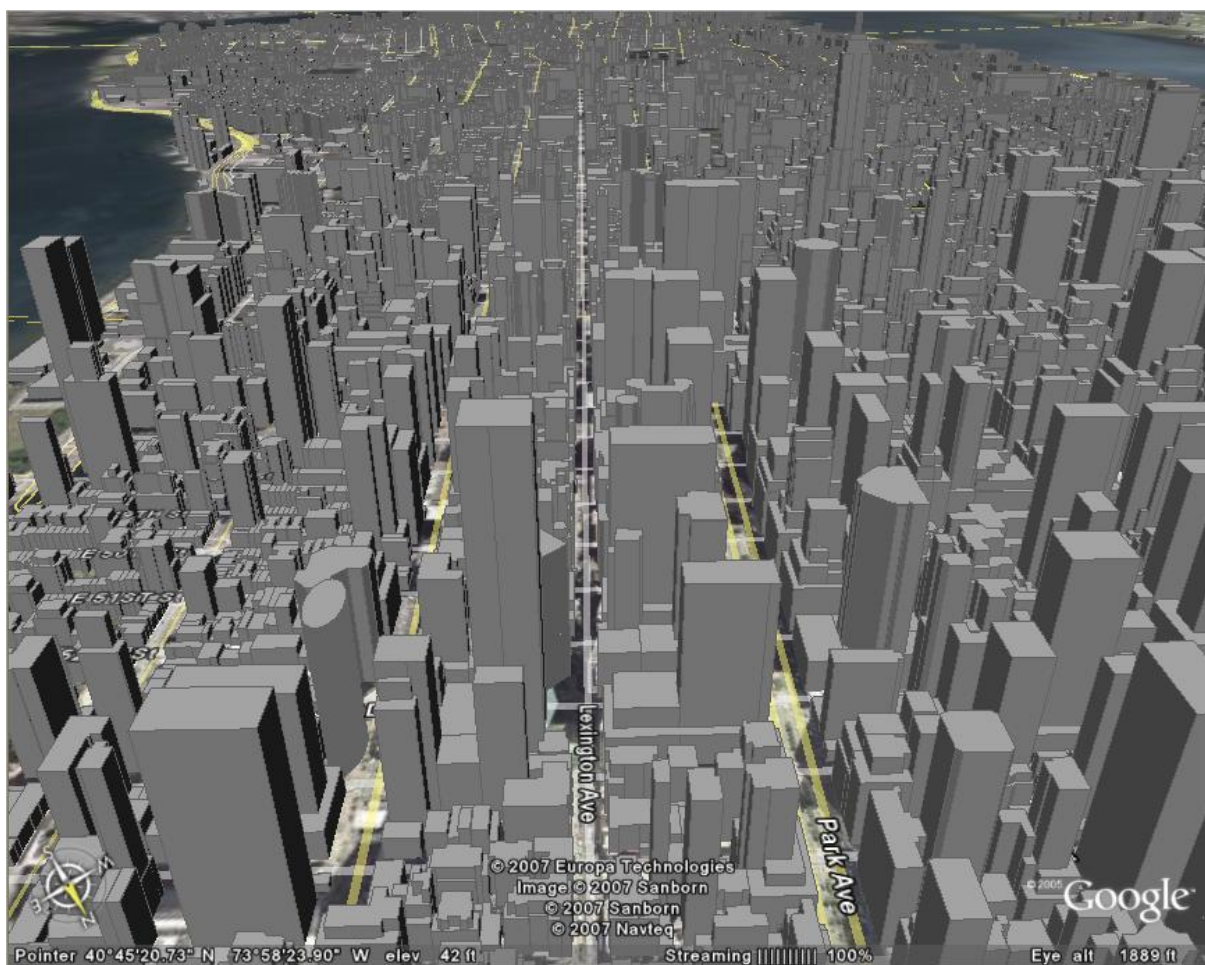


Figura 4.87 – Vista panorâmica da ilha de Manhattan enfocando a Lexington Avenue (Av. Lexington), obtida do programa Google Earth 3.0 (Blocos).

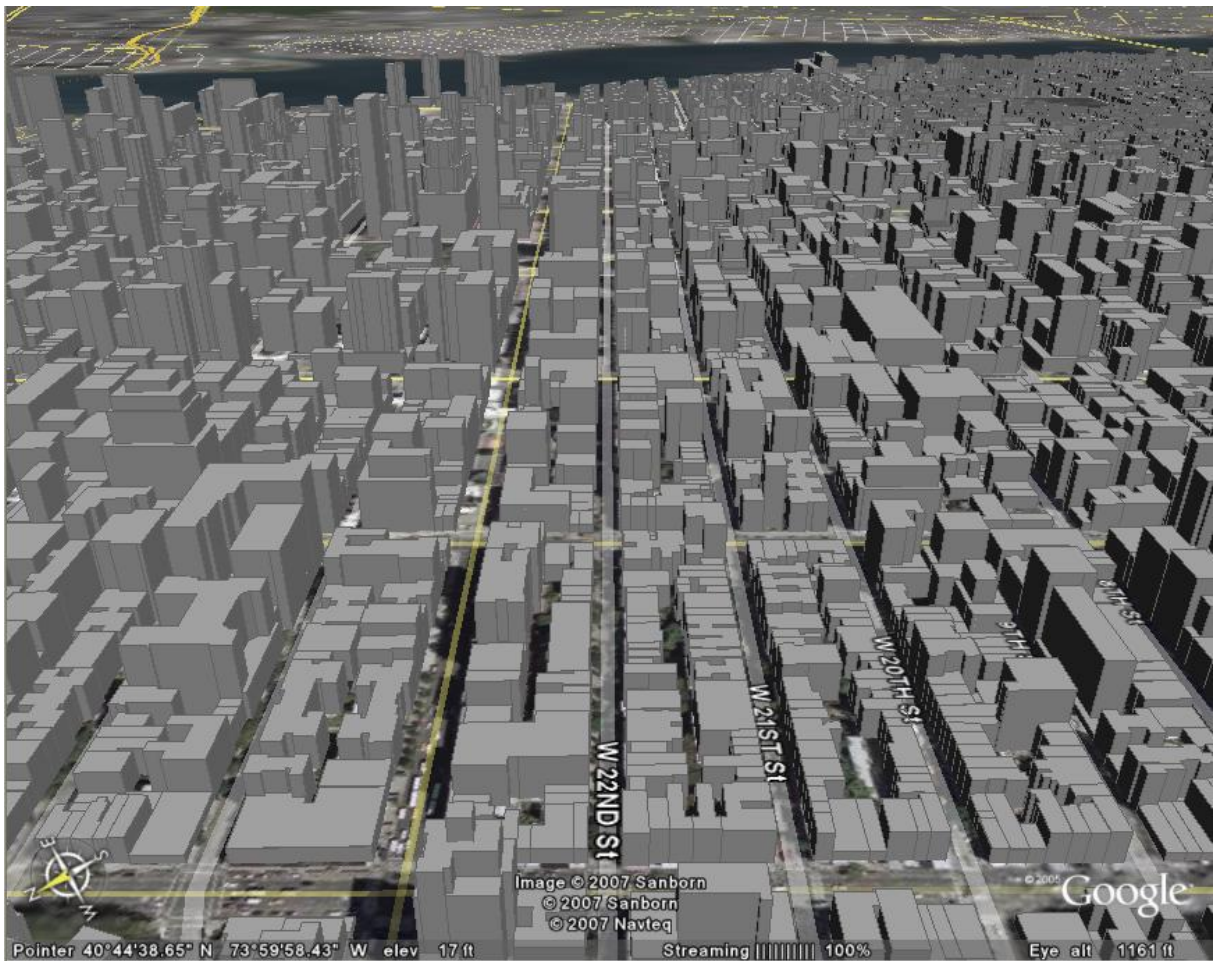


Figura 4.88 – Vista panorâmica da ilha de Manhattan enfocando a 22th Street (22^a Rua), obtida do programa Google Earth 3.0 (Blocos).

4.10. CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentadas as representações vetoriais da incidência direta do raio, reflexão no solo, múltiplas reflexões nas laterais, e reflexões lateral-solo para o guia de ondas tridimensional, bem como a descrição matemática completa inerente a cada uma delas.

Ao se analisar as reflexões nas laterais do guia de ondas, é feita uma comparação para que se possa chegar a um número máximo de reflexões tal que o valor do campo elétrico

ofereça uma boa estimativa com relação ao erro. Como observado nas Figuras 4.25 a 4.32,

$N_{\max} \sim \frac{z}{h}$, ou seja $N_{\max}$ é diretamente proporcional a z e inversamente proporcional a h .

Ao se analisar o campo elétrico total, novamente ficou constatado, assim como nos Capítulos 2 e 3, que quanto maior é a frequência maior é a oscilação do campo elétrico total, como ilustrado pelas Figuras 4.33, 4.34, 4.41 e 4.42.

Ao se comparar as três componentes do campo elétrico total, nota-se para valores maiores de z , uma predominância das componentes principais (y para polarização horizontal e x para polarização vertical) sobre as outras componentes, embora para valores de z menores seja possível haver intercalação entre as componentes, como ilustrado pelas Figuras 4.35, 4.36, 4.43 e 4.44. Ao se observar tais figuras e compará-las com as Figuras 3.18 e 3.19, do Capítulo 3, é possível concluir também que para maiores valores da altura da antena transmissora (x_s), a intercalação entre essas componentes se estende até valores maiores de z do que para menores alturas de x_s .

Ao se comparar os gráficos do campo elétrico devido às reflexões laterais com os gráficos do campo elétrico total sem a introdução de reflexões lateral-solo (Figuras 4.51 e 4.52), nota-se que com o aumento da altura da antena transmissora (x_s) com relação ao Capítulo 3, a distância z para que os mesmos comecem a se aproximar também aumenta, ou seja, a contribuição do modelo de dois raios só começa a perder efeito para valores de z maiores, devido ao aumento da altura da antena transmissora. Ainda comparando as Figuras 4.37 e 4.38 com as Figuras 4.51 e 4.52, nota-se que a introdução das reflexões lateral-solo faz com que tal aproximação ocorra para valores ainda maiores de z .

A comparação entre as principais componentes do campo para diversos valores de x_s revela sinais completamente diferentes, principalmente para distâncias menores (z), fato que evidencia a importância do modelo de guia de ondas tridimensional (Figuras 4.53 e 4.54).

Com a introdução das reflexões lateral-solo, pode-se observar, para esta comparação de diversos x_s , que as principais componentes dos campos elétricos tendem a se aproximar somente para distâncias z maiores do que sem a presença de tais reflexões, ou seja, a introdução de tais reflexões amplifica tais diferenças de sinais com relação à diferenciação de x_s (Figuras 4.55 a 4.62).

Observando a Figura 4.63, pode-se notar que o modelo tridimensional de guia de ondas desenvolvido fornece uma melhor correlação com valores medidos que o modelo desenvolvido em [14] para a frequência de 900 MHz. Isto acontece devido à implementação de um modelo mais apurado que congrega: a derivação de uma geometria tridimensional (3D) de um guia de ondas, uma análise de polarização estrita, uma refletividade de superfície mais exata e análises vetoriais e de padrão de radiação do campo elétrico. Também observando-se a Figura 4.64, pode-se facilmente perceber a correlação entre os valores calculados do modelo desenvolvido e os valores medidos de [14] para 11 GHz.

Com relação ao guia de ondas de multifendas tridimensional do item 4.8, pode-se observar das Figuras 4.67 a 4.68 algumas transições bruscas no campo elétrico devido aos raios perdidos através das fendas, tornando o sinal quebradiço principalmente para polarização horizontal, e quanto maior for o comprimento das fendas (l), maior será a largura dessas transições (Figuras 4.76, 4.78 e 4.79). Como as fendas estão posicionadas periodicamente, pode-se observar uma periodicidade em tais transições, com relação à variação de z , proporcional à $L + l$, ou seja, quanto maior for $L + l$, maior será o período das transições (Figuras 4.76, 4.78 e 4.79). Também pode ser notado que para $z \leq v$ (onde $v \sim (L \cdot h / |y_s - y|)$ para $y_s \neq y$, e v é máximo quando $y_s = y$) o campo permanece inalterado com relação ao campo de um guia de ondas sem fendas (Figuras 4.69, 4.71 a 4.75 e 4.77) [37]. Comparações com os resultados do Capítulo 3 mostram que com o aumento da altura da

antena transmissora (x_s), a única diferença é que esses “fadings” ou variações bruscas devido à perda de raios, passam a ficar menos intensos (com relação ao valor do campo e não com relação à periodicidade) à medida que z aumenta (Figuras 3.30, 4.70 e 4.76).

De acordo com as Figuras 4.84 e 4.85, o modelo de guia de ondas de multifendas determinístico tem uma boa correlação com valores medidos a despeito de qualquer eventual mudança que possa ter ocorrido na base de dados entre o período em que as medições foram realizadas e o período que a base de dados foi coletada do Google Earth 3.0. Comparando as Figuras 4.80 e 4.84, pode-se notar uma sutil porém visual melhora da correlação entre valores calculados e medidos da Figuras 4.80 para a Figura 4.84, além da possibilidade da predição para distâncias maiores sem perda de precisão (Figura 4.84), corroborando assim o que foi dito no item 4.9 de que uma base de dados mais detalhada provê uma maior precisão na predição do sinal.

Todas as comparações realizadas com valores medidos mostram que os modelos propostos podem ser ferramentas muito úteis no que diz respeito a um aumento de análises teóricas, em detrimento de análises empíricas no campo da predição, emergindo como instrumentos interessantes no que diz respeito à incessante busca por uma melhor predição do sinal [37], [40], [42], [43].

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

Neste trabalho de pesquisa foram investigados vários modelos de propagação: o modelo geométrico de dois raios, o modelo de um guia de ondas plano, o modelo de um guia de ondas tridimensional de multifendas (fendas colocadas de forma periódica ou aleatória). Para todos, implementações mais apuradas congregando: a derivação de uma geometria exata, uma análise estrita da polarização, uma refletividade de superfície mais exata e análises vetoriais e de padrão de radiação do campo elétrico, foram realizadas.

Os resultados obtidos quando se investiga o modelo geométrico de dois raios detalhadamente, ou seja, sem aproximações, incluindo as comparações com valores medidos, indicam que esse tipo de modelo é importante por mostrar que novos parâmetros devem ser analisados em virtude da incessante busca de uma melhor predição do sinal.

Comparando os gráficos do campo elétrico para o modelo geométrico de dois raios do Capítulo 2, para $h_A = 50$ m e $h_B = 1,8$ m (Figura 2.98), com os gráficos do campo elétrico total para o modelo de guia de ondas tridimensional sem fendas do Capítulo 4, também para

$y_s = 50$ m, $y = 1,8$ m (Figuras 4.49), verifica-se que as reflexões laterais, em conjunto com as reflexões lateral-solo, são de fato, as responsáveis pela variação mais brusca do sinal do campo.

No Capítulo 3, constatou-se a importância que as reflexões laterais têm no sinal do campo elétrico, principalmente para distâncias $r > r_B$, onde a contribuição dessas reflexões torna-se tão significativa a ponto de ditar a forma do campo total. Isso ocorre devido à dependência do campo elétrico de $1/r^2$ para o modelo de dois raios em tais distâncias, enquanto que para as reflexões laterais essa dependência é sempre de $1/r$.

No Capítulo 4 pode-se verificar que com o aumento de $r_B = \frac{4 \cdot h_A \cdot h_B}{\lambda}$ devido ao aumento da altura da antena transmissora, a distância z para que campo elétrico total e o campo elétrico devido às reflexões laterais comecem a se aproximar também aumenta, ou seja, a contribuição do modelo de dois raios só começa a perder efeito para valores de $z > r_B$, distância a partir da qual sua queda no campo é de $1/r^2$. Com a introdução das reflexões lateral-solo, pode-se constatar que para os mesmos parâmetros geométricos (posição, altura, largura etc.) há também um aumento da distância z para que campo elétrico total e o campo elétrico devido às reflexões laterais comecem a se aproximar com relação à análise feita sem a presença das reflexões lateral-solo.

Também no Capítulo 4, a comparação entre as principais componentes do campo para diversos valores de x_s revela sinais completamente diferentes, principalmente para distâncias menores (z), fato que evidencia a importância do modelo de guia de ondas tridimensional.

A inserção das fendas nos modelos de guia de ondas citados, traz também uma referência do que acontece com o sinal do campo elétrico em tais presenças, e vem em conjunto contribuir para um melhor entendimento dos modelos de guias de ondas em geral.

De acordo com os resultados apontados pelas simulações realizadas e pelas comparações com valores medidos, conclui-se que o propósito do presente trabalho de apresentar modelos mais apurados para áreas rurais e urbanas foi atingido. De fato não só a combinação de fatores que congregam: a derivação de uma geometria de raios precisa, uma polarização estrita, uma refletividade de superfície mais exata, e análises vetorial e de padrão de radiação do campo elétrico, contribuíram para a realização do propósito, mas também o fato da possibilidade da introdução da base de dados de uma rua qualquer de forma que a simulação possa ser realizada para uma rua real, a partir de um arquivo criado com seus respectivos dados coletados. A partir disso, constata-se então que os modelos desenvolvidos podem ser utilizados para representar de fato a propagação de ondas LOS que ocorre em ambientes microcelulares rurais e urbanos reais.

Sendo assim, as principais contribuições deste trabalho são: 1) proporcionar um melhor entendimento e esclarecimento dos modelos de propagação em áreas urbanas, suburbanas e rurais, bem como uma análise comparativa de suas variações; e 2) a efetiva aplicação dos modelos desenvolvidos em problemas práticos, como constatado pelas comparações entre os modelos calculados e valores medidos.

As sugestões para futuros trabalhos são:

- inserção das contribuições dos raios difratados nas bordas dos prédios para os modelos plano e tridimensional utilizando a Teoria Uniforme da Difração (UTD);
- análise de reflexões tais como: solo-prédio;
- utilização dos valores reais das permissividades e condutividades do solo e dos prédios;

- simulação dos modelos plano e tridimensional para toda a extensão da rua: em largura e comprimento;
- análise do sinal para um receptor posicionado em uma rua perpendicular à rua na qual se encontra a antena transmissora (região fora da linha de visada - *Out-of-Sight*, OOS);
- implementação do cálculo do atraso de espalhamento (*Delay Spread*) e posterior análise;
- implementação da teoria de traçado de raio (*ray-tracing*) para macrocélulas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Silva Jr., E. "Cálculo da Intensidade do Campo Elétrico em Áreas Urbanas Usando Teoria do Traçado do Raio". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Fevereiro 2003.
- [2] Parsons, J. D. and Gardiner, J. G. "Mobile Communication Systems". *John Wiley and Sons*, New York, USA, September 1989.
- [3] Jong, I. L. C. de. "Measurement and Modelling of Radiowave Propagation in Urban Microcells". Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2001.
- [4] Araiza, J. U. M. "Wireless Transmission of Power for Sensors in Context Aware Spaces". Massachusetts Institute of Technology, June 2002.
- [5] Couch II, L.W. "Digital and Analog Communication Systems". *Seventh Edition Pearson Prentice Hall*, New Jersey, 2007.
- [6] Stamm, C. "Algorithms and Software for Radio Signal Coverage Prediction in Terrains". Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zürich, 2001.
- [7] Stutzman, W. L. and Thiele, G. A. "Antenna Theory and Design". *John Wiley & Sons*, New York, USA, 1994.
- [8] Bertoni, H. L., Honcharenko, W., Maciel, L. R. and Xia H. H. "UHF Propagation Prediction for Wireless Personal Communications". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, Number 9, September 1994.
- [9] Tan, S. Y. and Tan, H S. "UTD Propagation Model in an Urban Street Scene for Microcellular Communications". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 35, Number 4, November 1993.

- [10] Laurenson, D. I. "Ray Tracing Model". Available in http://www.see.ed.ac.uk/~dil/thesis_mosaic/chapter2_9.html . University of Edinburgh.
- [11] Parsons, J. D. "The Mobile Radio Propagation Channel". *Second Edition John Wiley & Sons*, England, 2000.
- [12] Liang, G., Bertoni, H.L., "A New Approach to 3-D Ray Tracing for Propagation Prediction in Cities ". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, Number 6, June 1998.
- [13] Mazar, R., Bronshtein, A. and Lu, I. T. "Theoretical Analysis of UHF Propagation in a City Street Modeled as a Random Multislit Waveguide". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, Number 6, June 1998.
- [14] Rustako Jr., A. J., Amitay, N., Owens, G. J. and Roman, R. S. "Radio Propagation at Microwave Frequencies for Line-of-Sight Microcellular Mobile and Personal Communications". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, Number 1, February 1991.
- [15] Amitay, N. "Modeling and Computer Simulation of Wave Propagation in Lineal Line-of-Sight Microcells". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 41, Number 4, November 1992.
- [16] Tan, S.Y. and Tan, H.S. "A Microcellular Communications Propagation Model Based on the Uniform Theory of Diffraction and Multiple Image Theory" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, Number 10, October 1996.
- [17] Lee, W. C. Y. "Mobile Cellular Telecommunications – Analog and Digital Systems ". *Second McGraw-Hill, Inc.*, New York, 1995.

- [18] Dolukhanov, M. "Propagation of Radio Waves". *MIR Publishers*, Moscow, USSR, 1995.
- [19] Rustako Jr., A. J., Amitay, N., Owens, G. J. and Roman, R. S. "Propagation Measurements at Microwave Frequencies for Microcellular Mobile and Personal Communications". *Proceedings of the IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, San Francisco, CA, USA, pp. 316 – 320, 1 – 3 May, 1989.
- [20] Bertoni, H. L. "Radio Propagation for Modern Wireless Systems". *Prentice Hall PTR*, New Jersey, USA, 2000.
- [21] Lee, W. C. Y. "Mobile Communications Design Fundamentals". *Second Edition John Wiley*, New York, 1993.
- [22] Cheers, J. "The History of Radio". Available in <http://www.vwlowen.demon.co.uk/radio/radhist.htm> Wirral-Merseyside, UK.
- [23] [1999 U.S. Consumer Electronics Industry Today] ©1999, CEMA "Chronology". Available in <http://www.belmont.edu/Pages/FS/Bulla.Wes/timeline.html>.
- [24] Hicks, C. "Wireless Chronology". Available in <http://www.albury-field.demon.co.uk/hisrad9.htm> , 1998.
- [25] Katzdorn, M. "Edwin H. Armstrong". Available in <http://users.erols.com/oldradio/index.htm#Y> .
- [26] Blattenberger, K. "History of Communications". Available in <http://www.rfcafe.com/references/electrical/history.htm>, May 2000.
- [27] Birch, B. "Guglielmo Marconi". *Exley Publications – Editora Globo*, Grã-Bretanha, 1990.

- [28] Anderson, H. A. "A Ray-Tracing Propagation Model for Digital Broadcast Systems in Urban Areas". *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 39, Number 3, September 1993.
- [29] Jakes, W. C. Ed. "Microwave Mobile Communications". *John Wiley & Sons and IEEE*, New York, USA, 1974.
- [30] Erceg, V., Ghammssemzadeh, S., Taylor, M., Li, D. and Schilling, D. L. "Urban/Suburban Out-of-Sight Propagation Modeling". *IEEE Communications Magazine*, Vol. 30, June 1992.
- [31] Xia, H. H., Bertoni, H. L., Maciel, L. R., Lindsay-Stewart, A., Rowe, R. and Grindstaff, L., "Radio Propagation Measurements and Modelling for Line-of-Sight Microcellular Systems". *Proceedings of the IEEE 42nd Vehicular Technology Conference*, Denver, USA, pp. 349 – 354, 10 – 13 May, 1992.
- [32] Kraus, J. D. and Carver K. R. "Electromagnetics". *Second Edition McGraw-Hill Kogakusha, Ltd.*, 1973.
- [33] Balanis, C. A. "Antenna Theory – Analysis and Design". *Third Edition John Wiley & Sons*, New Jersey, USA, 2005.
- [34] Balanis, C. A. "Advanced Engineering Electromagnetics". *John Wiley*, New York, 1989.

Trabalhos Publicados pelo Autor:

- [35] Silva Jr., E. and Carrijo, G. A. "A Vectorial Analysis of the Two-Ray Model". *Proceedings of the IEEE Ninth International Conference on Communication*

Systems (ICCS 2004), Singapore, Singapore, pp. 607 – 611, September 6 – 8, 2004. Link:

<http://ieeexplore.ieee.org/iel5/9699/30608/01412877.pdf?tp=&arnumber=1412877&isnumber=30608>

- [36] Silva Jr., E. and Carrijo, G. A. “A Vectorial Analysis of UHF Propagation in a Multislit Street Waveguide”. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies 2004 (ISCIT 2004)*, Sapporo, Japan, Volume 1, pp. 404 – 409, October 26 - 29, 2004. Link: <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/9699/30608/01412877.pdf?tp=&arnumber=1412877&isnumber=30608>
- [37] Silva Jr., E. and Carrijo, G. A. “A Vectorial Analysis of UHF Propagation in a Three-dimensional Multislit Street Waveguide”. *Proceedings of the IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, Honolulu, Hawaii, USA, pp. 801 – 804, April 3 – 7, 2005. **Paper selected as a finalist in the student paper contest.** Link: <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/9896/31518/01469706.pdf?tp=&arnumber=1469706&isnumber=31518>
- [38] Silva Jr., E. and Carrijo, G. A. “A Vectorial Analysis of UHF Propagation in Urban and Rural Environments”. *ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communication*, Vol. 3, Number 2, August 2005. Link: http://www.ecti.or.th/~editoreec/Electrical%20Eng_2/pp115-124.pdf
- [39] Silva Jr., E. and Carrijo, G.A. “A Vectorial Analysis of UHF Propagation in a Three-dimensional Multislit Street Scene using ray-tracing”. *Anais da IV CEEL – Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica 2005*, Uberlândia-MG, Brasil, 2005.

- [40] Silva Jr., E. and Carrijo, G.A. “A Three-dimensional Microcellular Propagation Street Model using Vectorial Analysis in UHF band”. *Accepted for publication in proceedings of the VI International Telecommunications Symposium, (ITS 2006), IEEE/ SBrT, Fortaleza-CE, Brazil, September 3 – 6, 2006.*
- [41] Silva Jr., E. and Carrijo, G.A. “A Vectorial Analysis of UHF Propagation in a City Street Scene using Ray-tracing”. *Aceito para publicação na categoria trabalhos completos ou com resultados parciais no XXIX CNMAC – Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional, Campinas-SP, Brasil, Setembro 18 – 21, 2006.*
- [42] Silva Jr., E. and Carrijo, G. A. “A Microcellular Propagation Model at UHF and Microwave Frequencies for Line-of-Sight”. *Accepted for publication in proceedings of the Tenth IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006), Singapore, Singapore, pp. 1 – 5, October 30 – November 1st, 2006.* Link:
<http://ieeexplore.ieee.org/iel5/4085644/4037317/04085702.pdf?tp=&arnumber=4085702&isnumber=4037317>
- [43] Silva Jr., E. and Carrijo, G. A. “A Deterministic Microcellular Propagation Model at UHF and Microwave Frequencies for Personal Communications”. *Accepted for publication in proceedings of the 2007 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation, Honolulu, Hawaii, USA, June 10 – 15, 2007.*

Referências utilizadas para o desenvolvimento dos programas em Matlab:

- [44] Matsumoto, E. Y. “MatLab 7 – Fundamentos”. *Editora Érica Ltda. 1ª Edição*, São Paulo, Brasil, 2004.
- [45] Matsumoto, E. Y. “MatLab 6 – Fundamentos de Programação”. *Editora Érica Ltda. 1ª Edição*, São Paulo, Brasil, 2001.
- [46] Herniter, M. E. “Programming in MatLab”. *Wadsworth Group, Thomson Learning, Editora Érica Ltda. 1ª Edição*, Pacific Grove, CA, USA, 2001.