

# Capítulo 4

## VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL E TEÓRICA

### 4.1 - Introdução

Neste capítulo, análises feitas do comportamento experimental e teórico são apresentadas. Os procedimentos de coleta e tratamento dos dados obtidos através das medições realizadas na avenida Bráz de Aguiar são citados neste capítulo (seções 4.2 e 4.3), bem como os parâmetros utilizados na campanha de medições e que foram utilizadas nos cálculos do modelo teórico.

O modelo teórico apresentado no capítulo 3 é simulado e comparado com as medidas coletadas experimentalmente (seção 4.5). Além da simulação da intensidade total de campo, fatores que influenciam esta intensidade foram analisadas separadamente (seção 4.4), como índices de reflexão e difração, comportamento de raios difratados e outros.

A intensidade de campo coerente também foi analisada no eixo transversal da rua modelada (seção 4.6) e, encerrando este capítulo, é detalhado o comportamento temporal da energia recebida pelo sistema (seção 4.7).

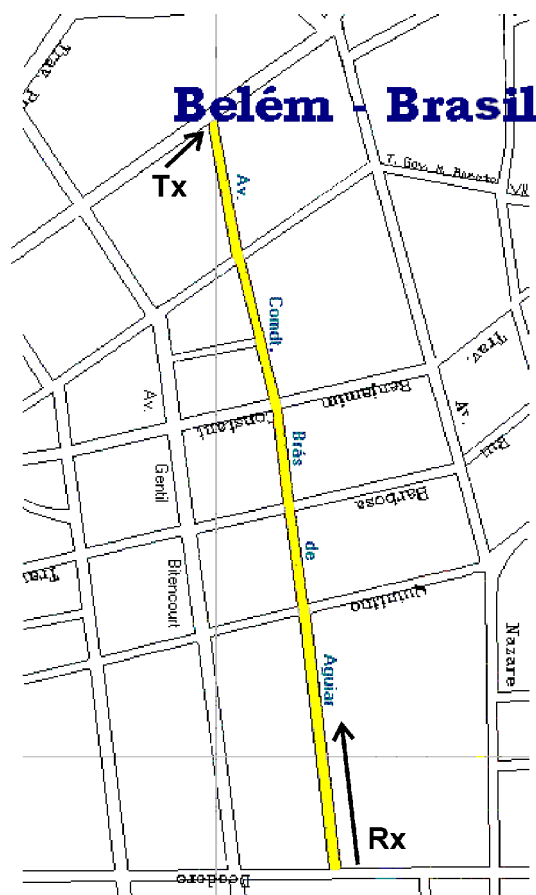
### 4.2 - Campanha de Medições

Com a finalidade de analisar o modelo determinístico descrito no capítulo 3 foi realizada uma série de medições em uma avenida urbana cercada de prédios e árvores no município de Belém, Estado do Pará, Brasil. A avenida Bráz de Aguiar foi escolhida para a campanha de medições devido a constantes reclamações, à companhia de telefonia móvel da época, de baixo nível de sinal captado pelos móveis celulares. Além disso, esta avenida possui

características ideais para o modelamento como grande densidade de prédios, pequena largura e longo comprimento da rua.

A campanha foi realizada em um fim de semana, quando a movimentação de carros e pedestres era menor que em dias úteis. O transmissor foi instalado em uma das extremidades da avenida Bráz de Aguiar, mais precisamente na avenida Serzedelo Corrêa, que é paralela a rua modelada. A partir da outra extremidade, próxima à avenida Generalíssimo Deodoro, a viatura, contendo o equipamento receptor, deslocou-se em direção ao transmissor a uma velocidade baixa.

A Figura 4.1 mostra a vista superior do bairro de Nazaré, onde destaca-se a avenida



Bráz de Aguiar.

Figura 4.1 – Mapa do bairro de Nazaré contendo a avenida Bráz de Aguiar, Belém do Pará, Brasil.

A posição de instalação do transmissor (Tx) e a direção de deslocamento do receptor móvel (Rx) são indicadas na figura.

É importante ressaltar que o modelamento apresentado neste trabalho é um conjunto de métodos de aproximação determinística e desta forma tentam se ajustar ao comportamento real da propagação eletromagnética ao longo da rua. A largura do guia de onda é dada como fixa e as reflexões são calculadas a partir das características elétricas apenas do concreto. Na prática, sabe-se que as circunstâncias são diferentes. Campos com contribuição de energia razoável são refletidos por janelas de vidro ou por portas de madeira, e a distância real entre as superfícies laterais refletoras varia ao longo da rua.

Não pode-se inserir as características de cada estrutura refletora ou difratora ao longo de toda a avenida, pois o modelo deve ser menos específico e mais generalizado, afim de se poder representar outras ruas urbanas. Portanto, este modelo determinístico torna-se, em alguns parâmetros, estatístico pois valores médios como o da largura do guia, o tamanho das fendas e anteparos são utilizados nos cálculos do modelo. Para estes, levou-se em consideração não apenas as ruas que cruzam a avenida modela, mas também outras entradas como vilas, garagens e posto de gasolina. Os valores de outros parâmetros como permissividade e condutividade elétrica são escolhidos a partir da maior probabilidade de se encontrar o referido material, neste caso, o concreto.

Outro fator que diferencia o modelo teórico da geometria real é curvatura de 8 graus que a avenida apresenta após o cruzamento da travessa Benjamin Constant nos últimos 400 metros percorridos. Esta circunstância não deve interferir de forma relevante na soma final dos campos já que a característica de confinamento de onda não é alterada.

#### **4.3 – Obtenção e tratamento dos dados**

Enquanto o receptor móvel se deslocava na avenida, a potência do sinal recebido era visualizada na tela do analisador de espectro em função do tempo (dBm versus segundo), sendo simultaneamente armazenada em um gravador analógico sob a forma de tensão elétrica. Esta tensão variava de 0 a 1 V proporcionalmente à deflexão do sinal na tela do analisador.

Os dados gravados em fita foram levados para análise, submetidos a um tratamento inicial para a retirada dos ruídos indesejáveis e, posteriormente, convertidos para a forma digital, sendo que, durante o processo de digitalização, optou-se por mostrar o sinal a uma taxa de 500 Hz, ou seja, 500 amostras por segundo.

O passo seguinte foi definir períodos de 1 segundo e determinar, para cada período, a média do sinal para 500 amostras. Assim, usando-se um programa de computador, gerou-se arquivos que forneciam o valor médio do sinal para cada segundo medido.

O sinal médio para cada período  $j$  foi calculado como:

$$S_j = \frac{\sum sinal(t)}{500}, \quad \text{para } j \leq t \leq j+1. \quad (4.1)$$

Após esta etapa, um novo calculo de valores médios foi realizado. O percurso da rua modelada foi dividido em 10 setores de 100 metros. Depois, tomou-se todos os valores de  $S_j$  contidos em cada setor e aplicou-se a eles outra média aritmética. Portanto, os dados experimentais resumiram-se a apenas 10 pontos, ou setores, mas com informações completas sobre o comportamento médio dos valores medidos, a partir de uma distância de 150 metros até uma distância de 1050 metros do transmissor.

#### **4.4 – Análise de resultados teóricos**

A análise dos resultados teóricos é necessária para se entender a influência de cada fator, coeficiente ou campo na contribuição final de potência. Apenas o estudo teórico

individual de cada fator pode explicar efeitos observados nesta contribuição final. Os parâmetros considerados na campanha de medições que são aplicados no modelo teórico e outros valores médios inseridos no mesmo são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros teóricos e experimentais.

PARÂMETROS	SÍMBOLOS	VALOR
Frequência de operação	$f$	900 MHz
Altura da antena transmissora	$y_s$	3 m
Altura da antena receptora	$y$	2 m
Ganho da antena transmissora	$G_t$	2,14 dB
Ganho da antena receptora	$G_r$	2,14 dB
Potência de transmissão	$P_t$	0 dB
Largura média do guia	$h$	15 m
Posição do transmissor	$x_s$	7 m
Posição do receptor	$x$	8 m
Tamanho médio dos anteparos	$L$	40 m
Tamanho médio das fendas	$l$	15 m
Distância inicial	$z_{min}$	150 m
Distância final	$z_{max}$	1050 m
Permissividade relativa	$\epsilon_r$	3
Condutividade	$\sigma_e$	$10^{-4}$ S/m

Valores completamente assimétricos foram escolhidos de forma a se evitar qualquer coincidência de simetria. Outro parâmetro importante no cálculo do modelo teórico foi a utilização da polarização paralela ou vertical em relação às superfícies laterais do guia de onda e, conseqüentemente, a polarização *hard* em relação às bordas difratoras.

Na Tabela 4.1, os valores da permissividade relativa e da condutividade da estrutura são dadas para o concreto.

Antes da análise comparativa entre os resultados experimentais e teóricos na seção 4.5, as seções 4.4.1, 4.4.2 e 4.4.3 trazem alguns detalhes de desempenho das intensidades de campo coerente de raios refletidos e difratados e de campo não coerente. Observando que em todas as simulações numéricas apresentadas neste trabalho foi utilizado o ambiente de cálculo Matlab [32].

#### 4.4.1 – Raios de campo não coerente

Como já mencionado no capítulo 3, a contribuição incoerente de raios difratados pode ser considerada desprezível e apenas o estudo da intensidade de campo incoerente de raios LoS e refletidos é necessário. A Figura 4.2 mostra a intensidade de campo não coerente variando com o alcance do sinal dada pela equação (3.57) para uma polarização paralela ou vertical.

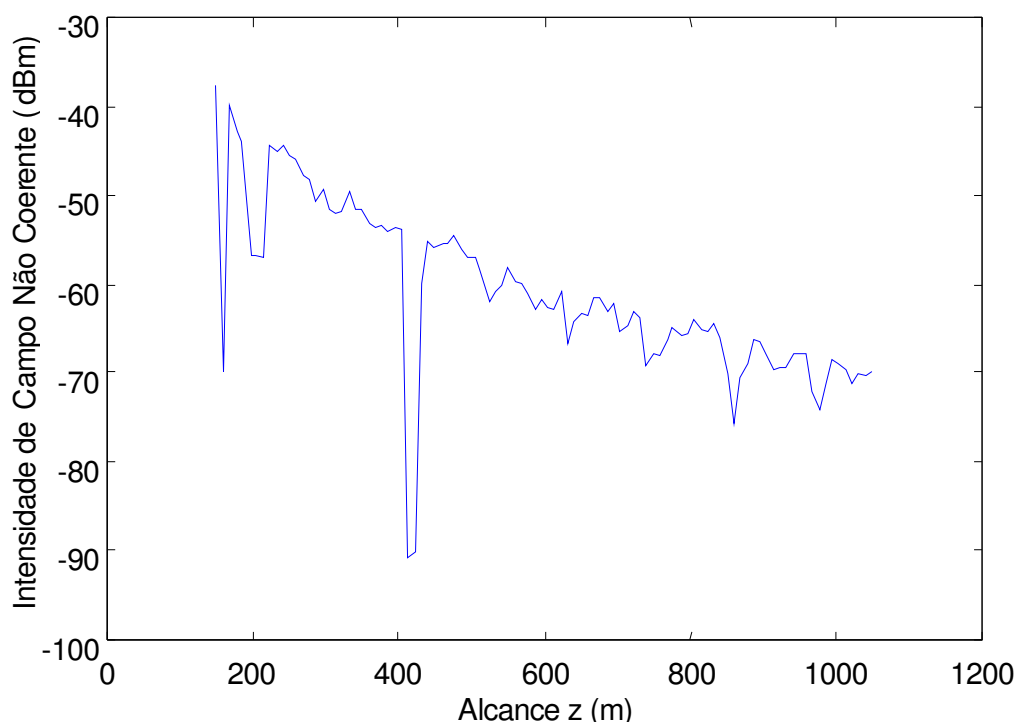


Figura 4.2 – Intensidade de Campo de raios que possuem contribuição incoerente no receptor do sistema em função do alcance  $z$ .

Observam-se na Figura 4.2, o desvanecimento do sinal com a distância e a intensidade de campo muito baixa em alguns poucos pontos. Estes baixos valores de intensidade podem ser explicados pela contribuição destrutiva de alguns raios. Para um dado valor de  $z$ , o comportamento da somatória dos campos pode ser mais ou menos construtivo ou destrutivo,

dependendo da fase de onda que o raio conter no instante que alcança o receptor do sistema. Se raios de grande contribuição, como o raio LoS e o raio de 1 reflexão, alcançarem o receptor com defasagem entre si de  $n$  comprimentos de onda vezes o número de onda, sendo  $n$  um número ímpar, o sinal medido (ou calculado) neste ponto pode ser muito menor em comparação a outros.

Na seção 4.5, será comparada a contribuição não coerente com as outras contribuições, e será visto que esta possui menor intensidade que as contribuições de campo coerente, pelo menos para as distâncias apresentadas neste trabalho.

#### **4.4.2 – Raios LoS e refletidos de campo coerente**

Os raios refletidos que incidem de forma coerente no receptor do sistema são aqueles que seguem perfeitamente o trajeto dado pelas equações (3.2) à (3.5). A contribuição efetiva destes raios varia, principalmente, com a dispersão de energia com a distância e com o valor do coeficiente de reflexão das superfícies refletoras.

Para uma polarização perpendicular ou horizontal, em relação às paredes laterais do guia de onda, o coeficiente de reflexão é unitário, dado por (2.36), e não pode interferir na amplitude do campo. Em se tratando de polarização paralela ou vertical, em relação às paredes do guia, o coeficiente de reflexão é variável e depende do ângulo de incidência do raio na superfície refletora. A equação (2.29) apresenta o coeficiente de reflexão em função da distinção do raio  $m$ , que está diretamente ligado ao número de reflexões  $n$  e, conseqüentemente, ao ângulo de incidência  $\theta$ . A polarização paralela é um dos parâmetros

escolhidos neste trabalho e o módulo do coeficiente de reflexão nesta polarização, variando com  $m$ , é vista na Figura 4.3.

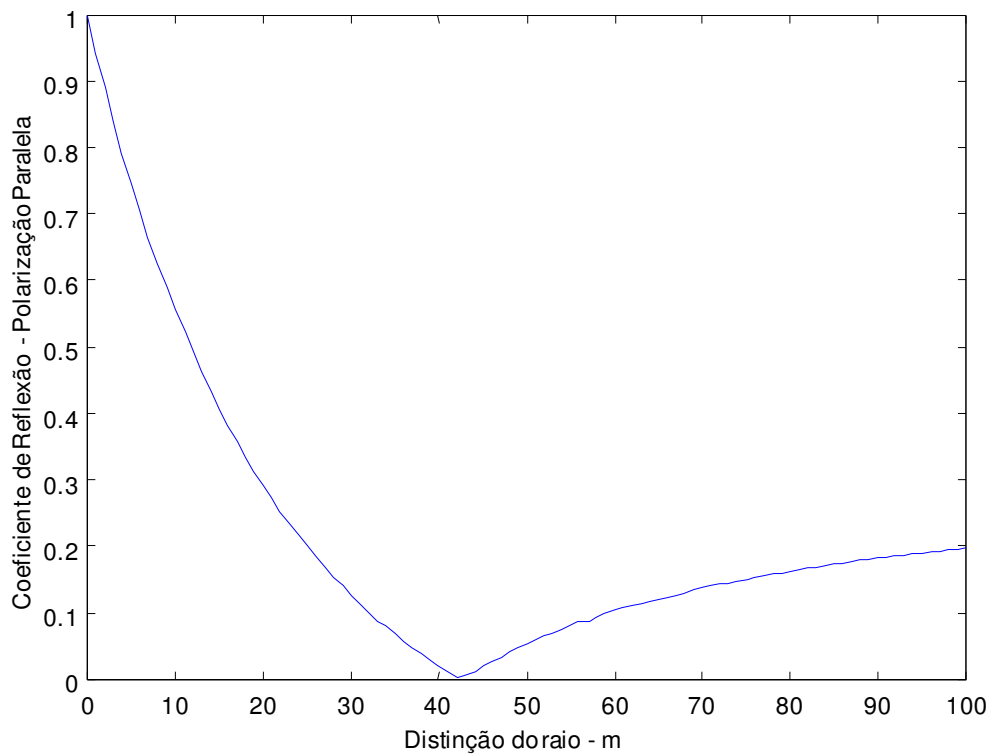


Figura 4.3 – Módulo do coeficiente de reflexão para polarização paralela em função da distância do raio  $m$ .

O módulo do coeficiente de reflexão deve variar de 0 à 1 e os primeiros raios devem possuir um coeficiente maior. Isto deve-se ao fato de que os primeiros raios,  $m = 0, 1, 2, 3$ , etc, sofrem poucas ou nenhuma reflexão antes de incidir no receptor. Um número menor de reflexões significa um maior ângulo de incidência destes raios nas superfícies laterais do guia de onda e, conseqüentemente, menores coeficientes de reflexão.

Outra observação interessante é a anulação do coeficiente em  $m = 42$  e, posteriormente, a ascensão para valores mais altos. Este zero na função varia com as dimensões do guia, principalmente o alcance  $z$  e a largura da rua  $h$ . E, apesar da ascensão do coeficiente, ele não ultrapassa uma assíntota de vinte por cento do valor unitário do coeficiente. Desta forma, é plausível dizer que apenas os primeiros raios possuem uma real contribuição no receptor do guia de onda.



Com relação a reflexões na superfície inferior do guia de onda, sabe-se que apenas uma reflexão é considerada e, portanto, o coeficiente é aproximado como unitário para ambas as polarizações.

A Figura 4.4 apresenta a intensidade de campo de todos os raios refletidos somados que incidem coerentemente no receptor do sistema, a partir da equação (3.33).

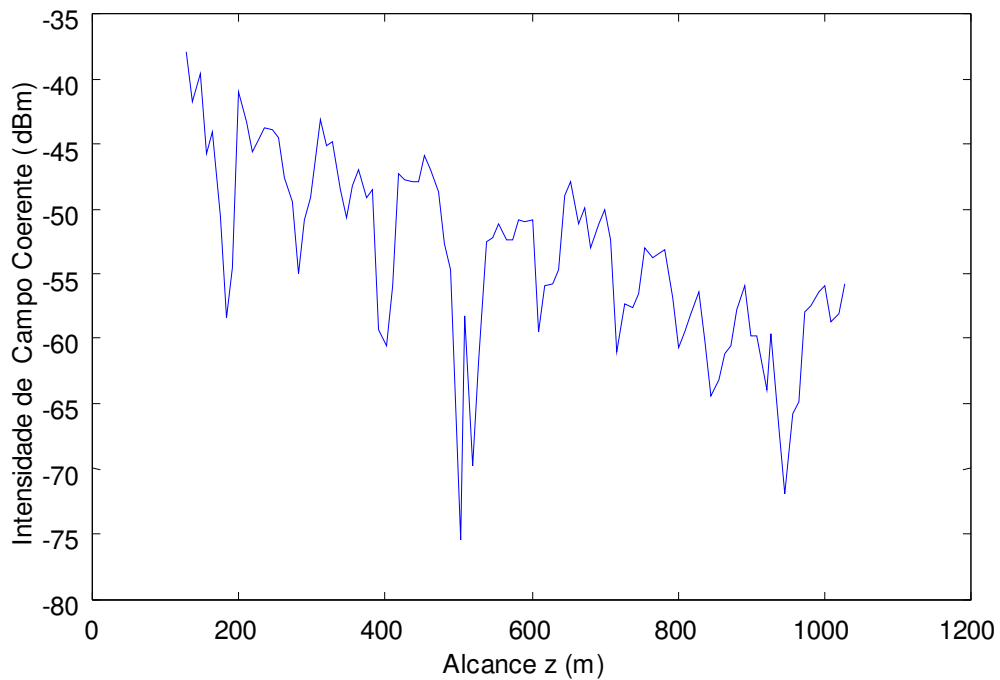


Figura 4.4 – Intensidade de Campo Coerente de raios LoS e refletidos em função do alcance  $z$ .

Como esperado, a dispersão de energia com a distância induz o desvanecimento de potência ao longo do guia de onda, apesar da característica de confinamento de onda dentro do guia.

A contribuição de raios refletidos, sendo estes coerentes ou não coerentes, possui uma convergência muito rápida. Tomando-se, como exemplo, um raio  $m = 20$ , tem-se que este alcança o receptor com um valor igual a seu campo transmitido pela fonte multiplicado pelo coeficiente de reflexão elevado a vigésima potência, sendo este coeficiente muito pequeno, e dividido por uma trajetória propagada muito grande e, ainda, com uma grande probabilidade de

escape em uma das fendas do guia devido o pequeno ângulo de incidência do raio na superfície refletora. Apesar do coeficiente de reflexão ser unitário para polarização ortogonal, em ambas as polarizações a convergência computacional é bastante rápida e, desta forma, o mecanismo de inserção de mais ou menos raios na contribuição total dos campos não tem nenhum valor.

#### **4.4.3 – Raios difratados de campo coerente**

A contribuição dos raios difratados, deferentemente das contribuições coerente e incoerente de raios refletidos, não alcança um valor máximo a partir de uma certa quantidade de raios emitidos. Isto deve-se ao fato de que o número de raios difratados varia apenas com o número de objetos difratadores. Desta forma, a intensidade de campos difratados pode ser alterada com a variação do número de fendas e anteparos de forma infinita, ou seja, sem convergência.

Portanto, cuidados devem ser tomados em relação aos valores médios escolhidos dos tamanhos das fendas  $l$  e dos anteparos  $L$ .

Outro fator que influencia a intensidade de campos difratados é o coeficiente de difração de cada raio difratado nas bordas dos prédios. O módulo deste coeficiente também varia de 0 à 1 e possui singularidades ao longo das fronteiras de sombra de raio incidente (ISB) e de raio refletido (RSB). Os gráficos dos módulos dos coeficientes de difração, para polarização *soft* e *hard*, são mostrados em função do ângulo de difração nas Figuras 4.5 e 4.6 a partir das equações (2.52) (2.53). Os ângulos de incidência frontal e lateral são dados como fixos.

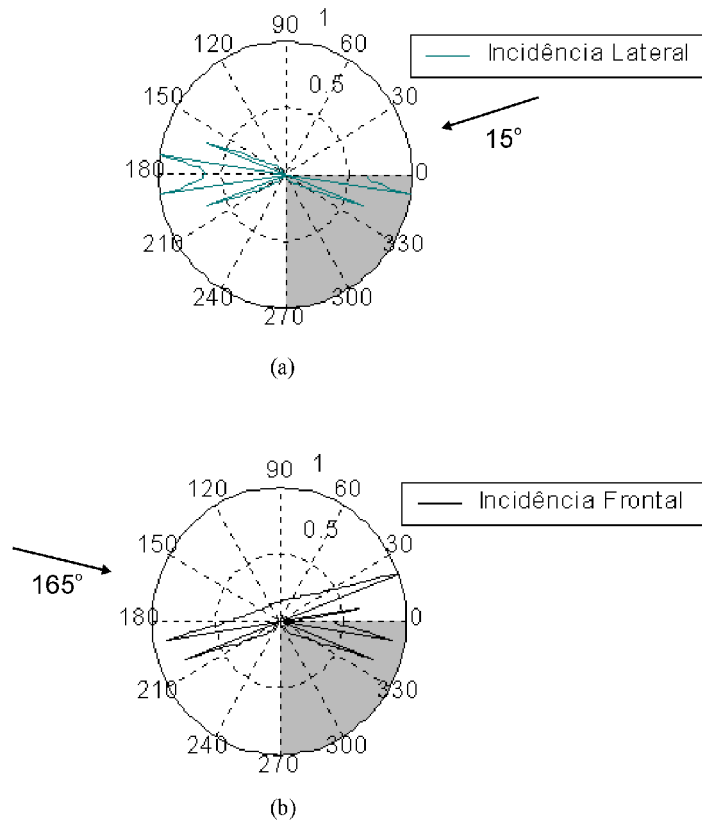


Figura 4.5 – Módulo do coeficiente de difração, em polarização *soft*, variando com o ângulo de difração para uma incidência fixa. Incidência em borda de ângulo reto ( $n = 1,5$ ) sendo (a) uma incidência lateral; e (b) uma incidência frontal.

As Figuras 4.5(a) e 4.5(b) representam a variação do módulo do coeficiente de difração, em polarização *soft*, em todas as possíveis direções do ângulo de difração para um ângulo de incidência fixo. Os gráficos simulam o espalhamento de energia de um raio incidente em um obstáculo difrator de borda perpendicular ( $WA = \pi/2$  e  $n_r = 3/2$ ). Nestes gráficos, observa-se claramente que, o coeficiente de difração tende ao infinito nos pontos de fronteira de sombra de raio incidente (ISB) e de raio refletido (RSB) e, por isso, devem ser evitados.

O gráfico da Figura 4.5(a) é caracterizada por uma incidência lateral, na qual, o ângulo de incidência varia de 0 à  $\pi/2$ . Observa-se que, para uma incidência de  $15^\circ$ , ISB e RSB estão respectivamente, em  $195^\circ$  e  $165^\circ$ .

No gráfico da Figura 4.5(b), tem-se uma incidência frontal na borda difratora, ou seja,

$$\theta/2 \leq \theta' \leq \theta$$

. Observa-se que, para uma incidência de  $165^\circ$ , não existe uma fronteira ISB, entretanto, existem duas RSB, no primeiro e no terceiro quadrante do gráfico e são, respectivamente,  $15^\circ$  e  $195^\circ$ .

Analisando os dois gráficos da Figura 4.5, verifica-se que, além de picos próximo às fronteiras, nulos, ou valores muito baixos de coeficiente de difração, são observados para grande parte dos ângulos de difração. Observa-se também que, em 4.5(b), de  $15^\circ$  à  $195^\circ$ , valores consideráveis de coeficiente de difração podem ser vistos. Isto deve-se ao fato da difração de incidência frontal, naturalmente espalhar energia na contra direção da incidência. Este efeito não ocorre em uma difração lateral.

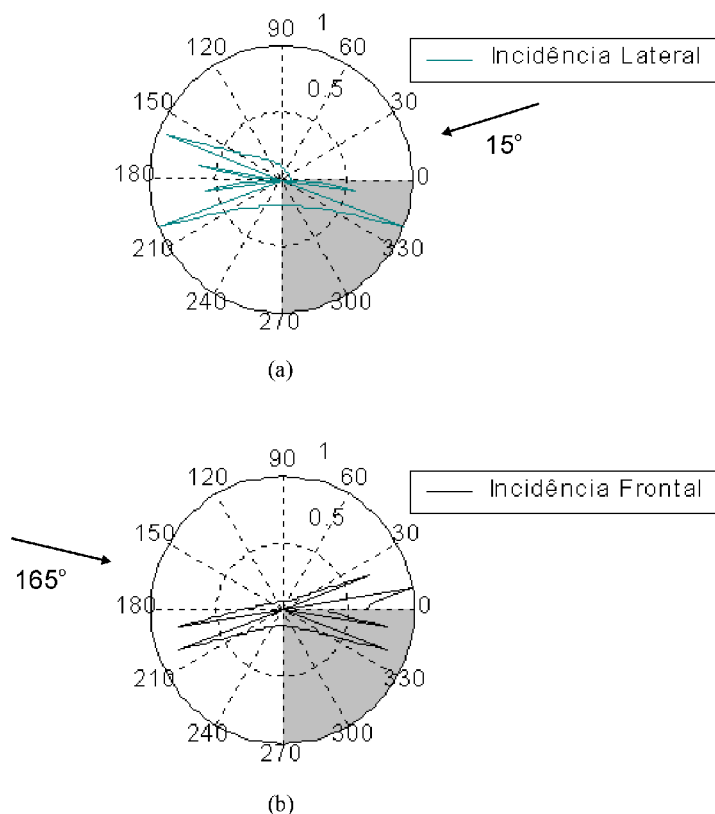


Figura 4.6 – Módulo do coeficiente de difração, em polarização *hard*, variando com o ângulo de difração para uma incidência fixa. Incidência em borda de ângulo reto ( $n = 1,5$ ) sendo (a) uma incidência lateral; e (b) uma incidência frontal.

Os gráficos das Figuras 4.6(a) e 4.6(b) representam o espalhamento de energia, em polarização *hard*, de um raio incidente em um obstáculo difrator de borda perpendicular. O coeficiente varia com o ângulo de difração para um ângulo fixo de incidência. As análises feitas para estes gráficos podem ser, praticamente, as mesmas feitas para as Figuras 4.5(a) e 4.5(b), pois os ângulos de incidência permanecem os mesmos. No entanto, observa-se como principal diferença, um maior espalhamento de energia, em polarização *hard*, no terceiro quadrante do círculo de difração.

Para demonstrar o quanto os ângulos de incidência e de difração afetam o campo dos raios difratados que alcançam o receptor do sistema, foi calculado o módulo do campo eletromagnético de um raio difratado em diferentes bordas ao longo do guia para um alcance fixo  $z = 2000$  m. A Figura 4.7 apresenta este módulo de campo variando com a incidência em todas as bordas de difração  $v$ .

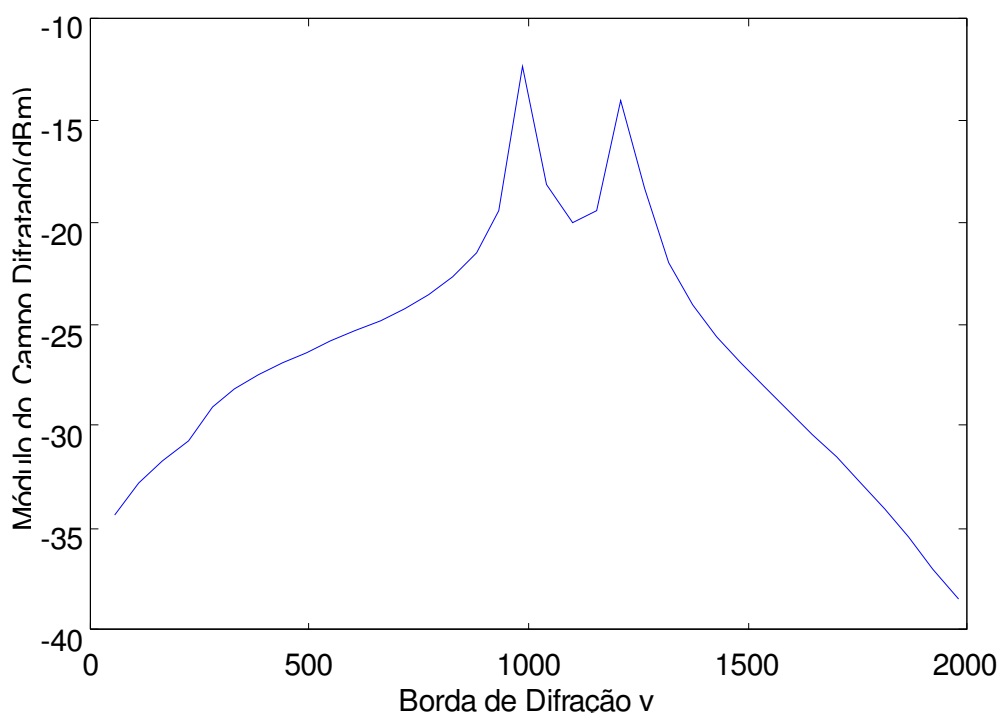


Figura 4.7 – Módulo do campo de um raio difratado em  $v$  para um alcance fixo em  $z = 2000$  m.

Observa-se na Figura 4.7 que, de todos os raios difratados ao longo do guia, aqueles difratados em bordas com ângulos de difração próximos às suas fronteiras RSB possuem uma maior contribuição no receptor. É natural que estas bordas não poderiam se localizar nas extremidades do guia de onda, pois estas possuem ângulos de difração bem afastados de suas respectivas fronteiras RSB.

Percebe-se nesta figura dois picos em  $z = 960$  m e em  $z = 1205$  m. Estes picos foram calculados em bordas onde os ângulos de difração estavam bastante próximos às zonas de fronteira. O primeiro pico (960 m, -12,5 dB) foi causado pelo aumento do coeficiente de difração de incidência frontal, e o segundo pico (1205 m, -14 dB) foi causado pelo aumento do coeficiente de difração de incidência lateral.

Finalmente, o comportamento da intensidade de campo de todos os raios difratados somados variando com o alcance  $z$  é apresentado na Figura 4.8.

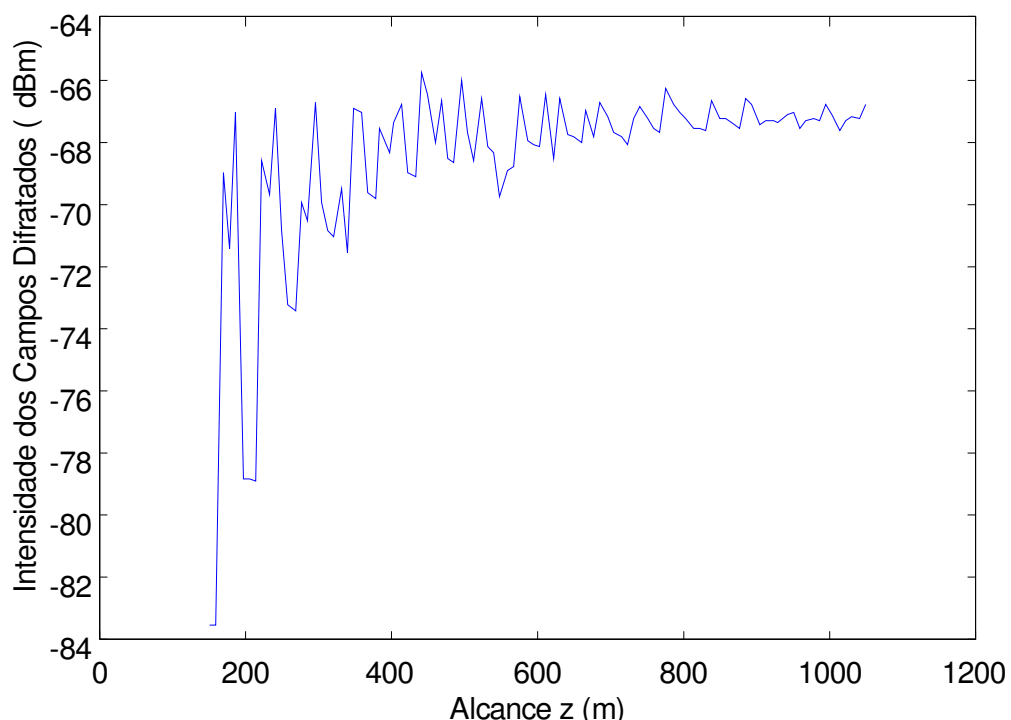


Figura 4.8 – Intensidade de campo dos raios difratados variando com o alcance  $z$ .

Com o aumento do alcance  $z$ , na Figura 4.8, mais bordas difractoras são incluídas e, consequentemente, mais campos difratados são somados no receptor. Apesar da dispersão de energia com a distância, este fator induz o crescimento da intensidade de campo difratado com o aumento do alcance  $z$ . Este aumento só não é maior porque não é em todas as bordas de difração que o coeficiente possui um valor considerável.

Na próxima seção é feita uma análise qualitativa e quantitativa de resultados teóricos e experimentais.

#### 4.5 – Análise comparativa de resultados teóricos e experimentais

A análise comparativa dos resultados obtidos nas medições com os resultados do modelo teórico apresentado no capítulo 3 é a forma mais interessante para se entender como ocorre a propagação das ondas eletromagnéticas em uma rua urbana cercada de prédios altos. Os valores médios de potência do sinal calculados na seção 4.3 a partir dos valores medidos ao longo da avenida Bráz de Aguiar com os parâmetros da tabela 4.1, são dados pela tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Valores médios das medições de intensidade de campo ao longo da avenida Bráz de Aguiar.

Alcance $z$ (m)	Intensidade de Campo (dBm)
150	-34.5565
250	-54.9402
350	-53.6662
450	-52.5365
550	-48.0284
650	-53.9629
750	-53.1183
850	-55.5497
950	-55.7407
1050	-55.7914

Como já mencionado, estes dez pontos representam o comportamento médio de todas as medidas obtidas ao longo do guia e podem ser analisadas, juntamente com os valores teóricos das intensidades de campo coerente de raios LoS, refletidos e difratados, e de campo não coerente, na Figura 4.9.

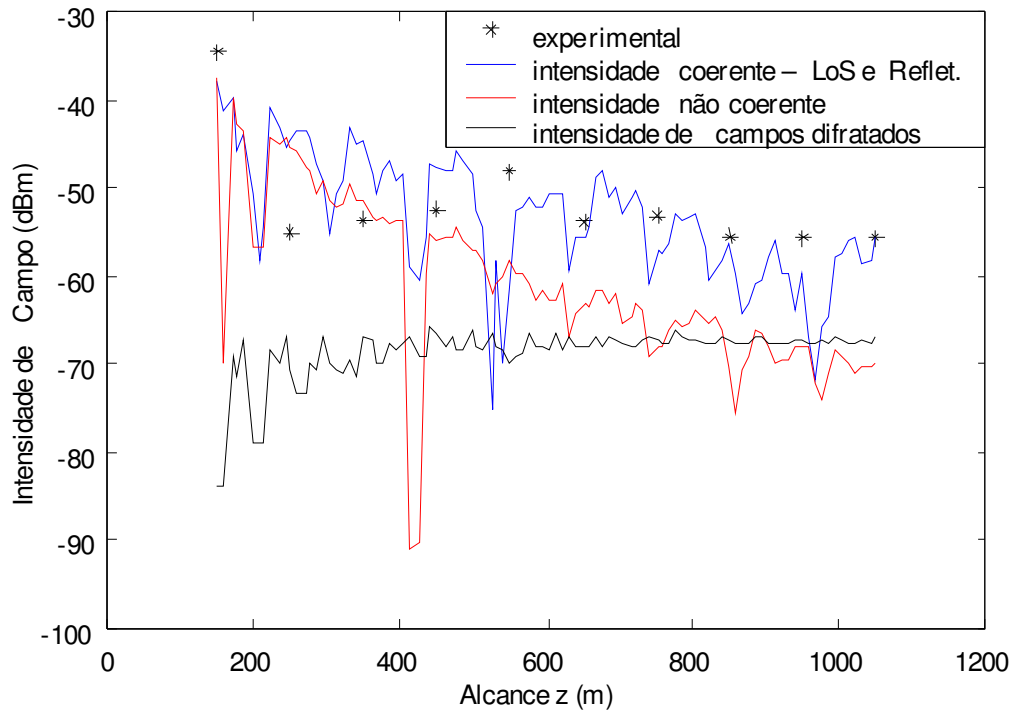


Figura 4.9 – Valores experimentais e teóricos da intensidade de campo variando com o alcance  $z$ . ( \* ) medidas; ( — ) campo coerente de raios LoS e refletidos; ( — ) campo não coerente; ( — ) campo coerente de raios difratados.

Tomando-se individualmente as intensidades teóricas de campo, na Figura 4.9, nota-se que a potência do sinal coerente de raios LoS e refletidos possui, para estes valores de alcance  $z$ , uma intensidade de campo bem maior que as outras intensidades teóricas e possui, também, um ajuste muito próximo com os valores medidos.

Apesar do aparente baixo valor da componente coerente de raios difratados, na solução da intensidade total de campo ele possui uma contribuição importante. Na realidade não são



calculadas, separadamente, as intensidade de campo coerente de raios LoS, refletidos e difratados. Por serem contribuições coerentes, seus campos devem ser somados antes de se calcular a intensidade total de campo coerente, como mostrado na equação (3.26). A intensidade de campos somados é maior que a soma de intensidades de campo. Desta forma, a contribuição coerente dos raios difratados possui um valor importante no ajuste final da intensidade de campo teórica, principalmente na soma dos campos para  $z$  superior a 600 m.

Após o cálculo das intensidade de campo coerente e não coerente, a intensidade teórica total é encontrada pela soma dos mesmos, como apresentada na equação (2.22).

100 pontos da intensidade teórica total foram calculados variando-se o alcance de 150 m à 1050 m a partir da emissão de 160 raios em um mesmo instante de tempo. O tempo de processamento foi de aproximadamente 2 horas em uma estação de trabalho com um microprocessador AMD K6 de velocidade de *clock* 400 MHz em um ambiente de cálculo Matlab. O gráfico da intensidade teórica em conjunto com os dados experimentais são apresentados na Figura 4.10.

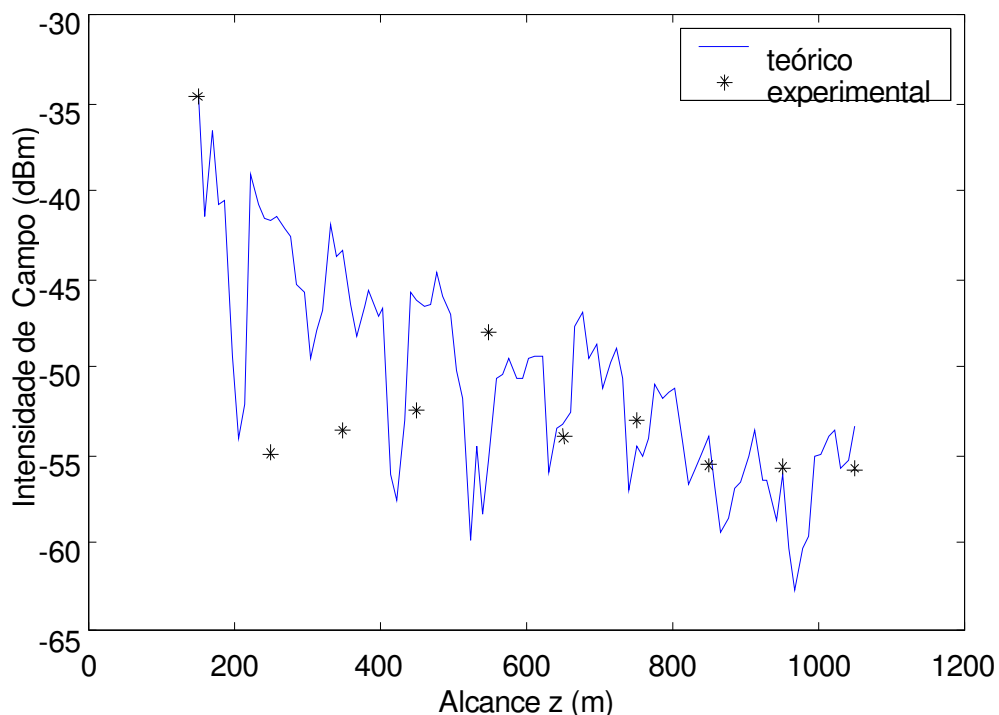


Figura 4.10 – Intensidade de campo variando com o alcance  $z$ . ( \* ) experimental; ( — ) teórica.

A partir da Figura 4.10, é possível se fazer uma comparação qualitativa entre as medidas e os valores calculados pelo modelo. A reta de regressão linear de ambas as curvas são dadas por:

$$P_{\text{exp}} = -34,52 - 16,93 \cdot \log_{10} \left( \frac{z}{z_{\text{min}}} \right), \quad (4.1)$$

para a curva experimental e,

$$P_{\text{teo}} = -34,64 - 20,20 \cdot \log_{10} \left( \frac{z}{z_{\text{min}}} \right), \quad (4.2)$$

para a curva teórica.

Nas equações (4.1) e (4.2),  $z_{\text{min}} = 150$  m e o primeiro termo das equações representam o valor da intensidade de campo para  $z = z_{\text{min}}$ .

Observa-se, nestas equações, o ajuste razoável entre as retas teórica e experimental. Percebe-se também, que ambas as retas apresentam baixos coeficientes de perda de propagação.  $\alpha_{\text{exp}} = 1,69$  para os dados medidos, e  $\alpha_{\text{teo}} = 2,02$  para os dados calculados pelo modelo. Estes valores de coeficientes de perda de propagação são caracterizados pelo confinamento de onda dentro do guia.

A fim de se fazer uma comparação quantitativa entre o modelo proposto e as medidas, foram analisadas as estatísticas de erro dos dados teóricos em relação aos valores medidos. Assim, calcula-se o erro absoluto,  $\Delta$ , entre os valores medidos e os calculados pelo modelo, dado para cada um dos 10 setores mencionados na seção 4.3.

Para isto, cálculos de média aritmética também são aplicados aos valores do modelo afim de que os 100 pontos sejam representados por apenas 10. Estando o comprimento dos

valores calculados igual ao comprimento dos valores medidos, pode-se encontrar para cada setor, ou ponto, o erro médio local dado por:

$$E_j = |ME_j - MT_j|. \quad (4.3)$$

na qual,  $j$  é o setor e  $ME_j$  e  $MT_j$  são as médias experimental e teórica, respectivamente, deste setor.

Após a determinação de cada um dos erros médios locais, o erro médio absoluto é calculado por:

$$E = \frac{1}{F} \sum_{j=1}^F E_j = 3,55 \times 10^{-3}. \quad (4.4)$$

Nesta equação,  $F$  é o número de setores e  $j$  representa o setor dado.

O desvio padrão,  $\sigma_p$ , é determinado por:

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{1}{F-1} \cdot \left[ \sum (E_j^2) - F E^2 \right]} = 1,9 \quad (4.5)$$

E o erro RMS é dado por:

$$E_{RMS} = \sqrt{E^2 + \sigma_p^2} = 3,55 \times 10^{-3} \quad (4.6)$$

A partir das equações (4.4), (4.5) e (4.6), nas quais o erro médio absoluto foi calculado em  $3,55 \times 10^{-3} \%$  e o erro eficaz RMS também em  $3,55 \times 10^{-3} \%$  para um pequeno desvio padrão  $1,9 \times 10^{-6} \%$ , verifica-se que o modelamento de uma rua urbana como uma guia de

onda com múltiplas fendas aleatórias em UHF possui um bom ajuste quantitativo com os valores médios das intensidades de campo medidas.

O modelo proposto neste trabalho, juntamente com os resultados apresentados nesta seção foram apresentados [33] no congresso internacional IMOC 2001 (International Microwave and Optoelectronics Conference - 2001 SBMO/IEEE MTT-S) em agosto do referido ano em Belém, Brasil.

#### **4.6 - Análise transversal do guia de onda**

A formulação do modelo também permite se fazer análises das intensidades de campo variando no eixo transversal do guia de onda. Os gráficos das Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 são calculados a partir da equação de intensidade de campo coerente tomando-se o alcance  $z$  como fixo e variando-se a posição  $x$  do receptor. As Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 são obtidas para 3 situações diferentes de posicionamento transversal  $x_s$  do transmissor. Na primeira, a fonte é localizada no centro do guia. Na segunda, a fonte é posicionada a um quarto da largura da rua. E na última, o transmissor está bastante próximo da superfície lateral do guia de onda.

Para cada situação de posicionamento do transmissor, foram geradas três curvas com diferentes valores de  $z$ .

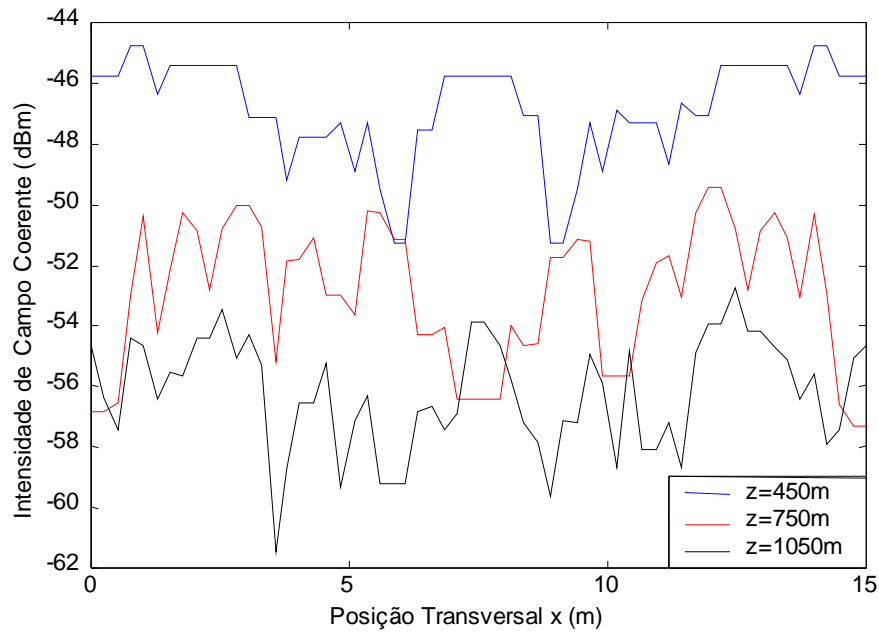


Figura 4.11 – Intensidade de campo variando com a posição transversal  $x$  do receptor do sistema e a fonte transmissora posicionada em  $x_s = 7,5$  m.  
 ( — )  $z = 450$  m; ( — )  $z = 750$  m; e ( — )  $z = 1050$  m.

Os valores de intensidade de campo foram normalizados pelo valor de intensidade mais forte ao longo do eixo. Este mesmo fator de normalização foi utilizado nas três curvas e por isso, todas estão em uma mesma escala.

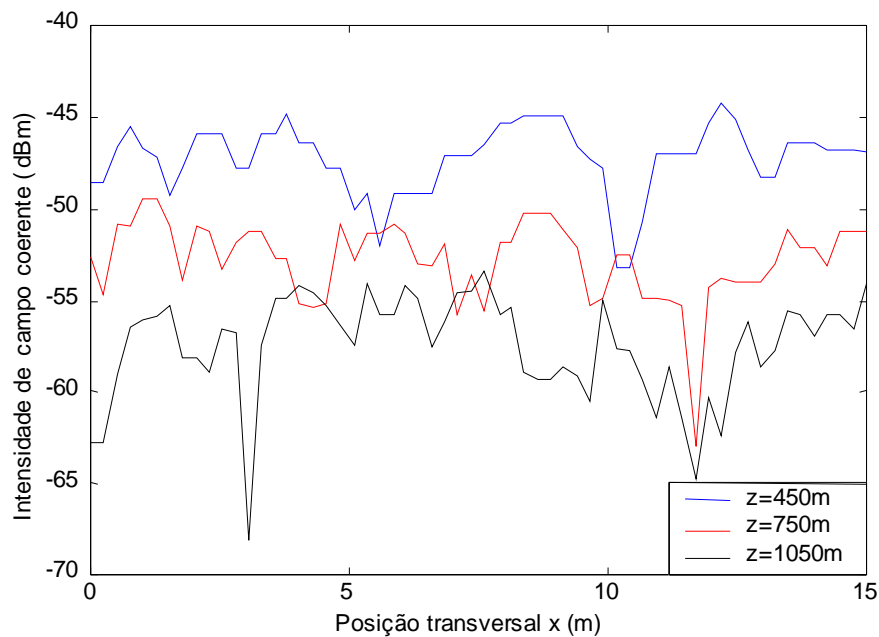


Figura 4.12 – Intensidade de campo variando com a posição transversal  $x$  do receptor do sistema e a fonte transmissora posicionada em  $x_s = 3,75$  m.  
( — )  $z = 450$  m; ( — )  $z = 750$  m; e ( — )  $z = 1050$  m.

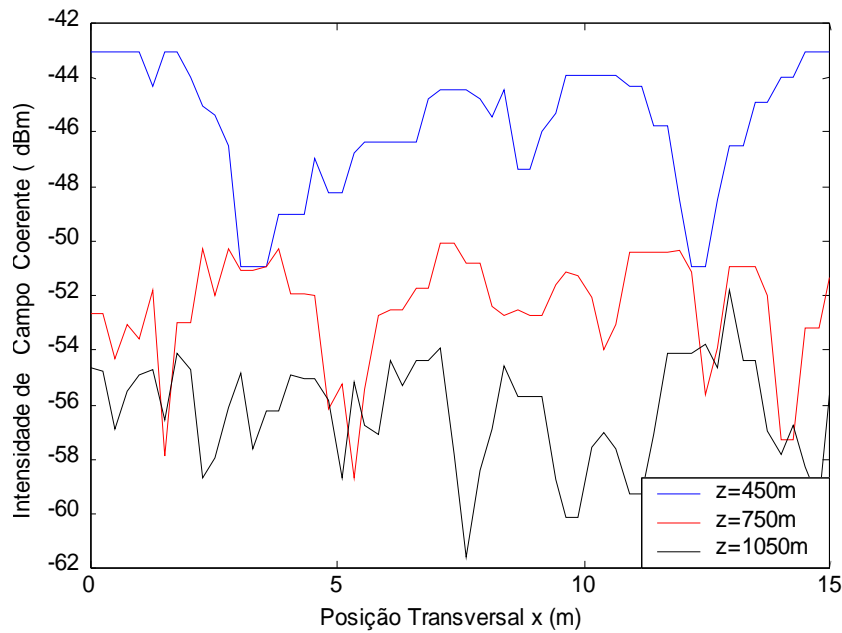


Figura 4.13 – Intensidade de campo variando com a posição transversal  $x$  do receptor do sistema e a fonte transmissora posicionada em  $x_s = 0,5$  m .  
( — )  $z = 450$  m; ( — )  $z = 750$  m; e ( — )  $z = 1050$  m.

Observa-se nas Figura 4.11, 4.12 e 4.13 a queda da intensidade de campo coerente com o aumento do valor de  $z$ , o que é comprovado pelas curvas da Figura 4.9.

Outra análise importante a ser discutida, em relação a estas figuras, é a respeito da variação arbitrária de intensidade de campo coerente ao longo do eixo transversal. Da mesma forma que são gerados os campos ao longo de  $z$  pela somatória de todos os raios, os campos, no eixo transversal, são resultado de uma somatória de todos os raios naquele ponto. Podendo cada um destes raios alcançar o receptor de forma mais ou menos construtiva ou destrutiva, é imprevisível se estabelecer o comportamento da soma de todos raios para uma dada posição, pois o mesmo pode ser muito grande ou muito pequeno.

Tem-se que, para os gráficos, nos quais, as intensidade de campo variam com o alcance do sinal  $z$ , é observado o comportamento geral da curva de propagação e não dados isolados para determinados valores de  $z$ .

Uma peculiaridade é observada na Figura 4.11. Os gráficos desta figura possuem um comportamento simétrico em quase todos os seus pontos. Isto deve-se ao posicionamento da fonte transmissora no centro do eixo transversal do guia de onda. Parâmetros que ocasionam a simetria de resultados devem ser evitados para não ocorrerem riscos de coincidência no cálculo do modelo.

Na última seção deste capítulo de análises de resultados, o comportamento temporal dos raios que alcançam o receptor do sistema é analisado.

#### 4.7 – Análise do espalhamento temporal do atraso do sinal

Em um canal de propagação caracterizado pelo confinamento de ondas, raios refletidos mais de uma vez podem possuir razoáveis contribuições na soma dos campos no receptor. Desta forma, a análise das características de dispersão temporal deste canal se faz necessário. O espalhamento temporal de atraso, ou atraso médio, apresenta a distribuição das contribuições de potência de todos os raios versus o tempo. A partir de um pulso emitido pela fonte transmissora, o atraso médio da potência de todos os raios coerentes e não coerentes, dado pela equação (2.54), foi encontrado como:

$$A = \frac{\sum_{i=1}^N}{\sum_{i=1}^N P(i)} \quad (4.7)$$

O índice  $i$  representa cada raio e,  $t_i$  e  $P(t_i)$  representam o tempo de chegada e a potência no receptor deste raio.

A raiz média quadrática (RMS) do espalhamento de atraso, dada por (2.55), foi calculada como:

$$RMS = \sqrt{\sum_{i=1}^N} \quad (4.8)$$

O atraso RMS é inversamente proporcional a largura de banda suportada no canal, pois para um atraso muito grande não é possível se manter um canal bastante largo. Consequentemente, o atraso RMS está inversamente relacionado com a taxa máxima de recepção de dados comportada por canal. A partir da equação (2.56), esta taxa é dada por:

$$R_{MAX} = \frac{1}{4 \cdot RMS} = 67,41 \text{ kbps} \quad (4.9)$$

Esta estimação da taxa máxima de dados não leva em consideração qualquer técnica de equalização ou de diversidade, o que podem levar o aumento desta taxa.

Analisando os resultados do atraso médio e do atraso RMS, percebe-se que os valores não são tão pequenos comparados a outros ambientes, onde os atrasos são calculados na faixa de nano segundos. Isto é caracterizado pelo confinamento de ondas. Raios refletidos de considerável contribuição de intensidade de campo percorrem longas trajetórias, ocasionando um maior atraso. É importante lembrar que, apesar dos raios difratados percorrerem trajetos mais curtos, os mesmo possuem menor contribuição de potência no receptor do sistema e, por isso, não são fatores de diminuição do espalhamento temporal de atraso e do atraso RMS.

Sabe-se que o modelo proposto neste trabalho desconsiderou a movimentação de qualquer obstáculo dentro do guia de onda. E os dados experimentais também foram



coletados em circunstâncias de pouca movimentação de pedestres e automóveis. Para uma situação de alto tráfego, pode-se afirmar que uma parte razoável de raios sofrerá um deslocamento de trajetória e, possivelmente, aqueles que alcançarem o receptor do sistema, terá percorrido um trajeto maior que em circunstâncias normais. Portanto, para situações de tráfego intenso, concluí-se que, possivelmente, o atraso médio e o atraso RMS serão maiores e, conseqüentemente, uma menor taxa máxima de dados será comportada pelo canal.

Após as análises experimentais e teóricas feitas neste capítulo, o último capítulo trata das conclusões finais deste trabalho a respeito do modelamento proposto.