

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

**Comunicações móveis
Impacto do relevo terrestre**

João Paulo Pereira do Carmo

Licenciado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
pela Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Dissertação submetida para satisfação parcial dos
requisitos do grau de mestre

em

Engenharia Electrotécnica e de Computadores
(Área de especialização de Telecomunicações)

Dissertação realizada sob a supervisão do
Professor Doutor Joaquim José de Amaral Vieira e Costa
do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Porto, Julho de 2001

Errata

Na página 40, a seguir à equação (2.30), ao invés de se ler "Se a frequência de trabalho f_{MHZ} estiver, expressa em MHz, a constante dieléctrica do meio de incidência é", leia-se "Se a frequência de trabalho f_{MHZ} estiver, expressa em MHz, a permitividade do meio de incidência é".

Na página 43, ao invés de se ler $\frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \gg 1$, leia-se $\frac{\sigma}{\omega \epsilon_r \epsilon_0} \gg 1$.

Na página 43, ao invés de se ler $\epsilon_r \cong -j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$, leia-se $\epsilon_r \cong -j \frac{\sigma}{\omega}$.

Na página 44, onde se lê "Quando o meio de propagação é o espaço livre e a permitividade eléctrica do meio de incidência é $\epsilon_r = \epsilon_{r2} - jX$, a equação (2.43) reduz-se a", passe-se a ler "Quando o meio de propagação é o espaço livre e a constante dieléctrica do meio de incidência é ϵ_r , a equação (2.43) reduz-se a".

No gráfico da Figura 3.10, no eixo das abcissas ao invés de se ler k , leia-se r .

Na equação (3.51) ao invés de se ler $F_{\text{SA}} = \frac{\pi a^2}{\pi R^2} = \frac{a^2}{R^2} = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^a \int_0^{2\pi} P_m(m \geq S_{\min}) m d\theta dm$,

leia-se $F_{\text{SA}} = \frac{\pi a^2}{\pi R^2} = \frac{a^2}{R^2} = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^R \int_0^{2\pi} P_m(m \geq S_{\min}) r d\theta dr$, com $r = d$.

Na equação (3.52) ao invés de se ler $F_{\text{SA}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}(a) + e^{\frac{1-2ab}{b^2}} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{1-qb}{b}\right) \right]$, leia-se

$F_{\text{SA}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}(q) + e^{\frac{1-2qb}{b^2}} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{1-qb}{b}\right) \right]$..

No canto superior direito da Figura (3.12) ao invés de se ler $P_{\text{SR}} = P[\log(m) \geq S_{\min}]$, leia-se $P_{\text{SR}} = P[m \geq S_{\min}]$.

Na equação (4.33), ao invés de se ler $p_i = \min \left(p_{\text{MAX}}, \frac{\gamma_t \frac{s^{(k)}}{i_{ij}}}{g_{ij}} \right)$, leia-se

$$p_i = \min \left(p_{\text{MAX}}, \gamma_t \times \frac{I_{ij}^{(k)}}{g_{ij}} \right).$$

Na página 119, ao invés de se ler a frase “Caso tal, o sistema não fará o *handover*”, leia-se “Caso tal não se verifique, o sistema não fará o *handover*”.

Na página 119, no parágrafo após a equação (4.39) ao invés de se ler "... $\gamma_{\text{NEW}} < \gamma_{\text{DROP}}$...", leia-se "... $\gamma_{\text{MAX}} < \gamma_{\text{DROP}}$...".

Na equação (5.3), ao invés de se ler a expressão $r_n \cong r_0 + \frac{b_n^2}{2\rho_0}$, leia-se $r_n \cong r_0 + \frac{b_n^2}{2r_0}$.

Na página 124, a seguir à equação (5.6), ao invés de se ler "Tomando o caso particular em que $\rho_0 = r_0 = F_0 = \frac{1}{2} F_e$, o raio b_n da n -ésima zona plana de Fresnel, é", leia-se "Tomando o caso particular em que $\rho_0 = r_0 = F_0 = 2 F_e$, o raio b_n da n -ésima zona plana de Fresnel, é".

Na equação (5.8), ao invés de se ler a expressão $b_n = \sqrt{n \lambda \frac{\rho_0 + r_0}{2}}$, leia-se

$$b_n = \sqrt{n \lambda \frac{\rho_0 + r_0}{4}}.$$

Na equação (5.18) ao invés de se ler a expressão do integral de Fresnel dado por

$$I_F(0, v) = \int_0^v e^{-j \frac{\pi}{2} t^2} dt = \int_0^v \cos \left(\frac{\pi}{2} t^2 \right) dt - \int_0^v \sin \left(\frac{\pi}{2} t^2 \right) dt = C(v) - jS(v),$$

$$\text{dada por } I_F(0, v) = \int_0^v e^{-j \frac{\pi}{2} t^2} dt = \int_0^v \cos \left(\frac{\pi}{2} t^2 \right) dt - j \int_0^v \sin \left(\frac{\pi}{2} t^2 \right) dt = C(v) - jS(v).$$

Na página 145, a seguir à Figura 5.16, ao invés de se ler “Uma vez definidas as zonas iluminada, de sombra e de difracção, ...”, leia-se “Uma vez definidas as zonas iluminada, de sombra e de transição, ...”.

Na página 146, no último parágrafo da subsecção 5.6.1, ao invés de se ler “... refractado ...”, leia-se “... difractado ...”.

Na página 151, antes da equação (5.72), ao invés de se ler “Para incidências em qualquer polarização, é assumido que o coeficiente de reflexão $\Gamma_{VH} \cong -1$.”, leia-se “Dependendo da polarização de incidência, o coeficiente de reflexão Γ_{VH} é $\Gamma_V \cong +1$ ou $\Gamma_H \cong -1$ ”.

Na equação (6.2), ao invés de se ler $PL = \max[20\log_{10}(pl_F), 20\log_{10}(pl_P)] = \max[PL_F, PL_P]$, leia-se $PL = \max[10\log_{10}(pl_F), 10\log_{10}(pl_P)] = \max[PL_F, PL_P]$.

Nas frases que precedem as equações (6.11), (6.13), (6.17) e (6.18) a unidade de distância referidas são (m) ao invés do múltiplo (km).

Na equação (6.11), ao invés de se ler $d_{Lt} = d_{LSt} \exp\left(-0.07 \sqrt{\frac{\Delta h}{h_e}}\right)$, leia-se $d_{Lt} = d_{LSt} \exp\left(-0.07 \sqrt{\frac{\Delta h}{h_{e1}}}\right)$.

Na equação (6.12), ao invés de se ler $d_{Lr} = d_{LSr} \exp\left(-0.07 \sqrt{\frac{\Delta h}{h_e}}\right)$, leia-se $d_{Lr} = d_{LSr} \exp\left(-0.07 \sqrt{\frac{\Delta h}{h_{e2}}}\right)$.

Na equação (6.13), ao invés de se ler $d_{LSt} = \sqrt{17 h_{e1}}$, leia-se $d_{LSt} = \sqrt{17 h_{te}}$.

Na equação (6.14), ao invés de se ler $d_{LSr} = \sqrt{17 h_{e2}}$, leia-se $d_{LSr} = \sqrt{17 h_{re}}$.

Na página 167, ao invés de ler $G_D = 20\log_{10}(g_D) = 20\log_{10}(1.641) = 2.15$ dBi, leia-se $G_D = 10\log_{10}(g_D) = 10\log_{10}(1.641) = 2.15$ dBi.

Na equação (6.37), ao invés de se ler $F_0 = 20\log_{10}(f_1 f_2 f_3 f_4)$, leia-se $F_0 = 10\log_{10}(f_1 f_2 f_3 f_4)$.

No último parágrafo da página 208, ao invés de se ler $b_1 = \sqrt{2\lambda d}$, leia-se $b_1 = \sqrt{\lambda \frac{d}{4}}$.

Resumo

Esta dissertação tem por objectivo principal estudar os modelos mais importantes na área de propagação, no âmbito das comunicações móveis e celulares. A pertinência dos modelos principais foi verificada através de um ensaio experimental.

São apresentados os fundamentos teóricos relacionados com a propagação de ondas electromagnéticas, nomeadamente as Leis que regem a propagação desses sinais, em termos de atenuação. São apresentadas justificações teóricas, relativamente à incidência em superfícies lisas e rugosas e as suas consequências, nomeadamente a reflexão, transmissão e dispersão.

É apresentada a justificação da existência de múltiplos percursos em comunicações de rádio. Os seus efeitos nas comunicações e a sua caracterização matemática são especificados, em termos estatísticos, temporais, espectrais e espaciais.

É feita a ponte entre a ciência, que explica e propõe teorias relacionadas com a propagação de ondas electromagnéticas, e os sistemas de comunicações celulares.

Os fenómenos principais que intervêm na propagação de sinais são a reflexão, a transmissão, a dispersão e a difracção. Este último é o foco deste trabalho, sendo o predominante em situações móveis.

Directamente ligadas ao tema específico da dissertação estão a propagação em terrenos irregulares, devido ao relevo orográfico e à própria morfologia do terreno, e a propagação em áreas urbanas. É importante caracterizar a propagação neste último ambiente, pois representa uma grande parte do tráfego. Nessas zonas, o relevo é imposto sobretudo pelos edifícios e outros tipos de edificações humanas.

Foi feita a caracterização da propagação numa zona da cidade do Porto, contendo parte significativa da Baixa, utilizando as medidas recolhidas num ensaio realizado pela TELECEL-Vodafone. De uma forma geral, os resultados traduzem satisfatoriamente as condições de propagação da zona.

Palavras chave: radiação, propagação, difracção, antenas, comunicações móveis celulares.

Abstract

This dissertation has as its main objective to study the most important models in the propagation area, in the field of mobile and cellular communications. The main models validity was verified through an experimental test-drive.

The theoretical fundamentals of electromagnetic waves propagation are presented, specifically the Laws that govern the attenuation of signals. Theoretical justifications are presented regarding the incidence on flat and rugged surfaces and their consequences, namely reflection, transmission and dispersion.

The existence of multiple paths in the radio communications and its effects on communications systems are looked at, and their mathematical characterisation is made, in statistical, time-frequency and spatial terms.

A bridging is attempted between the theoretical science, which explains the propagation of electromagnetic waves, and the practical cellular communications systems.

Of the phenomena that intervene in signals propagation, the main ones are reflection, transmission, dispersion and diffraction. The latter one is the focus of this work, given its predominance in mobile communication scenarios.

Directly related to this dissertation's theme is the propagation in irregular terrain, due to the orography and the morphology of the land. The propagation in urban areas is also analysed. Knowing how signals within this later environment is very important, as it represents a large percentage of mobile traffic. In it, the obstacles are principally man-made.

A test-drive was made by TELECEL-Vodafone in one zone of Porto, which included the Baixa Section. The measured signal attenuation was compared with the values predicted by the principal models. In general, the agreement is good.

Key words: radiation, propagation, antennas, diffraction, cellular mobile communications.

Sommaire

L'objectif principal de cette dissertation c'est l'étude des modèles plus importants dans la propagation, dans le domaine des communications mobiles et cellulaires. La validité des principaux modèles a été vérifiée par un essai expérimental.

Les principes fondamentaux théoriques de la propagation d'ondes électromagnétiques, spécifiquement ceux qui régissent l'atténuation des signaux sont présentés. Aussi présentées sont les justifications théoriques concernant l'incidence sur les surfaces plates et raboteuses et leurs conséquences, comme la réflexion, la transmission et la dispersion.

Effects et problèmes dus à l'existence des multiples parcours dans les communications par radio dans les systèmes de transmissions sont traités et leur caractérisation et termes mathématique, statistique, en temps-fréquence et spatial est faite.

Des phénomènes qui interviennent dans la propagation des signaux, les principaux sont la réflexion, transmission, dispersion et diffraction. Le dernier est le centre de ce travail, donnée sa prédominance dans les scénarios mobiles de transmission.

Directement liée au thème de cette dissertation est la propagation dans le terrain irrégulier, dû à l'orographie et à la morphologie de la terre. La propagation dans les zones urbaines est également analysée. Savoir comme traiter la propagation des signaux dans ce dernier environnement est très important, car il représente un grand pourcentage du trafic mobile. Dans ce cas, en ville, sont les édifices.

On a fait un essai-pilote avec TELECEL-Vodafone dans une zone de Porto, qui a inclus le centre-ville. L'atténuation de signal mesurée a été comparée aux valeurs prévues par les principaux modèles. En general, l'accord entre la prévision et les valeurs observées est bon.

Mots clés: antennes, communications cellulaires, diffraction, propagation, radiation.

Prefácio

A vontade de aprofundar os conhecimentos obtidos na licenciatura, foi a principal motivação que me levou a escrever esta dissertação.

Quero exprimir por este meio, o meu reconhecimento a todos os que, directa ou indirectamente contribuíram para que esta dissertação visse a luz do dia. Em particular:

- ao Professor Doutor Joaquim Costa, meu orientador, pelo apoio, máximo rigor científico e amizade desenvolvidos ao longo deste projecto;
- ao Professor Doutor Diamantino Freitas, pelos constantes encorajamentos e sugestões;
- ao Engenheiro Albáno Alves pela instalação e configuração do MATLAB Web Server;
- ao Engenheiro João Prudente pela cedência de material e *know-how* informático;
- aos Engenheiros Jorge Reis e João Paulo Teixeira, pelas breves, mas proveitosas lições de MATLAB;
- ao IPB pelas excelentes condições disponibilizadas;
- à TELECEL-Vodafone, por terem respondido aos meus pedidos de cedência de meios técnicos e humanos, permitindo a minha presença nas suas instalações e todo o apoio necessário, nomeadamente a realização de um ensaio no Porto.

Dedico este trabalho em especial aos meus pais, que suportaram e me encorajaram incondicionalmente, principalmente nos momentos de menor estímulo.

“ ... muitos são os chamados, mas poucos são os escolhidos ... ”

Jesus Cristo

Índice

Capítulo 1 - Introdução geral	29
1.1 Motivação	29
1.2 Meios utilizados	30
1.3 Notação adoptada	30
1.4 Estrutura da dissertação	30
 Capítulo 2 - Aspectos fundamentais de propagação	 33
2.1 Introdução	33
2.2 Propagação em espaço livre	33
2.3 Reflexão e transmissão de ondas electromagnéticas entre dois meios homogéneos	36
2.3.1 Quantificação da reflexão	38
2.3.2 Ângulo de Brewster	43
2.4 Propagação sobre a superfície terrestre	44
2.5 Modelo de dois raios em linha de vista	50
2.5.1 O coeficiente de superfície	51
2.5.2 Supressão do coeficiente de superfície	53
2.5.3 O ponto de quebra R_b	56
2.6 Incidência em superfícies rugosas	60
2.6.1 Difusão e coeficiente de difusão	61
2.6.2 Quantificação da rugosidade	63
2.7 Modelo geral de propagação	65
2.8 Conclusão	68
 Capítulo 3 - Fenómeno dos percursos múltiplos em comunicações móveis	 69
3.1 Introdução	69
3.2 Natureza do fenómeno dos multipercursos	69
3.3 Definição do problema em termos matemáticos	71
3.4 Desvio de frequência de Doppler	72
3.5 Desvanecimento de variação rápida	73
3.5.1 O modelo de Clarke	73
3.5.1.1 Análise temporal	73
3.5.1.2 Espectro de potência	75
3.5.2 Desvanecimento de Rayleigh	77

3.5.2.1 Caracterização da envolvente	77
3.5.2.2 Caracterização da fase	78
3.5.2.3 <i>Level Crossing Rate</i> e <i>Average Fade Duration</i>	79
3.5.3 Desvanecimento de Rice	83
3.5.3.1 Caracterização da envolvente	83
3.5.3.2 Caracterização da fase	85
3.6 Desvanecimento Log-normal	86
3.6.1 O modelo log-normal	86
3.6.2 Margem de Desvanecimento	87
3.7 Impactos temporal e espacial	90
3.7.1 Dispersão temporal	90
3.7.2 Largura de banda coerente	93
3.7.3 Interferência intersimbólica em canais de rádio	94
3.8 Conclusão	95
Capítulo 4 - Fundamentos de comunicações celulares	97
4.1 Introdução	97
4.2 Sistemas celulares	97
4.3 Modelo hexagonal	99
4.3.1 Geometria do modelo	99
4.3.2 Interferência co-channel	100
4.3.2.1 Interferência em células com antenas omnidireccionais	100
4.3.2.2 Métodos de redução da interferência co-channel	105
4.3.2.3 Interferência em emissores com três antenas direccionais	105
4.3.2.4 Interferência em emissores com seis antenas direccionais	109
4.3.2.5 Análise comparativa do problema da interferência co-channel	111
4.3.3 Eficiência espectral e tráfego em sistemas celulares	111
4.3.4 Subdivisão celular	113
4.3.5 Handover	115
4.3.5.1 Relação S/I	116
4.3.5.2 Handover baseado na relação S/I	117
4.3.5.3 Handover baseado em requisitos de mínima de potência	118
4.3.5.4 Handover atrasado e baseado em requisitos de mínima potência	119
4.4 Conclusão	120
Capítulo 5 - Propagação por difracção	121
5.1 Introdução	121
5.2 O Princípio de Huygens	121
5.3 Zonas de Fresnel e elipsóides de Fresnel	122

5.3.1 Geometria das zonas planas de Fresnel	122
5.3.2 Os elipsóides de Fresnel	124
5.3.2.1 Geometria dos elipsóides de Fresnel	124
5.3.2.2 O parâmetro de difracção v	125
5.3.2.3 O primeiro elipsóide de Fresnel	126
5.4 Difracção de ondas electromagnéticas	127
5.4.1 Os integrais de Fresnel	127
5.4.2 Perdas por difracção em obstáculos em lâmina	129
5.4.3 Coeficiente de atenuação para um obstáculo em lâmina	132
5.4.4 Difracção e reflexão de ondas electromagnéticas pelo solo	132
5.4.5 Difracção em obstruções com o topo arredondado	133
5.5 Difracção sobre múltiplos obstáculos em lâmina	135
5.5.1 O modelo de Vogler	135
5.5.2 Métodos aproximados para múltiplos obstáculos em lâmina	139
5.5.2.1 O método de Bullington	139
5.5.2.2 O método de Epstein-Peterson	140
5.5.2.3 O método de Deygout	141
5.5.2.4 Comparação dos métodos	143
5.6 Difracção sobre objectos de dimensão finita	144
5.6.1 Definição de coeficiente de difracção	145
5.6.2 Difracção num écran absorvente	146
5.6.2.1 Difracção num écran absorvente, segundo a Teoria Geométrica da Difracção	146
5.6.2.2 Difracção num écran absorvente segundo a Teoria Uniforme da Difracção	147
5.6.3 Difracção noutro tipo de objectos para ângulos de incidência genéricos	149
5.6.3.1 Difracção em écrans absorventes, para ângulos de incidência genéricos	150
5.6.3.2 Difracção em écran condutores	150
5.6.3.3 Difracção em cunhas rectas	151
5.6.3.4 Difracção em cunhas com ângulos internos genéricos	152
5.6.3.5 Comportamento dos coeficientes de difracção	153
5.6.3.6 Difracção em direcções obliquas às arestas dos obstáculos	154
5.7 Difracção em múltiplos objectos de dimensões finitas	156
5.8 Conclusão	156

Capítulo 6 - Propagação em terreno irregular 157

6.1 Introdução	157
6.2 Modelos de propagação versus mundo físico real	157
6.2.1 Características de um modelo de propagação	157
6.2.2 Implementação de modelos de propagação	158
6.3 Modelos para previsão de perdas	158
6.3.1 O modelo de Egli	158

6.3.2 O modelo de Edwards e Durkin	159
6.3.3 O modelo de Blomquist e Ladell	160
6.3.4 O modelo de Longley e Rice	161
6.3.5 O método do CCIR	166
6.3.6 O modelo de Lee	169
6.4 Efeito dos cursos de água na propagação de ondas electromagnéticas	171
6.5 Efeitos da vegetação	172
6.5.1 Modelização da vegetação	173
6.5.2 Atenuação causada pela vegetação	174
6.5.3 Atenuação com a antena do terminal móvel no interior da vegetação	174
6.5.4 Atenuação com o terminal móvel localizado numa clareira	175
6.5.5 Modelo generalizado	176
6.6 Conclusão	177
Capítulo 7 - Propagação em zonas habitacionais	179
7.1 Introdução	179
7.2 Classificação dos locais em zonas habitacionais	179
7.3 Mecanismos dominantes de propagação em zonas habitacionais	179
7.4 Modelos empíricos	181
7.4.1 O modelo de Okumura	181
7.4.2 O modelo de Hata	184
7.4.3 O modelo Hata-COST231	185
7.4.4 O modelo macro-celular de Lee	185
7.4.5 O modelo de Ibraim e Parsons	186
7.5 Modelos teóricos	188
7.5.1 Propagação acima dos telhados dos edifícios	189
7.5.2 O Modelo COST231-WI (Walfish-Ikegami)	190
7.5.5 O modelo XBM (Xia, Bertoni e Maciel)	195
7.5.6 O modelo micro-celular de Lee	201
7.5.6.1 Abordagem empírica do modelo micro-celular de Lee	203
7.5.6.2 Abordagem semi-teórica do modelo micro-celular de Lee	205
7.6 Efeito da vegetação	207
7.7 Efeitos da ondulação do terreno	208
7.8 Conclusões	212
Capítulo 8 - Estudo de um caso	213
8.1 Introdução	213
8.2 Ensaio efectuado na cidade do Porto	213
8.2.1 Zona analisada	214

8.2.2 Características dos emissores na zona analisada	215
8.3 Análise de resultados	217
8.3.1 Resultados experimentais	219
8.3.2 Previsões com modelos pré-seleccionados	223
8.3.2.1 Aplicação do modelo Hata-COST231	223
8.3.2.2 Aplicação do modelo de Ibraim e Parsons	226
8.3.2.3 Aplicação do Modelo macro-celular de Lee	229
8.3.2.4 Modelo Curvas de Okumura	232
8.3.3 Previsão combinada	238
8.3.4 Discussão das previsões observadas	239
8.3.4.1 Perdas de propagação	239
8.3.4.2 Potência do sinal recebido	240
8.3.4.3 Erros absolutos e desvios padrões	240
8.4 A interface para a Internet	243
8.5 Conclusões finais	244
8.6 Trabalho futuro	244
Referências	246
Anexo A - Características dos emissores da TELECEL-Vodafone	254

Lista de Figuras

Figura 2.1:	Perda no espaço livre em função da frequência. _____	36
Figura 2.2:	Onda incidente numa superfície plana de separação de dois meios electricamente distintos. O campo eléctrico está orientado segundo um plano normal ao plano de incidência. [Rappaport 96]. _____	38
Figura 2.3:	Onda incidente numa superfície plana de separação de dois meios electricamente distintos. O campo eléctrico está contida no plano de incidência. [Rappaport 96]. _____	38
Figura 2.4:	Módulo a) e fase b) do coeficiente de reflexão Γ_V para a polarização vertical em função do ângulo de incidência θ_i , com $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 10^{-2} \text{ S m}^{-1}$. _____	42
Figura 2.5:	Módulo a) e fase b) do coeficiente de reflexão Γ_H para a polarização horizontal em função do ângulo de incidência θ_i , com $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 10^{-2} \text{ S m}^{-1}$. _____	42
Figura 2.6:	Antena emissora (T) e antena receptora (R) localizadas sobre a superfície terrestre - superfície lisa, homogénea e esférica com raio efectivo r_e . [Parsons 92]. _____	45
Figura 2.7:	Família de curvas do tipo $u = u(t, r)$ parametrizadas em função de r . [Salema 98]. _____	47
Figura 2.8:	Divergência da frente de uma onda electromagnética. [Parsons 92]. _____	49
Figura 2.9:	Factor de divergência $D_v = D_v(t, u)$ em função dos parâmetros (t, u) . [Salema 98]. _____	50
Figura 2.10:	Expansão esférica do campo electromagnético. [Siwiak 95]. _____	51
Figura 2.11:	Propagação do campo electromagnético com frente de onda plana. [Siwiak 95]. _____	51
Figura 2.12:	Perdas de propagação para polarização vertical. _____	54
Figura 2.13:	Perdas de propagação para polarização horizontal. _____	55
Figura 2.14:	Perdas de propagação para frequência de 900 MHz. _____	56
Figura 2.15:	Perdas de propagação para frequência de 1800 MHz. _____	57
Figura 2.16:	Difusão numa superfície rugosa. [Parsons 92] _____	61
Figura 2.17:	Componentes directa e difusas. _____	62
Figura 2.18:	Reflexão numa superfície com perfil rectangular e periódico. [Parsons 92]. _____	63
Figura 2.19:	Perdas de propagação para três meios distintos. _____	67

Figura 3.1:	Percursos múltiplos na vizinhança do terminal móvel. [Siwiak 95].	69
Figura 3.2:	Diversidade de percursos múltiplos. [Bertoni 2000].	70
Figura 3.3:	Sinal $s(t)$, dado pelo produto dos sinais $m(t)$ e $r(t)$. [Fujimoto 94].	71
Figura 3.4:	Ilustração do desvio de Doppler. [Parsons 92].	72
Figura 3.5:	Componentes dispersas que atingem a antena receptora. [Parsons 92].	73
Figura 3.6:	Espectro de potência, para 900 MHz e $v_2=40 \text{ km h}^{-1}$ e com $E_0=1 \text{ Vm}^{-1}$.	76
Figura 3.7:	Ilustração da LCR e da AFD numa envolvente sujeita a Desvanecimento de Rayleigh. [Parsons 92].	79
Figura 3.8:	Comportamento da LCR por comprimento de onda, em função de ξ . [Parsons 92].	82
Figura 3.9:	Comportamento da AFD em função de ξ . [Parsons 92].	83
Figura 3.10:	Densidade de probabilidade de Rice para vários valores de k_R .	85
Figura 3.11:	Densidade de probabilidade log-normal $p_z(z)$.	87
Figura 3.12:	Fracção da área de serviço F_{SA} , com nível de sinal acima da sensibilidade do receptor. [Rappaport 96, Garg 99].	90
Figura 3.13:	Dispersão temporal devido ao atraso das réplicas e do impulso transmitido. [Garg 99].	91
Figura 4.1:	Conjuntos de células com factores de reutilização $N=7$. [Garg 99].	98
Figura 4.2:	Conjuntos de células com factores de reutilização $N=3$. [Garg 99].	98
Figura 4.3:	Sistema de coordenadas. [Garg 99].	99
Figura 4.4:	Interferência co-channel em células com antenas omnidireccionais. [Garg 99].	100
Figura 4.5:	Caso mais desfavorável de interferência co-channel, para antenas omnidireccionais. [Lee 89].	104
Figura 4.6:	Relação S/I em função de N , para células com antenas omni-direccionais.	105
Figura 4.7:	Interferência co-channel em células com três sectores separados de 120° . [Garg 99].	106
Figura 4.8:	Interferência co-channel em células com três sectores separados de 60° . [Garg 99].	107
Figura 4.9:	Diagrama de radiação horizontal de uma antena para sectores de 120° . [Buehrer 99].	107
Figura 4.10:	Caso mais desfavorável em células cujos sectores estão de 120° . [Garg 99].	108
Figura 4.11:	Relação S/I em função de n , para emissores com três sectores e antenas espaçadas de 120° .	109

Figura 4.12:	Caso mais desfavorável em células cujos sectores estão de 60° . [Garg 99].	110
Figura 4.13:	Relação S/I em função de n , para emissores com seis sectores e antenas espaçadas de 60° .	110
Figura 4.14:	Expansão do sistema celular, por subdivisão de células. [Garg 99].	114
Figura 4.15:	Arranjo celular da Vodafone, na zona metropolitana da cidade de Londres. [Macario 92].	114
Figura 4.16:	Exemplificação dum cenário de handover, na passagem da célula A para a B. [Rappaport 96].	115
Figura 5.1:	Aplicação do Princípio de Huygens à propagação de ondas planas. [Parsons 92].	121
Figura 5.2:	Lugar geométrico das zonas planas ou circunferências de Fresnel. [Hristov 2000].	123
Figura 5.3:	Elipsóide de Fresnel de ordem n . [Hristov 2000].	125
Figura 5.4:	Curvas das componentes real $C(v)$ e imaginária simétrica $S(v)$ do integral de Fresnel. [Hristov 2000].	128
Figura 5.5:	Espiral de Cornu, em função do parâmetro v de Fresnel-Kirchhoff. [Hristov 2000].	128
Figura 5.6:	Perdas por difracção relativamente ao espaço livre, para um obstáculo em lâmina infinito.	132
Figura 5.7:	Difracção num obstáculo em lâmina, com reflexão no solo. [Bullington 47, Parsons 92].	133
Figura 5.8:	Geometria associada a obstáculos com topos arredondados. [Salema 98].	134
Figura 5.9:	Função $Pl_{ex}(m,n)$ para o cálculo da atenuação por difracção sobre um obstáculo arredondado. [Salema 98].	135
Figura 5.10:	Geometria associada ao modelo de Vogler. [Vogler 82, Bhattacharyya 95].	137
Figura 5.11:	Perdas de propagação versos a altura h_2 do obstáculo central. [Vogler 82, Bhattacharyya 95].	139
Figura 5.12:	Obstáculo equivalente no método de Bullington. [Bullington 47, Parsons 92, Salema 98].	140
Figura 5.13:	Geometria associada ao método de Epstein-Peterson. [Parsons 92, Salema 98].	141
Figura 5.14:	Geometria associada ao método de Deygout. [Deygout 66, Parsons 92, Salema 98].	142

Figura 5.15:	Comportamento dos métodos de Bullington, Epstein-Peterson e Deygout, para três obstáculos em lâmina. Os dois obstáculos periféricos tem uma altura de 100 metros, Com a altura do obstáculo central variando entre 0 e 700 metros, à frequência de 100 MHz.	144
Figura 5.16:	a) Diferentes zonas do espaço envolvidas numa difracção de ondas planas. b) Diferentes contribuições nas três zonas. [Bertoni 2000].	145
Figura 5.17:	Variação das perdas por difracção em função da cota y, num ponto situado a 30 metros para além do écran absorvente, para vários valores da frequência. [Bertoni 2000].	148
Figura 5.18:	Comportamento do módulo da função de transição em função da cota y, num ponto situado 30 metros para além do écran absorvente, para vários valores da frequência.	149
Figura 5.19:	Incidência de uma onda plana com um ângulo ϕ' num écran condutor. [Bertoni 2000].	150
Figura 5.20:	Incidência numa cunha recta onde a) a face posterior não é iluminada pela onda incidente, b) a face posterior é iluminada pela onda incidente. [Bertoni 2000].	151
Figura 5.21:	Coeficientes de difracção: a) $D_1(\theta)$ para um écran absorvente; b) coeficiente de Felsen $D_2(\theta)$ para um écran absorvente; c) $D_3(\theta)$ para incidência em polarização horizontal com ângulo $\phi' = 90^\circ$ na face anterior numa cunha perfeitamente condutora; d) $D_4(\theta)$ para incidência em polarização vertical com ângulo $\phi' = 45^\circ$ na face anterior numa cunha perfeitamente condutora. Todos os coeficientes estão multiplicados por $\sqrt{2\pi\beta_0}$. [Bertoni 2000].	154
Figura 5.22:	Percurso composto pelos sentidos de propagação das onda incidente e difractada na esquina dum edifício. [Bertoni 2000].	155
Figura 6.1:	Factor de correcção devido ao terreno. [Egli 57].	159
Figura 6.2:	Geometria associada ao modelo de Longley e de Rice. [Delisle 85].	163
Figura 6.3:	Curvas dos valores medianos da amplitude do campo eléctrico, expresso em $\text{dB}\mu\text{Vm}^{-1}$, para zonas urbanas, à frequência de 900 MHz para uma altura de 1.5 metros da antena do terminal móvel. [Parsons 92].	167
Figura 6.4:	Obtenção do ângulo de clareza ϕ_{CA} . [Parsons 92].	168
Figura 6.5:	Factor de correcção em função do ângulo de clareza ϕ_{CA} . [Parsons 92].	168

Figura 6.6:	Cálculo da altura efectiva da antena emissora, para dois tipos de elevações. [Lee 98b].	171
Figura 6.7:	Propagação desde o emissor até ao terminal móvel através de um curso de água. [Fujimoto 94].	171
Figura 6.8:	Comportamento em função da frequência e da polarização de a) κ' ; e de b) κ'' . [Bertoni 2000].	173
Figura 6.9:	Transmissão de energia no interior da vegetação onde se encontra a antena do terminal móvel. [Bertoni 2000].	175
Figura 6.10:	Propagação por difracção ao longo da copa das árvores. [Bertoni 2000].	175
Figura 7.1:	Ilustração da propagação em zonas habitacionais. [Lee 98b].	180
Figura 7.2:	Comportamento da atenuação A_{mu} em relação ao espaço livre. [Okumura 68].	182
Figura 7.3:	Comportamento do factor de correcção $H_{tu}(h_{te}, d_{km})$. [Okumura 68].	183
Figura 7.4:	Comportamento do factor de correcção $H_{ru}(h_{re}, d_{km})$. [Okumura 68].	183
Figura 7.5:	Processo de cálculo das alturas efectivas das antenas. [Parsons 92].	184
Figura 7.6:	Comportamento de PL_{50} para duas alturas da antena emissora, em duas zonas com graus de urbanização distintos.	188
Figura 7.7:	Mecanismos de propagação sobre múltiplos edifícios. [Walfish 88, COST231 99].	189
Figura 7.8:	Geometria e parâmetros associados ao modelo COST231-WI. [Walfish 88, COST231 99].	191
Figura 7.9:	Definição da orientação da via através do ângulo ϕ . [Ikegami 84, Doble 96, COST231 99].	191
Figura 7.10:	Comportamento das perdas de propagação no modelo COST231 na situação NLOS com $h_{te} = 10\text{ m}$, $h_{re} = 1.6\text{ m}$, $h_b = 15\text{ m}$, $W_s = 10\text{ m}$, $W_b = 50\text{ m}$ e $\phi = 90^\circ$.	194
Figura 7.11:	Comportamento das perdas de propagação no modelo COST231 na situação NLOS com $h_{te} = 20\text{ m}$, $h_{re} = 1.6\text{ m}$, $h_b = 15\text{ m}$, $W_s = 10\text{ m}$, $W_b = 50\text{ m}$ e $\phi = 90^\circ$.	195
Figura 7.12:	Substituição dos edifícios por écrans equivalentes. [Xia 92, Bertoni 2000].	196
Figura 7.13:	Campo normalizado $Q_{N+1}(g_c)$ após difracção sobre $N+1$ écrans absorventes, para um valor do afastamento médio entre edifícios de 50 metros e às frequências: a) 900 MHz e b) 1800 MHz. [Maciel 93, Bertoni 2000].	198

Figura 7.14:	Comportamento das perdas de propagação totais. A antena emissora está localizada a 10 metros de altura, com $h_{re} = 1.6$ m, $h_b = 15$ m, $W_s = 10$ m e $W_b = 50$ m.	200
Figura 7.15:	Comportamento das perdas de propagação totais. A antena emissora está localizada a 20 metros de altura, com $h_{re} = 1.6$ m, $h_b = 15$ m, $W_s = 10$ m e $W_b = 50$ m.	201
Figura 7.16:	Obstrução dos edifícios à linha de vista, numa célula onde a antena emissora está bastante rebaixada relativamente ao nível dos edifícios. [Freeman 97, Lee 98a, Lee 98b].	202
Figura 7.17:	Cálculo do bloqueio B provocado pelos edifícios. [Freeman 97, Lee 98a, Lee 98b].	202
Figura 7.18:	Curvas empíricas obtidas experimentalmente para uma potência de 1 W ou 30 dBm irradiada por uma antena situada a uma altura de 6 metros. [Lee 98a, Lee 98b].	204
Figura 7.19:	Comportamento das curvas (a) P_{LOS} (dBm) e (b) α_B (dB), dadas pelas equações (7.56) e (7.57), respectivamente.	205
Figura 7.20:	Perdas de propagação, na presença de edifícios com largura média igual a 90 metros, afastamento médio 100 metros. Antenas com $h_{re} = 1.6$ m e de 10 e 20 metros para h_{te} .	207
Figura 7.21:	Disposição típica da vegetação em áreas urbanas.	208
Figura 7.22:	Contribuição da cota do terreno na altura efectiva dos edifícios e da antena emissora.	208
Figura 7.23:	Propagação acima do nível dos edifícios assentes em terreno ondulado. [Piazzi 98, Bertoni 2000].	209
Figura 7.24:	Aproximação da colina por uma cunha. [Bertoni 2000].	210
Figura 7.25:	Aproximação de uma colina por um cilindro de raio R_h , para o cálculo das perdas por difracção na zona C, no lado oposto da colina. [Piazzi 98, Bertoni 2000].	211
Figura 8.1:	Percurso reconstruído, com os emissores que intervieram no ensaio (losangos). A zona em estudo está delimitada por um rectângulo.	214
Figura 8.2:	Baixa do Porto - zona em estudo.	215
Figura 8.3:	Variação do ângulo de descaimento vertical ψ observado pelo terminal móvel, em função do seu azimuth ϕ . [Lee 98b].	216

Figura 8.4:	Potência recebida (dBm) durante o testdrive completo e a sequência de <i>handovers</i> realizados sempre que muda o tipo de traço.	218
Figura 8.5:	Metodologia utilizada na previsão combinada.	218
Figura 8.6:	Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) através de rectas logarítmicas emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.	221
Figura 8.7:	Potências (dBm) observadas (losangos) e estimadas (traço contínuo) emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores, segundo as rectas logarítmicas da Tabela 8.1.	221
Figura 8.8:	Estimativas das potências (dBm) na zona seleccionada para os três emissores separadamente e o no conjunto dos três emissores.	222
Figura 8.9:	Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir da recta logarítmica $PL(d)=-33.41-29.09 \log_{10}(d)$.	223
Figura 8.10:	Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Hata-COST231, emissor a emissor e no conjunto dos três emissores.	224
Figura 8.11:	Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Hata-COST231, emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.	224
Figura 8.12:	Estimativas das potências (dBm) utilizando-se o modelo Hata-COST231 na zona seleccionada, para cada um dos emissores separadamente e no conjunto dos três emissores.	225
Figura 8.13:	Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo Hata-COST231.	226
Figura 8.14:	Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo de Ibraim e Parsons.	227
Figura 8.15:	Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo de Ibraim e Parsons.	228
Figura 8.16:	Estimativas das potências (dBm) utilizando-se o modelo de Ibraim e Parsons na zona seleccionada, para cada um dos emissores separadamente e no conjunto dos três emissores.	228
Figura 8.17:	Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo de Ibraim e Parsons.	229

Figura 8.18:	Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo macro-celular de Lee.	230
Figura 8.19:	Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo macro-celular de Lee, emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.	231
Figura 8.20:	Estimativas das potências (dBm) utilizando o modelo macro-celular de Lee na zona seleccionada, para cada um dos emissores separadamente e no conjunto dos três emissores.	231
Figura 8.21:	Comportamentos da potência do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo macro-celular de Lee.	232
Figura 8.22:	Erro absoluto e percentual do modelo Curvas de Okumura relativamente ao modelo de Hata.	235
Figura 8.23:	Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Curvas de Okumura.	236
Figura 8.24:	Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Curvas de Okumura.	236
Figura 8.25:	Estimativas das potências (dBm) utilizando-se o modelo Curvas de Okumura.	237
Figura 8.26:	Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo Curvas de Okumura.	238
Figura 8.27:	Comportamento da estimativa combinada da potência recebida no terminal móvel.	239
Figura 8.28:	Écran de entrada para o Web site desenvolvido.	244
Figura A.1:	Diagramas horizontal e vertical do emissor 2828.	255
Figura A.2:	Diagramas horizontal e vertical do emissor H271.	256
Figura A.3:	Diagramas horizontal e vertical do emissor H2026.	257

Lista de Tabelas

Tabela 2.1:	Grandezas eléctricas típicas para alguns meios materiais com interesse prático. [Parsons 92, Rappaport 96].	43
Tabela 2.2:	Erro absoluto devido à não inclusão da componente dominante da onda de solo.	55
Tabela 3.1:	Propriedades de sinais Desvanecimento de Rayleigh r_0 . [Lee 98b].	78
Tabela 3.2:	AFD média e LCR por comprimento de onda, para Desvanecimentos da envolvente do sinal recebido, em relação ao valor da mediana. [Parsons 92].	82
Tabela 3.3:	Valores típicos para o valor médio da dispersão temporal $\bar{\tau}$. [Garg 99].	93
Tabela 3.4:	Valores típicos para o Valor eficaz da dispersão temporal τ_{RMS} . [Rappaport 96].	93
Tabela 4.1:	Taxa de reutilização Q , em função do factor de reutilização N .	102
Tabela 5.1:	Estimativas das perdas de propagação para dois perfis específicos. [Giovaneli 82].	143
Tabela 6.1:	Valores típicos da medida Δh de irregularidade do terreno. [Parsons 92].	162
Tabela 7.1:	Rectas $PL(d) = A + B \log_{10}(d) = A - 10 n \log_{10}(d)$ obtidas a partir de regressões dos resultados ilustrados nas Figuras 7.14 e 7.15.	201
Tabela 8.1:	Rectas logarítmicas obtidas por regressão das perdas de propagação observadas.	220
Tabela 8.2:	Rectas logarítmicas utilizando o modelo de Ibraim e Parsons, para cada emissor, com $h_{re}=1.6$ m.	227
Tabela 8.3:	Rectas logarítmicas utilizando o modelo de Lee, para cada emissor, com $h_{re}=1.6$ m.	230
Tabela 8.4:	Quadro de valores retirados das curvas da Figura 41c) em [Okumura 68], para os 900 MHz.	233
Tabela 8.5:	Quadro de valores retirados das curvas da Figura 41d) em [Okumura 68], para os 1500 MHz.	234
Tabela 8.6:	Médias dos erros absolutos e os respectivos desvios padrões, para os modelos analisados.	243

Abreviaturas

AFD	Average Fade Duration
AMPS	Advanced Mobile Phone service
CDMA	Code-Division Multiple Access
COST	European Cooperation in the Field of Scientific and Thechnical Research
COST 231	Evolution of Land Mobile Radio Communications
DCS	Digital Cellular System
<i>eirp</i>	Effective Isotropic Radiated Power (W)
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power (dB)
<i>erp_d</i>	Effective Radiated Power Per Dipole (W)
ERPD	Effective Radiated Power Per Dipole (dB)
GPS	Global Positioning Systeml
GSM	Global System for Mobile Communications
GTD	Geometrical Theory of Diffraction
ISB	Incident Shadow Bondary
LCR	Level Crossing Rate
LOS	Line of Sight
NLOS	Non-Line of Sight
QoS	Quality of Service
RSB	Reflected Shadow Boundary
TACS	Total Access Communication System (UK Analog)
UMTS	Universal Mobile Telephone Service
UTD	Uniform Theory of Diffraction

Capítulo 1

Introdução geral

1.1 Motivação

Nos últimos anos tem-se constatado um grande aumento do tráfego do serviço móvel celular. Com a expansão do número de utentes, os sistemas existentes eventualmente atingem saturação. Para manter um nível normal da qualidade de serviço, os operadores vêm-se constantemente na necessidade de aumentar a capacidade dos seus sistemas. Em termos globais, há dois tipos de expansão: *i*) aumento da área de serviço e *ii*) aumento da capacidade do sistema, mantendo a área fixa. O primeiro destes dois é relativamente simples, acabando por ser a replicação do sistema existente. O aumento de capacidade, para uma área fixa, é mais complexo, envolvendo possivelmente a instalação de estações adicionais, novos planos de frequências e novos níveis de potência.

Para ambos tipos de expansão considerados, as características de propagação dos sinais são aspectos que cada vez mais exigem estudos especializados. A mobilidade dos utentes torna o canal de comunicação particularmente dinâmico e difícil de caracterizar. Por estas razões, o tema propagação (de sinais) tem-se tornado cada vez mais pertinente. Fenómenos, cuja análise ainda há pouco tempo tinha um valor puramente académico, tornaram-se na preocupação de operadores de redes móveis.

A introdução de sistemas móveis da terceira geração (UMTS), irão permitir a utilização de serviços não suportados pela actual rede GSM/DCS, com destaque para os serviços multimédia de tempo real e transmissão de dados a alta velocidade.

Nesta dissertação é feita uma apresentação e explicação dos modelos de propagação de sinais de rádio, particularmente modelos que caracterizam o meio em termos da atenuação. Começa-se pela análise dos modelos mais básicos, imprescindíveis para a análise e apresentação de modelos mais específicos. Posteriormente, é feita a análise de modelos empíricos e teóricos, com vista à caracterização da propagação em cenários adversos. Essas

adversidades traduzem-se em acidentes orográficos naturais (montanhas, rios, dunas, árvores) e de natureza humana (edifícios).

Toda e qualquer análise nesta dissertação é feita somente para os campos afastados.

1.2 Meios utilizados

A simulação dos modelos e as apresentações de resultados nesta dissertação foram feitos em MATLAB V5R3 para o Windows [Mathworks 97, Mathworks 98].

As simulações foram feitas num PC Pentium MMX a 200 MHz com 32 MByte de RAM, correndo o Windows 98.

1.3 Notação adoptada

Salvo referências em contrário:

- as variáveis expressas em dB's aparecem escritas em letra ocidental maiúscula, exceptuando as variáveis escritas em letra grega;
- as variáveis expressas em unidades do sistema internacional (variáveis em escala linear) aparecem escritas em letra ocidental minúscula, exceptuando-se as variáveis escritas em letra grega;
- a regra anterior aplica-se às variáveis adimensionais.

A unidade duma variável numa equação é sempre referida textualmente, antes ou depois da equação.

Evitou-se a sobreposição de notação dada a extensa bibliografia. Por exemplo, a variável β_i em [Vogler 82] é susceptível de ser confundida com a constante de fase β_0 , tendo por isso sido substituída por ψ_i .

1.4 Estrutura da dissertação

Esta dissertação é constituída por oito capítulos, que, por sua vez, estão subdivididos em secções. Estas poderão ainda subdividir-se em subsecções, até ao quarto nível hierárquico. Em traços gerais, encontra-se organizada como se segue:

No Capítulo 2 são apresentados aspectos de propagação de ondas electromagnéticas, começando com modelos de propagação simples, mas importantes no desenvolvimento do estudo.

O Capítulo 3 é dedicado à caracterização matemática do fenómeno dos percursos múltiplos, muito importante na caracterização do canal de rádio.

No Capítulo 4 são apresentados os princípios básicos das comunicações móveis celulares.

O Capítulo 5 descreve detalhadamente a propagação por difracção, fenómeno que permite sinais contornar obstáculos.

O Capítulo 6 descreve a propagação em terreno irregular.

O Capítulo 7 descreve a propagação em áreas urbanizadas, com especial destaque nos últimos desenvolvimentos teóricos.

No Capítulo 8 é feito o estudo de um caso, onde se analisa as condições de propagação numa zona da cidade do Porto, abraçando parte da sua baixa. O estudo baseia-se em dados recolhidos num disponibilizado pela TELECEL-Vodafone. Parte deste esforço foi também a preparação de um *Web site*, que apresenta nove dos modelos de propagação mais importantes nesta área. Foram criados programas em MATLAB que implementam os vários modelos e permitem testar situações específicas. Para além da descrição completa, o visitante da página *Web* tem a possibilidade de calcular remotamente as perdas previstas por esses modelos, para as configurações típicas. Adicionalmente, nesse endereço encontram-se os resultados do ensaio experimental. Finalmente, é feita uma síntese do estudo efectuado nesta dissertação, apontando caminhos conducentes a novos projectos no âmbito deste trabalho.

O anexo A apresenta as características dos emissores utilizados no estudo do Capítulo 8.

Capítulo 2

Aspectos fundamentais de propagação

2.1 Introdução

Neste capítulo são analisados os modelos básicos de propagação de sinais de rádio.

Depois da propagação em espaço livre serão cobertas a reflexão, a transmissão de ondas electromagnéticas entre dois meios, a quantificação da reflexão, e a propagação sobre a superfície terrestre.

2.2 Propagação em espaço livre

No espaço livre uma antena emissora, com ganho directivo g_T , alimentada com um nível de potência p_a , e apresentando uma eficiência η , irradia a potência $p_T = \eta p_a$.

À medida que a frente de onda se propaga, a potência irradiada vai-se espalhando pelo espaço. Este espalhamento é dado quantitativamente pela densidade de potência S ou amplitude do vector de Poynting, expressa em $W m^{-2}$

$$S = \frac{\eta p_a g_T}{4\pi d^2} = \frac{p_T}{4\pi d^2} \times g_T = S_{is} \times g_T \quad (2.1)$$

onde S_{is} é a amplitude do vector de Poynting isotrópico igualmente expressa em $W m^{-2}$ e d é a distância à antena, expressa em metros. Por simplicidade, admite-se que se está perante uma antena emissora ideal, sem perdas, logo com uma eficiência $\eta = 100\%$ implicando por isso que $p_T = p_a$.

Da seguinte expressão, que relaciona o ganho directivo g_R de uma antena com uma área efectiva A_{ef}

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2 g_R}{4\pi} \quad (2.2)$$

obtém-se a expressão para a potência captada por uma antena receptora de ganho g_R

$$p_R = S_{is} A_{ef} g_T = \frac{p_T g_T}{4\pi d^2} \times \frac{\lambda^2 g_R}{4\pi} = \frac{p_T g_T g_R \lambda^2}{16\pi^2} \times \frac{1}{d^2} = \frac{eirp}{4\beta_0^2} \times \frac{1}{d^2} \quad (2.3)$$

onde $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ é a constante de fase em espaço livre, λ é o comprimento de onda expresso em metros e $eirp$ é dado pela relação $eirp = g_T p_T$.

Exprimindo a equação (2.3) em termos do valor da potência p_{REF} recebida a uma distancia de referência $d = d_{REF}$ da antenna emissora, tem-se para p_{REF}

$$p_{REF} = p_R|_{d=d_{REF}} = \frac{eirp}{4\beta_0^2} \times \frac{1}{d_{REF}^2} \quad (2.4)$$

A potência recebida a uma distância d em função de p_{REF} é

$$p_R(d) = p_{REF} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right)^2 \quad (2.5)$$

O valor do quociente entre os valores das potências recebida na antenna receptora p_R e a potência transmitida ou radiada pela antenna emissora p_T é

$$pl_F = \frac{p_R}{p_T} = g_T g_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.6)$$

A equação (2.6) é a relação fundamental em espaço livre, também denominada por equação de Friis. A perda em espaço livre é dada por pl_F .

O comprimento de onda λ expresso em metros é

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.7)$$

onde c é a velocidade de propagação da luz em espaço livre, expressa em $m s^{-1}$ e f o valor da frequência, expressa em Hz.

A perda em espaço livre, em dB's é

$$\begin{aligned} PL_F &= 10 \log_{10}(pl_F) = 10 \log_{10} \left(\frac{p_R}{p_T} \right) = \\ &= 10 \log_{10} g_T + 10 \log_{10} g_R - 20 \log_{10} f - 20 \log_{10} d + c^{te} \end{aligned} \quad (2.8)$$

A constante na equação (2.8) vale $c^{te} = 20 \log_{10} \frac{3 \times 10^8}{4\pi} = 147.6 \text{ dB}$.

A perda em espaço livre PL_F em termos dos valores de referência PL_{REF} e d_{REF} é

$$PL_F = PL_F(d_{REF}) + 20 \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) = PL_{REF} + 20 \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) \quad (2.9)$$

com PL_{REF} dado por

$$PL_{REF} = PL_F|_{d=d_{REF}} = 10 \log_{10} g_T + 10 \log_{10} g_R - 20 \log_{10} f - 20 \log_{10} d_{REF} + 147.6 \quad (2.10)$$

Para antenas isotrópicas a relação básica entre a perda em espaço livre para uma distância d_{km} , expressa em km, e para uma frequência f_{MHz} , expressa em MHz, é

$$PL_B = -32.44 - 20 \log_{10} f_{MHz} - 20 \log_{10} d_{km} \text{ dB} \quad (2.11)$$

Da equação (2.11), a atenuação em espaço livre aumenta com a distância à razão de 6 dB/oitava ou 20 dB/década. A conclusão anterior é igualmente válida para a variação da frequência.

Para duas antenas isotrópicas espaçadas de d_{km} , as perdas PL_B em função dum valor de referência medido a uma distância de referência $PL_B(d_{REF}) = PL_B(d = d_{REF})$ são

$$PL_B = PL_B(d_{REF}) + 20 \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) \quad (2.12)$$

O módulo do vector de Poynting S é

$$S = \frac{E^2}{Z_0} \quad (2.13)$$

Da impedância de onda no espaço livre Z_0 (com valor $120\pi \sim 377\Omega$) obtém-se uma expressão que relaciona a amplitude E do campo eléctrico recebido com a potência p_T radiada por uma antena emissora à distância d da antena receptora

$$\frac{E^2}{120\pi} = \frac{p_T g_T}{4\pi d^2} = S_{is} g_T \quad (2.14)$$

Manipulando a expressão anterior, obtém-se uma relação $E=E(p_T)$ mais explicita

$$E = \frac{\sqrt{30 p_T g_T}}{d} \quad (2.15)$$

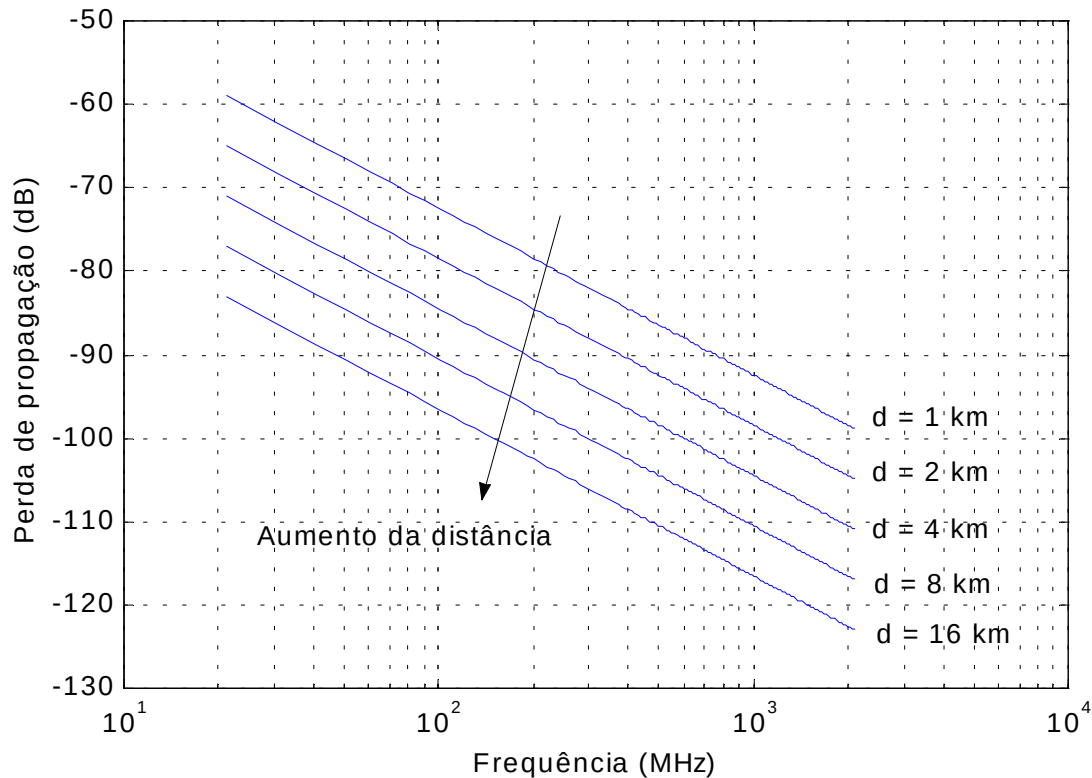


Figura 2.1: Perda no espaço livre em função da frequência.

O valor da máxima potência p_R entregue a um receptor em função da amplitude do campo eléctrico E é

$$p_R = S A_{ef} = \frac{E^2 A_{ef}}{Z_0} = \frac{E^2}{120\pi} \times \frac{\lambda^2 g_R}{4\pi} = \left(\frac{E \lambda}{2\pi} \right)^2 \times \frac{g_R}{120} \quad (2.16)$$

2.3 Reflexão e transmissão de ondas electromagnéticas entre dois meios homogéneos

Uma onda electromagnética que se propague num meio linear homogéneo e isotrópico (L.H.I.), designado por meio de propagação ao incidir sobre outro meio, designado por meio de incidência com características eléctricas diferentes, vai sofrer uma reflexão que pode ser total, parcial ou mesmo nula.

Existem duas situações com especial interesse [Rappaport 96]:

- se o segundo meio for um dieléctrico perfeito, ou seja com um coeficiente de condutividade $\sigma = 0$, parte da energia transmite-se para o novo meio e a restante é reflectida de volta para o meio inicial, não se observando assim perdas de energia por dissipação térmica durante e após a incidência num dieléctrico perfeito;
- se o segundo meio for um condutor perfeito, para pequenos valores do ângulo de incidência θ_i toda a energia contida na onda incidente será reflectida para o meio inicial.

A quantidade de energia contida na componente reflectida relaciona-se com a quantidade de energia total contida na onda incidente através dos coeficientes de reflexão de Fresnel Γ . Esse coeficiente de reflexão depende de vários factores, nomeadamente:

- das propriedades eléctricas dos meios envolvidos;
- da polarização da onda electromagnética incidente;
- do ângulo de incidência no novo meio e
- da frequência da onda incidente.

O efeito da reflexão sobre uma onda depende da orientação desta com respeito ao plano de incidência que, por definição, contém o raio de incidência da onda e a normal à superfície reflectora. (a superfície de separação dos dois meios é suposta plana).

As Figuras 2.2 e 2.3 referem-se às situações onde o campo eléctrico $\vec{E}$ é normal e paralelo ao plano de incidência, respectivamente.

Conforme se observa nas Figuras 2.2 e 2.3, existe um conjunto de variáveis com os seguintes significados físicos:

- vectores campo eléctrico incidente, campo eléctrico reflectido de volta para o meio de propagação e campo eléctrico transmitido para o meio de incidência $\vec{E}_i, \vec{E}_r, \vec{E}_t$;
- vectores campo magnético incidente, campo magnético reflectido de volta para o meio de propagação e campo magnético transmitido para o meio de incidência $\vec{H}_i, \vec{H}_r, \vec{H}_t$;
- permeabilidade magnética, permitividade eléctrica e condutividade do meio de propagação $\mu_1, \epsilon_1, \sigma_1$;
- permeabilidade magnética, permitividade eléctrica e condutividade do meio de incidência $\mu_2, \epsilon_2, \sigma_2$ e

- os ângulos de incidência, de reflexão de volta ao meio de propagação e de transmissão para o meio de incidência θ_i , θ_r , θ_t .

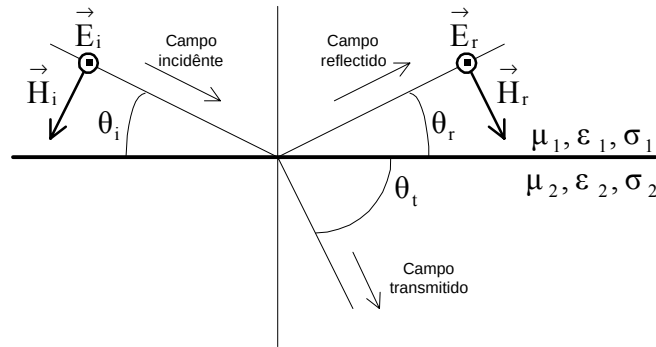


Figura 2.2: Onda incidente numa superfície plana de separação de dois meios electricamente distintos. O campo eléctrico está orientado segundo um plano normal ao plano de incidência. [Rappaport 96].

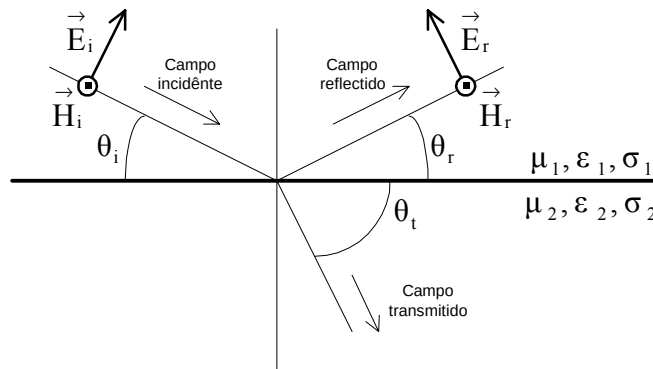


Figura 2.3: Onda incidente numa superfície plana de separação de dois meios electricamente distintos. O campo eléctrico está contido no plano de incidência. [Rappaport 96].

2.3.1 Quantificação da reflexão

Uma vez descrito o processo de incidência de uma onda electromagnética sobre um meio distinto em termos eléctricos, para os dois casos em que o campo eléctrico se propague com polarização vertical (contido no plano de incidência) ou horizontal (normal ao plano de incidência), os coeficientes de reflexão são [Rappaport 96]

$$\Gamma_v = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_1 \sin(\theta_i) - \eta_2 \sin(\theta_t)}{\eta_1 \sin(\theta_i) + \eta_2 \sin(\theta_t)} \quad (2.17)$$

para incidências em polarização vertical e

$$\Gamma_H = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin(\theta_i) - \eta_1 \sin(\theta_t)}{\eta_2 \sin(\theta_i) + \eta_1 \sin(\theta_t)} \quad (2.18)$$

para incidências em polarização horizontal. A impedância η_i de onda do meio i é dada pelo quociente entre o valor da intensidade do campo eléctrico e o valor da intensidade do campo magnético

$$\eta_i = \frac{E_i}{H_i} \quad (2.19)$$

$$\eta_i = \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i}} = \sqrt{\frac{\mu_i}{\text{Re}(\epsilon_i) + j\text{Im}(\epsilon_i)}} \quad (2.20)$$

A velocidade de propagação v_p de uma onda electromagnética num meio i é

$$v_p = (\mu_i \epsilon_i)^{-\frac{1}{2}} \text{ ms}^{-1} \quad (2.21)$$

Para que no plano de separação não hajam singularidades entre os campos incidente, reflectido e transmitido, as condições fronteira devem obedecer à Lei de Snell [Keiser 91],

$$v_2 \cos(\theta_i) = v_1 \cos(\theta_t) \quad (2.22)$$

$$\sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \cos(\theta_i) = \sqrt{\mu_2 \epsilon_2} \cos(\theta_t) \quad (2.23)$$

Onde v_1 e v_2 são as velocidades de propagação nos meios de propagação e de incidência, respectivamente. Segundo a Lei de Snell a relação entre os ângulos de incidência θ_i e de reflexão θ_r é dada por $\theta_i = \theta_r$.

As componentes reflectida E_r e transmitida E_t do campo eléctrico são

$$E_r = \Gamma E_i \quad (2.24)$$

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \quad (2.25)$$

onde Γ está para Γ_H ou Γ_V dependendo da polarização em causa.

Para o caso particular do meio de propagação ser o espaço livre e supondo que o meio de incidência não é ferromagnético (implicando $\mu_1 = \mu_2$), os coeficientes de reflexão para as

duas polarizações reduzem-se a duas expressões mais simplificadas [Parsons 92, Salema 98, Paul 87],

$$\Gamma_H = \frac{\sin(\theta_i) - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta_i)}}{\sin(\theta_i) + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta_i)}} \quad (2.26)$$

$$\Gamma_V = \frac{\epsilon_r \sin(\theta_i) - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta_i)}}{\epsilon_r \sin(\theta_i) + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta_i)}} \quad (2.27)$$

em que ϵ_r é a permissividade relativa dada por

$$\epsilon_r = \operatorname{Re}\left(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_0}\right) + j \operatorname{Im}\left(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_0}\right) = \epsilon_{r2} - jX \quad (2.28)$$

sendo o valor de X dado por

$$X = \frac{\sigma_2}{\omega \epsilon_0} = \frac{18000 \sigma_2}{f_{\text{MHz}}} \quad (2.29)$$

Em termos do comprimento de onda no meio de incidência o valor de X é

$$X = 60 \sigma_2 \lambda \quad (2.30)$$

Se a frequência de trabalho f_{MHz} estiver, expressa em MHz, a constante dielétrica do meio de incidência é

$$\epsilon_r = \epsilon_{r2} - jX = \epsilon_{r2} - j \frac{18000 \sigma_2}{f_{\text{MHz}}} \quad (2.31)$$

Uma vez mais se recorda que a permissividade dos dois meios são

$$\epsilon_1 = \operatorname{Re}(\epsilon_1) + j \operatorname{Im}(\epsilon_1) = \epsilon_0 \quad (\text{meio de propagação}) \quad (2.32)$$

$$\epsilon_2 = \operatorname{Re}(\epsilon_2) + j \operatorname{Im}(\epsilon_2) = \epsilon_0 \epsilon_{r2} - j \epsilon_0 X \quad (\text{meio de incidência}) \quad (2.33)$$

$$\operatorname{Im}(\epsilon_2) = -\frac{\sigma}{\omega} = -\epsilon_0 X \quad (2.34)$$

com a constante dielétrica em espaço livre a valer

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ F m}^{-1} \quad (2.35)$$

Para os meios de propagação e de incidência tem-se, respectivamente,

- $\varepsilon_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_{r1} = \varepsilon_0$ devido à condutividade ser nula no espaço livre e
- $\varepsilon_2 = \varepsilon_0 (\varepsilon_{r2} - jX)$, porque $\sigma_2 \neq 0$.

Doravante tem-se os seguintes valores

- $\varepsilon_{r1} = 1$ e $\varepsilon_r = \varepsilon_{r2}$;
- $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H m}^{-1}$.

Finalmente, nesta situação particular os coeficientes de reflexão de Fresnel são

$$\Gamma_H = \frac{\sin(\theta_i) - \sqrt{(\varepsilon_r - jX) - \cos^2(\theta_i)}}{\sin(\theta_i) + \sqrt{(\varepsilon_r - jX) - \cos^2(\theta_i)}} \quad (2.36)$$

$$\Gamma_V = \frac{(\varepsilon_r - jX) \sin(\theta_i) - \sqrt{(\varepsilon_r - jX) - \cos^2(\theta_i)}}{(\varepsilon_r - jX) \sin(\theta_i) + \sqrt{(\varepsilon_r - jX) - \cos^2(\theta_i)}} \quad (2.37)$$

Facilmente se constata que os coeficientes de reflexão Γ_H e Γ_V são números complexos, o que implica que a onda electromagnética reflectida diferirá em módulo e fase da onda incidente.

A partir de uma análise mais cuidadosa das equações (2.36) e (2.37) podem-se notar algumas situações com interesse particular:

- para a situação de incidência em polarização horizontal a fase relativa entre as ondas incidente e reflectida situam-se muito próximas dos 180° para qualquer ângulo de incidência θ_i e
- para ângulos de incidência muito pequenos (situação de incidência quase rasante) a equação (2.37) mostra que qualquer que seja o valor da frequência, a onda reflectida apresenta praticamente amplitude igual à da onda incidente, apesar de estarem em oposição de fase, qualquer que seja ainda o valor da condutividade σ do meio de incidência. Por outras palavras, para incidências rasantes em qualquer polarização, os coeficientes de reflexão Γ_V e Γ_H valem

$$\Gamma_V = \Gamma_H = e^{j180^\circ} = -1 \quad (2.38)$$

As Figuras 2.4 e 2.5 apresentam os comportamentos do módulo e da fase do coeficiente de reflexão para as polarizações vertical e horizontal, respectivamente.

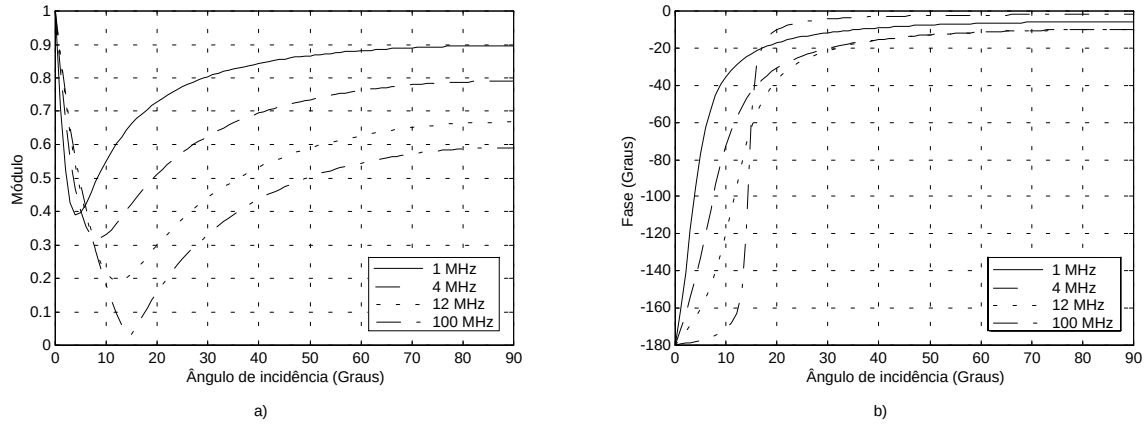


Figura 2.4: Módulo a) e fase b) do coeficiente de reflexão Γ_V para a polarização vertical em função do ângulo de incidência θ_i , com $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 10^{-2} \text{ S m}^{-1}$.

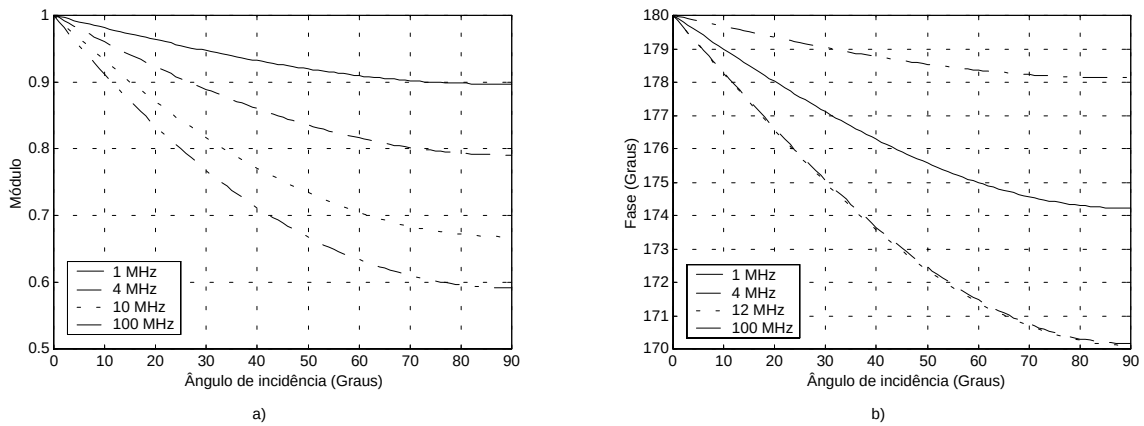


Figura 2.5: Módulo a) e fase b) do coeficiente de reflexão Γ_H para a polarização horizontal em função do ângulo de incidência θ_i , com $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 10^{-2} \text{ S m}^{-1}$.

Através da análise das equações (2.28), (2.29), (2.36) e (2.37), observam-se duas situações curiosas em relação ao meio de incidência:

- se o meio de incidência for um dieléctrico perfeito ($\sigma = 0$) verifica-se que, apesar de haver transmissão de parte da onda electromagnética para o meio de incidência, os

coeficientes de reflexão para as polarizações horizontal Γ_H e vertical Γ_V são puramente reais, com módulo inferior à unidade;

- se o meio de incidência for um condutor perfeito ($\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \gg 1$), a sua constante dielétrica $\epsilon_r \cong -j\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$ apresenta um valor puramente imaginário. Das equações (2.36) e (2.37), os coeficientes de reflexão Γ_H e Γ_V são ambos -1 , para pequenos valores do ângulo de incidência.

A Tabela 2.1, ilustra alguns valores típicos da constante dielétrica ϵ_r e da condutividade σ em alguns meios com interesse prático nesta dissertação.

Tabela 2.1: Grandezas eléctricas típicas para alguns meios materiais com interesse prático. [Parsons 92, Rappaport 96].

Superfície	Condutividade (σ)	Constante dielétrica (ϵ_r)
Terra seca	0.001	4 - 7
Terra típica	0.005	15
Terra húmida	0.02	25 - 30
Água salgada	5	81
Água doce	0.01	81
Tijolo	4.44	0.001
Paredes de edifícios	0.045	9

2.3.2 Ângulo de Brewster

No contexto da incidência de uma onda electromagnética num meio distinto, em termos eléctricos, entende-se por ângulo de Brewster o valor particular do ângulo de incidência θ_i para o qual a reflexão é nula, ou seja, a onda é totalmente transmitida para o meio de incidência. O ângulo de Brewster só ocorre apenas para ondas que se propaguem com polarização vertical pois facilmente se demonstra a partir da equação (2.36) que a solução para a obtenção do valor deste ângulo não tem significado físico.

O ângulo de Brewster (θ_B) é aquele que satisfaz a seguinte equação [Rappaport 96]

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.43)$$

Quando o meio de propagação é o espaço livre e a permitividade eléctrica do meio de incidência é $\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} - jX$, a equação (2.43) reduz-se a

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2 - 1}} \quad (2.44)$$

2.4 Propagação sobre a superfície terrestre

Considere-se a situação de duas antenas uma emissora e outra receptora visíveis mutuamente entre si e assentes sobre uma superfície lisa em termos de rugosidade com raio efectivo r_e , devido à curvatura da superfície terrestre, conforme ilustrado na Figura 2.6.

Da análise da Figura 2.6 tem-se em termos geométricos

$$d_1^2 = [r_e + (h_t - h'_t)]^2 - r_e^2 = (h_t - h'_t)^2 + 2r_e(h_t - h'_t) \cong 2r_e(h_t - h'_t) \quad (2.45)$$

pois $2r_e(h_t - h'_t) \gg (h_t - h'_t)^2$. De maneira análoga tem-se para d_2

$$d_2^2 \cong 2r_e(h_r - h'_r) \quad (2.46)$$

A partir do desenvolvimento das equações (2.45) e (2.46) obtém-se respectivamente, para as alturas efectivas das antenas emissora h'_t e receptora h'_r

$$h'_t = h_t - \frac{d_1^2}{2r_e} \quad (2.47)$$

$$h'_r = h_r - \frac{d_2^2}{2r_e} \quad (2.48)$$

As alturas das antenas emissora e receptora acima da superfície terrestre valem h_t e h_r , respectivamente, sendo h'_t e h'_r as alturas efectivas das antenas emissora e receptora medidas acima dum plano tangente à superfície terrestre no ponto de reflexão nessa mesma superfície.

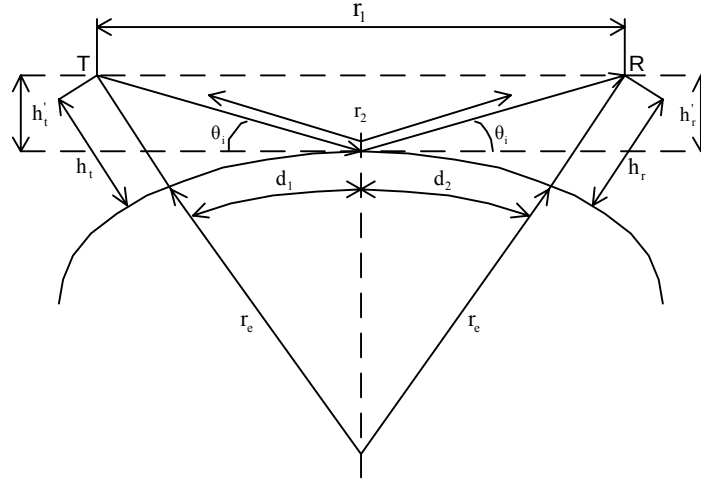


Figura 2.6: Antena emissora (T) e antena receptora (R) localizadas sobre a superfície terrestre - superfície lisa, homogênea e esférica com raio efectivo r_e . [Parsons 92].

No ponto de reflexão, tanto o ângulo de incidência como o ângulo de reflexão, marcados por θ_i na Figura 2.6, são iguais e por isso esse ponto particular designa-se por ponto especular. Tendo em conta que numa situação real $d_1, d_2 \gg h_t, h_r$ e $\sin(\theta_i) \cong \theta_i$, o ângulo θ_i é

$$\theta_i \cong \frac{h'_t}{d_1} = \frac{h'_r}{d_2} \quad (2.49)$$

da qual vem a relação entre as alturas efectivas das antenas

$$\frac{h'_t}{h'_r} \cong \frac{d_1}{d_2} \quad (2.50)$$

Usando a expressão $d = d_1 + d_2$ (afastamento ao longo da superfície terrestre entre as antenas emissora e receptora) em conjunto com as equações (2.47) a (2.50), obtém-se uma equação de terceiro grau com d_1 como variável

$$d_1^3 - 1.5 d d_1^2 + (0.5 d^2 - r_e (h_t + h_r)) d_1 + r_e h_t d = 0 \quad (2.51)$$

definindo-se os seguintes parâmetros adimensionais [Salema 98],

$$u = \frac{d_1}{d} \quad (2.52)$$

$$r = \frac{h_r}{h_t} \quad (2.53)$$

$$t = \frac{r_e h_t}{d^2} \quad (2.54)$$

a equação (2.51) passa a exprimir-se da seguinte forma

$$u^3 - 1.5 u^2 + [0.5 - r(r+1)]u + t = 0 \quad (2.55)$$

Apesar da equação (2.55) ser um polinómio de terceiro grau, a obtenção das suas soluções não é trivial, sendo apenas passíveis de serem obtidas numericamente ou recorrendo a processos gráficos, o que obriga o fixar de uma variável para a obtenção da relação entre as duas restantes variáveis.

Na Figura 2.7 pode-se observar um conjunto de curvas $u = u(t, r)$ representando a relação entre as variáveis t e u para vários valores fixos da variável r . Dada uma determinada geometria, os valores de r e de t estão definidos. A raiz da equação (2.55) de interesse é lida da Figura 2.7. Este valor de u permite, através da equação (2.52), a determinação do ponto especular procurado.

Todavia deve-se enfatizar o facto do método aqui usado ter as limitações inerentes a qualquer método gráfico. Métodos numéricos são aconselhados para um cálculo mais rigoroso.

Não é de estranhar a existência dum limite de visibilidade, uma vez que a curvatura da superfície da terra é tomada em conta. Para que o raio directo, unindo as antenas emissora e receptora, esteja desobstruído pela superfície terrestre e para que exista raio reflectido deve verificar-se a seguinte condição

$$h_t - \frac{d_t^2}{2r_e} \geq 0 \quad (2.56)$$

Substituindo h_1 , d_1 e r_e pelos parâmetros adimensionais u , r e t , obtém-se a equação representada na Figura 2.7 a tracejado. O limite de visibilidade obedece à seguinte condição

$$\frac{u}{2t} \leq 1 \quad (2.57)$$

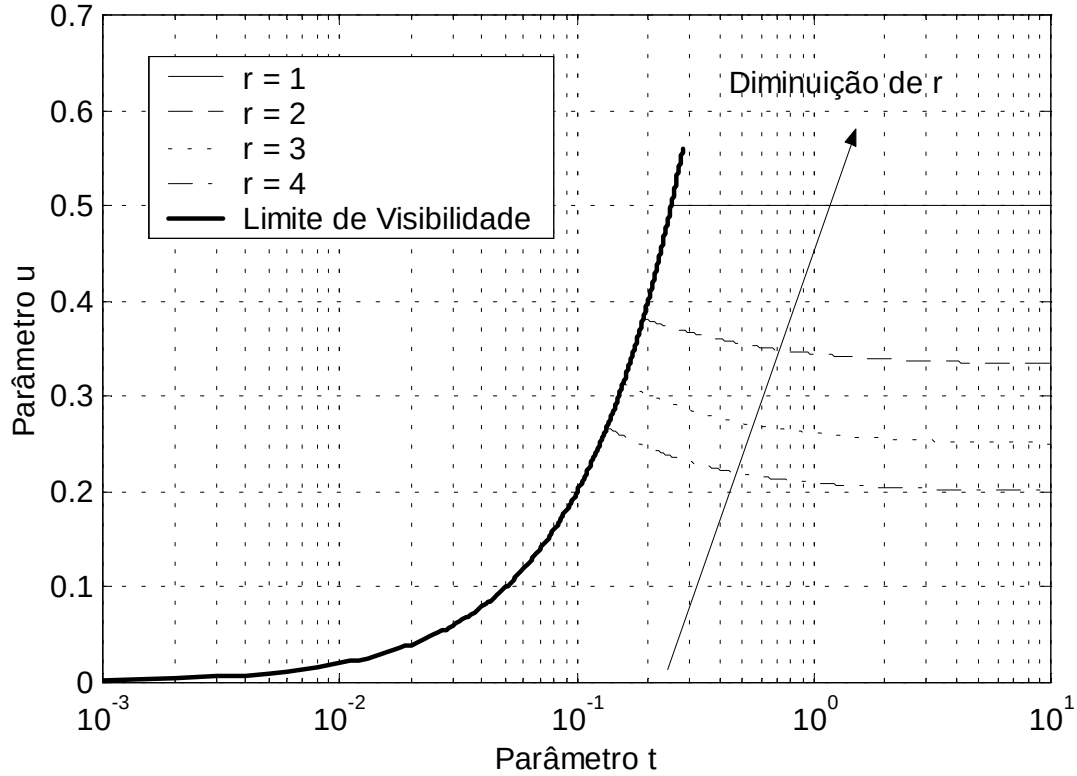


Figura 2.7: Família de curvas do tipo $u = u(t, r)$ parametrizadas em função de r . [Salema 98].

Uma vez descrito o processo de reflexão na superfície terrestre, a determinação do valor da intensidade do campo no receptor passa pela análise das contribuições dos raios directo e reflectido na superfície terrestre com comprimentos r_1 e r_2 , respectivamente,

$$r_1 = d \sqrt{1 + \frac{(h'_t - h'_r)^2}{d^2}} \quad (2.58)$$

$$r_2 = d \sqrt{1 + \frac{(h'_t + h'_r)^2}{d^2}} \quad (2.59)$$

Pode-se desprezar o efeito da diferença $\Delta r = r_2 - r_1$ entre os comprimentos dos raios directo e reflectido, em termos do modulo da intensidade do campo no receptor. Todavia, o efeito em termos da diferença de fase entre os raios directo e reflectido já deve ser tido em conta e, como normalmente $d \gg h'_t, h'_r$, a diferença Δr reduz-se a

$$\Delta r = \frac{2 h'_t h'_r}{d} \quad (2.60)$$

A partir da expressão simplificada de Δr a diferença de fase no receptor é

$$\Delta \Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r = \frac{4\pi h'_t h'_r}{\lambda d} \quad (2.61)$$

Sendo E_d a intensidade do campo eléctrico devido ao raio directo na antena receptora, a intensidade do campo eléctrico na antena receptora com as componentes dos raios directo e reflectido no solo contabilizadas é

$$E = E_d (1 + \Gamma e^{-j\Delta\Phi}) \quad (2.62)$$

Substituindo o valor de $\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi}$, o coeficiente de reflexão na superfície terrestre, a equação anterior torna-se

$$E = E_d (1 + |\Gamma| e^{-j(\Delta\Phi - \varphi)}) \quad (2.63)$$

A partir desta equação pode-se determinar a intensidade do campo eléctrico em qualquer local. Contudo, o simples facto da superfície terrestre poder ser considerada esférica (em rigor não o é, mas aproxima-se muito a isso) leva a que uma onda electromagnética incidente na superfície sofra um fenómeno de divergência conforme ilustrado na Figura 2.8. Este efeito é quantificável através do factor de divergência D_v , [Parsons 92, Salema 98], que dá conta da dispersão da energia no espaço relativamente à reflexão numa superfície plana. Assim, na equação (2.63) o coeficiente de reflexão Γ deve ser multiplicado pelo factor de divergência D_v

$$E = E_d (1 + D_v |\Gamma| e^{-j(\Delta\Phi - \varphi)}) \quad (2.64)$$

com D_v dado por

$$D_v \cong \left[1 + \frac{2 d_1 d_2}{r_e (h'_t + h'_r)} \right]^{-\frac{1}{2}} = \left[1 + \frac{2 d_1 d_2}{r_e d \sin(\theta_i)} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.65)$$

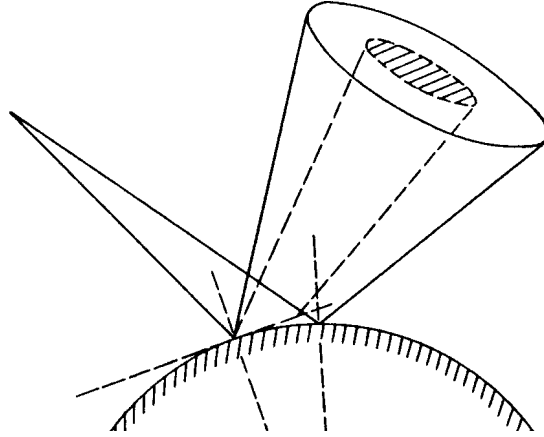


Figura 2.8: Divergência da frente de uma onda electromagnética. [Parsons 92].

Definindo-se o factor de divergência D_v em termos dos parâmetros adimensionais anteriormente definidos (u, r, t) e utilizando-se as expressões exactas de $\sin(\theta_i)$ e $\cos(\theta_i)$ para o ângulo θ_i da Figura 2.6 vem

$$\sin(\theta_i) = \frac{h'_t}{d_1} \quad (2.66)$$

$$\cos(\theta_i) = \frac{h'_r}{d_2} \quad (2.67)$$

e o factor de divergência D_v é

$$D_v = \left[1 + \frac{2u^2(1-u)}{t(1-\frac{u^2}{2t})} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.68)$$

A Figura 2.9 ilustra um conjunto de curvas D_v em função do parâmetro t , para valores fixos do parâmetro u pertencentes à família de curvas $D_v(t, u)$. Ela permite determinar o valor do factor de divergência D_v , uma vez definidas as distâncias d_1 e d_2 , as alturas acima do nível do solo das antenas emissora h_t e receptora h_r e as suas respectivas alturas efectivas h'_t e h'_r .

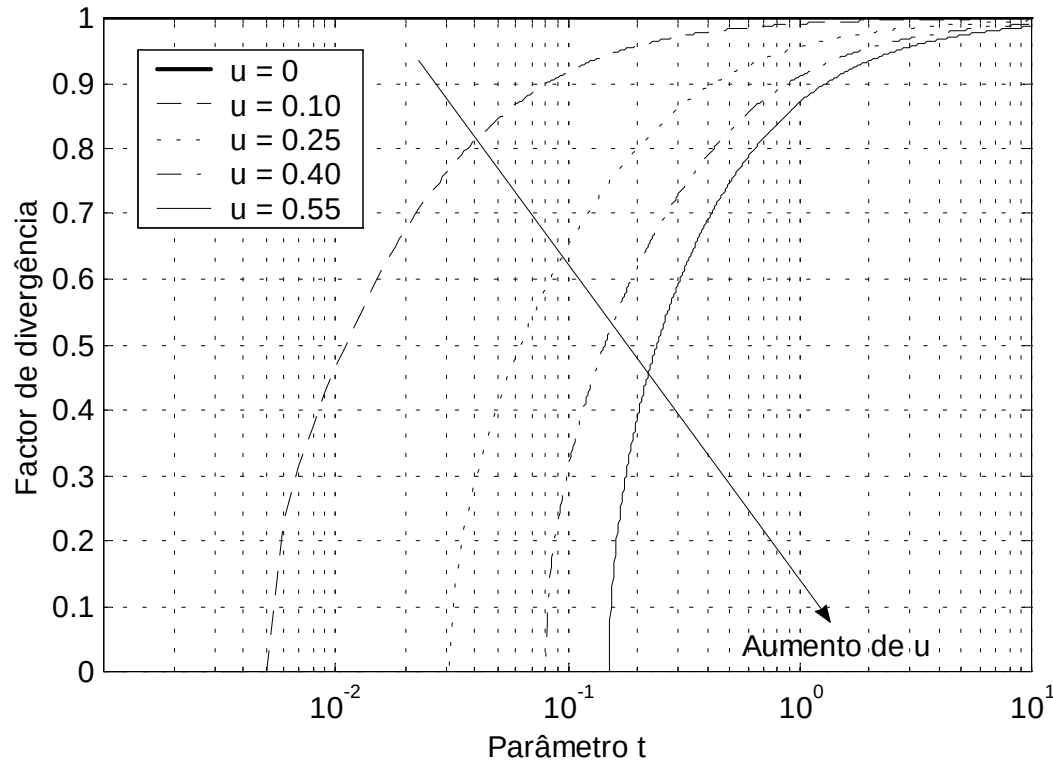


Figura 2.9: Factor de divergência $D_v = D_v(t, u)$ em função dos parâmetros (t, u) . [Salema 98].

2.5 Modelo de dois raios em linha de vista

Considerem-se duas antenas, uma emissora e outra receptora colocadas próximas ao solo. Assume-se que a superfície é plana para as distâncias em causa. Devido à proximidade das antenas junto ao solo, dada a expansão esférica da frente de onda e devido à existência de uma superfície de separação entre o ar e o solo, vai ocorrer um fenómeno de indução de correntes eléctricas no solo próximas à superfície. Essas correntes são responsáveis pela reirradiação de ondas electromagnéticas de volta ao meio de propagação que se vão combinar na antena receptora com a onda directa entre as duas antenas, conforme ilustrado na Figura 2.10. Nesse processo de combinação ou soma vectorial, a contribuição da onda reflectida na superfície do solo já está contabilizada na componente reirradiada pelo solo.

Apesar do campo electromagnético se propagar com simetria esférica, faz-se uma aproximação que consiste em considerar que se está perante ondas planas radiadas pela antena emissora em direcção à antena receptora, ao longo da superfície terrestre suposta plana, conforme ilustrado na Figura 2.11.

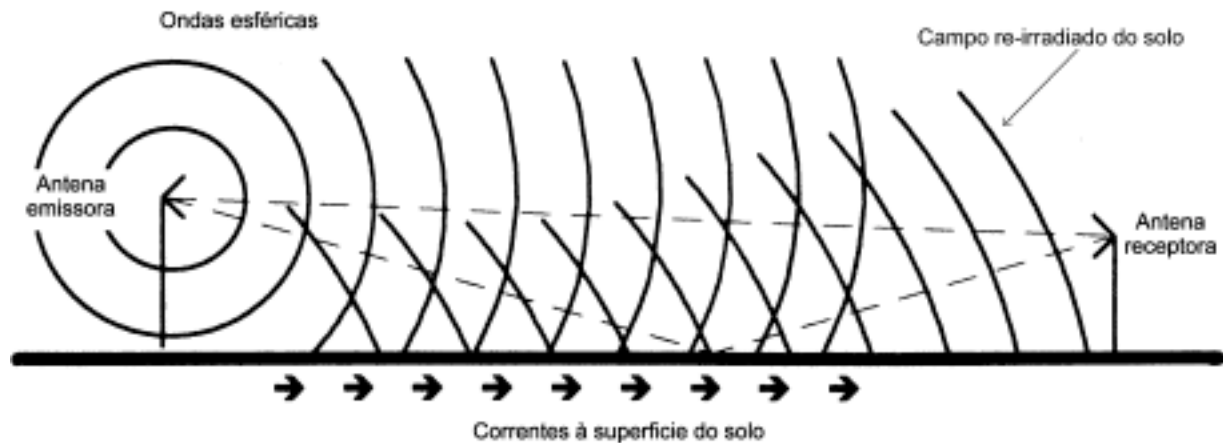


Figura 2.10: Expansão esférica do campo electromagnético. [Siwiak 95].

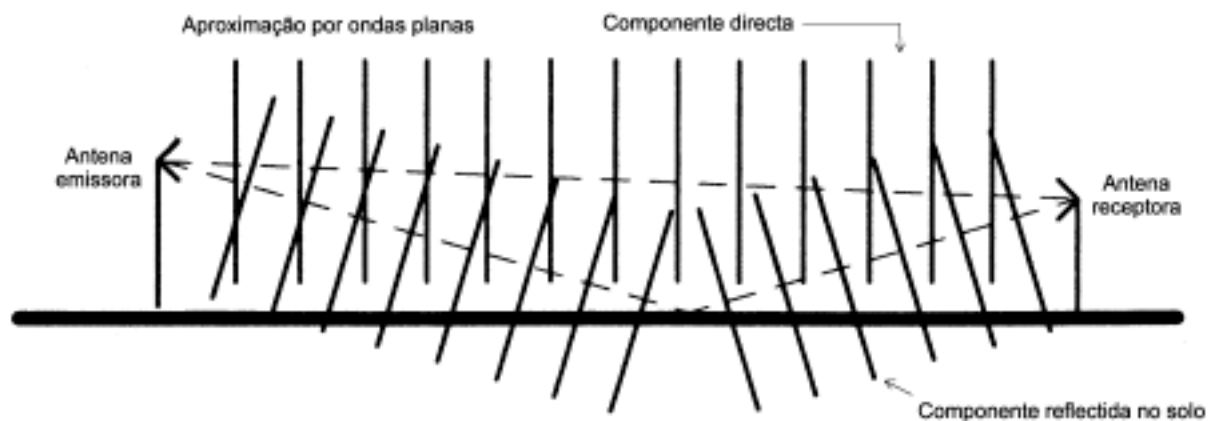


Figura 2.11: Propagação do campo electromagnético com frente de onda plana. [Siwiak 95].

2.5.1 O coeficiente de superfície

Para um cálculo mais rigoroso do campo electromagnético na antena receptora, devem-se introduzir parcelas adicionais originadas pelas correntes induzidas na superfície do solo. A quantificação de todas estas contribuições estão expressas nas equações (2.69) e (2.70), [Bullington 47, Siwiak 95], que não são mais do que uma modificação da equação de Friis dada pela equação (2.6) para antenas emissora e receptora isotrópicas e neste caso afectada dos ganhos das duas antenas nas direcções em consideração.

Essa relação é

$$pl(r_1) = \left| \frac{e^{-j\beta_0 r_1}}{2\beta_0 r_1} \times [g_d + g_r [\Gamma + (1-\Gamma) A] e^{-j\phi} + \dots] \right|^2 \quad (2.69)$$

$$pl(r_1) = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_1} \right)^2 \times |F_d + F_r [\Gamma + (1-\Gamma) A] e^{-j\phi} + \dots|^2 \quad (2.70)$$

obtendo-se finalmente

$$pl(r_1) = pl_F \times |F_d + F_r [\Gamma + (2-T) A] e^{-j\phi} + \dots|^2 \quad (2.71)$$

onde

- pl_F são as perdas em espaço livre do percurso directo;
- F_d é a contribuição do percurso directo afectado pelos valores dos diagramas de radiação das antenas emissora e receptora em relação ao mesmo percurso, tendo-se para antenas isotrópicas $F_d = 1$;
- Γ é o coeficiente de reflexão no solo;
- T é o coeficiente de transmissão para o solo, dado por $T = 1 + \Gamma$;
- F_r é a contribuição da componente reflectida na superfície do solo afectada pelos valores dos diagramas de radiação das antenas emissora e receptora, assim como uma correcção ao excesso devido a esse percurso, tendo-se para antenas isotrópicas $F_r = \frac{r_1}{r_2}$, afectando directamente a componente reflectida e a componente dominante da onda de solo;
- A é o coeficiente de superfície dado por $A = -[1 + j\beta_0 d (X + \sin \theta)]^{-1}$, onde X é a parte imaginária simétrica da constante dieléctrica do solo dada pelas equações (2.28) e (2.29), θ é o ângulo de incidência no solo dado por $\theta = \arctg\left(\frac{h_{te} - h_{re}}{d}\right)$;
- r_1 é a distância percorrida pela onda directa ou comprimento do percurso directo;
- r_2 é a distância percorrida pela onda reflectida na superfície do solo e
- ϕ é a diferença de fase entre as componentes reflectida e directa dada por $\phi = \beta_0 (r_2 - r_1)$

$$\text{com } \beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

A equação (2.71) apresenta a seguinte forma compacta

$$pl(r_1) = pl_F \times \left| K_d + K_r + K_{g(1)} + \sum_{i=2}^N K_{g(i)} \right|^2 \quad (2.72)$$

onde

- K_d é a componente directa dada por F_d ;
- K_r é a componente reflectida na superfície do solo dada por $F_r \Gamma e^{-j\phi}$;
- $K_{g(1)}$ é a componente de 1ª ordem da onda de solo dada por $F_r (2 - \Gamma) A e^{-j\phi} = F_r (1 - \Gamma) A e^{-j\phi}$ e
- $K_{g(i)}$ são as componentes de ordem i da onda de solo.

Desprezando-se os termos das componentes de solo de ordem superior a um, a equação (2.69) pode-se exprimir em função do afastamento d entre antenas da seguinte forma

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{e^{-j\beta_0 r_1}}{r_1} + [\Gamma + (1-\Gamma) A] \times \frac{e^{-j\beta_0 r_2}}{r_2} \right|^2 \quad (2.73)$$

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{e^{-j\beta_0 r_1}}{r_1} + \Gamma_{ef} \times \frac{e^{-j\beta_0 r_2}}{r_2} \right|^2 \quad (2.74)$$

a expressão $\Gamma_{ef} = \Gamma + (1-\Gamma)A$ na equação (2.74) designa-se coeficiente de reflexão efectivo considere-se ou não o efeito da componente dominante da onda de solo através de A .

2.5.2 Supressão do coeficiente de superfície

O valor do coeficiente de superfície A para as frequências em causa no presente estudo (nas bandas dos 900/1800 MHz) pode-se considerar desprezável face ao termo dominante da componente reflectida. Assim a equação (2.74) reduz-se a

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{1}{r_1} e^{-j\beta_0 r_1} + \Gamma(\theta) \frac{1}{r_2} e^{-j\beta_0 r_2} \right|^2 \quad (2.75)$$

onde d é o afastamento horizontal entre as antenas emissora e receptora, com r_1 e r_2 dados, respectivamente, por

$$r_1 = \sqrt{d^2 + (h_{te} - h_{re})^2} \quad (2.76)$$

$$r_2 = \sqrt{d^2 + (h_{te} + h_{re})^2} \quad (2.77)$$

As Figuras 2.12 e 2.13 ilustram o comportamento das perdas de propagação em função do afastamento horizontal d entre antenas, para um exemplo onde as alturas efectivas das antenas emissora e receptora valem 8.7 e 1.8 metros, respectivamente. Na Figura 2.12 considera-se a propagação em polarização vertical e na Figura 2.13 a propagação em polarização horizontal. Os parâmetros utilizados foram os duma terra típica, retirados da Tabela 2.1: $\sigma = 0.005$ S e $\epsilon_r = 15$.

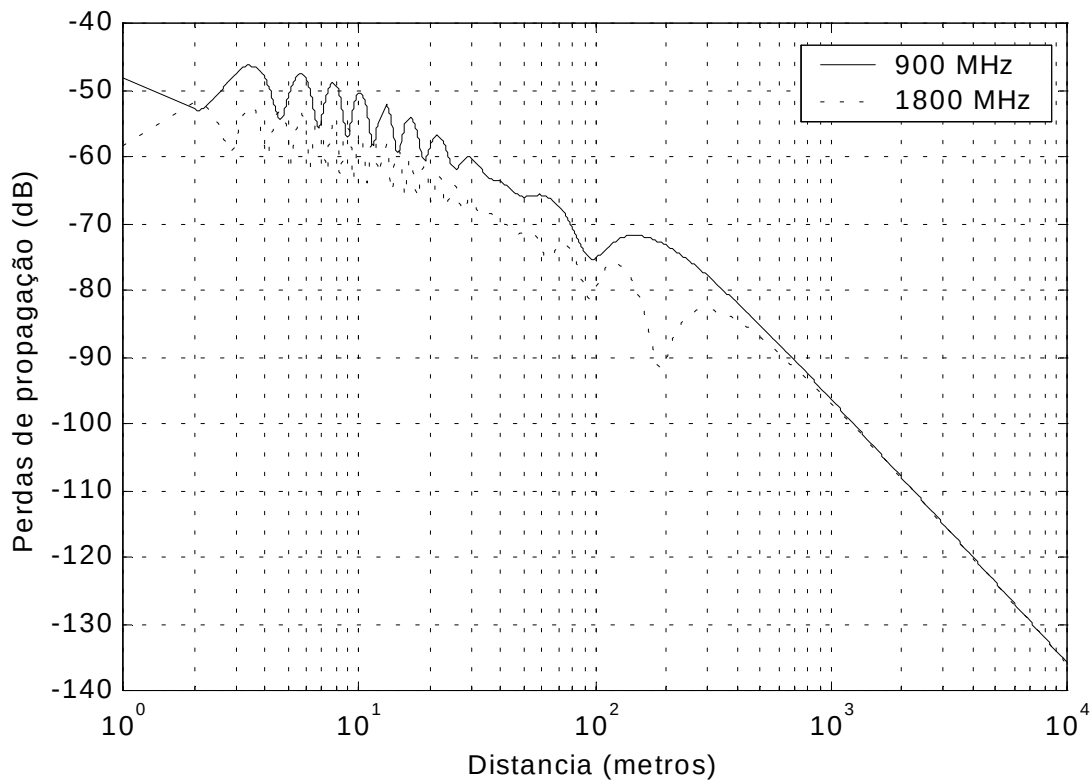


Figura 2.12: Perdas de propagação para polarização vertical.

Os coeficientes de reflexão no solo são recalculados para todos os valores da distância às quais correspondem diferentes ângulos de incidência e reflexão.

Verificou-se que, apesar de se considerarem pequenos afastamentos entre antenas, a supressão do termo referente à componente dominante da onda de solo não apresenta erros significativos, conforme ilustrado na Tabela 2.2.

Constata-se que os valores mais pessimistas do erro introduzido pela supressão do coeficiente de superfície ocorrem para a propagação em polarização horizontal.

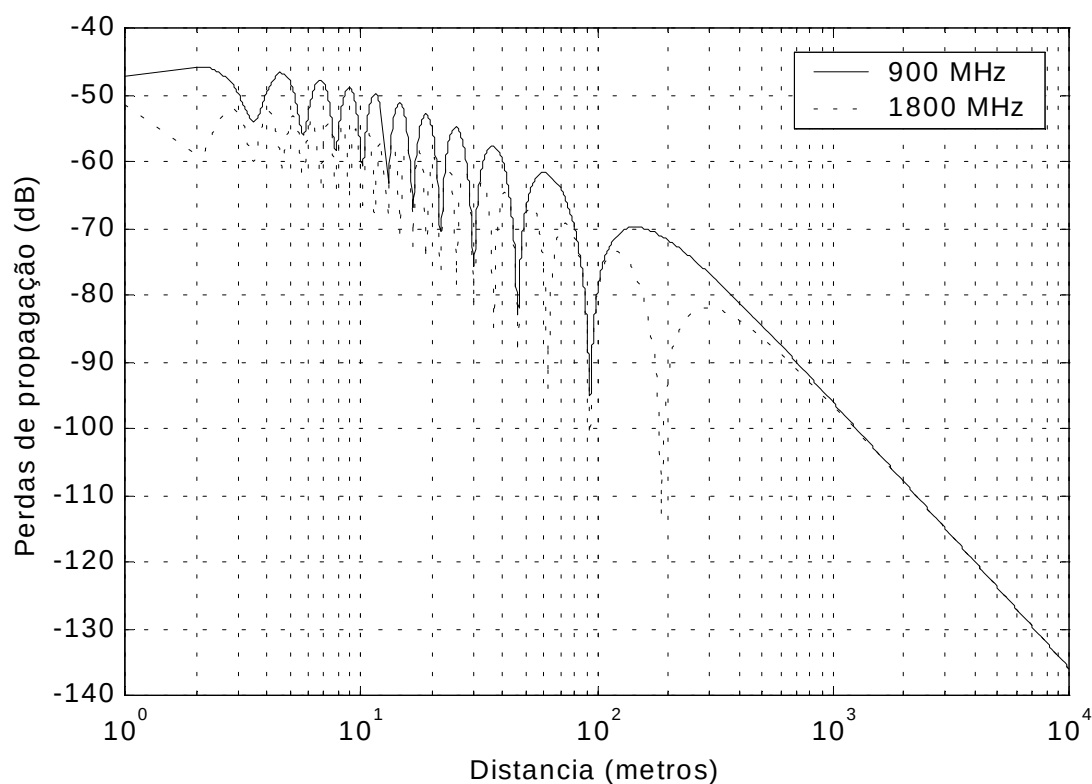


Figura 2.13: Perdas de propagação para polarização horizontal.

Tabela 2.2: Erro absoluto (dB) devido à não inclusão da componente dominante da onda de solo.

Afastamento (m)	Frequência (MHz)	Polarização	Erro (dB)
1 – 10000	900	Vertical	0.20
1 – 10000	900	Horizontal	1.86
>200	900	Vertical	0.15
>200	900	Horizontal	0.15
1 – 10000	1800	Vertical	0.32
1 – 10000	1800	Horizontal	3.66
>200	1800	Vertical	0.32
>200	1800	Horizontal	0.59
1 – 10000	900 e 1800	Vertical	0.32
1 – 10000	900 e 1800	Horizontal	3.66
>200	900 e 1800	Vertical	0.32
>200	900 e 1800	Horizontal	0.59

2.5.3 O ponto de quebra R_b

Para os casos aqui considerados, tendo em conta a ordem de grandeza das distâncias em relação às dimensões das antenas, a incidência pode ser considerada como rasante, o que impõe um coeficiente de reflexão $\Gamma_{\text{VH}} = -1$ independente da polarização. O efeito final é a simplificação da equação (2.75)

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{1}{r_1} e^{-j\beta_0 r_1} - \frac{1}{r_2} e^{-j\beta_0 r_2} \right|^2 \quad (2.78)$$

As distâncias dos percursos directo e reflectido r_1 e r_2 são dadas respectivamente, pelas equações (2.76) e (2.77).

As Figuras 2.14 e 2.15 ilustram o comportamento das perdas de propagação em função da distância entre os terminais fixo e móvel para uma frequência de 900 MHz e para uma frequência de 1800 MHz, respectivamente.

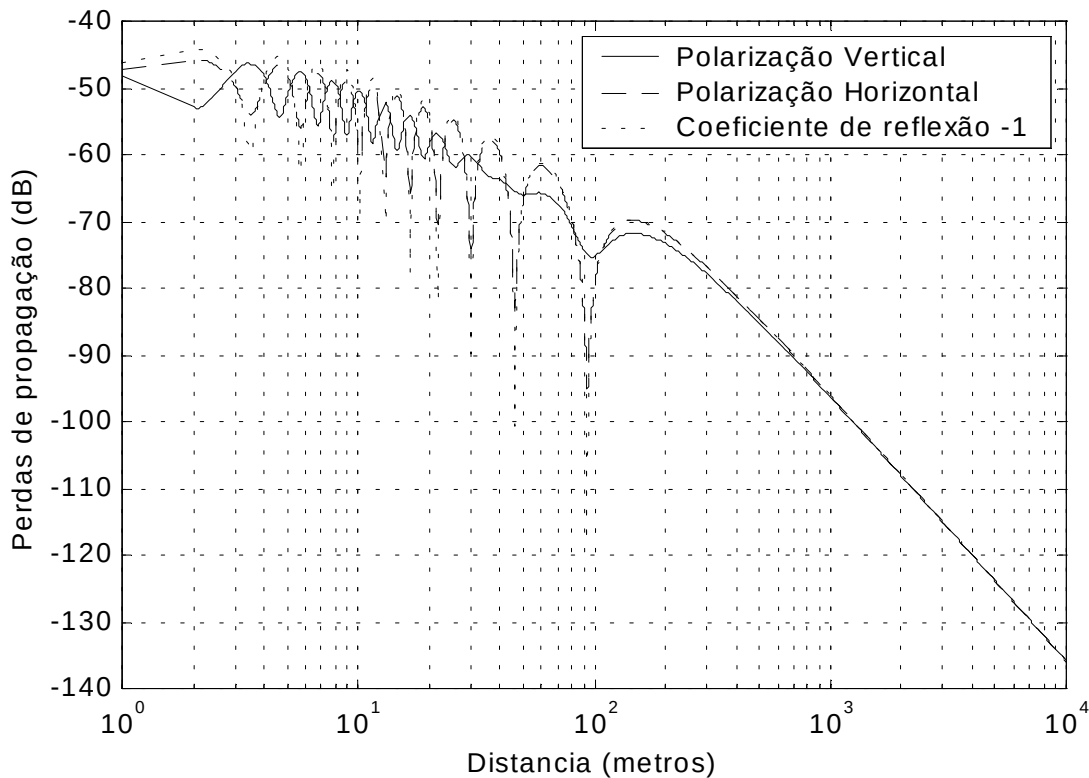


Figura 2.14: Perdas de propagação para frequência de 900 MHz.

O modelo simplificado para dois raios dado pela equação (2.78) só é válido para situações em que as antenas emissora e receptora estejam situadas alguns comprimentos de onda acima do nível do solo. Mas para frequências muito mais baixas torna-se imprescindível tomar em conta pelo menos a contribuição da componente dominante de primeira ordem da onda de solo.

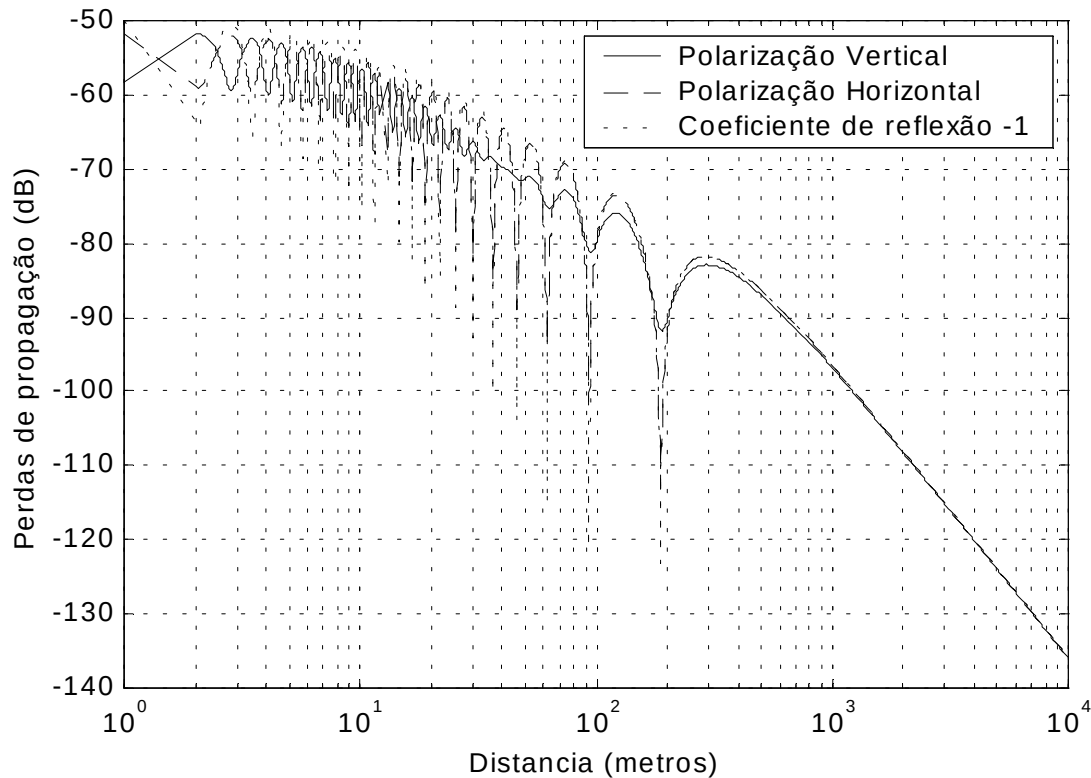


Figura 2.15: Perdas de propagação para frequência de 1800 MHz.

Uma conclusão que se depreende das Figuras 2.12 até 2.15, é que, para distâncias até 100 metros a 900 MHz e para distâncias até aos 200 metros a 1800 MHz, as curvas apresentam um comportamento oscilatório. Tal comportamento deve-se às interações destrutivas e construtivas das exponenciais complexas nas equações (2.74) e (2.78), referentes às componentes directa e reflectida.

À medida que o valor da distância d se afasta dos 100 metros a 900 MHz e dos 200 metros a 1800 MHz, as distâncias dos percursos directo r_1 e reflectido r_2 apresentam praticamente valores idênticos aos da figura em que $\Gamma = -1$.

De qualquer forma, as perdas de propagação atingem um mínimo bastante pronunciado e profundo, resultante da existência de uma situação de máxima interacção destrutiva entre as duas exponenciais associadas a cada um dos percursos.

Uma observação que se retira da análise das curvas nas Figuras 2.12 até 2.15 é a existência de um ponto de quebra R_b onde

- para valores da distância d inferiores a R_b , as curvas apresentam comportamento oscilatório e com um declive próximo dos 20 db/década e
- para valores da distância d superiores a R_b , as perdas de propagação aumentam rapidamente com o aumento da distância, com um declive próximo dos 40 db/década.

Para distâncias superiores a 150 metros, em ambas as polarizações, o módulo dos coeficientes de reflexões é considerado unitário, ou seja $|\Gamma_v| = |\Gamma_H| \cong 1$. Por sua vez, uma boa aproximação para os comprimentos directo e reflectido é

$$r_{1,2} \cong d + \frac{(h_{te} \pm h_{re})^2}{2d} = d + \frac{h_{te}^2 + h_{re}^2}{2d} \pm \frac{h_{te} h_{re}}{d} \quad (2.79)$$

Em termos de módulo, a equação anterior pode ser reduzida apenas à primeira parcela $r_{1,2} \cong d$. Para efeitos de fase, todas as parcelas têm de ser consideradas. Após substituição e manipulação da equação (2.78) obtém-se a seguinte expressão aproximada

$$pl(d) \cong \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \times \left| \exp\left(j \beta_0 \frac{h_{te} h_{re}}{d}\right) - \exp\left(-j \beta_0 \frac{h_{te} h_{re}}{d}\right) \right|^2 \quad (2.80)$$

$$pl(d) \cong 4 \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \times \left| \sin\left(2\pi \frac{h_{te} h_{re}}{\lambda d}\right) \right|^2 \quad (2.81)$$

O comportamento de $pl(d)$ é ditado pelos zeros da função seno e pela função decrescente que a multiplica.

O ponto de quebra R_b , dado por

$$R_b = \frac{4 h_{te} h_{re}}{\lambda} \quad (2.82)$$

é onde se localiza aproximadamente o ponto onde os declives mudam de valor.

Para o exemplo onde as antenas emissora e receptora apresentam alturas efectivas de 8.7 e 1.8 metros, respectivamente, obtém-se os seguintes valores para os pontos de quebra

- $R_b = 188$ metros a 900 MHz e
- $R_b = 376$ metros a 1800 MHz.

Analisando a equação (2.81), observa-se que, para valores da distância d superiores ao ponto de quebra R_b , o valor de $pl(d)$ decresce monotonamente, e para valores muito pequenos do seu argumento, nomeadamente para valores menores que 0.1 radiano, o valor da função seno é praticamente igual ao seu argumento, obtendo-se a seguinte expressão para as perdas de propagação

$$pl(d) = \left(\frac{h_{te} h_{re}}{d^2} \right)^2 \quad (2.83)$$

Para concluir a análise, constata-se que, para distâncias d da antena emissora excedendo o ponto de quebra, as perdas decrescem proporcionalmente a d^4 .

No caso presente, em que só se toma em conta as componentes de onda directa e reflectida, a potência recebida num ponto à distância d da antena emissora é

$$p_R(d) = p_{REF} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right)^4 \quad (2.84)$$

onde p_{REF} é o valor da potência recebida à distância $d = d_{REF}$, como explicado previamente.

Partindo da equação (2.84) e dado que PL_{REF} é o valor das perdas de propagação à distância de referência d_{REF} , as perdas de propagação são

$$PL(d) = PL_{REF} + 40 \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) \quad (2.85)$$

De uma maneira geral, tem-se para as potências recebidas e para as perdas de propagação, respectivamente

$$p_R(d) = p_{REF} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right)^n \quad (2.86)$$

$$PL(d) = PL(d_{REF}) + 10n \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) = A - 10n \log_{10}(d) \quad (2.87)$$

onde $A = PL(d_{REF}) + 10n \log_{10}(d_{REF})$.

Tong, [Tong 97], sugere uma forma alternativa de representação das equações anteriores

$$p_R(d) = \alpha p_T d^{-n} \quad (2.88)$$

$$PL(d) = A - 10n \log_{10}(d) \quad (2.89)$$

onde $A = 10 \log_{10}(\alpha p_T)$.

Tipicamente, o valor de n está compreendido no intervalo $2 \leq n \leq 5$ [Garg 99], com os seguintes valores para duas situações particulares:

- $n = 2$ para propagação em espaço livre e
- $n = 4$ para propagação em terra plana.

2.6 Incidência em superfícies rugosas

No modelo anteriormente analisado, estava implícito que a reflexão no solo era especular, em que toda a energia incidente ou era totalmente reflectida de volta para o meio de propagação ou parte dela era absorvida pelo meio de incidência e a restante parte era reflectida de volta para o meio de propagação. A fase das ondas transmitidas e reflectidas dependem dos coeficientes de transmissão e de reflexão. Mas se a superfície de incidência deixar de ser lisa e passar a ser uma superfície rugosa, polifacetada em termos de pontos de reflexão, então a energia reflectida pela superfície, deixa de ser reflectida apenas num determinado sentido, passando a ser difusamente reflectida em vários sentidos no meio de propagação, conforme ilustrado na Figura 2.16.

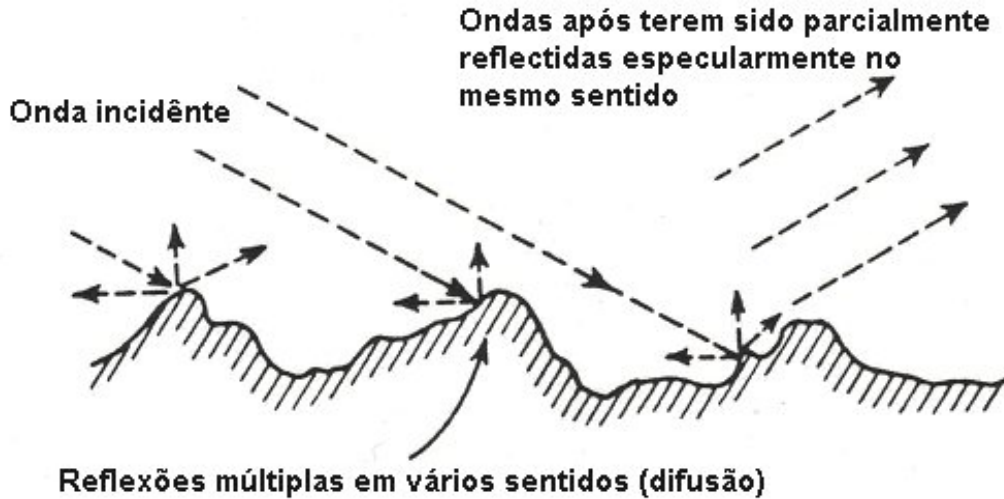


Figura 2.16: Difusão numa superfície rugosa. [Parsons 92].

2.6.1 Difusão e coeficiente de difusão

Devido ao carácter difusor da superfície em causa, procede-se à substituição da função do coeficiente de reflexão $\Gamma(\theta_i)$ na equação (2.75), por outro tipo de função, designada por coeficiente de difusão $S(\theta_r)$. Para a componente difusa recebida na antena receptora, no sentido de reflexão dado pelo ângulo θ_r , o valor do coeficiente de difusão é quantificado de acordo com

$$S(\theta_r) = \frac{E_s(\theta_r)}{E_r} \quad (2.90)$$

em que $E_s(\theta_r)$ corresponde às componentes difusas reflectidas no sentido dado pelo ângulo de reflexão θ_r e E_r é componente reflectida na direcção especular por uma superfície lisa equivalente. Com a Figura 2.17 pretende-se ilustrar uma tal situação.

O coeficiente de difusão é dependente da polarização da onda incidente, tendo-se

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{1}{r_1} e^{-j\beta_0 r_1} + \sum_j S(\theta_{rj}) \frac{1}{r_{2j}} e^{-j\beta_0 r_{2j}} \right|^2 \quad (2.91)$$

Na equação (2.89) o somatório contabiliza todas as componentes difusas que atingem a antena receptora, como ilustrado na Figura 2.17.

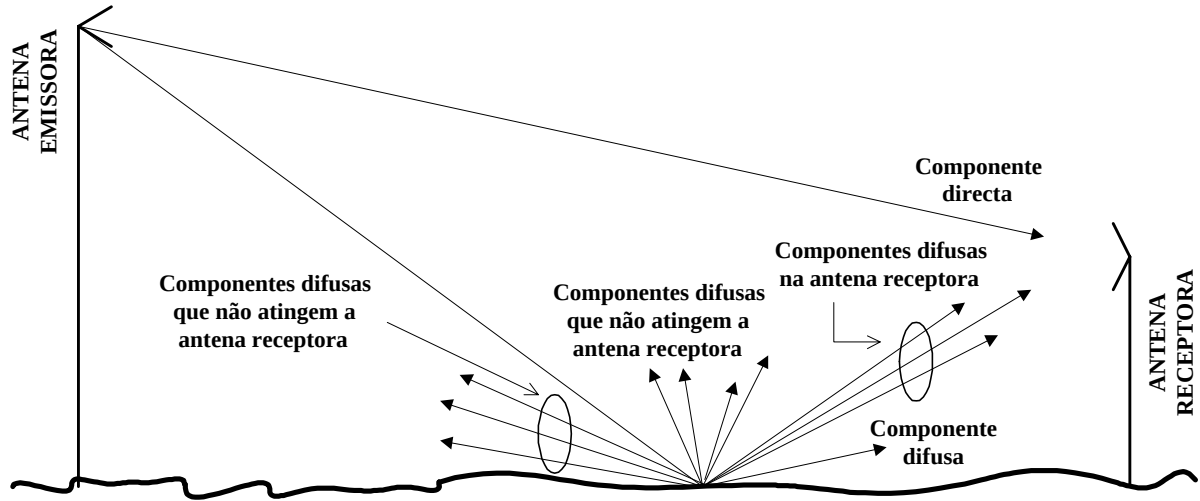


Figura 2.17: Componentes directa e difusas.

Para simplicidade de análise, admite-se que somente a componente difusa, reflectida na direcção especular, atinja a antena receptora e se combine com a componente directa. Assim, a equação (2.89) reduz-se a

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \left| \frac{1}{r_1} e^{-j\beta_0 r_1} + S(\theta_r) \frac{1}{r_2} e^{-j\beta_0 r_2} \right|^2, \text{ com } \theta_r = \theta_i \quad (2.92)$$

sendo

- $S_V(\theta_r)$ o coeficiente de difusão em polarização vertical e
- $S_H(\theta_r)$ o coeficiente de difusão em polarização horizontal.

Uma particularidade que convém realçar é a de que, ao contrário dos coeficientes de reflexão, que dependem directamente dos valores dos ângulos de incidência θ_i , os coeficientes de difusão dependem directamente dos ângulos de reflexão θ_r . Na situação de reflexão especular este último relaciona-se com o ângulo de incidência θ_i através da Lei de Snell, dada pela equação (2.22).

Intuitivamente, não é de estranhar que a rugosidade do terreno contribua para o incremento das perdas de propagação.

2.6.2 Quantificação da rugosidade

O conceito de rugosidade é muito discutível e depende do grau de profundidade que se pretenda analisar. Na Figura 2.18 apresenta-se uma situação idealizada, para uma superfície com perfil rectangular e periódico, onde a altura h quantifica o grau de rugosidade dessa superfície.

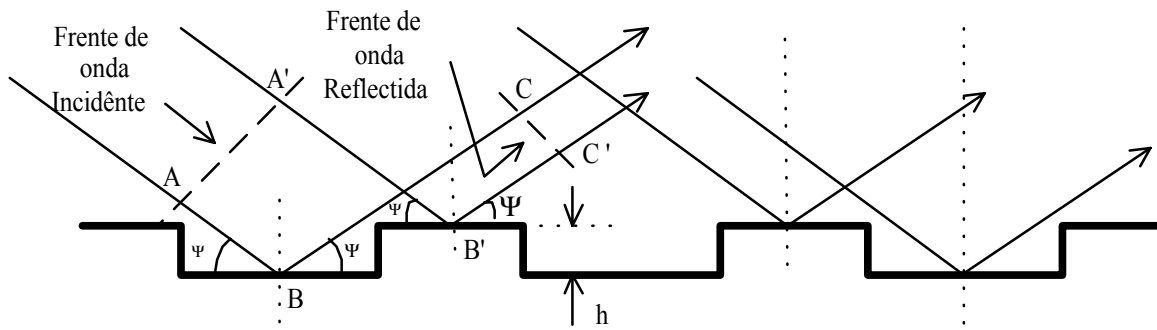


Figura 2.18: Reflexão numa superfície com perfil rectangular e periódico. [Parsons 92].

Com base na Figura 2.18 e considerando os pontos A, A', C e C', procede-se à dedução da expressão que dá a diferença entre as distâncias dadas pelos percursos $\overline{AC}$, e $\overline{A'C'}$, é dada pela seguinte equação

$$\Delta r = (\overline{AB} + \overline{BC}) - (\overline{A'B'} + \overline{B'C'}) = \frac{h}{\sin \Psi} \times [1 - \cos(2\Psi)] = 2h \sin \Psi \quad (2.93)$$

A diferença de fase entre os pontos C e C' na frente de onda reflexa é

$$\Delta \theta = \beta_0 \Delta r = \frac{4\pi h \sin \Psi}{\lambda} \quad (2.94)$$

Na equação anterior vê-se que para situações onde a altura h for pequena em comparação com o comprimento de onda, a superfície pode ser considerada lisa, e assim toda e qualquer reflexão nesse comprimento de onda é de natureza especular. Contudo, para uma situação de extrema rugosidade ($\Delta \theta = \pi$), os raios reflectidos estão em oposição de fase, cancelando-se mutuamente no receptor. Em termos práticos, assume-se uma superfície rugosa quando

$$\Delta \theta \geq \frac{\pi}{2} \quad (2.95)$$

Tendo em conta a expressão para $\Delta\theta$ na equação (2.94), este último critério equivale a

$$h_R \geq \frac{\lambda}{8 \text{ Sen } \Psi} \quad (2.96)$$

No caso das comunicações móveis e pessoais, os ângulos de incidência ψ são muito pequenos. Assim, $\text{sen } \Psi \cong \Psi$ e a equação anterior simplifica-se para

$$h_R \geq \frac{\lambda}{8 \Psi} \quad (2.97)$$

Na prática, a superfície terrestre é mais irregular do que na situação apresentada. O grau de rugosidade depende do desvio padrão σ_S , ditado pelo perfil da superfície, e tem como expressão

$$\sigma_S = \frac{\left[\int_{y_i}^{y_f} \int_{x_i}^{x_f} [h(x, y) - \bar{h}]^2 dx dy \right]^{\frac{1}{2}}}{|x_i - x_f| \times |y_i - y_f|} \quad (2.98)$$

Acima, $h(x, y)$ é uma função que caracteriza o perfil do terreno em função da posição no espaço, e $\bar{h}$ é o valor médio de $h(x, y)$ em toda a secção em estudo, dado por

$$\bar{h} = \frac{\int_{y_i}^{y_f} \int_{x_i}^{x_f} h(x, y) dx dy}{|x_i - x_f| \times |y_i - y_f|} \quad (2.99)$$

Contudo, para uma análise mais simplificada admite-se que $h(x, y)$ seja constante ao longo do eixo y , para um valor fixo de x . Com esta simplificação, $h(x, y)$ reduz-se a $h(x)$, e as duas equações prévias reduzem-se a

$$\sigma_S = \frac{\left[\int_x [h(x) - \bar{h}]^2 dx \right]^{\frac{1}{2}}}{|x_i - x_f|} \quad (2.100)$$

$$\bar{h} = \frac{\int_x h(x) dx}{|x_i - x_f|} \quad (2.101)$$

De acordo com a Figura 2.18 e a equação (2.94), igualando h com σ_s dá origem a uma equação que numa primeira análise serve para classificar o terreno como sendo liso ou rugoso. Essa equação é também conhecida como o critério de Rayleigh [Beckmann 63, Parsons 92, Lee 98b],

$$C_R = \frac{4\pi \sigma \text{ Sen}\Psi}{\lambda} \quad (2.102)$$

Para valores de C_R inferiores a 0.1 considera-se que se está perante a situação de reflexão especular; portanto, a superfície é considerada lisa. Todavia, para valores de C_R superiores a 10, a situação é uma de severa dispersão da energia em todos os sentidos. Nestas condições a superfície é considerada muito rugosa.

A título de exemplo, à frequência de 900 MHz, para um ângulo de incidência praticamente rasante, em que $\theta_i = \Psi = 1^\circ \cong 0.02 \text{ rad}$, o valor mínimo do desvio padrão de $h(x)$, necessário para que a superfície seja considerada rugosa, cifra-se à volta dos 15 metros.

2.7 Modelo geral de propagação

Para efeitos de previsões de perdas, os modelos de propagação desejam-se o mais simples possíveis. De facto, a maioria das ferramentas utilizadas pelos operadores de comunicações celulares, reduzem-se a funções do tipo das apresentadas desde a equação (2.86) até à equação (2.89). Tomando como referência a forma da equação (2.86) tem-se

$$p_R(d) = p_{REF} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right)^n \quad (2.103)$$

É equivalente afirmar-se que, os modelos reduzem-se a rectas do tipo das apresentadas na equação (2.87)

$$PL = PL_{REF} + 10n \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) \quad (2.104)$$

Após um desenvolvimento da equação anterior, chega-se à seguinte relação

$$PL = A + B \log_{10}(d) \quad (2.105)$$

com

$$A = PL_{REF} + 10 \log_{10}(d_{REF}) \quad (2.106)$$

$$B = -10n \quad (2.107)$$

Na literatura [Lee 98b], o valor n do factor de propagação em áreas urbanas situa-se na gama de $2 \leq n \leq 4$, com um valor típico de 3.8.

Para situações em que o terminal móvel atravessasse zonas com várias características distintas, mas que obedecem às regras apresentadas desde a equação (2.103) até à equação (2.107), resulta para a perda numa segunda zona compreendida entre duas fronteiras bem definidas

$$pl(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1} \right)^{n_1} \times \left(\frac{d}{d_1} \right)^{-n_2}, \quad \text{para } d_1 \leq d \leq d_2 \quad (2.108)$$

Se $d_{REF} = d_1$ e definindo $pl_{REF} = pl(d_1) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1} \right)^{n_1} = pl_F^{\frac{n_1}{2}}$, então, à semelhança das análises feitas anteriormente, obtém-se

$$pl(d) = pl_{REF} \times \left(\frac{d}{d_1} \right)^{-n_2}, \quad \text{para } d_1 \leq d \leq d_2 \quad (2.109)$$

Generalizando as equações (2.108) e (2.109) para um valor d da distância entre antenas emissora e receptora, para um troço de ordem N , em que $d_{REF} = d_1$, obtém-se

$$pl(d) = pl_{REF} \times \left(\frac{d_2}{d_1} \right)^{-n_2} \times \left(\frac{d_3}{d_2} \right)^{-n_3} \times \dots \times \left(\frac{d}{d_{N-1}} \right)^{-n_N}, \quad \text{para } d_{N-1} \leq d \leq d_N \quad (2.110)$$

expressando-se a equação anterior em unidades logarítmicas

$$PL(d) = PL_{REF} + 10n'_2 \log_{10}(d_1) + \dots + 10n'_N \log_{10}(d_{N-1}) + 10n'_{N+1} \log_{10}(d) \quad (2.111)$$

com

$$\left\{ \begin{array}{l} n'_2 = n_2 \\ n'_3 = n_3 - n_2 \\ \vdots \\ n'_N = n_N - n_{N-1} \\ n'_{N+1} = -n_N \end{array} \right. \quad (2.112)$$

Considere-se um caso com 3 secções de características de propagação distintas, em que $d_1 = 10$ metros, $d_2 = 100$ metros e $d_3 = 1000$ metros; e os valores dos n_i são $n_1 = 1.8$, $n_2 = 3.8$ e $n_3 = 2.5$. A Figura 2.19 apresenta o comportamento detectado pelo móvel em termos globais e para cada uma das três componentes que contribuem para a caracterização do meio de propagação, em termos de perdas.

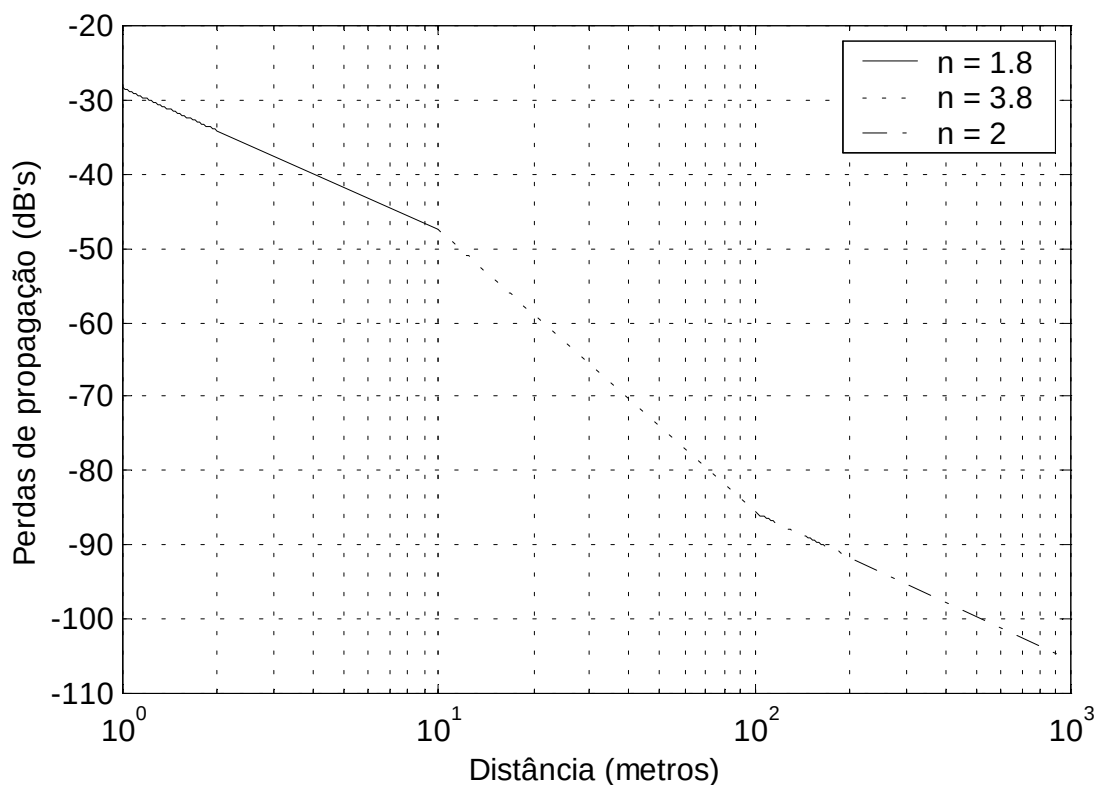


Figura 2.19: Perdas de propagação para três meios distintos.

2.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados e analisados ao pormenor os modelos de propagação mais básicos, que constituem uma base para um estudo mais aprofundado dos próximos capítulos. Um aspecto importante é o de se poder definir modelos de previsão de perdas através de rectas definidas em dB/década, utilizando o afastamento entre antenas emissora e receptora como medida.

Como se verá no próximo capítulo, na caracterização do desvanecimento de variação lenta, essas rectas representam valores medianos e estão sujeitas a um padrão de desvio,

caracterizado estatisticamente através de uma função densidade de probabilidade log-normal.

Neste capítulo fez-se também uma caracterização das características do terreno em termos de rugosidade.

Capítulo 3

Fenómeno dos percursos múltiplos em comunicações móveis

3.1 Introdução

Neste capítulo analisa-se qualitativa e quantitativamente um fenómeno perturbador em comunicações móveis. Tal fenómeno caracteriza-se pela variação sistemática da envolvente de um sinal modulado e cuja variação se deve à existência de múltiplos percursos entre o emissor e o terminal móvel. Far-se-á uma análise para situações em que o terminal móvel esteja sujeito a um movimento não acelerado e em linha de vista ou fora de linha de vista com o emissor.

3.2 Natureza do fenómeno dos multipercursos

Em termos gerais, o meio de propagação é composto por diferentes percursos, através dos quais a energia se propaga, desde o emissor até ao terminal móvel, conforme se pode observar nas Figuras 3.1 e 3.2.

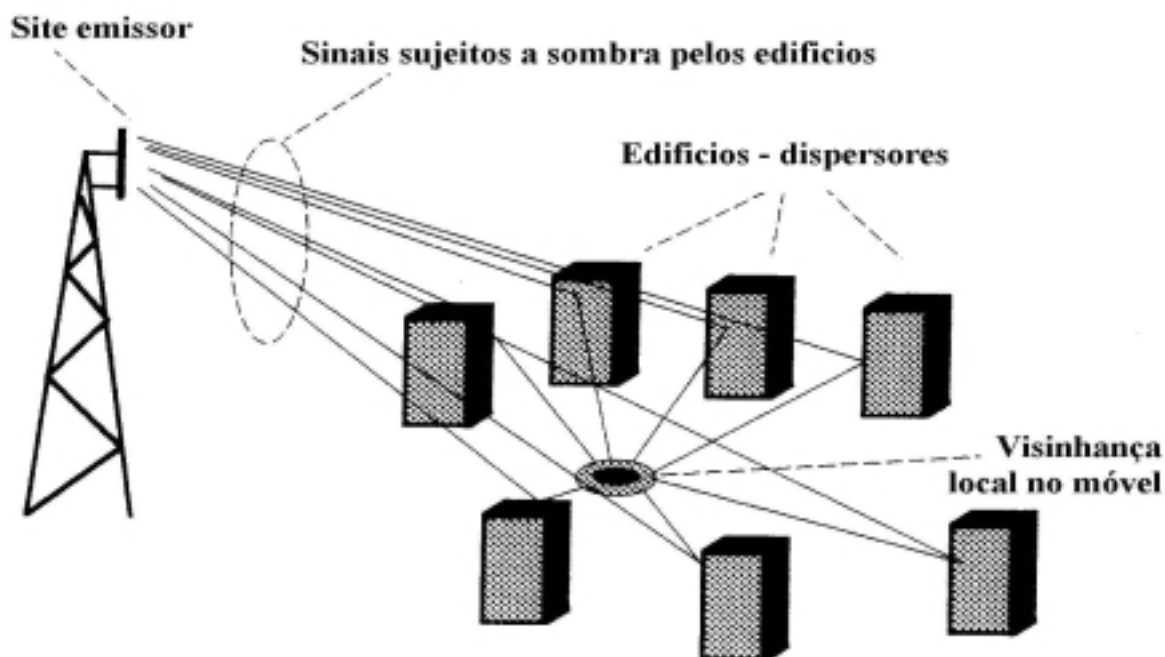


Figura 3.1: Percursos múltiplos na vizinhança do terminal móvel. [Siwiak 95].

Imagine-se a situação do transmissor emitir uma portadora não modulada. A antena do terminal móvel irá captar varias versões atrasadas no tempo, e com os mais diversos valores para a amplitude da portadora emitida. As causas para a existência de várias componentes multi-percurso devem-se a dispersões da energia emitida, por superfícies rugosas de edifícios, pelo solo, e em acidentes orográficos, em conjugação com reflexões em obstáculos locais nas vizinhanças do terminal móvel, conforme se ilustra nas Figuras 3.1 e 3.2.

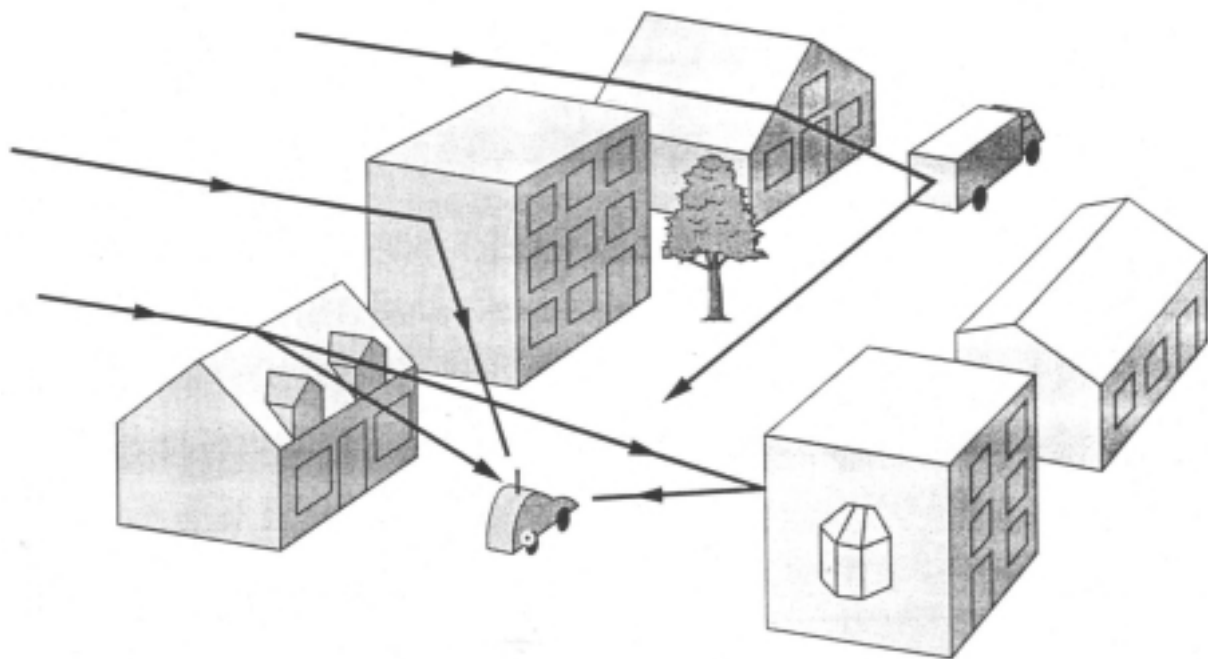


Figura 3.2: Diversidade de percursos múltiplos. [Bertoni 2000].

O efeito sentido no receptor, devido à multiplicidade de percursos, será a captação de várias componentes, que contribuem construtiva e destrutivamente para um sinal total resultante caracterizado por variações temporais descorrelacionadas com as variações temporais próprias do sinal emitido. Devido às características dinâmicas do canal, o número de réplicas do sinal varia ao longo do tempo.

Mais do que em áreas suburbanas e rurais, a caracterização do problema dos percursos múltiplos em ambientes urbanos é de extrema importância. O terminal móvel não se encontrando em linha de vista com o emissor, a configuração e disposição dos elementos

em redor do móvel serão directamente responsáveis pela existência das componentes multi-percurso.

3.3 Definição do problema em termos matemáticos

Em termos matemáticos, qualquer sinal captado pela antena do terminal móvel obedece à seguinte característica [Lee 86, Lee 98b],

$$s(t) = m(t)r(t) \quad (3.1)$$

onde $m(t)$ é designado por desvanecimento de variação lenta, ou desvanecimento log-normal, cuja natureza é devida a irregularidades do terreno, e $r(t)$ é designado por desvanecimento de variação rápida, devido à existência de múltiplos percursos entre o emissor e o terminal móvel. Na literatura esta componente de desvanecimento designa-se, dependendo da densidade de probabilidade que a melhor caracterize, por desvanecimento de Rayleigh, ou por desvanecimento de Rice, visto serem estes os de mais fácil tratamento matemático, e os que melhor se ajustam à realidade física. A Figura 3.3 ilustra a forma do sinal $s(t)$, assim como cada uma das componentes que o compõe.



Figura 3.3: Sinal $s(t)$, dado pelo produto dos sinais $m(t)$ e $r(t)$. [Fujimoto 94].

3.4 Desvio de frequência de Doppler

Considere-se um terminal móvel em movimento rectilíneo e uniforme, com velocidade v ms^{-1} . Devido ao movimento do terminal móvel, existe uma taxa de variação instantânea da fase que se traduz num desvio de frequência quantificável. A variação do percurso da onda enviada por S, sendo S um elemento dispersor ilustrado na Figura 3.4, é $\Delta l = d \cos(\alpha)$, onde $d = v\Delta t$ é a distância percorrida pelo terminal móvel no intervalo Δt segundos. A esta variação de percurso corresponde uma variação de fase dada por

$$\Delta\phi = -\beta_0 \Delta l = -\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos(\alpha) \quad (3.2)$$

Este desvio de Doppler sofrido pela frequência portadora é quantificado por

$$f_m = -\frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) \quad (3.3)$$

Esta expressão põe em evidência a dependência entre o desvio de frequência f_m , a velocidade v relativa do terminal móvel, assim como a direcção e sentido que este leva.

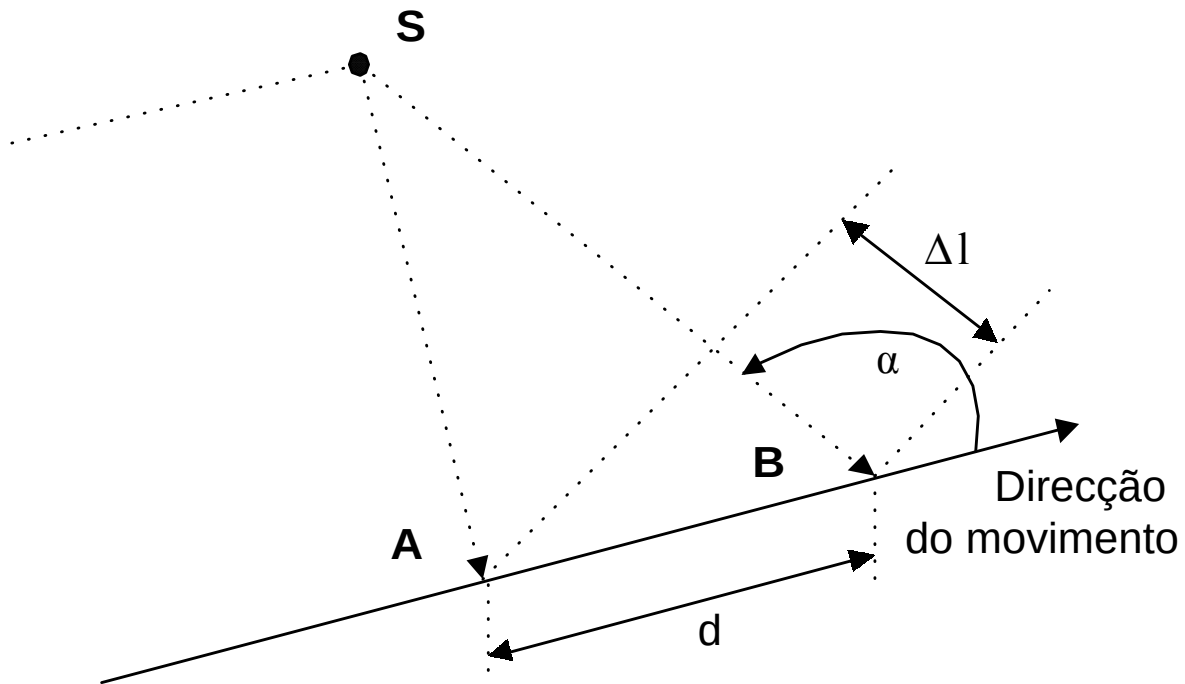


Figura 3.4: Ilustração do desvio de Doppler. [Parsons 92].

3.5 Desvanecimento de variação rápida

Como mencionado acima, a parcela $r(t)$ da equação (3.1) é a responsável pela existência de variações rápidas na envolvente do sinal recebido pelo terminal móvel. Ela depende de vários factores: se o terminal móvel estiver parado, factores que a definem são as características dinâmicas do meio circundante, tais como o movimento de outros veículos, de peões ou do movimento das árvores ao vento. Quando o terminal móvel está em movimento, ela depende mais da dinâmica imposta pelo movimento do receptor.

O desvanecimento sofrido pelo sinal pode ser tipo Rice ou tipo Rayleigh, dependendo de o receptor estar ou não em linha de vista com o emissor.

3.5.1 O modelo de Clarke

3.5.1.1 Analise temporal

O modelo que se apresenta para a situação do terminal móvel fora de vista com o emissor assenta no facto das diversas componentes captadas pela antena do terminal móvel, oriundas de todos os sentidos, com nenhum deles privilegiado, como ilustrado na Figura 3.5.

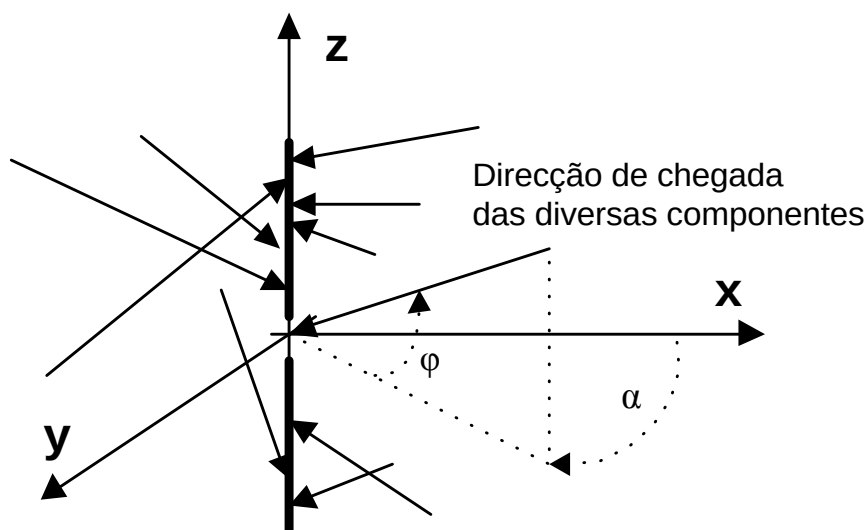


Figura 3.5: Componentes dispersas que atingem a antena receptora. [Parsons 92].

Devido à acção de N arbitrariamente elevadas componentes multi-percurso captadas pela antena, com um ângulo de elevação φ em relação à horizontal, e com um ângulo α relativamente ao azimute, o campo eléctrico resultante na antena é

$$E(t) = \sum_{k=1}^N E_k(t) \quad (3.4)$$

O modelo de Clarke, considera a situação na qual as diversas componentes são provenientes de qualquer sentido no plano horizontal. Os ângulos de chegada α_k das N diversas componentes do campo eléctrico obedecem à densidade de probabilidade uniforme entre os valores $[0, 2\pi]$ radianos.

Para uma portadora não modulada, o campo recebido num ponto no espaço com coordenadas (x_0, y_0, z_0) , é

$$E(t) = \sum_{k=1}^N \{C_k \cos[\omega_c t - \beta_0 (x_0 \cos(\alpha_k) \cos(\varphi_k) + y_0 \sin(\alpha_k) \cos(\varphi_k) + z_0 \sin(\varphi_k)) + \phi_k]\} \quad (3.5)$$

Com o terminal móvel num movimento uniforme, não acelerado, à velocidade $v \text{ ms}^{-1}$ no plano X-Y, e numa direcção que faz um ângulo γ com o eixo das abcissas, as coordenadas anteriores reescrevem-se da seguinte maneira $(v \cos(\gamma), v \sin(\gamma), z_0)$. Fazendo esta substituição, a equação (3.4) decompõe-se em duas componentes, uma em fase $I(t)$ e a outra em quadratura $Q(t)$

$$E(t) = I(t) \cos(\omega_c t) - Q(t) \sin(\omega_c t) \quad (3.6)$$

Nesta última expressão as componentes em fase $I(t)$ e em quadratura $Q(t)$ são

$$I(t) = \sum_{k=1}^N C_k \cos(\omega_k t + \theta_k) \quad (3.7)$$

$$Q(t) = \sum_{k=1}^N C_k \sin(\omega_k t + \theta_k) \quad (3.8)$$

e onde

$$\omega_k = v \beta_0 \cos(\gamma - \alpha_k) \cos(\varphi_k) \quad (3.9)$$

$$\theta_k = z_0 \beta_0 \sin(\varphi_k) + \phi_k \quad (3.10)$$

Nas equações (3.7) e (3.8) os valores $\omega_k = 2\pi f_k$ representam os desvios de frequência sofridos pela componente de ordem k , causado pelo desvio de Doppler atrás descrito.

N é arbitrariamente elevado (teoricamente infinito) e, de acordo com o Teorema do Limite Central, as componentes em fase $I(t)$ e em quadratura $Q(t)$ são processos aleatórios gaussianos de média nula, o que implica um valor nulo do campo eléctrico resultante: $E[E(t)] = \overline{E(t)} = \overline{E} = 0$. Ambos têm valores idênticos de variância σ^2 , que é igual ao valor médio quadrático $\overline{E^2}$ e igual à potência média $p_{av} = \sigma^2 = \overline{E^2} - \overline{E}^2 = \overline{E^2} = E_0/N$. E_0 é uma constante obtida a partir do produto entre a potência média das componentes de desvanecimento e os N elementos dispersores: $E_0 = N E(C_k^2) = N \sigma^2 = N p_{av}$. Com um valor médio nulo, $\overline{E} = 0$, a densidade de probabilidade que caracteriza as componentes ortogonais $I(t)$ e $Q(t)$ é

$$p_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (3.11)$$

onde $x = I(t)$ ou $x = Q(t)$ e $\sigma^2 = p_{av}$ é a potência das N componentes captadas.

3.5.1.2 Espectro de potência

Feita a caracterização temporal do modelo de Clarke, é necessária a caracterização em termos de frequência do espectro de potência referente às componentes multi-percurso.

Para tal, determina-se a expressão da função de auto-correlação $R_e(\tau)$, em concordância com o modelo apresentado anteriormente. Uma vez esta obtida, determina-se a sua transformada de Fourier $A(f)$, aqui designada por $\mathfrak{Z}[R_e(\tau)]$.

Tomando o caso de uma portadora não modulada de frequência angular $\omega_c = 2\pi f_c$, a expressão resultante para a função de auto-correlação $R_e(\tau)$, é [Parsons 92]

$$R_e(\tau) = E[E(t)E(t+\tau)] = a_1(\tau)\cos(\omega_c\tau) - a_2(\tau)\sin(\omega_c\tau) \quad (3.12)$$

De acordo com Clarke, as funções de correlação $a_1(\tau)$ e $a_2(\tau)$ são, respectivamente,

$$a_1(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} J_0(2\pi f_m \tau \cos(\varphi)) p_\varphi(\varphi) d\varphi \quad (3.13)$$

$$a_2(\tau) = 0 \quad (3.14)$$

onde $J_n(x)$ é a função de Bessel de ordem n e argumento x e f_m é o desvio de Doppler. Como já mencionado, no modelo de Clarke $p_\varphi(\varphi) = \delta(\varphi)$, i.e., as componentes dispersas estão confinadas ao plano horizontal. Resulta assim para $a_1(\tau)$

$$a_1(\tau) = a_0(\tau) = \frac{E_0}{2} J_0(2\pi f_m \tau) \quad (3.15)$$

Aplicando a transformada de Fourier à equação (3.15), o espectro de potência de $I(t)$ e de $Q(t)$ é

$$A_0(f) = \mathfrak{F}[a_0(\tau)] \quad (3.16)$$

$$A_0(f) = \frac{E_0}{4\pi f_m} \left[1 - \left(\frac{f}{f_m} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \text{ para } -f_m \leq f \leq f_m \quad (3.17)$$

A Figura 3.6 mostra a forma do espectro de potência de um terminal móvel à velocidade $v_2 = 40 \text{ km h}^{-1}$, operando à frequência dos 900 MHz e com $E_0 = 1 \text{ Vm}^{-1}$.

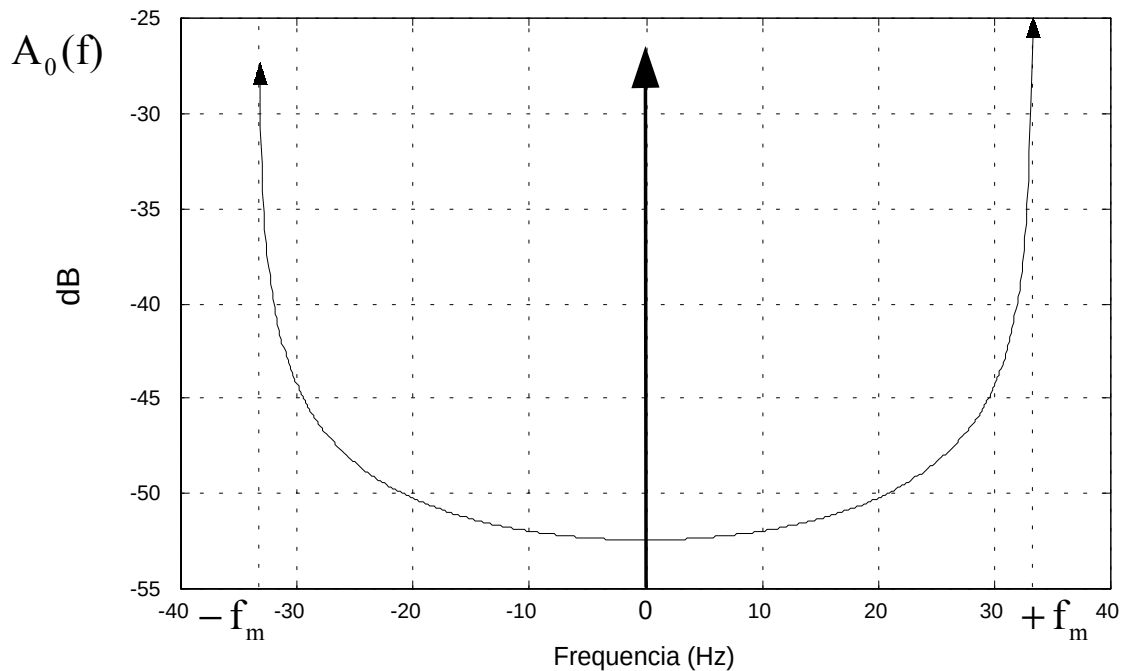


Figura 3.6: Espectro de potência, para 900 MHz e $v_2 = 40 \text{ km h}^{-1}$ e com $E_0 = 1 \text{ Vm}^{-1}$.

Da Figura 3.6, constata-se que o espectro de potência das componentes dispersas, confina-se aos limites $\pm f_m$ e, para os valores limites da frequência, $A_0(f)$ tende para infinito, como sugerem os impulsos Dirac na mesma.

3.5.2 Desvanecimento de Rayleigh

3.5.2.1 Caracterização da envolvente

Uma vez definidas as componentes $I(t)$ e $Q(t)$ do sinal recebido, procede-se para a definição da envolvente $r(t)$. Tipicamente o receptor não separa as duas componentes ortogonais $I(t)$ e $Q(t)$, limitando-se a formar uma envolvente

$$r(t) = [I^2(t) + Q^2(t)]^{1/2} \quad (3.18)$$

Quando não existem componentes dominantes, a envolvente $r(t)$ obedece a uma distribuição de Rayleigh, de acordo com a densidade de probabilidade $p_r(r)$

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \text{ para } r \geq 0 \quad (3.19)$$

A função de distribuição cumulativa $P_r(r_0)$ resultante é

$$P_r(r_0) = P(r \leq r_0) = \int_0^{r_0} p_r(r) dr = 1 - e^{-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}} \quad (3.20)$$

Os valores médio $\bar{r}$, médio quadrático $\overline{r^2}$, a variância σ_r^2 , e a mediana r_m da densidade de probabilidade de Rayleigh, dada pela equação (3.19) expressos em função de σ valem

$$\bar{r} = \int_0^\infty r p_r(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (3.21)$$

$$\overline{r^2} = \int_0^{+\infty} r^2 p_r(r) dr = 2\sigma^2 \quad (3.22)$$

$$\sigma_r^2 = \overline{r^2} - \bar{r}^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2} \right) \quad (3.23)$$

Finalmente, para a mediana r_m , esta toma um valor tal, que a probabilidade de não ser excedida é 50%. Equivale a $P_r(r_m) = P(r \leq r_m) = 0.5$. Assim,

$$r_m = \sigma \sqrt{2 \ln(2)} \quad (3.24)$$

Na literatura [Parsons 92, Lee 98b], é muito vulgar exprimir a densidade de probabilidade de Rayleigh e a sua função distribuição cumulativa em função dos quatro parâmetros, dados pelas equações (3.21), (3.22), (3.23) e (3.24), ao invés da variância σ^2 .

A Tabela 3.1, apresenta um conjunto de características de sinais desvanecimento de Rayleigh r_0 .

Tabela 3.1: Propriedades de sinais desvanecimento de Rayleigh r_0 . [Lee 98b].

Parâmetro α_i	Símbolo	Valor	dB's abaixo de $2\sigma^2$	Probabilidade $P(r \leq \alpha_i)$	Equação
Média	$\bar{r}$	$\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$	-1.05	0.53	(3.21)
Média quadrática	$\overline{r^2}$	$2\sigma^2$	0.00	0.63	(3.22)
Desvio Padrão	σ_r^2	$\sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2} \right)$	-6.68		(3.23)
Mediana	r_m	$\sigma \sqrt{2 \ln(2)}$	-1.59	0.50	(3.24)

3.5.2.2 Caracterização da fase

Uma vez caracterizada a envolvente $r(t)$, procede-se à caracterização da fase $\theta(t)$, para determinar completamente $s(t)$

$$s(t) = r(t) e^{j\theta(t)} \quad (3.25)$$

Em termos das componentes $I(t)$ e $Q(t)$, a fase $\theta(t)$ tem como expressão

$$\theta(t) = \arctg \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \quad (3.26)$$

Segundo [Parsons 92], em termos estatísticos a fase $\theta(t)$ é uma distribuição uniforme no intervalo $[0, 2\pi]$, cuja densidade de probabilidade obedece a

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (3.27)$$

3.5.2.3 Level Crossing Rate e Average Fade Duration

Na Figura 3.7 observa-se que a envolvente do sinal recebido na antena do terminal móvel varia muito rapidamente à medida que o terminal se desloca no espaço. Há mesmo desvanecimentos profundos (*deep fades* da Língua Inglesa) da ordem de dezenas de dB's, verificando-se que, para um dado intervalo de tempo correspondente ao movimento do terminal móvel num determinado espaço, a envolvente do sinal recebido cruza um nível escolhido arbitrariamente.

Entende-se por *Level Crossing Rate* (LCR) a taxa de passagem pelo nível seleccionado, e por *Average Fade Duration* (AFD) a duração média de desvanecimentos, tendo como base uma referência pré-estabelecida. A quantificação dos valores da LCR e da AFD são muito importantes, uma vez que numa ligação digital estes desvanecimentos sistemáticos limitam o débito binário da ligação. Consequentemente, torna-se intuitivo que a largura de banda do canal de radio é limitada a um valor finito.

Clarificados os conceitos essenciais do comportamento dinâmico da envolvente do sinal recebido, em termos qualitativos, resta clarificar esses comportamentos dinâmicos, em termos matemáticos e estatísticos.

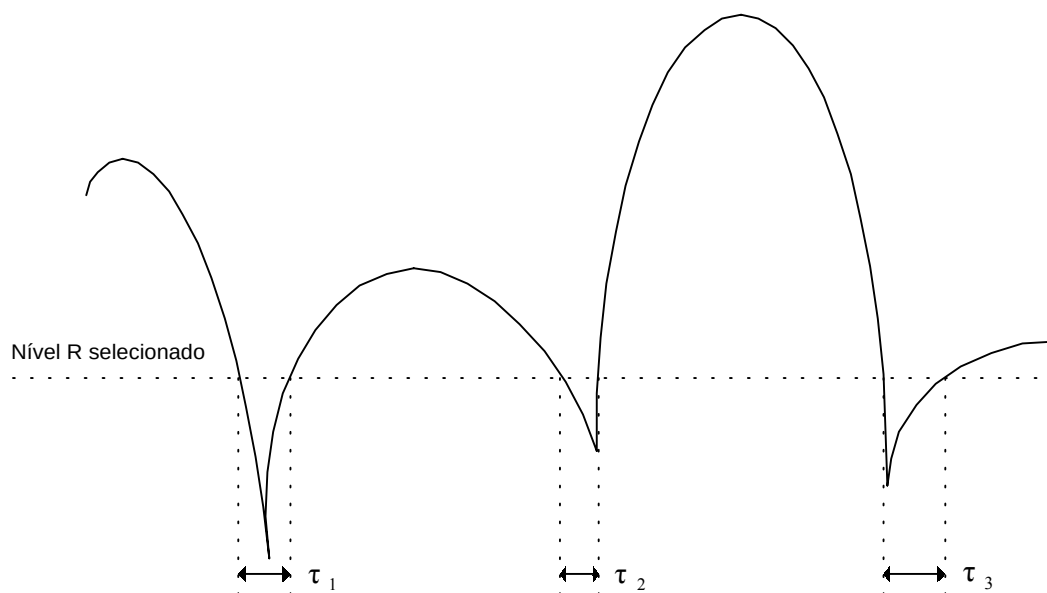


Figura 3.7: Ilustração da LCR e da AFD numa envolvente sujeita a desvanecimento de Rayleigh. [Parsons 92].

Na janela temporal da Figura 3.7 observam-se 3 decaimentos da envolvente abaixo de um nível R de referência, assim como três intervalos de tempo τ_i , para os quais a envolvente toma valores abaixo do nível de referência R . Para essa janela temporal, a LCR é dada pelo número de desvanecimentos abaixo de R dividido pelo intervalo temporal; a AFD é dada pela soma dos diferentes τ_i dividida pelo intervalo temporal.

Por definição, a LCR é o valor esperado da taxa de cruzamento ascendente ou descendente, dum nível de referência R . Para a sua determinação é necessário conhecer a densidade de probabilidade conjunta $p(R, \dot{r})$ da variação temporal $\dot{r}$ da envolvente r . Esse valor esperado é

$$LCR = \int_0^{+\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (3.28)$$

Assumindo que R e $\dot{r}$ são independentes, a densidade de probabilidade conjunta é

$$p(R, \dot{r}) = p_r(R) \times p_{\dot{r}}(\dot{r}) \quad (3.29)$$

Vem que, a LCR é

$$LCR = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_m e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad (3.30)$$

Da equação (3.22) ou da Tabela 3.1, a média quadrática é $2\sigma^2$. Logo o valor eficaz R_{RMS} é dado por $R_{RMS} = \sqrt{2} \sigma$. A LCR, expressa em termos do valor eficaz R_{RMS} é

$$LCR = \sqrt{2\pi} f_m \xi e^{-\xi^2} \quad (3.31)$$

o valor de R em termos de R_{RMS} é

$$\xi = \frac{R}{\sqrt{2} \sigma} = \frac{R}{R_{RMS}} \quad (3.32)$$

Por vezes é mais conveniente exprimir o valor da LCR em termos da mediana r_m , dada pela equação (3.24) ou pela Tabela 3.1, em detrimento do valor eficaz. Deste modo, a expressão da LCR por comprimento de onda segue-se

$$LCR \times \frac{1}{f_m} = LCR \times \frac{v}{\lambda} = \sqrt{2\pi \ln(2)} \times \left(\frac{R}{r_m} \right) \times 2^{-\left(\frac{R}{r_m} \right)^2} \quad (3.33)$$

A expressão da LCR por comprimento de onda, expressa em termos da mediana r_m , é independente do valor da frequência, assim como da velocidade do terminal móvel.

A expressão da AFD é

$$AFD = E[\tau_i] = \frac{P(r \leq R)}{LCR} = \frac{P_r(R)}{LCR} \quad (3.34)$$

$$AFD = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{e^{\frac{R^2}{2\sigma^2}} - 1}{R f_m} \quad (3.35)$$

Multiplicando a equação (3.35) por f_m , a AFD passa a estar expressa em termos espaciais, e é dada por duração média em comprimentos de onda, como se segue

$$L_R = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{e^{\frac{R^2}{2\sigma^2}} - 1}{R} \quad (3.36)$$

A expressão da AFD em comprimentos de onda, expressa em termos do valor RMS R_{RMS} , e da mediana r_m , é dada respectivamente por

$$L_R = \frac{e^{\xi^2}}{\xi f_m \sqrt{2\pi}} \quad (3.37)$$

$$L_R = [2\pi \ln(2)]^{-\frac{1}{2}} \times \frac{2^{\frac{R^2}{r_m^2}} - 1}{\frac{R}{r_m}} \quad (3.38)$$

As Figuras 3.8 e 3.9 ilustram o comportamento da LCR e da AFD respectivamente em função de ξ . A Tabela 3.2, apresenta valores da LCR por comprimento de onda e da AFD, para vários valores de desvanecimentos profundos, para um determinado nível R igual ao valor da mediana r_m , e ilustra o número de amostras que se devem obter, para uma perfeita detecção e quantificação da duração de desvanecimentos profundos.

Tabela 3.2: AFD média e LCR por comprimento de onda, para desvanecimentos da envolvente do sinal recebido, em relação ao valor da mediana. [Parsons 92].

Profundidade do desvanecimento (dB)	AFD (λ)	LCR/ λ
0	0.479	1.043
-10	0.108	0.615
-20	0.033	0.207
-30	0.010	0.066

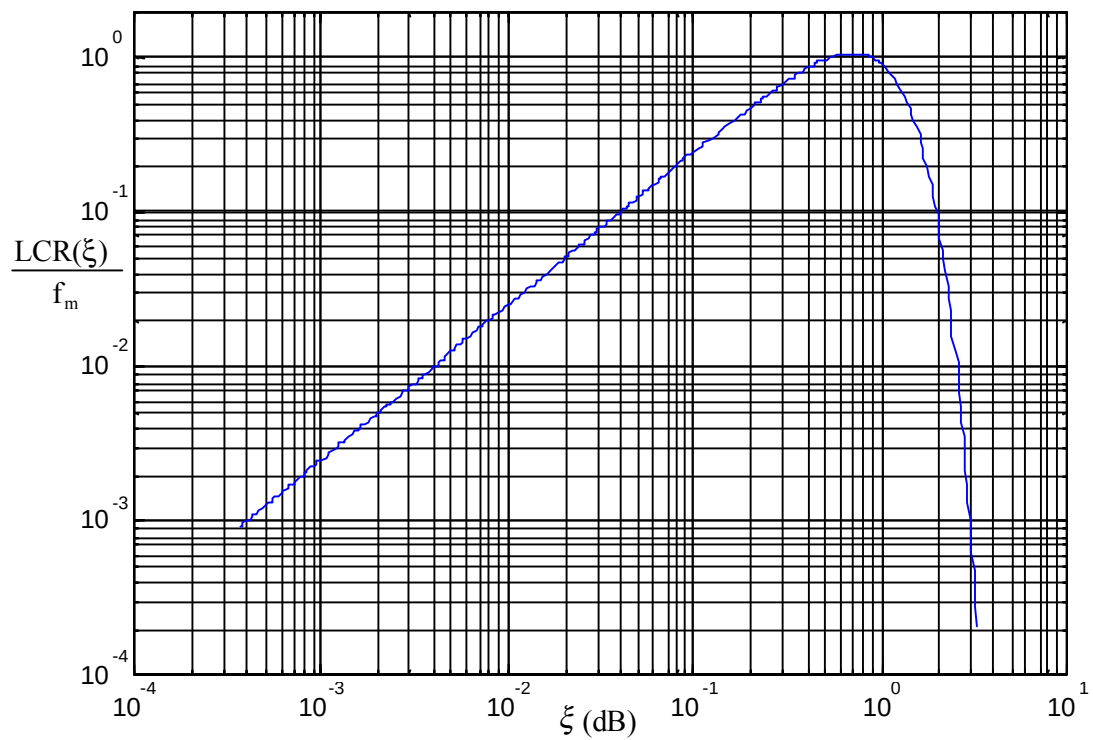


Figura 3.8: Comportamento da LCR por comprimento de onda, em função de ξ . [Parsons 92].

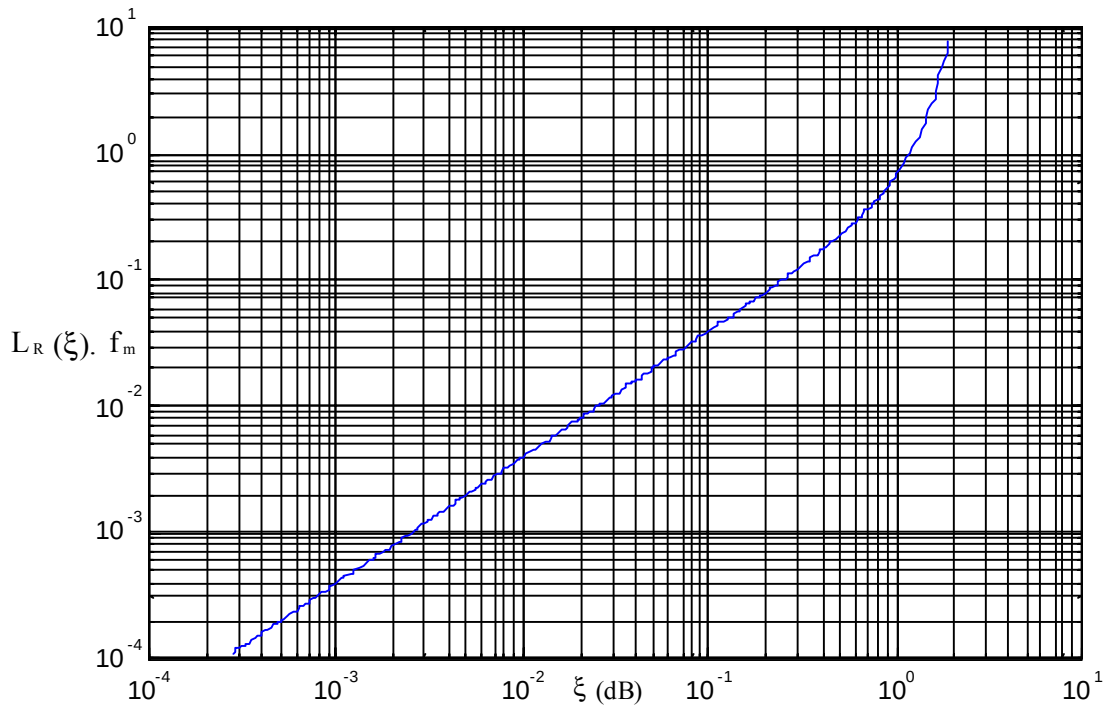


Figura 3.9: Comportamento da AFD em função de ξ . [Parsons 92].

3.5.3 Desvanecimento de Rice

3.5.3.1 Caracterização da envolvente

A caracterização do fenómeno dos percursos múltiplos baseou-se até agora na suposição que todas as componentes dispersas captadas têm a mesma importância, ou seja, não existia nenhuma dominante. Esta é a situação típica quando o receptor não estiver em linha de vista com o emissor, o que é o mais usual. Mas a situação de os terminais estarem em linha de vista ocorre de vez em quando e, então, o assumir que todas as componentes têm o mesmo peso deixa de ter validade. A caracterização feita por Rice foi desenvolvida para tal situação “anormal”. Por outras palavras, o modelo de Rice descreve a situação quando uma das componentes domina as restantes, o que leva à densidade de probabilidade de Rice, que é

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + q^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rq}{\sigma^2}\right) \quad (3.39)$$

onde $I_0(x)$ é a função modificada de Bessel de primeira espécie, ordem zero e argumento x , e a letra q traduz a amplitude do sinal referente à componente dominante recebida.

Dado o papel da variável q , é de esperar que, para um valor nulo desta variável, a função de Rice reverta à função de Rayleigh. E isso é o que de facto acontece.

Na literatura [Parsons 92, Lee 98b, Salema 98] é vulgar descrever a distribuição de Rice em termos de um factor k_R que, no presente contexto, é interpretado como sendo a razão da potência do sinal no percurso dominante para a potência das restantes componentes. Este factor exprime-se como

$$k_R = \frac{q^2}{2\sigma^2} \quad (3.40)$$

Traduzida em dB's esta razão é

$$K_R = 10 \log_{10} \left(\frac{q^2}{2\sigma^2} \right) \quad (3.41)$$

Rescrevendo a equação (3.39) em termos do parâmetro K_R , obtém-se

$$p_r(r) = \frac{2r10^{\frac{K_R}{10}}}{q^2} e^{-\frac{10^{\frac{K_R}{10}}}{q^2}(r^2+q^2)} I_0 \left(\frac{2r10^{\frac{K_R}{10}}}{q^2} \right) \quad (3.42)$$

A Figura 3.10 ilustra a densidade de probabilidade para vários valores do parâmetro k_R . Saliente-se que esta função, para valores de k_R muito superiores à unidade, reduz-se a uma distribuição normal de valor médio q .

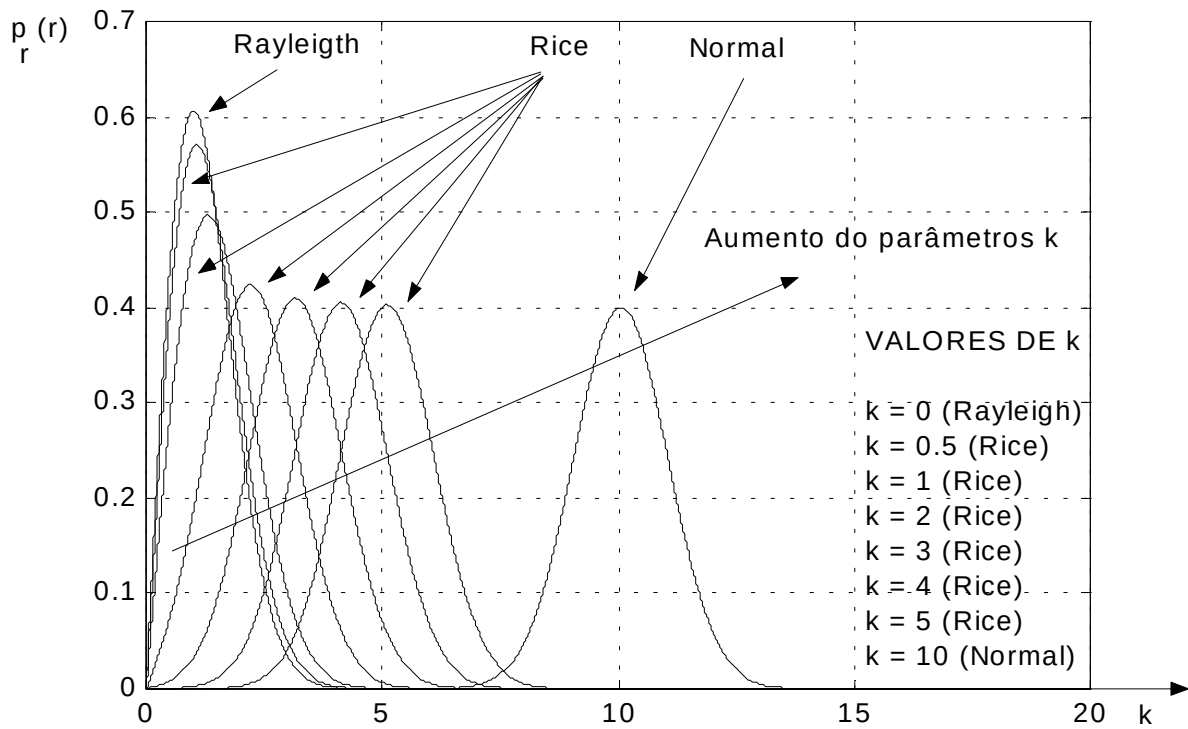


Figura 3.10: Densidade de probabilidade de Rice para vários valores de k_R .

3.5.3.2 Caracterização da fase

Para desvanecimento tipo Rice, a derivação da expressão para a densidade de probabilidade que o caracteriza não é trivial. Lecours [Lecours 96] apresenta num relatório uma descrição extensa no âmbito da caracterização e medição da fase, para canais sujeitos a desvanecimento de Rice. O resultado é

$$p_{\theta}(\theta) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{q^2}{2\sigma^2}} + \frac{q \cos \theta}{2\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{q^2 \sin^2 \theta}{2\sigma^2}} \times \left[1 + 2 \operatorname{erf} \left(\frac{q \cos \theta}{\sigma} \right) \right], \text{ para } 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (3.43)$$

Uma análise desta densidade indica que se a amplitude do sinal dominante recebido tende para zero, ou seja $q \rightarrow 0$, ela reduz-se a uma densidade uniforme de valor $p_{\theta}(\theta) = \frac{1}{2\pi}$, no intervalo $[0, 2\pi]$.

3.6 Desvanecimento Log-normal

3.6.1 O modelo log-normal

A componente $m(t)$ no sinal $s(t)$ da equação (3.1) é responsável pela existência de uma componente de desvanecimento de variação lenta.

Este tipo de desvanecimento apresenta comportamento log-normal, em que a densidade de probabilidade $p_m(m)$ que o caracteriza tem média $\mu_m = \overline{\ln(m)}$ e desvio padrão

$\sigma_m = \left(\overline{\ln^2(m)} - \overline{\ln(m)}^2 \right)^{\frac{1}{2}}$. Essa distribuição é [Garg 99]

$$p_m(m) = \frac{1}{m \sqrt{2\pi} \sigma_m} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln(m) - \mu_m}{\sigma_m} \right)^2}, \quad m \geq 0 \quad (3.44)$$

onde μ_m é a média de $\ln(m)$, e σ_m é o desvio padrão.

A densidade log-normal é a que melhor justifica os pequenos desvios causados por variações à volta de um valor médio. É também designada por média local, dada por uma das equações (2.88) ou (2.103), do Capítulo 2.

Fazendo-se $z = \frac{\ln(m) - \mu_m}{\sigma_m}$, a distribuição cumulativa para z é

$$P(z \leq Z) = \int_{-\infty}^Z p_z(z) dz = 1 - \int_Z^{+\infty} p_z(z) dz = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{Z}{\sqrt{2}} \right) = 1 - Q(Z) \quad (3.45)$$

onde a função $Q(Z)$ está tabelada para valores do argumento não negativos; para valores do argumento superiores a 3 é aproximada por

$$Q(Z) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi} Z} e^{-\frac{Z^2}{2}}, \quad \text{para valores de } Z \geq 3 \quad (3.46)$$

A Figura 3.11 ilustra a densidade de probabilidade log-normal $p_z(z)$ responsável pelo desvanecimento de variação lenta.

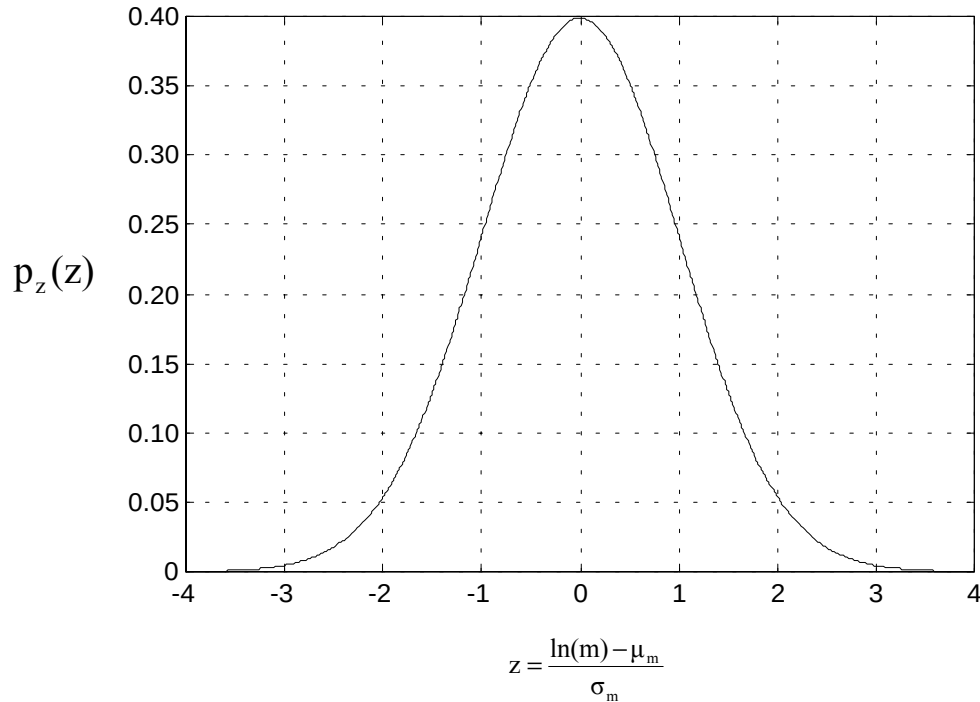


Figura 3.11: Densidade de probabilidade log-normal $p_z(z)$. [Garg 99].

3.6.2 Margem de desvanecimento

Por definição, margem de desvanecimento é a diferença em dB's entre o nível de sinal recebido no terminal móvel e um limiar para esse sinal. Este limiar é a sensibilidade do receptor, que é o valor mínimo de intensidade de sinal utilizável.

Num ponto interior à zona circular de raio R coberta por um emissor, a média local da potência do sinal recebido é distribuída log-normalmente, com média μ_m dBm e desvio padrão σ_m dB.

Considere-se um terminal móvel num ambiente sujeito a desvanecimento de Rayleigh. Pretende-se determinar as condições a satisfazer para que ao receptor seja apresentado um sinal que supere a sua sensibilidade $S_{\min}$.

Começa-se por determinar a fracção do nível de sinal recebido no terminal móvel F_{SR} , que se situe acima da sensibilidade do receptor $S_{\min}$, numa posição genérica à distância d do emissor, no interior da área de serviço.

Da densidade de probabilidade log-normal

$$p_m(m) = \frac{1}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{m - \mu_m}{\sigma_m} \right)^2} \quad (3.47)$$

a fracção F_{SR} é

$$F_{SR} = P(m \geq S_{min}) = \int_{S_{min}}^{+\infty} p_m(m) dm = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{S_{min} - \mu_m}{\sigma_m \sqrt{2}} \right) = Q \left(\frac{S_{min} - \mu_m}{\sigma_m} \right) \quad (3.48)$$

Ao contrário da equação (3.44), m , μ_m e σ_m nas equações (3.47) e (3.48) estão expressos em dBm, dBm e dB, respectivamente.

Utilizando um modelo de propagação do tipo Lei Potência de Expoente n , de acordo com a equação (2.104) do Capítulo 2, dada por

$$\mu_m = \alpha - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{R} \right) \quad (3.49)$$

onde α contabiliza todas as perdas e ganhos do sistema e a letra n é o expoente que determina o comportamento das perdas de propagação. Para efeitos práticos, admite-se contido no intervalo $[2, 5]$, o que resulta em

$$F_{SR} = P_m(m \geq S_{min}) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{S_{min} - \alpha + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{R} \right)}{\sigma_m \sqrt{2}} \right] \quad (3.50)$$

O passo seguinte consiste em determinar a fracção F_{SA} da área de serviço tal que o nível de sinal recebido nesses pontos exceda o valor da sensibilidade do receptor S_{min} . Isto equivale a determinar um novo valor de valor d para o raio da zona de cobertura. Da expressão da probabilidade $P_m(m \geq S_{min})$ da intensidade do sinal recebido m exceder o valor S_{min} do receptor, o valor da fracção F_{SA} é

$$F_{SA} = \frac{\pi a^2}{\pi R^2} = \frac{a^2}{R^2} = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^a \int_0^{2\pi} P_m(m \geq S_{min}) m d\theta dm \quad (3.51)$$

Com as seguintes mudanças de variáveis $q = \frac{S_{\min} - \alpha}{\sigma_m}$ e $b = \frac{10 n \log_{10} \left(\frac{d}{R} \right)}{\sigma_m \sqrt{2}}$ e com a substituição, dada pela equação (3.50), na equação (3.51) obtém-se finalmente

$$F_{SA} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}(a) + e^{\frac{1-2ab}{b^2}} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{1-qb}{b} \right) \right] \quad (3.52)$$

Esta expressão reduz-se a

$$F_{SA} = \frac{1}{2} + e^{\frac{1}{b^2}} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{1}{b} \right) \right] \quad (3.53)$$

quando o valor de q é nulo, o que equivale igualar $S_{\min}$ a α .

F_{SA} expressa em termos da função $Q(k)$ é

$$F_{SA} = \frac{1}{2} + e^{\frac{1}{b^2}} \times Q \left(\frac{\sqrt{2}}{b} \right) \quad (3.54)$$

A Figura 3.12 ilustra a fracção da área de serviço F_{SA} , na qual o nível de sinal recebido se situe acima da sensibilidade do receptor $S_{\min}$. O resultado está em função da razão σ_m/n , para determinados valores da probabilidade P_{SR} , formando uma família de curvas em função dessa mesma probabilidade. As curvas foram obtidas através de métodos numéricos, pela geração de múltiplos valores das variáveis n e σ_m , e da combinação dos valores da probabilidade P_{SR} .

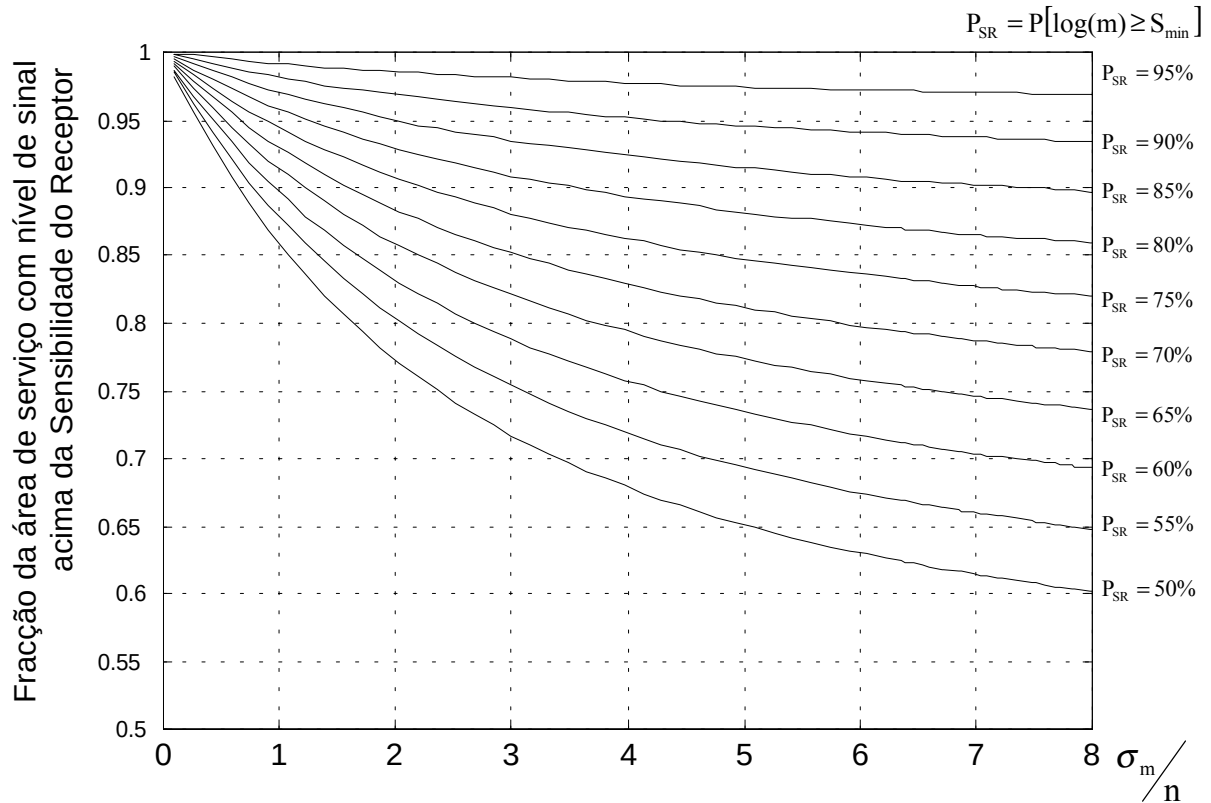


Figura 3.12: Fração da área de serviço F_{SA} , com nível de sinal acima da sensibilidade do receptor. [Rappaport 96, Garg 99].

3.7 Impactos temporal e espacial

3.7.1 Dispersão temporal

Até este ponto a análise tem-se centrado no domínio das frequências (modelo de Clarke), e no domínio estatístico, cuja análise teórica se tem revelado muito útil, apresentando modelos suficientemente robustos para a descrição de situações reais.

A análise temporal revela-se como um complemento importante, dada a natureza multi-percurso das componentes captadas pelo receptor. Uma técnica valiosa é a caracterização do canal de rádio em termos de resposta impulsional, isto é, considerar o sinal emitido como uma portadora modulada por um impulso de duração finita. As réplicas do impulso emitido que surgem no receptor, estarão atrasadas τ_i no tempo e distorcidas em amplitude, conforme ilustrado na Figura 3.13.

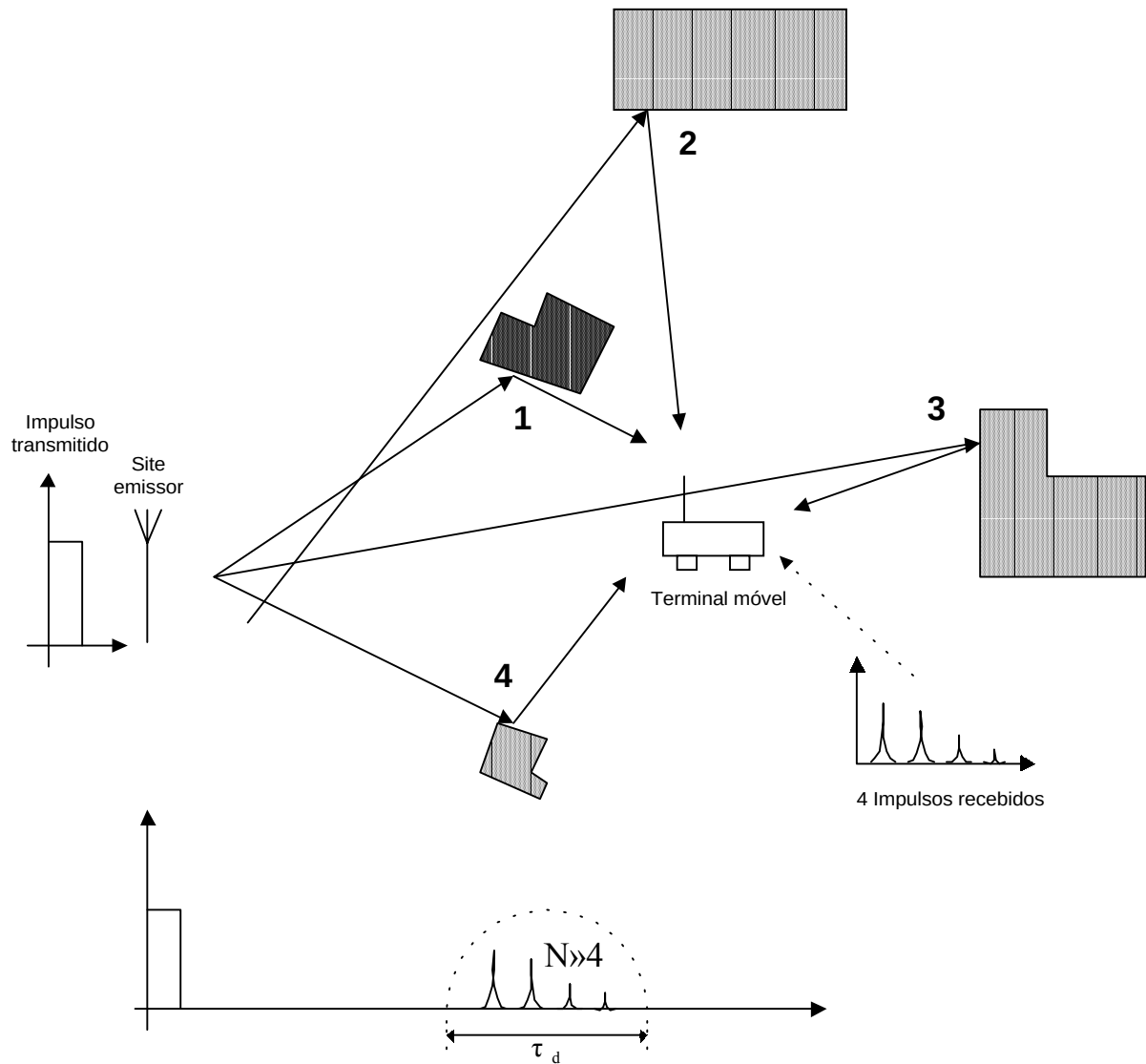


Figura 3.13: Dispersão temporal devido ao atraso das réplicas e do impulso transmitido. [Garg 99].

A existência de percursos múltiplos é responsável por aquilo a que se designa por dispersão temporal. Esta tem como impacto nas comunicações digitais o aparecimento de interferência intersimbólica (ISI) no canal de radio, limitando o débito binário utilizável.

A expressão $h(t)$ abaixo é a soma das várias réplicas captadas [Rees 87]

$$h(t) = \sum_{k=1}^N A_k \delta(t - \tau_k) \quad (3.55)$$

Esta caracterização reflecte a natureza dispersiva do canal e pressupõe que o canal de radio é um sistema invariante nos tempos (o que na realidade não é verdade dado o carácter

dinâmico do meio ambiente e do próprio movimento do terminal móvel). Na expressão de $h(t)$ N é o numero de dispersores (arbitrariamente elevado e teoricamente infinito) e A_k é a amplitude complexa do impulso no instante τ_k . Sendo $s_T(t)$ o sinal transmitido, o terminal móvel recebe o sinal $s_R(t)$, dado pela convolução do sinal transmitido com a resposta impulsional do canal $h(t)$.

O valor RMS τ_{RMS} da dispersão temporal é dado pelo desvio padrão dos diferentes valores do atraso τ_k [Rees 87, Rappaport 96]

$$\tau_{\text{RMS}} = \left[\frac{\sum_{k=1}^N (\tau_k - \bar{\tau})^2 \times p_t(\tau_k)}{\sum_{k=1}^N p_t(\tau_k)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.56)$$

e o valor médio da dispersão temporal, ou atraso médio $\bar{\tau}$, é

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^N \tau_k p_t(\tau_k)}{\sum_{k=1}^N p_t(\tau_k)} \quad (3.57)$$

onde $p_t(\tau_k)$ é a densidade de probabilidade do atraso τ_k . Essa densidade de probabilidade pode ser [Garg 99]

- exponencial

$$p_t(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.58)$$

- uniforme

$$p_t(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} & , 0 \leq t \leq \bar{\tau} \\ 0 & , t > \bar{\tau} \end{cases} \quad (3.59)$$

As Tabelas 3.3 e 3.4 apresentam valores típicos para o valor médio $\bar{\tau}$ e para o valor eficaz τ_{RMS} da dispersão temporal, respectivamente.

Tabela 3.3: Valores típicos para o valor médio da dispersão temporal $\bar{\tau}$. [Garg 99].

Classificação do local	Valor médio $\bar{\tau}$ (μSeg)
Zonas rurais	< 0.2
Zonas suburbanas	0.5
Zonas urbanas	3.0

Tabela 3.4: Valores típicos para o Valor eficaz da dispersão temporal τ_{RMS} . [Rappaport 96].

Classificação do local	Valor eficaz τ_{RMS} (μSeg)
Zonas suburbanas (Valor típico)	0.2 a 0.3
Zonas suburbanas (Pior Caso)	1.96 a 2.11
Zonas urbanas (Valor típico)	1.3
Zonas urbanas (Pior caso)	3.5

3.7.2 Largura de banda coerente

A dispersão temporal é um fenómeno físico causado pela existência de percursos múltiplos, como ilustrado nas Figuras 3.1 e 3.2. Relacionada com esta, está a largura de banda coerente B_C que é obtida a partir do seu valor eficaz τ_{RMS} .

Por definição, a largura de banda coerente é o valor dentro da qual o canal de rádio pode ser considerado linear e para o qual todas as componentes espectrais sofrem a mesma atenuação, assim como o mesmo atraso de propagação. Por outras palavras, no interior da banda coerente a função de transferência do canal (no domínio das frequências) apresenta igual modulo e fase linear. Duas portadoras, cuja separação ultrapasse o valor B_C , serão afectadas de maneiras diferentes pelo canal, ou seja apresentarão amplitudes e fases diferentes à saída do mesmo. Tal situação dá origem à indesejável interferência intersimbólica.

A quantificação de B_C em termos da dispersão temporal, média ou eficaz, não é trivial e não existe uma regra que as relacione. Uma aproximação possível em função do valor máximo da dispersão temporal τ_{MAX} é

$$B_C = \frac{1}{\tau_{MAX}} \quad (3.60)$$

Mas a utilização de τ_{MAX} não é necessariamente o melhor indicador para se obter B_C , visto diferentes canais com iguais valores de τ_{MAX} poderem apresentar diferentes perfiz de dispersão temporal. Uma relação mais exequível [Rappaport 96, Garg 99] é definir B_C em termo do valor eficaz da dispersão temporal τ_{RMS} , de modo a que duas portadoras, situadas nos extremos da banda de coerência apresentem uma correlação de pelo menos 0.9. Com este valor ambas sofrem equivalentes efeitos do desvanecimento. Tal definição de B_C é

$$B_C = \frac{1}{50\tau_{RMS}} \quad (3.61)$$

Todavia uma relação tipicamente utilizada, para uma correlação de 0.5, é

$$B_C = \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (3.62)$$

Canais em que o desvanecimento afecte de igual modo as componentes espectrais no interior de uma banda B_w , (ou seja que obedeçam à condição $B_C > B_w$), são caracterizados por desvanecimento que não depende da frequência (*non-selective frequency/flat fading*). Para evitar interferência intersimbólica a taxa de transmissão de símbolos[†] R_s deve obedecer a

$$B_C > B_w = R_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.63)$$

em que T_s é a duração de um símbolo de código transmitido através do canal.

3.7.3 Interferência intersimbólica em canais de rádio

Um dos efeitos da limitação da largura de banda é o aparecimento da interferência intersimbólica em comunicações digitais.

Num meio de transmissão de natureza dispersiva, a taxa de transmissão de símbolos de código R_s baud é limitada pelo valor da dispersão temporal média $\bar{\tau}$

[†] R_s trata-se da taxa de transmissão de símbolos de código após codificação dos símbolos de fonte, obedecendo ao teorema de codificação de Shannon.

$$R_s < \frac{1}{2\tau} \quad (3.64)$$

Em termos práticos, R_s é determinado numa base que obedece a requisitos de taxa de símbolos errados (*Symbol Error Rate* da Língua Inglesa).

3.8 Conclusão

Neste capítulo analisou-se em pormenor o fenómeno dos percurso múltiplos, nomeadamente, as causas do seu surgimento, causas essas devidas ao carácter dinâmico do ambiente em que o terminal móvel está inserido.

Uma vez conhecidos os fenómenos causadores de multi-percursos, cubriu-se a caracterização matemática do desvanecimento resultante.

A análise espectral baseia-se no modelo de Clarke. Simultaneamente com o modelo de desvanecimento lento log-normal, a análise estatística segue o modelo de desvanecimento rápido Rayleigh ou de Rice.

Outro fenómeno considerado foi o desvio de Doppler, causado pelo movimento dos terminais.

Os últimos fenómenos analisados foram a dispersão temporal, a largura de banda coerente e os seus impactos na interferência íter-simbólica.

Capítulo 4

Fundamentos de comunicações celulares

4.1 Introdução

Neste capítulo tenta-se explicar, de uma forma clara e concisa, as noções fundamentais relacionadas com as comunicações celulares. Este sistema de comunicação é particularmente susceptível ao impacto dos fenómenos de propagação.

O modelo hexagonal é utilizado frequentemente para definir a geometria das células e tem associado a ele dois conceitos nomeadamente, o factor de reutilização N e a taxa de reutilização Q do espectro disponível. A utilização de hexágonos é feita por simplicidade da forma, que permite cobrir razoavelmente áreas de serviço com contornos irregulares.

Os estudos de propagação revelam-se de extrema importância no que consigna à definição e minimização da interferência co-channel, para células quer omnidireccionais, quer sectorizadas.

Outro tópico abordado é o mecanismo de *handover*, quer inter, quer intra-célula por alocação de frequências e canais diferentes, respectivamente.

4.2 Sistemas celulares

Na maioria dos sistemas comerciais de difusão, nos quais se inclui a televisão e a rádio, o objectivo principal é obter a maior área de cobertura possível. Tipicamente, esses sistemas operam com o equipamento transmissor a funcionar na sua máxima potência, ou próximo disso para alcançar o objectivo acima mencionado. Devido à especificidade deste tipo de serviços, as frequências utilizadas na transmissão só são reutilizadas por outra estação numa área geográfica suficientemente afastada. A separação é tal que diferentes estações utilizando as mesmas frequências não interferem entre si. Devido aos níveis de potência envolvidos, os afastamentos são elevados.

Num sistema celular, a metodologia seguida é idêntica, à excepção dos níveis de potência que são relativamente moderados. Esses níveis devem ser suficientes para cobrir a área de serviço associada a essa célula, mas atenção deve ser prestada ao fenómeno conhecido por interferência co-channel. Para que se garanta uma qualidade aceitável, a razão sinal-interferência S/I , em qualquer ponto no interior da área de serviço duma célula, deve situar-se acima de um limiar mínimo de 12 dB para o GSM, de 16 dB e de 18 dB para os sistemas analógicos TACS (UK) e AMPS (USA), respectivamente. Para aumentar a capacidade de tráfego global dum sistema celular, reduz-se as dimensões células individuais. As Figuras 4.1 e 4.2 ilustram um esquema de reutilização de frequências utilizando-se agrupamentos de $N=7$ e $N=3$, respectivamente. No esquema da Figura 4.1, o número de frequências usadas são sete, e pode-se constatar que todas as células vizinhas usam frequências diferentes.

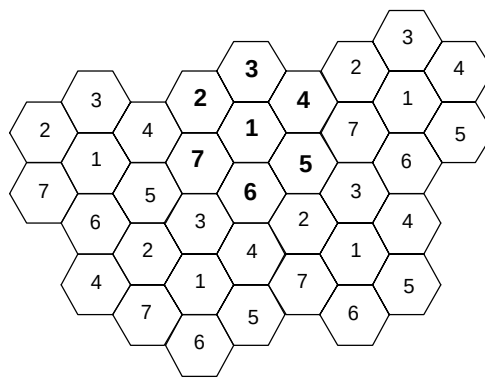


Figura 4.1: Conjuntos de células com factores de reutilização $N=7$. [Garg 99].

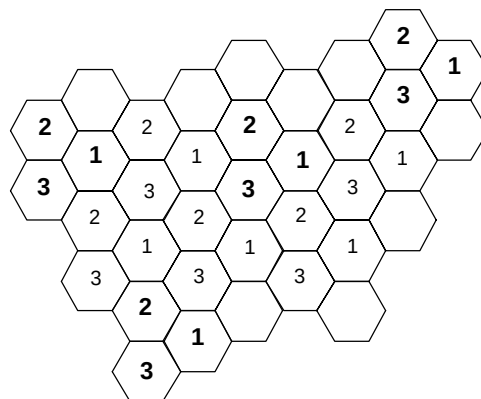


Figura 4.2: Conjuntos de células com factores de reutilização $N=3$. [Garg 99].

4.3 Modelo hexagonal

4.3.1 Geometria do modelo

Considere-se o eixo u - v como processo auxiliar de cálculo da distância D entre as duas células de centros C_1 e C_2 , de coordenadas (u_1, v_1) e (u_2, v_2) respectivamente, como ilustrado na Figura 4.3.

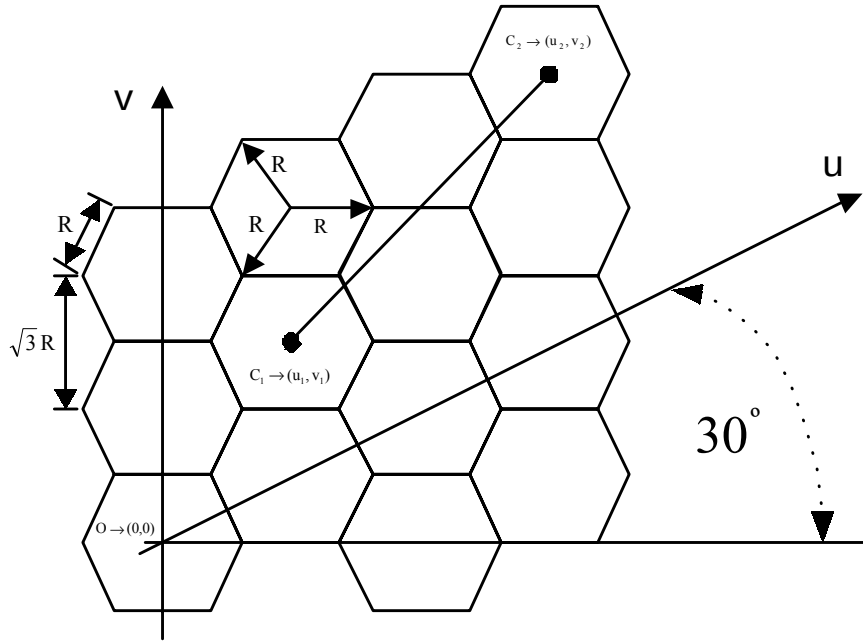


Figura 4.3: Sistema de coordenadas. [Garg 99].

A distância D entre os pontos $C_1 \rightarrow (u_1, v_1)$ e $C_2 \rightarrow (u_2, v_2)$, é

$$D = \left\{ (u_2 - u_1)^2 \cos^2(30^\circ) + [(v_2 - v_1) + (u_2 - u_1) \sin(30^\circ)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.1)$$

$$D = \left\{ (u_2 - u_1)^2 + (v_2 - v_1)^2 + (v_2 - v_1)(u_2 - u_1) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

Assumindo que o ponto C_1 se situa na origem, $C_1 \rightarrow (0,0)$, e que se restringem os valores do ponto C_2 a valores inteiros, $C_2 \rightarrow (i,j)$, obtém-se

$$D = \sqrt{i^2 + j^2 + i j} \quad (4.3)$$

A distância normalizada entre duas células adjacentes torna-se unitária para, por exemplo, $i=1, j=0$ ou $i=0, j=1$. A distância dos pontos centrais de dois hexágonos adjacentes é

$2R \cos(30^\circ)$ ou $\sqrt{3}R$, sendo R a distância entre os vértices mais próximos no hexágono, como descrito na Figura 4.4.

4.3.2 Interferência co-channel

4.3.2.1 Interferência em células com antenas omnidireccionais

Entende-se por interferência co-channel (da Língua Inglesa), a interferência provocada por uma célula nas mais próximas operando à mesma frequência. Utiliza-se o primeiro anel das células mais próximas (*first tier* na Língua Inglesa) como referência para quantificar este fenómeno, visto estas representarem o pior caso de interferência. A Figura 4.4 ilustra este fenómeno em termos qualitativos.

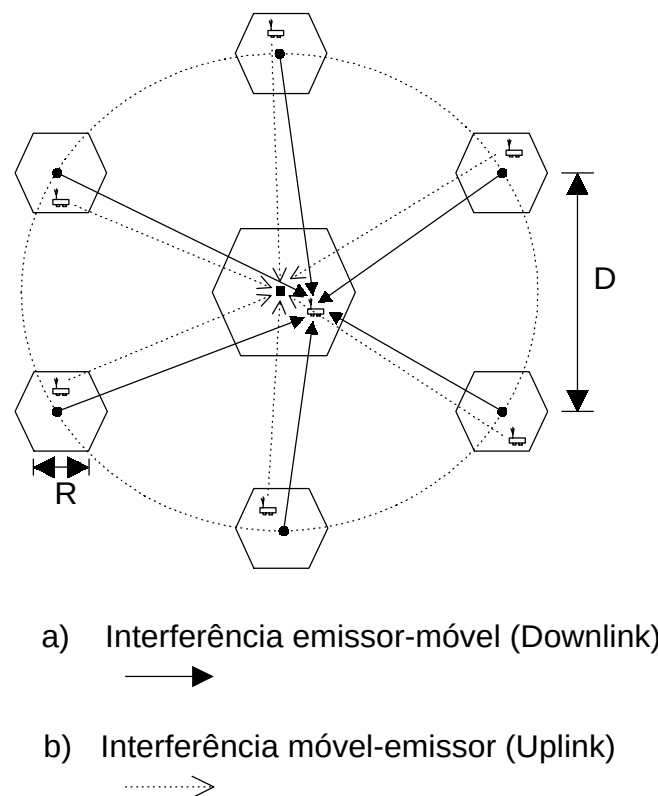


Figura 4.4: Interferência co-channel em células com antenas omnidireccionais. [Garg 99].

Uma observação que se depreende da Figura 4.4 é o facto de não só os emissores serem fontes de interferência co-channel no sentido emissor-móvel (*Downlink* do Inglês), mas também os próprios terminais móveis poderem interferir com os emissores vizinhos em sentido móvel-emissor (*Uplink* do Inglês).

Assumindo que todas as células obedecem à mesma disposição geométrica, que os emissores se localizam nos centros da respectiva célula, e que os níveis de potência são os mesmos para todos os emissores, a interferência co-channel depende de um parâmetro Q chamado taxa de reutilização [Lee 86], que é

$$Q = \frac{D}{R} \quad (4.4)$$

Nesta expressão, R é o raio das circunferências, que circunscrevem as células hexagonais, e D é a separação entre as células mais próximas entre si, utilizando a mesma frequência, (também designadas por células co-channel [Lee 86]).

Se os centros das células co-channel forem considerados como os vértices dum hexágono, pode-se demonstrar que a distância co-channel D obedece a $D^2 = 3R^2(i^2 + j^2 + ij)$.

Constata-se que a área de um hexágono é directamente proporcional ao quadrado da distância mínima entre vértices, ou raio R . As áreas $A_{\text{célula}}$, dos hexágonos pequenos (células), e $A_{\text{co-channel}}$, do hexágono maior são, respectivamente,

$$A_{\text{célula}} = k R^2 \quad (4.5)$$

$$A_{\text{co-channel}} = k D^2 = k (3 R^2 (i^2 + j^2 + ij)) \quad (4.6)$$

O quociente destas áreas é

$$\frac{A_{\text{co-channel}}}{A_{\text{célula}}} = 3 (i^2 + j^2 + ij) = \frac{D^2}{R^2} \quad (4.7)$$

Conclui-se que a área $A_{\text{co-channel}}$ é igual à soma das áreas de N células, que compõe um agrupamento, mais um terço das células associadas aos 6 hexágonos exteriores.

Assim, $A_{\text{co-channel}}$ em termos de $A_{\text{célula}}$ é

$$A_{\text{co-channel}} = N A_{\text{célula}} + \frac{1}{3} \times 6 N A_{\text{célula}} = 3 N A_{\text{célula}} \quad (4.8)$$

e a taxa de reutilização é

$$Q = \frac{D}{R} = \sqrt{3N} \quad (4.9)$$

A Tabela 4.1 apresenta alguns valores para a taxa de reutilização Q , em função de valores válidos do factor de reutilização N .

Tabela 4.1: Taxa de reutilização Q , em função do factor de reutilização N .

Situação	Factor de reutilização (N)	Taxa de reutilização (Q)
$i = 1, j = 1$	3	3.00
$i = 1, j = 2$	7	4.58
$i = 2, j = 2$	12	6.00
$i = 1, j = 3$	13	6.24
$i = 2, j = 3$	19	7.55

A taxa de reutilização Q , dada pela equação (4.9) é uma característica quantitativa importante, pois é a partir dela que se controla a incidência da interferência co-channel. Se, devido ao aumento do número N de células que formam um agrupamento, a taxa de reutilização Q aumentar, tem de haver um aumento correspondente na distância entre células co-channel; se os níveis de potência forem mantidos, a interferência diminui, aumentando a relação sinal-interferência S/I .

De uma forma geral, a relação S/I no receptor, situado no interior da área de serviço de uma célula genérica, é [Lee 86]

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{k=1}^{i_0} i_k} \quad (4.10)$$

em que s é a potência do sinal recebido do emissor onde o terminal móvel está a comunicar, i_0 é o número de células co-channel relativamente à célula em questão, e i_k é o nível de interferência que o receptor do terminal móvel recebe das i_0 células co-channel.

Considere-se um modelo de propagação do tipo da equação (2.103), $p_R(d) = p_{REF} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right)^n$,

em que n é dependente do meio específico onde o modelo é aplicado (secção 2.7) e admita-se que os níveis de potência emitidos por todos os emissores são iguais. Em tal situação a relação interferência-ruído é

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-n}}{\sum_{k=0}^{i_0} D_k^{-n}} \quad (4.11)$$

em que D_k é o valor da distância entre o terminal móvel e a célula co-channel k . Tipicamente, o valor de n encontra-se no intervalo $[2, 5]$.

Conhecidos o valor mínimo de S/I , que é 12 dB, 16 dB e 18 dB para GSM, TACS e AMPS, respectivamente, a equação (4.11) dá o máximo raio de cobertura.

Em concordância com a Figura 4.4, estabelecendo as distâncias D_k todas iguais a D e i_0 é igual a 6, a relação S/I é

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-n}}{6D^{-n}} = \frac{1}{6} \left(\frac{R}{D} \right)^{-n} = \frac{1}{6} Q^n \quad (4.12)$$

Mas o objectivo é determinar o valor mínimo de Q , Q_{MIN} , que satisfaça a condição da relação S/I superior a um limiar γ_p

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6} Q^n \geq \gamma_p \quad (4.13)$$

resulta

$$Q_{\text{MIN}} = Q \geq (6\gamma_p)^{\frac{1}{n}} \quad (4.14)$$

Obtido Q_{MIN} , e tendo em conta que a taxa de reutilização Q depende do factor de reutilização N , o valor mínimo de N que garante uma relação S/I superior ao limiar γ_p , é

$$N = \left\lceil \frac{1}{3} Q_{\text{MIN}}^2 \right\rceil = \left\lceil \frac{1}{3} (6\gamma_p)^{\frac{2}{n}} \right\rceil \quad (4.15)$$

A título de exemplo, considere-se a situação do GSM, em que $\gamma_p = 10^{\frac{12}{10}} = 10^{1.2} \cong 15.85$. Para situações em ambientes urbanos, o valor a usar é $n = 3.8$ [Lee 86]. Da equação (4.15) vem o resultado $N = 4$, que, segundo [Garg 99], é precisamente do valor do factor de reutilização definido para o GSM.

A Figura 4.5 serve para calcular o valor mais desfavorável de S/I , que ocorre quando o terminal se encontra num dos vértices da célula.

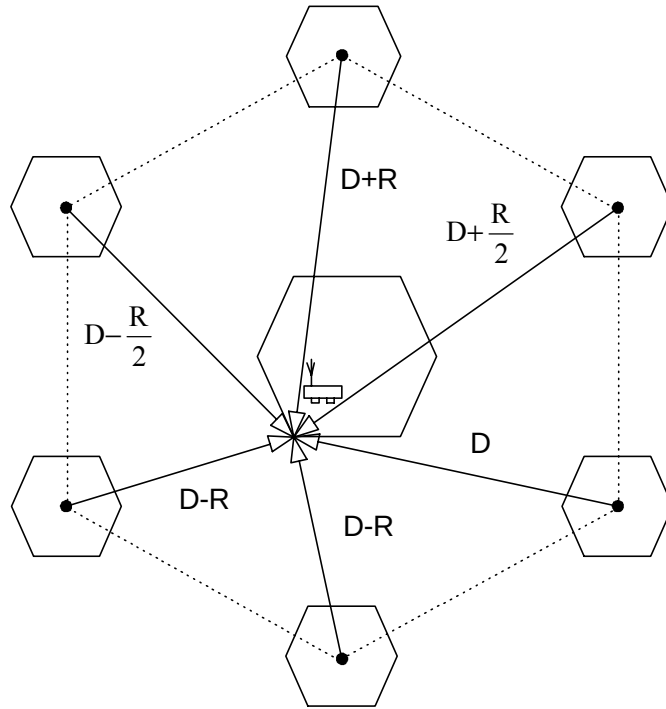


Figura 4.5: Caso mais desfavorável de interferência co-channel, para antenas omni-direccionais. [Lee 89].

Nesta situação a relação S/I é

$$\frac{s}{i} = \frac{R^{-n}}{2(D-R)^{-n} + \left(D - \frac{R}{2}\right)^{-n} + D^{-n} + \left(D + \frac{R}{2}\right)^{-n} + (D+R)^{-n}} \quad (4.16)$$

Expressando a relação S/I em termos da taxa de reutilização Q

$$\frac{s}{i} = \left[\frac{2(Q+1)^n + (Q-1)^n}{(Q^2-1)^n} + \frac{\left(Q + \frac{1}{2}\right)^n + \left(Q - \frac{1}{2}\right)^n}{\left(Q^2 - \frac{1}{4}\right)^n} + \frac{1}{Q^n} \right]^{-1} \quad (4.17)$$

Substituindo na equação (4.17) a relação dada pela equação (4.9), obtém-se o valor mínimo do factor de reutilização N para um valor mínimo de S/I.

A Figura 4.6 ilustra o comportamento da relação S/I em função de N, logo em função de Q, para vários valores de n como parâmetro.

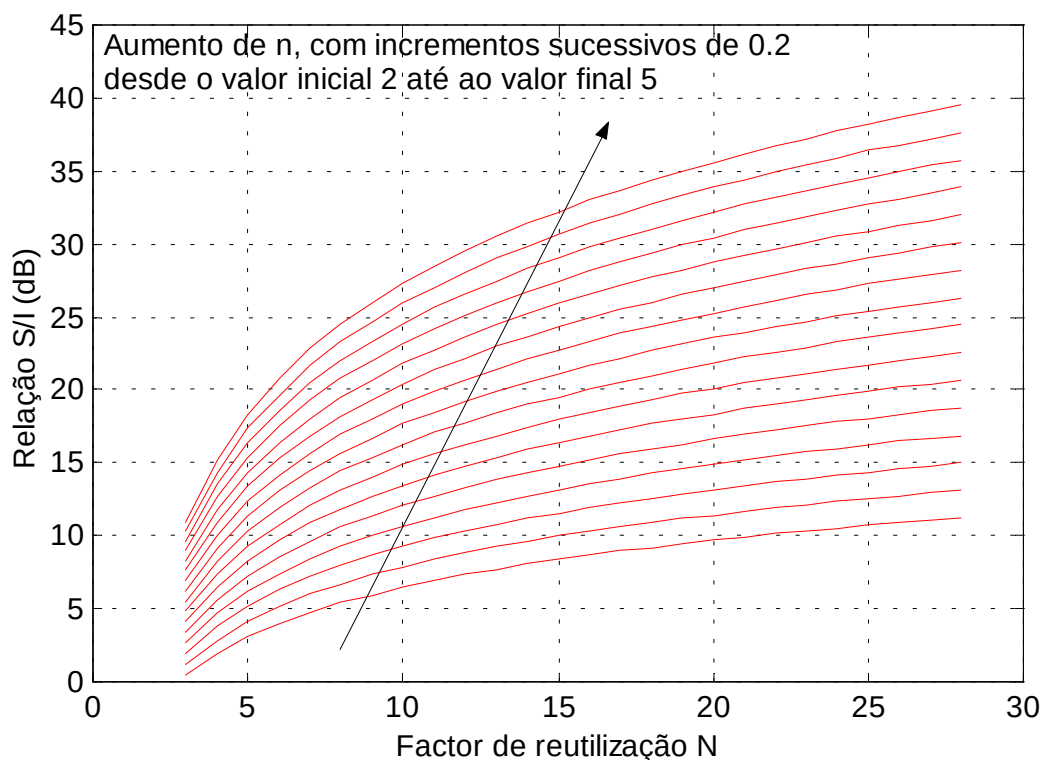


Figura 4.6: Relação S/I em função de N , para células com antenas omni-direccionais.

4.3.2.2 Métodos de redução da interferência co-channel

Do ponto de vista da maximização do tráfego total dum sistema celular, deve-se evitar aumentar indiscriminadamente as dimensões dos *clusters* constituídos por N células. Este aumento de N é a evitar pois conduz a uma diminuição da fatia do espectro dedicado a cada célula, assim diminuindo o número de canais por célula.

Uma outra técnica é a utilização de antenas direccionais num arranjo tal que se minimize os níveis de interferência co-channel. Assim, cada célula é separada em 3 ou 6 sectores, utilizando 3 ou 6 antenas direccionais no emissor, conforme ilustrado nas Figuras 4.7 e 4.8 respectivamente. Com esta técnica, o número total de canais por célula é dividido por 3 ou 6, respectivamente.

4.3.2.3 Interferência em emissores com três antenas direccionais

A Figura 4.9 ilustra um diagrama de radiação horizontal de uma antena projectada, para o caso em que se divide uma célula em três sectores.

No caso da separação das células em três sectores de 120° , reduziu-se o número de células co-channel em um terço. Isto porque só irradia com uma abertura máxima de 120° . Assim, reduz-se em um terço o número de células co-channel, conforme ilustrado nas Figura 4.7 e 4.10.

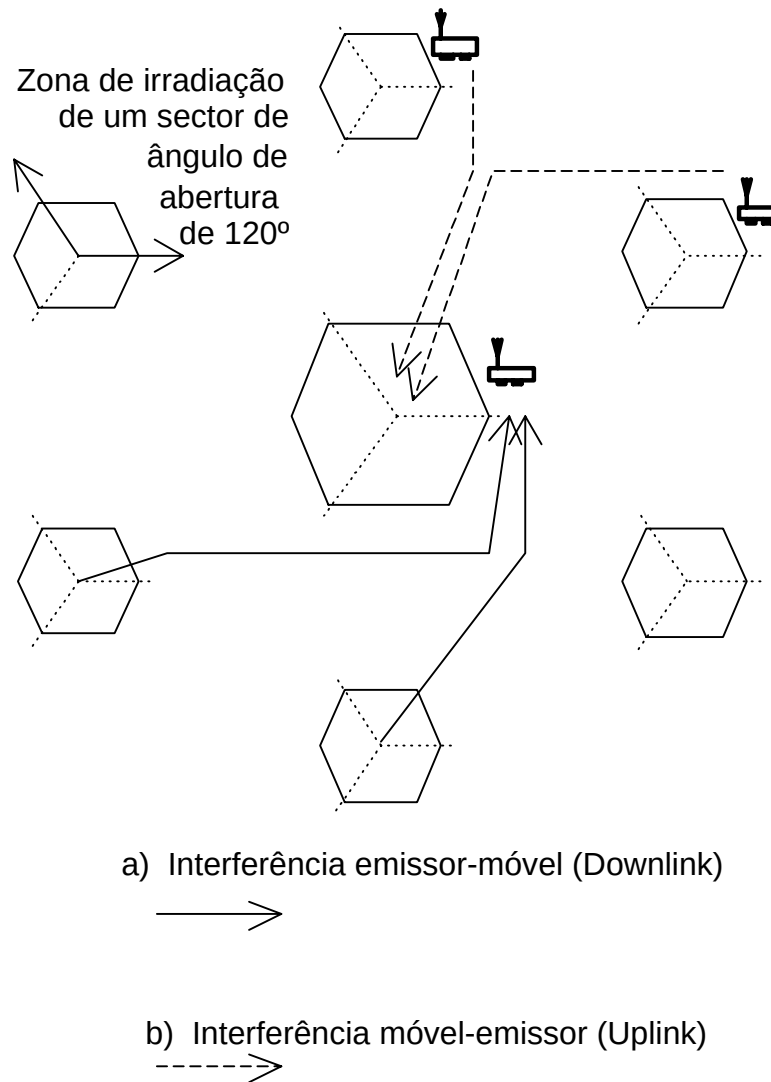
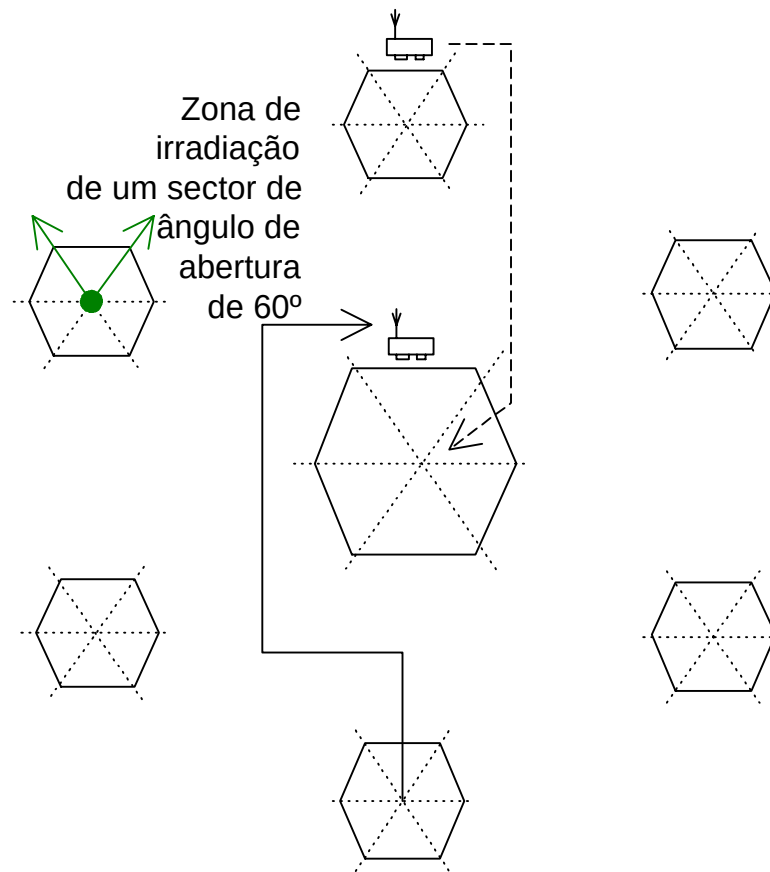
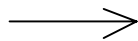


Figura 4.7: Interferência co-channel em células com três sectores separados de 120° . [Garg 99].



a) Interferência Site-móvel (Downlink)



b) Interferência Móvel-site (Uplink)

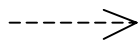


Figura 4.8: Interferência co-channel em células com três sectores separados de 60°. [Garg 99].

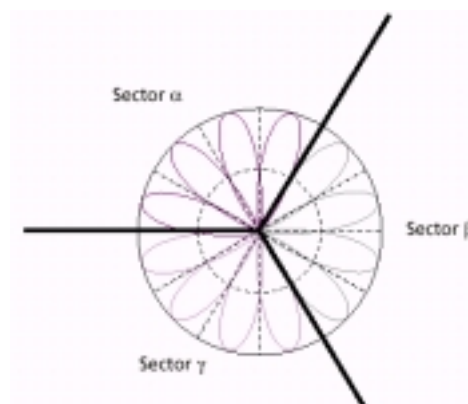


Figura 4.9: Diagrama de radiação horizontal de uma antena para sectores de 120°. [Buehrer 99].

No caso mais desfavorável, e de acordo com a Figura 4.10, a relação S/I é

$$\frac{s}{i} = \frac{R^{-n}}{D^{-n} + (D + 0.7R)^{-n}} = \frac{1}{Q^{-n} + (Q + 0.7)^{-n}} \quad (4.18)$$

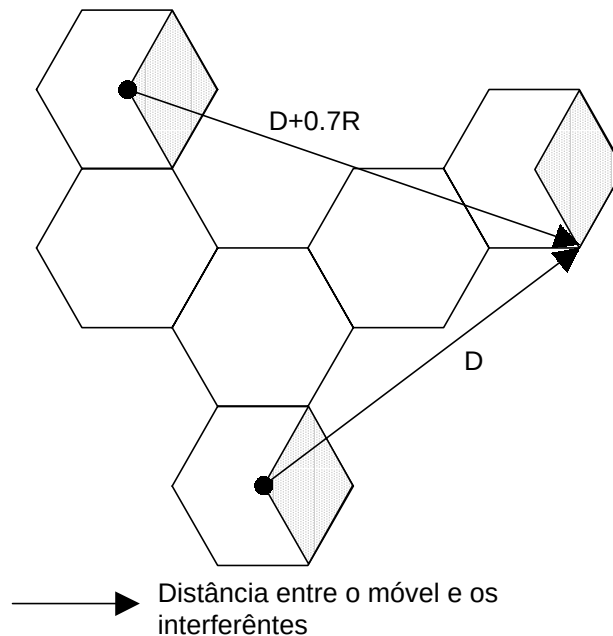


Figura 4.10: Caso mais desfavorável em células cujos sectores estão de 120°. [Garg 99].

A Figura 4.11 ilustra o comportamento da relação sinal-interferência S/I em função do parâmetro de propagação n .

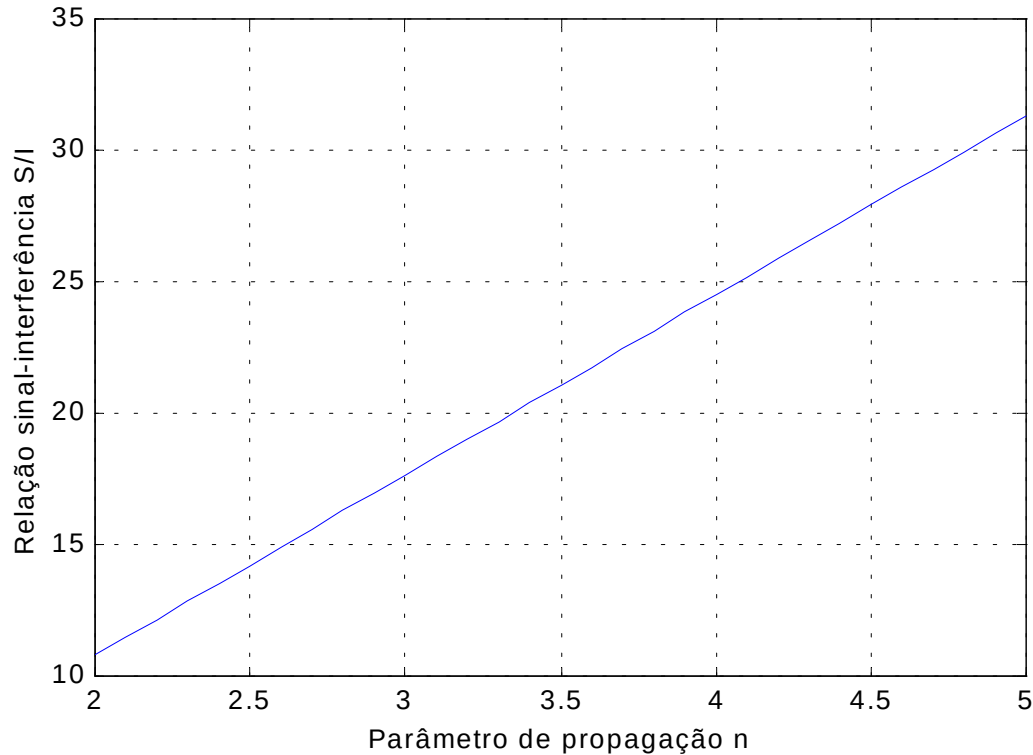


Figura 4.11: Relação S/I em função de n, para emissores com três sectores e antenas espaçadas de 120°.

4.3.2.4 Interferência em emissores com seis antenas direccionais

Separando as células em seis sectores de 60°, reduz-se o número de células co-channel em um sexto, devido ao facto de cada uma das antenas só irradiar com uma abertura máxima de 60°. Assim reduz-se em um sexto o número de células co-channel, conforme ilustrado nas Figuras 4.8 e 4.12.

Mantendo os mesmos pressupostos do caso com três antenas direccionais de 120°, e por inspecção da Figura 4.12, o caso mais desfavorável para a relação S/I é

$$\frac{s}{i} = \frac{R^{-n}}{(D+0.7R)^{-n}} = (Q+0.7)^n \quad (4.19)$$

À semelhança da Figura 4.11, a Figura 4.13 ilustra o comportamento da relação sinal-interferência S/I no terminal móvel em função do parâmetro de propagação n.

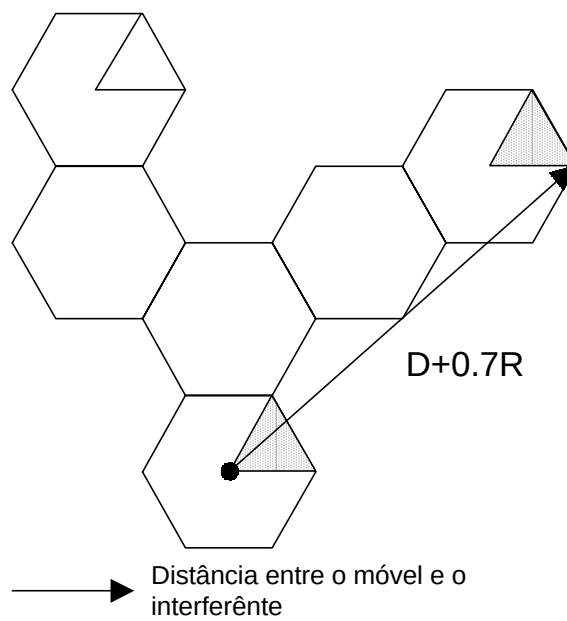


Figura 4.12: Caso mais desfavorável em células cujos sectores estão de 60° . [Garg 99].

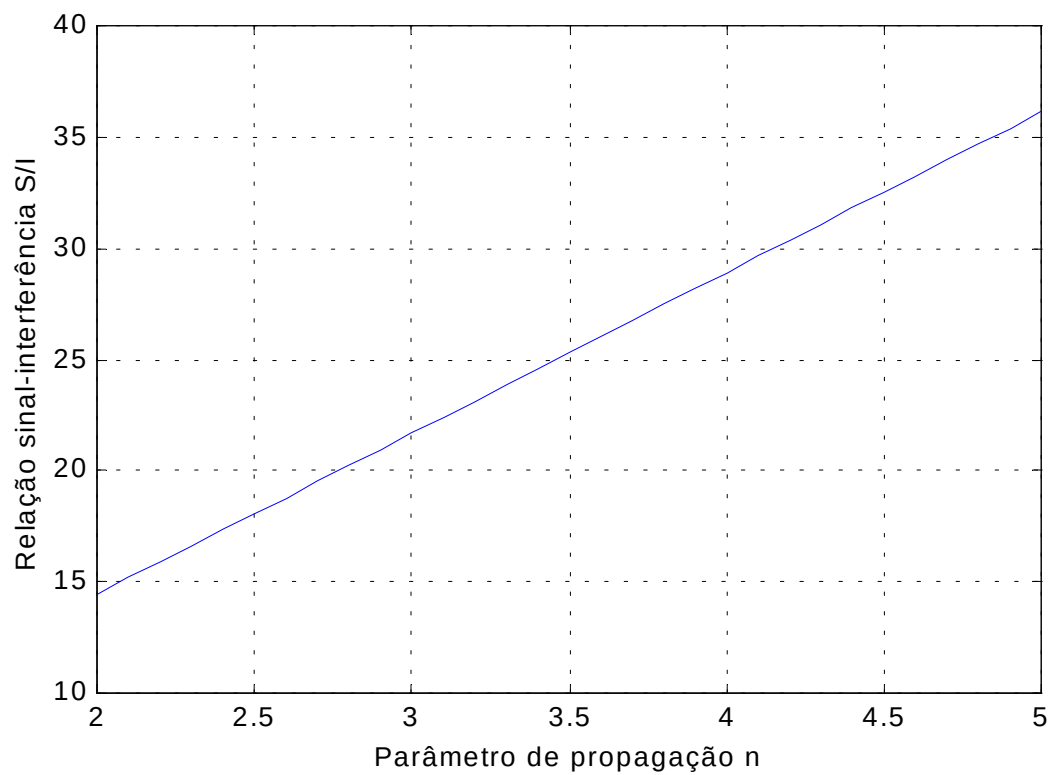


Figura 4.13: Relação S/I em função de n , para emissores com seis sectores e antenas espaçadas de 60° .

4.3.2.5 Análise comparativa do problema da interferência co-channel

Fixado o valor da taxa de reutilização N e variando o parâmetro de propagação n , observa-se:

- uma progressiva melhoria nos valores correspondentes das relações sinal-interferência S/I , à medida que se vai sectorizando as células numa dada área;
- um sistema celular sectorizado apresenta menos células potencialmente interferentes; reduzindo o factor de reutilização N , melhora-se a capacidade espectral do sistema e
- para se garantir uma relação S/I mínima, torna-se necessário afectar um determinado valor mínimo ao factor de reutilização N . No sistema analógico AMPS, para se garantir um valor mínimo de 18 dB, com uma antena omni-direccional, três antenas direccionais e seis antenas direccionais, obtém-se os valores mínimos de N de 7, 4 e 3, respectivamente.

4.3.3 Eficiência espectral e tráfego em sistemas celulares

Entende-se por eficiência espectral η_m , relativamente à modulação utilizada, a quantidade

$$\eta_m = \frac{(\text{Numero total de canais disponívél num sistema})}{(\text{Largura de banda}) \times (\text{Área total de cobertura do sistema})} \quad (4.20)$$

$$\eta_m = \frac{\frac{B_w}{B_c} \times \frac{N_{\text{células}}}{N}}{B_w \times N_{\text{células}} \times A_{\text{célula}}} = \frac{1}{B_c \times N \times A_{\text{célula}}} \quad (4.21)$$

em que

- η_m é a eficiência da modulação, expressa em canais/MHz/km²;
- B_w é a largura de banda total do sistema celular numa determinada área, expressa em MHz;
- B_c é o espaçamento espectral entre canais, expresso em MHz;
- $N_{\text{células}}$ é número total de células numa determinada área, coberta pelo sistema global;
- N é o valor da taxa de reutilização e
- $A_{\text{célula}}$ é a área de serviço, ou de cobertura duma célula, expressa em km².

Da equação (4.21), a eficiência espectral de uma modulação não depende explicitamente da largura de banda total do sistema celular. Depende apenas do espaçamento espectral entre canais (esses canais servem vários utilizadores em simultâneo) e da taxa de reutilização de células N . Se o espaçamento espectral entre canais for reduzido, mantendo a área de cobertura total do sistema, a eficiência espectral da modulação aumenta. Diminuindo N , a eficiência espectral aumenta.

A eficiência espectral, expressa em termos de indicadores de tráfego η_{mt} , é um indicador numérico de extrema importância para um operador celular, para efeitos de planeamento e projecto. Uma expressão alternativa é

$$\eta_{mt} = \frac{(\text{Tráfego total veiculado no sistema})}{(\text{Largura de banda}) \times (\text{área total de cobertura do sistema})} \quad (4.22)$$

$$\eta_{mt} = \frac{\text{Tráfego total veiculado por } \left(\frac{B_w/B_c}{N} \right) \text{ canais}}{B_w \times A_{\text{célula}}} \quad (4.23)$$

Definindo-se η_t como a eficiência de tráfego [Garg 99], a partir da equação anterior, obtém-se

$$\eta_{mt} = \frac{\eta_t \left(\frac{B_w/B_c}{N} \right)}{B_w \times A_{\text{célula}}} \quad (4.24)$$

$$\eta_{mt} = \frac{\eta_t}{B_c \times N \times A_{\text{célula}}} \quad (4.25)$$

Da análise da equação (4.25) conclui-se:

- a qualidade de uma ligação telefónica celular depende da taxa de reutilização N , dependente directamente da relação S/I através da garantia de um valor mínimo;
- a relação entre a largura de banda B_w disponível no sistema e o nível de tráfego veiculado pelo sistema não é linear. Para um incremento em B_w o incremento no nível

de tráfego é superior (este facto é ilustrado através da equação (4.26) que traduz a formula B de Erlang) e

- que a eficiência espectral depende da probabilidade de bloqueio, uma vez que condiciona o tráfego total veiculado pelo sistema.

A quantidade η_t depende do nível de bloqueio do sistema, dado pela formula B de Erlang

$$B(s, \rho) = \frac{\rho^s}{\sum_{k=0}^s \rho^k} \quad (4.26)$$

em que s é o número de servidores ou canais, dado por

$$s = \frac{B_w / B_c}{N} \quad (4.27)$$

O valor médio de tráfego veiculado pelo sistema ρ é

$$\rho = \lambda_{\text{chamadas}} h \quad (4.27)$$

em que $\lambda_{\text{chamadas}}$ é a taxa média de solicitação do estabelecimento de uma nova chamada, ou taxa de chamadas, expresso em chamadas⁻¹, e h é a duração média de uma chamada, expressa em segundos, com valor típico, de 180 segundos por chamada [Freeman 95].

4.3.4 Subdivisão celular

Para zonas do sistema onde os níveis de tráfego aumentem, uma solução que permita responder eficazmente às novas solicitações passa pela separação de células. As células originais são divididas noutras de dimensões menores, com níveis de potência de emissão menores. Este tipo de solução implica a instalação de novos emissores, conforme está ilustrado na Figura 4.14. A título de exemplo, a Figura 4.15, ilustra um arranjo celular da Vodafone, na zona metropolitana da cidade de Londres.

Considerando-se o modelo de propagação $p_R(d) = \alpha p_T d^{-n}$ dado pela equação (2.88), designando f_R (menor que a unidade) como o factor de redução do valor do raio de uma célula, os níveis de potência nos pontos situados na periferia da antiga e das novas células, são dados respectivamente por

$$p_R(R) = \alpha p_T R^{-n} \quad (4.28)$$

$$p'_R(f_R R) = \alpha p'_T f_R^{-n} R^{-n} \quad (4.29)$$

Para que os níveis de potência recebidos na periferia das duas células sejam iguais, os novos emissores devem irradiar valores de potência de acordo com

$$p'_T = p_T f_r^n \quad (4.30)$$

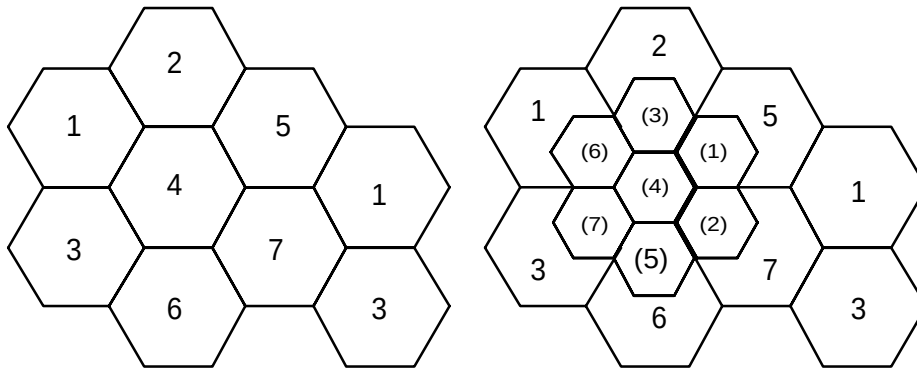


Figura 4.14: Expansão do sistema celular, por subdivisão de células. [Garg 99].

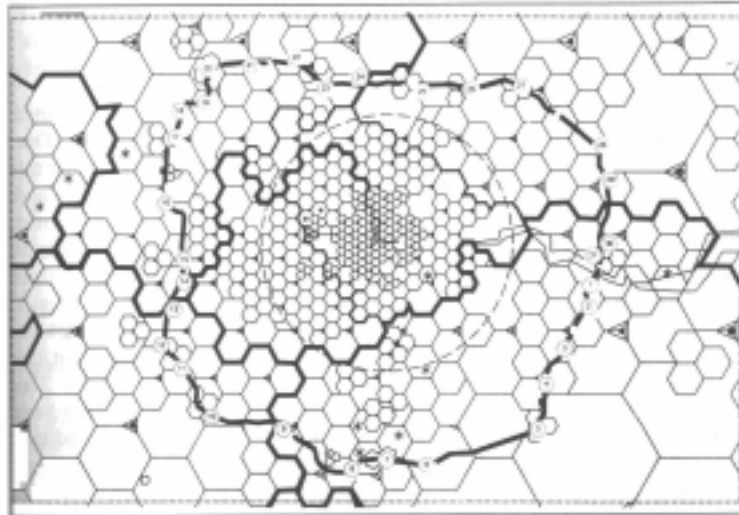


Figura 4.15: Arranjo celular da Vodafone, na zona metropolitana da cidade de Londres. [Macario 92].

4.3.5 Handover

O *handover* é a característica temporal mais crítica, pois assegura a continuidade de uma chamada (ou qualquer outro relacionamento do terminal móvel com a rede), enquanto o recurso dedicado de rádio muda dentro de uma célula (*handover* intra-célula) ou durante a travessia de uma célula para outra (*handover* inter-célula),

Conforme se observa na Figura 4.16, um terminal móvel saindo da célula A e entrando na B, a potência recebida é monitorizada pelo receptor. Este solicita um *handover* sempre que detecta que a potência desce abaixo dum limiar γ_t . Mal a potência recebida desça abaixo de um novo limiar γ_{NEW} , designado por limiar de execução *handover*, havendo na nova célula B um canal livre, este é atribuído à chamada em curso. Se a potência recebida da célula B, for superior a γ_{NEW} , o *handover* é bem sucedido. Se a potência recebida for progressivamente menor, o *handover* é mal sucedido, com uma degradação da QoS, culminando com a caída expontânea da chamada em curso.

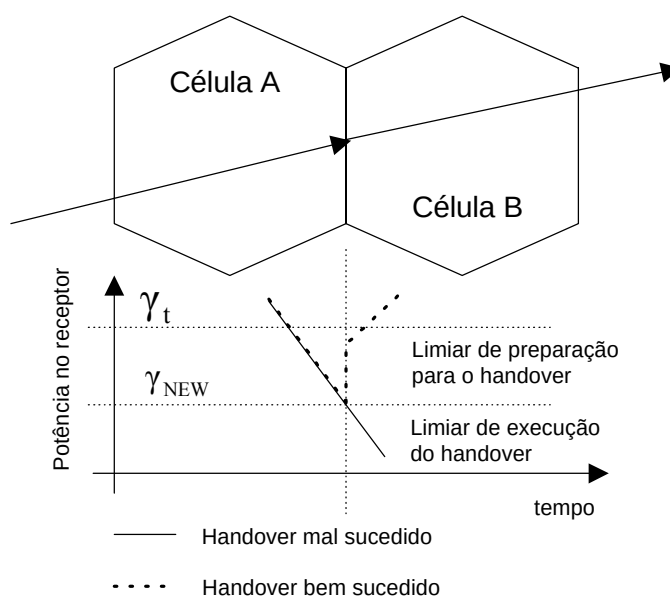


Figura 4.16: Exemplificação dum cenário de *handover*, na passagem da célula A para a B. [Rappaport 96].

A descrição anterior refere-se a um *handover* inter-célula. Existem também *handovers* intra-célula. Este tipo de *handover* é executado no seio da mesma célula, consistindo na alocação de um outro canal que garanta uma relação sinal-interferência S/I maior.

O processo de *handover* envolve três fases sucessivas: medição, iniciação e controlo de admissão numa célula.

Na fase de medição, o receptor do terminal móvel monitoriza a potência recebida das células circundantes, notificando a célula onde está registado. Segundo o operador TELECEL-Vodafone, para que se garanta uma chamada com qualidade aceitável, a potência recebida deve situar-se preferencialmente acima dos -85 dBm.

Na fase de iniciação, a iniciativa para se efectuar um *handover* cabe sempre ao emissor, com a colaboração do terminal móvel. A colaboração feita por este é a notificação dos níveis de potência recebida de outras células.

O controlo de admissão numa célula é feito à custa da monitorização da potência recebida no receptor do terminal móvel, tendo em conta γ_t e γ_{NEW} , referidos previamente.

O *handover* é o procedimento com maior prioridade, relativamente a outros, como por exemplo o estabelecimento de uma nova chamada. Do ponto de vista da garantia de uma boa qualidade de serviço, é mais crítica a queda de chamadas já estabelecidas, em detrimento do estabelecimento de uma chamada à n -ésima tentativa.

4.3.5.1 Relação S/I

No canal k , a relação sinal-interferência no emissor j , no sentido ascendente, a partir do terminal móvel i , é [Chuah 95]

$$\frac{S}{I}_{ij}^{(k)} = \frac{p_{T_i} g_{ij}}{I_{ij}^{(k)}} \quad (4.31)$$

onde g_{ij} é o ganho combinado, no sentido ascendente das antenas do terminal móvel i e do emissor j nessa direcção. O valor p_{T_i} é a potência emitida pelo terminal móvel i e $I_{ij}^{(k)}$ é a soma da interferência e do ruído no terminal móvel i , medida no emissor j . Tal valor é expresso por

$$I_{ij}^{(k)} = \sum_{i' \in M_i} p_{i'} g_{i'j} + n \quad (4.32)$$

onde M_i é o conjunto de todos os terminais móveis num intervalo de tempo, dentro do qual esta análise é feita; n é a potência de ruído recebida no emissor j .

Enquanto o terminal móvel i utiliza o canal k do emissor j , a sua potência de emissão p_i é constantemente ajustada, para garantir uma relação S/I mínima γ_t (t de *target*, em Inglês). O ajuste de p_i obedece a

$$p_i = \min \left(p_{\text{MAX}}, \frac{\gamma_t \frac{S^{(k)}}{I_{ij}}}{g_{ij}} \right) \quad (4.33)$$

onde p_{MAX} é a máxima potência de emissão do terminal móvel. Em termos de sistemas, p_{MAX} é limitado pelas características eléctricas do terminal móvel.

4.3.5.2 Handover baseado na relação S/I

Nesta secção é descrito um algoritmo cuja base assenta na medição das relações S/I, nos emissores, e nos níveis de potência recebidos nos terminais móveis [Chuah 95].

Seja j um emissor que efectue periodicamente uma transmissão a uma potência constante p_j , para todos os terminais móveis. Todos estes monitorizam e fazem uma comparação das potências recebidas, de todos os emissores. A associação do emissor j^* ao terminal móvel i é determinada segundo o algoritmo

$$p_{j^*} g_{ij^*} = \max_j (p_j g_{ij}) \quad (4.34)$$

Feita a atribuição do emissor j^* ao terminal móvel, de seguida é-lhe atribuído um canal k^* . Este canal é seleccionado de modo a garantir níveis mínimos de interferência, no emissor j^* previamente associado. A atribuição de um canal, do conjunto C_{j^*} de canais disponíveis ao emissor j^* , obedece à regra

$$I_{ij^*}^{(k^*)} = \min_{k \in C_{j^*}} (I_{ij^*}^{(k)}) \quad (4.35)$$

Estando o emissor j^* e o canal k^* atribuídos ao terminal móvel i , para se garantir a sua admissão, a estimativa do valor da relação S/I deve ser inferior a um novo limiar γ_{NEW} . Para que o *handover* seja bem sucedido, a seguinte relação tem de ser satisfeita

$$\frac{p_{\text{MAX}} g_{ij^*}}{I_{ij^*}^{(k^*)}} \geq \gamma_{\text{NEW}} \quad (4.36)$$

A equação (4.36) é uma estimativa da relação S/I que ocorreria se o terminal móvel transmitisse à máxima potência. Esta estimativa ignora a resposta dos restantes terminais móveis, na situação do terminal móvel i transmitir à máxima potência. O limiar de admissão γ_{NEW} é superior ao limiar mínimo γ_t , definido em 4.3.5.1.

Para que seja possível a admissão e o registo de um terminal móvel i no canal k^* do emissor j^* , este deve emitir uma potência que garanta um valor da relação S/I γ_{NEW} superior à dos terminais já registados, visto que estes só necessitam de garantir uma relação S/I acima de γ_t .

4.3.5.3 Handover baseado em requisitos de mínima de potência

Neste algoritmo deve-se garantir que sejam mínimos os níveis de potência emitidos por todos os terminais móveis.

Um terminal móvel i , registado no canal k_0 do emissor j_0 , deve fazer uma busca sistemática em todas as células, no intuito de seleccionar um emissor j^* e um canal $k_i^*(j^*)$.

A relação S/I, no emissor j^* deve ser superior ao limiar γ_t , com uma potência mínima de emissão do terminal móvel. Por essa razão este é conhecido como o *Minimum Power Handover Algorithm*. A atribuição do canal é feita de maneira a satisfazer a seguinte condição

$$k_i^*(j^*) = \arg \left(\min \left(I_{ij^*}^{(k)} \right) \right) \quad (4.37)$$

O novo emissor j^* , que garante um nível mínimo de emissão no terminal móvel i , é

$$j^* = \arg \min_j \left(\gamma_t \frac{I_{ij}^{(k_i^*(j))}}{g_{ij}} \right) \quad (4.38)$$

Caso o melhor emissor j^* não seja o da célula corrente j_0 ($j^* \neq j_0$), é feito um *handover* inter-célula. Se o melhor emissor j^* continuar a ser o da célula corrente j_0 , mas o canal k^* no emissor j_0 , não for o canal k_0 inicial ($j^* = j_0$ e $k^* \neq k_0$) um *handover* intra-célula acontece, através da comutação do canal k_0 inicial, pelo canal k^* seleccionado. Caso contrário, a chamada em curso mantém-se no mesmo emissor j_0 e no mesmo canal k_0 .

Para que o *handover* não seja comprometido, a relação sinal-interferência $I_{ij^*}^{(k^*)}$, vista pelo terminal móvel i no canal k^* , medidos no emissor j^* , deve ser superior ao limiar de admissão γ_{NEW} . Caso tal, o sistema não fará o *handover*.

4.3.5.4 *Handover* atrasado e baseado em requisitos de mínima potência

O algoritmo anterior é susceptível a executar *handovers* desnecessários. Para evitar tal, utiliza-se um temporizador condicional, cuja função é atrasar deliberadamente os pedidos de *handover* à rede.

Caso o melhor emissor j^* , em termos da relação sinal-interferência não seja j_0 , no qual o terminal móvel i está registado ($j^* \neq j_0$), a máxima relação S/I, no emissor da célula corrente j_0 , é obtida através de

$$\gamma_{\text{MAX}} = \frac{P_{\text{MAX}} g_{ij_0}}{I_{ij_0}^{(k)}} \quad (4.39)$$

O valor obtido pela equação (4.39) trata-se de uma estimativa, visto serem ignoradas as respostas dos restantes terminais móveis, à emissão feita com a potência p_{MAX} . Durante a execução de um *handover*, ou mesmo sem a sua necessidade, se a relação S/I for inferior ao limiar γ_{DROP} , a chamada em curso no terminal móvel i “cai” espontaneamente. Por outro lado, se $\gamma_{\text{NEW}} < \gamma_{\text{DROP}}$, o *handover* é executado de imediato e incondicionalmente, ignorando-se o temporizador; caso contrário, o temporizador é inicializado.

Sempre que se verifique a condição $j^* \neq j_0$, o temporizador condicional é incrementado, noutras condições normais é reinicializado. Logo que este processo determine que um *handover* inter-célula deve existir, a execução deste é atrasada durante um intervalo de tempo T_{HOLD} , e no fim deste intervalo o temporizador é reinicializado.

Handovers intra-célula são feitos nas situações de *handovers* inter-células mal sucedidos, ou atrasados pelo temporizador condicional, e sempre que seja necessário minimizar a potência de emissão no sentido ascendente.

4.4 Conclusão

Neste capítulo, foram introduzidos os conceitos de sistema celular, de factor de reutilização N , e de taxa de reutilização Q .

Utilizou-se um modelo de propagação genérico, para a previsão dos níveis de interferência, factor crucial para este tipo de sistemas de comunicação. Foram mencionados alguns métodos de redução da interferência co-channel, com análises relativamente exaustivas da relação sinal-interferência. Neste âmbito, viu-se que a sectorização de células, utilizando antenas direccionais, melhora a relação S/I . Todavia, este tipo de solução tem, como consequência, a diminuição da capacidade de tráfego que uma célula pode veicular.

Foi também feita uma análise quantitativa dos conceitos de eficiência espectral num sistema celular, em termos de tráfego veiculado pelo sistema.

Para finalizar o capítulo, introduziu-se o conceito de *handover*, mecanismo fundamental nos sistemas de comunicações móveis celulares.

Capítulo 5

Propagação por difracção

5.1 Introdução

Neste capítulo é estudado o fenómeno de difracção, presente na propagação de uma onda electromagnética que depare com obstáculos.

Os conceitos usadas na análise da difracção são o Princípio de Huygens e os Integrais de Fresnel. Os vários modelos aqui tratados baseiam-se nestes conceitos.

5.2 O Princípio de Huygens

Nos mecanismos de propagação por reflexão e refacção é assumido que a superfície de reflexão e as zonas de refacção são suficientemente grandes comparadas com os valores dos comprimentos de onda dos sinais radiados.

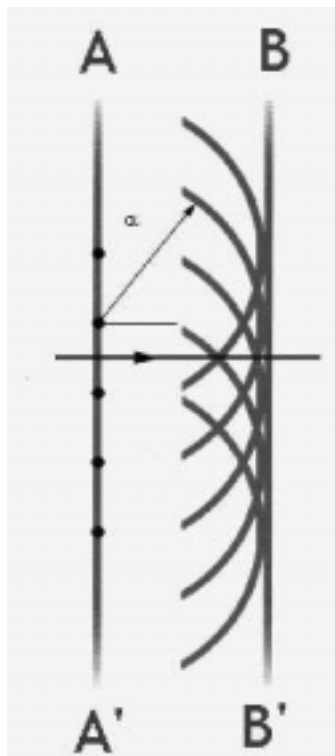


Figura 5.1: Aplicação do Princípio de Huygens à propagação de ondas planas. [Parsons 92].

Considere-se uma frente de onda plana a propagar-se no espaço livre, de acordo com a Figura 5.1. Cada ponto localizado na frente de onda AA' é uma fonte de radiação secundária, ou elementar, que irradia *wavelets* com simetria esférica. As diversas contribuições ao longo de uma linha recta contida nessa frente de onda dão origem a uma nova frente de onda plana BB'. Estas fontes secundárias não irradiam de igual forma para todos os sentidos. Seja α o ângulo entre a normal da frente da onda plana e um sentido qualquer no espaço. A intensidade das ondas secundárias irradiadas nesse sentido pelo ponto da frente é proporcional a $(1 + \cos \alpha)$. O sentido de máxima radiação das fontes secundárias coincide com o sentido de propagação da onda plana. Na sentido oposto a intensidade irradiada é nula, dado que $(1 + \cos \pi) = 0$. Este conceito é coerente com a realidade prática. Esta explicação da propagação de uma onda é conhecida por Princípio de Huygens, o seu autor.

5.3 Zonas de Fresnel e elipsóides de Fresnel

Nesta secção são analisadas as zonas e os elipsóides de Fresnel, fundamentais à compreensão do fenómeno de difracção.

5.3.1 Geometria das zonas planas de Fresnel

Considere-se a situação ilustrada na Figura 5.2, com um percurso directo caracterizado pela recta unindo os pontos P₁ e P₂, e perpendicular ao plano S.

Considerando a circunferência de raio b_n, ρ_n é

$$\rho_n = \sqrt{b_n^2 + \rho_0^2} = \rho_0 \left(1 + \frac{b_n^2}{\rho_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

Para $b_n \ll \rho_0$, a raiz quadrada pode ser aproximada por $\left(1 + \frac{b_n^2}{\rho_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} \cong 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{b_n}{\rho_0} \right)^2$, resultando

para ρ_n

$$\rho_n = \rho_0 + \frac{b_n^2}{2\rho_0} \quad (5.2)$$

De uma forma idêntica, também se obtém a expressão de r_n . Admitindo que $b_n \ll r_0$, obtém-se

$$r_n \cong r_0 + \frac{b_n^2}{2\rho_0} \quad (5.3)$$

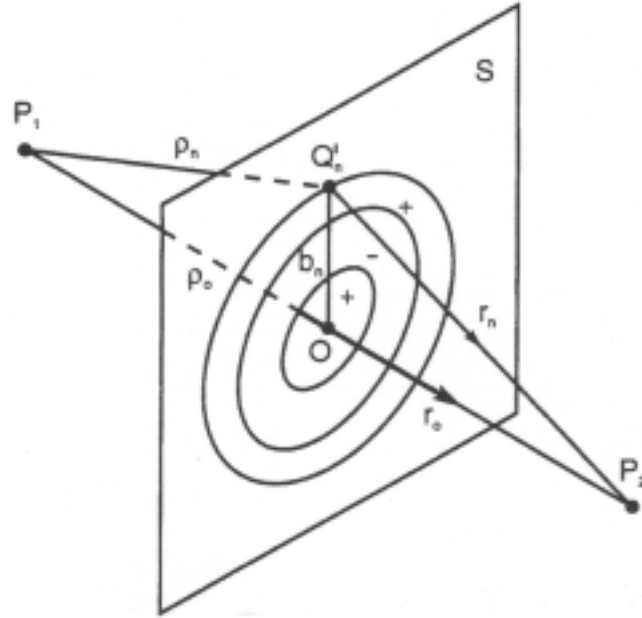


Figura 5.2: Lugar geométrico das zonas planas ou circunferências de Fresnel. [Hristov 2000].

Os lugares geométricos das zonas concêntricas, no plano S devem obedecer às seguintes condições:

- $\rho_n + r_n$ difere de $\rho_{n-1} + r_{n-1}$ em $\frac{\lambda}{2}$ e
- $\rho_n + r_n$ difere de $\rho_0 + r_0$ em $n \frac{\lambda}{2}$.

Em geral, os lugares geométricos são regidos por

$$\rho_n + r_n \cong \rho_0 + \frac{b_n^2}{2\rho_0} + r_0 + \frac{b_n^2}{2r_0} = \rho_0 + r_0 + n \frac{\lambda}{2} \quad (5.4)$$

Definindo a distância focal equivalente F_e

$$F_e = \left(\frac{1}{\rho_0} + \frac{1}{r_0} \right)^{-1} = \frac{\rho_0 r_0}{\rho_0 + r_0} \quad (5.5)$$

e definindo o raio b_n da n -ésima zona plana de Fresnel, em termos da distância focal equivalente F_e

$$b_n = \sqrt{n \lambda F_e} = \sqrt{n \lambda \frac{\rho_0 r_0}{\rho_0 + r_0}} \quad (5.6)$$

Tomando o caso particular em que $\rho_0 = r_0 = F_0 = \frac{1}{2} F_e$, o raio b_n da n -ésima zona plana de Fresnel, é

$$b_n = \sqrt{n \lambda \frac{F_0}{2}} \quad (5.7)$$

Em alternativa b_n , é nesta situação

$$b_n = \sqrt{n \lambda \frac{\rho_0 + r_0}{2}} \quad (5.8)$$

5.3.2 Os elipsóides de Fresnel

Os elipsóides de Fresnel são zonas do espaço definidas pelas posições do emissor e do receptor e também pelo comprimento de onda.

5.3.2.1 Geometria dos elipsóides de Fresnel

Partindo das considerações feitas acerca dos lugares geométricos das zonas concêntricas no plano S, e da conclusão geral dessas considerações que culminou na equação (5.4), depreende-se que se o plano S for deslocado para a esquerda ou para a direita, novas circunferências são obtidas, com novos parâmetros b'_n , ρ'_n e r'_n .

Seja d_{TR} o percurso que vai do emissor ao ponto na circunferência e ao receptor. Este parâmetro satisfaz

$$\begin{aligned} d_{TR} &= \rho_n + r_n = \rho_0 + \frac{b_n^2}{2\rho_0} + r_0 + \frac{b_n^2}{2r_0} = \\ &= \rho'_n + r'_n = \rho_0 + \frac{b_n'^2}{2\rho_0} + r_0 + \frac{b_n'^2}{2r_0} = \\ &= \rho_0 + r_0 + \Delta = \rho_0 + r_0 + n \frac{\lambda}{2} \end{aligned} \quad (5.9)$$

De acordo com a equação (5.9) e em concordância com a Figura 5.3, conclui-se que as circunferências de raio b_n , contidas no plano S, e as de raio b'_n , com o plano S deslocado, estão contidas numa superfície de revolução que é um elipsóide de revolução. Os pontos P_1 e P_2 são os seus focos. O elipsóide de Fresnel de ordem n é aquele para o qual d_{TR} excede a distância $\overline{P_1 P_2}$ por $\Delta = \frac{n\lambda}{2}$. A n -ésima zona de Fresnel consiste dos pontos no espaço entre os elipsóides de ordem $n-1$ e n .

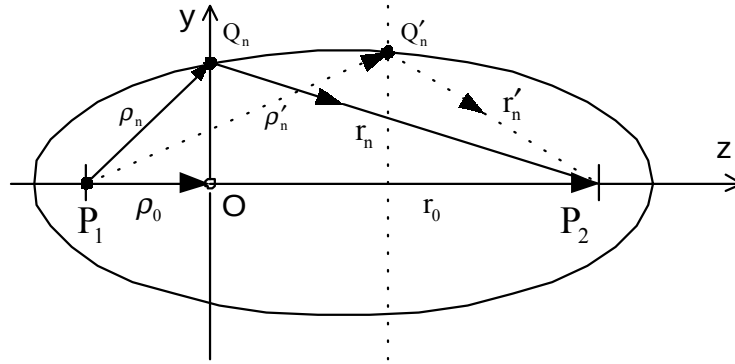


Figura 5.3: Elipsóide de Fresnel de ordem n . [Hristov 2000].

5.3.2.2 O parâmetro de difracção v

Feitas as quantificações da diferença Δ entre os percursos directo $P_1 P_2$ e um percurso composto por dois intermédios $P_1 Q_0$ e $Q_0 P_2$, deve-se exprimir essa diferença em função dos parâmetros b_n , ρ_0 , e r_0 . De acordo com a Figura 5.3, o excesso Δ é

$$\Delta \cong \frac{b_n^2}{2} \frac{\rho_0 + r_0}{\rho_0 r_0} \quad (5.10)$$

A diferença de fase ϕ entre os dois percursos, é

$$\phi = \Delta \beta_0 = \frac{2\pi \Delta}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \frac{2b_n^2}{\lambda} \frac{\rho_0 + r_0}{\rho_0 r_0} = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (5.11)$$

onde o parâmetro adimensional v é

$$v = b_n \left(\frac{2}{\lambda F_e} \right)^{\frac{1}{2}} = b_n \left(\frac{2}{\lambda} \frac{\rho_0 + r_0}{\rho_0 r_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.12)$$

Esta variável é conhecida como o parâmetro de difracção de Fresnel-Kirchhoff.

5.3.2.3 O primeiro elipsóide de Fresnel

Seja ε a distância entre o foco P_1 e a extremidade mais próxima do eixo de revolução. Esta variável obedece [Salema 98]

$$\varepsilon + [\varepsilon + (\rho_0 - r_0)] - (\rho_0 - r_0) = n \frac{\lambda}{2} \quad (5.13)$$

Equivalentemente

$$\varepsilon = n \frac{\lambda}{4} = n \frac{75}{f_{\text{MHz}}} \quad (5.14)$$

em que n é a ordem do elipsóide e f_{MHz} , é o valor da frequência, expressa em MHz. A aplicação dos elipsóides de Fresnel às comunicações via rádio é feita considerando-se que os pontos do espaço onde se localizam as antenas, coincidem com a localização dos focos. Em situações práticas, a distância ε é desprezada sem, por tal, introduzir erros apreciáveis.

Em termos práticos, considera-se exclusivamente o primeiro elipsóide de Fresnel. Isto porque a atenuação entre duas antenas, mesmo em presença de obstáculos não reflectores, é praticamente igual à atenuação em espaço livre, desde que os obstáculos não penetrem o primeiro elipsóide de Fresnel. Em tais condições, a ligação entre os pontos P_1 e P_2 é designada por ligação em linha de vista desobstruída.

Demonstra-se que o raio do primeiro elipsóide de Fresnel, em função da coordenada z exprime-se da seguinte forma

$$b_1 = \pm \left[\frac{z(\rho_0 + r_0 - z)}{\rho_0 + r_0} \lambda \right]^{\frac{1}{2}}, \quad 0 \leq z \leq \rho_0 + r_0 \quad (5.15)$$

Seja h_{te} e h_{re} as alturas efectivas das antenas emissora e receptora, respectivamente, d a distância no plano horizontal entre as duas antenas e considere-se uma Terra plana. O ponto R_b onde o primeiro elipsóide de Fresnel toca o solo, é [Xia 93]

$$R_b = \frac{1}{\lambda} \left\{ \left[(h_{\text{te}} + h_{\text{re}})^2 - (h_{\text{te}} - h_{\text{re}})^2 \right]^2 - \left[(h_{\text{te}} - h_{\text{re}})^2 + (h_{\text{te}} + h_{\text{re}})^2 \right] \times \frac{\lambda^2}{2} + \left(\frac{\lambda}{4} \right)^4 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (5.16)$$

A expressão anterior pode ser aproximada por uma mais simples, dada em função do comprimento de onda e das alturas das antenas [Xia 93]

$$R_b = \frac{4h_{te}h_{re}}{\lambda} \quad (5.17)$$

R_b é o ponto de quebra referido no Capítulo 2, pela equação (2.82).

5.4 Difraccção de ondas electromagnéticas

Nesta secção o objectivo é a determinação das amplitudes do campo eléctrico E_D em função do seu valor no espaço livre E_0 .

5.4.1 Os integrais de Fresnel

Para a quantificar as perdas por difracção é necessário analisar os integrais de Fresnel, imprescindíveis para determinar as perdas por difracção causadas por obstáculos em lâmina.

Um integral de Fresnel apresenta a seguinte forma [Abramowitz 72]

$$I_F(0, v) = \int_0^v e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt - j \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt = C(v) - jS(v) \quad (5.18)$$

As funções $C(v)$ e $S(v)$ designam-se, respectivamente, por função coseno integral e seno integral. A Figura 5.4 ilustra a variação das funções $C(v)$ e $S(v)$, em função do parâmetro v .

Destas curvas observa-se que, à medida que v tende para $\pm\infty$, as funções $C(v)$ e $S(v)$ tendem de uma forma oscilatória para $\pm\frac{1}{2}$.

Dos integrais de Fresnel podem-se retirar algumas propriedades

$$I_F(v_1, v_2) = [C(v_2) - C(v_1)] - j[S(v_2) - S(v_1)] \quad (5.19)$$

$$I_F(0, +\infty) = C(+\infty) - jS(+\infty) \rightarrow \frac{1}{2} - j\frac{1}{2} \quad (5.20)$$

$$I_F(0, -\infty) = C(-\infty) - jS(-\infty) \rightarrow -\frac{1}{2} + j\frac{1}{2} \quad (5.21)$$

$$I_F(-\infty, +\infty) = [C(+\infty) - C(-\infty)] - j[S(+\infty) - S(-\infty)] \rightarrow 1 - j \quad (5.22)$$

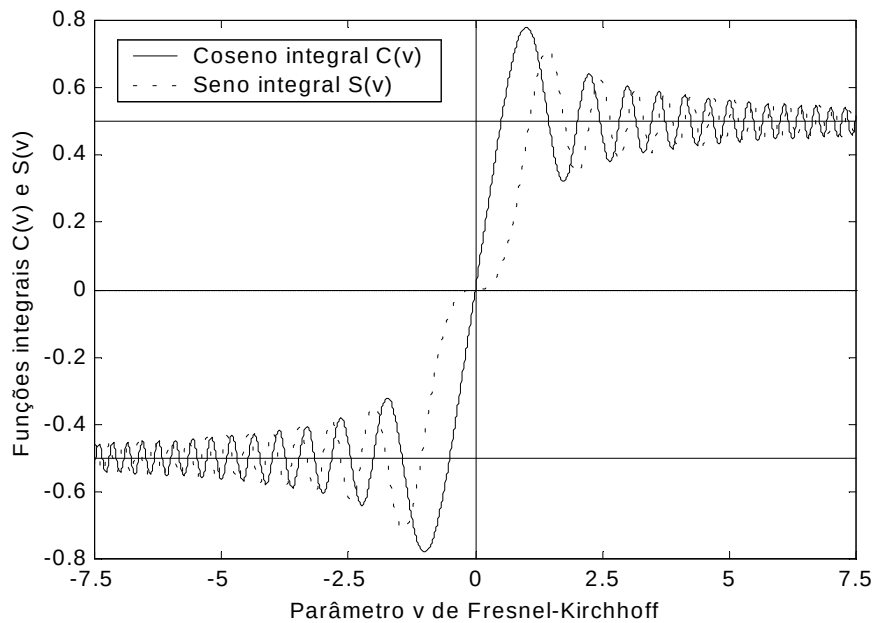


Figura 5.4: Curvas das componentes real $C(v)$ e imaginária simétrica $S(v)$ do integral de Fresnel. [Hristov 2000].

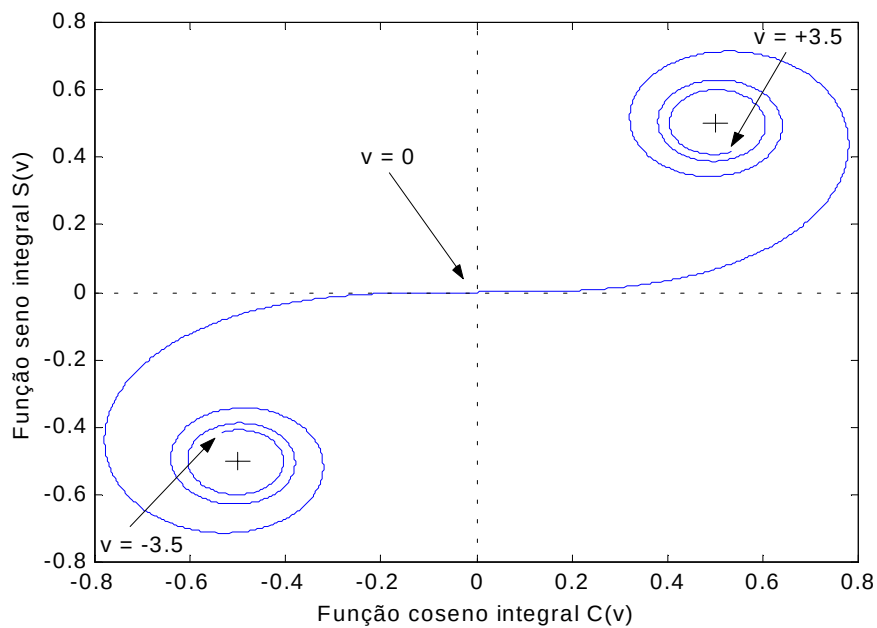


Figura 5.5: Espiral de Cornu, em função do parâmetro v de Fresnel-Kirchhoff. [Hristov 2000].

A Figura 5.5, mostra uma curva, com o comportamento das funções $C(v)$ e $S(v)$, em função do parâmetro v , pertencente ao conjunto $[-3.5, +3.5]$. Esta figura é conhecida pela Espiral de Cornu.

5.4.2 Perdas por difracção em obstáculos em lâmina

A quantificação das perdas de propagação provocada por obstáculos reais é feita através de aproximações. Uma aproximação usual é assumir que o obstáculo tem dimensões ilimitadas no sentido perpendicular à direcção de propagação e espessura desprezável (obstáculos em lâmina) ou espessura finita e topos arredondados, com curvatura constante (obstáculos com topos cilíndricos). Outro tipo de objectos, tais como cunhas e superfícies convexas, são também usados.

O campo eléctrico em espaço livre E_0 recebido num ponto à distância $\rho_0 + r_0$ da emissão, é

$$E_0(\rho_0 + r_0) = A_1 \frac{e^{-j\beta_0(\rho_0 + r_0)}}{\rho_0 + r_0} \quad (5.23)$$

Considere-se um obstáculo em lâmina caracterizado por $-a \leq x \leq +a$ e $0 \leq y \leq +b$. O quociente entre a amplitude do campo eléctrico difractado E_D e amplitude do campo eléctrico em espaço livre E_0 , num ponto de coordenadas $(0,0,\rho_0)$, é [Mokhtari 99]

$$\frac{E_D}{E_0} = \left| \frac{E_D}{E_0} \right| = \frac{1}{2} \left| 1 - 2j \int_0^u e^{-j\frac{\pi}{2}x^2} dx \int_0^v e^{-j\frac{\pi}{2}y^2} dy \right| \quad (5.24)$$

com os parâmetros de Fresnel-Kirchhoff u e v dados à semelhança da equação (5.12), respectivamente por

$$u = a \sqrt{\frac{2}{\lambda} \frac{\rho_0 + r_0}{\rho_0 r_0}} \quad (5.25)$$

$$v = b \sqrt{\frac{2}{\lambda} \frac{\rho_0 + r_0}{\rho_0 r_0}} \quad (5.26)$$

Na equação (5.23) pode-se observar o produto de dois integrais de Fresnel, $I_F(0,u)$ e $I_F(0,v)$. Com esta notação aquele resultado é

$$\begin{aligned}
\frac{E_D}{E_0} &= \frac{1}{2} \left| 1 - 2j I_F(0, u) I_F(0, v) \right| = \\
&= \frac{1}{2} \left| [1 - 2S(u).C(v) - 2C(u).S(v)] + j [2S(u).S(v) - 2C(u).C(v)] \right| = \\
&= \frac{1}{2} \left| f_1(u, v) + j f_2(u, v) \right| = \frac{1}{2} \left[f_1^2(u, v) + f_2^2(u, v) \right]^{\frac{1}{2}}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

onde as funções $f_1(u, v)$ e $f_2(u, v)$ são reais de variáveis reais.

Analisando um caso especial, em que os limites laterais tendem para infinito, $a \rightarrow +\infty$, o obstáculo em lâmina passa a ser um semi-plano infinito. A equação (5.24) neste caso particular é

$$\begin{aligned}
\frac{E_D}{E_0} &= \frac{1}{2} \left| 1 - (1 + j) \int_0^v e^{-j \frac{\pi}{2} y^2} dy \right| = \\
&= \left| \frac{1 + j}{2} \int_v^{+\infty} e^{-j \frac{\pi}{2} y^2} dy \right| = \\
&= \frac{\sqrt{2}}{2} |I_F(v, +\infty)|
\end{aligned} \tag{5.28}$$

Aplicando a equação (5.19) e atendendo a que $C(+\infty) = S(+\infty) \rightarrow \frac{1}{2}$, resulta, para a amplitude do campo difractado

$$\frac{E_D}{E_0} = \frac{\sqrt{2}}{2} \left| \left(C(v) - \frac{1}{2} \right) - j \left(S(v) - \frac{1}{2} \right) \right| \tag{5.29}$$

Depreende-se que $\left(C(v) - \frac{1}{2} \right)$ e $\left(S(v) - \frac{1}{2} \right)$, são as coordenadas de um vector desde o ponto $\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} \right)$ até um ponto $(C(v), S(v))$ na Espiral de Cornu.

A curva da Figura 5.6 traduz o comportamento das perdas de propagação por difracção

PL_D , dadas por $PL_D = 20 \log_{10} \left(\frac{E_D}{E_0} \right)$. Está expressa em função do parâmetro de Fresnel-

Kirchhoff v e foram calculadas através de uma integração numérica, utilizando a regra de Simpson, do MATLAB [Mathworks 97].

O cálculo das funções coseno e seno integrais não é trivial, dado não existir formulação analítica explícita para o integral de Fresnel e a resposta é unicamente obtida por recurso a métodos numéricos pesados. Dado o carácter oscilatório da função a integrar, levantam-se problemas de precisão, principalmente quando entra em regime de forte oscilação para valores elevados do argumento. Para obviar este problema, e sem introduzir erros apreciáveis, utilizam-se as expressões propostas por Lee, [Lee 98b]:

$$PL_D = \begin{cases} 0 & v \leq -0.8 \\ 20 \log_{10}(0.5 - 0.62v) & -0.8 < v \leq 0 \\ 20 \log_{10}(0.5 e^{-0.95v}) & 0 < v \leq 1 \\ 20 \log_{10} \left\{ 0.4 - [0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2]^{\frac{1}{2}} \right\} & 1 < v \leq 2.4 \\ 20 \log_{10} \left(\frac{0.225}{v} \right) & v > 2.4 \end{cases} \quad (5.30)$$

Para um obstáculo em lâmina semi-plano infinito e de altura b , um valor da atenuação de 6 dB, ou $\frac{1}{2}$ em escala linear, com o parâmetro v nulo (equação 5.12), ocorre para a situação em que as antenas emissora e receptora estão ao mesmo nível do topo da obstrução. Este resultado faz sentido, pois a amplitude do campo eléctrico passa para metade. O parâmetro v aumenta com a altura b do semi-plano infinito e o mesmo acontece com a atenuação. Conclusão idêntica se tira para a diminuição do parâmetro v . Todavia, para valores de v abaixo de -1.2 , nota-se um comportamento oscilatório amortecido em torno do valor em perfeita linha de vista (0 dB). Um valor do parâmetro $v \cong -0.8$ garante que 56% do volume contido no primeiro elipsóide de Fresnel está desobstruído [Parsons 92].

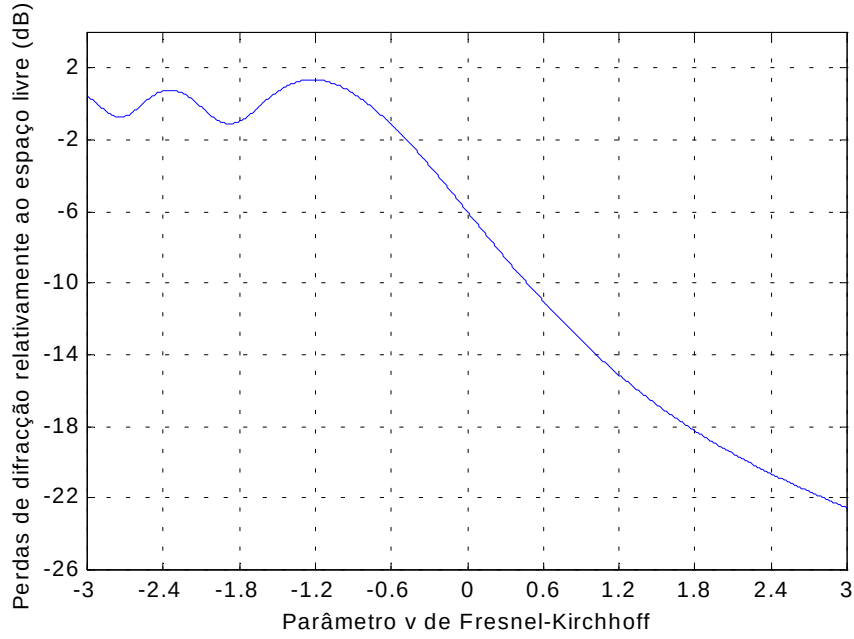


Figura 5.6: Perdas por difracção relativamente ao espaço livre, para um obstáculo em lâmina infinito.

5.4.3 Coeficiente de atenuação para um obstáculo em lâmina

O coeficiente de atenuação A_{ke} , num ponto de coordenadas $(0, 0, \rho_0)$, é a razão entre a amplitude do campo difractado E_D e do campo E_0 que aí se teria, não fora o obstáculo. O seu valor é calculado de acordo com

$$A_{ke}(v) = \left| \frac{E_D}{E_0} \right| = \left| \left(\frac{1}{2} + j\frac{1}{2} \right) \times I_F(v, +\infty) \right| = \frac{\sqrt{2}}{2} |I_F(v, +\infty)| \quad (5.31)$$

5.4.4 Difracção e reflexão de ondas electromagnéticas pelo solo

A eventual existência de componentes reflectidas pelo solo foram ainda não foram contabilizadas.

Presentemente, admite-se que a separação horizontal entre as antenas emissora e receptora é suficientemente grande, de modo a permitir uma incidência rasante no solo, que se assume ter um coeficiente de reflexão $\Gamma = -1$.

A partir da Figura 5.7, o coeficiente de atenuação A_{ke} é [Bullington 47, Parsons 92]

$$A_{ke} = \frac{E_D}{E_0} = \left(\frac{1}{2} + j\frac{1}{2} \right) \times \left[\begin{aligned} &I_F(v_{1-4}, +\infty) - I_F(v_{1-3}, +\infty) e^{-j\beta_0 \Delta r_1} + \dots \\ &- I_F(v_{2-4}, +\infty) e^{-j\beta_0 \Delta r_2} + I_F(v_{2-3}, +\infty) e^{-j\beta_0 \Delta r_3} \end{aligned} \right] \quad (5.32)$$

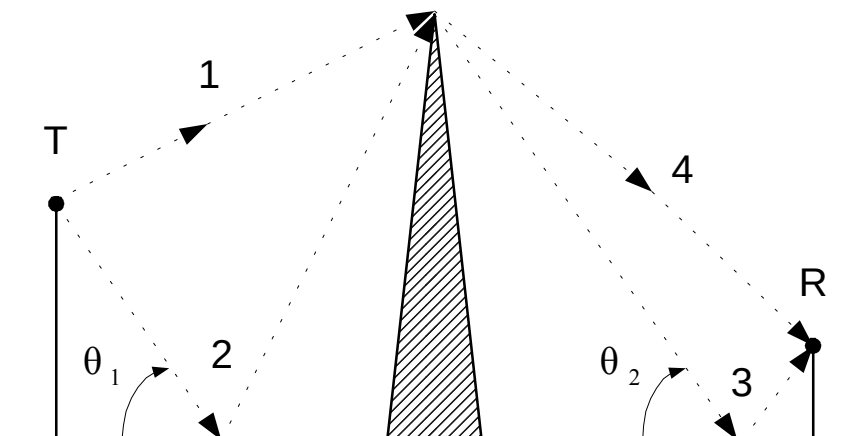


Figura 5.7: Difracção num obstáculo em lâmina, com reflexões no solo. [Bullington 47, Parsons 92].

Os vários parâmetros da equação (5.32) são:

- v_{1-3} é o parâmetro de Fresnel-Kirchhoff, tendo em consideração os percursos 1 e 3;
- v_{1-4} é o parâmetro de Fresnel-Kirchhoff, tendo em consideração os percursos 1 e 4;
- v_{2-3} é o parâmetro de Fresnel-Kirchhoff, tendo em consideração os percursos 2 e 3;
- v_{2-4} é o parâmetro de Fresnel-Kirchhoff, tendo em consideração os percursos 2 e 4;
- Δr_1 é o excesso do percurso composto 1-3, relativamente à distância horizontal $\rho_0 + r_0$ entre as antenas emissora e receptora;
- Δr_2 é o excesso do percurso composto 2-4 e
- Δr_3 é o excesso do percurso composto 2-3.

5.4.5 Difracção em obstruções com o topo arredondado

A complexidade de determinados perfis orográficos, nem sempre permite a sua substituição por obstáculos em lâmina. Uma solução, para obstáculos com topos arredondados, passa pela substituição desses topos, por cilindros. A Figura 5.8 ilustra a substituição de um topo por um cilindro de raio R_{TOPO} .

Num perfil com topo cilíndrico, o cálculo das perdas por difracção é feito à custa de duas parcelas. A primeira é devida ao valor que se obteria, caso o perfil fosse substituído por um obstáculo em lâmina. A segunda parcela $PL_{\text{ex}}(m,n)$ é [Salema 98]

$$PL_{ex}(m,n) = (8.2 + 12n) m^{0.73+0.27[1-\exp(-1.43n)]} \text{ dB} \quad (5.33)$$

onde

$$m = R_{TOPO} \times \frac{[\rho_0^2 + (h_{rc} - h_{te})^2]^{\frac{1}{2}} + [r_0^2 + (h_{rc} - h_{re})^2]^{\frac{1}{2}}}{[\rho_0^2 + (h_{rc} - h_{te})^2]^{\frac{1}{2}} \times [r_0^2 + (h_{rc} - h_{re})^2]^{\frac{1}{2}}} \times \left(\frac{\pi R_{TOPO}}{\lambda} \right)^{-\frac{1}{3}} \quad (5.34)$$

$$n = h_{rc} \times \left(\frac{\pi R_{TOPO}}{\lambda} \right)^{\frac{2}{3}} \times R^{-1} \quad (5.35)$$

A Figura 5.9 ilustra o comportamento das perdas adicionais $PL_{ex}(m,n)$, através de uma família de curvas em função de m , e com n fixo.

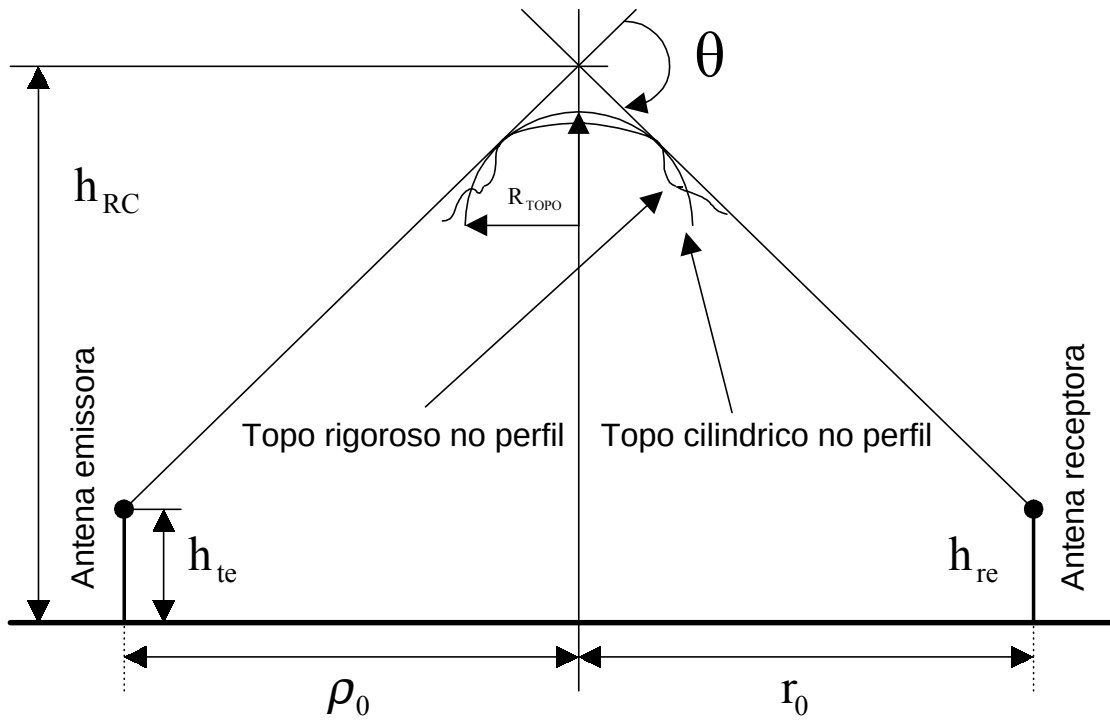


Figura 5.8: Geometria associada a obstáculos com topos arredondados. [Salema 98].

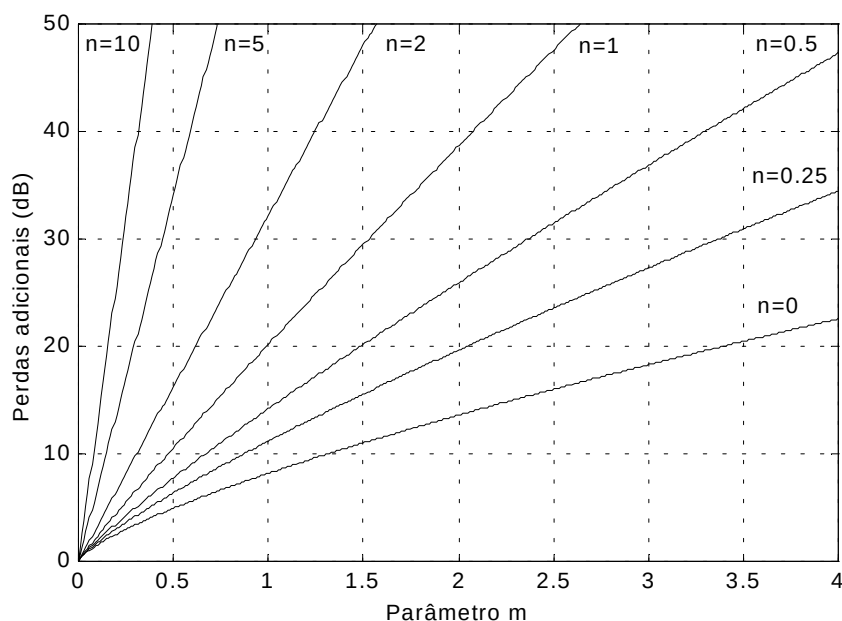


Figura 5.9: Função $Pl_{ex}(m,n)$ para o cálculo da atenuação por difracção sobre um obstáculo arredondado. [Salema 98].

5.5 Difracção sobre múltiplos obstáculos em lâmina

Na literatura são propostos modelos para o cálculo das perdas por difracção, em situações em que se tenham dois ou mais obstáculos. Esta operação não é trivial, particularmente quando os obstáculos apresentam alturas e espaçamentos arbitrários [Vogler 82]. As perdas são obtidas através do cálculo de um integral múltiplo, com dimensão igual ao número de obstáculos.

5.5.1 O modelo de Vogler

Este modelo foi inicialmente formulado através de um integral múltiplo. A sua implementação para um número de obstáculos superior a 5 é proibitiva, devido aos tempos de cálculo envolvidos [Tzaras 99].

A modificação do integral múltiplo para uma série constituiu um passo importante no sentido da sua implementação [Vogler 82, Bhattacharyya 95].

A partir da Figura 5.10, os parâmetros geométricos α_m e ψ_m são

$$\alpha_m = \left[\frac{d_m d_{m+2}}{(d_m + d_{m+1})(d_{m+1} + d_{m+2})} \right]^{\frac{1}{2}}, \text{ para } m = 1, \dots, N-1 \quad (5.36)$$

$$\psi_m = \theta_m \left[\frac{j\beta_0 d_m d_{m+1}}{2(d_m + d_{m+1})} \right]^{\frac{1}{2}}, \text{ para } m = 1, \dots, N \quad (5.37)$$

A forma integral do modelo de Vogler, para o cálculo das perdas de propagação por difracção relativamente às perdas em espaço livre é

$$pl_D = 2^{-N} C_N e^{\sigma_N} \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \right)^N \times \int_{\psi_1}^{+\infty} \dots \int_{\psi_N}^{+\infty} e^{2f} e^{-(x_1^2 + \dots + x_N^2)} dx_1 \dots dx_N \quad (5.38)$$

onde

$$f = \begin{cases} 0 & , \text{ para } N = 1 \\ \sum_{m=1}^{N-1} \{ \alpha_m (x_m - \psi_m)(x_{m+1} - \psi_{m+1}) \} & , \text{ para } N \geq 2 \end{cases} \quad (5.39)$$

$$\sigma_N = \psi_1^2 + \dots + \psi_N^2 \quad (5.40)$$

$$C_N = \begin{cases} 1 & , \text{ para } N = 1 \\ \left[\frac{d_2 d_3 \dots d_N d_{\text{total}}}{(d_1 + d_2)(d_2 + d_3) \dots (d_N + d_{N+1})} \right]^{\frac{1}{2}} & , \text{ para } N \geq 2 \end{cases} \quad (5.41)$$

$$d_{\text{total}} = d_1 + \dots + d_{N+1} \quad (5.42)$$

A série para o cálculo das perdas sobre múltiplos obstáculos é

$$pl_D = 2^{-N} C_N e^{\sigma_N} \sum_{m=0}^{+\infty} I_m \quad (5.43)$$

onde

$$I_m = 2^m m! \alpha_i^m \left[-j^m \text{erfc}(\psi_1) j^m \text{erfc}(\psi_2) \right], \text{ para } N = 2 \quad (5.44)$$

$$I_m = 2^m \sum_{m_1=0}^m \sum_{m_2=0}^{m_1} \cdots \sum_{m_{N-1}=0}^{m_{N-2}} \prod_{i=1}^N \left[\frac{(m_{i-1} - m_{i+1})!}{(m_i - m_{i+1})!} \alpha_i^{m_{i-1} - m_i} j^{n_i} \operatorname{erfc}(\psi_i) \right], \text{ para } N \geq 3 \quad (5.45)$$

com

$$n_i = \begin{cases} m_0 - m_1 & , \text{ para } i = 1 \\ m_{i-2} - m_i & , \text{ para } 2 \leq i \leq N-1 \\ m_{N-2} - m_{N-1} & , \text{ para } i = N \end{cases} \quad (5.46)$$

$$\alpha_N = 1 \quad (5.47)$$

$$\begin{cases} m_0 = m_1 \\ m_k = 0, \text{ para } k \geq N-1 \end{cases} \quad (5.48)$$

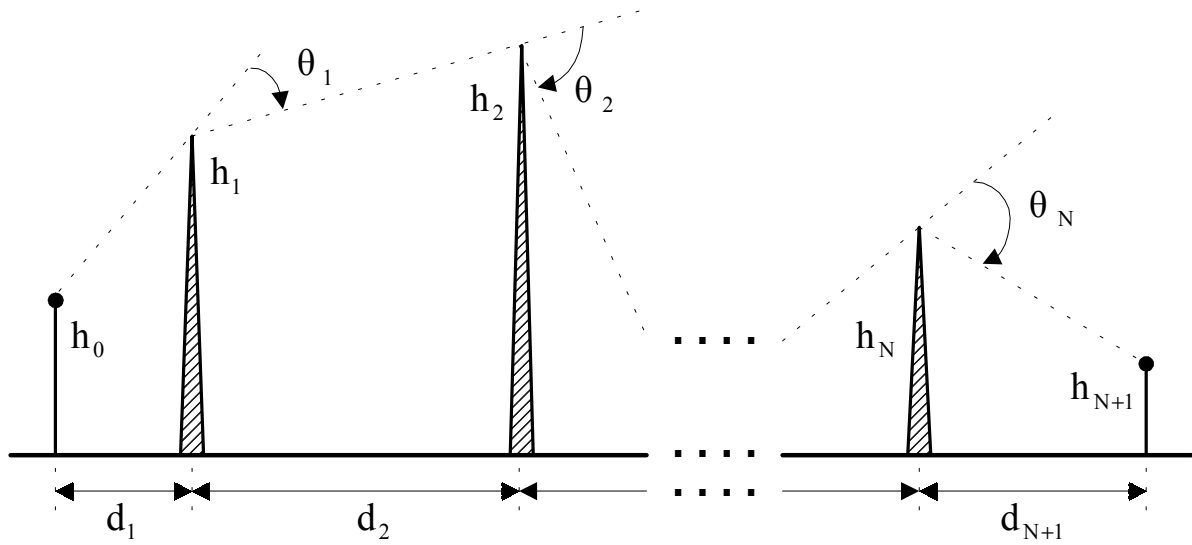


Figura 5.10: Geometria associada ao modelo de Vogler. [Vogler 82, Bhattacharyya 95].

Os integrais múltiplos da função de erro são [Abramowitz 72]

$$j^n \operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{+\infty} \frac{(t-z)^n}{n!} e^{-t^2} dt \quad (5.49)$$

com

$$j^{-1} \operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \quad (5.50)$$

$$j^0 \operatorname{erfc}(z) = \operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z) \quad (5.51)$$

Dados $\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$ e a mudança de variável $t = \frac{\sqrt{\pi}}{2} (1+j) u$, a função $\operatorname{erf}(z)$ resulta num integral de Fresnel, dado pela equação (5.18)

$$j^0 \operatorname{erfc}(z) = 1 - (1+j) \int_0^{\frac{1-j}{\sqrt{\pi}} z} e^{-j \frac{\pi}{2} u^2} du = 1 - (1-j) I_F \left(0, \frac{1-j}{\sqrt{\pi}} z \right) \quad (5.52)$$

Para um cálculo eficiente dos integrais múltiplos da função de erro, utiliza-se a seguinte formulação recursiva

$$j^n \operatorname{erfc}(z) = -\frac{z}{n} j^{n-1} \operatorname{erfc}(z) + \frac{1}{2\pi} j^{n-2} \operatorname{erfc}(z), \text{ para } n \geq 1 \quad (5.53)$$

Da observação das equações (5.43), (5.44) e (5.45), observa-se que o grau de exigência, em termos de volume de cálculo e dos tempos envolvidos, é elevado.

A convergência da série tem de ser garantida. A satisfação desse requisito pode ser posta em causa, se a parte imaginária de algum dos ψ_k for negativa [Gonçalves 2000]. Essa situação ocorre quando um determinado obstáculo se situa abaixo da linha, que une os obstáculos anterior e posterior. Obstáculos que se situem abaixo de tais linhas tem pouca contribuição para a atenuação final.

Na Figura 5.11 são considerados três obstáculos em lâmina, que assentam na linha unindo o emissor e o receptor. A altura dos dois obstáculos periféricos é de 100 metros e estão afastados 10 km da antena mais próxima. Os afastamentos do obstáculo central às duas antenas são iguais. A curva, para as perdas por difracção na Figura 5.11, é dada em função da altura h_2 do obstáculo central.

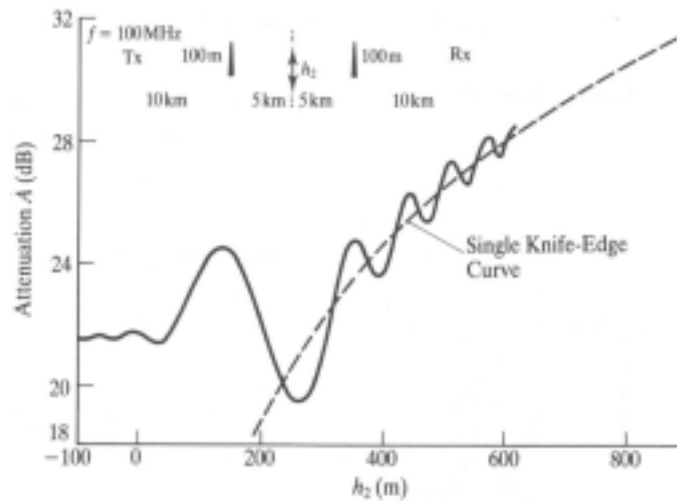


Figura 5.11: Perdas de propagação versos a altura h_2 do obstáculo central. [Vogler 82, Bhattacharyya 95].

5.5.2 Métodos aproximados para múltiplos obstáculos em lâmina

Apesar do carácter rigoroso do modelo de Vogler, este peca pelos elevados tempos de cálculo.

A seguir são apresentados alguns métodos aproximados para o calculo das perdas por difracção sobre múltiplos obstáculos. Tais métodos são de implementação simples e directa.

5.5.2.1 O método de Bullington

Neste método [Bullington 47, Parsons 92, Salema 98], o perfil entre o emissor e o receptor é substituído por um obstáculo equivalente, conforme ilustrado na Figura 5.12. As perdas por difracção são obtidas a partir dum valor do parâmetro v de Fresnel-Kirchhoff. Tal valor

é obtido de $v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$. As perdas por difracção são

$$PL_D = 20 \log_{10}(pl_D) = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} |I_F(v, +\infty)| \right) = 20 \log_{10} |I_F(v, +\infty)| - 3 \text{ dB} \quad (5.54)$$

Este método é caracterizado por uma grande simplicidade e facilidade de implementação. Em contrapartida, subestima o valor real das perdas, gerando perdas optimistas. Além disso

ignora em certas configurações ignora obstáculos que são importantes na quantificação das perdas.

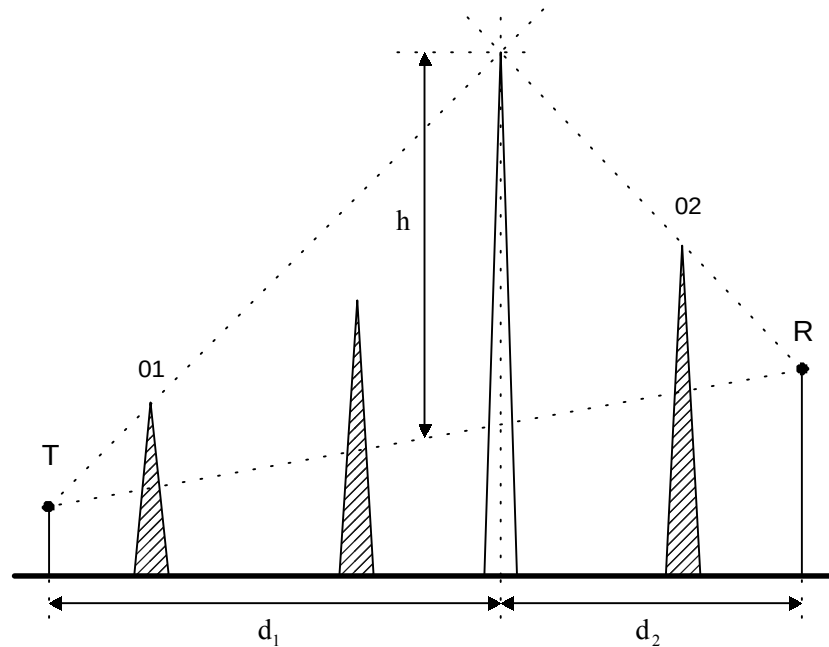


Figura 5.12: Obstáculo equivalente no método de Bullington. [Bullington 47, Parsons 92, Salema 98].

5.5.2.2 O método de Epstein-Peterson

Neste método, todos os obstáculos são tomados em conta no cálculo das perdas por difracção [Parsons 92, Salema 98]. Embora este método seja mais elaborado que o anterior, a facilidade de implementação torna-o popular.

As perdas totais são contabilizadas a partir de vários valores do parâmetro v . O número dessas parcelas iguala o número de obstáculos.

A Figura 5.13 ilustra o processo de cálculo das perdas. O valor de v_1 é determinado a partir das distâncias d_1 e d_2 e da altura h_1 . A altura h_1 é medida desde o topo do obstáculo 01 até à recta que une o emissor ao topo do obstáculo 02. A primeira parcela de perdas PL_1 é obtida da equação (5.54). A segunda parcela PL_2 é calculada a partir de v_2 . O valor de v_2 é obtido a partir das distâncias d_2 e d_3 e da altura h_2 . A altura h_2 é medida desde o topo do obstáculo 02 até à recta que une os topos dos obstáculos 01 e 03. A última parcela PL_3 é calculada a partir de v_3 . De igual forma, esse valor é obtido a partir das distâncias d_3 e d_4 e da altura h_3 .

A altura h_3 é medida desde o topo do obstáculo 03 até à recta que une o topo do obstáculo 02 ao receptor. Para os três obstáculos, as perdas totais LP_D são

$$PL_D = PL_1 + PL_2 + PL_3 = \sum_{i=1}^3 \left[20 \log_{10} |I_F(v_i, +\infty)| \right] - 9 \text{ dB} \quad (5.55)$$

Na Figura 5.13, todos os obstáculos obstruíram o percurso entre o emissor e o receptor. Tal observação é devida às diferentes alturas h_i serem positivas.

Não obstante tomar em conta todas as obstruções e apesar de gerar estimativas mais próximas dos valores obtidos por métodos rigorosos, este modelo pode gerar resultados optimistas.

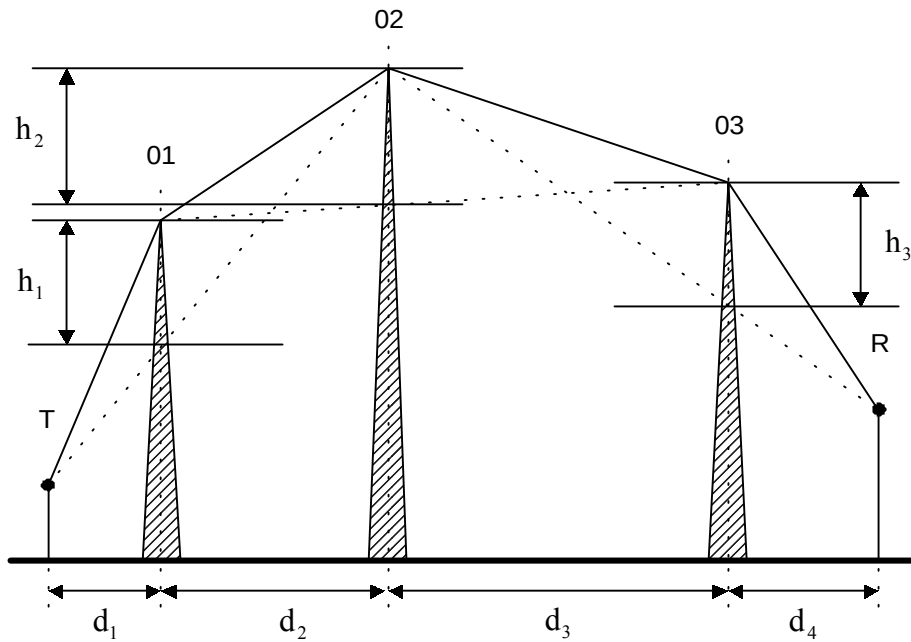


Figura 5.13: Geometria associada ao método de Epstein-Peterson. [Parsons 92, Salema 98].

5.5.2.3 O método de Deygout

Neste método, as perdas por difracção são também obtidas à custa das contribuições de todos os obstáculos.

A Figura 5.14 ilustra a construção geométrica associada a este método [Deygout 66, Parsons 92, Salema 98].

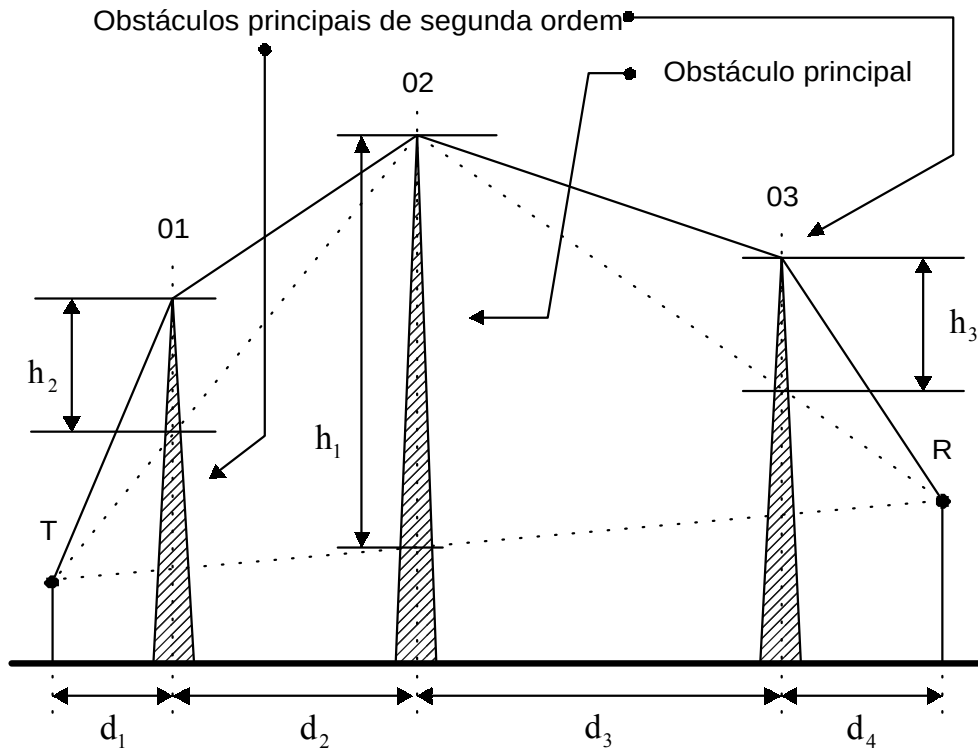


Figura 5.14: Geometria associada ao método de Deygout. [Deygout 66, Parsons 92, Salema 98].

As perdas são obtidas dos valores do parâmetro v para todos os obstáculos. Os seus valores são obtidos a partir dos percursos T-01-R, T-02-R e T-03-R. Dá-se o nome de obstáculo principal ao que apresentar o maior valor de v . Seja 02 o obstáculo principal. A primeira contribuição PL_1 para as perdas é feita a partir do valor de v para o percurso T-02-R. A segunda contribuição PL_2 é obtida a partir do valor de v no percurso T-01-02, unindo o emissor ao obstáculo principal 02. Em tal configuração, 01 é um obstáculo principal de segunda ordem. A última contribuição PL_3 é obtida do valor de v no percurso 02-03-R, unindo o obstáculo principal 02 ao receptor. Como acontece com o obstáculo 01, 03 é também um obstáculo principal de segunda ordem. As perdas de propagação por difracção totais são

$$PL_D = PL_1 + PL_2 + PL_3 \quad (5.56)$$

Para mais de três obstáculos, o cálculo de PL_D não é trivial. Tal dificuldade advém da identificação do obstáculo principal e dos obstáculos principais de segunda ou maior ordem. A grande dificuldade de implementação, advém da sua natureza recursiva.

As estimativas obtidas por este método, normalmente apresentam valores mais próximos dos obtidos com métodos mais rigorosos. Todavia, pode gerar resultados pessimistas quando o número de obstáculos é grande e/ou existem obstáculos demasiado próximos.

5.5.2.4 Comparação dos métodos

Apesar da sua simplicidade de implementação, o método de Bullington gera estimativas optimistas, além de desprezar o efeito de obstáculos que podem ser determinantes no valor das perdas.

O método de Deygout, apesar de gerar estimativas mais próximas dos valores rigorosos, é o método que exige a maior complexidade de implementação. Essa complexidade é devida ao conceito de obstáculo principal de ordem n , obrigando a uma implementação recursiva.

O método de Epstein-Peterson encontra-se numa posição intermédia relativamente aos métodos de Bullington e de Deygout. À semelhança do método de Bullington é de implementação quase directa, e contabiliza todos os obstáculos no cálculo da estimativa total para as perdas. Contudo, é susceptível de gerar estimativas optimistas.

Na Figura 5.15 são ilustradas as perdas por difracção, obtidas a partir dos três métodos apresentados. O cenário analisado é idêntico ao ilustrado na Figura 5.11, onde o obstáculo central apresenta também altura variável.

Na Tabela 5.1 são apresentados valores de perdas por difracção, tomando dois perfis orográficos [Giovaneli 84]. Esses valores são obtidos a partir dos três métodos, e das medidas feitas por Giovaneli.

Tabela 5.1: Estimativas das perdas de propagação para dois perfis específicos. [Giovaneli 82].

Dados	Perfil 1	Perfil 2
Frequência (MHz)	213	450
d_1 (km)	60.2	5.4
d_2 (km)	6.2	10.6
d_3 (km)	17	84
h_1 (m)	181	228
h_2 (m)	167	227.45

Tabela 5.1 (continuação): Estimativas das perdas de propagação para dois perfis específicos. [Giovaneli 82].

Dados	Perfil 1	Perfil 2
Frequência (MHz)	213	450
PL_D medida	24 dB	38 dB
PL_D Deygout	27.7 dB	33.9 dB
PL_D Epstein	14.9 dB	31.74 dB
PL_D Bullington	Resultado Absurdo	30 dB

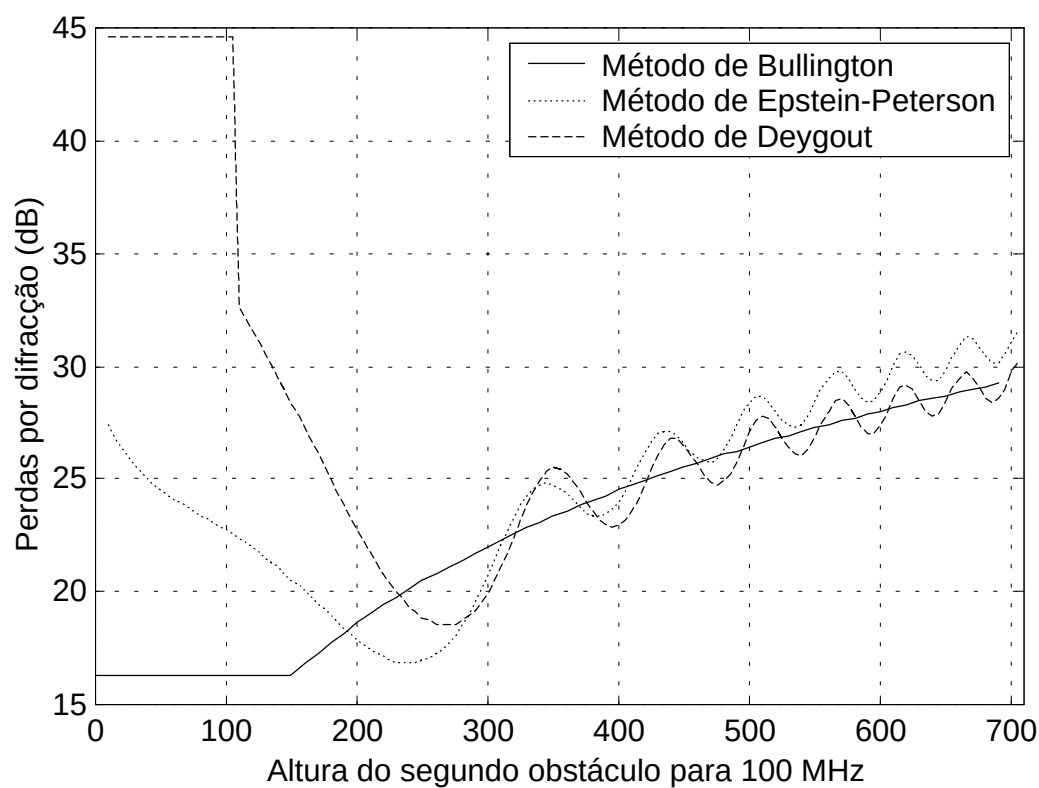


Figura 5.15: Comportamento dos métodos de Bullington, Epstein-Peterson e Deygout, para três obstáculos em lâmina. Os dois obstáculos periféricos tem uma altura de 100 metros, Com a altura do obstáculo central variando entre 0 e 700 metros, à frequência de 100 MHz.

5.6 Difracção sobre objectos de dimensão finita

Nesta secção é analisada a difracção sobre objectos de dimensões finitas e com formas geométricas específicas.

5.6.1 Definição de coeficiente de difracção

Entende-se por coeficiente de difracção D , o valor que, multiplicado pela amplitude do campo incidente E_i , gera o campo difractado E_D .

Os elipsóides de Fresnel na Figura 5.16a definem as fronteiras entre as zonas iluminada, de transição e de sombra para um écran de faces absorventes. Conforme ilustrado na Figura 5.16b, designa-se por ISB (*Incident Shadow Boundary*, da Língua Inglesa), a recta paralela à direcção de propagação do campo incidente. Essa recta define a linha de fronteira entre a zona iluminada e a zona de sombra no interior da zona de transição. A zona de transição está localizada numa região intermédia entre as outras duas.

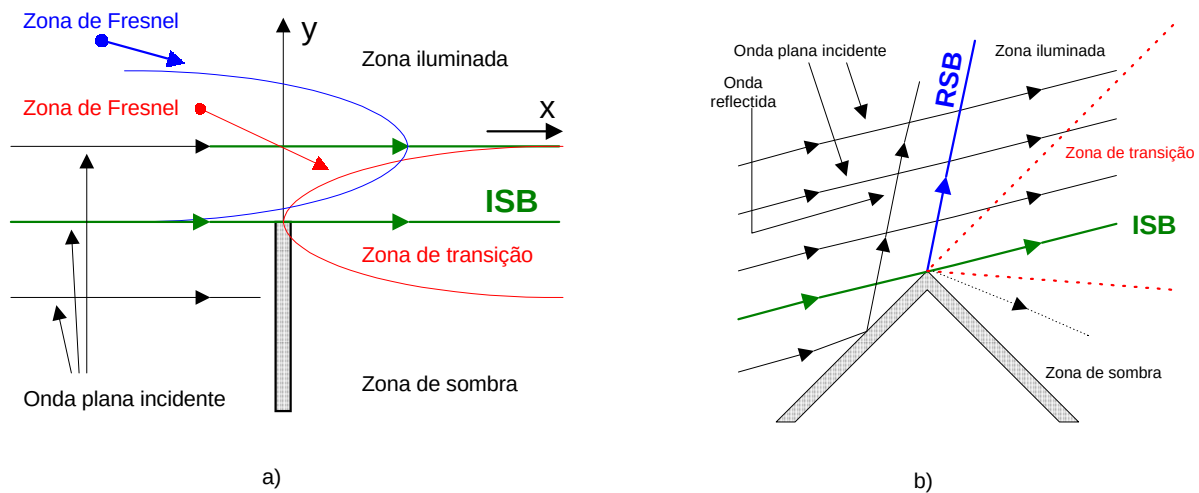


Figura 5.16: a) Diferentes zonas do espaço envolvidas numa difracção de ondas planas. b) Diferentes contribuições nas três zonas. [Bertoni 2000].

Uma vez definidas as zonas iluminada, de sombra e de difracção, e a definição do coeficiente de difracção D , a amplitude do campo difractado, fora da zona de transição, é [Bhattacharyya 95, Andersen 97]

$$E_D = E_i D A(d_1, d_2) e^{-j\beta_0 d} \quad (5.57)$$

onde $A(d_1, d_2)$ é o factor de dispersão, responsável pela variação da amplitude ao longo dos percursos d_1 e d_2 . O percurso d_1 é a distância da fonte ao obstáculo. O percurso d_2 é a

distância do obstáculo a um ponto de observação do campo difractado. Dependendo da situação, o factor de dispersão é

$$A(d_1, d_2) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{d_2}} & , \text{ para ondas planas ou ondas cilíndricas} \\ \sqrt{\frac{d_1}{d_2(d_1 + d_2)}} & , \text{ para ondas esféricas} \end{cases} \quad (5.58)$$

A equação (5.57) não é válida dentro da região de transição.

Nas zonas iluminada, de transição e de sombra, ilustradas na Figura 5.16b existem diversas contribuições no campo observado. Na zona iluminada, existem as contribuições dos campos incidente, reflectido e refractado. Na zona de transição, existem as contribuições dos campos incidente e difractado. Na zona de sombra, só existe campo difractado.

5.6.2 Difracção num écran absorvente

O écran na Figura 5.16a é absorvente, o que implica que a sua face esquerda absorve completamente a onda incidente.

5.6.2.1 Difracção num écran absorvente, segundo a Teoria Geométrica da Difracção

Considere-se o sistema de coordenadas cartesianas da Figura 5.16a. O sentido positivo do eixo dos z é para fora da imagem e a origem das coordenadas coincide com o topo do obstáculo.

Para com $x > 0$ e $y > 0$ o campo incidente é

$$E_i = A_i e^{-j\beta_0 x} \quad (5.59)$$

Por outro lado o campo eléctrico difractado é [Bertoni 2000]

$$E_D(x, y, z) = E_D(x, y, 0) = A_i e^{-j\beta_0 x} + A_i e^{-j\frac{\pi}{4}} \frac{e^{-j\beta_0 r}}{\sqrt{r}} D(\theta) \quad (5.60)$$

onde $r = \sqrt{x^2 + y^2}$, θ é o ângulo que o ponto de coordenadas $(x, y, 0)$ faz com o sentido de propagação da onda incidente (o ângulo que esse ponto faz com a ISB) e $D(\theta)$ é o coeficiente de difracção dum écran absorvente. O valor de $D(\theta)$ é

$$D(\theta) = -\frac{1}{\sqrt{2\pi\beta_0}} \frac{1 + \cos \theta}{2 \sin \theta} \quad (5.61)$$

Para os pontos com $x > 0$ e $y < 0$, o campo difractado é

$$E_D(x, y, z) = E_D(x, y, 0) = A_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} \frac{e^{-j\beta_0 r}}{\sqrt{r}} D(\theta) \quad (5.62)$$

Em geral, o campo difractado é

$$E_D(x, y, z) = E_D(x, y, 0) = A_1 e^{-j\beta_0 x} h(\theta) + A_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} \frac{e^{-j\beta_0 r}}{\sqrt{r}} D(\theta) \quad (5.63)$$

onde $h(\theta)$ é a função degrau unitário em θ .

A parcela da equação (5.63) que contém $h(\theta)$ introduz uma descontinuidade no campo observado nos pontos localizados na vizinhança da ISB ($y=0$).

A equação (5.63) representa a Teoria Geométrica da Difracção (GTD) aplicada ao campo eléctrico, onde é assumido que ondas planas incidem no écran absorvente.

5.6.2.2 Difracção num écran absorvente segundo a Teoria Uniforme da Difracção

Um grande inconveniente encontrado na equação (5.63) obtida da Teoria Geométrica da Difracção, deve-se ao campo difractado não ser contínuo no semi-plano $x > 0$ e $y = 0$.

Para eliminar a descontinuidade, introduz-se o conceito de função de transição $F(S)$. Definida essa função de transição $F(S)$, o coeficiente de difracção UTD é

$$D_T(\theta) = D(\theta)F(S) \quad (5.64)$$

O campo eléctrico difractado obtido pela UTD é

$$E_D(x, y, z) = E_D(x, y, 0) = A_1 e^{-j\beta_0 x} h(\theta) + A_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} \frac{e^{-j\beta_0 r}}{\sqrt{r}} D_T(\theta) \quad (5.65)$$

A Figura 5.17 ilustra a variação das perdas por difracção em função de y , para pontos no plano $x=30$ metros. É assumida uma amplitude unitária $A_1=1$ e as frequências utilizadas na definição dessas curvas são 900 MHz, 1800 MHz e 2200 MHz. Qualquer que seja o

valor da frequência, as perdas por difracção nesses pontos são -6 dB. Tal situação corresponde a ter um valor nulo do parâmetro v de Fresnel-Kirchhoff.

A singularidade que existia nos pontos de ordenada $y=0$ é cancelada pela função de transição $F(S)$. A função de transição $F(S)$ é definida pelo seguinte integral de Fresnel [Bertoni 2000]

$$F(S) = 2j\sqrt{S} e^{jS} \int_{\sqrt{S}}^{+\infty} e^{-jt^2} dt \quad (5.66)$$

onde S é

$$S = \frac{\beta_0 \sqrt{x^2 + y^2}}{2} \text{tg}^2(\theta) \quad (5.67)$$

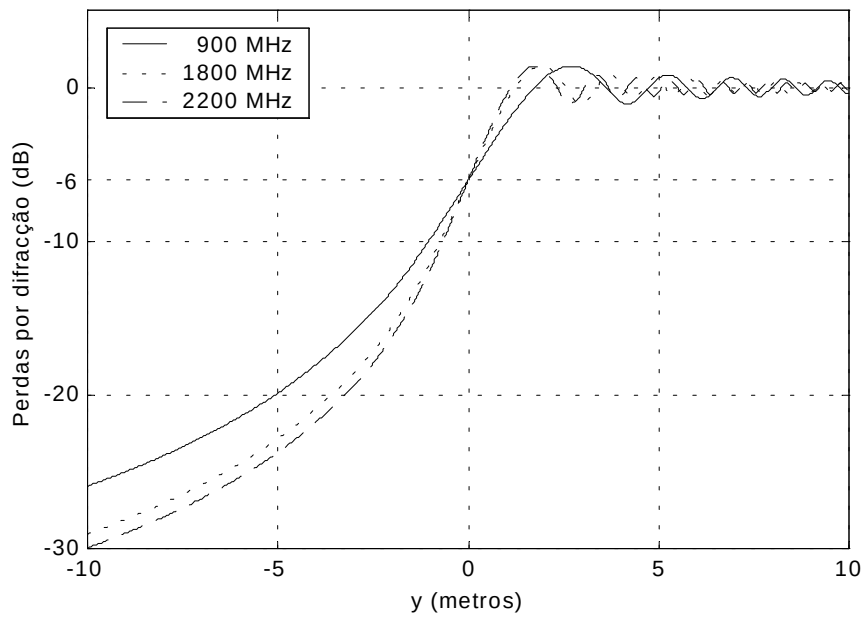


Figura 5.17: Variação das perdas por difracção em função da cota y , num ponto situado a 30 metros para além do écran absorvente, para vários valores da frequência. [Bertoni 2000].

Uma expressão alternativa para função de transição $F(S)$ é [Abramowitz 72, Bertoni 2000]

$$F(S) = \sqrt{2\pi S} \left[f_s \left(\sqrt{\frac{2S}{\pi}} \right) + jg_s \left(\sqrt{\frac{2S}{\pi}} \right) \right] \quad (5.68)$$

As funções $f_s(x)$ e $g_s(x)$ estão associadas aos integrais de Fresnel e para valores positivos do argumento x , elas são

$$f_s(x) = \frac{1 + 0.926x}{2 + 1.792x + 3.104x^2} \quad (5.69)$$

$$g_s(x) = \frac{1}{2 + 4.142x + 3.492x^2 + 6.670x^3} \quad (5.70)$$

A Figura 5.18 ilustra o comportamento da função de transição $F(S)$ nas condições do calculo das perdas por difracção da Figura 5.17. Qualquer que seja o valor da frequência, $F(S)$ é nula na origem. À medida que a frequência aumenta, o vale em torno da origem torna-se progressivamente estreito, conforme ilustrado na Figura 5.18.

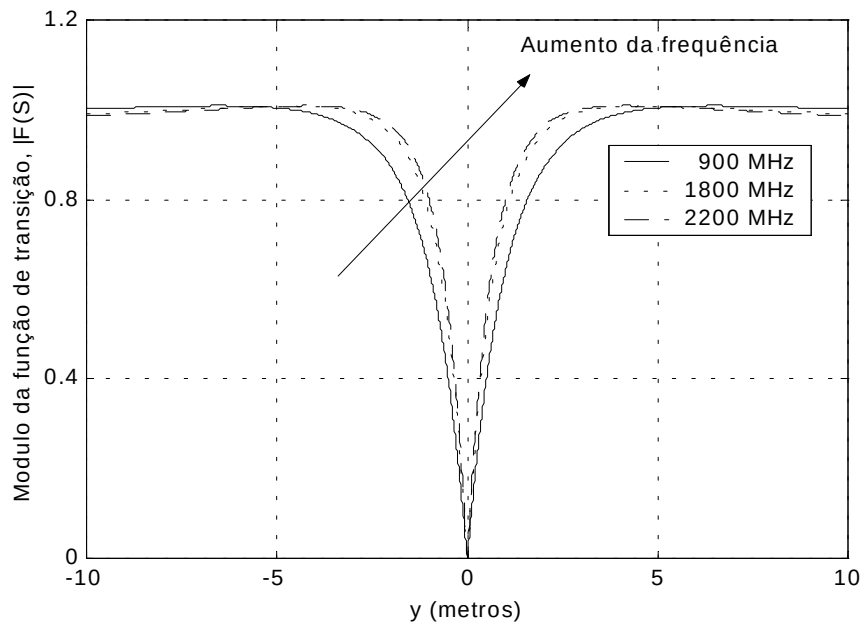


Figura 5.18: Comportamento do módulo da função de transição em função da cota y , num ponto situado 30 metros para além do écran absorvente, para vários valores da frequência.

5.6.3 Difracção nouro tipo de objectos para ângulos de incidência genéricos

Para além da difracção em écrans absorventes, existem outras situações de interesse. Tais situações consideram ângulos de incidência ϕ' genéricos, assim como outro tipo de objectos convexos, nomeadamente cunhas, cujas faces podem ser condutoras. A Figura

5.16b ilustra o caso particular de cunhas rectas, com ângulo interno de 90° . Todavia, as cunhas com outros ângulos internos são de considerar.

Salvo indicação em contrário, os coeficientes GTD $D(\theta)$ terão de ser multiplicados por $F(S)$, para que os coeficientes UTD $D_T(\theta)$ resultantes sejam contínuos em todo o domínio.

5.6.3.1 Difracção em écrans absorventes, para ângulos de incidência genéricos

Uma cunha com faces absorventes transforma-se num écran absorvente quando o seu ângulo interno se torna nulo. Nesta situação, não existem reflexões na sua superfície.

Para ângulos de incidência ϕ' com valor inferior a π radianos, o coeficiente GTD de difracção é [Bertoni 2000]

$$D_2(\phi, \phi') = -\frac{1}{\sqrt{2\pi\beta_0}} \left[\frac{1}{\pi - |\phi - \phi'|} + \frac{1}{|\phi + \phi'|} \right] = -\frac{1}{\sqrt{2\pi\beta_0}} \left[\frac{1}{\theta} + \frac{1}{2\pi - \theta} \right] \quad (5.71)$$

O coeficiente D_2 , quando expresso em função de θ , em que $\theta = \pi - (\phi - \phi')$, torna-se independente de ϕ' .

5.6.3.2 Difracção em écran condutores

Uma onda electromagnética que incida sobre um écran condutor reflecte-se com um ângulo ϕ' , conforme ilustrado na Figura 5.19.

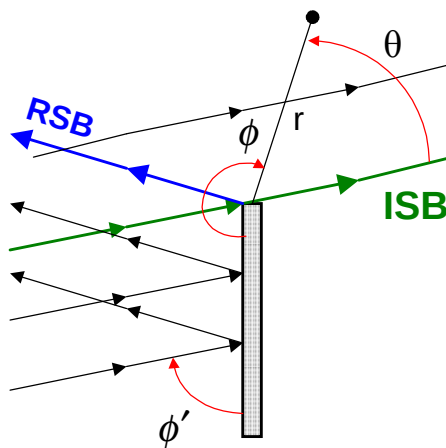


Figura 5.19: Incidência de uma onda plana com um ângulo ϕ' num écran condutor. [Bertoni 2000].

Para lá do écran, as regiões iluminada e de sombra da onda incidente são delimitadas pela ISB. De modo idêntico, as regiões iluminada e de sombra da onda reflectida são delimitadas pela RSB (*Reflected Shadow Boundary*, da Língua Inglesa).

A reflexão na superfície anterior do écran será afectada por um coeficiente dependente da polarização e das características eléctricas do écran. Para incidências em qualquer polarização, é assumido que o coeficiente de reflexão $\Gamma_{\text{vH}} \cong -1$. Tal aproximação não introduz erros significativos. O coeficiente GTD de difracção é

$$D_3(\phi, \phi') = -\frac{1}{2\sqrt{2\pi\beta_0}} \left[\frac{1}{\cos\left(\frac{\phi - \phi'}{2}\right)} + \frac{\Gamma_{\text{vH}}}{\cos\left(\frac{\phi + \phi'}{2}\right)} \right] \quad (5.72)$$

Na equação (5.72), a primeira parcela entre parêntesis é singular para $\phi = \phi' + \pi$, ao passo que a segunda parcela é singular para $\phi = \pi - \phi'$.

5.6.3.3 Difracção em cunhas rectas

Dependendo do ângulo ϕ' na face anterior da cunha, a face posterior pode ser iluminada pela onda incidente. A Figura 5.20a ilustra uma situação de incidência em que a face posterior da cunha não é iluminada pela onda incidente. De maneira idêntica, a Figura 5.20b ilustra outra situação onde a face posterior é iluminada pela onda incidente.

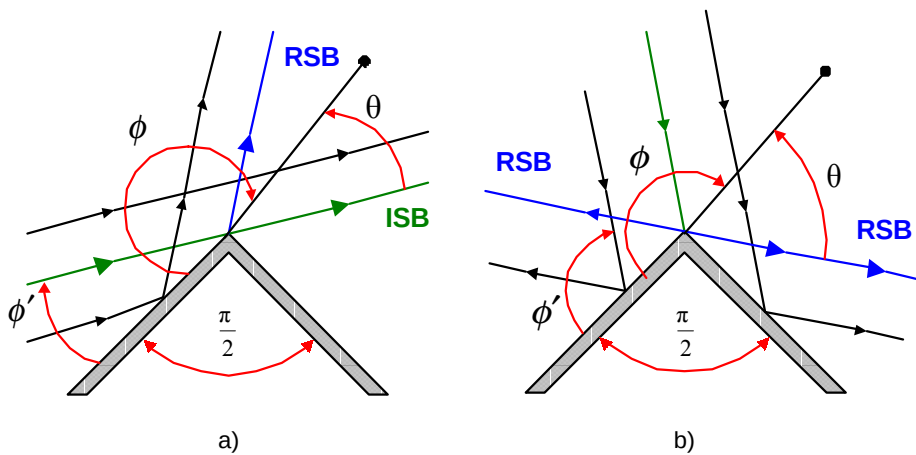


Figura 5.20: Incidência numa cunha recta onde a) a face posterior não é iluminada pela onda incidente, b) a face posterior é iluminada pela onda incidente. [Bertoni 2000].

Em cunhas com faces condutoras, a reflexão das ondas incidentes é afectada por um coeficiente de reflexão, cujo valor depende das características eléctricas, e da polarização. Em [Bhattacharyya 95] estas cunhas são designadas por *Perfectly Conducting Wedges*.

Em cunhas rectas com faces reflectoras, o coeficiente GTD de difracção é

$$D_4(\phi, \phi') = D_4^{(1)} + D_4^{(2)} + \Gamma_{\text{VH}}(D_4^{(3)} + D_4^{(4)}) \quad (5.73)$$

Aproximando-se os coeficientes de reflexão por $\Gamma_{\text{V}} \cong +1$ e $\Gamma_{\text{H}} \cong -1$, as quatro parcelas da equação (5.73), são

$$D_4^{(1)}(\phi, \phi') = -\frac{1}{3\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{3}\right) \quad (5.74)$$

$$D_4^{(2)}(\phi, \phi') = -\frac{1}{3\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{3}\right) \quad (5.75)$$

$$D_4^{(3)}(\phi, \phi') = -\frac{1}{3\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{3}\right) \quad (5.76)$$

$$D_4^{(4)}(\phi, \phi') = -\frac{1}{3\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{3}\right) \quad (5.77)$$

Dependendo do ângulo ϕ' , uma das parcelas $D_4^{(1)}$ ou $D_4^{(2)}$ é singular ao longo da ISB. Também uma das parcelas $D_4^{(3)}$ ou $D_4^{(4)}$ é singular ao longo da RSB.

Se as faces não forem reflectoras, as condições de aplicabilidade da equação (5.73) deixam de ser válidas. Nesta situação particular, utiliza-se o coeficiente de Felsen dado pela equação (5.71).

5.6.3.4 Difracção em cunhas com ângulos internos genéricos

O coeficiente de difracção UTD numa cunha com faces reflectoras e ângulo interno $(2 - n)\pi$ é [Kanas 97, Bertoni 2000]

$$D_5(\phi, \phi') = D_5^{(1)} + D_5^{(2)} + \Gamma_{\text{VH}}^{(n)} D_5^{(3)} + \Gamma_{\text{VH}}^{(0)} D_5^{(4)} \quad (5.78)$$

Os coeficientes de reflexão $\Gamma_{\text{vH}}^{(0)}$ e $\Gamma_{\text{vH}}^{(n)}$ numa das faces da cunha dependem dos ângulos ϕ' e $\phi - n\pi$ em relação às faces anterior e posterior da cunha, respectivamente. As quatro parcelas da equação (5.78), são

$$D_5^{(1)} = -\frac{1}{2n\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right] \times F\left[\beta_0 \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} a_{\text{vH}}(\phi - \phi')\right] \quad (5.79)$$

$$D_5^{(2)} = -\frac{1}{2n\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right] \times F\left[\beta_0 \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} a_{\text{vH}}(\phi - \phi')\right] \quad (5.80)$$

$$D_5^{(3)} = -\frac{1}{2n\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right] \times F\left[\beta_0 \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} a_{\text{vH}}(\phi + \phi')\right] \quad (5.81)$$

$$D_5^{(4)} = -\frac{1}{2n\sqrt{2\pi\beta_0}} \cotg\left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right] \times F\left[\beta_0 \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} a_{\text{vH}}(\phi + \phi')\right] \quad (5.82)$$

$F(x)$ é a função de transição definida na equação (5.66), d_1 é a distância entre o emissor e o vértice da cunha, d_2 é distância entre o vértice e um ponto receptor. A função $a_{\text{vH}}(x)$ é

$$a_{\text{vH}}(x) = 2 \cos^2\left(n\pi N_{\text{vH}} - \frac{x}{2}\right) \quad (5.83)$$

Para incidências em polarização vertical, N_{v} é o inteiro mais próximo de $\frac{x+\pi}{2\pi n}$. Para

incidências em polarização horizontal, N_{H} é o inteiro mais próximo de $\frac{x-\pi}{2\pi n}$.

5.6.3.5 Comportamento dos coeficientes de difracção

A Figura 5.21 ilustra o módulo dos coeficientes GTD de difracção, em função do ângulo θ e multiplicados por $\sqrt{2\pi\beta_0}$. Essas curvas foram obtidas para os seguintes objectos:

- écrans absorventes dado pela equação (5.61);
- écrans absorventes dado pela equação (5.71);
- écrans reflectores em polarização horizontal dado pela equação (5.72), para um ângulo de incidência $\phi' = 90^\circ$ e

- cunhas rectas em polarização vertical dado pela equação (5.73), para um ângulo de incidência $\phi' = 45^\circ$.

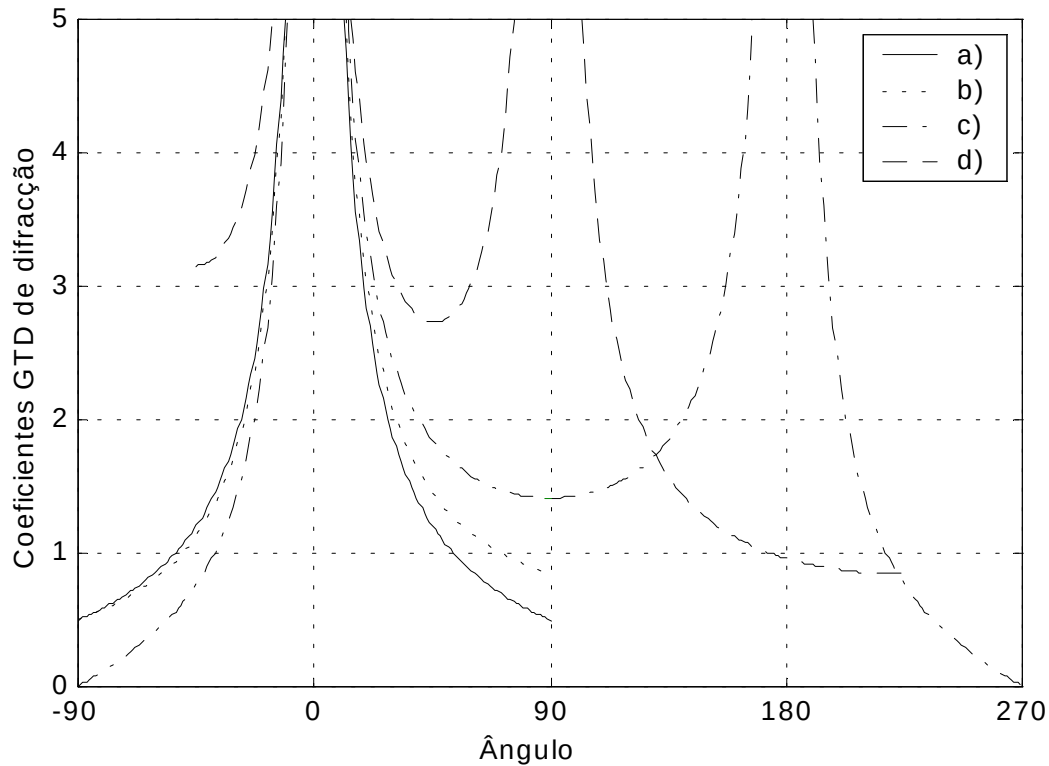


Figura 5.21: Coeficientes de difracção: a) $D_1(\theta)$ para um écran absorvente; b) coeficiente de Felsen $D_2(\theta)$ para um écran absorvente; c) $D_3(\theta)$ para incidência em polarização horizontal com ângulo $\phi' = 90^\circ$ na face anterior duma cunha perfeitamente condutora; d) $D_4(\theta)$ para incidência em polarização vertical com ângulo $\phi' = 45^\circ$ na face anterior duma cunha perfeitamente condutora. Todos os coeficientes estão multiplicados por $\sqrt{2\pi\beta_0}$. [Bertoni 2000].

5.6.3.6 Difracção em direcções obliquas às arestas dos obstáculos

A Figura 5.22 ilustra um edifício obstruindo o emissor e o receptor. O emissor encontra-se antes da esquina do edifício, e o receptor encontra-se para lá dessa esquina. A incidência na esquina é feita com ângulo α . Os sentidos de propagação das ondas incidente e refractada projectam-se no solo com ângulos ϕ e ϕ' em relação ao eixo dos xx, respectivamente.

Nestas condições, o campo difractado E_D nesta situação é [Bertoni 2000]

$$E_D(r, \theta) = A_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} \frac{D(\theta)}{\cos(\alpha)} \frac{e^{-j\beta_0(d_1+d_2)}}{\sqrt{d_1 d_2 (d_1+d_2)}} \quad (5.84)$$

A equação (5.84) justifica-se plenamente em áreas urbanas, dada a propagação poder ser feita de uma das seguintes maneiras:

- através de difracções e reflexões sucessivas ao longo das ruas ou
- por difracção a partir do topo do último edifício.

Nas condições da Figura 5.22, as perdas de propagação pl_D , são

$$pl_D = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{|D(\theta)|^2}{\cos^2(\alpha)} \frac{1}{d_1 d_2 (d_1+d_2)} \quad (5.85)$$

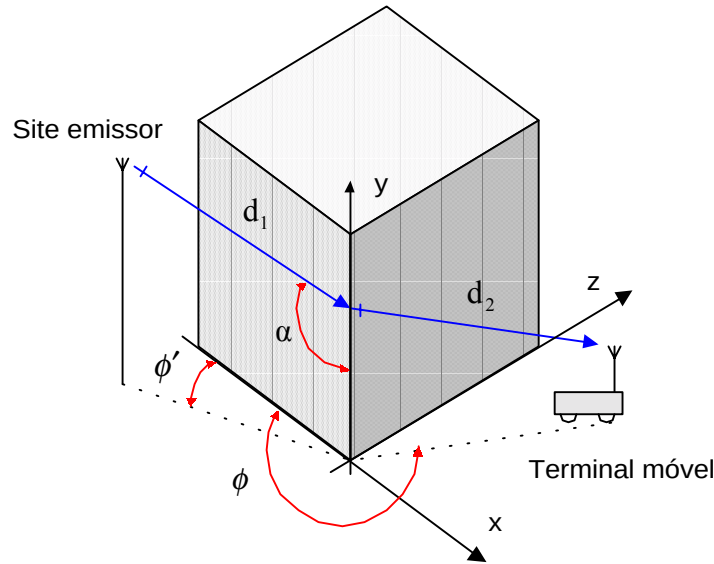


Figura 5.22: Percurso composto pelos sentidos de propagação das onda incidente e difractada na esquina dum edifício. [Bertoni 2000].

As perdas pl_D da equação (5.85) relativamente às perdas pl_F em espaço livre, são

$$\frac{pl_D}{pl_F} = \frac{|D(\theta)|^2}{\cos^2(\alpha)} \frac{d_1+d_2}{d_1 d_2} \quad (5.86)$$

A expressão dada pela equação (5.86), permite aferir as perdas devidas ao bloqueio provocado pelos edifícios em comunicações por satélite.

5.7 Difracção em múltiplos objectos de dimensões finitas

Após a difracção sobre N objectos com múltiplas características, a amplitude do campo eléctrico recebido E_R , segundo a Teoria Geométrica da Difracção (GTD) é dado pelo produto dos coeficientes GTD de difracção $D_i(\theta_i)$ sucessivos. A variação do módulo e da fase ao longo dos $N+1$ percursos, afecta directamente o produto anteriormente citado. A amplitude do campo recebido E_R , é [Kanatas 97]

$$E_R(d) = E_T \prod_{i=1}^N [D_i(\theta_i) A_i(d_i, d_{i+1})] \frac{e^{-j\beta_0(d_1 + \dots + d_{N+1})}}{d_1} \quad (5.87)$$

onde d_1 é a distância entre o emissor e o primeiro ponto de difracção, d_i é a distância entre os pontos de difracção i e $i+1$ e d_{i+1} é a distância entre os pontos de difracção $i+1$ e $i+2$.

A equação (5.87) só é válida se os N percursos difractados estejam fora das zonas de transição dos pontos de difracção respectivos.

5.8 Conclusão

Neste capítulo, o mecanismo de propagação por difracção foi descrito em pormenor.

Foram analisados o Principio de Huygens, as zonas planas de Fresnel, os elipsóides de Fresnel e a análise dos integrais de Fresnel, que são ferramentas imprescindíveis no cálculo das perdas por difracção.

Apresentou-se o modelo de Vogler para o cálculo das perdas de propagação sobre múltiplos obstáculos em lâmina.

Foram passados em revista os métodos de cálculo de perdas de propagação utilizando a Teoria Geométrica da Difracção (GTD), através dos coeficientes de difracção.

Foi apresentada a Teoria Uniforme da Difracção (UTD) com o propósito da resolução do paradigma das discontinuidades devidas às singularidades nas zonas de transição.

Capítulo 6

Propagação em terreno irregular

6.1 Introdução

Neste capítulo é analisada a propagação de sinais de rádio sobre terrenos irregulares. Essas irregularidades, das quais se destacam os acidentes orográficos e morfológicos, fazem com que a linha de vista entre o emissor e o terminal móvel fique parcial ou totalmente obstruída.

Uma ferramenta de previsão de perdas de propagação é necessária para o planeamento da instalação ou expansão de uma rede celular.

6.2 Modelos de propagação versus mundo físico real

Um modelo deve reflectir, o melhor possível, o comportamento do sistema em análise. É imposta tal exigência, para que os erros em relação às medições sejam pequenos. Uma exigência idêntica é imposta ao desvio padrão das estimativas geradas pelos modelos, em relação aos valores medidos experimentalmente.

6.2.1 Características de um modelo de propagação

Qualquer que seja o modelo as seguintes características são desejadas:

- o algoritmo deve ser facilmente implementado em computador. Os modelos utilizados pelos operadores em Portugal são rectas logarítmicas $PL(d) = A + B \log_{10}(d) + C \log_{10}(f)$;
- a excessiva complexidade é geralmente considerada uma característica negativa de qualquer modelo. Há situações em que um modelo dá excelentes resultados mas acaba por ser preterido em detrimento de outros, de qualidade inferior mas de uso mais simples.

6.2.2 Implementação de modelos de propagação

Na prática são utilizados modelos do tipo $PL(d) = A + B \log_{10}(d)$, dependentes da distância entre o emissor e o terminal móvel. Este modelo permite ainda a inclusão de uma parcela, $C \log_{10}(f)$, dependente da frequência.

Os parâmetros A e B são obtidos da análise estatística das medidas efectuadas em campo. Este modelo deve ainda incorporar uma quarta parcela adicional X_0 [Rappaport 96]. X_0 traduz o efeito do esvanecimento de variação lenta, dado por uma distribuição log-normal, com média μ dB e desvio padrão σ dB. Um valor do desvio padrão utilizado pela TELECEL-Vodafone cifra-se nos 4 dB.

6.3 Modelos para previsão de perdas

Na literatura existem vários modelos de aplicabilidade restrita e modelos de carácter geral. Todavia, não existe um modelo que seja aplicável a qualquer tipo de situação, em termos de acidentes orográficos e morfologia do terreno.

As estimativas, geradas na maior parte dos modelos seguidamente apresentados, são valores medianos. Esses valores não são excedidos em 50 por cento dos locais e /ou durante 50 por cento do tempo.

É de realçar que a maioria dos modelos apresentados neste capítulo não foram desenvolvidos especificamente para comunicações móveis.

6.3.1 O modelo de Egli

No seguimento de medições efectuadas em terreno irregular, para valores da frequência na gama compreendida entre os 40 e os 1000 MHz [Egli 57, Parsons 92], o valor mediano pl_{50} das perdas de propagação apresenta uma variação de -40 dB/década. O valor mediano pl_{50} exprime-se empiricamente por

$$pl_{50}(d, f_{\text{MHz}}) = g_T g_R \left(\frac{h_{te} h_{re}}{d^2} \right)^2 \times \left(\frac{40}{f_{\text{MHz}}} \right)^2 \quad (6.1)$$

onde d é a distância, expressa em metros entre o emissor e o terminal móvel; f_{MHz} é a frequência, expressa em MHz; h_{te} e g_T são a altura efectiva e o ganho da antena do emissor,

respectivamente; h_{re} e g_R são a altura efectiva e o ganho da antena do terminal móvel, respectivamente.

Na Figura 6.1 são ilustrados os factores de correcção a introduzir em pl_{50} , em função da frequência, para outros valores da percentagem p_{loc} . O valor pl_{50} é obtido para $p_{loc} = 50\%$.

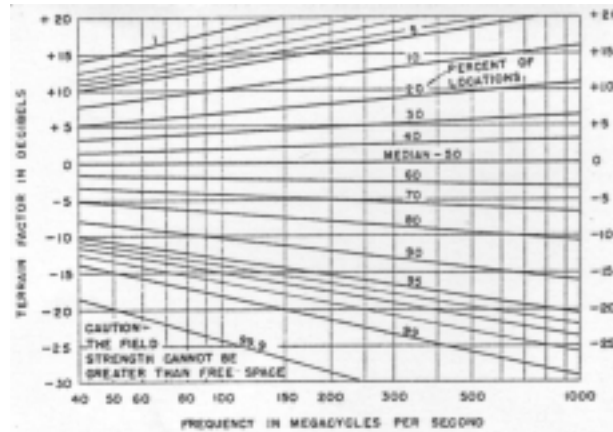


Figura 6.1: Factor de correcção devido ao terreno. [Egli 57].

6.3.2 O modelo de Edwards e Durkin

Este modelo utiliza um perfil, entre o emissor e o receptor, reconstruído da amostragem em intervalos de 500 metros na horizontal.

Uma vez obtido o perfil, são feitos dois testes. O primeiro consiste em verificar se existe linha de vista entre o emissor e o terminal móvel; o segundo consiste em verificar se a primeira zona de Fresnel está desobstruída. Caso se verifiquem as condições dos dois testes mencionados, as perdas são

$$PL = \max [20 \log_{10}(pl_F), 20 \log_{10}(pl_P)] = \max [PL_F, PL_P] \quad (6.2)$$

onde pl_F são as perdas, em espaço livre, dadas pela equação (2.6) e pl_P são as perdas, em terra plana, dadas pela equação (2.83).

Na ausência de linha de vista ou estando a primeira zona de Fresnel parcialmente obstruída, adiciona-se à equação (6.2) uma nova parcela PL_D , devida às perdas por difracção. Nesta situação as perdas são

$$PL = \max (PL_F, PL_P) + PL_D \quad (6.3)$$

O cálculo de PL_D é feito tendo em conta o perfil reconstruído entre o emissor e o receptor. Esse perfil é substituído por vários obstáculos em lâmina. Após a contagem dos obstáculos em lâmina, existem várias situações possíveis [Rappaport 96]:

- quando existe apenas um obstáculo em lâmina, as perdas são obtidas pelas equações (5.12) e (5.18), ou pela equação (5.30);
- na situação de dois ou três obstáculos em lâmina, o cálculo das perdas é feito através do método de Epstein-Peterson e
- com mais de três obstáculos em lâmina, os obstáculos interiores são substituídos por um equivalente obtido com o método de Bullington; o cálculo das perdas por difracção PL_D é feito através do método de Epstein-Peterson nos três obstáculos resultantes.

As estimativas geradas por este método situam-se entre $(PL_F + PL_D)$ e $(PL_p + PL_D)$.

6.3.3 O modelo de Blomquist e Ladell

Este modelo considera as mesmas perdas existentes no modelo de Edwards e Durkin [Delisle 85, Parsons 92], combinando-as de maneira diferente. A combinação delas é feita com base nas alturas efectivas das antenas do emissor e do terminal móvel e com o seu afastamento horizontal. As características eléctricas do solo e a curvatura da Terra são também consideradas.

As perdas de propagação são

$$PL = PL_F \pm \sqrt{F_B^2 \pm PL_D^2} \quad (6.4)$$

onde PL_F e PL_D são as perdas em espaço livre e as perdas por difracção, respectivamente.

O factor F_B é

$$F_B = 10 \log_{10} \left| \left(\frac{4 \pi h_{te}^2}{\lambda d} + \frac{\lambda \epsilon_T^2}{\pi d (\epsilon_T - 1)} \right) \times \left(\frac{4 \pi h_{re}^2}{\lambda d} + \frac{\lambda \epsilon_R^2}{\pi d (\epsilon_R - 1)} \right) \right| + F_{CT} \quad (6.5)$$

onde h_{te} e h_{re} são as alturas efectivas das antenas do emissor e do receptor, ϵ_T e ϵ_R são as constantes dieléctricas nas suas vizinhanças, respectivamente. A distância d entre o emissor e o receptor, está expressa em metros. A influencia da curvatura terrestre afecta PL'_D através do factor F_{CT} . Esse factor é

$$F_{CT} = \begin{cases} -2.8 X & X < 0.53 \\ 6.7 + 10 \log_{10}(X) - 10.2 X & 0.53 \leq X < 2 \end{cases} \quad (6.6)$$

onde X é

$$X = \left(\frac{\beta_0}{k^2 r_T^2} \right)^{\frac{1}{3}} \times d \quad (6.7)$$

O parâmetro k é um factor de transformação da superfície terrestre curva numa superfície plana equivalente. Quando o local não é especificado dá-se um valor de $4/3$ ao parâmetro k . O raio médio da superfície da Terra r_T é aproximadamente 6371 km.

Existem dois casos extremos que são:

- quando o percurso é fortemente obstruídos (as perdas de propagação são $PL = PL_F + PL_D$) e
- quando os percursos estão perfeitamente em linha de vista (as perdas de propagação são $PL = PL_F + F_B$).

6.3.4 O modelo de Longley e Rice

Este modelo foi concebido para cálculo das perdas de propagação em ligações ponto-a-ponto. Não é obrigatório que o emissor e o receptor se encontrem em linha de vista. Estes podem estar situados para lá do horizonte.

O modelo inicial sofreu várias melhorias na qualidade de resultados, destacando-se a contribuição de [Hufford 85].

Este modelo precisa de três conjuntos de parâmetros: principais do sistema, secundários do sistema e do percurso. Os elementos destes conjuntos e a gama de variação de cada seguem-se:

a) parâmetros principais do sistema:

- frequência situada entre os 20 MHz e os 20 GHz;
- afastamento entre terminais que vai de 1 km até aos 2000 km;
- alturas das antenas que variam de 50 cm até aos 3000 metros;
- polarização de irradiação;

b) parâmetros secundários do sistema:

- alturas das antenas acima do nível local do solo;
- refractividade à superfície, dada por

$$N = \frac{77.6}{T} \left(p + \frac{4800 x}{T} \right) \quad (6.8)$$

ou por

$$N = (n-1) \times 10^6 \quad (6.9)$$

onde T é a temperatura ($^{\circ}\text{C}$) à superfície, p é a pressão atmosférica (hPa), com valor típico $p = 1017$ hPa ; x é a pressão do vapor de água com valor típico, $x = 10$ hPa (valor correspondente a 50 por cento de humidade relativa) e n é o índice de refração.

- raio efectivo da terra;
 - parâmetros eléctricos à superfície, na zona que separa o emissor do receptor;
 - clima;
- c) parâmetros do percurso entre os dois terminais:
- alturas efectivas das antenas, medidas em relação ao nível do mar;
 - distâncias d_{Lt} e d_{Lr} da base das antenas emissora e receptora ao horizonte;
 - ângulos θ_{et} e θ_{er} de elevação relativamente ao horizonte;
 - distância angular θ_e quando o emissor e o receptor não estão em linha de vista;
 - parâmetro Δh , que caracteriza a irregularidade do terreno.

A Figura 6.2 ilustra a geometria associada ao modelo de Longley e Rice.

A Tabela 6.1 contém alguns valores típicos de Δh para vários tipos de terreno [Parsons 92].

Tabela 6.1: Valores típicos da medida Δh de irregularidade do terreno. [Parsons 92].

Tipo de terreno	Δh (metros)
Água ou solos muito lisos	0 a 5
Planícies	~ 30
Colinas	80 a 150
Montes	150 a 300
Montes com solo empedrado	300 a 700

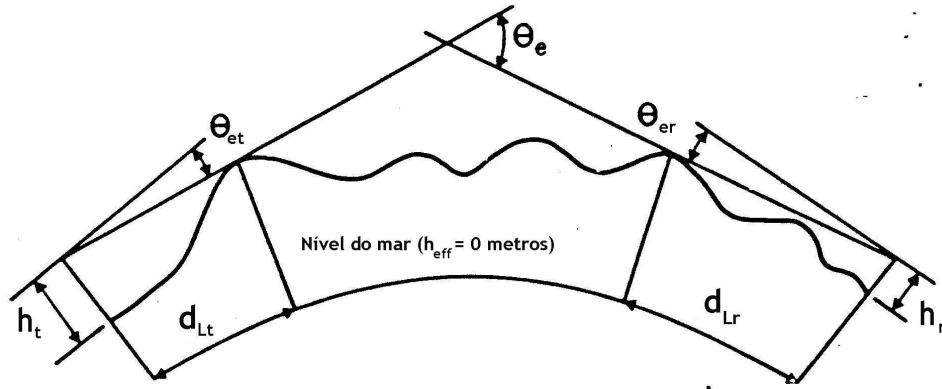


Figura 6.2: Geometria associada ao modelo de Longley e de Rice. [Delisle 85].

A altura interdecil $\Delta h(R)$ (m) é variável ao longo dum percurso de comprimento R .

A relação entre a altura interdecil $\Delta h(R)$ e Δh é [Parsons 92]

$$\Delta h(R) = \Delta h \left(1 - 0.8 e^{-0.02 R} \right) \text{ metros} \quad (6.10)$$

As distâncias d_{Lt} (km) do emissor e d_{Lr} (km) do receptor, em relação ao horizonte são

$$d_{Lt} = d_{LSt} \exp \left(-0.07 \sqrt{\frac{\Delta h}{h_e}} \right) \quad (6.11)$$

$$d_{Lr} = d_{LSr} \exp \left(-0.07 \sqrt{\frac{\Delta h}{h_e}} \right) \quad (6.12)$$

As distâncias d_{LSt} (km) e d_{LSr} (km) das antenas em relação ao respectivo horizonte são

$$d_{LSt} = \sqrt{17 h_{e1}} \quad (6.13)$$

$$d_{LSr} = \sqrt{17 h_{e2}} \quad (6.14)$$

As alturas h_{e1} e h_{e2} são

$$h_{e1} = \begin{cases} h_{te} & , h_{e1} \geq 5 \text{ metros} \\ 5 & , h_{e1} < 5 \text{ metros} \end{cases} \quad (6.15)$$

$$h_{e2} = \begin{cases} h_{re} & , h_{e2} \geq 5 \text{ metros} \\ 5 & , h_{e2} < 5 \text{ metros} \end{cases} \quad (6.16)$$

As variáveis h_{te} e h_{re} são as alturas efectivas das antenas do emissor e do receptor, respectivamente. A distância d_L (km) é

$$d_L = d_{Lt} + d_{Lr} \quad (6.17)$$

A distância total d_{LS} (km) é

$$d_{LS} = d_{LSl} + d_{LSr} \quad (6.18)$$

Os ângulos θ_{et} e θ_{er} são

$$\theta_{et} = \frac{0.0005}{d_{LSl}} \left[1.3 \left(\frac{d_{LSl}}{d_{Lt}} - 1 \right) \Delta h - 4 h_{te} \right] \text{ radianos} \quad (6.19)$$

$$\theta_{er} = \frac{0.0005}{d_{LSr}} \left[1.3 \left(\frac{d_{LSr}}{d_{Lr}} - 1 \right) \Delta h - 4 h_{re} \right] \text{ radianos} \quad (6.20)$$

Para um percurso de comprimento d_i (km), para além do horizonte, obtém-se a distância angular θ_e

$$\theta_e = \max \left\{ \theta_{et} + \theta_{er} - \frac{d_L}{8495} \right\} + \frac{d_i}{8495} \text{ radianos} \quad (6.21)$$

O cálculo das perdas por difracção é obtido das distância d_1 (km) e d_2 (km) de dois obstáculos, cujos valores dependem das distâncias das antenas aos respectivos horizontes.

As distâncias d_1 e d_2 são

$$d_1 = \begin{cases} d_{LS} & , d'_1 \leq d_{LS} \\ d'_1 & , d'_1 > d_{LS} \end{cases} \quad (6.22)$$

com

$$d'_1 = d_L + 0.5 \left(\frac{72165000}{f_{\text{MHz}}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (6.23)$$

e

$$d_2 = d_1 + \left(\frac{72165000}{f_{\text{MHz}}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (6.24)$$

O cálculo dos quatro parâmetros v_{t1} , v_{t2} , v_{r1} , e v_{r2} é feito de acordo com

$$v_{ti} = 1.2915 \theta_{et} \left(f_{\text{MHz}} d_{Lt} \frac{d_i - d_L}{d_i - d_{Lr}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad i = 1, 2 \quad (6.25)$$

$$v_{ri} = 1.2915 \theta_{er} \left(f_{\text{MHz}} d_{Lr} \frac{d_i - d_L}{d_i - d_{Lt}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad i = 1, 2 \quad (6.26)$$

As perdas por difracção PL_{D1} e PL_{D2} são

$$PL_{D1} = 20 \log_{10} [A_{ke}(v_{t1})] + 20 \log_{10} [A_{ke}(v_{r1})] \quad (6.27)$$

$$PL_{D2} = 20 \log_{10} [A_{ke}(v_{t2})] + 20 \log_{10} [A_{ke}(v_{r2})] \quad (6.28)$$

As parcelas $A_{ke}(v)$ são constantes de atenuação dadas pela equação (5.31).

As perdas por difracção, com o receptor à distância d (km) do emissor são

$$PL_D = \frac{(d - d_2)(PL_{D1} - PL_{D2})}{d_2 - d_1} + PL_{D2} + K \quad (6.29)$$

Na expressão anterior, o valor de K depende do grau de irregularidade do terreno, sendo determinado por

$$K = \min \left(5 \log_{10} \left(1 + h_t h_r f_{\text{MHz}} \sigma(d_{LS}) \times 10^{-5} \right), 15 \right) \quad (6.30)$$

onde a função $\sigma(d)$, expressa em metros, é

$$\sigma(d) = 0.78 h(d) \exp \left(-0.5 \Delta h^{\frac{1}{4}}(d) \right) \quad (6.31)$$

Confrontando as medições realizadas em campo e as estimativas obtidas por este modelo, os erros são pouco significativos [Delisle 85].

6.3.5 O método do CCIR

O método do CCIR foi obtido com base na análise estatística das medições dos níveis de sinal em diversas regiões da Terra. Este método é aplicável em zonas que apresentem valores de Δh próximos dos 50 metros [Parsons 82]. As estimativas por ele geradas para as perdas de propagação são valores medianos.

Na Figura 6.3 é ilustrada uma família de curvas, parametrizada em função da altura da antena do emissor. Essas curvas servem para estimar o nível do sinal, em $\text{dB}\mu\text{Vm}^{-1}$, em função da distância entre o emissor e o receptor, à frequência de 900 MHz. A família de curvas foi obtida com a antena receptora localizada 1.5 metros acima do nível do solo e com uma potência EIRP emitida de 1 kW.

As perdas de propagação $PL(d_{\text{km}})$ em $\text{dB}\mu\text{Vm}^{-1}$ e em função da amplitude do campo eléctrico, são [Hata 80]

$$PL(d_{\text{km}}) = 10 \log_{10}(eirp) - 10 \log_{10}\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) - E_{\text{dB}\mu\text{V}^{-1}} + 145.8 \quad (6.32)$$

onde d_{km} é a distância, em km, entre o emissor e o receptor e $eirp$ é a potência EIRP, em Watt.

Na literatura [Okumura 68, Hata 80, Griffiths 87] é frequente a utilização de antenas dipolo de meia onda, com uma potência irradiada por dipolo ERPD. O dipolo de meia onda apresenta um ganho directivo $G_D = 20 \log_{10}(g_D) = 20 \log_{10}(1.641) = 2.15 \text{ dBi}$ relativamente ao radiador isotrópico. Os valores das potências $erpd$ e $eirp$ relacionam-se entre si através das seguintes igualdades [Hata 80]

$$eirp = g_D \times erpd \text{ W} \quad (6.33)$$

$$\text{EIRP} = G_D + \text{ERPD} = 2.15 + \text{ERPD} \text{ dB} \quad (6.34)$$

As perdas de propagação, em função da amplitude do campo eléctrico recebido ($\text{dB}\mu\text{Vm}^{-1}$) e da potência $erpd$ irradiada pelo emissor, são

$$PL(d_{\text{km}}) = 10 \log_{10}(erpd) - 10 \log_{10}\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) - E_{\text{dB}\mu\text{B}^{-1}} + 148 \quad (6.35)$$

Um coeficiente de correcção adicional deve ser imposto, devido ao carácter inflexível e estático das curvas na Figura 6.3. De acordo com o CCIR, o cálculo desse coeficiente, baseia-se na medida da clareza de observação, em função dum ângulo. Esse ângulo ϕ_{CA} é obtido para um afastamento de 16 km, contado da base do ponto de observação. O valor ϕ_{CA} é designado por ângulo de clareza e a maneira como é feito o seu cálculo está ilustrado na Figura 6.4.

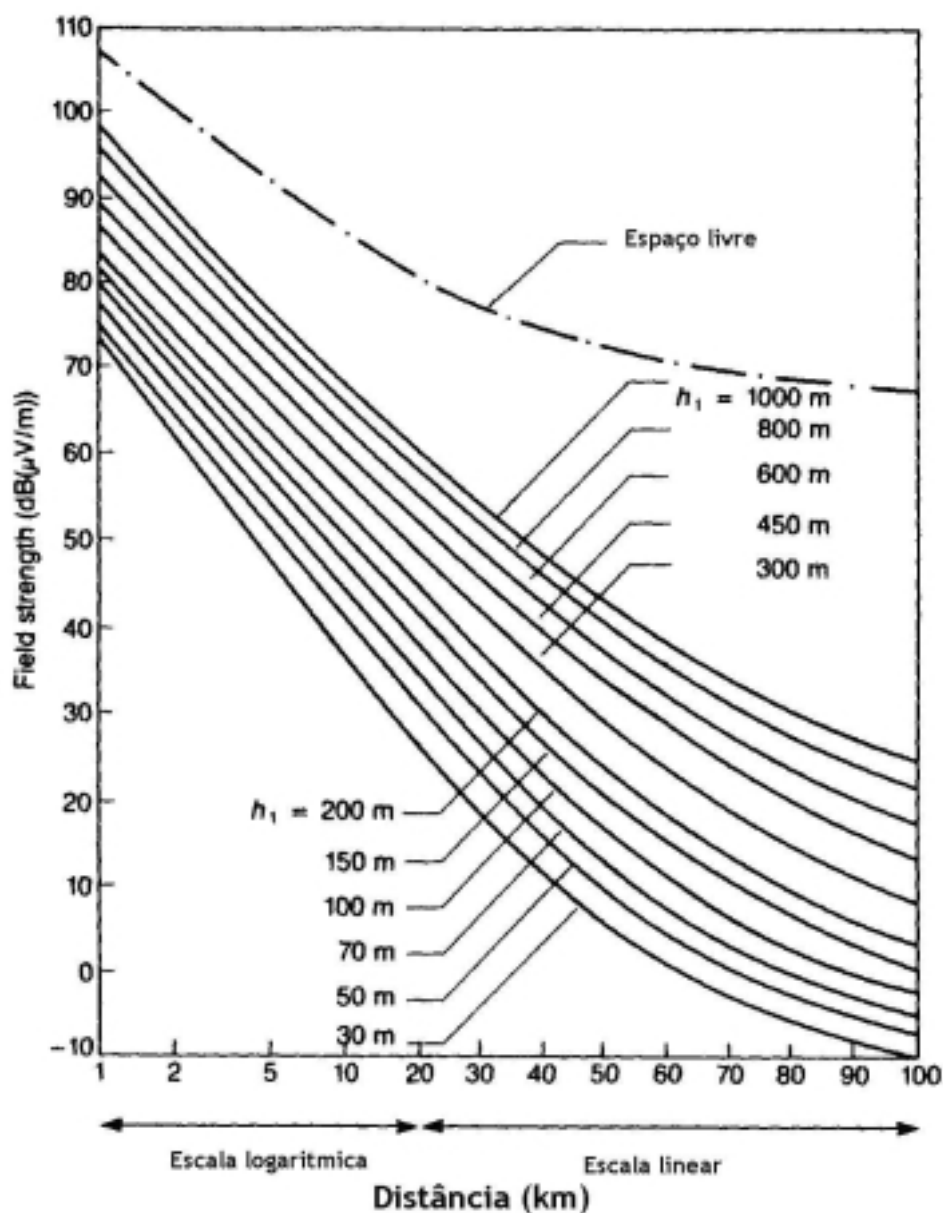


Figura 6.3: Curvas dos valores medianos da amplitude do campo eléctrico, expresso em dBμVm⁻¹, para zonas urbanas, à frequência de 900 MHz para uma altura de 1.5 metros da antena do terminal móvel. [Parsons 92].

O coeficiente de correcção adicional é obtido da curva ilustrada na Figura 6.5, para a banda de UHF, em função do ângulo de clareza ϕ_{CA} . Nessa figura ϕ_{CA} está compreendido entre -5° e $+0.5^\circ$. Para valores de ϕ_{CA} fora dessa gama, faz-se uma interpolação linear. O factor de correcção é $+40$ dB e -40 dB para ϕ_{CA} igual a $+1.5^\circ$ e a -15° , respectivamente.

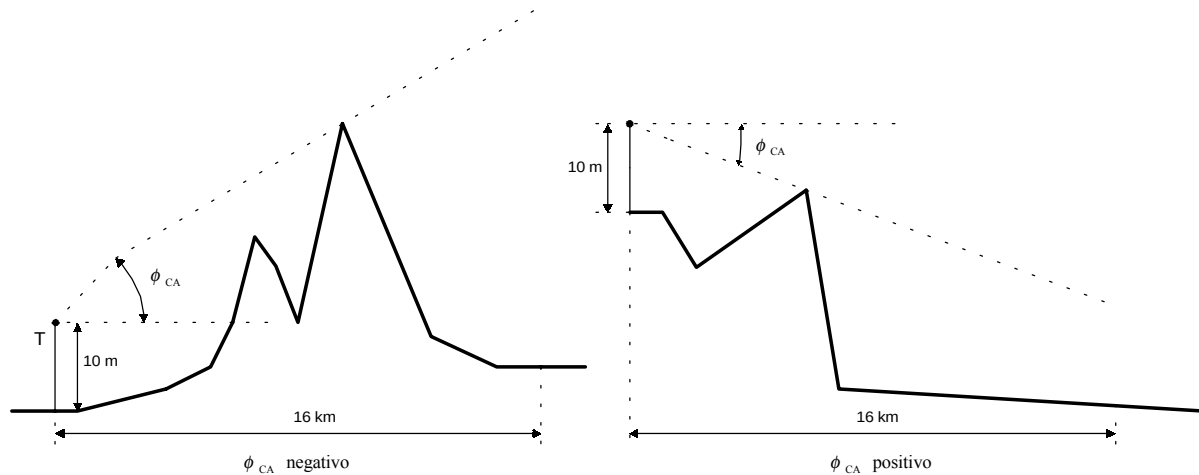


Figura 6.4: Obtenção do ângulo de clareza ϕ_{CA} . [Parsons 92].

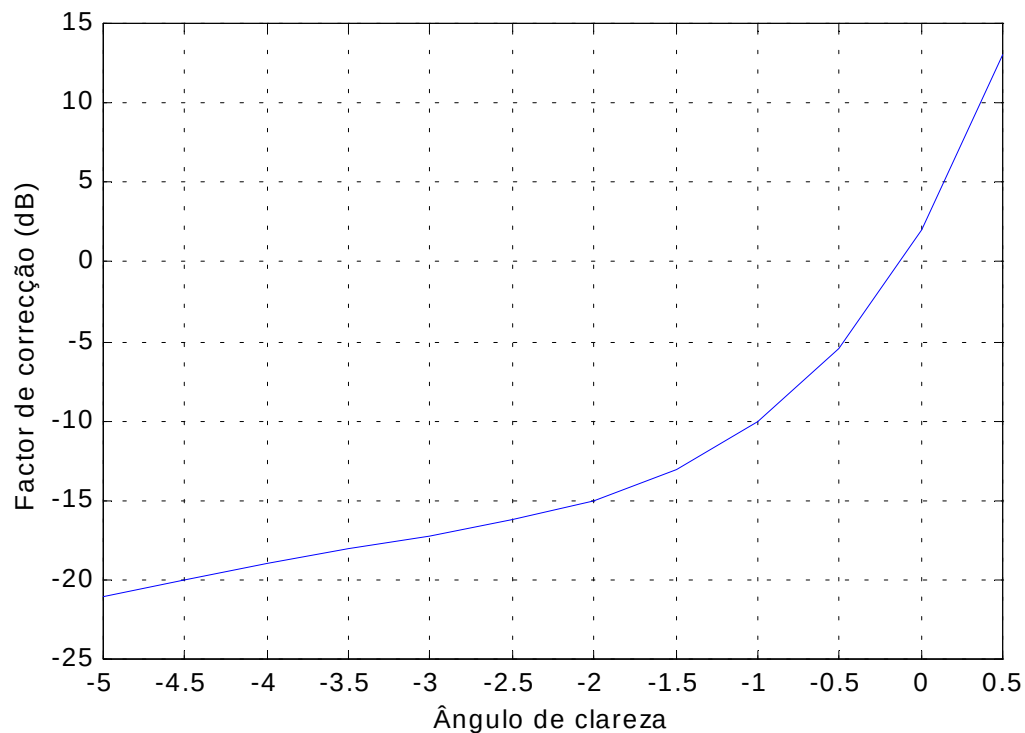


Figura 6.5: Factor de correcção em função do ângulo de clareza ϕ_{CA} . [Parsons 92].

6.3.6 O modelo de Lee

Este modelo tem dois modos de previsão. O primeiro é feito área-a-área e o segundo ponto-a-ponto. No primeiro modo de previsão, as perdas de propagação são obtidas utilizando os três parâmetros seguintes:

- o valor mediano das perdas P_{REF} a uma distância d_{REF} de referência de 1 km;
- o declive $10n$ dB/década da recta logarítmica da zona analisada e
- o factor de ajuste F_0 .

As perdas de propagação PL_{50} são

$$PL_{50} = P_{REF} + 10n \log_{10}(d) + F_0 \quad (6.36)$$

onde d é a distância, expressa em km, que separa o emissor e o receptor.

Na literatura [Parsons 92, Lee 98b] são apresentados, sob formas tabular e gráfica valores para n e P_{REF} . Desses valores, à excepção da cidade de Tóquio, n é praticamente igual a 4, independente de se tratar de zonas urbanas ou suburbanas.

Este modelo utiliza os seguintes parâmetros de referência:

- 900 MHz como frequência;
- antena do emissor com uma altura de 30 metros;
- potência de transmissão de 10 W;
- ganho directivo da antena emissora de 6 dB, acima do ganho do dipolo de meia onda e
- antena receptora 3 metros acima do nível do solo.

O factor F_0 é

$$F_0 = 20 \log_{10}(f_1 f_2 f_3 f_4) \quad (6.37)$$

Os factores f_1 , f_2 e f_3 são

$$f_1 = \left(\frac{\text{Altura da antena emissora (metros)}}{30} \right)^2 \quad (6.38)$$

$$f_2 = \frac{\text{Potência transmitida pelo emissor (W)}}{10} \quad (6.39)$$

$$f_3 = \frac{\text{Ganho da antena do emissor}}{4} \quad (6.40)$$

O factor f_4 é utilizado para compensar as variações da altura antena no receptor, relativamente ao valor de referência 10 m. O factor f_4 é

$$f_4 = \begin{cases} \left(\frac{\text{Altura da antena do receptor}}{10} \right)^2, & \text{para alturas} > 10 \\ \frac{\text{Altura da antena do receptor}}{10}, & \text{para alturas} \leq 10 \end{cases} \quad (6.41)$$

O autor deste modelo recomenda a utilização de um factor adicional para frequências diferentes de 900 MHz. Esse factor f_5 é

$$f_5 = \left(\frac{f}{900} \right)^y, \quad 2 \leq y \leq 3 \quad (6.42)$$

A constante y não é explicitamente referida. Baseado nas medidas de [Okumura 68], y toma um valor no intervalo [2, 3].

O modo ponto-a-ponto utiliza directamente o perfil do terreno para calcular sistematicamente a altura efectiva da antena emissora h_{te} . As perdas são dadas por

$$PL'_{50} = PL_{50} + 20 \log_{10} \left(\frac{h_{te}}{30} \right) \quad (6.43)$$

Na Figura 6.6 [Lee 98b] é ilustrado o processo do cálculo da altura efectiva da antena emissora, para elevações do tipo A e B.

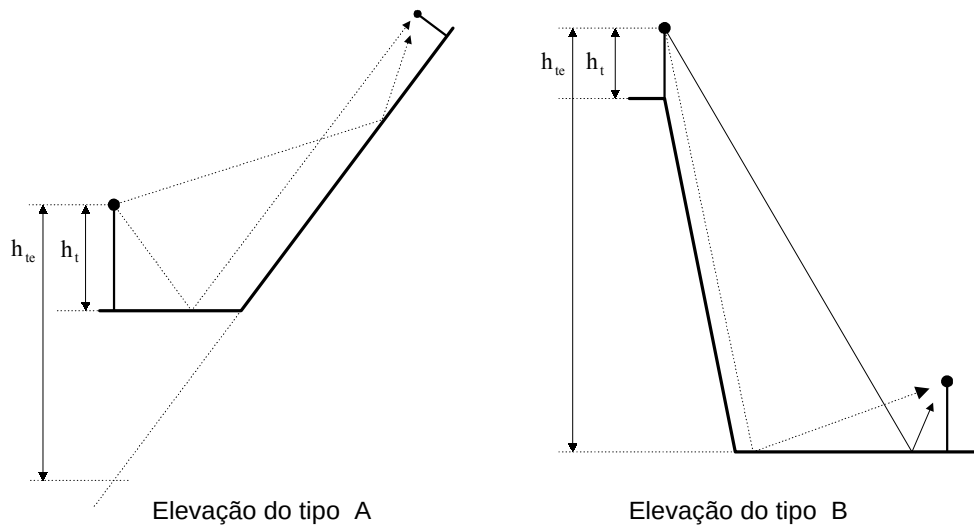


Figura 6.6: Cálculo da altura efectiva da antena emissora, para dois tipos de elevações. [Lee 98b].

6.4 Efeito dos cursos de água na propagação de ondas electromagnéticas

A Figura 6.7 ilustra a situação da existência de um curso de água ou de um lago que separa o emissor e o terminal móvel. Em relação ao solo toma-se apenas em conta a componente especular reflectida. Toda a energia reflectida na superfície líquida é concentrada num único percurso em direcção ao terminal móvel.

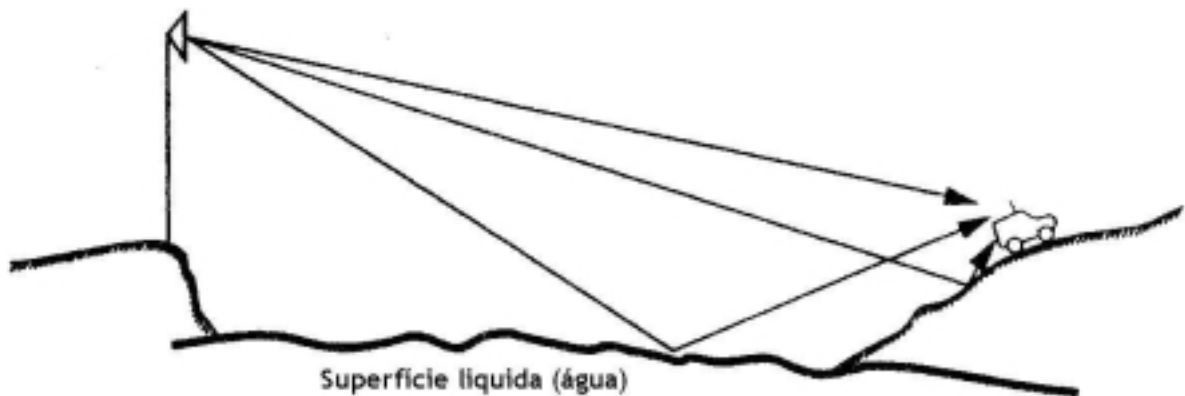


Figura 6.7: Propagação desde o emissor até ao terminal móvel através de um curso de água. [Fujimoto 94].

A potência p_R do sinal recebido no terminal móvel, em função da potência p_T transmitida pelo emissor, é

$$p_R(d) = p_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \times \left| 1 - e^{j\Delta\phi_1} - e^{j\Delta\phi_2} \right|^2 \quad (6.44)$$

Dado que $\Delta\phi_1$ e $\Delta\phi_2$ podem ser consideradas desprezáveis, a expressão anterior reduz-se a

$$p_R(d) = p_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (6.45)$$

Da equação (6.45) constata-se, que havendo uma superfície líquida que separe os dois terminais, as perdas de propagação são idênticas às que se obtém no espaço livre. Este resultado justifica a recepção de sinais com grande intensidade, perto de lagos, pântanos ou outras extensões de água [Salema 98].

6.5 Efeitos da vegetação

A quantificação das perdas de propagação na vegetação tem merecido o estudo de diversos investigadores, sendo Tamir um pioneiro neste campo [Tamir 67]. Os modelos propostos na literatura baseiam-se na especificidade da vegetação. Daí, a dificuldade de se chegar a uma teoria aplicável a todos os tipos de vegetação [Goldman 99].

Num meio arborizado é possível a existência de campos coerentes e também de campos difusos, sendo estes últimos o resultado da dispersão causada pela folhagem e ramificações. A natureza difusa provém do espalhamento aleatório da energia, em todos os sentidos e da despolarização resultante. Inicialmente, os campos dominantes são os coerentes. Todavia, à medida que se avança para o receptor, estes atenuam-se rapidamente, devido à absorção e dispersão da folhagem.

Para baixas frequências, a propagação através da vegetação é feita ao nível do solo. À medida que a frequência aumenta, as ondas electromagnéticas tendem a propagar-se acima da copa das árvores.

Quanto à dependência da polarização do sinal, verifica-se que a atenuação é maior se ela for vertical.

6.5.1 Modelização da vegetação

Uma zona com disposição regular e homogénea da vegetação é modelizada como um dieléctrico com parâmetros eléctricos [Tamir 67, Bertoni 2000]

$$\mu_F = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} \quad (6.46)$$

$$\varepsilon_F = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0 (\varepsilon'_F - j \varepsilon''_F) = \varepsilon_0 \left(\varepsilon'_F - j \frac{\sigma_F}{2\pi f \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_0 \left(\varepsilon'_F - j \frac{18000 \sigma_F}{f_{\text{MHz}}} \right) \text{ Fm}^{-1} \quad (6.47)$$

onde f_{MHz} é a frequência, em MHz e ε_F é a permitividade eléctrica que caracteriza o meio arborizado. As partes real e imaginária de ε_F dependem da frequência, da constante dieléctrica ε'_F e da condutividade σ_F . A permitividade relativa ε_r é

$$\varepsilon_r = \text{Re}(\varepsilon_r) + j \text{Im}(\varepsilon_r) = \frac{\varepsilon_F}{\varepsilon_0} = \left(\frac{\beta_0 + \kappa}{\beta_0} \right)^2 = \left(\frac{\beta_F}{\beta_0} \right)^2 \quad (6.48)$$

onde β_F é a constante de propagação dos campos coerentes. O seu valor é

$$\beta_F = \kappa + \beta_0 = \beta'_F - j \beta''_F = \beta_0 (1 - \sqrt{\varepsilon_r}) = \beta_0 (1 - \sqrt{\varepsilon'_F - j \varepsilon''_F}) \quad (6.49)$$

onde κ é a diferença entre β_F e β_0 . O valor de κ é

$$\kappa = \beta_F - \beta_0 = \text{Re}(\kappa) + j \text{Im}(\kappa) = \kappa' - j \kappa'' \quad (5.50)$$

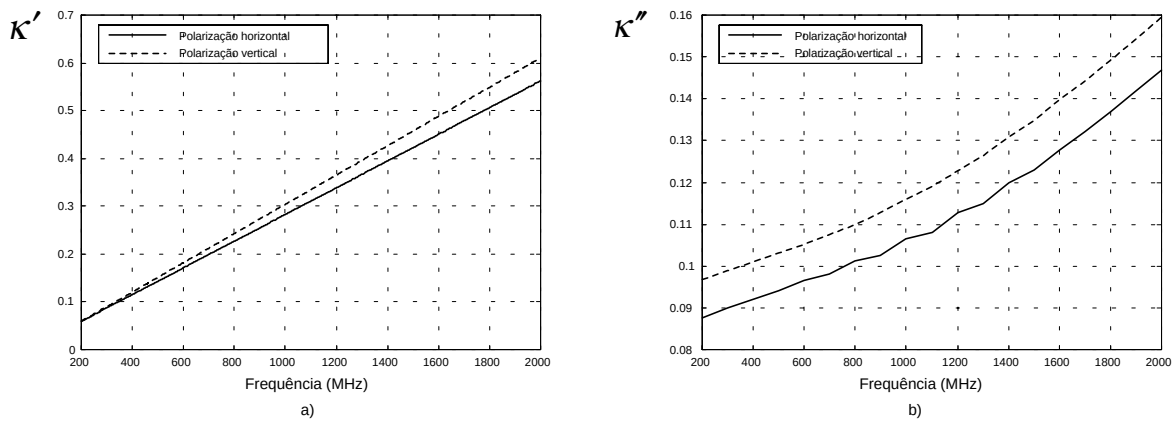


Figura 6.8: Comportamento em função da frequência e da polarização de a) κ' ; e de b) κ'' . [Torricco 98, Bertoni 2000].

A Figura 6.8 ilustra os comportamentos de $\text{Re}(\kappa)$ e $-\text{Im}(\kappa)$, em função da frequência e da polarização. As curvas foram obtidas para incidências normais à superfície de separação entre o ar e a vegetação. A vegetação é caracterizada por [Torrico 98]:

- folhagem em forma de disco com raio médio de 5 cm, espessura média de 0.5 mm e em média 350 folhas por metro cúbico e
- ramos com forma aproximadamente cilíndrica, com raio médio de 1.6 cm, comprimento médio de 50 cm e em média 2 ramos por metro cúbico.

6.5.2 Atenuação causada pela vegetação

O factor de atenuação $\alpha_{\text{dBm}^{-1}}$ no interior da vegetação é [Torrico 98]

$$\alpha_{\text{dBm}^{-1}} \cong -8.69 \text{ Im}(\kappa) = 8.69 \kappa'' \text{ dB m}^{-1} \quad (6.51)$$

A profundidade de penetração d_s é

$$d_s = \frac{1}{-\text{Im}(\kappa)} = \frac{1}{\kappa''} \cong \frac{8.69}{\alpha_{\text{dBm}^{-1}}} \text{ metros} \quad (6.52)$$

6.5.3 Atenuação com a antena do terminal móvel no interior da vegetação

Na situação ilustrada na Figura 6.9, a antena receptora encontra-se no interior duma zona florestal e a antena emissora está acima do nível médio da vegetação h_F . Nesse cenário, as perdas de propagação $pl(d)$ são [Bertoni 2000]

$$pl(d) = \left| \frac{E_R}{E_T} \right| = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times \frac{4}{d^4} \times \frac{(h_F - h_{te})^2}{|\epsilon_r - 1|} \times e^{2\beta_0(h_F - h_{re}) \text{Im} \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (6.53)$$

onde d é o afastamento, em metros, entre o receptor e o emissor e h_{te} e h_{re} são as alturas efectivas das antenas do emissor e do receptor, respectivamente. E_R é a amplitude do campo eléctrico recebido e E_T é a amplitude do campo eléctrico transmitido.

O ângulo θ_i na Figura 6.9 é

$$\theta_i = \arccos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r}} \right) \quad (6.54)$$

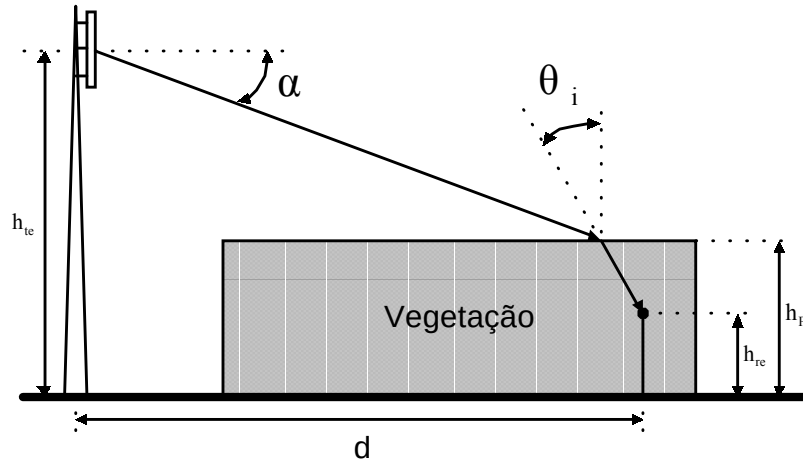


Figura 6.9: Transmissão de energia no interior da vegetação onde se encontra a antena do terminal móvel. [Bertoni 2000].

6.5.4 Atenuação com o terminal móvel localizado numa clareira

Na Figura 6.10, a antena receptora encontra-se numa clareira a jusante de uma zona florestada. A linha, que une as antenas emissora e receptora está bloqueada pela vegetação.

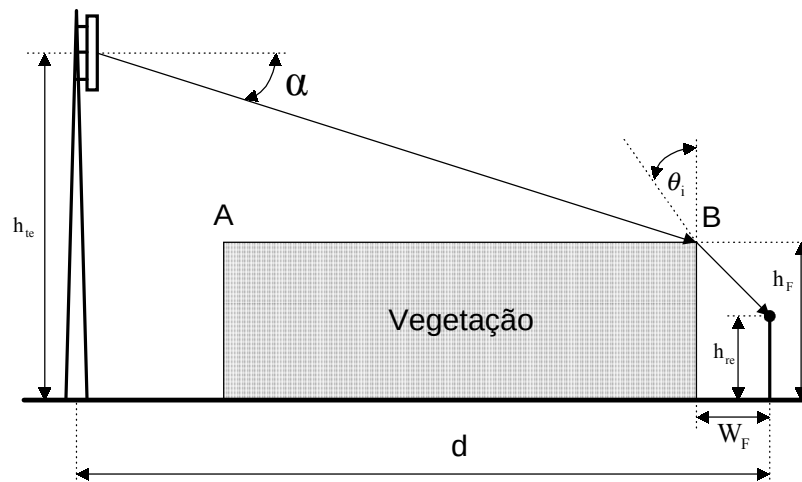


Figura 6.10: Propagação por difracção ao longo da copa das árvores. [Bertoni 2000].

As ondas electromagnéticas propagam-se por cima da copa das árvores, sendo difractadas no vértice (ponto B), em direcção à antena receptora. Por cima das árvores os campos electromagnéticos são constituídos pelos incidente e reflectido, com coeficiente Γ_{VH} . As

perdas de propagação $pl(d)$, para uma separação horizontal d entre o emissor e o receptor são [Bertoni 2000]

$$pl(d) = \left| \frac{E_R}{E_T} \right|^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \times |\Gamma_{vH} + 1|^2 \times \frac{|D^2(\theta_i)|}{\rho} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \times |T|^2 \times \frac{|D^2(\theta_i)|}{\rho} \quad (6.55)$$

onde $\rho = \sqrt{W_F^2 + (h_F - h_{re})^2}$ é a distância, em metros, entre o ponto B e a antena receptora; θ_i é o valor do ângulo que o raio difractado faz com a vertical e $D(\theta_i)$ é o coeficiente de difracção UTD no ponto B. Os campos reflectidos pela copa das árvores originam um campo que é $T = \Gamma_{vH} + 1$ vezes superior ao campo incidente. E_R e E_T são as amplitudes do campo eléctrico no receptor e no emissor, respectivamente.

6.5.5 Modelo generalizado[†]

Dada a sua especificidade, existem dois percursos com especial interesse. A análise deles é feita no sentido do emissor para o receptor.

No primeiro percurso existem, entre o emissor e o receptor, N obstruções seguidas de vegetação. O campo eléctrico recebido, E_R em função do campo eléctrico transmitido E_T , é [Kanatas 97]

$$E_R(d) = E_T \prod_{k=1}^N [D_k(\theta_k) A_k(d_k, d_{k+1})] \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{N+1}} \right) \times T \times \frac{D(\theta_F)}{\sqrt{\rho}} \times \frac{e^{-j\beta_0 \sum_{k=1}^{N+1} (d_k)}}{d_1} \quad (6.56)$$

O coeficiente UTD de difracção $D_k(\theta_k)$ é utilizado na quantificação do efeito da difracção na k -ésima obstrução e a distância entre os topos da k -ésima e da $(k+1)$ -ésima obstruções é d_k . O somatório dos valores d_k quantifica a variação de fase ao longo de todos os sub-percursos d_k . Por definição, d_1 é a distância entre a antena emissora e o topo da primeira obstrução. O coeficiente de difracção UTD $D(\theta_F)$ quantifica o efeito da difracção desde o ponto B ao receptor – Figura 6.10.

[†] As considerações tecidas acerca das condições de validade da equação (5.87) no capítulo 5, são igualmente válidas para as equações (6.56) e (6.57) neste modelo generalizado.

No segundo percurso existem N obstruções, seguidas de vegetação, que, por seu turno, são seguidas de M obstruções. O campo eléctrico recebido, E_R em função do campo eléctrico transmitido E_T , é

$$E_R(d) = E_T \prod_{k=1}^N [D_k(\theta_k) A_k(d'_k, d'_{k+1})] \times \prod_{j=1}^M [D_j(\theta_j) A_j(d''_j, d''_{j+1})] \times \\ \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d''_{M+1}} \right) \times T \times \frac{D(\theta_F)}{\sqrt{\rho}} \times \frac{e^{-j\beta_0 \times \sum_{k=1}^{N+1} (d'_k) \times \sum_{j=1}^{M+1} (d''_j)}}{d'_1} \quad (6.57)$$

onde d'_k é a distância entre os topos da k -ésima e da $(k+1)$ -ésima obstrução, no conjunto das N obstruções. A distância entre os topos da j -ésima e da $(j+1)$ -ésima obstrução no conjunto de M obstruções é d''_j .

A extrapolação, para a situação em que o receptor se encontre no interior da vegetação, é feita eliminando o efeito das M obstruções e substituindo, na equação (6.57), a equação (6.55) pela (6.53).

6.6 Conclusão

Neste capítulo foram abordadas as características desejáveis num modelo de propagação. Foram feitas algumas considerações relativamente aos modelos utilizados pelos operadores nacionais do serviço móvel celular.

Na secção 6.3, foram analisados alguns modelos de previsão de perdas em terreno irregular. Apesar de serem facilmente implementáveis, não atendem ao impacto da vegetação. À excepção do modelo de Lee, no modo ponto-a-ponto, os modelos considerados não tiram totalmente partido do perfil efectivo (apesar de amostrado) entre o emissor e o receptor.

Foi também analisado o efeito dos cursos de água na propagação.

Relativamente à vegetação, foram apresentados modelos para situações específicas e genéricas.

Capítulo 7

Propagação em zonas habitacionais

7.1 Introdução

Neste capítulo é analisada a propagação em zonas habitacionais. Nessas zonas, a propagação é condicionada pela forma, disposição e concentração dos edifícios. A localização e concentração da vegetação é também um factor condicionante da propagação.

7.2 Classificação dos locais em zonas habitacionais

Na literatura, a classificação das áreas é subjectiva, dependendo do critério utilizado pelo autor. Nesta dissertação é assumida a divisão em duas classes as zonas habitacionais, nomeadamente suburbanas e urbanas.

As áreas suburbanas caracterizam-se pela ocupação esparsa do espaço. Tal ocupação é devida ao tipo de edifícios existentes, destacando-se as vivendas. Quando existem edifícios, as alturas raramente ultrapassam os 3-4 andares.

As áreas urbanas caracterizam-se pela existência de grandes aglomerados de edifícios, cujas alturas, em média excedem os 5 andares. Estas zonas dividem-se em duas subclasses:

- áreas fortemente urbanizadas, caracterizadas pela existência de densos aglomerados de edifícios, com alturas médias superiores a 5 andares e
- áreas moderadamente urbanizadas, localizadas nas proximidades das periferias dos grandes centros, caracterizadas por uma concentração de edifícios em menor escala, em relação à subclasse anteriormente citada.

7.3 Mecanismos dominantes de propagação em zonas habitacionais

Conforme ilustrado na Figura 7.1, para afastamentos do emissor inferiores a 1000 metros, os mecanismos predominantes na propagação são devidos às múltiplas difracções e/ou reflexões nas paredes dos edifícios junto ao solo. Nesta situação, o simples dobrar de uma esquina perpendicularmente a um radial, tem como consequência uma variação

significativa na potência do sinal recebido. Em [Lee 98b] as variações podem atingir, no mínimo os 20 dB.

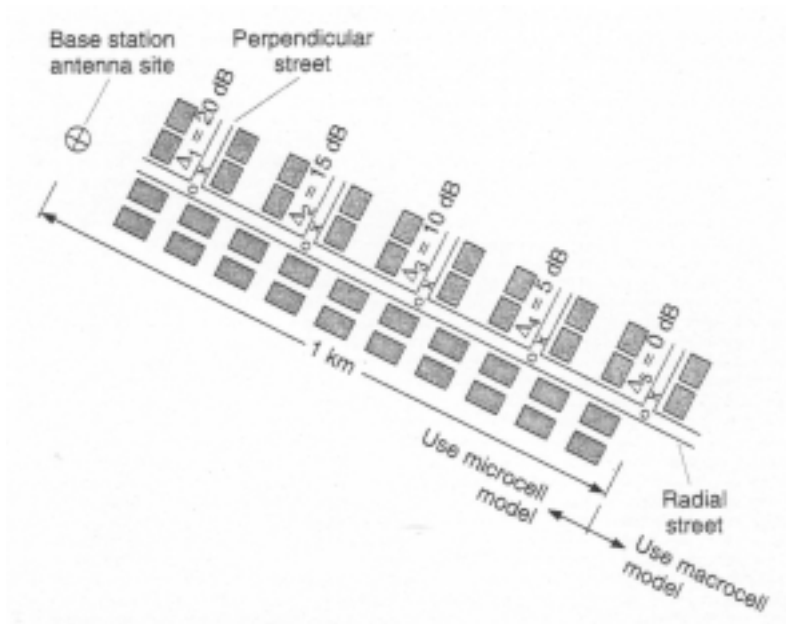


Figura 7.1: Ilustração da propagação em zonas habitacionais. [Lee 98b].

Com a crescente solicitação, em termos de tráfego, no interior das grandes cidades, a tendência é reduzir os tamanhos das áreas de serviço. Uma observação semelhante aplica-se aos níveis de potência emitidos. Nestas situações, que são denominadas por micro-células, a tendência é para o abandono dos métodos clássicos de previsão, em detrimento de novos métodos teóricos. Nas áreas densamente urbanizadas, uma micro-célula é servida por emissores com áreas de serviço inferiores a 1000 metros e a potência irradiada é tipicamente de 1 W ou inferior [Lee 98a].

Em [Parsons 92] é perspectivada a utilização de frequências, em bandas próximas dos 60 GHz. A escolha dessa banda deve-se fundamentalmente à severa atenuação provocada pela absorção atmosférica. Nas frequências propostas a atenuação ronda os 16 dB km^{-1} [Salema 98]. Nestes sistemas, para que haja comunicação deverá haver sempre linha de vista entre o emissor e o receptor.

Para distâncias superiores a 1000 metros, o comportamento da potência recebida é insensível à disposição dos edifícios. Tal deve-se ao facto do mecanismo predominante de propagação acontecer por cima dos edifícios, seguida de difracção no último edifício.

7.4 Modelos empíricos

A designação de modelos empíricos é devida a eles serem derivados da observação em campo. A sua adaptação a outras zonas é feita através de factores de correcção adicionais. Estas são feitas utilizando curvas empíricas, conforme será ilustrado na apresentação do modelo de Okumura.

7.4.1 O modelo de Okumura

Este modelo resulta de medições efectuadas por Okumura, em redor da cidade de Tóquio [Okumura 68].

Em [Okumura 68] é apresentado um relatório com várias curvas, que traduzem o comportamento dos níveis de potência do sinal recebido. Elas foram obtidas em vários tipos de terreno, para várias alturas efectivas das antenas emissora e receptora, para várias frequências e distâncias entre o emissor e o receptor.

A partir do ajuste dessas curvas, podem-se obter novos modelos para qualquer outro ponto da Terra. Um exemplo desta adaptação à cidade do Porto é apresentado no próximo capítulo.

Os valores medianos PL_{50} , são

$$PL_{50} = PL_F - A_{mu}(f_{MHz}, d_{km}) + H_{tu}(h_{te}, d_{km}) + H_{ru}(h_{re}, d_{km}) \quad (7.1)$$

onde:

- PL_F são as perdas em espaço livre;
- $A_{mu}(f_{MHz}, d_{km})$ é o valor mediano da atenuação relativamente ao espaço livre, em terreno quase plano, com uma altura interdecil inferior a 20 metros;
- $H_{tu}(h_{te}, d_{km})$ é um ganho devido à altura efectiva h_{te} da antena emissora relativamente ao valor referência de 200 metros e

- $H_{ru}(h_{re}, d_{km})$ é um ganho devido à altura efectiva h_{re} da antenna receptora relativamente ao valor de referencia de 3 metros.

As variáveis f_{MHz} e d_{km} são a frequência, em MHz, e o afastamento entre as antenas emissora e receptora, em km.

A Figura 7.2 ilustra o comportamento de $A_{mu}(f_{MHz}, d_{km})$, em função da frequência f_{MHz} e da distância d_{km} .

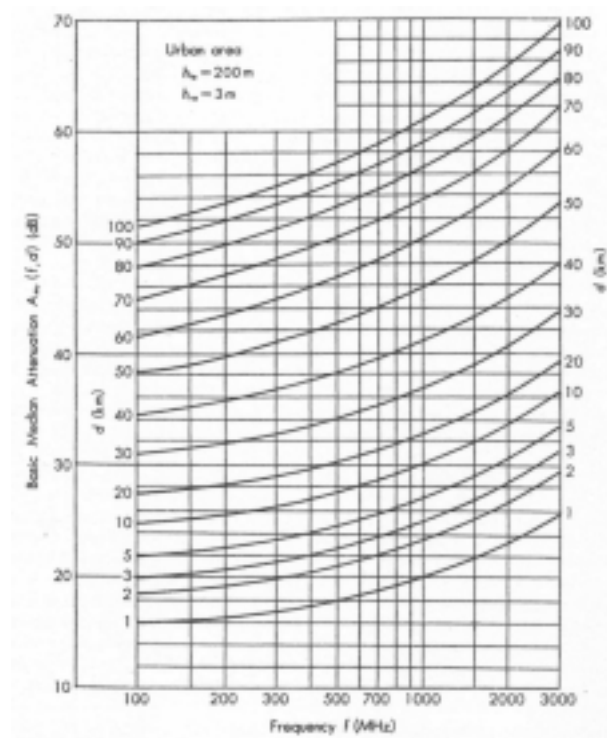


Figura 7.2: Comportamento da atenuação A_{mu} em relação ao espaço livre. [Okumura 68].

A Figura 7.3 ilustra o comportamento de $H_{tu}(h_{te}, d_{km})$, em função da altura efectiva h_{te} da antenna emissora e da distância d_{km} .

Por sua vez, a Figura 7.4 ilustra o comportamento de $H_{ru}(h_{re}, d)$, em função da altura efectiva h_{re} da antenna receptora e da distância d_{km} .

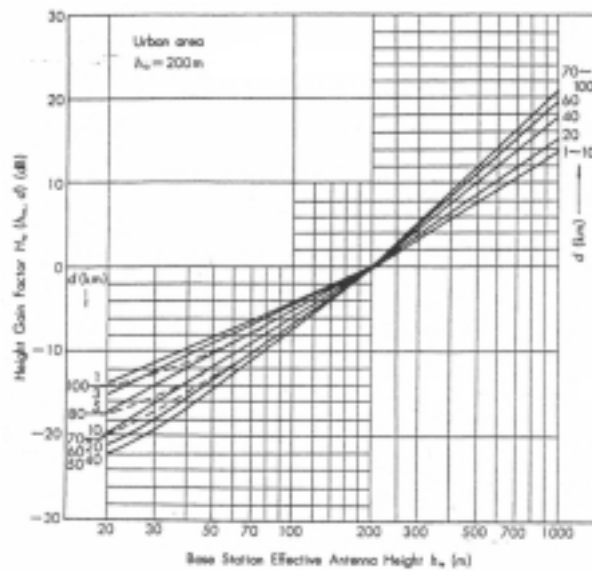


Figura 7.3: Comportamento do factor de correcção $H_{tu}(h_{te}, d_{km})$. [Okumura 68].

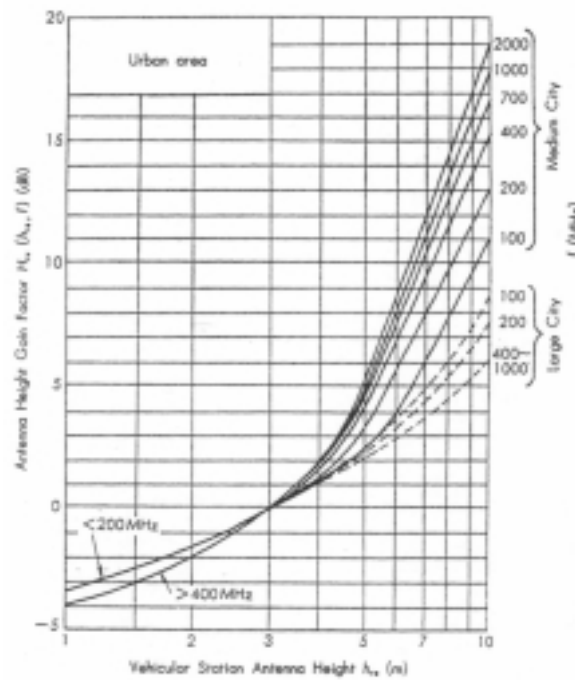


Figura 7.4: Comportamento do factor de correcção $H_{ru}(h_{re}, d_{km})$. [Okumura 68].

A altura efectiva das antenas é calculada relativamente a um nível de referência. Essa referência é o nível médio do terreno numa faixa horizontal. Essa faixa horizontal situa-se entre os 3 e os 15 km, conforme ilustrado na Figura 7.5.

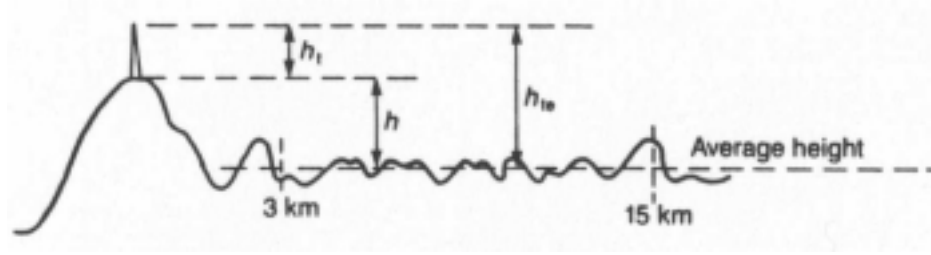


Figura 7.5: Processo de cálculo das alturas efectivas das antenas. [Parsons 92].

7.4.2 O modelo de Hata

Das curvas em [Okumura 68], é proposto em [Hata 80] um modelo empírico para o cálculo das perdas de propagação. Esse modelo é uma recta logarítmica da forma $A + B \log_{10}(d)$, directamente implementável em computador.

Essa formulação possui as seguintes restrições:

- frequência f_{MHz} , dos 150 MHz aos 1500 MHz;
- altura efectiva da antena do emissor h_{te} , dos 30 metros aos 200 metros;
- altura efectiva da antena do receptor h_{re} , de 1 metro aos 10 metros e
- distância d_{km} do receptor ao emissor, de 1 km até aos 20 km.

O valor mediano das perdas de propagação PL_{urbana} é

$$PL_{\text{urbana}} = -69.55 - 26.16 \log_{10}(f_{\text{MHz}}) + 13.82 \log_{10}(h_{\text{te}}) + \dots - [44.9 - 6.55 \log_{10}(h_{\text{te}})] \log_{10}(d_{\text{km}}) - a(h_{\text{re}}) \quad (7.2)$$

O factor de correcção $a(h_{\text{re}})$ quantifica o efeito da variação da altura efectiva da antena do receptor h_{re} .

Para áreas moderadamente urbanizadas, $a(h_{\text{re}})$ é

$$a(h_{\text{re}}) = [0.7 - 1.1 \log_{10}(f_{\text{MHz}})] h_{\text{re}} - [0.8 - 1.56 \log_{10}(f_{\text{MHz}})] \quad (7.3)$$

Para áreas fortemente urbanizadas, $a(h_{\text{re}})$ é

$$a(h_{\text{re}}) = \begin{cases} 1.1 - 8.29 \log_{10}^2(h_{\text{re}}) & , f_{\text{MHz}} \leq 200 \text{ MHz} \\ 4.97 - 3.2 \log_{10}^2(h_{\text{re}}) & , f_{\text{MHz}} \geq 400 \text{ MHz} \end{cases} \quad (7.4)$$

Os valores medianos das perdas para áreas suburbanas $PL_{\text{suburbana}}$ e rurais PL_{rural} são

$$PL_{\text{suburbana}} = PL_{\text{urbana}} + 2 \log_{10}^2 \left(\frac{f_{\text{MHz}}}{28} \right) + 5.4 \quad (7.5)$$

e

$$PL_{\text{rural}} = PL_{\text{urbana}} + 4.78 \log_{10}^2 + 18.33 \log_{10}(f_{\text{MHz}}) + 40.94 \quad (7.6)$$

7.4.3 O modelo Hata-COST231

Este modelo é igual ao prévio com a exceção que a frequência máxima deixa de ser 1500 MHz, passando para os 2000 MHz. Esta extensão só é válida em zonas urbanizadas e em zonas suburbanas. À exceção da frequência, todas as outras restrições dos parâmetros de entrada mantêm-se inalteradas.

Para frequências entre os 150 MHz e os 1500 MHz, aplicam-se as equações (7.2) e (7.3) da formulação original do modelo de Hata. A antena emissora deve estar acima dos telhados dos edifícios em redor. As perdas de propagação PL são

$$PL = -46.3 - 33.9 \log_{10}(f_{\text{MHz}}) + 13.82 \log_{10}(h_{\text{te}}) + \dots \\ - [44.9 - 6.55 \log_{10}(h_{\text{te}})] \log_{10}(d_{\text{km}}) - a(h_{\text{re}}) - C_m \quad (7.7)$$

O cálculo de $a(h_{\text{re}})$ é feito através da equação (7.3). Para zonas moderadamente urbanizadas ou zonas suburbanas, C_m é 0 dB e para zonas fortemente urbanizadas, C_m é + 3dB.

7.4.4 O modelo macro-celular de Lee

Segundo recomendação do autor e em concordância com a Figura 7.1, este modelo aplica-se para distâncias superiores a 1 km [Lee 98b]. Esta imposição advém da sua insensibilidade relativamente à disposição dos edifícios.

Em relação ao meio em redor do emissor e do receptor, existem três cenários possíveis. O cálculo das perdas de propagação é feito de acordo com o cenário:

- se existe linha de vista entre o emissor e o receptor, as perdas são

$$PL(d) = P_{\text{REF}} + 10 n \log_{10} \left(\frac{d_{\text{REF}}}{d} \right) + \Delta G + 10 y \log_{10} \left(\frac{f_{\text{REF}}}{f} \right) \quad (7.8)$$

- se existem obstruções no percurso entre o emissor e o receptor, as perdas são

$$PL(d) = P_{REF} + 10n \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) + PL_D(d) + 10y \log_{10} \left(\frac{f_{REF}}{f} \right) \quad (7.9)$$

- no caso de haver um curso de água no percurso as perdas são

$$PL(d) = P_{REF} + 20 \log_{10} \left(\frac{d_{REF}}{d} \right) \quad (7.10)$$

O ganho ΔG , devido à altura efectiva h_{te} da antena emissora relativamente à altura h_t acima do nível do solo, é

$$\Delta G = 20 \log_{10} \left(\frac{h_{te}}{h_t} \right) \quad (7.11)$$

A Figura 6.5 do Capítulo 6 ilustra esse conceito, para dois tipos de elevações.

P_{REF} é a potência recebida à distância d_{REF} . Os ganhos das duas antenas e a contribuição da potência irradiada estão incluídos na parcela P_{REF} .

Em [Lee 98b] é recomendado o valor 850 MHz para f_{REF} . O coeficiente y é

$$y = \begin{cases} 2 & , f < f_{REF} \\ 3 & , f > f_{REF} \end{cases} \quad (7.12)$$

Caso existam obstruções entre o emissor e o receptor, é necessário efectuar-se o cálculo das perdas por difracção $PL_D(d)$. Esse cálculo é feito utilizando um dos métodos apresentados no Capítulo 5.

7.4.5 O modelo de Ibraim e Parsons

Existem determinados parâmetros característicos do ambiente urbano, que justificaram a proposição deste modelo, destacando-se [Parsons 92, Siwiak 95]:

- a densidade de edifícios na zona em análise;
- a altura dos edifícios na zona em análise e
- a ocupação do terreno pelos edifícios e ruas e a possível existência de campos abertos.

A formulação empírica deste modelo advém de medições efectuadas em fragmentos de 500 por 500 metros. Essas medições atendem aos seguintes factores:

- a utilização do terreno;

- o grau de urbanização e
- a variabilidade da cota do terreno onde o receptor se desloca.

As medições, nas quais este modelo, se baseia foram feitas na cidade de Londres. Daí a sua designação na literatura de “Modelo de Londres” [Siwiak 95]. Na mesma referência, o modelo de Okumura é designado como “Modelo de Tóquio”.

Este modelo aplica-se a qualquer cidade. As previsões obtidas com este modelo são valores medianos. Essa mediana PL_{50} é

$$PL_{50} = \left[\begin{array}{l} 20 \log_{10} (0.7 h_{te}) + 8 \log_{10} (h_{re}) - \frac{f_{MHz}}{40} + \dots \\ \dots - 26 \log_{10} \left(\frac{f_{MHz}}{40} \right) + 86 \log_{10} \left(\frac{f_{MHz} + 100}{156} \right) + \dots \\ \dots - \log_{10} (d) \times \left[40 + 14.15 \log_{10} \left(\frac{f_{MHz} + 100}{156} \right) \right] + \dots \\ \dots - 0.265 L + 0.37 H_{\Delta} - K \end{array} \right] \quad (7.13)$$

onde

- h_{te} e h_{re} são as alturas efectivas (m) das antenas emissora e receptora, respectivamente;
- f_{MHz} é a frequência, em MHz;
- d é o afastamento horizontal, em metros, entre o emissor e o receptor;
- L é a percentagem do terreno ocupado por edifícios;
- H_{Δ} é a diferença entre as cotas médias, da área onde o emissor se localiza e da área onde o receptor se localiza;
- K é um factor de correcção, com valor $K = 0.087 U - 5.5$ para áreas fortemente urbanizadas e com valor nulo para as restantes áreas e
- U é o factor de urbanização, definido como a percentagem de edifícios com alturas superiores a três andares.

A Figura 7.6 ilustra o comportamento de PL_{50} para duas alturas da antena emissora, em duas zonas com graus de urbanização distintos. A zona 1 corresponde a áreas moderadamente urbanizadas, com $L = 3\%$. A zona 2 corresponde a áreas fortemente

urbanizadas, com $L = 50\%$. Em ambas as zonas, $f_{\text{MHZ}} = 900 \text{ MHz}$, $h_{\text{re}} = 1.5 \text{ metros}$ e $U = 63.2\%$.

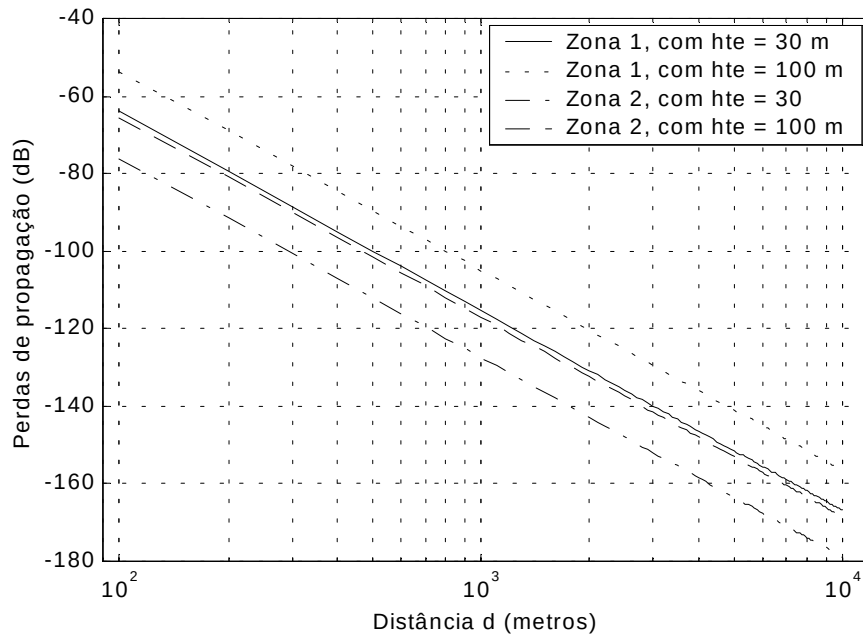


Figura 7.6: Comportamento de PL_{50} para duas alturas da antena emissora, em duas zonas com graus de urbanização distintos.

No modelo de Ibraim e Parsons, os parâmetros de entrada devem obedecer às seguintes restrições:

- h_{te} deve situar-se entre os 30 metros e os 300 metros;
- h_{re} deve ser inferior a 3 metros;
- L deve situar-se entre os 3% e os 50%;
- para H_{Δ} não é especificada nenhuma gama de variação;
- U pode variar desde o valor mínimo 0% até ao máximo de 100%;
- f_{MHZ} deve situar-se entre os 150 MHz e os 1000 MHz e
- d deve ser inferior a 10000 metros.

7.5 Modelos teóricos

Nesta secção são apresentados alguns dos últimos desenvolvimentos, em termos de modelos teóricos de previsão para áreas urbanas.

7.5.1 Propagação acima dos telhados dos edifícios

Como previamente mencionado, sempre que o receptor se encontre suficientemente afastado do emissor, o percurso dominante de propagação é acima do nível dos edifícios, seguido de difracção pelo último edifício.

Para simplificação do problema, substituem-se os edifícios por écrans absorventes, com as mesmas alturas e localizado nos seus respectivos pontos centrais.

Tendo em conta os quatros mecanismos de propagação ilustrados na Figura 7.7, as perdas de propagação são

$$PL = PL_F + PL_{MSD} + PL_{RTS} \quad (7.14)$$

onde:

- PL_F são as perdas em espaço livre desde o emissor até ao topo do último edifício, correspondente à situação (1);
- PL_{MSD} são perdas devidas às múltiplas difracções entre edifícios, correspondente à situação (4) e
- PL_{RTS} são as perdas por difracção do topo do último edifício em direcção ao receptor, correspondente à situação (2).

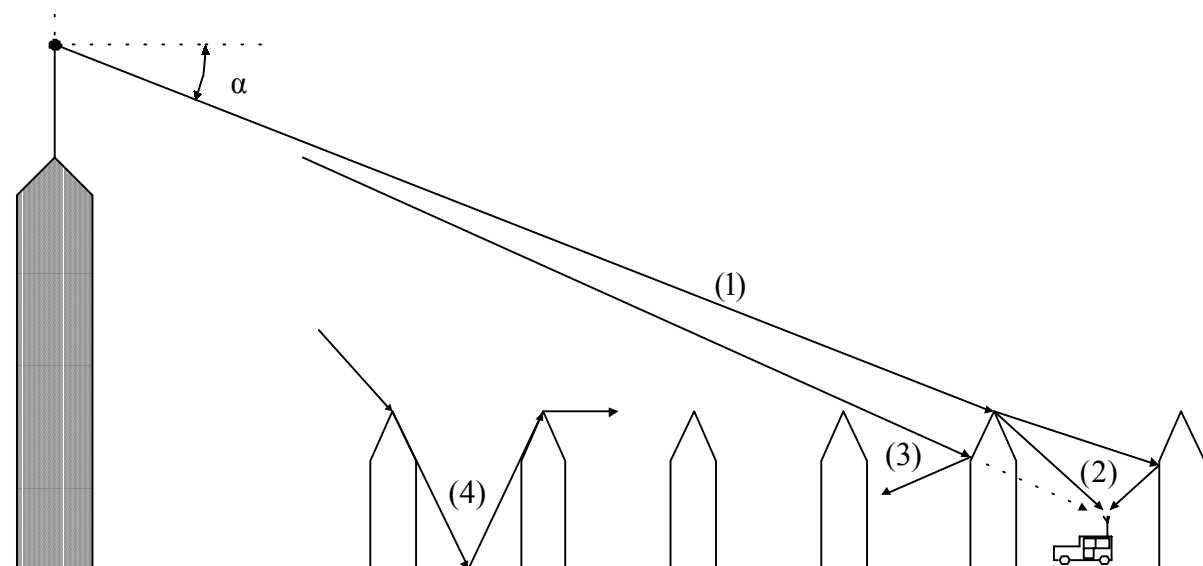


Figura 7.7: Mecanismos de propagação sobre múltiplos edifícios. [Walfish 88, COST231 99].

A transmissão dada pela penetração e travessia do último edifício, correspondente à situação (3) é desprezável, face aos outros percursos.

O cálculo das perdas em espaço livre PL_F é imediato, assim como as perdas PL_{RTS} por difracção no último edifício. Os modelos que seguidamente se apresentam diferem uns dos outros na maneira como é feito o cálculo das perdas de propagação PL_{MSD} .

7.5.2 O Modelo COST231-WI (Walfish-Ikegami)

Este modelo surge no seguimento da combinação dos modelos de [Ikegami 84] e de [Walfisch 88], como resultado de diversas contribuições no âmbito do COST231.

A Figura 7.8 ilustra a geometria associada ao modelo, assim como os parâmetros de entrada, que são:

- a altura média h_b dos edifícios, em metros;
- a largura média W_s da via, em metros;
- a separação média W_b dos edifícios, em metros;
- a distância W_{brs} , em metros, entre o último edifício e o receptor;
- a orientação da via em relação ao percurso directo, dada pelo ângulo ϕ , em graus (a Figura 7.9 ilustra como este ângulo é obtido);
- a separação horizontal d entre o emissor e o receptor, em metros;
- a frequência f_{MHz} , em MHz e
- as alturas h_{te} e h_{re} das antenas do emissor e do receptor, respectivamente, em metros.

No modelo COST231-WI as perdas de propagação são calculadas de dois modos diferentes, consoante exista ou não linha de vista entre o receptor e o emissor.

Caso exista linha de vista (condição LOS), as perdas são

$$PL = -42.6 - 26 \log_{10}(d_{km}) - 20 \log_{10}(f_{MHz}) \quad (7.15)$$

Caso não exista linha de vista (condição NLOS), as perdas são:

$$PL = \begin{cases} PL_F + PL_{MSD} + PL_{RTS} & , \quad PL_{MSD} + PL_{RTS} \leq 0 \\ PL_F & , \quad PL_{MSD} + PL_{RTS} > 0 \end{cases} \quad (7.16)$$

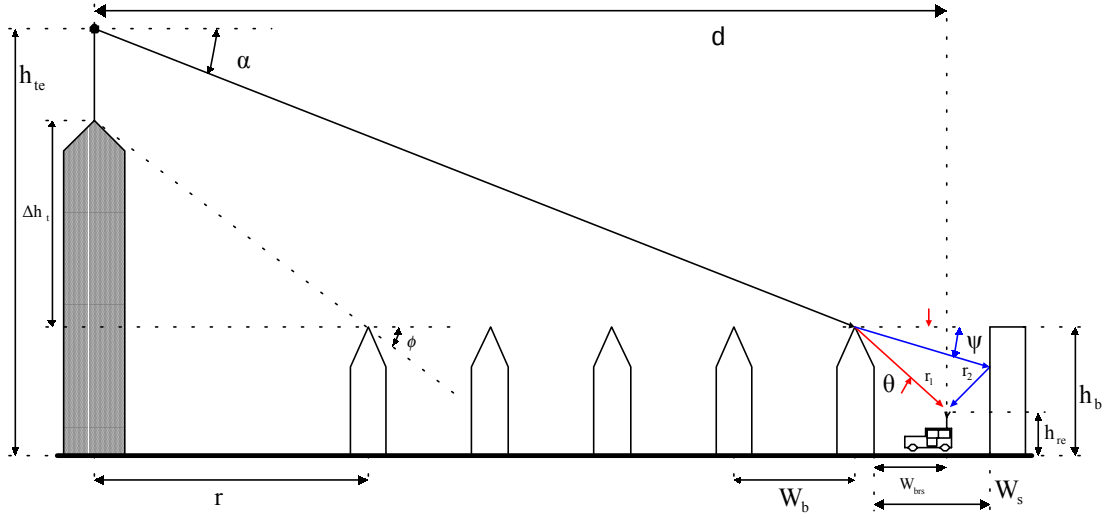


Figura 7.8: Geometria e parâmetros associados ao modelo COST231-WI. [Walfish 88, COST231 99].

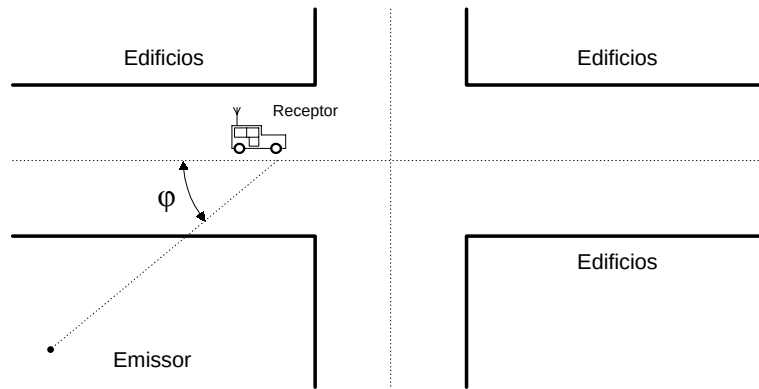


Figura 7.9: Definição da orientação da via através do ângulo ϕ . [Ikegami 84, Doble 96, COST231 99].

As perdas em espaço livre são

$$PL_F = -32.44 - 20 \log_{10}(d_{\text{km}}) - 20 \log_{10}(f_{\text{MHz}}) \quad (7.17)$$

As perdas por difracção PL_{RTS} (*roof-top screen*) causadas pelo último edifício são

$$PL_{\text{RTS}} = \begin{cases} 16.9 + 10 \log_{10}(W_s) - 10 \log_{10}(f_{\text{MHz}}) - 20 \log_{10}(h_b - h_{\text{re}}) + PL_{\text{Ori}} & , h_b > h_{\text{re}} \\ 0 & , PL_{\text{RTS}} > 0 \end{cases} \quad (7.18)$$

Em [Har 99] é proposta uma formulação mais exacta para PL_{RTS} . Essas perdas são

$$PL_{RTS} = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{r_1} D^2(\theta) + \frac{1}{r_2} |\Gamma_{VH}|^2 D^2(\psi) \right] \quad (7.19)$$

onde r_1 é percurso difractado no último edifício, com ângulo θ , e r_2 é um segundo percurso, difractado com ângulo ψ , seguido de reflexão no edifício (quando ele existe) a jusante do receptor. Essa reflexão é quantificada a partir do coeficiente de reflexão Γ_{VH} nas paredes do edifício a jusante do receptor. $D(x)$ é o coeficiente de difracção de Felsen, dado pela equação (5.71).

Os comprimentos r_1 e r_2 , os ângulos θ e ψ , e o coeficiente de difracção $D(\theta)$ são, respectivamente,

$$r_1 = \sqrt{W_{brs}^2 + (h_b - h_{re})^2} \quad (7.20)$$

$$r_2 = \sqrt{9 W_{brs}^2 + (h_b - h_{re})^2} \quad (7.21)$$

$$\theta = \arctg \left(\frac{h_b - h_{re}}{W_{brs}} \right) \quad (7.22)$$

$$\psi = \arctg \left(\frac{h_b - h_{re}}{3 W_{brs}} \right) \quad (7.23)$$

$$D(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2} \pi \beta_0} \times \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2 \pi + \theta} \right) \quad (7.24)$$

As perdas devido à orientação do receptor PL_{Ori} são

$$PL_{Ori} = \begin{cases} 10 - 0.354 \varphi & , \quad 0 \leq \varphi < 35^\circ \\ -2.5 - 0.075(\varphi - 35^\circ) & , \quad 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ -4.0 + 0.114(\varphi - 55^\circ) & , \quad 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ \end{cases} \quad (7.25)$$

No modelo COST231-WI as perdas PL_{MSD} (*multi-screen diffraction loss*) são

$$PL_{msd} = \begin{cases} PL_{bte} - k_a - k_d \log_{10}(d_{km}) - k_f \log_{10}(f_{MHz}) + 9 \log_{10}(W_b) & , PL_{MSD} \leq 0 \\ 0 & , PL_{MSD} > 0 \end{cases} \quad (7.26)$$

As parcelas PL_{bte} , k_a , k_d e k_f são, respectivamente,

$$PL_{bte} = \begin{cases} 18 \log_{10}(1 + h_{te} - h_b) & , h_{te} > h_b \\ 0 & , h_{te} \leq h_b \end{cases} \quad (7.27)$$

$$k_a = \begin{cases} 54 & , h_{te} > h_b \\ 54 - 0.8(h_{te} - h_b) & , d_{km} \geq 0.5 \text{ km e } h_{te} \leq h_b \\ 54 - 1.6(h_{te} - h_b) d_{km} & , d_{km} < 0.5 \text{ km e } h_{te} \leq h_b \end{cases} \quad (7.28)$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & , h_{te} > h_b \\ 18 - 15 \frac{h_{te} - h_b}{h_b} & , h_{te} \leq h_b \end{cases} \quad (7.29)$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0.7 \frac{f_{MHz}}{925} - 1 & , \text{ para zonas moderadamente urbanizadas ou zonas suburbanas} \\ 1.5 \frac{f_{MHz}}{925} - 1 & , \text{ para zonas fortemente urbanizadas} \end{cases} \quad (7.30)$$

O efeito do aumento do afastamento horizontal d_{km} , para antenas emissoras localizadas abaixo do nível dos edifícios em redor, é quantificado por k_a . As parcelas k_d e k_f traduzem a sensibilidade das perdas PL_{MSD} ao longo dos vários écrans absorventes, relativamente à separação horizontal d_{km} e à frequência f_{MHz} , respectivamente.

Quando não são conhecidas as disposições dos edifícios e das ruas envolventes, utilizam-se os valores por defeito:

- para W_b recomendam-se valores compreendidos entre os 20 metros e os 50 metros;
- para W_{brs} recomenda-se o valor $\frac{W_s}{2}$;

- para h_b recomenda-se a seguinte formula:

$$h_b = 3 (\text{número de andares}) + \text{altura do telhado (metros)} \quad (7.31)$$

A altura do telhado é 3 metros para telhados pontiagudos, e nula para telhados planos e

- utilizar o valor $\varphi = 90^\circ$.

As Figuras 7.10 e 7.11 ilustram o comportamento das perdas de propagação, para antenas emisoras com alturas de 10 metros e de 20 metros, respectivamente, para a condição NLOS. Nessas duas situações, são considerados os seguintes parâmetros:

- $h_{re} = 1.6 \text{ m}$;
- $h_b = 15 \text{ m}$;
- $W_s = 10 \text{ m}$;
- $W_b = 50 \text{ m}$ e
- $\varphi = 90^\circ$.

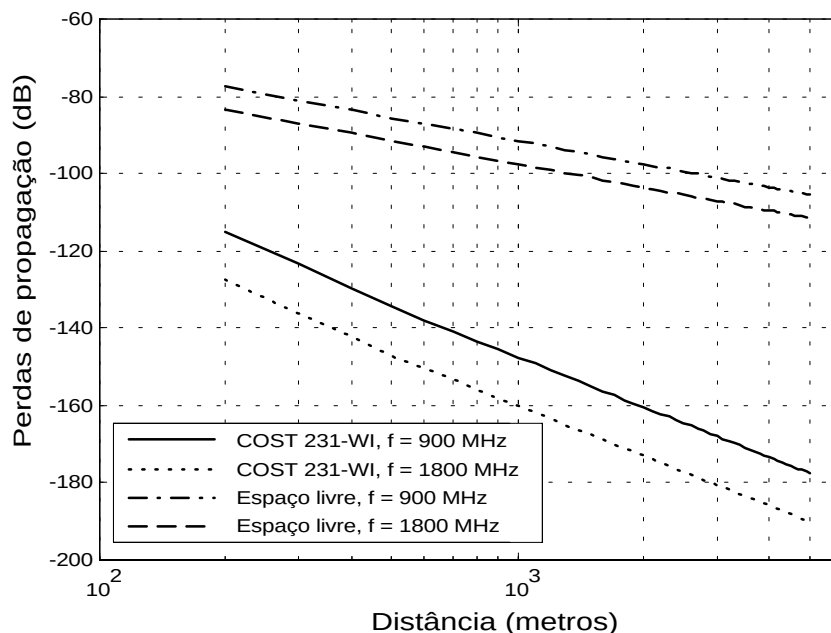


Figura 7.10: Comportamento das perdas de propagação no modelo COST231 na situação NLOS com $h_{te} = 10 \text{ m}$, $h_{re} = 1.6 \text{ m}$, $h_b = 15 \text{ m}$, $W_s = 10 \text{ m}$, $W_b = 50 \text{ m}$ e $\varphi = 90^\circ$.

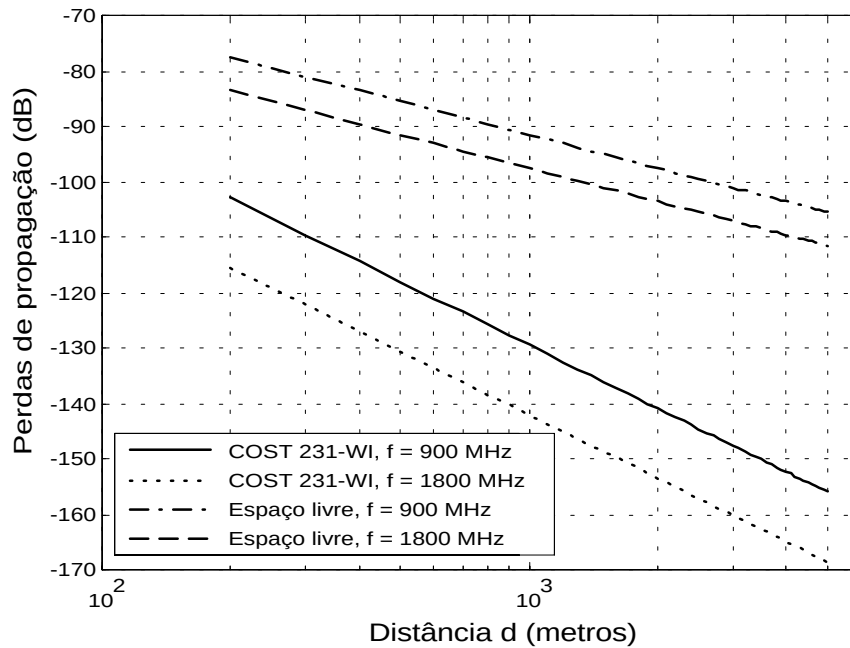


Figura 7.11: Comportamento das perdas de propagação no modelo COST231 na situação NLOS com $h_{te} = 20$ m, $h_{re} = 1.6$ m, $h_b = 15$ m, $W_s = 10$ m, $W_b = 50$ m e $\varphi = 90^\circ$.

Para finalizar, os parâmetros de entrada do modelo COST231-WI estão sujeitos às seguintes restrições:

- f_{MHz} vai de 800 MHz a 2 GHz;
- h_{te} vai de 4 metros a 50 metros;
- h_{re} vai de 1 metro a 3 metros e
- d_{km} vai de 20 metros a 5 km.

7.5.5 O modelo XBM (Xia, Bertoni e Maciel)

Para a implementação deste modelo, os edifícios devem ser substituídos por écrans absorventes equivalentes. Em [Xia 92, Bertoni 2000] todos os écrans apresentam a mesma altura e estão equidistantes uns dos outros, conforme ilustrado na Figura 7.12, para $N+1$ écrans.

Nesta figura observa-se que, para pequenos valores do ângulo de incidência α , a propagação entre écrans sucessivos é feita nas zonas de transição, em termos de difracção. Tal facto inviabiliza a aplicação da Teoria Geométrica da Difracção (GTD).

Aproximando-se ρ por $(N+1)W_b$, as perdas de propagação devido às múltiplas difracções sobre os $N+1$ écrans, são

$$Q_{N+1}(g_c) = \left| \frac{H_{N+1}}{H_0(x_{N+1}, h_{te} - h_b)} \right| = \sqrt{N+1} \times \left| \sum_{q=0}^{+\infty} \frac{1}{q!} (2 \sqrt{j\pi g_c})^q I_{N,q} \right| \quad (7.35)$$

onde o parâmetro adimensional g_c , dependente da frequência e da altura da antena emissora Δh_t ($\Delta h_t = h_{te} - h_b$) relativamente a h_b , é

$$g_c = \frac{\Delta h_t}{\sqrt{\lambda} W_b} = \frac{h_{te} - h_b}{\sqrt{\lambda} W_b} \quad (7.36)$$

e $I_{N,q}$ são as funções de Boersma, definidas recursivamente da seguinte forma:

$$I_{N,0} = (N+1)^{-\frac{3}{2}} \quad (7.37)$$

$$I_{N,1} = \frac{1}{4\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^N k^{-\frac{3}{2}} (N+1-k)^{-\frac{3}{2}} \quad (7.38)$$

$$I_{N,q} = \frac{N(q-1)}{2(N+1)} I_{N,q-2} + \frac{1}{2\sqrt{\pi}(N+1)} \sum_{k=1}^{N-1} (N-k)^{-\frac{1}{2}} I_{k,q-1}, \quad q \geq 2 \quad (7.39)$$

A Figura 7.13 ilustra o comportamento de $Q_{N+1}(g_c)$ para as frequências a) de 900 MHz e b) de 1800 MHz e com W_b igual a 50 metros. A família de curvas resultante é obtida para incrementos sucessivos de +1.25 metros em Δh_t .

A série infinita da equação (7.35) tem de convergir para um valor finito. Em [Maciel 93, Bertoni 2000], utilizando o método da tentativa-erro, mostra-se que a convergência dessa série depende do valor da frequência e da altura da antena emissora Δh_t , relativamente à altura média dos edifícios h_b . Às frequências de 900 MHz e de 1800 MHz verificou-se que a serie diverge para valores de $|\Delta h_t|$ superiores a +11.25 metros e +7.5 metros, respectivamente.

Para obviar esta limitação impõe-se como a condição de $|\Delta h_t|$ ser inferior a 7.5 metros, no cálculo da série.

Para Δh_t superior a +7.5 metros, utiliza-se a expressão do campo normalizado $Q_{N+1}(g_p)$ [Maciel 93, Bertoni 2000]

$$Q_{N+1}(g_p) = 2.35 g_p^{0.9}, \quad 0.01 < g_p < 0.4 \quad (7.40)$$

onde o parâmetro adimensional g_p é

$$g_p = \alpha \sqrt{\frac{W_b}{\lambda}} \quad (7.41)$$

e onde α é

$$\alpha = \arctg\left(\frac{h_{te} - h_b}{R}\right) \cong \frac{h_{te} - h_b}{R} \quad (7.42)$$

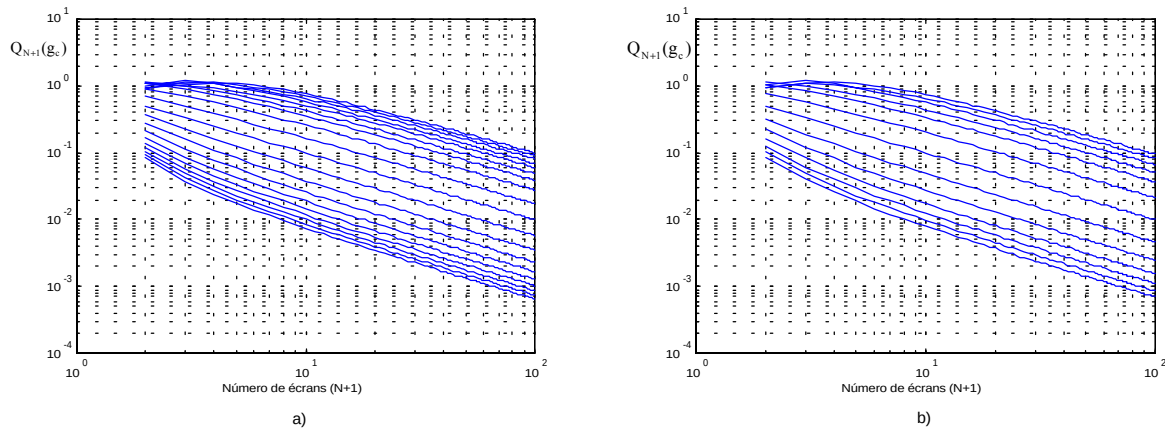


Figura 7.13: Campo normalizado $Q_{N+1}(g_c)$ após difracção sobre $N+1$ écrans absorventes, para um valor do afastamento médio entre edifícios de 50 metros e às frequências: a) 900 MHz e b) 1800 MHz. [Maciel 93, Bertoni 2000].

A equação (7.40) mostra que para antenas elevadas em relação ao nível médio dos edifícios, as perdas são da ordem de 38 dB/década. Tal corresponde a ter-se o valor 3.8 para o parâmetro de propagação n , que é típico de áreas urbanas [Lee 98b].

Para pequenas distâncias, é proposta a utilização de um polinómio que aproxime a equação (7.40), com uma precisão superior a 0.5 dB no intervalo $0.01 < g_p < 1$. Esse polinómio é

$$Q_{N+1}(g_p) = 3.502 g_p - 3.327 g_p^2 + 0.962 g_p^3, \quad 0.01 < g_p < 1 \quad (7.43)$$

Da equação (7.43), constata-se que, com a aproximação de g_p da unidade, o ângulo α aumenta. Esse aumento deve-se à cada vez maior proximidade do receptor, conforme ilustrado na Figura 7.12. O recíproco também é verdadeiro.

Para antenas emissoras abaixo de 7.5 metros relativamente ao nível médio dos edifícios [Xia 97], o campo normalizado Q_{N+1} é

$$Q_{N+1} = \left[\frac{W_b}{2\pi(R - W_b)} \right]^2 \times \frac{\lambda}{\sqrt{(h_{te} - h_b)^2 + W_b^2}} \times \left(\frac{1}{\phi} - \frac{1}{2\pi + \phi} \right) \quad (7.44)$$

Das Figuras 7.8 e 7.12, o ângulo de incidência ϕ no topo do primeiro écran, é

$$\phi = -\arctg\left(\frac{h_{te} - h_b}{W_b}\right) \quad (7.45)$$

Da análise das curvas da Figura 7.13, para valores de Δh_t próximos de zero, Q_{N+1} é

$$Q_{N+1} = \frac{1}{N+1} = \frac{W_b}{R} \quad (7.46)$$

As restantes parcelas de perdas PL_F e PL_{RTS} são [Xia 97]

$$PL_F(d) = 10 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (7.47)$$

$$PL_{RTS} = 10 \log_{10} \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right] \quad (7.48)$$

Da Figura 7.12, o ângulo θ e a distância r são, respectivamente,

$$\theta = \arctg\left(\frac{h_b - h_{re}}{W_{brs}}\right) \quad (7.49)$$

$$r = \sqrt{(h_b - h_{re})^2 + W_{brs}^2} \quad (7.50)$$

Da correcção proposta em [Hernando 99] à expressão PL_{MSD} em [Xia 97], resulta

$$PL_{MSD} = 10 \log_{10} |Q_{N+1}^2| \quad (7.51)$$

Para $h_{re} = 1.6$ m, $h_b = 15$ m, $W_s = 10$ m e $W_b = 50$ m, as Figuras 7.14 e 7.15 ilustram o comportamento das perdas de propagação, com $h_{te} = 10$ m e $h_{te} = 20$ m, respectivamente.

A tabela 7.1 resulta de diversas regressões, a partir dos resultados ilustrados nas Figuras 7.14 e 7.15. Nessa tabela constata-se que as perdas de propagação, para antenas emissoras rebaixadas são superiores relativamente à situação destas estarem elevadas. Contudo, para antenas emissoras elevadas 10 metros relativamente a h_b , o parâmetro de propagação n anda muito próximo do valor típico de 3.8 em ambientes urbanos, às frequências de 900 MHz e de 1800 MHz,.

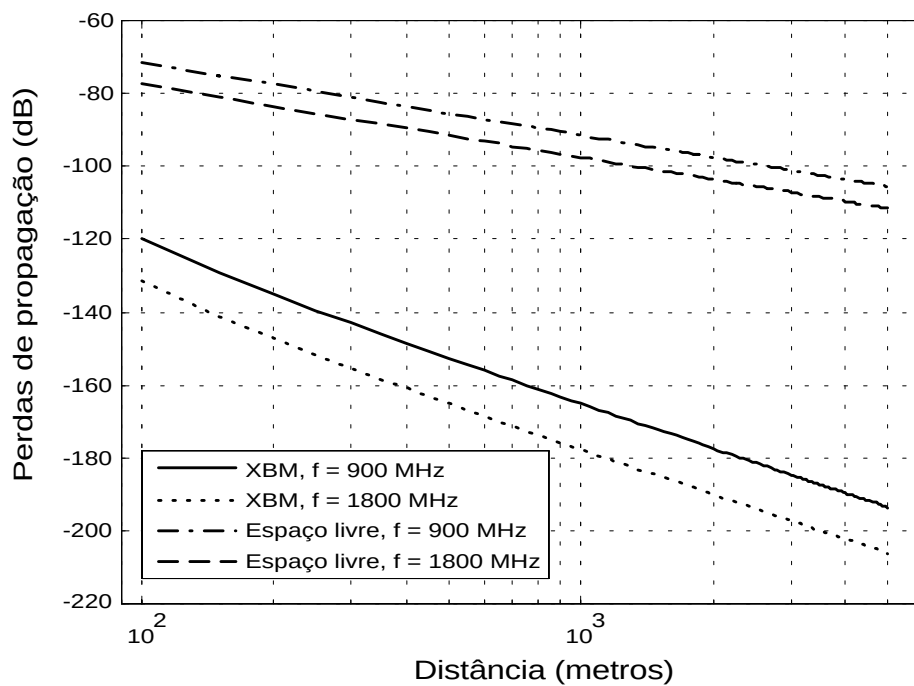


Figura 7.14: Comportamento das perdas de propagação totais. A antena emissora está localizada a 10 metros de altura, com $h_{re} = 1.6$ m, $h_b = 15$ m, $W_s = 10$ m e $W_b = 50$ m.

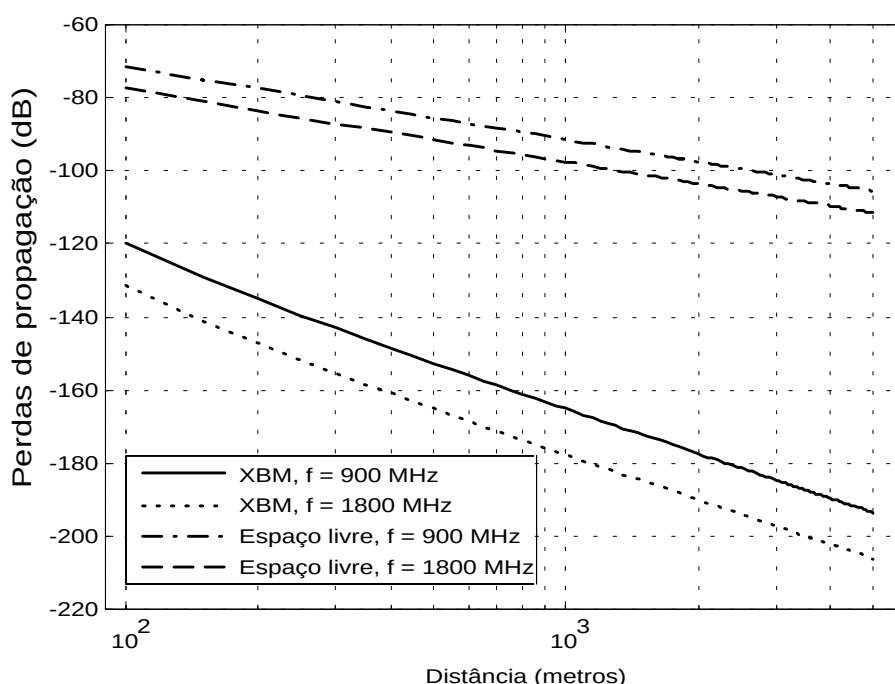


Figura 7.15: Comportamento das perdas de propagação totais. A antena emissora está localizada a 20 metros de altura, com $h_{re} = 1.6$ m, $h_b = 15$ m, $W_s = 10$ m e $W_b = 50$ m.

Tabela 7.1: Rectas $PL(d) = A + B \log_{10}(d) = A - 10n \log_{10}(d)$ obtidas a partir de regressões dos resultados ilustrados nas Figuras 7.14 e 7.15.

Frequência (MHz)	h_{te} (m)	A (dB)	B (dB)	n	PL(d) (dB)
900	10	-38.64	-41.98	4.20	$-38.64 - 41.98 \log_{10}(d)$
900	20	-12.20	-38.15	3.82	$-12.20 - 38.15 \log_{10}(d)$
1800	10	-50.45	-42.20	4.22	$-50.45 - 42.20 \log_{10}(d)$
1800	20	-21.61	-37.25	3.73	$-21.61 - 37.25 \log_{10}(d)$

7.5.6 O modelo micro-celular de Lee

Este modelo é utilizado para previsão de perdas de propagação em micro-células. As estimativas por ele geradas dependem do bloqueio que os edifícios causam à linha de vista. Na Figura 7.16 é ilustrado esse bloqueio, característico em células, cujo emissor se encontre bastante abaixo do nível dos edifícios em redor. Em [Lee 98a] é referida a

validação do modelo apenas com os emissores rebaixados em relação ao nível dos edifícios.

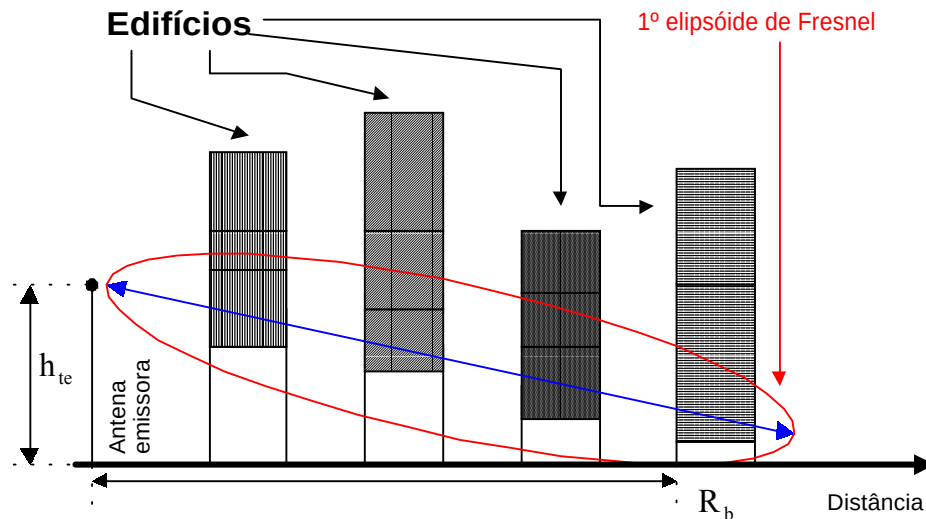


Figura 7.16: Obstrução dos edifícios à linha de vista, numa célula onde a antena emissora está bastante rebaixada relativamente ao nível dos edifícios. [Freeman 97, Lee 98a, Lee 98b].

A Figura 7.17 ilustra o processo de cálculo do bloqueio B . Esse valor é obtido da soma das três parcelas B_a , B_b e B_c , sendo $B = B_a + B_b + B_c$.

As características pontuais deste modelo fazem com que ele seja fácil de ser implementado.

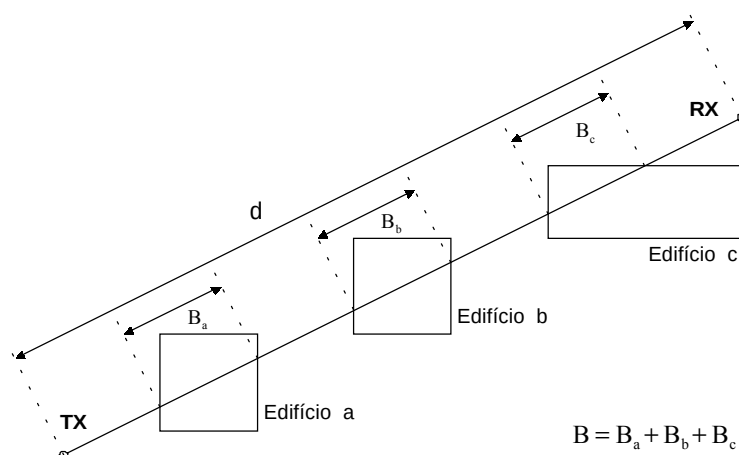


Figura 7.17: Cálculo do bloqueio B provocado pelos edifícios. [Freeman 97, Lee 98a, Lee 98b].

O algoritmo que implementa este modelo é simples e faseado. Existem duas abordagens de implementação [Lee 98a, Lee 98b]:

- na primeira, o cálculo da potência recebida no receptor depende directamente da combinação das curvas empíricas (a) e (b) da Figura 7.18, obtidas a partir de medições;
- na segunda abordagem, é utilizada uma formulação semi-teórica.

7.5.6.1 Abordagem empírica do modelo micro-celular de Lee

Dada a potência P_T (dBm), o cálculo das perdas de propagação deve-se seguir a seguinte sequência de passos [Lee 98a, Lee98b]:

- calcular o bloqueio B , conforme ilustrado na Figura 7.17;
- calcular a potência do sinal recebido P_{LOS} (dBm), através da curva (a) da Figura 7.18;
- calcular as perdas α_B (dB), devido ao bloqueio B determinadas através da curva (b) na Figura 7.18;
- havendo linha de vista entre as antenas emissora e receptora, P_R (dBm) é

$$P_R(d) = P_{LOS}(d) \quad (7.52)$$

- não havendo linha de vista entre as antenas emissora e receptora, P_R (dBm) é

$$P_R(d) = P_{LOS}(d) + \alpha_B(B) \quad (7.53)$$

- dependendo da existência ou não de linha de vista, as perdas de propagação $PL(d)$ são, respectivamente,

$$PL(d) = P_R - P_T = P_{LOS}(d) - P_T \quad (7.54)$$

$$PL(d) = P_R - P_T = P_{LOS}(d) + \alpha_B(B) - P_T \quad (7.55)$$

A curva (a) da Figura 7.18 foi obtida com uma antena emissora, 6 metros acima do solo, a irradiar uma potência de 30 dBm. Por outro lado, a curva (b) foi obtida das medições em [Lee 98a, Lee 98b].

Em [Freeman 97] são apresentadas duas expressões analíticas, obtidas a partir das curvas empíricas da Figura 7.18, em função do afastamento horizontal d entre as antenas. Nesse seguimento a potência recebida P_{LOS} (dBm) é

$$P_{LOS} = P_T + \begin{cases} -77 - 21.5 \log_{10} \left(\frac{d}{30} \right) + 30 \log_{10} \left(\frac{h_{te}}{6} \right) & , 30 \leq d < 60 \text{ metros} \\ -83.5 - 14 \log_{10} \left(\frac{d}{60} \right) + 30 \log_{10} \left(\frac{h_{te}}{6} \right) & , 60 \leq d < 300 \text{ metros} \\ -93.3 - 36.5 \log_{10} \left(\frac{d}{300} \right) + 30 \log_{10} \left(\frac{h_{te}}{6} \right) & , 300 \leq d \leq 1500 \text{ metros} \end{cases} \quad (7.56)$$

e as perdas α_B (dB) são

$$\alpha_B = \begin{cases} 0 & , B < 0.30 \text{ metros} \\ -1 - 0.5 \log_{10} \left(\frac{B}{0.3} \right) & , 0.3 \leq B < 7.5 \text{ metros} \\ -1.2 - 12.5 \log_{10} \left(\frac{B}{7.5} \right) & , 7.5 \leq B < 180 \text{ metros} \\ -17.95 - 3 \log_{10} \left(\frac{B}{180} \right) & , 180 \leq B < 900 \text{ metros} \\ -20 & , B \geq 900 \text{ metros} \end{cases} \quad (7.57)$$

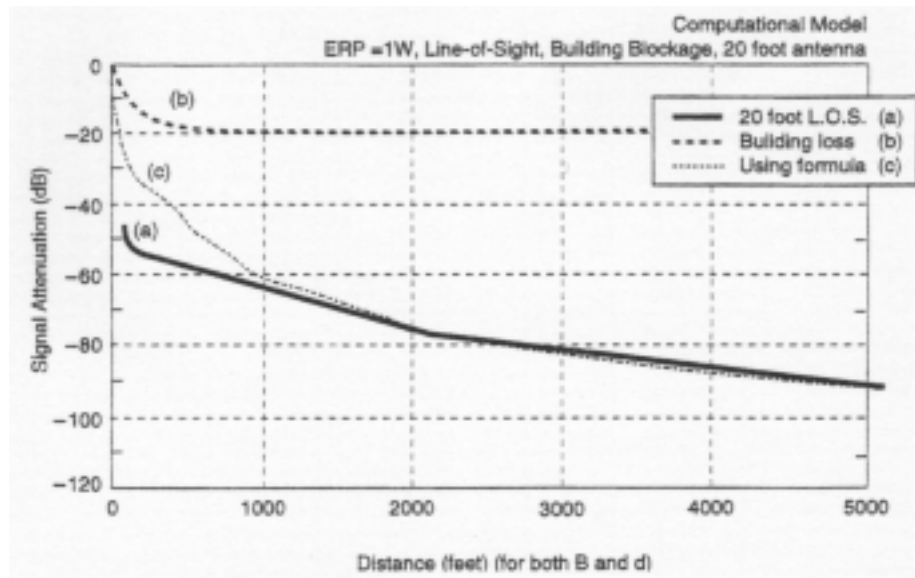


Figura 7.18: Curvas empíricas obtidas experimentalmente para uma potência de 1 W ou 30 dBm irradiada por uma antena situada a uma altura de 6 metros. [Lee 98a, Lee 98b].

A Figura 7.19 ilustra as expressões analíticas dadas pelas equações (7.56) e (7.57). Nessa figura, a curva (a) ilustra o comportamento de P_{LOS} (dBm), em função do afastamento horizontal entre antenas; a curva (b) ilustra o comportamento das perdas α_B (dB). À semelhança da Figura 7.18, a separação horizontal também está em pés (1 pé equivale no Sistema Internacional exactamente a 0.3048 metros).

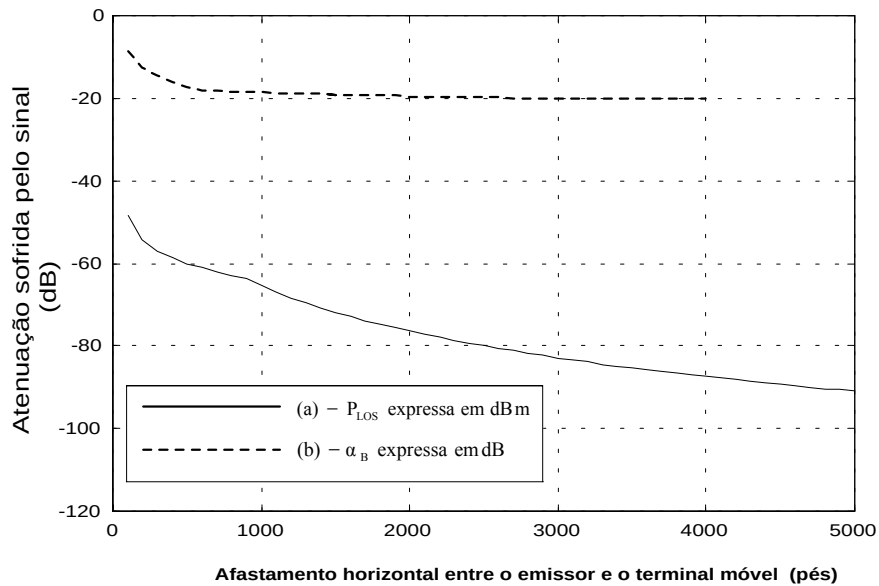


Figura 7.19: Comportamento das curvas (a) P_{LOS} (dBm) e (b) α_B (dB), dadas pelas equações (7.56) e (7.57), respectivamente.

7.5.6.2 Abordagem semi-teórica do modelo micro-celular de Lee

Tal como na abordagem anterior, as perdas de propagação dependem de três parâmetros, que são:

- a potência P_T (dBm) transmitida;
- a potência P_{LOS} (dBm) recebida e
- o bloqueio B , directamente quantificável em α_B (dB).

A potência P_{LOS} é

$$P_{LOS} = P_T - PL_{LOS}(d) \quad (7.58)$$

As perdas de propagação $PL_{LOS}(d)$ são

$$PL_{LOS}(d) = \begin{cases} -20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) & , d < R_b \\ -20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_b} \right) - 10n \log_{10} \left(\frac{R_b}{d} \right) & , d \geq R_b \end{cases} \quad (7.59)$$

Nesta última expressão R_b é o ponto onde o primeiro elipsóide de Fresnel toca tangencialmente no solo, como ilustrado na Figura 7.16. O seu valor é

$$R_b = \frac{4 h_{te} h_{re}}{\lambda} \quad (7.60)$$

A potência total recebida P_R é

$$P_R = P_{LOS} + \alpha_B(B) \quad (7.61)$$

As perdas de propagação $PL(d)$ são

$$PL(d) = P_R - P_T = P_{LOS} + \alpha_B(B) - P_T = -PL_{LOS}(d) + \alpha_B(B) \quad (7.62)$$

Em [Lee 98a] é mencionado que o parâmetro de propagação n na equação (7.59) apresenta um valor quase constante, rondando 4.3.

A Figura 7.20 ilustra o comportamento das perdas de propagação num ambiente homogéneo, onde a largura média dos edifícios é de 90 metros, o afastamento médio é de 100 metros e a antena receptora está 1.6 metros acima do solo. Os gráficos foram obtidos com antenas emissoras 10 metros e 15 metros acima do solo e às frequências 900 MHz e 1800 MHz.

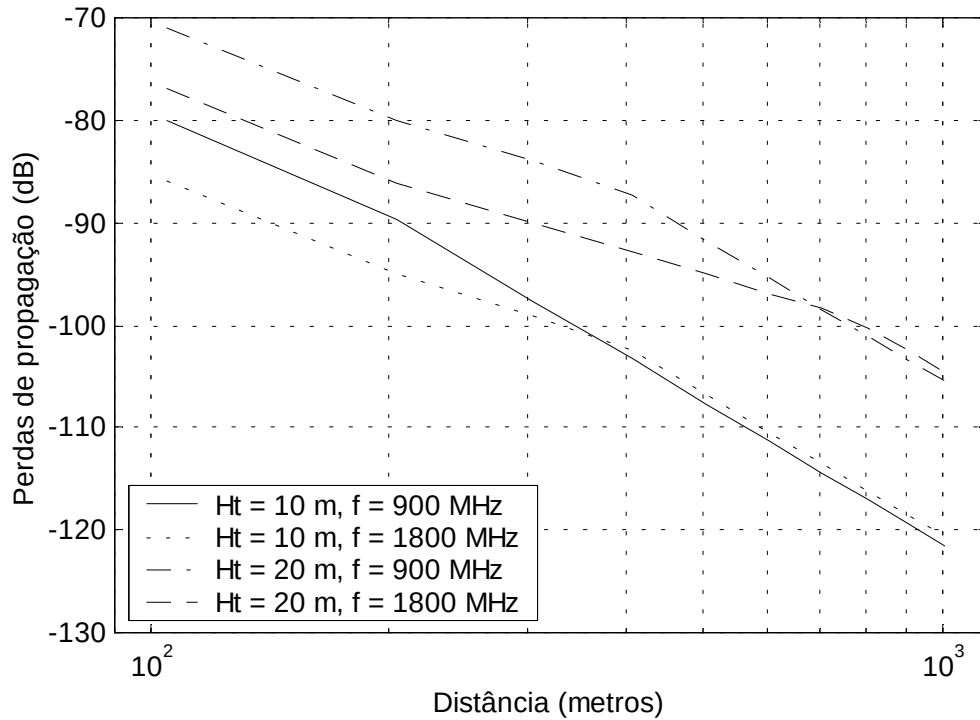


Figura 7.20: Perdas de propagação, na presença de edifícios com largura média igual a 90 metros, afastamento médio 100 metros. Antenas com $h_{re} = 1.6$ m e de 10 e 20 metros para h_{te} .

7.6 Efeito da vegetação

Cada vez mais, a importância dos efeitos da vegetação em zonas urbanas é contabilizada. Na Figura 7.21 é ilustrado um exemplo de disposição e concentração de árvores, a acompanhar as guias dos passeios muito típico em certas cidades.

Em zonas urbanas e mesmo suburbanas, o bloqueio das ondas electromagnéticas por árvores (nas estações secas em climas temperados) é quantificado através de um factor de correcção k_{veg} , expresso em dB's. Esse factor é [Parsons 92, Garg 99, Garg 2000]

$$k_{veg} = \begin{cases} -1.33 f_{GHz}^{0.284} h_{veg}^{0.588} & , 14 \leq h_{veg} \leq 400 \text{ metros} \\ -0.45 f_{GHz}^{0.284} h_{veg} & , 0 \leq h_{veg} < 14 \text{ metros} \end{cases} \quad (7.63)$$

onde h_{veg} é a altura das árvores, em metros e f_{GHz} é a frequência, em GHz.

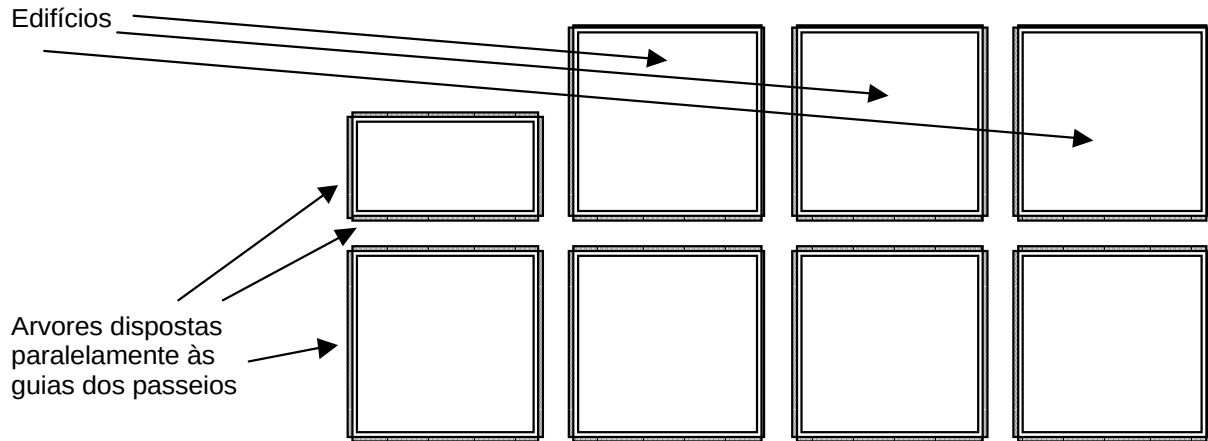


Figura 7.21: Disposição típica da vegetação em áreas urbanas.

7.7 Efeitos da ondulação do terreno

Nos modelos anteriormente apresentados estava implícita a característica plana ou quase plana do terreno. Uma das formas usadas para contornar a variabilidade da cota do terreno foi inclui-la na altura dos edifícios, conforme ilustrado na Figura 7.22.

Em [Piazzi 98, Bertoni 2000] é apresentado um modelo para terrenos cuja superfície apresente ligeiras elevações ou uma sucessão periódica de elevações e depressões, conforme ilustrado na Figura 7.23.

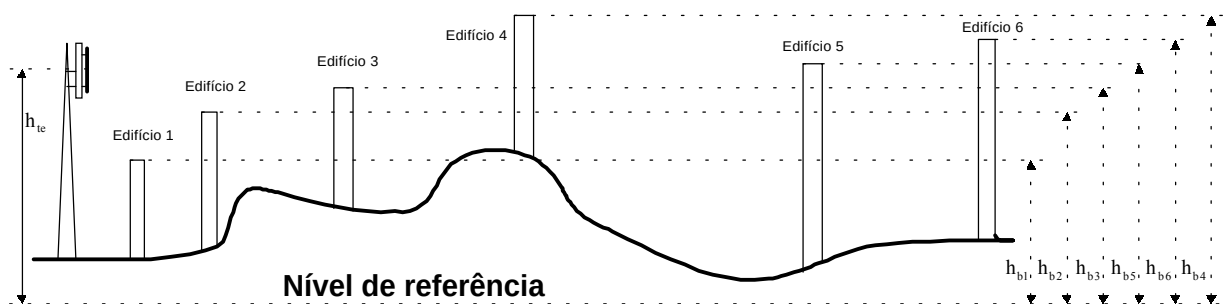


Figura 7.22: Contribuição da cota do terreno na altura efectiva dos edifícios e da antena emissora.

A Figura 7.23 ilustra uma situação específica, onde a altura da antena emissora é maior do que a altura do topo da colina. O eixo menor b_1 do primeiro elipsóide de Fresnel, dado pela equação (5.8), é $b_1 = \sqrt{2\lambda d}$. Por outras palavras, para os 900/1800 MHz e dadas as distâncias envolvidas, b_1 é suficientemente estreito para não ser parcialmente bloqueado

pelos edifícios localizados na zona **A** da colina. Para esses pontos, afastados d (metros) relativamente à antena emissora, as perdas de propagação são

$$PL(d) = PL_F + PL_{MSD} + PL_{RTS} \quad (7.64)$$

com

$$PL_F = 10 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (7.65)$$

$$PL_{MSD} = 10 \log_{10} |Q(g_p)|^2 \quad (7.66)$$

onde

$$g_p = \sin(\alpha_A) \times \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \cong \frac{h_{eff} - h_b}{d} \times \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \quad (7.67)$$

Dado que na zona **A**, a antena emissora se encontra elevada relativamente aos edifícios, g_p é aproximado por [Maciel 93, Bertoni 2000]

$$PL_{MSD} = 10 \log_{10} \left[2.347 \left(\frac{h_{eff} - h_b}{d} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{0.9} \right]^2 \quad (7.68)$$

As perdas por difracção PL_{RTS} , causadas pelo último edifício são [Xia 97, Bertoni 2000]

$$PL_{RTS} = 10 \log_{10} \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right] \quad (7.69)$$

onde r é o comprimento percurso difractado, em metros.

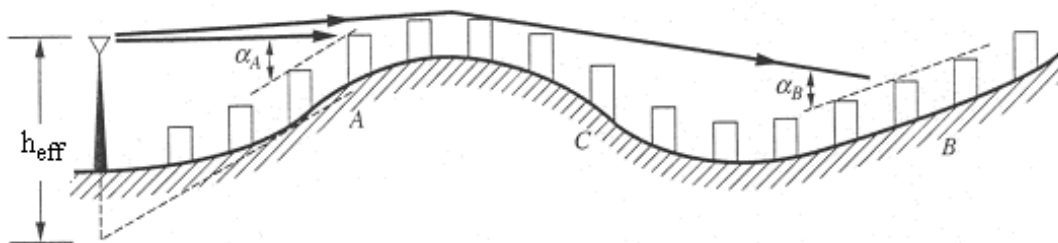


Figura 7.23: Propagação acima do nível dos edifícios assentes em terreno ondulado. [Piazzi 98, Bertoni 2000].

Na zona **B** da colina, o cálculo do parâmetro g_p depende do ângulo α_B .

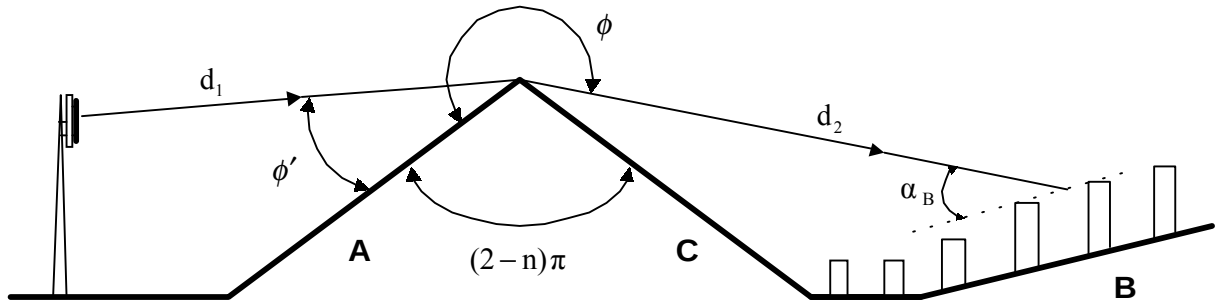


Figura 7.24: Aproximação da colina por uma cunha. [Bertoni 2000].

Para terminais móveis localizados na zona **B**, se os ângulos de difracção no seu topo forem pequenos, o cálculo das perdas de propagação é feito substituindo a colina por uma cunha com faces reflectoras, facilmente tratada em termos matemáticos. Assim, as perdas em espaço livre PL_F , dadas pela equação (7.65), são substituídas por PL_D . Como ilustrado na Figura 7.24, PL_D é obtida do cálculo da difracção sobre uma cunha equivalente, com ângulo interno $(2-n)\pi$, é [Bertoni 2000]

$$PL_D = 10 \log_{10} \left(\frac{\lambda |D_T|}{4\pi \sqrt{d_1 d_2 (d_1 + d_2)}} \right)^2 \quad (7.70)$$

onde d_1 e d_2 são as distâncias, em metros, das antenas emissora e receptora ao vértice da cunha, respectivamente. D_T é o coeficiente de difracção UTD para a cunha equivalente, obtido das equações (5.78) a (5.82).

Todavia, se a colina for substituída por um cilindro transversal com raio R_h , como ilustrado na Figura 7.25. As perdas PL_F , que foram substituídas pela parcela PL_D , referente à difracção sobre o topo arredondado, difracção essa que consiste no contornamento desse topo ao longo dum ângulo $\hat{\theta}$, pelas ondas electromagnéticas. A nova expressão PL_D no ponto **B** é

É proposta nesta dissertação uma função analítica para D_1 . Essa função foi obtida da Figura 15 em [Piazzzi 98], para as frequências de 900 MHz e de 1800 MHz. Em termos analíticos, D_1 é

$$D_1(R_h) = \begin{cases} 0.283 R_h^{0.345} & , f = 900 \text{ MHz} \\ 0.165 R_h^{0.395} & , f = 1800 \text{ MHz} \end{cases} \quad (7.76)$$

7.8 Conclusões

Neste capítulo foi analisado o comportamento das perdas de propagação em áreas urbanizadas. Nestas áreas, o comportamento das perdas são condicionadas pelos elementos dominantes na paisagem, que são os edifícios, caracterizados pelas alturas, disposições e a sua concentração. As posições e alturas das antenas emissoras e receptoras também assumem um papel importante.

Foram analisados os modelos empíricos e teórico mais importantes para estas áreas, e foram referidos os mecanismos predominantes de propagação de ondas electromagnéticas.

Foi ainda referido um cenário possível para as futuras micro-células a operarem a 60 GHz, que é um tópico a explorar em futuras investigações.

Foi também considerado o impacto da vegetação.

Finalmente, foi feita a análise da variação da cota do terreno em áreas urbanizadas.

Capítulo 8

Estudo de um caso

8.1 Introdução

Uma actividade deste estudo foi a comparação de dados medidos com as estimativas geradas por vários modelos. O operador TELECEL-Vodafone executou um ensaio, numa zona específica da cidade do Porto, durante o qual foi registada a potência do sinal recebido pelo terminal. A cobertura fornecida pelo sistema de antenas para essa zona estava perfeitamente estabelecida e a caracterização do meio ambiente era razoável.

Os dados registados foram comparados com as previsões fornecidas por cinco modelos e o grau de concordância foi razoável, como é demonstrado mais à frente. Dos vários modelos existentes na área, estes cinco modelos são os que melhor se coadunam com as incertezas presentes no ensaio.

Foi desenvolvida uma aplicação para a Internet, baseada no MATLAB Web Server, que permite calcular remotamente as perdas previstas por nove modelos conhecidos, para configurações típicas.

8.2 Ensaio efectuado na cidade do Porto

A Figura 8.1 ilustra o percurso seguido durante o ensaio.

Durante o ensaio foi utilizado um terminal móvel da Ericsson, um PC portátil com o *software* TEMS da Ericsson e um sistema GPS.

Os valores adquiridos representam a média temporal em janelas de 6 a 7 segundos. Em certos locais o veículo avançava a 60 km por hora. Consequência de tal, as janelas de 7 segundos correspondem aos casos mais desfavoráveis, pelo alto número de comprimento de onda percorridos¹.

¹ A 60 kmh⁻¹, 7 segundos correspondem a 350 comprimentos de onda à frequência de 900 MHz.



Figura 8.1: Percurso reconstruído, com os emissores que intervieram no ensaio (losangos). A zona em estudo está delimitada por um rectângulo.

8.2.1 Zona analisada

A Figura 8.2 ilustra a localização da zona seleccionada para análise. A escolha obedeceu ao facto de englobar uma parte significativa da Baixa do Porto e por ser uma zona com grande intensidade de tráfego. As coordenadas iniciais e finais do segmento do percurso analisado foram $(41^{\circ}09'40''\text{N}, 08^{\circ}36'36''\text{W})$ e $(41^{\circ}08'43''\text{N}, 08^{\circ}36'39''\text{W})$, respectivamente.

A base de dados para a zona em questão, com informação sobre as cotas do terreno e a disposição dos edifícios, é pobre. Para ultrapassar esta lacuna de informação foram feitas certas suposições acerca do terreno e da configuração urbana.

Nestas circunstâncias, o terminal móvel detecta frequentemente a presença de mais de um emissor. Qual dos sinais a usar foi decidido segundo o critério: sempre que a potência do

sinal recebido descia 4 dB abaixo dos níveis dos outros emissores, o terminal móvel notificava o emissor em uso para que se iniciasse um *handover*.



Figura 8.2: Zona em estudo.

8.2.2 Características dos emissores na zona analisada

Os emissores da TELECEL-Vodafone na zona foram

- o emissor 2828, operando na banda dos 900 MHz, e localizado nas proximidades do Hospital Santa Maria;
- o emissor H271, operando na banda dos 1800 MHz, e localizado na rua de Faria Guimarães e
- o emissor H2026, operando na banda dos 1800 MHz, e localizado nas imediações da Praça da Batalha.

O emissor 2828 possui uma antena omnidireccional com um decaimento mecânico de 3° para Norte. O efeito desta peculiaridade geométrica é corrido pela expressão [Lee 98b]

$$\psi = \arctan [\operatorname{tg}(\theta_m) \cos(\varphi)] \quad (8.1)$$

que relaciona o diagrama vertical resultante ao diagrama vertical original. Nesta última expressão θ_m é o ângulo de decaimento vertical (3° com orientação para Norte), φ é azimute, ψ é o decaimento vertical “visto” pelo terminal móvel, conforme ilustrado na Figura 8.3.

A necessária correcção ao diagrama horizontal é simples, porque a antena é omnidireccional. Segundo [Lee 98b] ela é

$$DR'_H(\varphi) = DR_H(\varphi) + DR_V(\theta_m, \psi, \varphi) \quad (8.2)$$

onde $DR_H(\varphi)$ é o diagrama horizontal original, e $DR_V(\theta_m, \psi, \varphi)$ é o efeito do diagrama vertical no diagrama horizontal resultante $DR'_H(\varphi)$.

Os restantes emissores usam três antenas iguais, dispostas num perímetro circular, separadas por 120° . Para efeitos descritivos, os três sectores são rotulados A, B e C, seguindo o sentido horário. Para eles, a contribuição do ganho da antena no sector A é

$$g(\theta, \varphi) = g_{MAX} \times g_v(\theta) \times g_H(\varphi) \quad (8.3)$$

onde $g(\theta, \varphi)$ é o ganho visto pelo terminal móvel localizado na posição definida pelo azimuth φ e pelo ângulo θ em relação ao eixo da antena e g_{MAX} é o máximo valor do ganho directivo. As funções $g_v(\theta)$ e $g_H(\varphi)$ descrevem os diagramas vertical e horizontal normalizados, respectivamente.

No anexo A encontram-se descritas detalhadamente as características de cada um das três estações emissoras da TELECEL-Vodafone para a zona em questão.

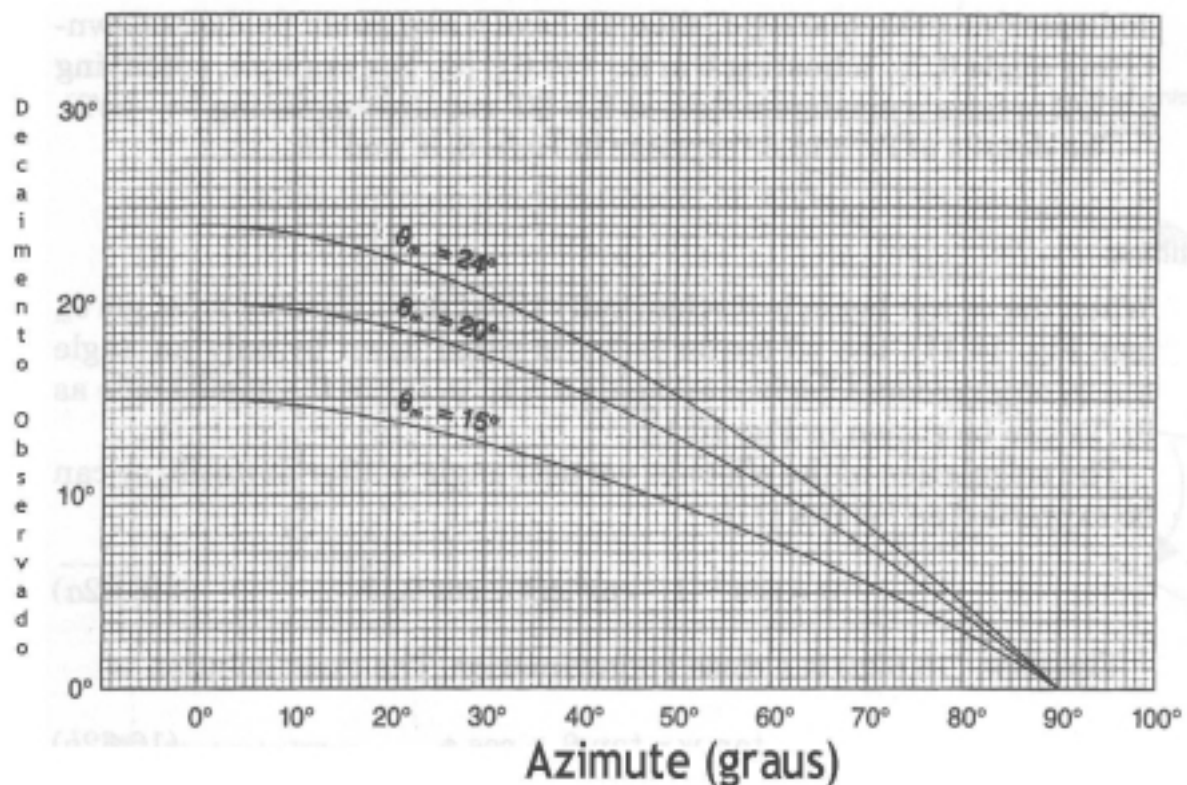


Figura 8.3: Variação do ângulo de decaimento vertical ψ observado pelo terminal móvel, em função do seu azimuth φ . [Lee 98b].

8.3 Análise de resultados

Como se pode ver na Figura 8.4, a potência do sinal recebido raramente desceu abaixo dos -85 dBm. Este comportamento deve-se à execução sistemática de *handovers*. A localização de um *handover* é marcada na figura por uma mudança de traço.

Um primeiro exercício a fazer foi o de comparar o sinal recebido com o estimado. Isto foi feito por emissor e também combinando os três emissores, dando origem a quatro resultados. As várias amostragens foram separadas segundo o emissor e este subconjunto de valores foi comparado, ponto-a-ponto com os valores estimados. A Figura 8.6 mostra os quatro resultados deste exercício. Por exemplo, para o emissor de Faria Guimarães o traço contínuo, que representa a estimativa, está em boa concordância com os valores medidos.

Na situação referente às previsões combinadas, a distância foi ordenada por ordem crescente, não estando portanto explicitamente associada a nenhum emissor. O exemplo na Figura 8.5 ilustra como essa metodologia é implementada.

Para o cálculo das estimativas utilizaram-se os cinco seguintes modelos:

- recta logarítmica $PL(d) = A + B \log_{10}(d)$ obtida por regressão das medições;
- modelo de Hata-COST231 [Hata 80, Siwiak 95, Doble 96, COST231 99];
- modelo de Ibraim e Parsons [Parsons 92, Siwiak 95];
- modelo macro-celular de Lee [Lee 98b] e
- modelo de Okumura [Okumura 68].

O formato da Figura 8.6, com quatro gráficos, é representativo dos resultados aqui apresentados. A figura referida baseia-se no primeiro dos cinco modelos. O mesmo tratamento dos dados para os restantes modelos dá origem a figuras semelhantes.

O facto do emissor 2828 ser o único a operar na banda dos 900 MHz não impede que se faça uma previsão combinada, visto a maioria dos terminais existentes no mercado suportarem a função de dupla banda GSM/DCS.

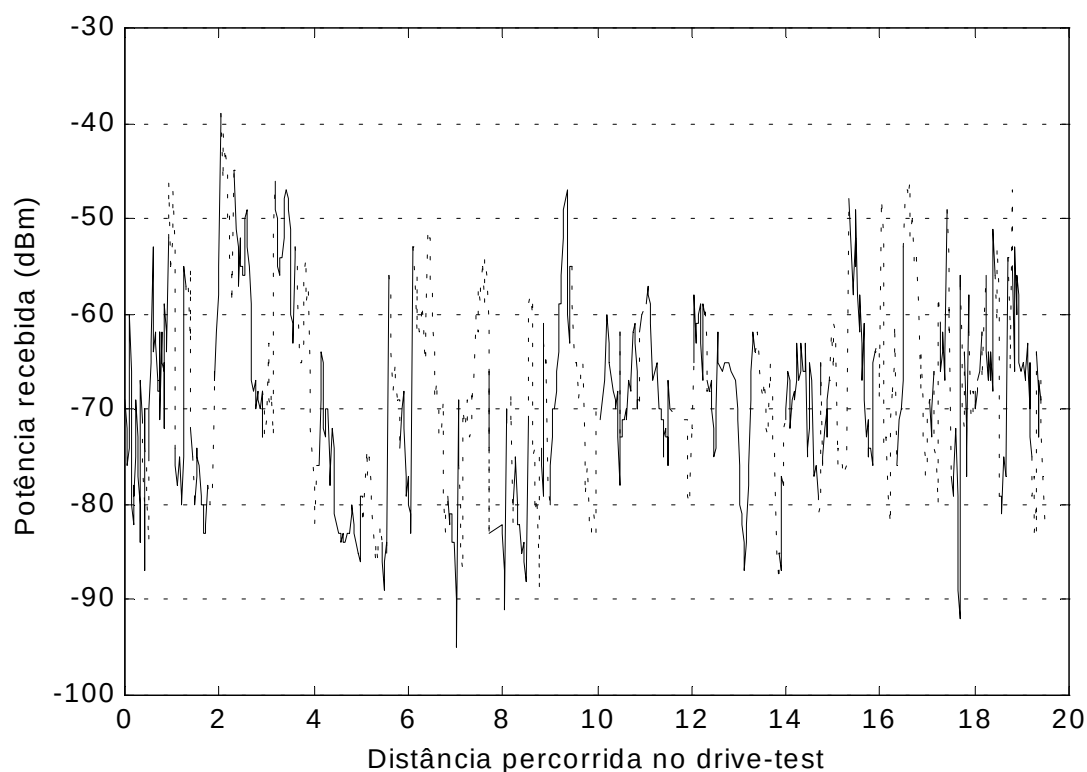


Figura 8.4: Potência recebida (dBm) durante o ensaio completo e a sequência de *handovers* realizados sempre que muda o tipo de traço.

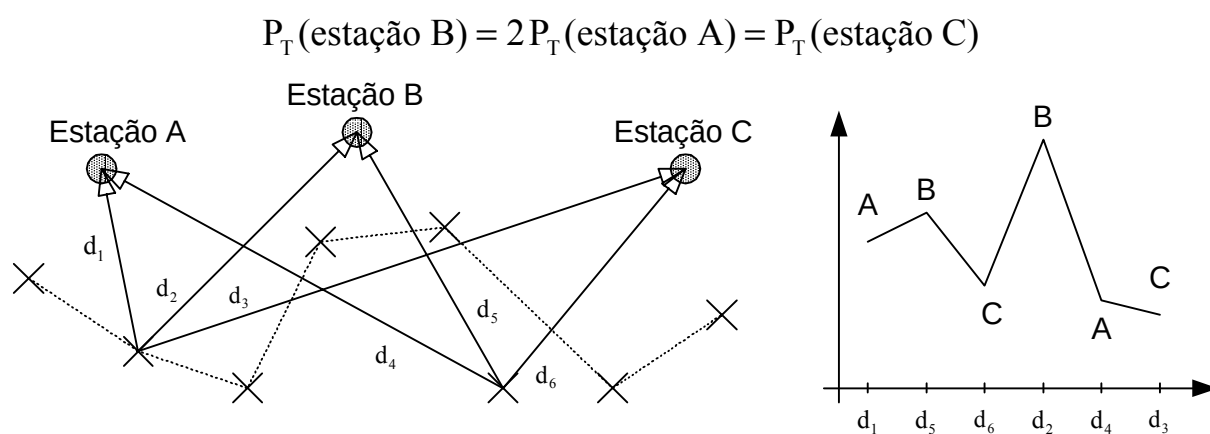


Figura 8.5: Metodologia utilizada na previsão combinada.

8.3.1 Resultados experimentais

A análise dos dados baseou-se nos seguintes parâmetros:

- posição do terminal móvel relativamente ao emissor em uso;
- potência do sinal recebido e
- característica do emissor.

Parâmetros da caracterização da estação emissora são a altura, a orientação, o diagrama de radiação normalizado, o ganho máximo e a potência EIRP no sentido de máximo ganho das antenas.

As perdas de propagação $PL(d_i)$ observadas no ponto i , à distância d_i metros da antena k , da estação j , são

$$PL_{\text{observada}}(d_i) = P_{\text{observada}}(d_i) - EIRP_{jk} - F_a(\theta_{jk}, \varphi_{jk}) \quad (8.4)$$

A potência $P_{\text{estimada}}(d_i)$ estimada (dBm) é

$$P_{\text{estimada}}(d_i) = EIRP_{jk} + F_a(\theta_{jk}, \varphi_{jk}) + PL_{\text{estimada}}(d_i) \quad (8.5)$$

As diferentes parcelas das equações (8.4) e (8.5) têm os seguintes significados:

- $PL_{\text{observada}}(d_i)$ são as perdas de propagação (dB) reais;
- $PL_{\text{estimada}}(d_i)$ são as perdas de propagação (dB) estimadas utilizando-se um determinado modelo;
- d_i é a distância, em metros, entre as antenas emissora e receptora;
- $P_{\text{observada}}(d_i)$ é a potência do sinal (dBm);
- $P_{\text{estimada}}(d_i)$ é a potência do sinal (dBm) estimada, utilizando um determinado modelo;
- $EIRP_{jk}$ é a potência EIRP (dBm) irradiada pela antena k da estação j ;
- $F_a(\theta_{jk}, \varphi_{jk})$ é o efeito do diagrama de radiação normalizado da antena k da estação j e
- θ_{jk} e φ_{jk} são os ângulos vertical e horizontal da antena do terminal móvel, relativamente à antena k da estação j .

Com os valores das variáveis atrás mencionadas fazem-se regressões $PL(d) = A + B \log_{10}(d)$, baseadas na minimização do erro quadrático. Essas rectas logarítmicas caracterizam de uma forma simples e expedita o comportamento das perdas de propagação na zona em análise. Para a obtenção de rectas logarítmicas utilizaram-se as seguintes metodologias:

- efectuou-se a regressão emissor a emissor e
- efectuou-se a regressão no conjunto dos três emissores.

A Tabela 8.1 ilustra as rectas logarítmicas obtidas por regressão das perdas de propagação observadas.

Tabela 8.1: Rectas logarítmicas obtidas por regressão das perdas de propagação observadas.

Emissor a que se referem os dados	Rectas obtidas (dB)
Hospital Santa Maria (emissor 2828)	$PL(d) = -34.92 - 34.06 \log_{10}(d)$
Faria Guimarães (emissor H271)	$PL(d) = 33.00 - 58.27 \log_{10}(d)$
Batalha (emissor H2026)	$PL(d) = 389.97 - 194.11 \log_{10}(d)$
Conjunto constituído pelos três emissores	$PL(d) = -33.41 - 29.09 \log_{10}(d)$

Como mencionado previamente, a Figura 8.6 ilustra as perdas de propagação observadas (estrelas) e estimadas (traço continuo) a partir das rectas logarítmicas obtidas por regressão emissor a emissor e no conjunto dos três emissores.

A Figura 8.7 é equivalente à Figura 8.6 mas para o parâmetro potência. Nela se observa que as potências estimadas raramente descem abaixo dos -85 dBm. Duas conclusões que delas se depreendem são:

- as rectas individuais dos emissores traduzem de uma forma satisfatória as condições locais de propagação nas proximidades dos emissores e
- a recta para o conjunto dos três emissores, traduz de forma satisfatória as condições de propagação no seu conjunto.

Os quatro gráficos da Figura 8.8 ilustram, as estimativas das potências. Na previsão combinada, para cada ponto do espaço, o valor a considerar é o máximo das estimativas da potências recebidas. Este critério de selecção não provoca descontinuidades nas estimativas. O traço continuo nas quatro imagens é o percurso efectuado pelo terminal móvel.

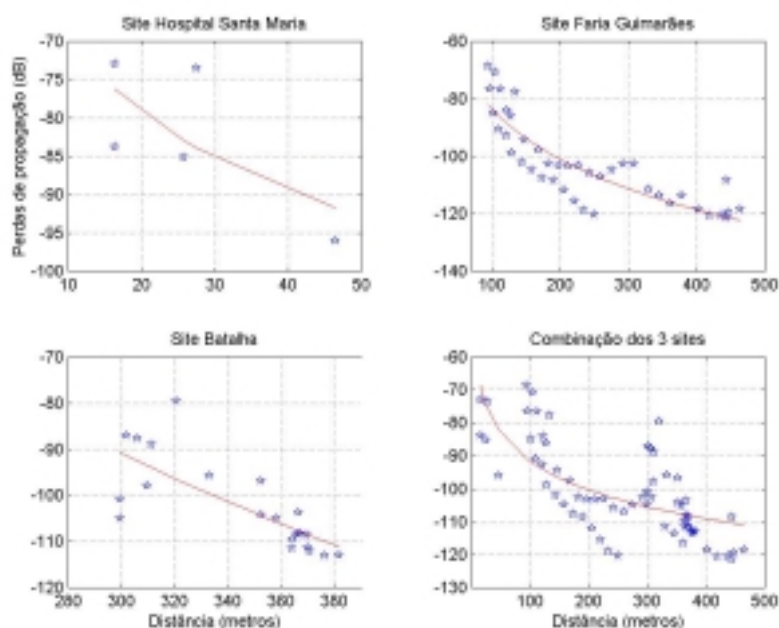


Figura 8.6: Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) através de rectas logarítmicas emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.

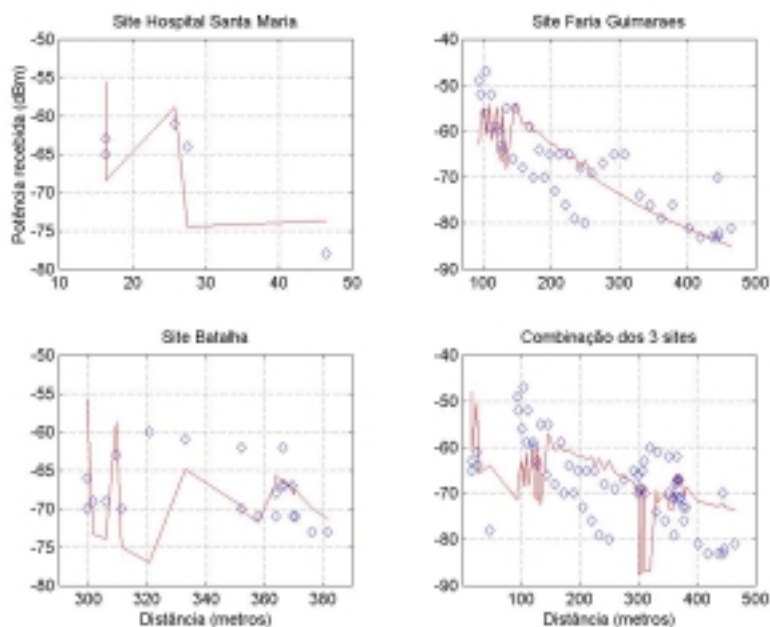


Figura 8.7: Potências (dBm) observadas (losangos) e estimadas (traço contínuo) emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores, segundo as rectas logarítmicas da Tabela 8.1.

Da observação do gráfico da previsão combinada na Figura 8.8 é exequível que se tome a recta $PL(d) = -33.41 - 29.09 \log_{10}(d)$, como sendo aquela que melhor traduz as características de propagação.

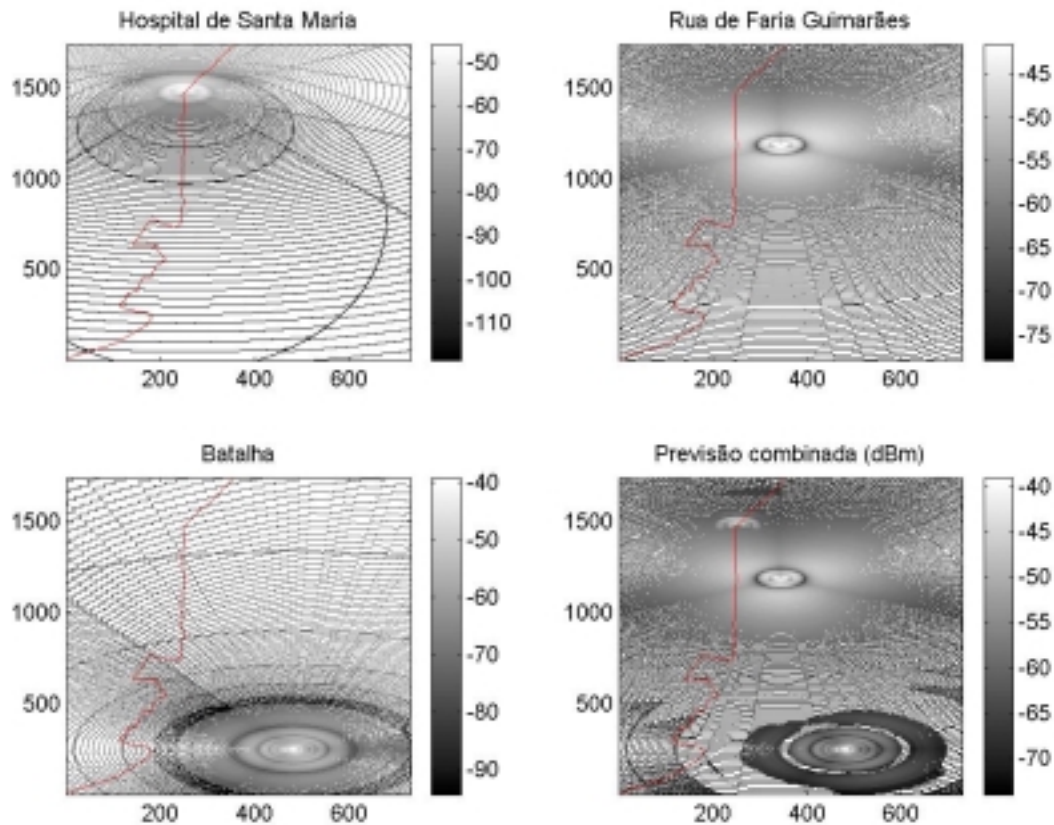


Figura 8.8: Estimativas das potências (dBm) na zona seleccionada para os três emissores separadamente e o no conjunto dos três emissores.

A Figura 8.9 mostra o comportamento da potência do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir da recta logarítmica $PL(d) = -33.41 - 29.09 \log_{10}(d)$. As estimativas foram obtidas emissor a emissor.

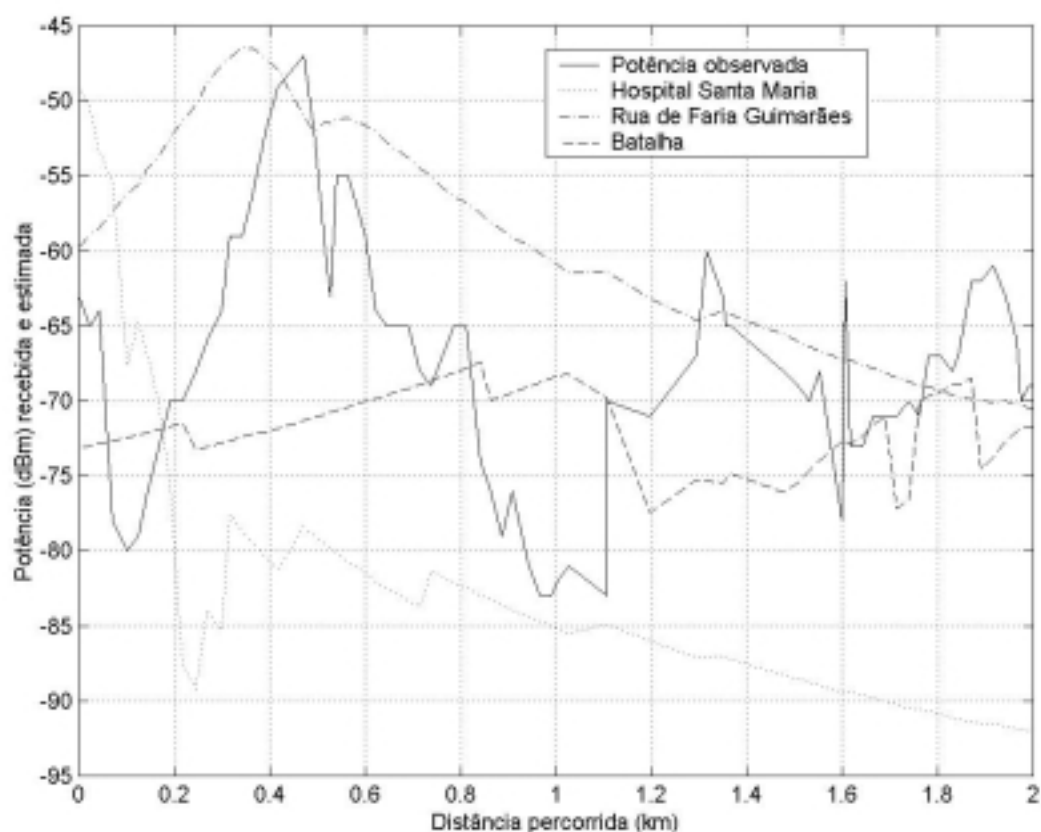


Figura 8.9: Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir da recta logarítmica $PL(d) = -33.41 - 29.09 \log_{10}(d)$.

8.3.2 Previsões com modelos pré-seleccionados

Nesta subsecção são apresentados os resultados obtidos por simulação com os modelos referidos no início da Secção 8.3.

8.3.2.1 Aplicação do modelo Hata-COST231

As Figuras 8.10, 8.11, 8.12 e 8.13 ilustram os resultados da análise para o modelo Hata-COST231.

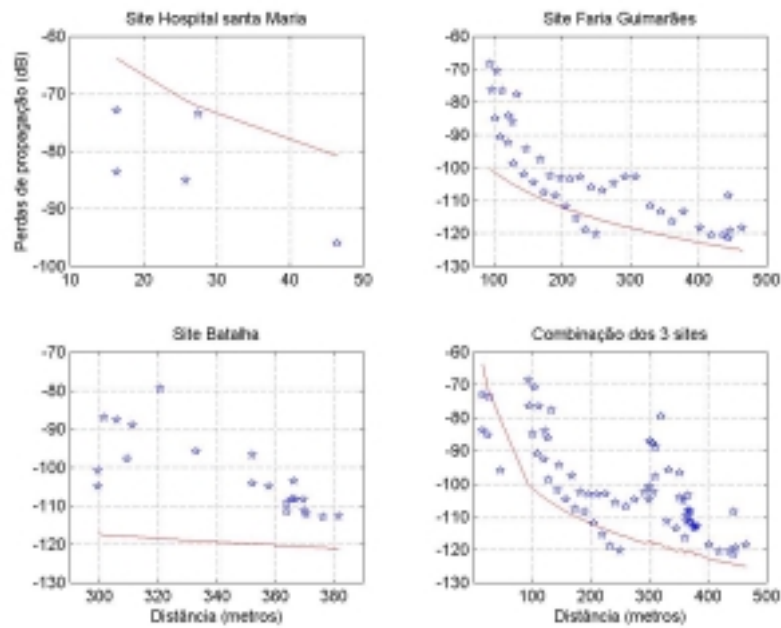


Figura 8.10: Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Hata-COST231, emissor a emissor e no conjunto dos três emissores.

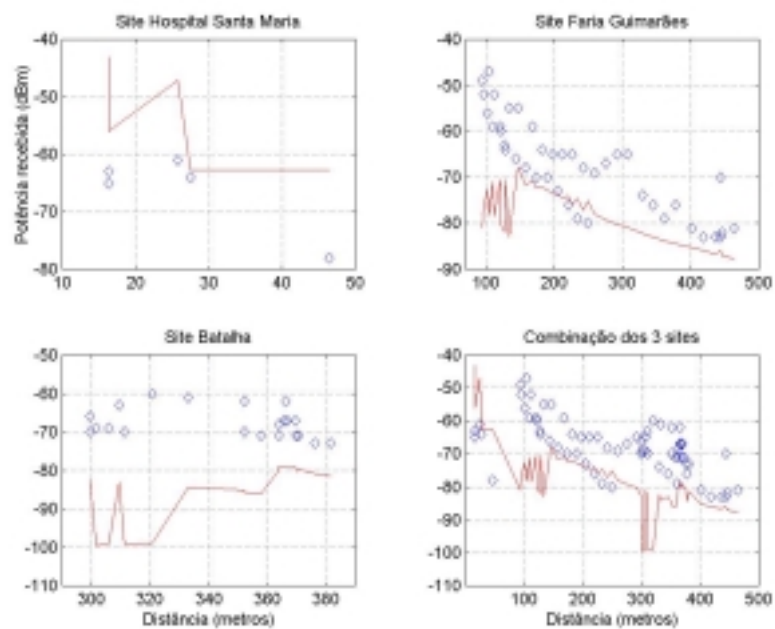


Figura 8.11: Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Hata-COST231, emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.

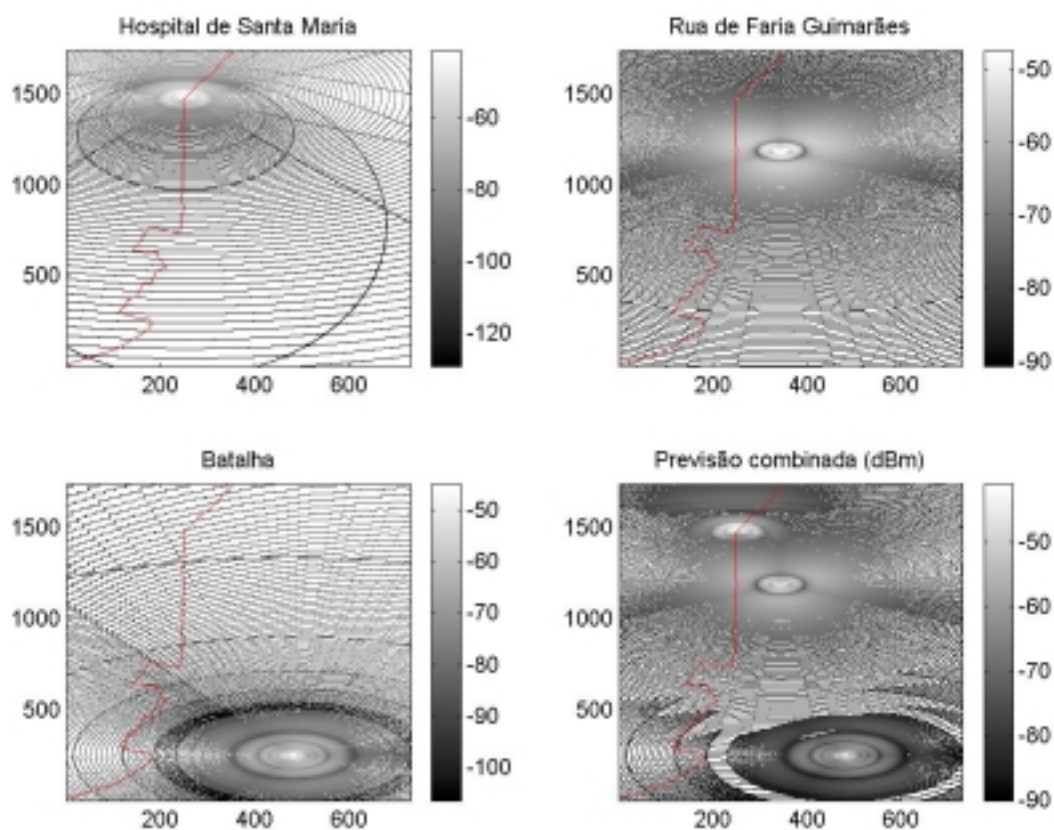


Figura 8.12: Estimativas das potências (dBm) utilizando-se o modelo Hata-COST231 na zona seleccionada, para cada um dos emissores separadamente e no conjunto dos três emissores.

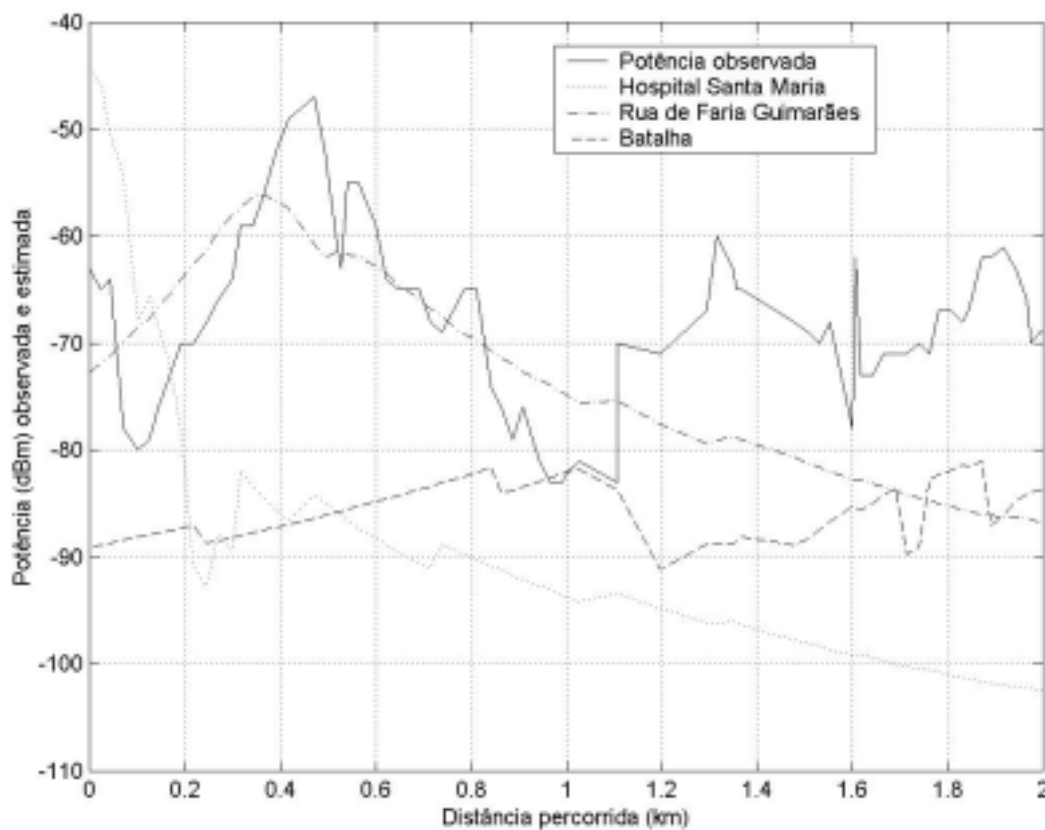


Figura 8.13: Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo Hata-COST231.

8.3.2.2 Aplicação do modelo de Ibraim e Parsons

Para que o modelo de Ibraim e Parsons seja aplicado, é necessário o conhecimento dos seguintes parâmetros:

- percentagem L da área ocupada por edifícios, variando entre 3% e 50%;
- diferença H_{Δ} entre as cotas médias das áreas onde o emissor e o terminal móvel se localizam, não sendo especificada nenhuma gama de variação e
- o factor de urbanização U , situado entre 0% a 100%, com 63.2% como valor típico para o CBD Londrino.

Para que as estimativas produzidas não fossem por um lado demasiado pessimistas e por outro irrealistas, foram escolhidos os valores $L = 50\%$, $H_{\Delta} = 0$ e $U = 63.2\%$.

A Tabela 8.2. ilustra as rectas logarítmicas para cada um dos emissores, onde a antena do terminal móvel tem uma altura de 1.6 metros.

As Figuras 8.14, 8.15, 8.16 e 8.17 ilustram os resultados da análise para o modelo de Ibraim e Parsons.

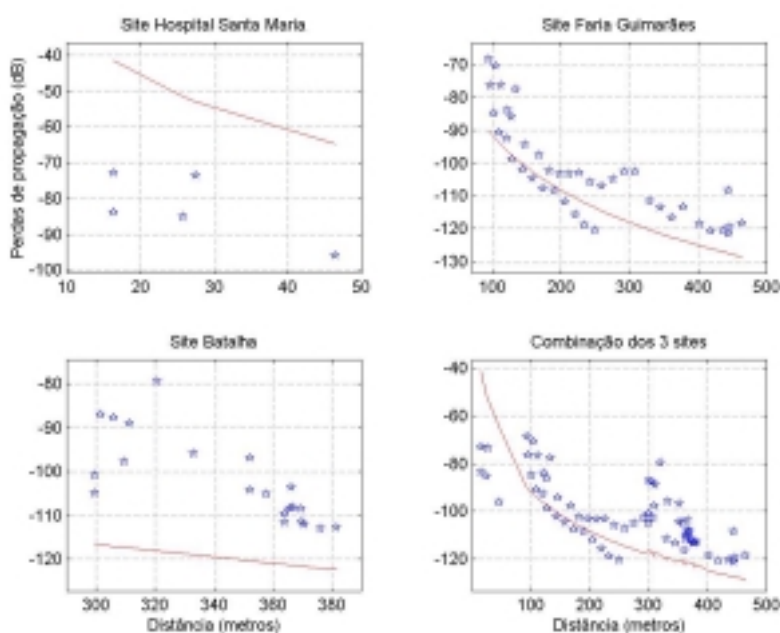


Figura 8.14: Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo de Ibraim e Parsons.

Tabela 8.2: Rectas logarítmicas utilizando o modelo de Ibraim e Parsons, para cada emissor, com $h_{re}=1.6$ m.

Emissor	Rectas logarítmicas aplicadas
Hospital Santa Maria ($h_{te}=15$ m)	$PL(d) = 20.99 - 51.42 \log_{10}(d)$
Faria Guimarães ($h_{te}=25$ m)	$PL(d) = 19.08 - 55.36 \log_{10}(d)$
Batalha ($h_{te}=30$ m)	$PL(d) = 20.66 - 55.36 \log_{10}(d)$
Conjunto constituído pelos três emissores	$PL(d) = 28.55 - 58.99 \log_{10}(d)$

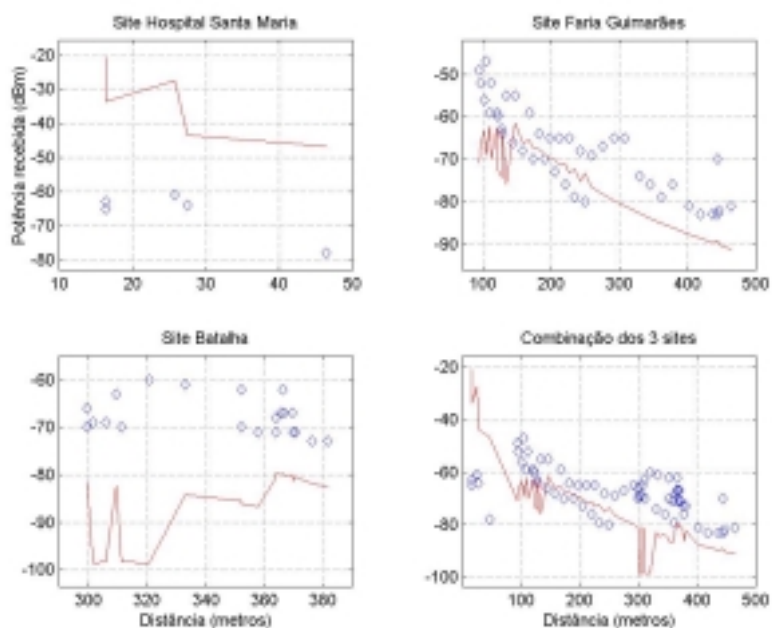


Figura 8.15: Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo de Ibraim e Parsons.

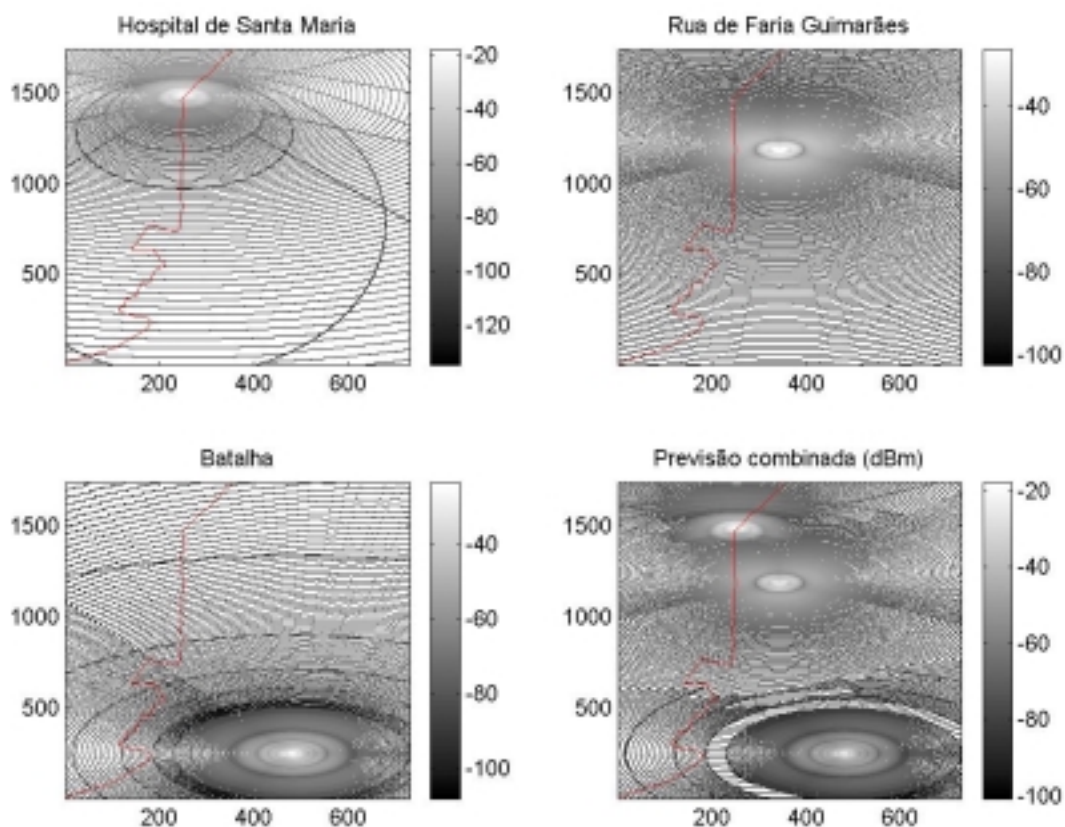


Figura 8.16: Estimativas das potências (dBm) utilizando-se o modelo de Ibraim e Parsons na zona seleccionada, para cada um dos emissores separadamente e no conjunto dos três emissores.

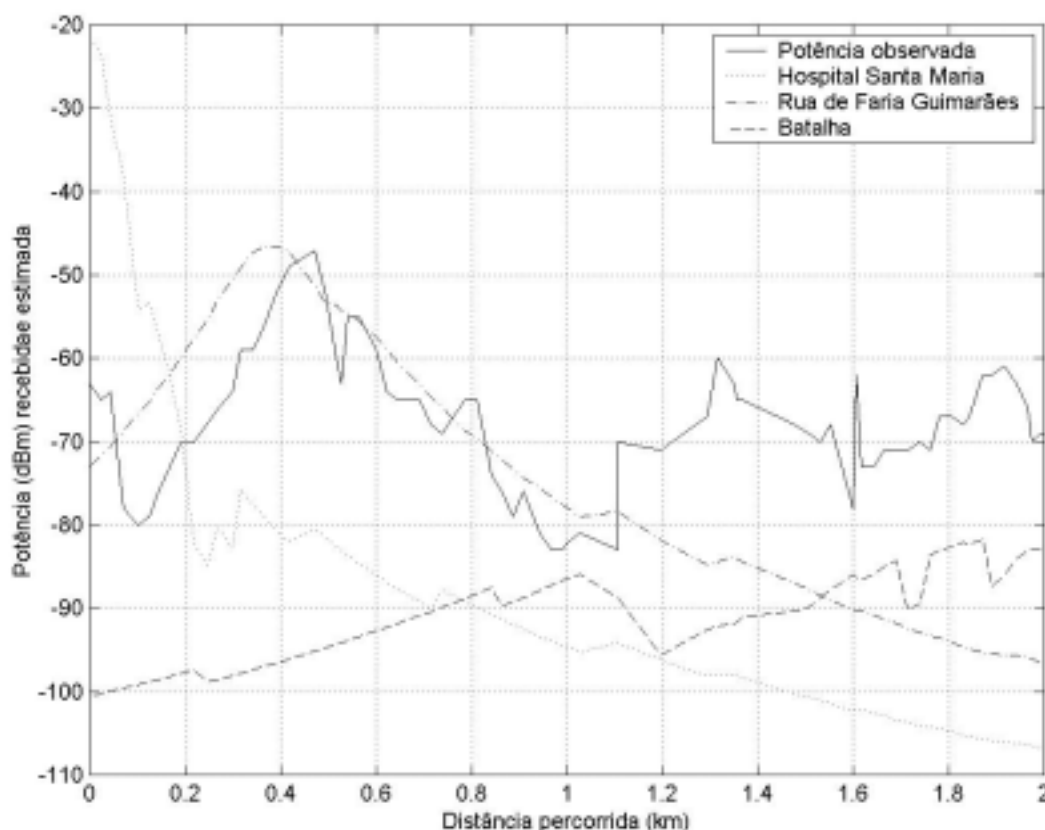


Figura 8.17: Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo de Ibraim e Parsons.

8.3.2.3 Aplicação do Modelo macro-celular de Lee

No modelo macro-celular de Lee [Lee 98b] é utilizada uma das equações (7.8) ou (7.9), segundo a existência da linha de vista (condição LOS) entre os terminais ou não (condição NLOS), respectivamente.

O parâmetro de propagação n utilizado nas simulações é o valor obtido na subsecção 8.3.1 ($n = 2.91$), por ser aquele que melhor traduz o comportamento das perdas de propagação. A distância d_{REF} é unitária e a potência de referência nesse ponto P_{REF} é de -31.53 dB. Esse é o valor que se obtém com uma antena isotrópica, irradiando em espaço livre.

Neste modelo aplicou-se a expressão NLOS, visto o terminal móvel ter estado na maioria das situações rodeado por edifícios, impedindo a linha de vista com os emissores, excepto na passagem pelo Hospital Santa Maria, onde se localiza o emissor 2828.

As Figuras 8.18, 8.19, 8.20 e 8.21 ilustram os resultados da análise para o modelo macro-celular de Lee.

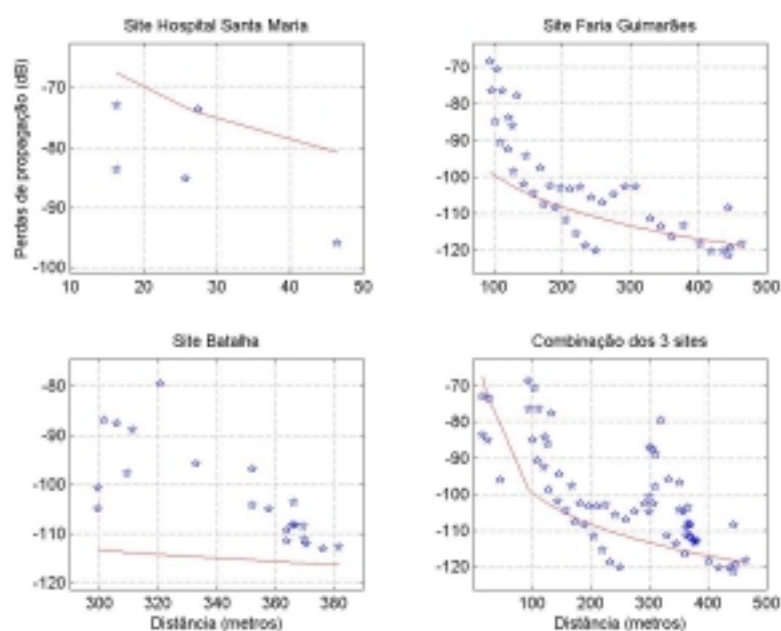


Figura 8.18: Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo macro-celular de Lee.

A Tabela 8.3 apresenta resultados idênticos aos da Tabela 8.2, mas referentes ao modelo macro-celular de Lee.

Tabela 8.3: Rectas logarítmicas utilizando o modelo de Lee, para cada emissor, com $h_{re}=1.6$ m.

Emissor	Rectas logarítmicas aplicadas
Hospital Santa Maria ($h_{te}=15$ m)	$PL(d) = -32.27 - 29.10 \log_{10}(d)$
Faria Guimarães ($h_{te}=25$ m)	$PL(d) = -41.30 - 29.10 \log_{10}(d)$
Batalha ($h_{te}=30$ m)	$PL(d) = -41.30 - 29.10 \log_{10}(d)$
Conjunto constituído pelos três emissores	$PL(d) = -27.39 - 34.80 \log_{10}(d)$

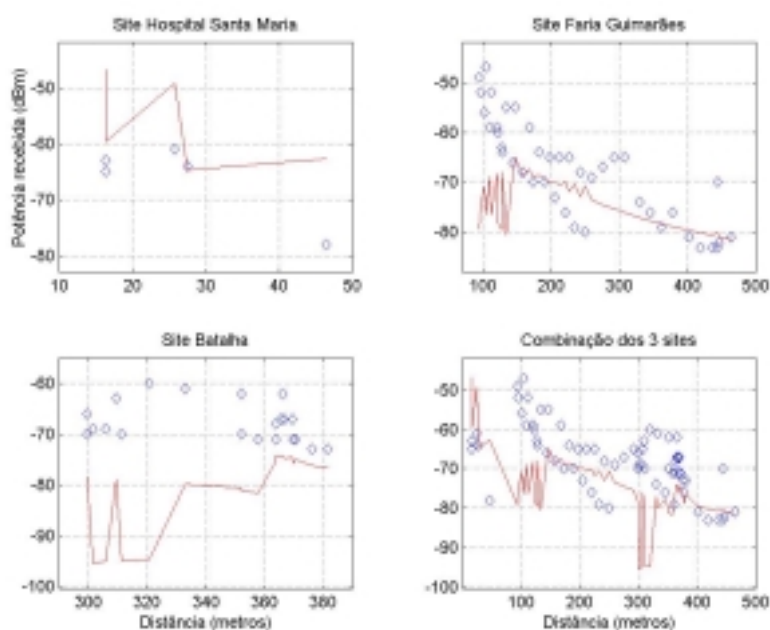


Figura 8.19: Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo macro-celular de Lee, emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.

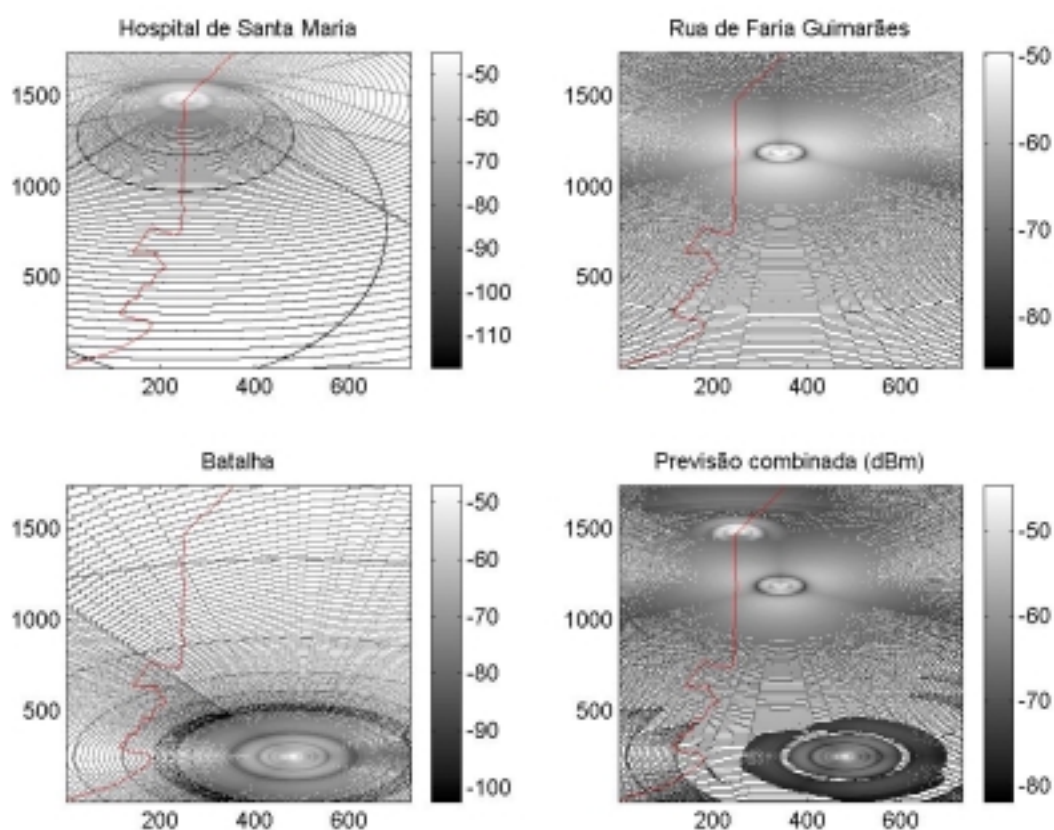


Figura 8.20: Estimativas das potências (dBm) utilizando o modelo macro-celular de Lee na zona seleccionada, para cada um dos emissores separadamente e no conjunto dos três emissores.

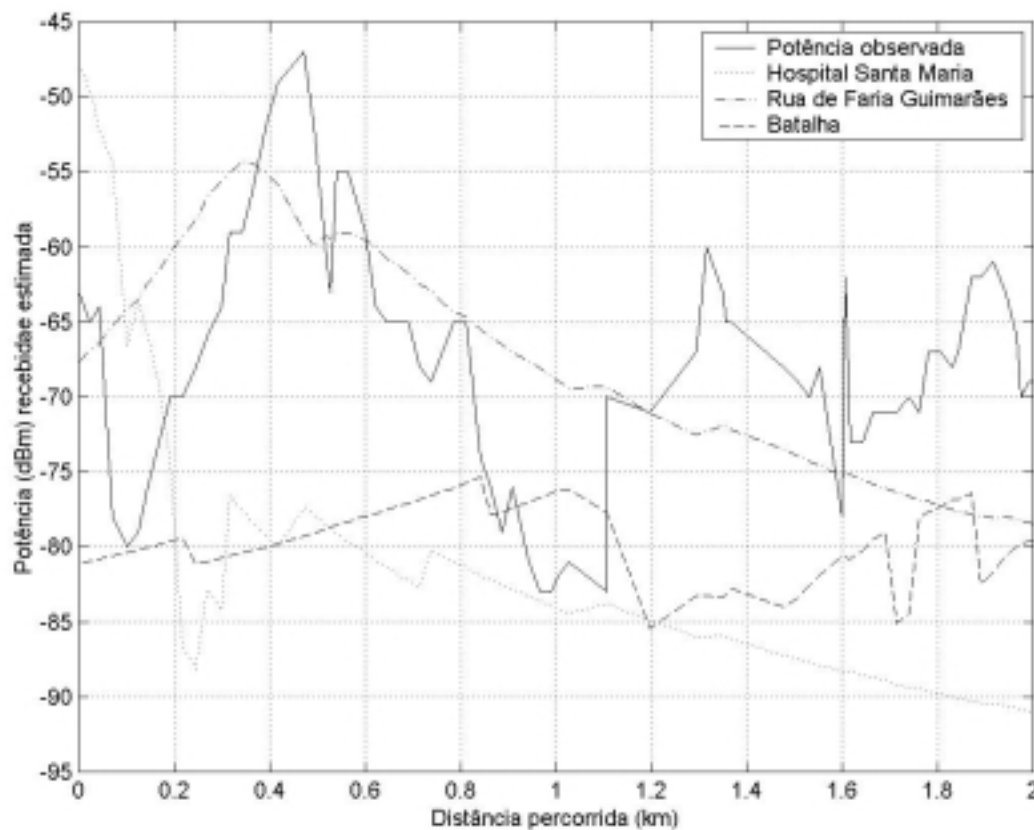


Figura 8.21: Comportamentos da potência do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo macro-celular de Lee.

8.3.2.4 Modelo Curvas de Okumura

Este modelo foi obtido das curvas em [Okumura 68]. É tido em conta as frequências utilizadas no GSM/DCS. As distâncias entre as antenas emissora e as alturas das antenas emissoras foram tidas em conta.

Das curvas da Figura 41c) em [Okumura 68], para os 900 MHz, obtiveram-se os valores da Tabela 8.4, e a partir desta as expressões $A_1(h_{te})$ e $B_1(h_{te})$. Seguidamente é obtida a expressão $PL_{900\text{ MHz}}(d_{km}, h_{te}) = A_1(h_{te}) + B_1(h_{te}) \log_{10}(d_{km})$, onde h_{te} é a altura da antena do emissora, em metros e d_{km} a distância entre as antenas emissora e receptora, em km.

Tabela 8.4: Quadro de valores retirados das curvas da Figura 41c) em [Okumura 68], para os 900 MHz.

Altura (h _{te}) da antena do emissor (metros)	Distância entre o emissor e o terminal móvel (km)	Campo eléctrico dB μ Vm ⁻¹	Perdas de propagação (dB)
30	1	74	-124
	10	38	-160
	20	28	-170
50	1	76	-122
	10	42	-157
	20	32	-167
70	1	79	-120
	10	46	-153
	20	36	-163

Dos valores da Tabela 8.4 obtiveram-se as expressões

$$A_1(h_{te}) = -124.1 + \frac{h_{te} - 30}{10} \quad (8.6)$$

$$B_1(h_{te}) = -37.525 + 0.0625 h_{te} \quad (8.7)$$

À frequência de 900 MHz as perdas de propagação são

$$PL_{900 \text{ MHz}}(d_{km}, h_{te}, h_{re}) = A_1(h_{te}) + B_1(h_{te}) \log_{10}(d_{km}) + \Delta G(h_{re}) \quad (8.8)$$

A parcela $\Delta G(h_{re})$ é um ganho adicional [Lee 98b] devido à altura h_{re} da antena receptora relativamente ao valor de referência 1.5 metros, para o qual as Figuras 41c) e 41d) em [Okumura 68] foram obtidas. A parcela $\Delta G(h_{re})$ é

$$\Delta G(h_{re}) = 20 \log_{10} \left(\frac{h_{re}}{1.5} \right) \quad (8.9)$$

Por outro lado, a partir das curvas das Figuras 41d) em [Okumura 68], para os 1500 MHz, obtiveram-se os valores da Tabela 8.5, e a partir desta duas expressões $A_2(h_{te})$ e $B_2(h_{te})$, resultando na expressão $PL_{1500 \text{ MHz}}(d_{km}, h_{te}) = A_2(h_{te}) + B_2(h_{te}) \log_{10}(d_{km})$.

Tabela 8.5: Quadro de valores retirados das curvas da Figura 41d) em [Okumura 68], para os 1500 MHz.

Altura (h _{te}) da antena do emissor (metros)	Distância entre o emissor e o terminal móvel (km)	Campo eléctrico dBμVm ⁻¹	Perdas de propagação (dB)
30	1	71	-131
	10	35	-168
	20	25	-178
50	1	74	-129
	10	39	-164
	20	29	-174
70	1	76	-127
	10	42	-161
	20	32	-171

Dos valores da Tabela 8.5 obtiveram-se as expressões

$$A_2(h_{te}) = -131.1 + \frac{h_{te} - 30}{10} \quad (8.10)$$

$$B_2(h_{te}) = -37.966 + 0.6 h_{te} \quad (8.11)$$

À frequência de 1500 MHz as perdas de propagação são

$$PL_{1500 \text{ MHz}}(d_{km}, h_{te}, h_{re}) = A_2(h_{te}) + B_2(h_{re}) \log_{10}(d_{km}) + \Delta(h_{re}) \quad (8.12)$$

Após uma interpolação dos pares de valores $[A_1(h_{te}), A_2(h_{te})]$ e $[B_1(h_{te}), B_2(h_{te})]$ relativamente à variável f_{MHz} obtém-se a expressão final

$$PL(d_{km}, f_{\text{MHz}}, h_{te}, h_{re}) = A(f_{\text{MHz}}, h_{te}) + B(f_{\text{MHz}}, h_{te}) \log_{10}(d_{km}) + \Delta G(h_{re}) \quad (8.13)$$

onde as funções $A(h_{te}, f_{\text{MHz}})$ e $B(h_{te}, f_{\text{MHz}})$ são, respectivamente,

$$A(h_{te}, f_{\text{MHz}}) = -116.6 - 0.0117 f_{\text{MHz}} + 0.1 h_{te} \quad (8.14)$$

$$B(h_{te}, f_{\text{MHz}}) = - \left(37.525 + 0.441 \frac{f_{\text{MHz}} - 900}{600} \right) + \left(0.0625 - 0.0025 \frac{f_{\text{MHz}} - 900}{600} \right) \times h_{te} \quad (8.15)$$

A Figura 8.22 ilustra o erro do modelo Curvas de Okumura relativamente ao modelo de Hata, também derivado das curvas em [Okumura 68].

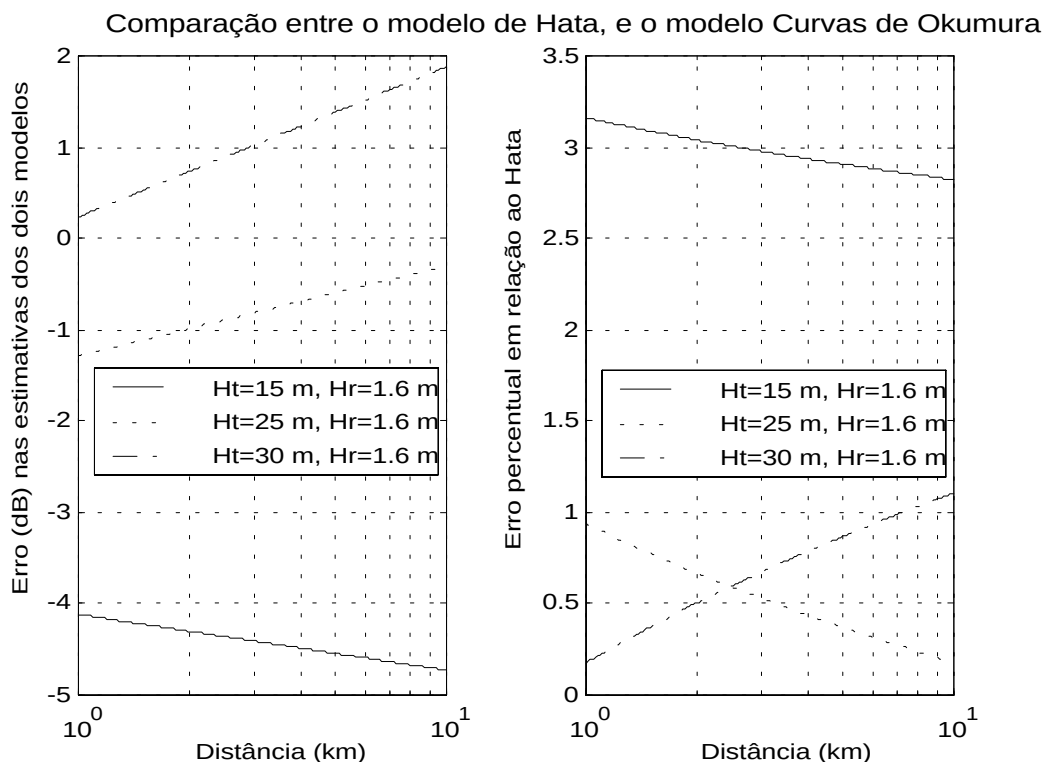


Figura 8.22: Erro absoluto e percentual do modelo Curvas de Okumura relativamente ao modelo de Hata.

O modelo de Hata gera estimativas pessimistas para os dois emissores com menores alturas e optimistas para o emissor com a maior altura (o emissor H2026 localizado na Batalha).

As Figuras 8.23, 8.24, 8.25 e 8.26 ilustram os resultados da análise para o modelo Curvas de Okumura.

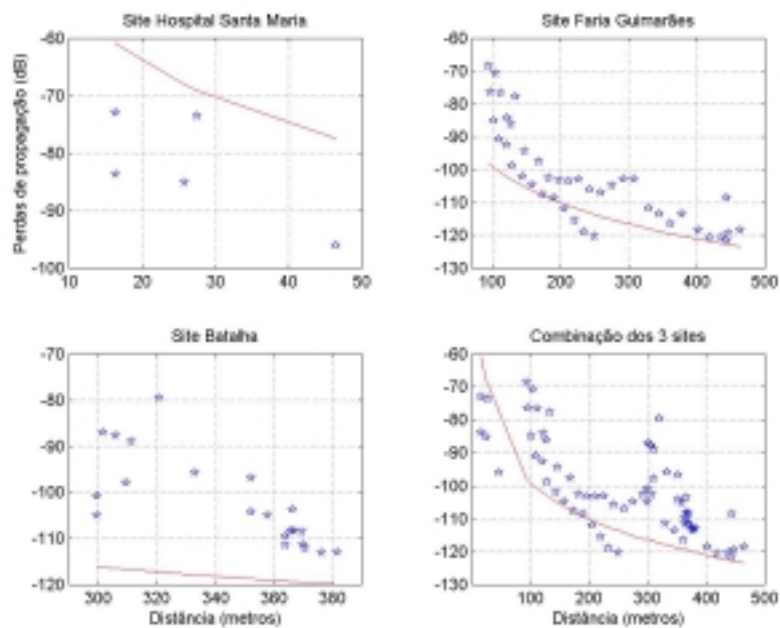


Figura 8.23: Perdas de propagação (dB) observadas (estrelas) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Curvas de Okumura.

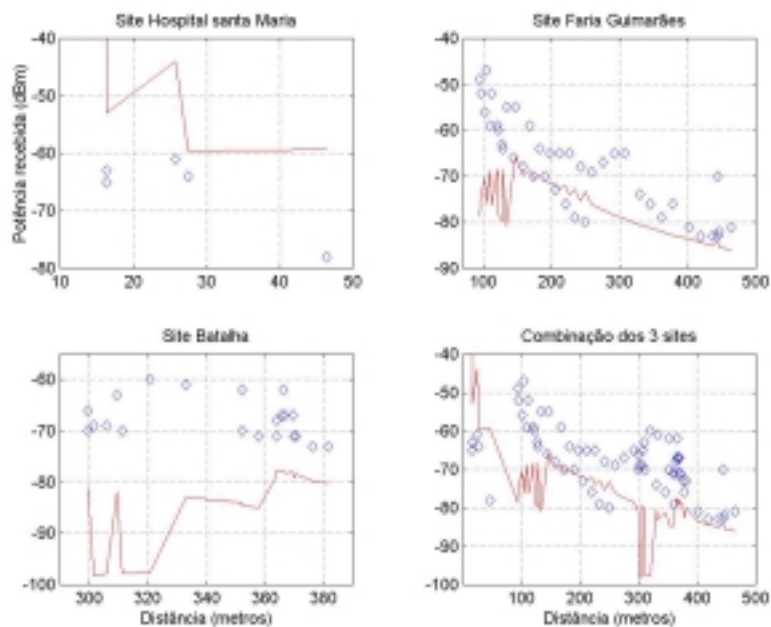


Figura 8.24: Valores da potência (dBm) observados (losangos) e estimadas (traço contínuo) utilizando-se o modelo Curvas de Okumura.

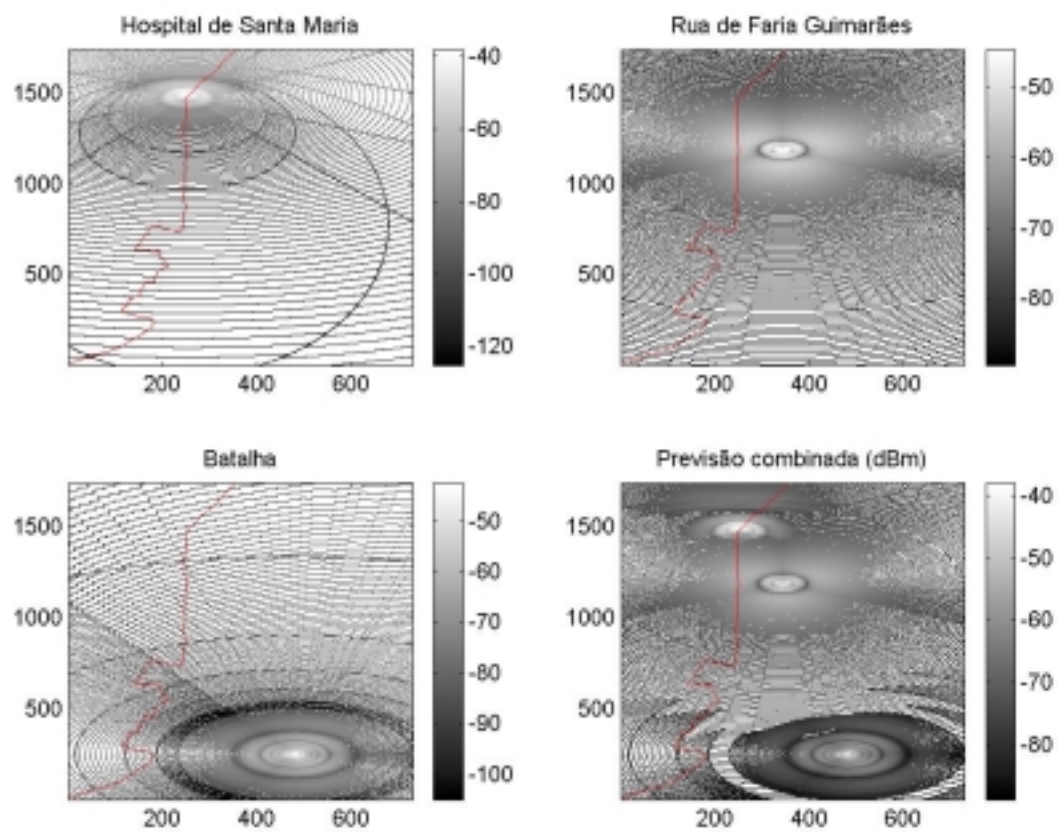


Figura 8.25: Estimativas das potências (dBm) utilizando-se o modelo Curvas de Okumura.

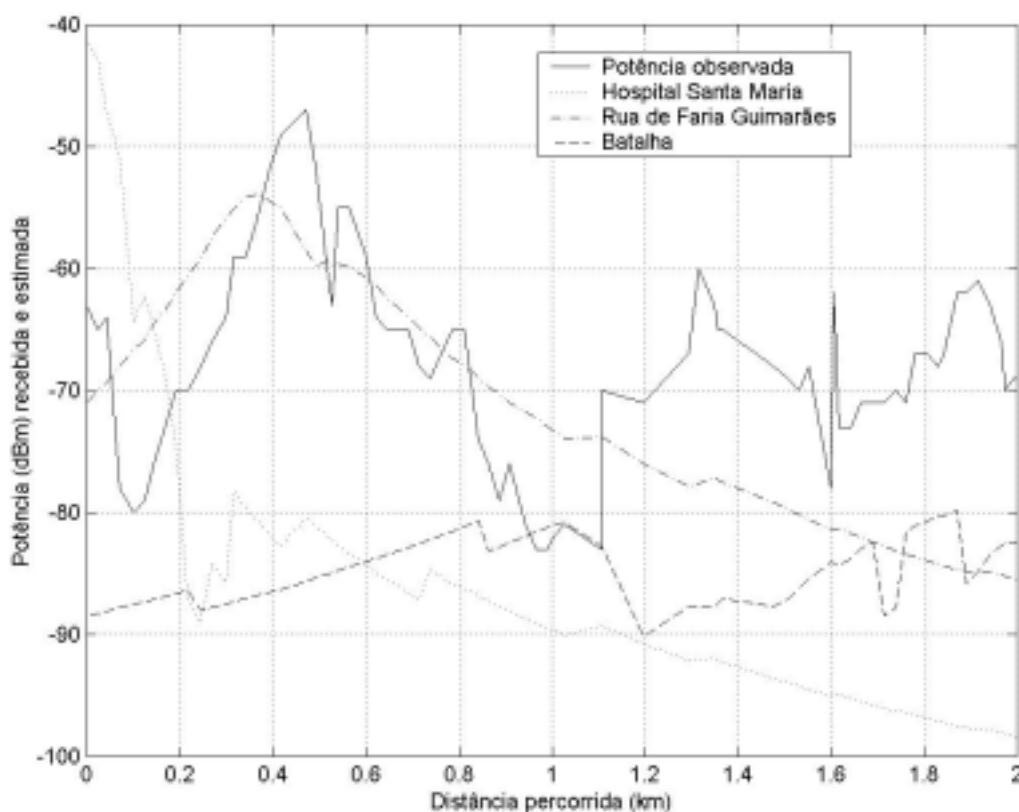


Figura 8.26: Comportamentos da potência (dBm) do sinal recebido e da estimativa da potência obtida a partir do modelo Curvas de Okumura.

8.3.3 Previsão combinada

Na Figura 8.27, para além do comportamento da potência recebida no receptor do terminal móvel durante o ensaio ilustram-se também os comportamentos das estimativas combinadas da potência recebida no terminal móvel, para os modelos analisados previamente. Essas estimativas combinadas foram obtidas das estimativas individuais de cada emissor, tendo sido seleccionado o máximo das potências dos sinais provenientes dos três emissores. As curvas foram obtidas dos pontos percorridos pelo terminal móvel no interior da zona analisada. O percurso começa no ponto de coordenadas ($41^{\circ}09'40''\text{N}, 08^{\circ}36'36''\text{W}$) e termina no ponto de coordenadas ($41^{\circ}08'43''\text{N}, 08^{\circ}36'39''\text{W}$).

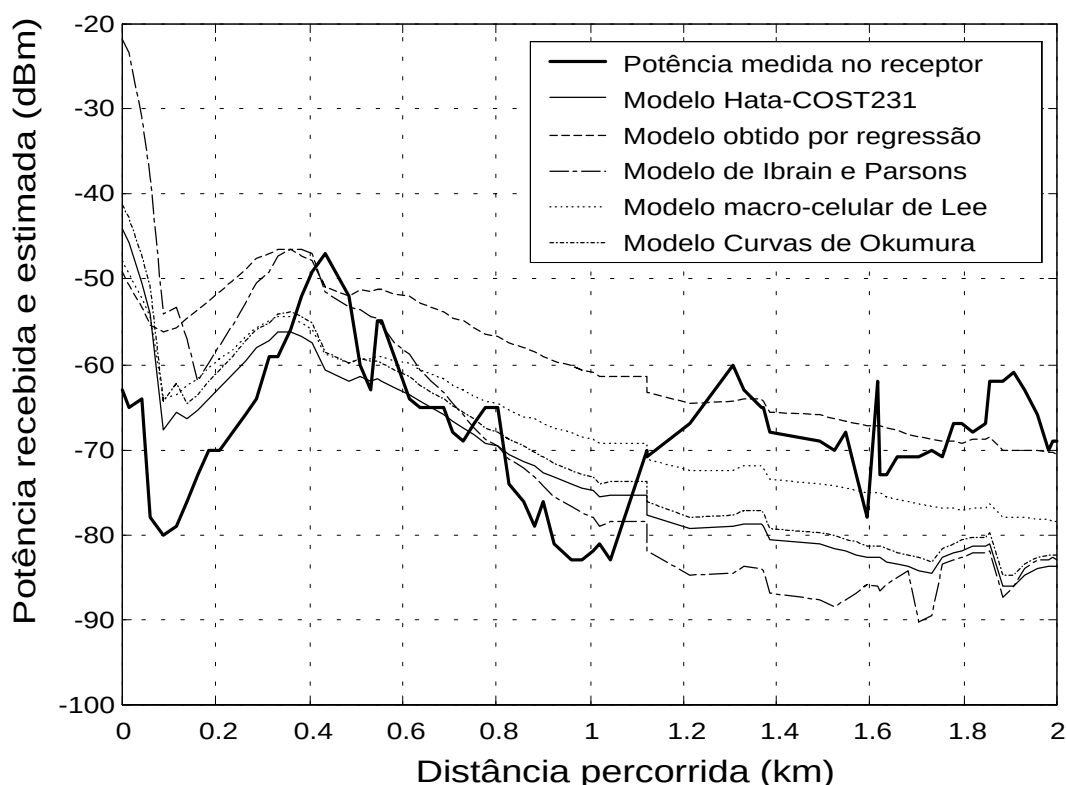


Figura 8.27: Comportamento da estimativa combinada da potência recebida no terminal móvel.

Conforme se pode observar na Figura 8.27, a potência do sinal recebido no terminal móvel, as estimativas das potências obtidas com os cinco modelos analisados raramente desceram abaixo dos -85 dBm.

8.3.4 Discussão das previsões observadas

Convém relembrar que nas previsões combinadas (contrariamente às previsões estação a estação) das perdas de propagação e das potências no receptor do terminal móvel, a variável distância não se refere explicitamente a nenhuma estação emissora, dado que houve uma ordenação, por ordem crescente, dos valores das distâncias relativamente às três estações, conforme se pode observar Figura 8.5.

8.3.4.1 Perdas de propagação

Relativamente às estimativas das perdas de propagação, observa-se que:

- à medida que o terminal móvel se afasta das estações emissoras, as perdas de propagação aumentam;
- à excepção da estação emissora nas proximidades do Hospital Santa Maria, as perdas de propagação tendem para um valor no intervalo $[-110, -130]$ dB, independentemente do modelo considerado e
- para pequenas distâncias, as previsões combinadas das perdas de propagação rondam os -60 dB, com excepção do modelo de Ibraim e Parsons com -40 dB. Tal comportamento deve-se à influência da estação emissora próxima do Hospital Santa Maria, devido a ter sido essa a estação onde o terminal móvel passou mais próximo e em linha de vista.

8.3.4.2 Potência do sinal recebido

Independentemente dos modelos utilizados, observa-se, na previsão combinada, que as estimativas das potências do sinal recebido raramente desceram abaixo dos -85 dBm, excepção sendo um desvanecimento abaixo desse valor para distâncias entre os 300 metros e os 320 metros. Tal comportamento é devido à influência da estação emissora localizada na Batalha. Existe um comportamento oscilante a partir dos 100 metros, até aos 140 metros, causado pela estação emissora na Rua de Faria Guimarães.

O comportamento da potência do sinal recebido com o modelo de Ibraim e Parsons, em termos de variação entre o máximo e o mínimo, é o mais dissonante dos cinco modelos, tendo-se à mínima distância de um emissor (o emissor próximo do Hospital Santa Maria) -20 dBm e à máxima distância (emissor na Rua de Faria Guimarães) -100 dBm.

8.3.4.3 Erros absolutos e desvios padrões

A Tabela 8.6 ilustra, para cada um dos modelos utilizados, as médias dos erros absolutos μ (dBm) e os respectivos desvios padrões σ (dB). Esses valores referem-se às previsões efectuadas emissor a emissor, e no conjunto dos três emissores.

O erro absoluto no ponto i qualquer é

$$\varepsilon_i = |p_i^{\text{estimada}} - p_i^{\text{medida}}| \text{ (dBm)} \quad (8.16)$$

onde:

- p_{medida}^i é o valor da potência (dBm) medida no ponto i e
- p_i^{estimada} é a estimativa da potência (dBm) recebida no ponto i.

A média do erro absoluto para N medidas é

$$\mu = \frac{\sum_{i=1}^N |\varepsilon_i|}{N} \text{ (dBm)} \quad (8.17)$$

e para o desvio padrão é

$$\sigma = \left[\frac{\sum_{i=1}^N (|\varepsilon_i| - \mu)^2}{N} \right]^{\frac{1}{2}} \text{ (dB)} \quad (8.18)$$

Da Tabela 8.6 retiram-se as seguintes ilações relativamente à média dos erros absolutos:

- verificaram-se os maiores erros para o emissor próximo do Hospital Santa Maria, com um máximo observado de 26.8 dB, devido ao parco número de amostras recolhidas;
- os maior desvios verificados ocorreram para o emissor da Batalha. É provável tal ser devido ao facto de não se ter disposto de uma base de dados com a cota do terreno, sendo a Praça da Batalha o local com maior cota de todos;
- independentemente do modelo utilizado, os menores valores ocorrem quando se combinam as estimativas geradas pelos três emissores, tendo-se observado uma média do erro absoluto inferior a 0.2 dB;
- da análise emissor a emissor e da combinação dos três emissores, verifica-se que o modelo de Ibraim e Parsons foi aquele com os maiores valores da média do erro absoluto;
- na generalidade das situações, os modelos com menores erros associados são a recta logarítmica, obtida por regressão no conjunto dos três emissores e o modelo macro-celular de Lee. Se bem que este último seja o melhor, do ponto de vista da média do erro absoluto² e

² Este resultado não é estranho visto que o decaimento espacial em dB/década ser igual ao da recta logarítmica obtida por regressão.

- não existem grandes disparidades do modelo Hata-Cost231 face ao modelo de Okumura.

Relativamente aos desvios padrões, as conclusões são iguais às que se tiraram relativamente ao erro absoluto médio.

Em termos gerais, pode-se afirmar que:

- o modelo com maior média do erro absoluto e maior desvio padrão é o modelo de Ibrahim e Parsons, não sendo portanto a melhor escolha para caracterizar a propagação;
- os modelos, cujas estimativas apresentam menores médias do erro absoluto e menores desvios padrões relativamente aos valores reais, são o modelo macro-celular de Lee e o modelo obtido da regressão das medidas efectuadas, não obstante os valores continuarem elevados e
- num plano intermédio aos dois anteriores situam-se os modelos Hata-COST231 e de Okumura.

Um dado curioso é o facto dos resultados obtidos emissor a emissor apresentarem valores elevados para o erro absoluto médio e relativamente baixos para o desvio padrão, em comparação com os valores verificados na prática (4 a 8 dB). As previsões combinadas contrastam com as anteriores, apresentando valores baixíssimos para o erro absoluto médio e valores comparativamente mais elevados para o desvio padrão, mas mesmo assim muito abaixo dos valores práticos.

Tabela 8.6: Médias dos erros absolutos e os respectivos desvios padrões, para os modelos analisados.

Emissor	Modelo	Erro absoluto médio (dB)	Desvio padrão (dB)
Hospital Santa Maria	Regressão	17.6862	0.9911
	Hata	24.6880	1.1570
	Ibraim e Parsons	26.7924	1.2876
	Macro. de Lee	16.8885	0.9707
	Curvas de Okumura	21.6804	1.0444
Rua de Faria Guimarães	Regressão	10.2359	0.8889
	Hata	9.4807	0.8367
	Ibraim e Parsons	12.8327	1.2758
	Macro. de Lee	8.1077	0.5853
	Curvas de Okumura	9.4390	0.7538
Batalha	Regressão	7.5625	0.7199
	Hata	17.6184	1.1191
	Ibraim e Parsons	23.2385	1.2758
	Macro. de Lee	12.4639	0.9082
	Curvas de Okumura	16.8032	1.1064
Combinação dos três Emissores	Regressão	0.1599	1.5603
	Hata	0.1428	1.4024
	Ibraim e Parsons	0.1837	1.9213
	Macro. de Lee	0.1310	1.2268
	Curvas de Okumura	0.1478	1.4235

8.4 A interface para a Internet

Foi desenvolvida com fins didácticos, uma aplicação para a Internet com os objectivos:

- divulgação do trabalho desenvolvido nesta dissertação;
- permitir ao utilizador remoto através de um *browser* efectuar cálculos remotos, com o MATLAB Web Server e
- divulgação de investigação na área.

A aplicação está alojada num servidor com dois processadores Pentium III a 750 MHz com 512 MByte de RAM, correndo o Windows 2000 Advanced Server e a versão 1 do

MATLAB Web Server [Mathworks 99]. A figura 8.28 ilustra o écran de entrada no *Web site*. O acesso ao *site* é <http://www.ipb.pt/~jcarmo/dissertacao.html/>

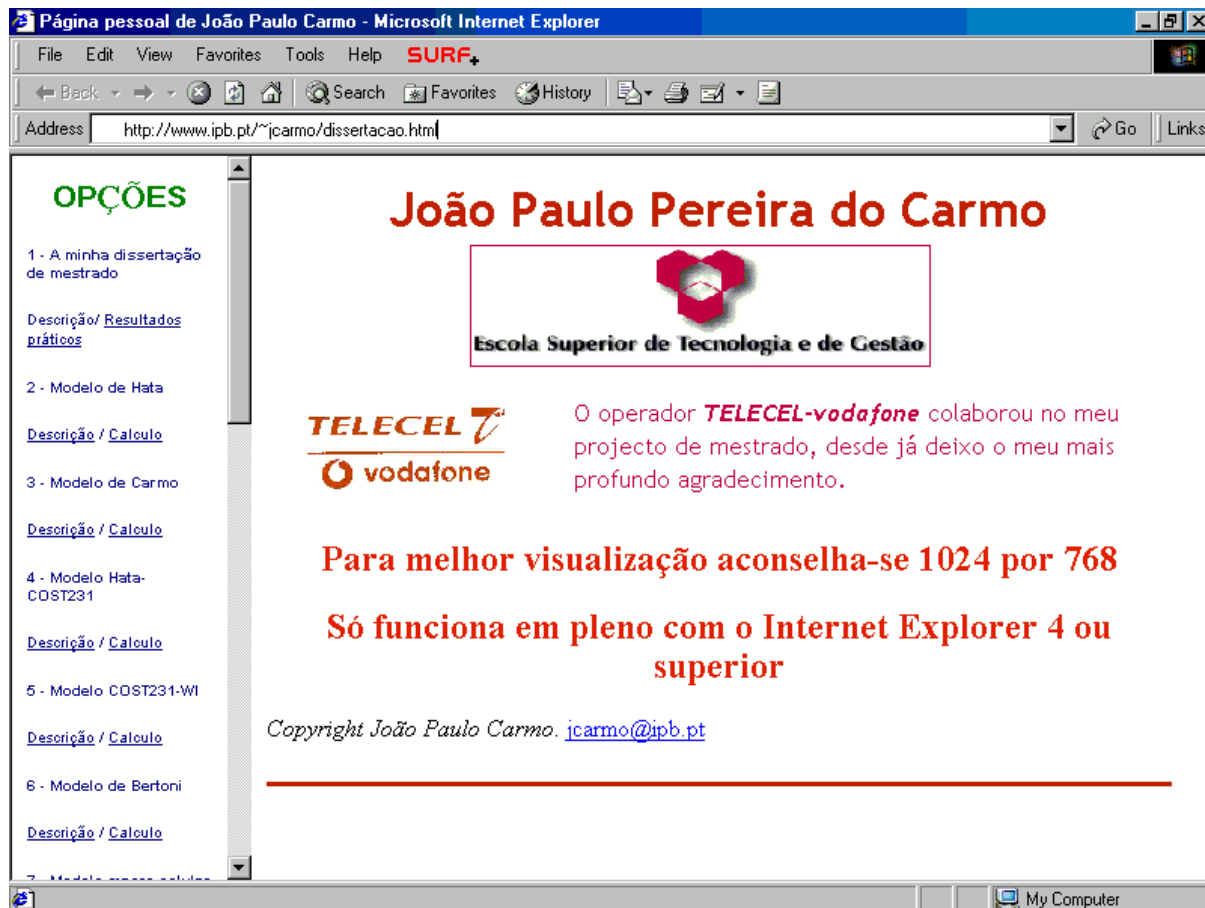


Figura 8.28: Écran de entrada para o Web site desenvolvido.

8.5 Conclusões finais

Neste capítulo foi feito um estudo das características de propagação de uma zona específica na cidade do Porto.

As estimativas obtidas por diversos modelos foram confrontadas com os valores medidos num ensaio feito pela TELECEL-Vodafone. De uma forma geral, os resultados foram satisfatórios, tendo em conta que a potência estimada, independentemente do modelo aplicado, raramente ter descido abaixo dos -85 dBm. Os desvios padrões estão abaixo dos valores referidos na literatura [Garg 2000] e dos valores utilizados pelos operadores.

Finalmente referiu-se o *Web site* implementado com o MATLAB [Mathworks 99].

8.6 Trabalho futuro

A propagação entre terminais móveis é uma área em constante evolução, com o surgimento de novos modelos. Como trabalho futuro, a extensão natural do que aqui foi relatado, é a consideração de novos modelos. Outra tarefa é a programação em *Java* do *Web site*.

Bibliografia

Referências

- [Abramowitz 72] Milton Abramowitz, Irene A. Stegun, “Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables”, Ninth printing, Dover Publications, 1972.
- [Andersen 97] J. Bach Andersen, “UTD multiple-edge transition zone diffraction”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 45, Number 7, pp. 1093-1097, July 1997.
- [Bhattacharyya 95] Asoke K. Battacharyya, “High-frequency electromagnetic techniques – Recent advances and applications”, John Wiley & Sons, 1995.
- [Beckmann 63] Petr Beckmann, André Spizzichino, “The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces”, Pergamon press, 1963.
- [Bertoni 2000] Henry L. Bertoni, “Radio propagation for modern wireless systems”, Prentice Hall, 2000.
- [Buehrer 99] R. Michael Buerer, Achilles G. Kogiantis, Shang-Chien Liu, Jiann-na Tsai, Dirck Uptegrove, “Intelligent antennas for wireless communications – uplink”, Bell Labs Technical Journal, pp. 73-103, July-September 1999.
- [Bullington 47] Kenneth Bullington, “Radio propagation at frequencies above 30 Megacycles“, Proceedings IRE, Volume 35, pp. 1122-1136, October 1947.
- [Chuah 95] Chen Nee Chuah, Roy D. Yates, David J. Goodman, “Integrated dynamic Radio Resource Management”, IEEE Proc. 45th International Vehicular Technology Conference, Chicago, Illinois,

- Volume 2, pp. 584-588, July 25-28, 1995.
www.cs.berkeley.edu/~chuah/.
- [COST231 99] COST231, "Digital Mobile radio towards future generation systems – COST 231 Final Report", 1999.
www.lx.it.pt/cost231/final_report.htm.
- [Delisle 85] Gilles Y. Delisle, Jean-Paul Lefèvre, Michel Lecours, Jean-Yves Chocinard, "Propagation loss prediction: a comparative study with application to the mobile radio channel", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 34, Number 2, pp. 86-96, May 1985.
- [Deygout 66] Jacques Deygout, "Multiple knife-edge diffraction of microwaves", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 14, Number 4, pp. 480-489, July 1966.
- [Doble 96] John Doble, "Introduction to radio propagation for fixed and mobile communications", Artech-house, 1996.
- [Egli 57] John J. Egli, "Radio Propagation above 40 MC over irregular terrain", Proceedings IRE, Volume 45, pp. 1383-1391, October 1957.
- [Freeman 97] Roger L. Freeman, "Radio system design for telecommunications", Second edition, New York, John Wiley & Sons, 1997.
- [Fujimoto 94] K. Fujimoto, J.R. James, "Mobile antenna systems handbook", Boston, Artech House Publishers, 1994.
- [Garg 99] Vijay K. Garg, Joseph E. Wilkes, "Principles and applications of GSM", Prentice Hall, 1999.
- [Garg 2000] Vijay K. Garg, "IS-95 CDMA and cdma2000 – Cellular/PCS systems implementation", Prentice Hall, 2000.
- [Giovaneli 84] Carlos López Giovaneli, "Na analysis of simplified solutions for multiple knife-edge deffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 32, Number 3, pp. 297-300, March 1994.

-
- [Goldman 99] J. Goldman, G. W. Swenson Junior, "Radio wave propagation through woods", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume 41, Number 5, pp. 34-36, October 1999.
- [Gonçaves 2000] Nuno C. Gonçalves, Luís M. Correia, "A propagation model for urban microcellular systems at the UHF band", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 49, Number 4, pp. 1294-1302, July 2000.
- [Griffiths 87] John Griffiths, "Radio wave propagation and antennas: an introduction", Prentice Hall, 1987.
- [Har 99] Dongsoo Har, Alix M. Watson, Anthony G. Chadney, "Comment on diffraction loss of rooftop-to-street in COST 231-Walfisch-Ikegami model", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 48, Number 5, pp. 1451-1452, September 1999.
- [Hata 80] Masaharu Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 29, Number 3, pp.317-325, August 1980.
- [Hernando 99] José M. Hernando, Comments on "A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 48, Number 5, page 1740, September 1999.
- [Hristov 2000] Hristo D. Hristov, "Fresnel zones in wireless links, zone plate lenses and antennas", Boston, Artech House Publishers, 2000.
- [Hufford 85] George Hufford, "The ITS Irregular Terrain Model, version 1.2.2 Algorithm", elbert.its.bldrdoc.gov/itm.html, 1985.
- [Ikegami 84] Fumio Ikegami, Susumu Yoshida, Tsutomu Takeuchi, Masahiro Umehira, "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 32, Number 8, pp. 822-829, August 1984.
-

- [Kanatas 97] Athanasios G. Kanatas, Ioannis D. Kountouris, George B. Kostaras, Philip Constantinou, "A UTD propagation model in urban microcellular environments", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 46, Number 1, pp. 185-193, February 1997.
- [Keiser 91] Gerd Keiser, "Optical fiber communications", Second edition, McGraw-Hill, 1991.
- [Lecours 96] Michel Lecours, Michel Têtu, Abdellah Chefaoui, John Ahern, Alain Michaud, "Phase measurements and characterization of mobile radio channels", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 45, Number 1, pp. 105-112, February 1996.
- [Lee 86] William C. Y. Lee, "Elements of cellular mobile radio systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 35, Number 2, pp. 48-56, May 1986.
- [Lee 89] William C. Y. Lee, "Spectrum efficiency in cellular", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 38, Number 2, pp. 69-75, May 1989.
- [Lee 98a] William C. Y. Lee, David J. Y. Lee, "Microcell prediction in dense urban area", IEEE Transactions on Vehicular Thechnology, Volume 47, Number 1, pp. 246-253, February 1998.
- [Lee 98b] William C.Y. Lee, "Mobile Communications Engineering- Theory and applications", Second edition, McGraw-Hill, 1998.
- [Macario 97] R. C. V. Macario, "Cellular radio: principles and design", Second edition, Macmillan press ltd, 1997.
- [Maciel 93] Leandro Rocha Maciel, Henry L. Bertoni, Howard H. Xia, "Unified approach to prediction of propagation over buildings for all ranges of base station antenna height", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 42, Number 1, pp. 41-45, February 1993.

-
- [Mathworks 97] “Using MATLAB”, Second printing, The Mathworks Inc, January 1997.
- [Mathworks 98] “Using MATLAB graphics”, Third printing, The Mathworks Inc, January 1998.
- [Mathworks 99] “MATLAB web server”, First printing, The Mathworks Inc, January 1999.
- [Mokhtari 99] Hatem Mokhtari, Pavlos Lazaridis, “Comparative study of lateral profile knife-edge diffraction and ray tracing technique using GTD in urban environment“, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 48, Number 1, pp. 255-261, January 1999.
- [Okumura 68] Yoshihisa Okumura, Eiji Ohmori, Tomihiko Kawano, Kaneharu Fukuda, “Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service”, Tokio Elec. Commun. Lab., Volume 16, pp. 825-873, September-October 1968.
- [Parsons 92] David Parsons, “The mobile radio propagation channel”, John Wiley & Sons – Pentech House, 1992.
- [Paul 87] Clayton R. Paul, Syed A. Nasar, “Introduction to electromagnetic fields”, McGraw-Hill, 1987.
- [Piazzi 98] Leonard Piazzi, Henry L. Bertoni, “Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 46, Number 8, pp. 1138-1147, August 1998.
- [Rappaport 96] Theodore S. Rappaport, “Wireless communications – principles and practice“, Prentice Hall, 1996.
- [Rees 87] Jan Van Rees, “Measurements of the wide-band radio channel characteristics for rural, residential and suburban areas”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 36, Number 1, pp. 2-6, February 1987.
-

-
- [Salema 98] Carlos Salema, "Feixes hertzianos", IST Press, 1998.
- [Siwiak 95] Kazimierz Siwiak, "Radiowave propagation and antennas for personal communications", Boston, Artech House Publishers, 1995.
- [Tamir 67] Theodor Tamir, "On radio-wave propagation in forest environments", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 15, Number 6, pp. 806-817, November 1967.
- [Tong 97] Fangwei Tong, Yoshihiko Akaiwa, "Effects of beam tilting on bit-rate selection in mobile multipath channel", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 46, Number 2, pp. 257-261, May 1997.
- [Torricco 98] Saul A. Torricco, Henry L. Bertoni, Roger H. Lang, "Modeling tree effects on path loss in a residential environments", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 46, Number 6, pp. 872-880, June 1998.
- [Tzaras 99] C. Tzaras, S. R. Saunders, "Rapid, uniform computation of multiple knife-edge diffraction", IEE Electronics Letters Online No: 199990136, Volume 35, Number 3, 4th February 1999.
- [Vogler 82] Lewis E. Vogler, "An attenuation function for multiple knife-edge diffraction", Radio Science, Volume 17, Number 6, pp. 1541-1546, November-December 1982.
- [Walfisch 88] Joram Walfisch, Henry L. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Volume 36, Number 12, pp. 1788-1796, December 1988.
- [Xia 92] Howard H. Xia, Henry L. Bertoni, "Diffraction of cylindrical and plane waves by na array of absorbing half-screens", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 40, Number 2, pp. 170-177, February 1992.
-

-
- [Xia 93] Howard H. Xia, Henry L. Bertoni, Leandro R. Maciel, Andrew Lindsay-Stewart, Robert Rowe, "Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 41, Number 10, pp. 1439-1447, October 1993.
- [Xia 97] Howard H. Xia, "A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 46, Number 4, pp. 1040-1045, November 1997.

Anexo A

Características dos emissores da TELECEL-Vodafone

A.1 Emissor localizado nas proximidades do Hospital de Santa Maria

Dados técnicos:

- código do emissor: 2828
- localização do emissor 2828: $\left\{ \begin{array}{l} \text{latitude: } 41^{\circ}09'39'' \text{ N} \\ \text{longitude: } 08^{\circ}06'36'' \text{ W} \end{array} \right.$
- fabricante e modelo: Decibel - DB589-T3-Y8
- orientação da antena: omnidireccional (0°)
- decaimento vertical (*downtilt*): 3° N (mecânico)
- altura das antenas acima do nível do solo: 15 metros
- potência EIRP na direcção de máximo ganho: +39 dBm
- ganho máximo: +9.0 dBd
- ganho frente-traseira: 0 dB
- largura de feixe horizontal a -3 dB: 360° (omnidireccional)
- largura de feixe vertical a -3 dB: 9.0°

Dados técnicos das antenas

Modelo: DB589-T3-Y8
 Fabricante: Decibel
 Frequência nominal: 948 MHz
 Largura de feixe horizontal: Omnidireccional
 Largura de Feixe Vertical: 9°
 Ganho frente-traseira: 0 dB
 Ganho máximo: 9.0 dBd
 Decaimento vertical (*downtilt*): 3° N (Mecânico)
 Polarização predominante: Vertical

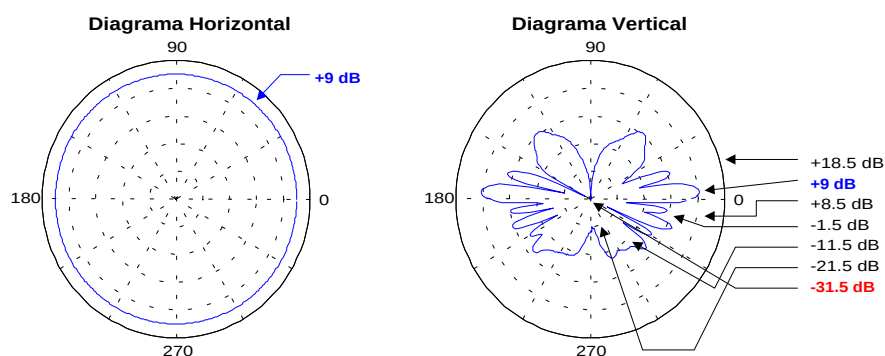


Figura A.1: Diagramas horizontal e vertical do emissor 2828.

A.2 Emissor localizado na rua Faria Guimarães

Dados técnicos:

- código do emissor:	H271
- localização do emissor H271:	$\left\{ \begin{array}{l} \text{latitude: } 41^{\circ}09'26'' \text{ N} \\ \text{longitude: } 08^{\circ}06'32'' \text{ W} \end{array} \right.$
- fabricante e modelo :	Kathrein - K734322
- orientação da antena no sector A:	+180°
- decaimento vertical (<i>downtilt</i>):	0° (mecânico)
- altura das antenas acima do nível do solo:	25 metros
- potência EIRP na direcção de máximo ganho:	+50 dBm
- ganho máximo:	+10.1 dBd
- ganho frente-traseira:	25.5 dB
- largura de feixe horizontal a -3 dB:	85.5°
- largura de feixe vertical a -3 dB:	21.0°

Dados técnicos das antenas

Modelo: K734322
 Fabricante: Kathrein
 Frequência nominal: 1710 MHz
 Largura de feixe horizontal: 85.5°
 Largura de Feixe Vertical: 21.0°
 Ganho frente-traseira: 25.5 dB
 Ganho máximo: 10.1 dBd
 Decaimento vertical (*downtilt*): 0° (Mecânico)
 Polarização predominante: Vertical

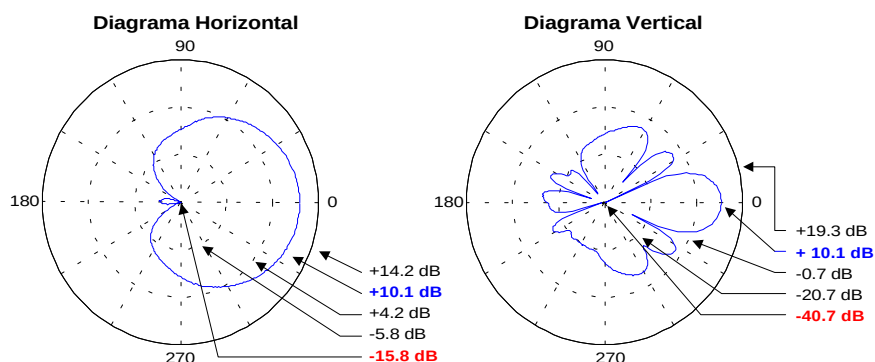


Figura A.2: Diagramas horizontal e vertical do emissor H271.

A.3 Emissor localizado na Batalha

Dados técnicos:

- código do emissor:	H2026
- localização do emissor H271:	$\left\{ \begin{array}{l} \text{latitude: } 41^{\circ}08'45'' \text{ N} \\ \text{longitude: } 08^{\circ}36'26'' \text{ W} \end{array} \right.$
- fabricante e modelo :	Kathrein - K739707
- orientação da antena no sector A:	-30°
- decaimento vertical (<i>downtilt</i>):	0° (eléctrico)
- altura das antenas acima do nível do solo:	30 metros
- potência EIRP na direcção de máximo ganho:	+53 dBm
- ganho máximo:	+14.4 dBd
- ganho frente-traseira:	29.2 dB
- largura de feixe horizontal a -3 dB:	89.0°
- largura de feixe vertical a -3 dB:	6.5°

Dados técnicos das antenas

Modelo: K739707
 Fabricante: Kathrein
 Frequência nominal: 1862.5 MHz
 Largura de feixe horizontal: 89.0°
 Largura de Feixe Vertical: 6.5°
 Ganho frente-traseira: 29.2 dB
 Ganho máximo: 14.4 dBd
 Decaimento vertical (*downtilt*): 0° (eléctrico)
 Polarização predominante: Vertical

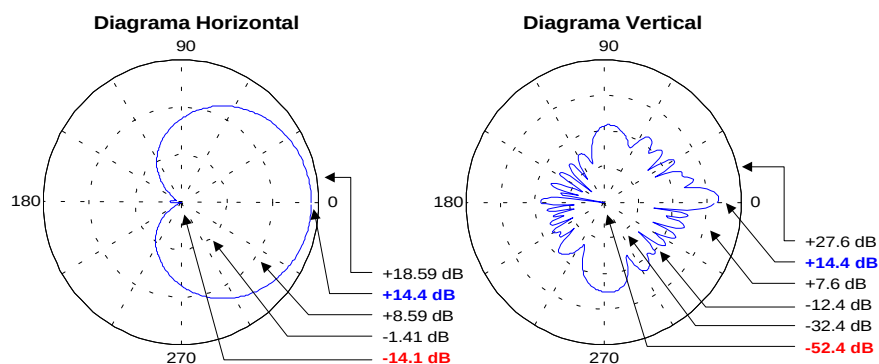


Figura A.3: Diagramas horizontal e vertical do emissor H2026.