# 3 PLANEJAMENTO DE SISTEMAS WIMAX MÓVEIS

## 3.1. METODOLOGIA DE PLANEJAMENTO DE COBERTURA

O objetivo básico do planejamento de cobertura é calcular quantas células serão necessárias para cobrir uma determinada área geográfica, levando-se em consideração a capacidade da rede para atender à esperada demanda de tráfego dos usuários na área de cobertura.

Inicialmente, utilizando-se um dado modelo de propagação, como Okumura-Hata, COST-231-Hata, Erceg (de onde se derivou o modelo SUI empregado pelo grupo IEEE 802.16) ou Walfisch-Ikegami, será feita a modelagem em uma grande escala espacial, na qual se calcula a perda média de propagação de um dado rádio transmissor. Como a potência dos sinais rádio decai exponecialmente com a distância, estes modelos tipicamente são lineares em escala logarítmica em decibéis, com valores de inclinação e ponto de interceptação que dependem do terreno, cobertura do ambiente (quer seja cobertura vegetal ou construções urbanas), freqüência da portadora e alturas das antenas. Estes modelos são muito úteis para se obter uma primeira e aproximada estimativa da área de cobertura de uma célula, e daí derivar o número de células necessárias para cobrir a área geográfica que se deseja atender com o serviço de comunicações sem fio.

Há, porém, de se considerar que em um ambiente celular, cada célula sofre interferência das suas vizinhas, de modo que é necessário calcular também a interferência co-canal, de modo a verificar se usuários na borda das células (os usuários em situação de propagação mais desfavoráveis, pois estão o mais longe possível do transmissor desejado e o mais perto possível de um transmissor interferente indesejado) possuem uma relação sinal-interferência suficientemente elevada para obterem serviço da rede de comunicações sem fio. Com este cálculo, é possível decidir se será necesário ou não utilizar setorização para mitigar os efeitos da interferência co-canal. Este cálculo é especialmente importante em redes WiMAX móveis, visto que o projeto do sistema permite reuso de freqüência unitário, de modo que torna-se imperativo averiguar sob quais condições esta característica do sistema possa ser empregada sem causar problemas para os usuários nas bordas das células.

De modo a refinar ainda mais a estimativa inicial para a área de cobertura das células, obtida a partir dos modelos de perda média de propagação, deve-se modelar as variações locais da potência do sinal recebido em torno do valor obtido a partir dos modelos de propagação. Estas variações se devem ao desvanecimento por sombreamento e, de acordo com resultados empíricos, podem ser modeladas como uma variável aleatória com uma distribuição lognormal com um desvio padrão em torno do valor médio. Evidentemente, o projeto do sistema deve levar este efeito em consideração, adicionando uma margem de desvanecimento por sombreamento ao cálculo de enlace inicial, bem como aceitar o fato de que alguns usuários podem vir a não ter acesso ao serviço em algumas localidades, devido ao sombreamento. Desta forma, o raio da célula torna-se dependente da margem utilizada: quanto maior a margem, menor a probabilidade de falhas na cobertura do serviço devido ao sombreamento, em compensação isto irá se traduzir em menores raios para as células, o que implica em um aumento no número de ERBs necessárias para cobrir uma determinada área. Como isto implica em aumento de custos no projeto da rede, o valor da margem deve ser escolhido cuidadosamente, levando em conta não apenas os aspectos técnicos como também os aspectos econômicos desta escolha.

Finalmente, após definir o raio das células e, portanto, o número de ERBs a ser empregado para cobrir a área de serviço, calcula-se a capacidade de cada célula de modo a averiguar se será possível atender à demanda esperada. Caso a demanda seja superior ao que a rede projetada pode suportar, será necessário aumentar a quantidade de ERBs, de modo a aumentar a capacidade total da rede.

## 3.2. CÁLCULO DE ENLACE

## 3.2.1. Modelo de Propagação de Erceg *et al*

O modelo de propagação escolhido para ser utilizado neste trabalho é o modelo desenvolvido por Erceg *et al* [15]. As principais razões de sua escolha são o fato de ter sido proposto por um dos integrantes do grupo de trabalho que desenvolve o padrão IEEE 802.16 [14], tendo servido de base para a elaboração dos modelos SUI, bem como cobrir a faixa de freqüência de interesse deste estudo (2 a 11 GHz).

De uma maneira geral, a perda de propagação em um enlace rádio (PL, *path loss*) pode ser escrita como:

$$PL = EIRP - RSL$$

$$PL = (P_T - L_T + G_T) - (P_R - L_R + G_R)$$

$$PL = (P_T - P_R) - (L_T + L_R) + (G_T + G_R) \quad [dB]$$
(3.1)

Onde:

- EIRP é a potência efetiva isotropicamente irradiada;
- RSL é o nível de sinal recebido;
- P<sub>T</sub> é a potência transmitida;
- $P_R$  é a potência recebida;
- L<sub>T</sub> representa as perdas no transmissor;
- L<sub>R</sub> representa as perdas no receptor;
- G<sub>T</sub> representa o ganho da antena do transmissor;
- G<sub>R</sub> representa o ganho da antena do receptor.

De acordo com o modelo de Erceg *et al* [15], a perda de propagação pode ser escrita como:

$$PL = A + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right) + s, \text{ válida para } R \ge R_0 \qquad [\text{dB}]$$
(3.2)

Onde  $A = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right)$  é a perda de propagação à distância R<sub>0</sub>, a qual é fixada pelo modelo em 100 m.

O termo  $\gamma$  é o expoente de propagação do modelo e é definido como:

$$\gamma = \left(a - bh_B + \frac{c}{h_B}\right) + X\sigma_{\gamma}, \text{ com } 10 \ m \le h_B \le 80 \ m$$
(3.3)

Onde:

- h<sub>B</sub> é a altura da estação rádio-base (ERB) [m];
- $\sigma_{\gamma}$  é o desvio padrão e o termo entre parênteses  $\left(a bh_B + \frac{c}{h_B}\right)$  é a media de  $\gamma$ ;
- X é uma variável gaussiana de média zero e desvio padrão unitário, N[0,1];
- *a*, *b*, *c* e σ<sub>γ</sub> são obtidos empiricamente e tabelados para cada um dos terrenos, conforme a Tabela 5 a seguir.

Por fim, o termo *s* representa o desvanecimento por sombreamento e tem a forma:

$$s = Y\sigma \tag{3.4}$$

Onde:

- *Y* é uma variável gaussiana de média zero e desvio padrão unitário, N[0,1];
- σ é o desvio padrão de s e é uma variável gaussiana sobre a população das macrocélulas em cada categoria de terreno e que pode ser escrita como:

$$\sigma = \mu_{\sigma} + Z\sigma_{\sigma} \tag{3.5}$$

E onde:

- $\mu_{\sigma}$  é a média de  $\sigma$ ;
- $\sigma_{\sigma}$  é o desvio padrão de  $\sigma$ ;
- Z é uma variável gaussiana de média zero e desvio padrão unitário N[0,1].

Assim como os parâmetros a, b, c e  $\sigma_{\gamma}$  da equação (3.3) acima,  $\mu_{\sigma}$  e  $\sigma_{\sigma}$  também são obtidos empiricamente e tabelados para cada um dos terrenos, conforme a Tabela 5 abaixo, a qual é uma reprodução da Tabela I de [15].

	CATEGORIA DO TERRENO						
PARÂMETRO DO MODELO	A (Montanhoso/Densidad e de árvores moderada a alta)	B (Montanhoso/Densidade de árvores baixa ou Plano/Densidade de árvores moderada a alta)	C (Plano/Densidade de árvores baixa)				
а	4,6	4,0	3,6				
$b  [m^{-1}]$	0,0075	0,0065	0,0050				
<i>c</i> [m]	12,6	17,1	20,0				
$\sigma_{_{\gamma}}$	0,57	0,75	0,59				
$\mu_{\sigma}$	10,6	9,6	8,2				
$\sigma_{\sigma}$	2,3	3,0	1,6				

Tabela 5 – Parâmetros do Modelo Erceg et al

Combinando as equações (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5), temos:

$$PL = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) + 10\left[\left(a - bh_B + \frac{c}{h_B}\right) + X\sigma_{\gamma}\left[\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right) + Y(\mu_{\sigma} + Z\sigma_{\sigma})\right]\right]$$
$$PL = \left[20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) + 10\left(a - bh_B + \frac{c}{h_B}\right)\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right)\right] + \left[10X\sigma_{\gamma}\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right) + Y(\mu_{\sigma} + Z\sigma_{\sigma})\right]$$
$$R \ge R_0 \qquad [dB] \qquad (3.6)$$

Em (3.6),  $X \in Z$  variam de célula para célula, ao passo em que Y varia de local para local dentro de cada célula.

Para o cálculo de planejamento de um sistema celular estamos interessados no raio médio das células, de modo que se pode trabalhar apenas com o valor médio de (3.6), que é dado pelo primeiro termo entre colchetes:

$$PL = \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) + 10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right) \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) \right] \quad R \ge R_0 \qquad [dB] \qquad (3.7)$$

O segundo termo entre colchetes de (3.6) é a variação aleatória em torno da média dada por (3.7) e seu desvio padrão cresce lentamente com a distância e é dado por:

$$\sigma_{\nu} = \sqrt{100\sigma_{\nu}^2 \left(\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right)\right)^2 + \mu_{\sigma}^2 + \sigma_{\sigma}^2}$$
(3.8)

É importante notar que a parte variável de (3.6) não é exatamente gaussiana devido ao termo YZ, produto de duas variáveis gaussianas, mas este componente é pequeno comparado aos demais termos, que são gaussianos. Com isso, a parte variável pode ser bem aproximada por uma variável gaussiana de média zero e desvio padrão dado por (3.8).

De acordo com [14], valores típicos de (3.8) variam entre 8,2 e 10,6 dB. Daqui em diante, no entanto, todos os cálculos serão efetuados com valores médios, de modo que apenas (3.7) será usada.

Há, porém uma limitação: o modelo foi desenvolvido originalmente para freqüências próximas a 2 GHz e alturas do receptor próximas a 2 m. De modo a adaptar o modelo para outras freqüências e alturas do receptor, é necessário o uso de fatores de correção de freqüência e altura, os quais são dados pelas seguintes equações, respectivamente:

$$X_f = 6\log_{10}\left(\frac{f}{2000}\right)$$
, onde  $f$  é a freqüência em MHz (3.9)

$$X_h = -10.8 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right)$$
, para Terrenos de Categorias A e B (3.10)

$$X_h = -20\log_{10}\left(\frac{h_R}{2}\right)$$
, para Terrenos de Categoria C (3.11)

Onde, h<sub>R</sub> é a altura do receptor, com 2  $m \le h_R \le 10 m$ 

Somando os fatores de correção, a equação (3.7) se tornará:

$$PL = \left[ 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) + 10\left(a - bh_B + \frac{c}{h_B}\right)\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right) \right] + 6\log_{10}\left(\frac{f}{2000}\right) - 10.8\log_{10}\left(\frac{h_R}{2}\right)$$
$$R \ge R_0 \qquad [dB] \qquad (3.12)$$

ou

$$PL = \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) + 10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right) \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) \right] + 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) - 20 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right)$$
$$R \ge R_0 \qquad [dB] \qquad (3.13)$$

Onde (3.12) é válida para terrenos de Categorias A e B e (3.13) é válida para terrenos de Categoria C.

Rearrumando (3.12) pode-se isolar o raio da célula, R, para os terrenos de Categorias A e B:

$$PL = \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) + 10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right) \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) \right] + 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) - 10.8 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right)$$

$$\log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) = \frac{PL - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + 10.8 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right)}{10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)}$$

$$\frac{R}{R_0} = 10^{\left[ \frac{PL - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + 10.8 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]}{10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)} \right]}$$

$$R = R_0 \cdot 10^{\left[ \frac{PL - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + 10.8 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]}{10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)} \right]}$$
(3.14)

Onde:

- *a*, *b* e *c* são obtidos empiricamente e tabelados para cada um dos terrenos, conforme a Tabela 5;
- $h_B$  é a altura da Estação Rádio-Base (ERB), com 10  $m \le h_B \le 80 m$ ;
- $h_R \neq a$  altura do receptor, com  $2 m \leq h_R \leq 10 m$ ;
- $f \neq a$  freqüência de operação do enlace e  $\lambda$  seu comprimento de onda;
- $R_0$  é uma distância de referência do modelo, fixada em 100 m; e
- *PL* é a perda de propagação do enlace.

Rearrumando (3.13) pode-se isolar o raio da célula, R, para os terrenos de Categoria C:

$$PL = \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) + 10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right) \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) \right] + 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) - 20 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]$$
$$\log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) = \frac{PL - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + 20 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]}{10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)}$$
$$\frac{R}{R_0} = 10^{\left[ \frac{PL - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + 20 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]}{10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)} \right]}$$
$$R = R_0 \cdot 10^{\left[ \frac{PL - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + 20 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]}{10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)} \right]}$$
(3.15)

Onde:

- *a*, *b* e *c* são obtidos empiricamente e tabelados para cada um dos terrenos, conforme a Tabela 5;
- $h_B$  é a altura da Estação Rádio-Base (ERB), com 10  $m \le h_B \le 80 m$ ;
- $h_R \neq a$  altura do receptor, com  $2 m \leq h_R \leq 10 m$ ;
- $f \neq a$  freqüência de operação do enlace e  $\lambda$  seu comprimento de onda;
- $R_0$  é uma distância de referência do modelo, fixada em 100 m; e
- *PL* é a perda de propagação do enlace.

Portanto (3.14) e (3.15) serão as expressões a serem utilizadas mais adiante para o cálculo do raio das células.

## 3.2.2. Requisitos Mínimos dos Receptores 802.16e-2005

Para que se possa calcular o raio das células, é necessário saber qual o limiar de sensibilidade dos receptores. A seguir, temos as especificações mínimas que todos os receptores devem atender, de acordo com o padrão 802.16e-2005 [1] e [2] e o Perfil de Sistema do WiMAX Móvel [3].

Para a interface aérea WirelessMAN OFDMA, o limiar de recepção deve obedecer à equação (3.16), para atingir uma taxa de erros de bit de  $10^{-6}$  após o código corretor de erros.

$$RSL_{MIN} = -114 + SNR_{RX} - 10\log_{10}R + 10\log_{10}\left(F_{S} \cdot \frac{N_{usados}}{N_{FFT}}\right) + ImpLoss + NF$$
(3.16)

Onde:

 SNR<sub>RX</sub> é a relação sinal ruído no receptor conforme especificado na Tabela 6 [3];

Modulação	Taxa de Código	SNR do receptor (dB)
OPSK	1/2	2,9
QI SIX	3/4	6,3
16-0AM	1/2	8,6
10-QAM	3/4	12,7
	1/2	13,8
64-QAM	2/3	16,9
	3/4	18,0
	5/6	19,9

Tabela 6 – Relação Sinal Ruído Mínima para interface aérea WirelessMAN OFDMA

- R é o fator de repetição conforme definido na seção 8.4.9.5 de [1], podendo assumir os valores de 2, 4 ou 6 e aplica-se apenas para modulação QPSK;
- $F_S$  é a freqüência de amostragem, dada por  $F_s = Parte Inteira\left(\frac{n \cdot BW}{8000}\right) \times 8000$ , com BW em Hz (largura de banda do canal) e onde n é o fator de amostragem, que pode assumir um dos seguintes valores: para canais com largura de banda múltipla de 1,75 MHz, n = 8/7; para larguras de banda múltiplas de 1,25 MHz, 1,5 MHz, 2 MHz ou 2,75 MHz, n = 28/25; e para larguras não especificadas, então n = 8/7. Atentar que nesta fórmula  $F_S$  está em MHz.
- ImpLoss é a perda de implementação, que inclui efeitos diversos no receptor e assume-se como tendo o valor de 5 dB; e
- NF é a Figura de Ruído do receptor e é tomada como sendo igual a 8 dB;
- N<sub>usados</sub> é o número de subportadoras ativas; e
- N<sub>FFT</sub> é a menor potência de dois, maior do que N<sub>usados</sub>.

## 3.3. CÁLCULO DA INTERFERÊNCIA CO-CANAL

Quando se utiliza uma configuração celular com simetria hexagonal, a interferência causada pelo reuso de freqüências em grupos adjacentes pode ser calculada considerando 6 células interferentes a uma distância D, 12 células interferentes a uma distância 2D e assim sucessivamente.



Figura 25 – (a) Plano de Reuso de freqüência N = 7; (b) Sistema celular de 7 grupos



Figura 26 – Interferências em configurações celulares hexagonais

Considerando uma lei de potência para a perda de propagação com a distância, a relação entre o sinal desejado e a interferência co-canal é dada por:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{k_{1}=1}^{6} I_{k_{1}} + \sum_{k_{2}=1}^{12} I_{k_{2}} + \sum_{k_{3}=1}^{18} I_{k_{3}} + \dots}$$
(3.17)

Onde:

- S = C · d<sup>-γ</sup> é a intensidade do sinal desejado transmitido a uma distância d do transmissor;
- *I*<sub>kn</sub> = C · D<sup>-γ</sup><sub>kn</sub> é a intensidade do sinal interferente devido a uma célula no n-ésimo anel, a uma distância D<sub>kn</sub> do transmissor;
- γ é o fator de variação da perda de propagação com a distância, com valor entre 2 e 5;
- *C* é uma constante cujo valor depende das características do sistema de transmissão e de outros parâmetros que influenciam a propagação além da distância, como freqüência, altura de antenas, grau de urbanização, etc.;

Considerando um móvel na fronteira da célula (pior caso), tem-se d  $\cong$  R<sub>C</sub>, onde R<sub>C</sub> é o raio da célula. Para D >> R<sub>C</sub> tem-se D<sub>kn</sub>  $\cong$  nD. Conseqüentemente:

$$\frac{S}{I} = \frac{Cd^{-\gamma}}{6CD^{-\gamma} + 12C(2D)^{-\gamma} + 18C(3D)^{-\gamma} + \dots}$$
(3.18)

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{6\left(\frac{D}{R_c}\right)^{-\gamma} \cdot \left(1 + 2^{-\gamma} \cdot 2 + 3^{-\gamma} \cdot 3 + ...\right)}$$
(3.19)

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{6\left(\frac{D}{R_c}\right)^{-\gamma} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} k^{1-\gamma}}$$
(3.20)

Como o sinal interferente cai proporcionalmente com a distância do transmissor interferente elevada à potência  $\gamma$ , as células que mais causam interferência são as mais próximas. Uma aproximação usual consiste em considerar apenas o 1º anel interferente. Neste caso tem-se:

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{6\left(\frac{D}{R_c}\right)^{-\gamma}} = \frac{q^{\gamma}}{6}$$
(3.21)

Onde  $q = \frac{D}{R_c}$  é a razão de reuso co-canal. Também temos que  $q = \frac{D}{R_c} = \sqrt{3N}$ , onde N é o número de células por *cluster*.

PUC-Rio - Certificação Digital Nº 0510485/CA



Figura 27 – (a) Distância ao transmissor interferente; (b) Distância ao transmissor desejado

Esta aproximação pode apresentar um erro significativo dependendo do valor de  $\gamma$ . Para estimar este erro considere-se o efeito do segundo anel interferente:

$$\left(\frac{S}{I}\right)_{\substack{I^{\circ} e^{2^{\circ}} \text{ an \acute{e}is}\\\text{interferentes}}} = \frac{1}{6\left(\frac{D}{R_{c}}\right)^{-\gamma}} \cdot \frac{1}{\left(1+2^{1-\gamma}\right)}$$
(3.22)  
$$\left(\frac{S}{R_{c}}\right) = -\left(\frac{S}{R_{c}}\right) = 1$$
(3.23)

$$\left(\frac{S}{I}\right)_{\substack{1^{\circ} e 2^{\circ} \text{ anéis}\\\text{interferentes}}} = \left(\frac{S}{I}\right)_{\substack{1^{\circ} \text{ anel}\\\text{interferente}}} \cdot \frac{1}{(1+2^{1-\gamma})}$$
(3.23)

A degradação causada pelas células do 2º anel é dada pela Tabela 7:

γ	Interferência adicional devida ao 2º anel: 10 log(1+2 <sup>1-γ</sup> )
2	1,7609 dB
3	0,9691 dB
4	0,5115 dB
5	0,2633 dB

Tabela 7 – Influência do segundo anel interferente

Da expressão (3.20) observa-se que, para um número fixo de anéis e um mesmo valor de  $\gamma$ , quanto maior é a razão de reuso co-canal, ou seja, maior o valor de N, maior é a relação S/I. Entretanto, um aumento na razão de reuso co-canal (aumento no valor de N) implica um menor número de canais por célula

disponíveis para atender o tráfego, acarretando uma redução na capacidade do sistema. Tem-se, portanto um forte compromisso entre a capacidade e a interferência.

Para se derivar a expressão (3.21) acima, assumimos que a potência recebida é expressa na forma  $S = C \cdot d^{-\gamma}$ . Antes de prosseguirmos, devemos demonstrar que a expressão do nível de sinal recebido no Modelo Erceg *et al* atende a este requisito. De (3.1), tem-se:

$$S_{dB} = RSL_{dB} = EIRP_{dB} - PL_{dB}$$
  

$$EIRP_{dB} = 10 \log_{10} (EIRP)$$
  

$$S_{dB} = 10 \log_{10} (EIRP) - PL_{dB}$$
(3.24)

De (3.12) e (3.13) temos, respectivamente:

$$PL_{dB} = \left[20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) + 10\left(a - bh_B + \frac{c}{h_B}\right)\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right)\right] + 6\log_{10}\left(\frac{f}{2000}\right) - K\log_{10}\left(\frac{h_R}{2}\right)$$
$$R \ge R_0 \qquad [dB] \qquad (3.25)$$

Onde K = 10,8 para terrenos de Categorias A e B e K = 20 para terrenos de Categoria C. Substituindo (3.25) em (3.24) temos:

$$S_{dB} = 10 \log_{10} (EIRP) - \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) + 10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right) \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) + 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) - K \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right] \right]$$

$$S_{dB} = 10 \log_{10} (EIRP) - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right) - 10 \left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right) \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) - 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right) + K \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right) \right]$$

$$S_{dB} = 10 \log_{10} (EIRP) - 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right)^2 - 10 \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right)^{\left( a - bh_B + \frac{c}{h_B} \right)} - 10 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right)^{0.6} + 10 \log_{10} \left( \frac{h_R}{2} \right)^{\frac{K}{10}}$$

Lembrando que  $\gamma = \left(a - bh_b + \frac{c}{h_b}\right)$ , pode-se escrever:

$$S_{dB} = 10\log_{10}(EIRP) - 10\log_{10}\left(\frac{4\pi R_0}{\lambda}\right)^2 - 10\log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right)^{\gamma} - 10\log_{10}\left(\frac{f}{2000}\right)^{0.6} + 10\log_{10}\left(\frac{h_R}{2}\right)^{\frac{K}{10}}$$

$$\begin{split} S_{dB} &= 10 \Biggl[ \log_{10}(EIRP) - \log_{10} \Biggl( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \Biggr)^2 - \log_{10} \Biggl( \frac{R}{R_0} \Biggr)^\gamma - \log_{10} \Biggl( \frac{f}{2000} \Biggr)^{0,6} + \log_{10} \Biggl( \frac{h_R}{2} \Biggr)^{\frac{K}{10}} \Biggr] \\ S_{dB} &= 10 \Biggl\{ \log_{10}(EIRP) + \log_{10} \Biggl( \frac{h_R}{2} \Biggr)^{\frac{K}{10}} - \Biggl[ \log_{10} \Biggl( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \Biggr)^2 + \log_{10} \Biggl( \frac{R}{R_0} \Biggr)^\gamma + \log_{10} \Biggl( \frac{f}{2000} \Biggr)^{0,6} \Biggr] \Biggr\} \\ S_{dB} &= 10 \Biggl\{ \log_{10} \Biggl[ \Biggl( EIRP \Biggr) \Biggl( \frac{h_R}{2} \Biggr)^{\frac{K}{10}} \Biggr] - \log_{10} \Biggl[ \Biggl( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \Biggr)^2 \Biggl( \frac{R}{R_0} \Biggr)^\gamma \Biggl( \frac{f}{2000} \Biggr)^{0,6} \Biggr] \Biggr\} \\ \\ S_{dB} &= 10 \log_{10} \frac{\Biggl[ \Biggl( EIRP \Biggl) \Biggl( \frac{h_R}{2} \Biggr)^{\frac{K}{10}} \Biggr] - \log_{10} \Biggl[ \Biggl( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \Biggr)^2 \Biggl( \frac{R}{R_0} \Biggr)^\gamma \Biggl( \frac{f}{2000} \Biggr)^{0,6} \Biggr] \Biggr\}$$

$$(3.26)$$

Em (3.26) podemos fazer a seguinte substituição:

$$C' = \frac{\left[ \left( EIRP \right) \left( \frac{h_R}{2} \right)^{\frac{K}{10}} \right]}{\left[ \left( \frac{4\pi R_0}{\lambda} \right)^2 \left( \frac{f}{2000} \right)^{0.6} \right]} = \text{Constante}$$
(3.27)

Substituindo (3.27) em (3.26):

$$S_{dB} = 10 \log_{10} \frac{C'}{\left(\frac{R}{R_0}\right)^{\gamma}} = 10 \log_{10} \left(\frac{C' R_0^{\gamma}}{R^{\gamma}}\right)$$
(3.28)

,

Fazendo  $C = C' R_0^{\gamma}$  = Constante, temos:

$$S_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{C}{R^{\gamma}}\right)$$

Finalmente, tirando o logaritmo, teremos:

$$S = \frac{C}{R^{\gamma}} = C \cdot R^{-\gamma} \tag{3.29}$$

É evidente que (3.29) é da forma  $S = C \cdot d^{-\gamma}$ , com d = R, e portanto a equação (3.21) é válida para o Modelo Erceg *et al*.

A Tabela 8 apresenta a relação S/I, calculada pela expressão (3.21), para os planos de reuso N igual a 1 a 19, para as três Categorias de terreno do Modelo Erceg *et al*, considerando uma altura da antena da ERB de  $h_B = 30$  m.

	N = 1	N = 3	N = 4	N = 7	N = 9	N = 12	N = 19
SIR (dB)							
Terreno	3,6575	15,0965	18,0919	23,9187	26,5354	29,5308	34,3156
Cat A							
SIR (dB)							
Terreno	2,6555	13,0925	15,8256	21,1420	23,5296	26,2626	30,6282
Cat B							
SIR (dB)							
Terreno	2,0392	11,8600	14,4316	19,4342	21,6807	24,2524	28,3602
Cat C							

Tabela 8 - Interferência co-canal no Modelo Erceg et al

considerando apenas o  $1^{\circ}$  anel interferente para  $h_B = 30$  m

Os valores da Tabela 8 foram calculados para cada uma das três categorias de terreno do Modelo Erceg *et al*, no qual o valor de  $\gamma$  varia entre 4 e 6, para alturas da ERB (h<sub>B</sub>) entre 10 e 80 m. Analisando a tabela 7, pode-se observar que o segundo anel interferente ainda possui uma importante contribuição nesta faixa de valores do expoente de propagação, de modo que a Tabela 9 a seguir exibe os valores da SIR recalculados considerando o efeito do 2º anel interferente e ainda para uma altura da ERB de h<sub>B</sub> = 30 m.

	N = 1	N = 3	N = 4	N = 7	N = 9	N = 12	N = 19
SIR (dB)							
Terreno	3,3553	14,7943	17,7897	23,6166	26,2333	29,2287	34,0135
Cat A							
SIR (dB)							
Terreno	2,2559	12,6929	15,4259	20,7424	23,1299	25,8630	30,2286
Cat B							
SIR (dB)							
Terreno	1,5654	11,3861	13,9578	18,9603	21,2068	23,7785	27,8864
Cat C							

Tabela 9 – Interferência co-canal no Modelo Erceg et al

considerando os 1° e 2° anéis interferentes para  $h_B = 30$  m

Os resultados que mais nos interessam nas Tabelas 8 e 9 são os valores da SIR para N = 1, visto que há menções na literatura sobre a possibilidade de se operar uma rede WiMAX móvel com reuso de freqüências unitário. De acordo com a Tabela 6, o menor valor de SNR para o sistema operar (com modulação QPSK 1/2) é 2,9 dB. Dos resultados acima, vemos que, para uma altura da ERB de 30 m (um valor típico em ambiente urbano) o sistema só será capaz de atender a usuários na bordas das células se o terreno em questão for de Categoria A. Para as outras categorias, a SIR é muito baixa para permitir a operação mesmo da mais robusta das modulações.

De fato, após algumas simulações, é possível averiguar que a SIR com reuso unitário sem setorização só será suficiente para atender a um usuário na borda independente da categoria do terreno **se a altura da ERB não for superior a 18 m**. A Tabela 10 ilustra os valores recalculados para  $h_B = 18$  m e considerando os efeitos do 2º anel interferente.

	N = 1	N = 3	N = 4	N = 7	N = 9	N = 12	N = 19
SIR (dB)							
Terreno	4,3046	16,6262	19,8528	26,1292	28,9479	32,1744	37,3284
Cat A							
SIR (dB)							
Terreno	3,4536	14,9832	18,0024	23,8754	26,5129	29,5320	34,3547
Cat B							
SIR (dB)							
Terreno	2,9033	13,9274	16,8142	22,4298	24,9516	27,8384	32,4496
Cat C							

Tabela 10 – Interferência co-canal no Modelo Erceg *et al* 

considerando os  $1^{\circ}$  e  $2^{\circ}$  anéis interferentes para  $h_B$  = 18 m

Para este cálculo da altura máxima é importante considerar o efeito do 2º anel interferente, do contrário teríamos concluído que a altura máxima deveria ser de 20 m.

As Figuras 28 a 30 a seguir ilustram a variação da SIR com a altura da ERB para uma situação de reuso de freqüências unitário, sem setorização.



Figura 28 – SIR versus  $h_B$  para N = 1 e Terreno Categoria A, sem setorização



Figura 29 – SIR versus h<sub>B</sub> para N = 1 e Terreno Categoria B, sem setorização



Figura 30 – SIR versus  $h_B$  para N = 1 e Terreno Categoria C, sem setorização

Através destas simulações é possível constatar que, se for empregado um fator de reuso N = 3 sem setorização, sempre será possível atender usuários nas bordas da célula para quaisquer alturas da ERB, dentre os valores possíveis no Modelo Erceg *et al* (10 m  $\leq$  h<sub>B</sub>  $\leq$  80 m). Atentando para o fato de que a SIR decresce com o aumento da altura da ERB, para h<sub>B</sub> = 80 m e N = 3, o menor valor da SIR será de aproximadamente 7,9 dB para terrenos Categoria C.

## 3.3.1. Redução da Interferência através da Setorização

Esta técnica consiste em dividir a célula em setores, cada um servido por um conjunto diferente de canais e iluminado por uma antena direcional. Na prática são utilizadas divisões em 3 ou 6 setores e seu grande benefício é reduzir a interferência.

## 3.3.1.1. Cálculo da Redução da Interferência Usando Setorização Tripla

De acordo com a Figura 31, apenas as células 4 e 5 possuem antenas voltadas para o setor da célula interferida que utiliza o mesmo conjunto de freqüências, ao passo que apenas os móveis das células 1 e 2 podem interferir na célula central, visto que as antenas das ERBs são diretivas (e portanto, o setor interferido ilustrado, não pode sofrer interferência das células 3 e 6).



Interferência na ERB devida aos moveis de outras Figura 31 – Interferência com setorização tripla. A relação sinal interferência (considerado apenas o primeiro anel interferente) com a setorização tripla é dada por:

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{\sum_{k=1}^{2} \left(\frac{D}{R_{c}}\right)^{-\gamma}} = \frac{q^{\gamma}}{2}$$
(3.30)

Pode-se então definir o ganho de setorização como:

$$G = \frac{SIR_{c\acute{e}lula \, setorizada}}{SIR_{c\acute{e}lula \, sem \, setorizacão}}$$
(3.31)

Neste caso:

$$G = \frac{(q^{\gamma}/2)}{(q^{\gamma}/6)} = 3$$
(3.32)

$$G_{dB} = 10\log_{10}G = 4,77 \,\mathrm{dB} \tag{3.33}$$

Recalculando a SIR para o caso da ERB de altura  $h_B = 30$  m, considerando agora o uso de setorização tripla e apenas os efeitos do primeiro anel interferente. Os resultados encontram-se na Tabela 11.

	N = 1	N = 3	N = 4	N = 7	N = 9	N = 12	N = 19
SIR (dB)							
Terreno	8,4287	19,8677	22,8631	28,6899	31,3066	34,3021	39,0868
Cat A							
SIR (dB)							
Terreno	7,4267	17,8638	20,5968	25,9132	28,3008	31,0338	35,3995
Cat B							
SIR (dB)							
Terreno	6,8104	16,6312	19,2028	24,2054	26,4519	29,0236	33,1315
Cat C							

Tabela 11 – Interferência co-canal no Modelo Erceg *et al* com setorização tripla e considerando apenas o 1° anel interferente para  $h_B = 30$  m

Dos resultados da Tabela 11, observa-se que ao empregar setorização tripla, é possível atender aos usuários nas bordas das células até mesmo com a segunda modulação mais robusta, QPSK 3/4 (que requer uma SNR mínima de 6,3 dB) ao se empregar reuso de freqüências unitário com uma altura de ERB de 30 m.

As Figuras 32 a 34 a seguir ilustram a variação da SIR com a altura da ERB para uma situação de reuso de freqüências unitário e setorização tripla.



Figura 32 – SIR versus h<sub>B</sub> para N = 1 e Terreno Categoria A, setorização tripla



Figura 33 – SIR versus h<sub>B</sub> para N = 1 e Terreno Categoria B, setorização tripla



Figura 34 – SIR versus  $h_B$  para N = 1 e Terreno Categoria C, setorização tripla

Através destas simulações é possível constatar que, ao utilizar setorização tripla, sempre será possível atender usuários nas bordas da célula para quaisquer alturas da ERB, dentre os valores possíveis no Modelo Erceg *et al* (10 m  $\leq$  h<sub>B</sub>  $\leq$  80 m), **mesmo com reuso de freqüências unitário**. Atentando para o fato de que a SIR decresce com o aumento da altura da ERB, para h<sub>B</sub> = 80 m e N = 1, o menor valor da SIR será de aproximadamente 5,2 dB para terrenos Categoria C.

### 3.3.1.2. Cálculo da Redução da Interferência Usando Setorização Sêxtupla

De acordo com a Figura 35, apenas a célula 4 possui uma antena voltada para o setor da célula interferida que utiliza o mesmo conjunto de freqüências, ao passo que apenas os móveis da célula 1 podem interferir na célula central, visto que as antenas das ERBs são diretivas (e portanto, o setor interferido ilustrado não pode sofrer interferência das demais células).



A relação sinal interferência (considerado apenas o primeiro anel interferente) com a setorização sêxtupla é dada por:

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{\sum_{k=1}^{1} \left(\frac{D}{R_c}\right)^{-\gamma}} = q^{\gamma}$$
(3.34)

Neste caso o ganho de setorização é dado por:

$$G = \frac{q^{\gamma}}{(q^{\gamma}/6)} = 6$$
(3.35)

 $G_{dB} = 10\log_{10}G = 7,78\,\mathrm{dB} \tag{3.36}$ 

Recalculando a SIR para o caso da ERB de altura  $h_B = 30$  m, considerando agora o uso de setorização sêxtupla e apenas os efeitos do primeiro anel interferente. Os resultados encontram-se na Tabela 12.

	N = 1	N = 3	N = 4	N = 7	N = 9	N = 12	N = 19
SIR (dB)							
Terreno	11,4390	22,8780	25,8734	31,7002	34,3169	37,3124	42,0971
Cat A							
SIR (dB)							
Terreno	10,4370	20,8741	23,6071	28,9235	31,3111	34,0441	38,4098
Cat B							
SIR (dB)							
Terreno	9,8207	19,6415	22,2131	27,2157	29,4622	32,0339	36,1418
Cat C							

Tabela 12 – Interferência co-canal no Modelo Erceg *et al* com setorização sêxtupla e considerando apenas o 1° anel interferente para  $h_B = 30$  m

Dos resultados da Tabela 12, observa-se que ao empregar setorização sêxtupla, é possível atender aos usuários nas bordas das células até mesmo com 16-QAM 1/2 (que requer uma SNR mínima de 8,6 dB) ao se empregar reuso de freqüências unitário com uma altura de ERB de 30 m.

As Figuras 36 a 38 a seguir ilustram a variação da SIR com a altura da ERB para uma situação de reuso de freqüências unitário e setorização sêxtupla.



Figura 36 – SIR versus h<sub>B</sub> para N = 1 e Terreno Categoria A, setorização sêxtupla



Figura 37 – SIR versus h<sub>B</sub> para N = 1 e Terreno Categoria B, setorização sêxtupla



Figura 38 – SIR versus h<sub>B</sub> para N = 1 e Terreno Categoria C, setorização sêxtupla

Através destas simulações é possível constatar que, ao utilizar setorização sêxtupla, sempre será possível atender usuários nas bordas da célula para quaisquer alturas da ERB, dentre os valores possíveis no Modelo Erceg *et al* (10 m  $\leq$  h<sub>B</sub>  $\leq$  80 m), **mesmo com reuso de freqüências unitário**. Atentando para o fato de que a SIR decresce com o aumento da altura da ERB, para h<sub>B</sub> = 80 m e N = 1, o menor valor da SIR será de aproximadamente 8,2 dB para terrenos Categoria C.

Portanto, a partir da análise dos resultados expostos, pode-se concluir que é possível empregar reuso unitário em uma rede WiMAX móvel sem deixar de atender os usuários em condições mais desfavoráveis, aqueles nas bordas das

células, mesmo sem considerar as capacidades de reuso fracionário de freqüências nem seleção dinâmica de freqüências, desde que se adote uma das seguintes soluções:

- Se não for empregada setorização, é recomendável utilizar um fator de reuso igual a 3 (três), visto que se for empregado reuso unitário a altura das ERBs não poderá ser superior a cerca de 18 m, sob pena de não ser possível atender aos usuários das bordas das células, e ainda assim, as margens do sistema serão muito pequenas, podendo haver falhas de cobertura em vários locais;
- Se for empregada setorização, nota-se que tanto a tripla quanto a sêxtupla são suficientes para permitir a operação da rede com reuso unitário, independente da altura das ERBs.

É interessante notar que a SIR aumenta à medida que se reduz a altura das ERBs. Isso se deve ao fato de que, quanto mais baixas as antenas, maior a isolação entre as células causada pelo terreno e construções existentes na área coberta pelo sistema.

## 3.4. LIMITAÇÃO DO RAIO DEVIDO À DURAÇÃO DO TTG/RTG

De acordo com o Perfil de Sistema do WiMAX Móvel [3], os intervalos TTG e RTG possuem durações fixas, pré-determinadas para cada largura de banda do canal, conforme a Tabela 13 abaixo, onde PS significa *Physical Slot*.

Largura de Banda (MHz)	TTG (PS)	RTG (PS)
3,50	188	60
5,00	148	84
7,00	376	120
8,75	218	186
10,00	296	168

Tabela 13 – Duração dos intervalos TTG e RTG em termos de um OS

Em sistemas TDD, além da limitação de distância devida à perda de propagação, temos também uma limitação devido ao tempo de propagação finito entre a ERB e as EMs. Uma EM na borda da célula irá receber a última parte do

quadro de descida algum tempo depois de uma EM próxima à ERB. Se este tempo de propagação for muito longo, poderá acontecer de a ERB já estar recebendo um quadro de subida quando a EM na borda ainda está recebendo o último quadro de descida ou a EM da borda pode ainda estar transmitindo no enlace de subida quando a ERB já iniciou a transmissão do próximo quadro de descida. Em qualquer das duas situações, o resultado será interferência irrecuperável entre os enlaces de subida e descida, de modo que o sistema deverá ser projetado para que isto nunca ocorra.

De acordo com a seção 10.3.4.2 de [2], o período de tempo de um *slot* físico é calculado por:

$$PS = \frac{4}{F_s} \tag{3.37}$$

Onde F<sub>s</sub> é a freqüência de amostragem.

Da Tabela 7 de [3] obtém-se os valores do fator de amostragem, **n**, de modo que é possível preencher a Tabela 14 abaixo:

Largura de Banda (MHz)	n	Fs (MHz)	PS (µs)
3,50	8/7	4,0	1,00000
5,00	28/25	5,6	0,71429
7,00	8/7	8,0	0,50000
8,75	8/7	10,0	0,40000
10,00	28/25	11,2	0,35714

Tabela 14 – Cálculo da duração de um slot físico (PS)

De posse dos resultados da Tabela 14, é possível calcular a duração dos intervalos TTG e RTG em segundos.

Largura de Banda (MHz)	TTG (µs)	RTG (µs)
3,50	188,0	60,0
5,00	105,7	60,0
7,00	188,0	60,0
8,75	87,2	74,4
10,00	105,7	60,0

Tabela 15 – Duração dos intervalos TTG e RTG em µs

Agora que conhecemos a duração dos intervalos, vamos estudar o que acontece na situação limite descrita acima. O tempo que uma onda eletromagnética leva para viajar da ERB até uma EM na borda da célula é dado por:

$$\Delta t = \frac{R_{MAX}}{c} \tag{3.38}$$

Onde  $R_{MAX}$  é o raio da célula e *c* representa a velocidade da luz.

O tempo de ida da ERB à EM e de volta à ERB (*Round Trip Delay*), representado por RTD é igual a duas vezes o valor de (3.38):

$$RTD = 2\Delta t = \frac{2R_{MAX}}{c}$$
(3.39)

Inicialmente, vamos estudar a limitação causada pela duração do TTG. Para que a ERB permaneça no modo de recepção por tempo suficiente para receber toda a transmissão de uma EM na borda da célula, devemos ter:

$$T_{UL_{ERB}} + TTG = \Delta t + SSRTG + \Delta t + T_{UL_{EM}}$$
(3.40)

Onde:

- $T_{UL_{FRB}}$  é a duração do quadro de subida na ERB;
- TTG é o intervalo de tempo entre o quadro de descida e o quadro de subida na ERB;
- $\Delta t \operatorname{est}{a} \operatorname{definido} \operatorname{em} (3.38);$
- SSRTG é o intervalo de tempo entre o quadro de descida e o quadro de subida na ERB e definido em [3] como sendo igual a 50 μs; e
- $T_{UL_{EM}}$  é o tempo alocado para a EM transmitir no enlace de subida.

Para podermos calcular o raio máximo possível a partir de (3.40), é necessário conhecer os valores de  $T_{UL_{ERB}}$  e  $T_{UL_{EM}}$ . O primeiro é fácil, visto que está tabelado no Perfil de Sistema [3], quanto ao segundo devemos racionar para descobrir seu valor limite, que é variavelmente alocado pela ERB para a EM.

Em (3.40), as únicas quantidades variáveis são  $\Delta t$  e  $T_{UL_{EM}}$ , visto que os demais valores são especificados quer seja pelo padrão, quer seja pelo Perfil de

Sistema. Quanto mais distante a EM estiver da ERB, maior será o valor de  $\Delta t$ . Numa situação limite,  $\Delta t$  será tão grande que não haverá sequer tempo para que a EM envie dados no enlace de subida, de modo que podemos assumir o valor limite de  $T_{UL_{EM}}$  como sendo nulo. Assim sendo, temos:

$$T_{UL_{ERB}} + TTG = 2\Delta t + SSRTG$$

$$T_{UL_{ERB}} + TTG = \frac{2R_{MAX}}{c} + SSRTG$$

$$R_{MAX} = \frac{c(T_{UL_{ERB}} + TTG - SSRTG)}{2} \quad [m]$$
(3.41)

Na Tabela 4.1.1.5 do Perfil de Sistema [3] estão definidas as durações possíveis para o quadro OFDMA no sistema móvel. Combinando os valores desta tabela com o fato de que:

$$T_{quadro} = T_{DL_{FRR}} + T_{UL_{FRR}} + RTG + TTG$$
(3.42)

Onde  $T_{quadro}$  é a duração do quadro OFDMA e notando que o sistema permite dividir o quadro em partes iguais ( $T_{DL_{ERB}} = T_{UL_{ERB}}$ ) ou alocar um tempo de descida três vezes maior do que o de subida ( $T_{DL_{ERB}} = 3T_{UL_{ERB}}$ ), é possível calcular a duração do quadro de subida  $T_{UL_{ERB}}$  e por fim , o valor do máximo raio possível devido ao TTG da ERB, usando (3.41).

De acordo com [3], apenas  $T_{quadro} = 5 \text{ ms}$  é de implementação mandatória, porém o menor valor permitido é  $T_{quadro} = 2 \text{ ms}$ . A seguir iremos efetuar cálculos apenas para este menor valor, que corresponde ao menor raio possível de acordo com (3.41).

Para o caso  $T_{DL_{ERB}} = T_{UL_{ERB}}$ , (3.42) se reduz a:

$$T_{UL_{ERB}} = \frac{T_{quadro} - RTG - TTG}{2}$$
(3.43)

E para o caso  $T_{DL_{ERB}} = 3T_{UL_{ERB}}$ , (3.43) se reduz a:

$$T_{UL_{ERB}} = \frac{T_{quadro} - RTG - TTG}{4}$$
(3.44)

Largura de Banda (MHz)	TTG (µs)	RTG (µs)	T <sub>quadro</sub> (ms)	T <sub>UL<sub>ERB</sub></sub> (ms)
3,50	188,0	60,0	2	0,43800
5,00	105,7	60,0	2	0,45858
7,00	188,0	60,0	2	0,43800
8,75	87,2	74,4	2	0,45960
10,00	105,7	60,0	2	0,45858

Como estamos interessados no menor valor possível para (3.41), iremos efetuar os cálculos a seguir empregando (3.44) e não utilizaremos (3.43).

Tabela 16 – Valores de T<sub>UL-ERB</sub> para o caso  $T_{DL-ERB} = 3T_{UL-ERB}$ 

Finalmente, com os valores da Tabela 16 é possível calcular o valor do raio máximo possível devido à duração do TTG.

Largura de	<b>P</b> <sub>e</sub> and (km)		
Banda (MHz)	MMAX (KIII)		
3,50	86,4		
5,00	77,1		
7,00	86,4		
8,75	74,5		
10,00	77,1		

Tabela 17 – Raio máximo das células devido à duração do TTG

## 3.5. CÁLCULO DA PORCENTAGEM DE COBERTURA DE ÁREA E MARGEM DE DESVANECIMENTO POR SOMBREAMENTO

Os cálculos desta seção se baseiam no desenvolvimento realizado por Douglas O. Reudink em [17].

Inicialmente, suponhamos que a intensidade média do sinal em uma área a um raio fixo de uma ERB em particular apresente uma distribuição log-normal. Seja a intensidade do sinal em dB expressa por uma variável aleatória normal  $x \operatorname{com}$  média  $\overline{x}$  (medida em dBm) e desvio padrão  $\sigma$ , também em dB. Seja também  $x_0$  o limiar de recepção do receptor. No desenvolvimento a seguir, será calculada a fração de locais (a um raio R da ERB) em que uma estação móvel (EM) irá experimentar um sinal recebido acima do limiar. Este limiar não precisa ser o limiar de ruído do receptor, pode ser qualquer valor desejado que forneça um sinal recebido aceitável sob condições de desvanecimento Rayleigh.

Com estas considerações, a função densidade de probabilidade de x é dada por:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right]$$
(3.45)

A probabilidade de que x exceda o limiar  $x_0$  é dada por:

$$P_{x_0}(R) = P[x \ge x_0] = \int_{x_0}^{\infty} p(x) dx$$
(3.46)

Substituindo (3.45) em (3.46), temos:

$$P_{x_0}(R) = \int_{x_0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right] \right\} dx = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{x_0}^{\infty} \left\{ \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right] \right\} dx$$
$$P_{x_0}(R) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right) \left(\frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{\pi}}\right) \int_{x_0}^{\infty} \left\{ \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right] \right\} dx = \left(\frac{1}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{x_0}^{\infty} \left\{ \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right] \right\} dx$$

Efetuando a mudança de variável  $t = \frac{(x - \overline{x})}{\sigma\sqrt{2}}$  teremos:

$$P_{x_{0}}(R) = \left(\frac{1}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{(x_{0}-\bar{x})}{\sigma\sqrt{2}}}^{\infty} (\sigma\sqrt{2}) \exp(-t^{2}) dx\right) = \left(\frac{\sigma\sqrt{2}}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{(x_{0}-\bar{x})}{\sigma\sqrt{2}}}^{\infty} \exp(-t^{2}) dx\right)$$

$$P_{x_{0}}(R) = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{(x_{0}-\bar{x})}{\sigma\sqrt{2}}}^{\infty} \exp(-t^{2}) dx\right)$$
(3.47)

Da Equação 7.1.2 de [18], sabe-se que:

$$\operatorname{erfc} z = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{z}^{\infty} \exp(-t^{2}) dt = 1 - \operatorname{erf} z$$
(3.48)

De (3.47) e (3.48) é imediato que:

$$P_{x_0}(R) = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{(x_0 - \bar{x})}{\sigma\sqrt{2}}}^{\infty} \exp\left(-t^2\right) dx\right) = \left(\frac{1}{2}\right) \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{x_0 - \bar{x}}{\sigma\sqrt{2}}\right)\right]$$
(3.49)

Agora é possível calcular o percentual de cobertura de área (CAP), o qual é obtido pela simples divisão da integral do resultado de (3.49) calculada sobre a área de interesse, por esta mesma área de interesse: no caso de um círculo, pela área total do mesmo. Desta forma, temos:

$$CAP = \frac{1}{\pi R^2} \int P_{x_0} dA \tag{3.50}$$

Como a intensidade do sinal  $\bar{x}$  obedece a uma lei da forma  $r^{-\gamma}$ , podemos escrever que:

$$\overline{x} = \alpha - 10\gamma \log_{10}\left(\frac{r}{R}\right) \tag{3.51}$$

Onde:

- α, expresso em dB, é uma constante determinada a partir da potência do transmissor, alturas e ganhos das antenas, etc;
- γ é o expoente de propagação do modelo empregado, no nosso caso o modelo de Erceg *et al*;
- *r* é uma das variáveis de integração; e
- *R* é o raio da célula.

Substituindo (3.51) em (3.49), temos:

$$P_{x_0}(R) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x_0 - \alpha + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{r}{R}\right)}{\sigma \sqrt{2}}\right)$$
(3.52)

Para simplificar (3.52), faremos as seguintes substituições:

$$a = \frac{x_0 - \alpha}{\sigma\sqrt{2}}$$
 e  $b = \frac{10\gamma \log_{10} e}{\sigma\sqrt{2}}$  (3.53)

Assim:  

$$P_{x_0}(R) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left[a + b \ln\left(\frac{r}{R}\right)\right]$$
(3.54)

Agora, usando a expressão simplificada de (3.54) na integral de (3.50), temos:

$$CAP = \frac{1}{\pi R^2} \int P_{x_0} dA$$

$$CAP = \frac{1}{\pi R^2} \int_{0}^{2\pi R} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[ a + b \ln \left( \frac{r}{R} \right) \right] \right\} r dr d\varphi = \frac{1}{\pi R^2} \left( \int_{0}^{2\pi} d\varphi \right) \left( \int_{0}^{R} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[ a + b \ln \left( \frac{r}{R} \right) \right] \right\} r dr \right)$$

$$CAP = \frac{1}{\pi R^2} \left( 2\pi \right) \left( \int_{0}^{R} \frac{1}{2} r dr - \int_{0}^{R} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[ a + b \ln \left( \frac{r}{R} \right) \right] \right\} r dr \right)$$

$$CAP = \frac{2}{R^2} \left( \frac{r^2}{4} \Big|_{0}^{R} - \frac{1}{2} \int_{0}^{R} r \cdot \operatorname{erf} \left[ a + b \ln \left( \frac{r}{R} \right) \right] dr \right) = \frac{2}{R^2} \left( \frac{R^2}{4} - \frac{1}{2} \int_{0}^{R} r \cdot \operatorname{erf} \left[ a + b \ln \left( \frac{r}{R} \right) \right] dr \right)$$

$$CAP = \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2} \int_{0}^{R} r \cdot \operatorname{erf} \left[ a + b \ln \left( \frac{r}{R} \right) \right] dr \right)$$

$$(3.55)$$

Para resolver a integral em (3.55), vamos efetuar a seguinte troca de variáveis:

$$t = -\left[a + b \ln\left(\frac{r}{R}\right)\right]$$
  $\therefore$   $r = R \exp\left(\frac{-a - t}{b}\right)$ 

Com esta troca, quando  $r = 0, t \rightarrow \infty$ , quando r = R, t = -a e  $dr = -\frac{r}{b}dt$ .

Assim, temos:

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2} \int_{-a}^{a} R \exp\left(\frac{-a-t}{b}\right) \cdot \operatorname{erf}\left[a+b\ln\left(\frac{r}{R}\right)\right] \left(-\frac{r}{b}\right) dt$$
$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2} \int_{-a}^{\infty} \frac{r}{b} \cdot R \exp\left(\frac{-a-t}{b}\right) \cdot \operatorname{erf}(-t) dt$$
$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2} \int_{-a}^{\infty} \frac{R^2}{b} \exp\left[\frac{2(-a-t)}{b}\right] \cdot \operatorname{erf}(-t) dt$$

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2} \frac{R^2}{b} \int_{-a}^{\infty} \exp\left[\frac{2(-a-t)}{b}\right] \cdot \operatorname{erf}(-t)dt$$

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{b} \exp\left[-\frac{2a}{b}\right] \int_{-a}^{\infty} \exp\left[-\frac{2t}{b}\right] \cdot \operatorname{erf}(-t)dt$$

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{e^{-\frac{2a}{b}}}{b} \int_{-a}^{\infty} e^{-\frac{2t}{b}} \operatorname{erf}(-t)dt \qquad (3.56)$$

De acordo com a equação 7.4.36 de [18], sabe-se que:

$$\int e^{Ax} \operatorname{erf}(Bx) dx = \frac{1}{A} \left[ e^{Ax} \operatorname{erf}(Bx) - e^{\frac{A^2}{4B^2}} \operatorname{erf}\left(Bx - \frac{A}{2B}\right) \right] + \operatorname{Constante}$$
(3.57)

Com A e B também constantes.

Lembrando que erf(-t) = -erf(t):

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{e^{-\frac{2a}{b}}}{b} \int_{-a}^{\infty} e^{-\frac{2t}{b}} \operatorname{erf}(-t) dt = \frac{1}{2} + \frac{e^{-\frac{2a}{b}}}{b} \int_{-a}^{\infty} e^{-\frac{2t}{b}} \operatorname{erf}(t) dt$$
(3.58)

Aplicando (3.57) em (3.58), teremos finalmente:

$$\begin{aligned} CAP &= \frac{1}{2} + \frac{e^{\frac{2a}{b}}}{b} \int_{-a}^{\infty} e^{\frac{-2t}{b}} \operatorname{erf}(t) dt = \frac{1}{2} + \frac{e^{\frac{2a}{b}}}{b} \left\{ -\frac{b}{2} \left[ e^{\frac{-2t}{b}} \operatorname{erf}(t) - e^{\frac{4}{b^2} \frac{1}{4}} \operatorname{erf}\left(t + \frac{2}{b} \cdot \frac{1}{2}\right) \right] \right|_{-a}^{\infty} \right\} \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{\frac{2a}{b}}}{b} \cdot \frac{b}{2} \left[ e^{\frac{-2t}{b}} \operatorname{erf}(t) - e^{\frac{4}{b^2} \frac{1}{4}} \operatorname{erf}\left(t + \frac{2}{b} \cdot \frac{1}{2}\right) \right] \right|_{-a}^{\infty} \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{\frac{2a}{b}}}{2} \left[ e^{\frac{-2t}{b}} \operatorname{erf}(t) - e^{\frac{1}{b^2} \frac{1}{4}} \operatorname{erf}\left(t + \frac{1}{b}\right) \right] \right|_{-a}^{\infty} \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{\frac{2a}{b}}}{2} \left[ e^{\frac{-2t}{b}} \operatorname{erf}(t) - e^{\frac{1}{b^2} \frac{1}{4}} \operatorname{erf}\left(t + \frac{1}{b}\right) \right] \right|_{-a}^{\infty} \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{\frac{2a}{b}}}{2} \left[ e^{\frac{-2t}{b}} \operatorname{erf}(t) - e^{\frac{1}{b^2} \frac{1}{4}} \operatorname{erf}\left(t + \frac{1}{b}\right) - e^{\frac{-2(-a)}{b}} \operatorname{erf}(-a) + e^{\frac{1}{b^2} \operatorname{erf}\left(-a + \frac{1}{b}\right) \right] \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{\frac{-2a}{b}}}{2} \left[ 0 - e^{\frac{1}{b^2}} \cdot 1 - e^{\frac{2a}{b}} \operatorname{erf}(-a) + e^{\frac{1}{b^2}} \operatorname{erf}\left(-a + \frac{1}{b}\right) \right] \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{\frac{-2a}{b}}}{2} \left[ 0 - e^{\frac{1}{b^2}} \cdot 1 - e^{\frac{2a}{b}} \operatorname{erf}(-a) + e^{\frac{1}{b^2}} \operatorname{erf}\left(-a + \frac{1}{b}\right) \right] \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{e^{-\frac{2a}{b}}}{2} \left[ -e^{\frac{1}{b^2}} + e^{\frac{2a}{b}} \operatorname{erf}(a) + e^{\frac{1}{b^2}} \operatorname{erf}\left(-a + \frac{1}{b}\right) \right] \\ CAP &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left[ -e^{-\frac{2a}{b}} e^{\frac{1}{b^2}} + e^{\frac{2a}{b}} \operatorname{erf}(a) + e^{\frac{1}{b^2}} \operatorname{erf}\left(-a + \frac{1}{b}\right) \right] \end{aligned}$$

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left[ -e^{\frac{1-2ab}{b^{2}}} + \operatorname{erf}(a) + e^{\frac{1-2ab}{b^{2}}} \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right) \right]$$

$$CAP = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf}(a) - e^{\frac{1-2ab}{b^{2}}} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right) \right] \right\} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}(a) + \frac{1}{2} e^{\frac{1-2ab}{b^{2}}} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right) \right]$$

$$CAP = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf}(a) + e^{\frac{1-2ab}{b^{2}}} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right) \right] \right]$$

$$(3.59)$$

Voltando à equação (3.51),  $\bar{x} = \alpha - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{r}{R}\right)$ , vemos que, quando r = R, teremos  $\bar{x} = \alpha$ . Lembrando que, na borda da célula, deseja-se que a intensidade do sinal recebido seja igual ao limiar de recepção mais a margem de desvanecimento, pode-se escrever:

$$\overline{x} = \alpha = x_0 + M \tag{3.60}$$

Onde:

- $x_0$  é o limiar de recepção do receptor; e
- M é a margem de desvanecimento desejada.

Substituindo (3.60) em (3.53):

$$a = \frac{x_0 - \alpha}{\sigma\sqrt{2}} = \frac{x_0 - x_0 - M}{\sigma\sqrt{2}} = \frac{-M}{\sigma\sqrt{2}}$$
(3.61)

Por conveniência, desejamos trabalhar com valores positivos para a margem M. Para tanto, basta-nos trocar a variável **a** por **-a** em (3.59) e assim chega-se ao mesmo resultado obtido em [17], conhecido como Equação de Reudink:

$$CAP = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf}(a) + e^{\frac{1+2ab}{b^2}} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1+ab}{b}\right) \right] \right]$$
(3.62)

Com:

$$a = \frac{M}{\sigma\sqrt{2}}$$
 e  $b = \frac{10\gamma \log_{10} e}{\sigma\sqrt{2}}$  (3.63)

De modo a calcular a margem, é necessário conhecer o desvio padrão do desvanecimento por sombreamento. No modelo de Erceg *et al*, este desvio padrão,

dado por  $\sigma$ , é ele próprio uma variável gaussiana de média  $\mu_{\sigma}$  e desvio padrão  $\sigma_{\sigma}$ , cujos valores estão listados na Tabela 5, conforme descrito na Seção 3.2.1 deste trabalho.

Para obter os valores de  $\sigma$  a serem utilizados como entrada na Equação de Reudink devemos calcular os valores que fazem com que a função de distribuição cumulativa (FDC) da variável gaussiana  $\sigma$  seja igual à probabilidade de cobertura desejada, ou seja, 90%, 95% e 99%. A FDC de  $\sigma$  é dada por:

$$\Phi_{\mu_{\sigma},\sigma_{\sigma}^{2}}(\sigma) = \int_{-\infty}^{\sigma} \varphi_{\mu_{\sigma},\sigma_{\sigma}^{2}}(u) du = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf}\left(\frac{\sigma - \mu_{\sigma}}{\sigma_{\sigma}\sqrt{2}}\right) \right]$$
(3.64)

Onde 
$$\varphi_{\mu_{\sigma},\sigma_{\sigma}^2}(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{\sigma}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\sigma-\mu_{\sigma})^2}{2\sigma_{\sigma}^2}\right)$$
 é sua função densidade de

probabilidade (FDP).

Efetuando os cálculos descritos, utilizando os valores de média e desvio padrão de  $\sigma$  da Tabela 5, são obtidos os valores da Tabela 18 a seguir.

Desvio	<b>CAP</b> (%)	Terreno	Terreno	Terreno
Padrão		Categoria A	Categoria B	Categoria C
$\sigma_{_{90}}$	90	13,6 dB	13,4 dB	10,3 dB
$\sigma_{\scriptscriptstyle 95}$	95	14,4 dB	14,5 dB	10,8 dB
$\sigma_{_{99}}$	99	16,0 dB	16,6 dB	11,9 dB

Tabela 18 – Desvio padrão para cálculo do percentual de cobertura de área

Por fim, a Tabela 19 apresenta os valores calculados para a margem, considerando uma altura da ERB de 30 m (visto que o expoente de propagação do modelo de Erceg depende da altura da ERB), como nos demais cálculos deste trabalho.

CAP (%)	Margem (dB)				
Terreno Categoria A		Terreno Categoria B	Terreno Categoria C		
90	10,3	10,7	7,3		
95	17,0	17,6	12,3		
99	30,9	32,6	22,6		

Tabela 19 – Margem para cobertura de área desejada

De modo a simplificar os cálculos do raio das células na seção 3.7, usaremos, nas tabelas do Anexo E, os valores para margem da Categoria B, que por serem os maiores, garantirão a CAP desejada para terrenos desta Categoria e assegurarão valores de CAP ligeiramente superiores aos desejados nas demais Categorias de terrenos.

## 3.6. GANHO DE SUBCANALIZAÇÃO

Um dos fatores que influenciam o cálculo do raio da célula é a largura de banda ocupada pelo canal. Como, no enlace de subida, pode-se utilizar subcanalização, a qual na prática significa que a estação móvel (EM) transmite numa largura de banda efetivamente menor do que a largura de banda do canal, deve-se contabilizar este efeito no cálculo do enlace de subida. Para tanto, introduzimos o Ganho de Subcanalização, cujo cálculo será efetuado através da seguinte fórmula:

 $G_{\text{subcanalização}} = 10 \log_{10} (\text{Nr de Subcanais no Enlace de Subida})$  (3.65)

O valor calculado através de (3.65) deverá ser somado como um ganho no cálculo do limiar de recepção do enlace de subida. Fisicamente, isto equivale a dividir a largura de banda do canal pelo número de subcanais, o que se traduz em uma menor largura de banda efetivamente ocupada pela EM.

É importante notar que, embora o enlace de descida também seja dividido em subcanais, não se computa um ganho de subcanalização neste enlace visto que, como a ERB desconhece as localizações das estações móveis, todos os subcanais devem ser tratados igualmente, isto é, todos devem ter potência suficiente para alcançar usuários em condições desfavoráveis, isto é, localizados nas bordas das células. Por esta razão, no enlace de descida, a largura de banda utilizada no cálculo do ruído deve ser a largura real do canal, sem a correção imposta pelo ganho de subcanalização.

Isto dito, a alocação de subcanais, tanto no enlace de descida quanto no de subida, pode ser executada das seguintes formas: utilização parcial dos subcanais (*Partial Usage of Subchannels* – PUSC) ou utilização completa dos subcanais (*Full Usage of Subchannels* – FUSC). A Tabela 20 a seguir relaciona o número de

subcanais para alocação do tipo PUSC, para cada uma das larguras de banda especificadas no padrão [1], a qual será utilizada nos cálculos de raio da Seção 3.7.

Tipo de Alocação	Largura de Banda do Canal			
Tipo de Mocução	1,25 MHz	5 MHz	10 MHz	20 MHz
Enlace de Descida - PUSC	3	15	30	60
Enlace de Subida – PUSC	4	17	35	70

Tabela 20 – Número de subcanais para alocação PUSC

#### 3.7. CÁLCULO DO RAIO DAS CÉLULAS PARA INTERFACE AÉREA WirelessMAN OFDMA PHY

Uma vez que tenha sido calculada a máxima perda de propagação do enlace rádio, torna-se possível prever o diâmetro das células utilizando-se para isso as equações (3.14) ou (3.15), conforme a Categoria do terreno. Como as características dos receptores variam dependendo se são ERBs ou Estações Móveis (EMs), é importante que o cálculo de enlace seja feito tanto no sentido de descida (ERB  $\rightarrow$  EM) quanto no sentido de subida (EM  $\rightarrow$  ERB), e deverá ser adotado como raio máximo da célula o menor dos valores calculados.

As Tabelas desta seção sumarizam os resultados do cálculo de enlace para um sistema WiMAX móvel com as seguintes características: ERB de altura  $h_B = 30$  m, estação móvel (EM) de altura  $h_R = 2$  m, freqüências de operação do sistema de 2,5 e 3,5 GHz, alocação de subcanais PUSC e percentuais de cobertura de área de 90%, 95% e 99%. Em cada Tabela encontram-se especificados os raios máximos possíveis para cada uma das modulações possíveis para OFDMA PHY, quais sejam, QPSK 1/2 e 3/4, 16-QAM 1/2 e 3/4, 64-QAM 1/2, 2/3, 3/4 e 5/6.

Os cálculos detalhados encontram-se especificados nas Tabelas do Anexo E. Nestas, foram consideradas as especificações técnicas dos rádios do Anexo A, e para os dados não disponíveis nas especificações dos rádios, foram utilizados valores conforme especificados no padrão [1] ou no Perfil de Sistema [3]. As Tabelas 21 e 22 apresentam os resultados do raio das células para as freqüências de 2,5 e 3,5 GHz, respectivamente, com um percentual de cobertura de área (CAP) de 90%.

	Tovo do	Raio da Célula	Raio da Célula	Raio da Célula
Modulação		Terreno Cat A	Terreno Cat B	Terreno Cat C
	Coalgo	( <b>m</b> )	(m)	(m)
OPSK	1/2	1734	2280	2775
QISK	3/4	1473	1907	2294
16-QAM	1/2	1319	1689	2017
	3/4	1083	1361	1604
	1/2	1027	1285	1508
64-QAM	2/3	885	1091	1268
	3/4	839	1030	1192
	5/6	766	932	1072

Tabela 21 – Raio das Células com f = 2,5 GHz, CAP = 90% e alocação PUSC

	Tava da	Raio da Célula	Raio da Célula	Raio da Célula
Modulação		Terreno Cat A	Terreno Cat B	Terreno Cat C
	Coalgo	( <b>m</b> )	( <b>m</b> )	( <b>m</b> )
OPSK	1/2	1445	1867	2244
QISK	3/4	1227	1561	1855
16-QAM	1/2	1099	1383	1631
	3/4	902	1115	1297
	1/2	856	1052	1219
64-QAM	2/3	737	893	1025
	3/4	699	843	964
	5/6	638	763	867

Tabela 22 – Raio das Células com f = 3,5 GHz, CAP = 90% e alocação PUSC

As Tabelas 23 e 24 apresentam os resultados do raio das células para as freqüências de 2,5 e 3,5 GHz, respectivamente, com um percentual de cobertura de área (CAP) de 95%.

	Tovo do	Raio da Célula	Raio da Célula	Raio da Célula
Modulação	Taxa ue	Terreno Cat A	Terreno Cat B	Terreno Cat C
	Coalgo	( <b>m</b> )	(m)	(m)
OPSK	1/2	1245	1586	1886
QISK	3/4	1057	1326	1560
16-QAM	1/2	947	1175	1371
	3/4	777	947	1090
	1/2	737	893	1025
64-QAM	2/3	635	759	862
	3/4	603	716	810
	5/6	550	648	729

Tabela 23 – Raio das Células com f = 2,5 GHz, CAP = 95% e alocação PUSC

	Toyo do	Raio da Célula	Raio da Célula	Raio da Célula
Modulação	L'axa ue	Terreno Cat A	Terreno Cat B	Terreno Cat C
	Coalgo	(m)	( <b>m</b> )	( <b>m</b> )
OPSK	1/2	1037	1298	1525
QLOK	3/4	881	1086	1261
16-QAM	1/2	789	962	1109
	3/4	648	775	881
	1/2	614	731	829
64-QAM	2/3	529	621	697
	3/4	502	586	655
	5/6	458	530	589

Tabela 24 – Raio das Células com f = 3,5 GHz, CAP = 95% e alocação PUSC

As Tabelas 25 e 26 apresentam os resultados do raio das células para as freqüências de 2,5 e 3,5 GHz, respectivamente, com um percentual de cobertura de área (CAP) de 99%.

	Tovo do	Raio da Célula	Raio da Célula	Raio da Célula
Modulação		Terreno Cat A	Terreno Cat B	Terreno Cat C
	Coalgo	( <b>m</b> )	( <b>m</b> )	(m)
OPSK	1/2	605	720	815
QI SIX	3/4	514	602	674
16-QAM	1/2	460	533	592
	3/4	378	430	471
	1/2	359	405	443
64-QAM	2/3	309	344	372
	3/4	293	325	350
	5/6	267	294	315

Tabela 25 – Raio das Células com f = 2,5 GHz, CAP = 99% e alocação PUSC

	Toyo do	Raio da Célula	Raio da Célula	Raio da Célula
Modulação	L'axa ue	Terreno Cat A	Terreno Cat B	Terreno Cat C
	Coalgo	(m)	( <b>m</b> )	( <b>m</b> )
OPSK	1/2	504	589	659
QISK	3/4	428	493	545
16-QAM	1/2	383	436	479
	3/4	315	352	381
	1/2	299	332	358
64-QAM	2/3	257	282	301
	3/4	244	266	283
	5/6	223	241	254

Tabela 26 – Raio das Células com f = 3,5 GHz, CAP = 99% e alocação PUSC

# 3.8. CÁLCULO DA CAPACIDADE DO CANAL

O cálculo da capacidade máxima teórica do canal é feito através da equação de Shannon-Hartley [16], dada por:

$$C = (BW) \cdot \log_2(1 + SNR)$$

Onde:

- *BW* é a largura de banda do canal, em Hz;
- SNR é a relação sinal ruído do canal, expressa como uma razão direta, não em decibéis.

De acordo com [3], para as faixas de freqüências do WiMAX relevantes para o Brasil (2,469-2,69 GHz e 3,4 a 3,6 GHz) a camada física deve ter as seguintes características:

Faixa de Freqüência	Larguras de Banda	Tamanho	Modo de
(GHz)	Suportadas (MHz)	da FFT	duplexação
2,469-2,69	5	512	TDD
	10	1024	TDD
	5	512	TDD
3,4-3,6	7	1024	TDD
	10	1024	TDD

Tabela 27 - Características da PHY OFDMA conforme o Perfil de Sistema

Utilizando as relações sinal-ruído mínimas dadas na Tabela 6 e as larguras de banda da Tabela 27 na equação (3.66), temos os seguintes resultados:

Faixa de Freqüência (GHz)	Larguras de Banda Suportadas (MHz)	Modulação	Taxa de Código	Capacidade Máxima do Canal (Mbps)
2,469-2,69		QPSK 16-QAM	1/2	7,8032
			3/4	11,9833
			1/2	15,2170
	5		3/4	21,4716
	5	64 OAM	1/2	23,2159
			2/3	28,2161
		UT QIIM	3/4	30,0108
			5/6	33,1266

(3.66)

96

	10	QPSK	1/2	15,6064
			3/4	23,9665
		16-QAM	1/2	30,4341
			3/4	42,9432
		64-QAM	1/2	46,4318
			2/3	56,4322
			3/4	60,0216
			5/6	66,2532

Faixa de Freqüência (GHz)	Larguras de Banda Suportadas (MHz)	Modulação	Taxa de Código	Capacidade Máxima do Canal (Mbps)
3,4-3,6	5	QPSK	1/2	7,8032
			3/4	11,9833
		16-QAM	1/2	15,2170
			3/4	21,4716
		64-QAM	1/2	23,2159
			2/3	28,2161
			3/4	30,0108
			5/6	33,1266
	7	QPSK	1/2	10,9245
			3/4	16,7766
		16-QAM	1/2	21,3039
			3/4	30,0602
		64-QAM	1/2	32,5023
			2/3	39,5025
			3/4	42,0151
			5/6	46,3773
	10	QPSK	1/2	15,6064
			3/4	23,9665
		16-QAM	1/2	30,4341
			3/4	42,9432
		64-QAM	1/2	46,4318
			2/3	56,4322
			3/4	60,0216
			5/6	66,2532

Tabela 29 - Capacidade máxima do canal para faixa de 3,5 GHz, com SNR mínima

É importante atentar para o fato de que os resultados das Tabelas 28 e 29 foram obtidos a partir dos requisitos mínimos especificados pelo Perfil de Sistema do WiMAX Fórum para o sistema móvel, para cada canal, e estes resultados representam o limite máximo possível para canais operando nas mínimas condições de relação sinal-ruído. Para enlaces operando em melhores condições de relação sinal ruído, o limite máximo de taxa de bits será superior aos valores aqui calculados. Além disso, se o operador possuir espectro suficiente para alocar mais canais, poderá evidentemente aumentar a capacidade do seu sistema.

Como o padrão permite o emprego de modulação adaptativa, é possível efetuar um balanceamento entre alcance e taxa de bits para cada usuário do sistema, de modo que usuários próximos à ERB utilizem modulações mais complexas (como por exemplo, 64-QAM) para obter maiores taxas ao passo que usuários distantes utilizarão modulações mais simples e robustas (como QPSK), permitindo o acesso à rede em condições de propagação adversas, ainda que operando com menores taxas.