



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**CAPACIDADE E PREDIÇÃO DE CANAIS SEM FIO
EM ONDAS MILIMÉTRICAS PARA REDES
CELULARES DE QUINTA GERAÇÃO**

Vitor de Aguiar Carazza

Brasília, Dezembro de 2015

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Elétrica

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**CAPACIDADE E PREDIÇÃO DE CANAIS SEM FIO
EM ONDAS MILIMÉTRICAS PARA REDES
CELULARES DE QUINTA GERAÇÃO**

Vitor de Aguiar Carazza

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro de Redes de Comunicação*

Banca Examinadora

Prof. Ugo Silva Dias, ENE/UnB
Orientador

Prof. Georges Daniel Amvame Nze, ENE/UnB
Examinador interno

Prof. Rafael Timóteo de Sousa Jr., ENE/UnB
Examinador interno

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha família, aos meus amigos e meus queridos colegas e professores do curso de Engenharia de Redes de Comunicação.

Vitor de Aguiar Carazza

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, por todo apoio e auxílio prestados pela minha família. O carinho e a paciência de vocês sempre me motivaram a ser uma pessoa melhor. Este trabalho só foi possível graças ao amor e incentivo vindo de vocês. Agradeço, com todo o meu carinho, aos meus queridos professores do curso de Engenharia de Redes. Obrigado pelos conhecimentos e acima de tudo pela educação que vocês me passaram. Nunca perderei meu respeito por vocês e espero poder fazer deste mundo um lugar melhor com os seus ensinamentos. Agradeço, em particular, ao meu colega, professor e orientador Ugo Silva Dias. Obrigado pela paciência e por sua orientação. Este trabalho é resultado do nosso esforço. Agradeço também aos meus amigos e colegas de curso, com vocês passei por esse desafio chamado engenharia com muitos sorrisos e gargalhadas. Obrigado por terem sempre me incentivado e acreditado em mim. Agradeço, em especial, às duas mulheres fantásticas que me ajudaram durante meu curso. Obrigado, Anna Carolina e Raquel Mendonça Gonçalves. Serei eternamente grato à ajuda de vocês. Por fim, agradeço àquele que nunca me abandonou e ilumina minha vida. Obrigado, Deus.

Vitor de Aguiar Carazza

RESUMO

A utilização de ondas milimétricas para os novos sistemas sem fio tem se tornado uma proposta promissora vistas as inúmeras vantagens que a transmissão nessa faixa oferece. Dentre elas, destaca-se a enorme quantidade de espectro disponível, que permite taxas de dados elevadas e atrasos cada vez menores. Dado o comprimento de onda, as características de propagação do sinal divergem significativamente em comparação a sistemas modernos de comunicação. Neste trabalho, por meio de estudos analíticos, a capacidade do canal para ondas milimétricas é comparada à capacidade das atuais tecnologias presentes no mercado brasileiro. Suas vantagens para curtas distâncias são evidenciadas nesse trabalho. Além disso, a capacidade ergódica do canal, utilizando o modelo de desvanecimento *TWDP*, é apresentada e comparada com o modelo de Rice, mostrando a importância do parâmetro K sobre o parâmetro Δ . Por último, e continuando a investigação de canais sem fio para redes celulares de quinta geração, este trabalho apresenta uma comparação entre previsões de cobertura do sinal LTE em 2.5 GHz e em ondas milimétricas em 28 GHz na região de Brasília, concluindo que o sistema atual brasileiro de telecomunicações será incapaz de atender a demanda dos usuários com a infraestrutura já existente.

ABSTRACT

The use of millimeter waves for new wireless systems has become a promising proposal given the many advantages that transmission in this range offers. Among them, the huge amount of available spectrum stands out, which allows higher data rates and smaller delays. Due to the small wavelength, signal propagation characteristics differ significantly in comparison to modern communication systems. In this work, through analytical studies, the channel capacity for millimeter waves is compared with current technologies available in the Brazilian telecommunication market. The advantages over short distances are evidenced in this work. Furthermore, the ergodic channel capacity over a *TWDP* fading model is presented and compared with a *Rician* model, showing the importance of parameter K over Δ . Finally, and continuing with the wireless channels research for fifth-generation cellular networks, this paper presents a comparison between coverage predictions of LTE signal at 2.5 GHz and millimeter waves at 28 GHz in the region of Brasilia, concluding that the current Brazilian telecommunications system will not be able to meet the demand of users with the already existing infrastructure.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	2
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	4
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	4
2	CONCEITOS BÁSICOS	6
2.1	MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO	6
2.1.1	DIFRAÇÃO	6
2.1.2	REFLEXÃO	7
2.1.3	REFRAÇÃO	8
2.1.4	ESPALHAMENTO	8
2.2	DESVANECIMENTO	9
2.2.1	LARGA ESCALA	10
2.2.2	PEQUENA ESCALA	11
2.3	CARACTERÍSTICAS DE ONDAS MILIMÉTRICAS	13
2.3.1	PROPRIEDADES DAS ONDAS MILIMÉTRICAS	14
2.3.2	CARACTERÍSTICAS DE PROPAGAÇÃO DO SINAL	16
2.4	CONCLUSÃO	17
3	CAPACIDADE DE CANAIS SEM FIO EM ONDAS MILIMÉTRICAS	18
3.1	CAPACIDADE DO CANAL	18
3.2	CAPACIDADE ERGÓDICA DO CANAL	21
3.2.1	<i>TWDP - Two Wave with Diffusal Power</i>	21
3.2.2	RESULTADOS	26
3.3	CONCLUSÃO	29
4	PREDIÇÃO DE COBERTURA EM ONDAS MILIMÉTRICAS	30
4.1	CONFIGURAÇÕES DO <i>software</i> CELPLANNER	30
4.2	CONFIGURAÇÕES DO ENLACE	34
4.3	CONFIGURAÇÕES DOS MODELOS DE PROPAGAÇÃO	39
4.4	PREDIÇÃO DE COBERTURA	43
4.5	PROPOSTA PARA ONDAS MILIMÉTRICAS	46

4.6	CONCLUSÃO.....	47
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	49
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	51

LISTA DE FIGURAS

1.1	Telefonia: Número de acessos em milhões [2].....	1
1.2	Banda Larga: Número de acessos em milhões [2]	2
1.3	Número de dispositivos em bilhões [3].....	3
1.4	Demanda global de dados em <i>Zetabytes</i> por ano [4].....	3
2.1	Mecanismo de propagação: Difração.....	7
2.2	Mecanismo de propagação: Reflexão [8]	7
2.3	Mecanismo de propagação: Refração [9].....	8
2.4	Mecanismo de propagação: Espalhamento	8
2.5	As três componentes do sinal em propagação [11].....	9
2.6	PDF da distribuição de Rice com valores distintos de K	13
2.7	Atenuação atmosférica e suas regiões de interesse [5]	15
2.8	Atenuação específica da chuva [5]	16
3.1	Capacidade do canal para diversas tecnologias no mercado	20
3.2	TWDP PDF com valores distintos de K	23
3.3	TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 0$ dB.....	24
3.4	TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 3$ dB.....	24
3.5	TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 6$ dB.....	25
3.6	TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 10$ dB	25
3.7	Capacidade ergódica para distribuição de Rice com diferentes valores de K	27
3.8	Capacidade ergódica com diferentes valores de Δ e $K = 0$ dB.....	27
3.9	TWDP PDF para valores distintos de K e Δ	28
3.10	Capacidade ergódica para TWDP com diferentes valores de K e Δ	28
4.1	Antena para LTE 2.5 GHz [17].....	33
4.2	Antena para ondas milimétricas [17].....	33
4.3	Região de Brasília para predição de cobertura [17]	34
4.4	Configuração da Célula de 2.5 GHz [17]	35
4.5	Balanceamento de enlace da Célula de 2.5 GHz [17]	37
4.6	Configuração da Célula de 28 GHz [17]	38
4.7	Balanceamento de enlace em 28 GHz [17].....	38
4.8	Predição de cobertura para ERB em 28 GHz [17].....	39
4.9	Predição de cobertura para ERB em 2.5 GHz [17].....	40

4.10	Configurações utilizadas para modelo de propagação LOS+ [17]	41
4.11	Potência recebida no enlace de descida em 2.5 GHz [17]	42
4.12	Potência recebida no enlace de descida em 28 GHz [17]	42
4.13	Predição de cobertura de Brasília para 2.5 GHz [17]	43
4.14	Predição de cobertura no enlace de descida para 6 ERBs em 28 GHz [17]	44
4.15	Predição de cobertura no enlace de subida para 6 ERBs em 28 GHz [17]	45
4.16	Predição de cobertura no enlace de descida para 6 ERBs em 2.5 GHz [17]	46
4.17	Proposta de cobertura em 28 GHz [17]	47

LISTA DE TABELAS

2.1	ITU-R P.1812-1: lista de parâmetros de entrada e seus limites [12]	11
3.1	Valores utilizados para cálculo de capacidade	19
3.2	Parâmetros utilizados para cálculo de capacidade.....	20
3.3	Casos especiais TWDP: Rice e <i>Rayleigh</i>	22
3.4	Coefficientes Exatos para a PDF TWDP [13].....	23
4.1	Configurações de Desvanecimento	31
4.2	Configurações da CPE	32
4.3	Configurações de Rádio	32

LISTA DE SIGLAS

Siglas

3G	<i>Third Generation Tecnology</i>
4G	<i>Fourth Generation Tecnology</i>
5G	<i>Fifth Generation Tecnology</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
bps	<i>bits per second</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BTS	<i>Base transceiver station</i>
CPE	<i>Customer Premises Equipment</i>
dB	<i>decibel</i>
EHF	<i>Extremely High Frequency</i>
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
ELF	<i>Extremely Low Frequency</i>
eNodeB	<i>Evolved Node B</i>
ERB	<i>Estação Rádio Base</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplexing</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HF	<i>High Frequency</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LF	<i>Low Frequency</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
M2M	<i>Machine to Machine</i>
MF	<i>Medium Frequency</i>
MIMO	<i>Multiple Input and Multiple Output</i>
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RLC	<i>Radio Link Control</i>
SHF	<i>Super High Frequency</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio - Relação sinal-ruído</i>

TWDP	<i>Two Wave with Diffusal Power</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VLF	<i>Very Low Frequency</i>

Grupos Adimensionais

k	kilo - 10^3
M	Mega - 10^6
G	Giga - 10^9
T	Tera - 10^{12}
P	Peta - 10^{15}
E	Exa - 10^{18}

Símbolos Gregos

α	<i>Parâmetro de decaimento do sinal</i>
Ω	<i>Segundo Momento</i>
σ	<i>Desvio Padrão</i>
σ^2	<i>Variância</i>
λ	<i>Comprimento de Onda</i>

Símbolos Latinos

P_t	<i>Potência Efetiva Isotrópica Transmitida</i>
P_r	<i>Potência Prevista Isotrópica Recebida</i>
G_r, G_t	<i>Ganhos das Antenas Terminais</i>
d	<i>Distância entre estação rádio base e móvel [m]</i>
f	<i>Frequência da Portadora</i>
c	<i>Constante de Propagação no Espaço Livre</i>
r	<i>Envoltória do sinal</i>
I_0	<i>Função modificada de Bessel de primeira espécie com ordem zero</i>
J_0	<i>Função de Bessel de primeira espécie com ordem zero</i>
K	<i>Razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes difusas</i>
Δ	<i>Razão entre a máxima potência das componentes dominantes e a potência média</i>
M	<i>Magnitude para desvanecimento TWDP</i>

C	<i>Capacidade</i>
C_n	<i>Capacidade normalizada</i>
C_{erg}	<i>Capacidade ergódica</i>
B	<i>Banda de transmissão</i>
k	<i>Constante de Boltzmann</i>
NF	<i>Fator de Ruído</i>
T	<i>Temperatura absoluta</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

É consenso entre os mais diversos agentes de telecomunicações no mundo que a quantidade de espectro nas faixas de frequência *VHF* e *UHF*, atualmente destinada para serviços de banda larga, é insuficiente para atender a demanda de dados dos clientes [1]. A Figura 1.1 apresenta o aumento dos acessos de telefonia móvel e fixa nos últimos anos do cenário brasileiro. É evidente a predominância do serviço móvel em comparação ao serviço fixo de telefonia. No período de 10 anos, a telefonia fixa apresenta um crescimento quase imperceptível. Por outro lado, a telefonia móvel apresentou um crescimento notável, acompanhada do surgimento de *smartphones* e tecnologias que permitem acesso à informação de uma forma fácil e rápida.

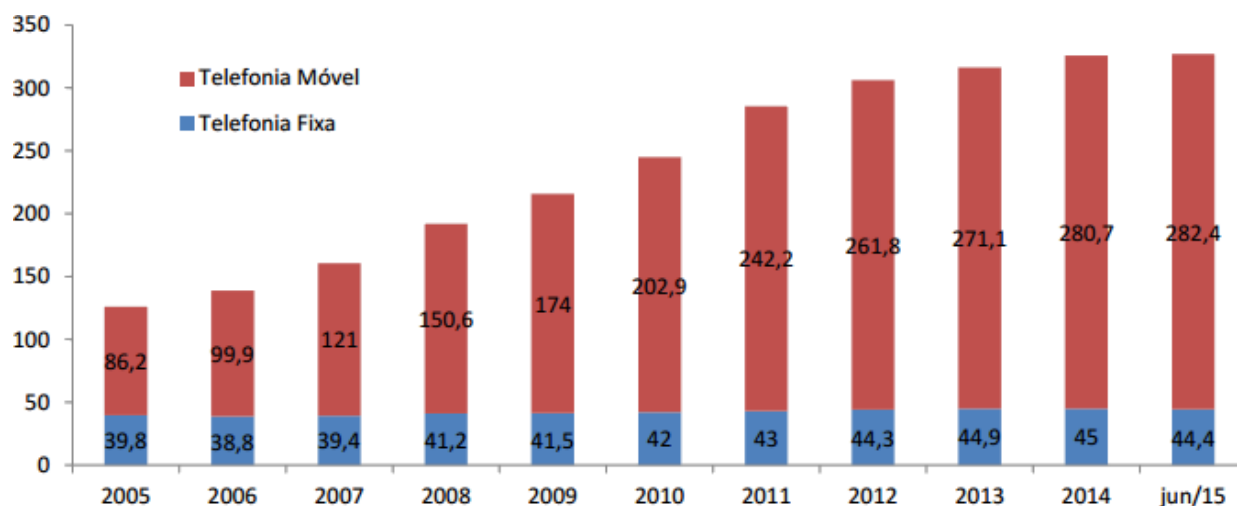


Figura 1.1: Telefonia: Número de acessos em milhões [2]

No cenário brasileiro, por exemplo, a tecnologia móvel de quarta geração (4G) é realidade na maioria das grandes cidades brasileiras, apesar de ainda não estar disponível para boa parte da população do país. A Figura 1.2 mostra o número de acessos em milhões dos serviços de banda larga móvel no Brasil. Este crescimento exponencial é realidade não apenas no Brasil, mas em

todo cenário global. É interessante notar o crescimento da tecnologia 4G a partir do ano de 2013, mostrando que existe uma demanda por taxa de dados superiores às oferecidas no 3G. Além disso, esta demanda encontra-se principalmente em número de acessos de banda larga móvel, ou seja, o interesse pela mobilidade e facilidade de acesso à informação é um dos fatores que mais justificam esse crescimento exponencial.

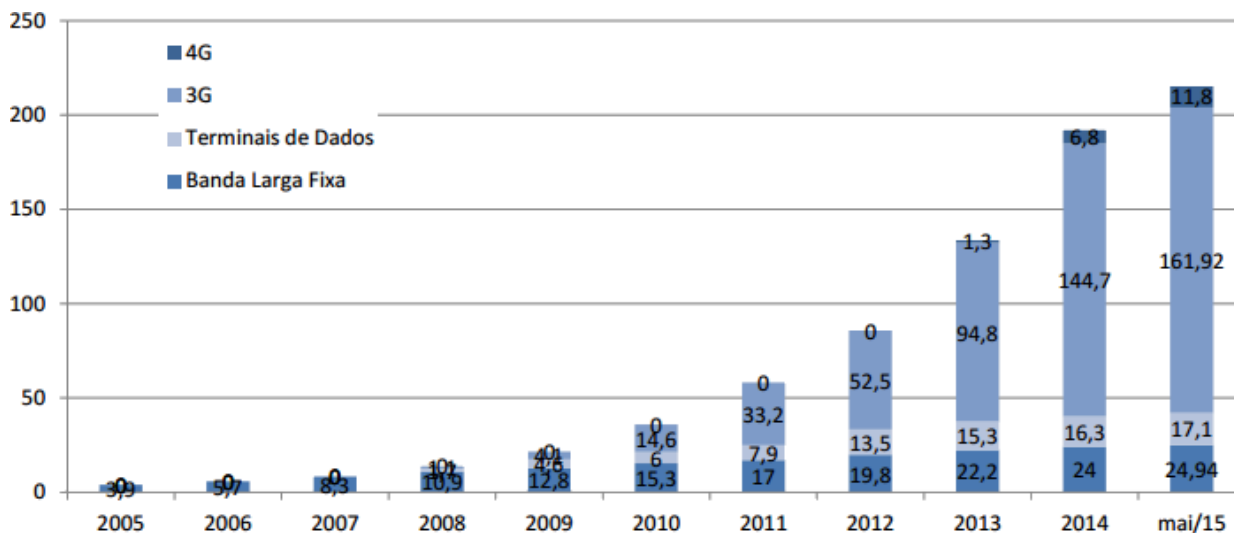


Figura 1.2: Banda Larga: Número de acessos em milhões [2]

Com esta demanda de dados em crescimento acelerado, o mercado de telecomunicações está em constante desenvolvimento, adaptando-se a estas demandas por meio de novas tecnologias. Várias destas surgiram nos últimos anos para melhorar o uso eficiente do espectro eletromagnético, buscando transmitir cada vez mais informações em uma quantidade determinada de banda, melhorando assim a eficiência espectral dada em $bits/s/Hz$.

Pode-se citar, por exemplo, o surgimento de tecnologias como sistemas de rádio cognitivo, que aproveitam momentos de ociosidade e realizam o uso compartilhado de espectro. O paradigma de múltiplas antenas na recepção e na transmissão (MIMO, do inglês Multiple Input Multiple Output) possui também grande relevância nos sistemas atuais de rede sem fio. Estes avanços não são apresentados apenas pelo meio de propagação do sinal ou, em outras palavras, apenas por suas características físicas, mas também na forma que a informação propriamente dita é armazenada e interpretada. Deste modo, quanto mais eficiente os protocolos de comunicação, os códigos corretores de erros, as modulações do sinal e outros aspectos que envolvem a interpretação humana sobre a informação, maiores taxas de transmissão de dados serão atingidas sobre um mesmo canal.

1.2 Definição do Problema

Exposto o cenário atual, fica evidente que novas tecnologias têm suas dificuldades de implementação, pois não há espaço no espectro para elas. A solução mais viável que tem sido aplicada para novas tecnologias é operar na faixa de frequência não-licenciada. Entretanto, a expectativa é que nos próximos anos o número de dispositivos continue crescendo em ritmo acelerado, conforme

Figura 1.3. É interessante perceber o crescimento da tecnologia *M2M* (*Machine to Machine*) que tem sido a grande promessa para os próximos anos junto com o surgimento do *IoT* (*Internet of Things*). Na verdade, a tecnologia *M2M* é o que permite a conectividade necessária para que a *Internet das Coisas* se torne possível.

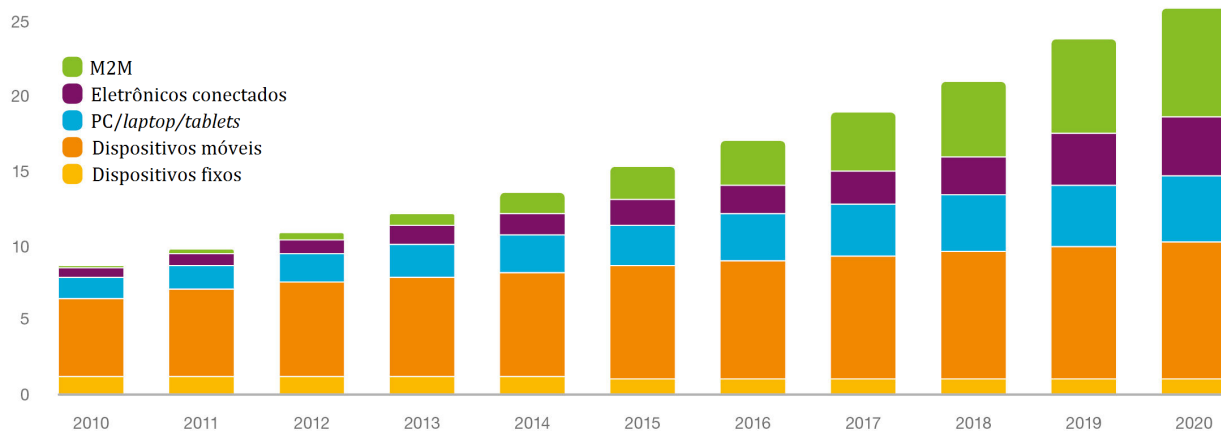


Figura 1.3: Número de dispositivos em bilhões [3]

Contudo, se a ideia é que cada vez mais dispositivos estejam conectados à rede utilizando a faixa de frequência não-licenciada, surgirá um cenário de tanta interferência que não será possível atingir as taxas de dados necessárias para cada sistema. Não somente isso, mas também com o aumento exponencial da demanda de dados para os próximos anos, representada na Figura 1.4, é evidente que os avanços tecnológicos não conseguirão atendê-la.

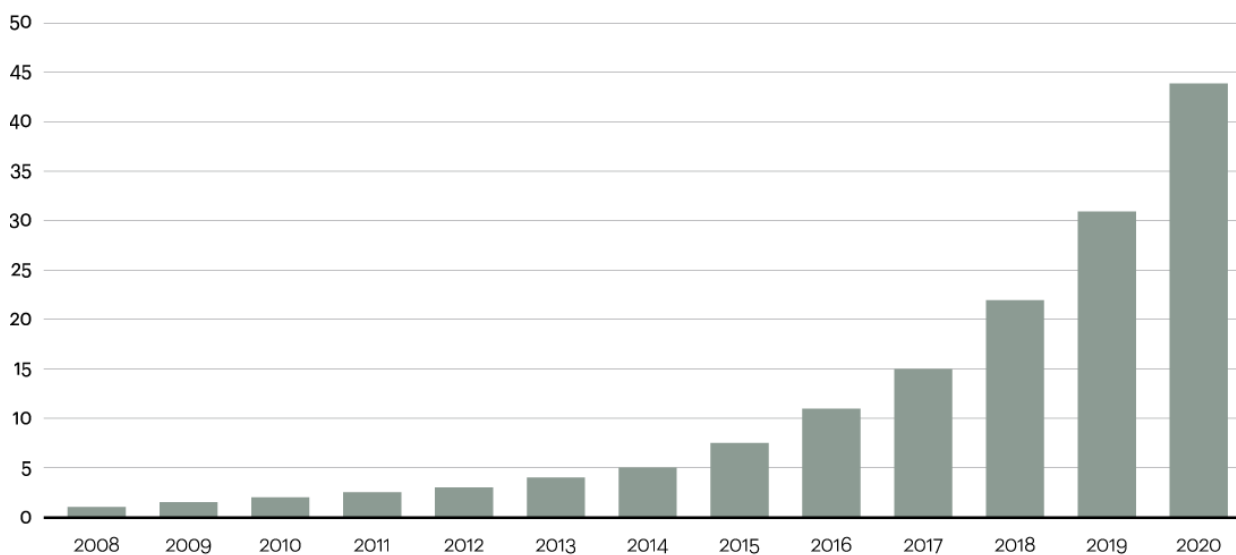


Figura 1.4: Demanda global de dados em *Zetabytes* por ano [4]

A tecnologia de quinta geração (5G), por exemplo, não se preocupa apenas com o aumento na taxa de conexão. Essa tecnologia terá um papel muito importante na implementação da *Internet das Coisas*, ao possibilitar o crescimento significativo do número de conexões simultâneas (da ordem de milhares), a redução da latência para as informações de controle e dados, o menor consumo de

energia e o aumento de eficiência espectral.

Dado a escassez de espectro nas frequências abaixo de 10 GHz, alguns autores, como por exemplo [5],[6] e [7], defendem o uso das faixas *SHF*(*Super High Frequency*) e *EHF*(*Extremely High Frequency*), que permitem o uso de alguns *Gigahertz* para a banda do sinal, fornecendo altíssimas taxas de transmissão de dados. Devido ao comprimento de onda do sinal nesta faixa do espectro, o sinal transmitido é popularmente conhecido como ondas milimétricas. Para os novos sistemas incorporarem a utilização de ondas milimétricas, é necessário ainda muito estudo sobre como este sinal se propaga no meio e suas características. Estes aspectos são fundamentais para os projetos de circuitos de transmissão e recepção dos rádios, assim como para os projetos de cobertura do sinal, os quais dependem de um bom dimensionamento do enlace de transmissão.

1.3 Objetivos do Projeto

O presente projeto tem por objetivo descrever e analisar as características do sinal em ondas milimétricas para os efeitos em pequena e larga escala. Para os modelos em larga escala, a capacidade do canal será descrita de acordo com as propriedades apresentadas neste trabalho e comparada com as atuais tecnologias presentes no mercado brasileiro. Por outro lado, para os modelos de pequena escala, a abordagem será descrever a capacidade ergódica do canal de acordo com o modelo de desvanecimento *Two-Wave with Diffusal Power* (TWDP). Este modelo foi proposto por Durgin, Rappaport e de Wolf como uma generalização dos modelos de *Rayleigh* e de *Rice* e é defendido, por esses autores, como o melhor modelo de desvanecimento para ondas milimétricas.

Além disso, este trabalho tem como objetivo simular, analisar e comparar possíveis cenários de cobertura de sinal para telefonia móvel nas faixas de ondas milimétricas. Para esta simulação, será utilizada o programa computacional *CelPlanner*, na qual as características de ondas milimétricas serão adaptadas no programa para simular a cobertura do sinal.

É importante ressaltar, entretanto, que este trabalho estuda o uso de ondas milimétricas para futuras redes celulares sem se preocupar com a viabilidade de alguns aspectos práticos do sistema de comunicação, como, por exemplo, o consumo de energia das ERBs, os protocolos de camada superior e o cabeamento necessário para atender ambientes *indoor*.

Dessa forma, levando em consideração os itens acima, este trabalho contempla os atuais estudos em ondas milimétricas e responde se o sistema atual brasileiro de telecomunicações será capaz de atender a demanda dos usuários com a infraestrutura já existente.

1.4 Apresentação do manuscrito

O Capítulo 2 traz os conceitos básicos sobre propagação de sinais, apresentando os mecanismos de propagação e o desvanecimento em pequena e larga escala. Esses conceitos são necessários para entender as propriedades e diferenças do sinal em ondas milimétricas. Além disso, apresenta os conceitos teóricos de ondas milimétricas de acordo com os estudos atuais na área, descrevendo os

principais mecanismos de propagação, efeitos da chuva, mobilidade e outros aspectos fundamentais para o sinal nesta faixa de frequência.

O Capítulo 3 discorre sobre a capacidade do canal e demonstra as vantagens e desvantagens de ondas milimétricas em comparação aos atuais sistemas de telefonia móvel no cenário brasileiro. Além disso, a capacidade ergódica do canal para o desvanecimento TWDP é apresentada e suas implicações comentadas.

O Capítulo 4 exibe as configurações utilizadas na ferramenta CelPlanner e os resultados das predições de cobertura realizadas em Brasília para vários cenários distintos, comparando o sistema atual LTE em 2.5 GHz com o cenário de ondas milimétricas.

Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões deste trabalho e sugere possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Mecanismos de propagação

O canal de comunicação rádio móvel impõe limitações fundamentais ao desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. O percurso entre transmissor e receptor pode variar de uma simples linha de visada a um percurso seriamente obstruído por edifícios, montanhas e vegetações. Diferentemente dos canais com fio, os canais sem fio possuem uma natureza aleatória. Nos projetos de planejamento de redes sem fio, é de extrema importância o dimensionamento de enlace para evitar tanto zonas sem cobertura quanto interferência entre células. Este dimensionamento leva em consideração não apenas aspectos na transmissão, como por exemplo potência do sinal, as antenas e a frequência utilizada, mas também aspectos aleatórios oriundos do meio e da natureza do sinal.

Os mecanismos de propagação são os meios pelos quais os sinais são transmitidos, atingindo um determinado raio de propagação, dependendo da frequência utilizada, do ambiente envolvido e da distância que se deseja atingir. O sinal recebido no receptor é resultado de todos os componentes apresentados a seguir.

2.1.1 Difração

Ocorre quando o caminho entre o transmissor e o receptor é obstruído por uma superfície com bordas de tamanhos irregulares. Nesse caso, parte do sinal sofre um desvio na sua direção, passando a circundar a superfície. É possível explicar a difração pelo princípio de *Huygens*. Nesse princípio, quando os pontos de uma abertura ou de um obstáculo são atingidos pela frente de onda eles se tornam fontes de ondas secundárias, que mudam a direção de propagação da onda principal, contornando o obstáculo.

É por meio deste mecanismo que o sinal cobre zonas de sombra, onde não há linha de visada. Entretanto, é interessante lembrar que a quantidade de difração é inversamente proporcional à frequência, sendo maior nas frequências muito baixas. A Figura 2.1 ilustra este cenário.

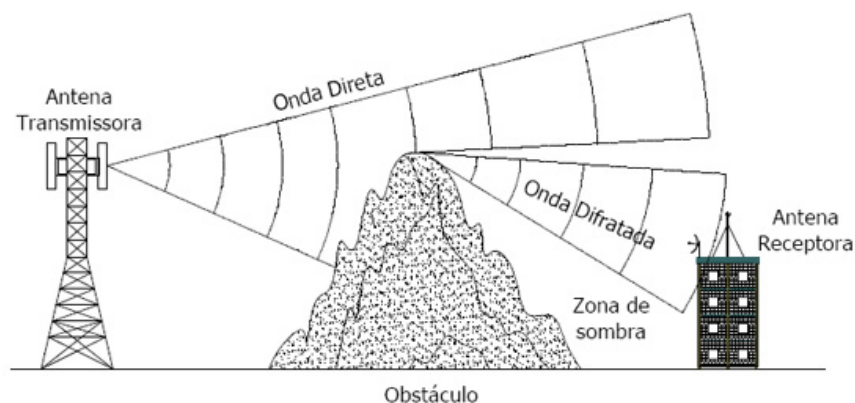


Figura 2.1: Mecanismo de propagação: Difração

2.1.2 Reflexão

Quando uma onda encontra um meio de densidade diferente, uma parte da energia é refletida, outra parte da energia é absorvida pela superfície refletora e uma terceira porção pode penetrar, refratar-se e se propagar no segundo meio. As quantidades de energia envolvidas nesses três processos irão depender, basicamente, da natureza da superfície, das propriedades do material e da frequência da onda. No caso das ondas eletromagnéticas, a orientação da polarização do campo elétrico em relação à superfície também exercerá influência.

A reflexão ocorre quando um sinal de radiofrequência incide sobre um objeto que tem dimensões muito largas quando comparado ao comprimento de onda do sinal, dessa forma, a quantidade de reflexão é diretamente proporcional à frequência. Prédios, paredes e muitos outros obstáculos podem causar reflexões. Dependendo da superfície do obstáculo, o sinal refletido pode permanecer intacto ou sofrer perda devido à absorção de parte do sinal. Para altas frequências, especificamente em ondas milimétricas, o poder de penetração é praticamente nulo, assim ou o sinal é refletido ou é absorvido pela superfície. A Figura 2.2 representa um típico cenário urbano no qual o sinal recebido é oriundo da difração e da reflexão do sinal nos prédios.

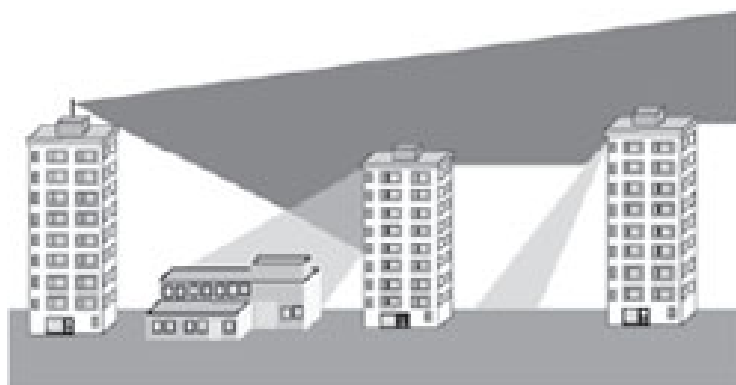


Figura 2.2: Mecanismo de propagação: Reflexão [8]

2.1.3 Refração

Sempre que uma frente de onda se propaga por um meio onde ocorre uma variação de densidade, haverá um encurvamento do feixe. As ondas eletromagnéticas são refratadas na atmosfera devido a pequenas diferenças de velocidade de propagação, em consequência da existência de gradientes de densidade.

Na realidade, quando uma onda de rádio atravessa um meio de densidade diferente, parte da onda é refletida e parte sofre um desvio em outra direção, conforme Figura 2.3. Este mecanismo possui extrema importância para enlaces de longa distância pois o sinal sofre refração na atmosfera, permitindo enlaces sem linha de visada.

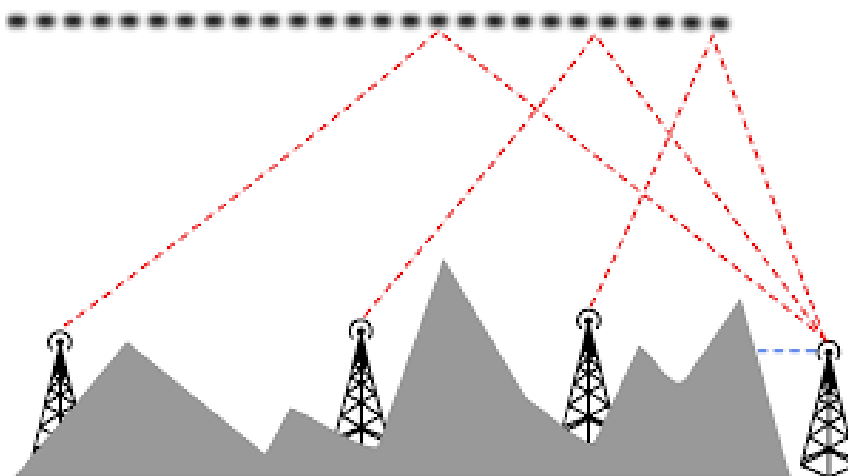


Figura 2.3: Mecanismo de propagação: Refração [9]

2.1.4 Espalhamento

O espalhamento ocorre quando o sinal atravessa um meio que consiste de objetos com dimensões que são pequenas se comparadas ao comprimento de onda do sinal e quando o número de obstáculos por unidade de volume é grande [10]. Dessa forma, nada mais é do que uma série de raios refletidos com diferentes direções e atenuações. Para ondas milimétricas, este mecanismo se torna fundamental pois altera drasticamente a qualidade do sinal, visto que as rugosidades dos materiais se tornam bons candidatos a gerar este efeito. A Figura 2.4 representa de forma simples o efeito de espalhamento.

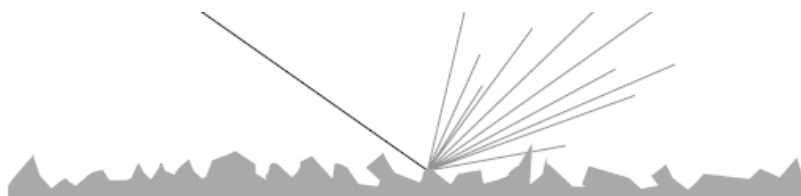


Figura 2.4: Mecanismo de propagação: Espalhamento

2.2 Desvanecimento

Em canais de rádio, devido aos múltiplos percursos que o sinal pode percorrer, o sinal recebido se comporta como um processo aleatório. Historicamente, a modelagem e a caracterização do canal são uma das partes mais difíceis dos projetos de sistemas sem fio. Para garantir que o sinal chegue no receptor com uma taxa mínima desejada de erro, uma certa relação sinal-ruído deve ser garantida. A potência do sinal recebido no receptor é variada com o tempo, com aspectos geográficos, com a frequência do sinal e outras características do meio. Para melhor caracterizar o canal, o sinal é visto como uma combinação dos efeitos de pequena e de larga escala. A Figura 2.5 apresenta as três componentes do sinal em propagação. As características de perda de percurso (*Path loss*) e sombreamento (*Shadowing* ou *Slow Fading*) fazem parte da componente de larga escala, caracterizada por distâncias grandes e variações lentas. Por outro lado, a componente em pequena escala é dado por flutuações rápidas e aleatórias de amplitude e fases do sinal de rádio, chamada no inglês de *Fast Fading*.

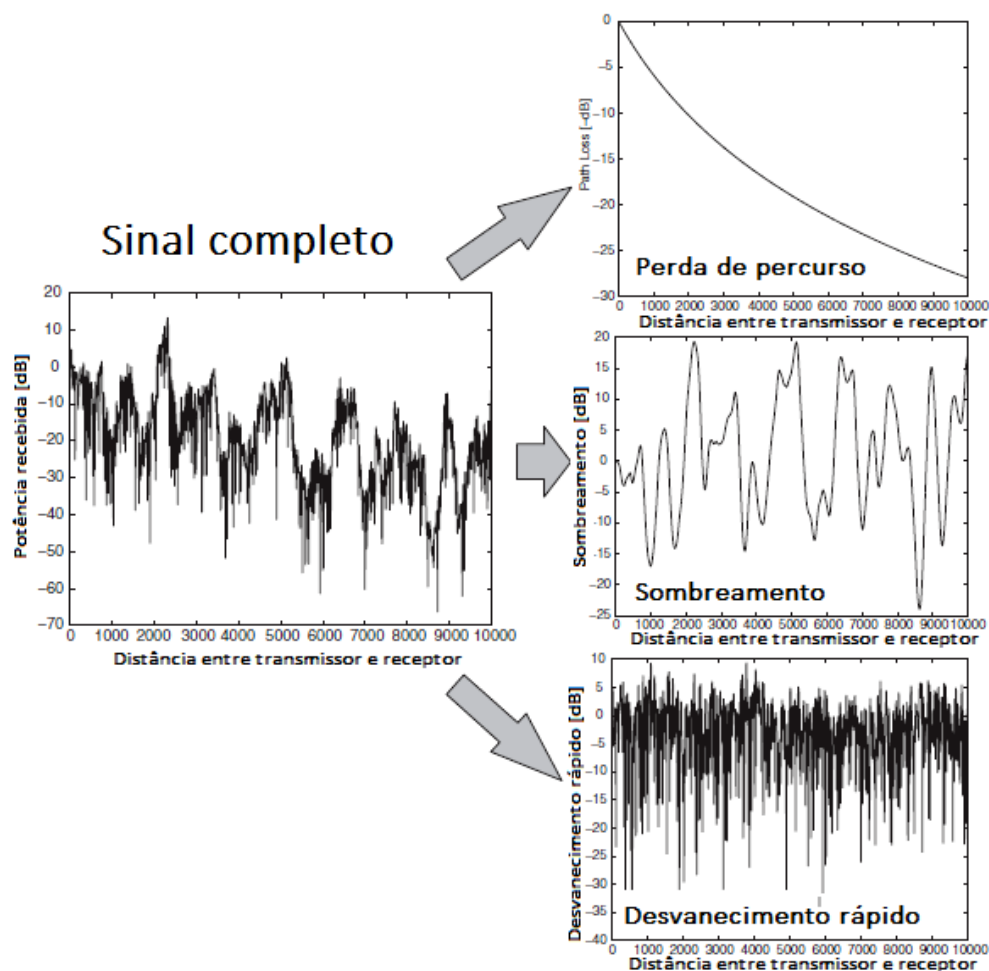


Figura 2.5: As três componentes do sinal em propagação [11]

Os modelos matemáticos e empíricos de larga escala, descritos no Item 2.2.1, servem para descrever a componente de perda de percurso do sinal (*Path loss*). Para as flutuações aleatórias

rápidas do sinal, os modelos de *Rayleigh* e de Rice serão comentados no item 2.2.2, como base para posteriormente apresentar o modelo TWDP, comentado no seção 3.2.1.

2.2.1 Larga Escala

A propagação de ondas eletromagnéticas no espaço livre é um cenário útil de ser observado para determinar as características de larga escala de um sinal, o qual é avaliado ao percorrer distâncias na ordem de dezenas, centenas e milhares de metros entre a transmissão e a recepção. Para este cenário, considera-se que não há obstáculos entre o transmissor e o receptor. Dessa forma, os mecanismos de propagação do sinal não possuem relevância, visto que o receptor irá receber apenas o sinal com linha de visada do transmissor. A modelagem matemática desta componente é descrita pelo Modelo de Friis, com suas variáveis representadas no Sistema Internacional de Unidades, de acordo com a Equação 2.1,

$$P_r = \frac{G_r G_t P_t}{L} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.1)$$

em que:

- P_r = potência recebida;
- P_t = potência transmitida;
- G_r = ganho da antena receptora;
- G_t = ganho da antena transmissora;
- λ = comprimento de onda do sinal;
- d = distância entre transmissor e receptor;
- L = fator de perda do sistema não relacionado a propagação ($L \geq 1$).

Para este modelo, a potência do sinal decai proporcionalmente ao quadrado da distância entre transmissor e receptor e também ao quadrado da frequência do sinal emitido. Entretanto, para ondas milimétricas, esta consideração quase nunca é verdade [5]. Assim, para futuras análises presentes no Capítulo 3, será utilizado uma generalização deste modelo, utilizando o parâmetro α como fator de decaimento do sinal.

Por outro lado, com o avanço dos sistemas de telecomunicações, surgiu-se uma necessidade de aprimoramento deste modelo generalizado. Desta forma, vários modelos empíricos foram construídos por meio de medições de campo com o objetivo de aproximar mais os modelos teóricos e os dados obtidos em campo. Pode-se citar alguns mais utilizados, como os modelos de Okumura-Hata, Cost-231/Hata, Erceg e os modelos do ITU especializados em certas tecnologias do mercado. Para este trabalho, visando realizar uma predição de cobertura no capítulo 4, o modelo ITU-R P.1812-1 é apresentado.

2.2.1.1 ITU-R P.1812-1

Esta recomendação descreve um método de predição de propagação próprio para serviços terrestres ponto-a-área na faixa de frequências de 30 MHz a 3 GHz [12]. Tal método é útil para a avaliação detalhada dos níveis de sinal excedidos para uma determinada porcentagem de tempo, $p\%$, na faixa de $1\% \leq p \leq 50\%$ e uma determinada porcentagem de locais, PL , na faixa de $1\% \leq pL \leq 99\%$ [12].

O método é adequado para predições de sistemas de radiocomunicação que utilizam circuitos terrestres com raios de distância de 0.25 km até cerca de 3000 km, com ambos os terminais de altura até 3 km acima do solo [12]. Este modelo não é adequado para predições de enlaces ar-terra ou Espaço-Terra [12].

O método é descrito, primeiramente, em termos de cálculos de perda de transmissão (dB) não excedente para $p\%$ do tempo na média dos locais [12]. Os elementos de variabilidade local e penetração em construções são, então, caracterizados estatisticamente em relação a locais do receptor. Um procedimento é realizado para converter a intensidade do campo elétrico em uma potência eficaz em watts. Os parâmetros básicos de entrada estão descritos na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: ITU-R P.1812-1: lista de parâmetros de entrada e seus limites [12]

Parâmetro	Unidade	Mínimo	Máximo	Descrição
f	GHz	0.03	3.0	Frequência
p	%	1.0	50.0	% do ano médio na qual o nível de sinal calculado é excedido
pL	%	1	99	% de locais na qual o nível de sinal calculado é excedido
φ_t, φ_r	graus	-80	80	Latitude do transmissor, receptor
ψ_t, ψ_r	graus	-180	180.0	Longitude do transmissor, receptor (positivo = Leste de Greenwich)
h_{tg}, h_{rg}	m	1	3000	Altura da antena acima do solo

2.2.2 Pequena Escala

O desvanecimento em pequena escala é responsável pelas flutuações rápidas no nível do sinal. Este é consequência do multipercurso, de natureza altamente aleatória, pois reflete pequenas alterações no ambiente ou posicionamento do receptor, dado pela mobilidade da unidade portátil. Assim, a cada instante e local, o receptor móvel está recebendo uma diferente combinação de ondas propagantes, com diferentes fases e intensidades. Outro fator importante para este cenário é o efeito Doppler, que devido ao movimento relativo do aparelho móvel gera frequências de modulação aleatórias. Para ondas milimétricas, dado o comprimento de onda do sinal, a mobilidade do receptor tem dimensões muito maiores e, dessa forma, o efeito Doppler tem uma presença muito maior.

2.2.2.1 As distribuições de *Rayleigh* e de *Rice*

Considerando-se sistemas reais de comunicação móveis, os fatores de atenuação e os atrasos de cada componente do sinal variam de forma aleatória. Em sistemas onde a comunicação é feita praticamente apenas pelas componentes de multipercurso, como em algumas comunicações que ocorrem em telefonia móvel, o desvanecimento em pequena escala é modelado por um processo Gaussiano complexo de média nula e variância σ^2 . Assim, a envoltória desse processo obedece à distribuição do tipo *Rayleigh*. A função de densidade de probabilidade (*FDP* ou em inglês *PDF*) de uma variável aleatória r que obedece à distribuição de *Rayleigh* é apresentada na Equação 2.2.

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.2)$$

A distribuição de *Rayleigh* é simples e representa uma boa aproximação a dados práticos, utilizada em situações quando não há linha de visada entre transmissor e receptor. Além disso, esta distribuição leva em consideração que o sinal resultante é composto apenas por componentes difusas. Ou seja, o sinal resultante é formado por multipercursos de mesma intensidade ou não possuem diferença significativa entre si.

Já em outros canais de comunicação móveis, tais como na comunicação via satélite, existe uma predominância de uma componente direta do sinal. Para esses casos, o sinal resultante consiste na componente direta do sinal, que apresenta maior intensidade, e nas componentes de multipercursos. O modelo de *Rice* é uma boa aproximação para cenários onde há linha de visada entre transmissor e receptor. Um canal sobre desvanecimento de *Rice* pode ser descrito através dos parâmetros K e Ω , com a *PDF* da envoltória do sinal descrita em 2.3.

O parâmetro K indica a razão entre a potência da componente principal pela potência das componentes de multipercurso. Por se tratar de um quociente entre potências, é um parâmetro adimensional e pode ser apresentado em decibéis (dB). O caso específico de *Rayleigh* é atingido quando não há componente principal do sinal, ou seja, a potência da componente principal é nula, e portanto $K = -\infty$ dB. A *PDF* da envoltória do sinal é descrita como

$$f_R(r) = \frac{2(K+1)r}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(K+1)r^2}{\Omega}\right) I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right), \quad (2.3)$$

onde $I_0(\cdot)$ representa a função modificada de Bessel de primeira espécie com ordem zero.

Já o parâmetro Ω representa a potência média do sinal percebida no receptor. Na Figura 2.6, com o valor de Ω normalizado e igual a 1, são apresentados algumas curvas teóricas da *PDF* de *Rice*, de acordo com o parâmetro K . É possível perceber que quanto maior a potência da componente principal em relação às componentes difusas, mais compacta a *PDF* se torna. Isso vai ao encontro da noção básica que existe: quanto mais fraco as componentes difusas de um sinal, menor os efeitos de multipercurso. Ou seja, o sinal se torna menos volátil e com variações mais lentas. A distribuição de *Rice* é apresentada na Figura 2.6, mostrando, também, o caso específico de *Rayleigh*, com $K = -\infty$ dB.

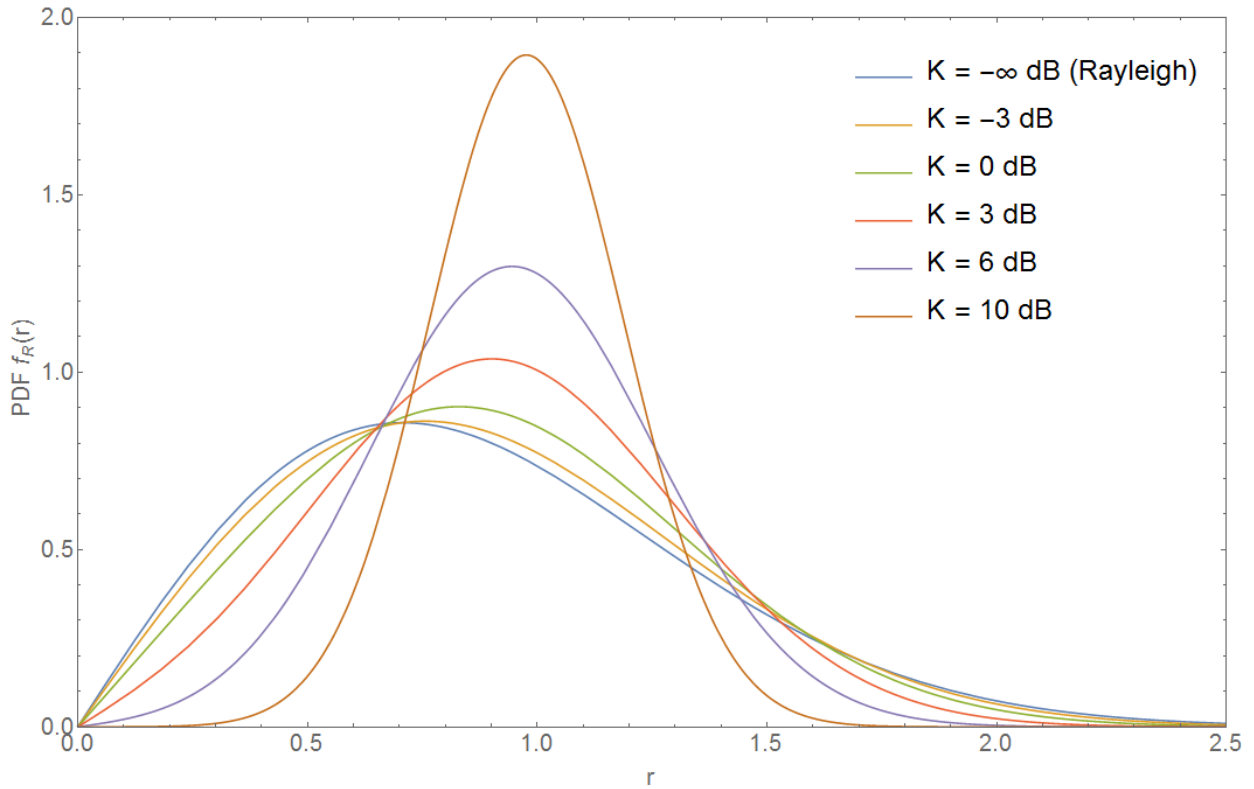


Figura 2.6: PDF da distribuição de Rice com valores distintos de K

2.3 Características de ondas milimétricas

O emergente sistema de comunicações sem fio por ondas milimétricas simboliza mais de um século de evolução dos sistemas de comunicação modernos. Evolução essa que retrata uma sociedade que tem se encontrado imersa nas redes sem fio, fato que pode ser observado pelo uso rotineiro de redes celulares, redes *wireless* locais e redes privadas. Dentro deste contexto, a notável popularidade dessas tecnologias tem feito fabricantes de dispositivos e desenvolvedores procurarem continuamente por espaço no espectro de radiofrequência.

As frequências utilizadas em sistemas por ondas milimétricas representam a mais recente mudança no cenário de comunicações sem fio. O interesse é justificado por consumidores que desejam taxas de dados cada vez mais elevadas e atrasos cada vez menores. Em sistemas de comunicação por ondas milimétricas, o espectro disponível para uso é incomparável ao de redes celulares e de redes locais *wireless* (*WLAN*) que funcionam em frequências menores que 10 GHz. Particularmente, o espectro não licenciado em 60 GHz oferece de 10 a 100 vezes mais espectro do que é disponível nas faixas não licenciadas de 900 MHz, 2.4 GHz e 5 GHz. Dado a quantidade de espectro disponível, taxas mais elevadas podem ser atingidas e mais recursos podem ser compartilhados entre os diversos usuários.

Atualmente, o espectro de radiofrequência se tornou congestionado devido ao amplo uso de *smartphones* e *tablets*, com os sistemas de comunicação celular pessoal operando praticamente nas faixas de 300 MHz a 3 GHz, e a faixa não licenciada de *WLAN* e *WPAN* são representadas

nas faixas de 900 MHz, 2.4 GHz e 5.8 GHz. O espectro, atualmente, já está destinado para muitas funções e está congestionado para as frequências menores que 3 GHz. Por outro lado, o espectro de ondas milimétricas, entre 30 a 300 GHz, é utilizado apenas por militares, radares e *backhaul* das redes. De fato, muitos países nem sequer começaram a regulamentar e alocar o espectro acima de 100 GHz, pois a implementação de tecnologias de acesso nessa faixa não tem sido viável financeiramente. Em contrapartida, a enorme quantidade de espectro disponível em ondas milimétricas representa uma nova oportunidade para comunicações móveis utilizarem canais com banda de 1 GHz ou mais. Os espectros de 28 GHz, 38 GHz e 70-80 GHz tem-se mostrado promissores para a próxima geração de sistemas celulares.

2.3.1 Propriedades das ondas milimétricas

Em frequências mais elevadas, com o comprimento de onda menor que um centímetro, grande parte dos objetos do meio físico são relativamente grandes e isso causa um fenômeno conhecido como sombreamento. Este fenômeno é representado por um cenário no qual um obstáculo está no caminho entre o transmissor e receptor. Entretanto, para esta faixa de frequência, outros mecanismos de propagação como reflexão e espalhamento permitem que enlaces sejam estabelecidos mesmo que não haja linha de visada entre receptor e transmissor. Enquanto a difração é um mecanismo poderoso nos atuais sistemas celulares em 2 GHz, em ondas milimétricas se torna um mecanismo muito fraco devido às dimensões dos objetos. Por exemplo, foi observado que a diferença do sinal recebido antes e depois de uma antena celular virar uma esquina é mais de 40 dB nas frequências de 28 GHz e 73 GHz [5].

Fica claro que, devido ao pequeno comprimento de onda, a difração vai ser o mecanismo de propagação mais fraco e menos confiável para sistemas celulares em ondas milimétricas, enquanto que espalhamento e reflexão se tornam mecanismos de propagação mais dominantes. Essa característica diverge dos sistemas atuais em frequências abaixo de 10 GHz, exigindo portanto mudanças nas camadas físicas e de enlace das redes em ondas milimétricas.

O comprimento de onda nesta faixa de frequência é tão pequeno que as moléculas de ar e de água possuem um papel fundamental para descrever os modelos de perda de percurso. Para ondas milimétricas, o sinal é drasticamente atenuado pela absorção da atmosfera, principalmente nas frequências de 60, 180 e 320 GHz. Essas frequências citadas são adequadas para uso não licenciado em ambientes internos, onde a potência do sinal decairá de forma rápida, evitando interferência entre redes distintas e permitindo altíssimas taxas de dados. Por outro lado, ao observar a Figura 2.7, as faixas de 0-50 GHz e 200-280 GHz possuem pouca atenuação atmosférica em comparação ao restante do espectro.

Dessa forma, frequências de 28, 80 e 200 GHz, por exemplo, são excelentes candidatas para redes *outdoor*, principalmente a frequência de 28 GHz, sendo esta a principal candidata para redes celulares de quinta geração. Por outro lado, as frequências de 60, 180 e 320 GHz, cuja atenuação atmosférica é alta, são boas candidatas para redes *indoor* com o objetivo de garantir altas taxas de dados e mitigar interferência.

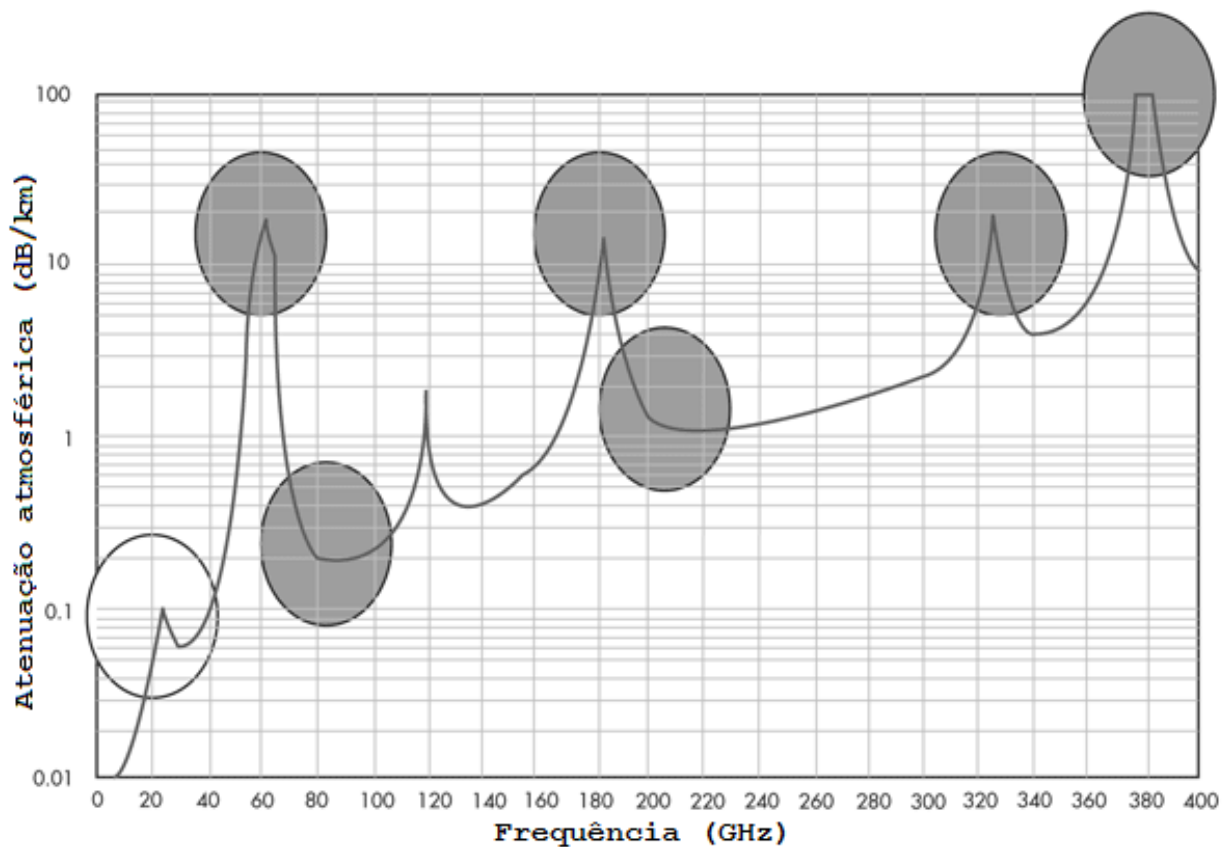


Figura 2.7: Atenuação atmosférica e suas regiões de interesse [5]

É interessante notar como a intensidade da chuva altera as perdas por atenuação do sinal. A Figura 2.8 mostra, com o foco na frequência de 28 GHz, a atenuação atmosférica. Para uma intensidade de chuva de 25 mm/h a atenuação é de 7 dB por quilômetro. Muito maior comparando à frequência de 2.5 GHz, com uma atenuação perto de 0.01 dB por quilômetro. Entretanto, para uma quantidade de chuva forte de 100 mm/h, a atenuação passa a ser perto de 20 dB por quilômetro. Ou seja, há uma diferença maior que 13 dB/km para intensidades de chuva de 20 e 100 mm/h.

É importante ressaltar que a atenuação atmosférica não é o único fator relevante que impacta na cobertura do sinal em ondas milimétricas. Aspectos climáticos, como chuva, granizo e neve também possuem um grande impacto na qualidade do sinal recebido. Para estes sistemas, um dos aspectos mais importantes que permitirá o uso dessa tecnologia é a utilização de antenas diretivas com altíssimos ganhos. Para essas antenas, o feixe de radiação é bem estreito e concentrado, promovendo ainda uma proteção intrínseca à interferência de outras fontes do sinal. Além disso, arranjos de antenas podem ser usados para formar feixes estreitos do sinal e bem direcionados. O que permite, junto com técnicas MIMO e combinação de feixes, uma diminuição drástica na perda de percurso do canal através de multiplexação espacial, por meio da qual vários fluxos de dados são enviados em paralelo no canal para aumentar a capacidade.

As frequências em ondas milimétricas são mais suscetíveis não só às perdas de percurso maiores causadas pelo clima e efeitos da atmosfera, mas também às características seletivas do canal devido à sua grande banda de transmissão. De qualquer forma, para percursos menores que 1 km no espaço

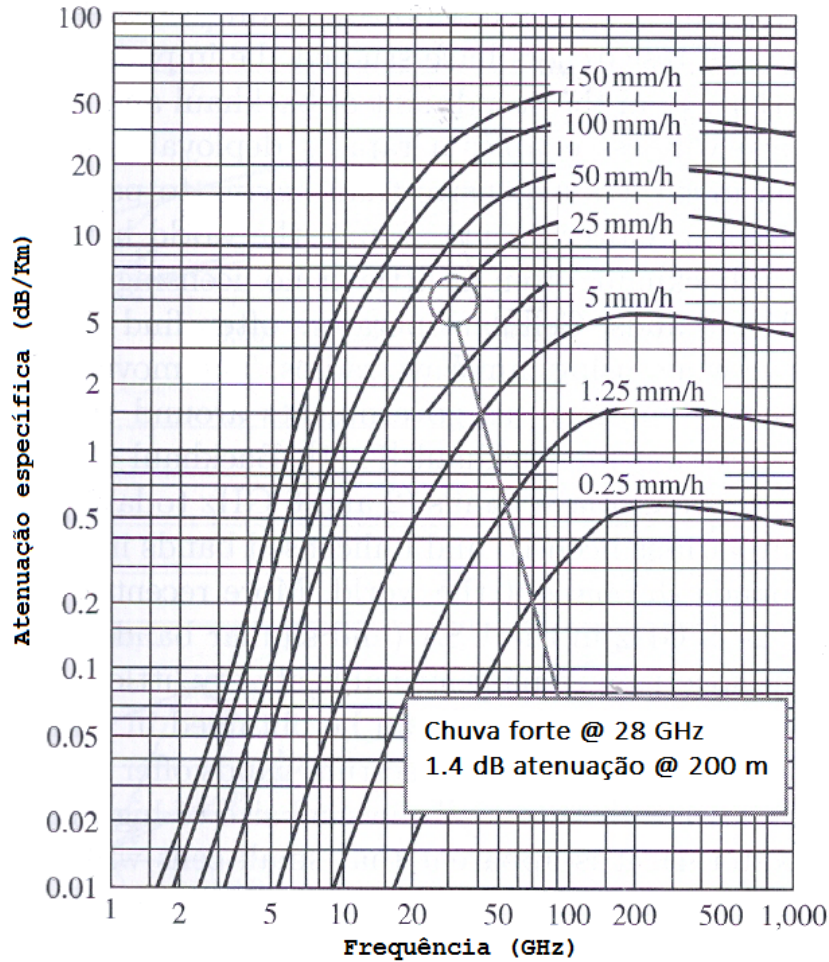


Figura 2.8: Atenuação específica da chuva [5]

livre, a atenuação extra em ondas milimétricas é relativamente pequena e, de fato, comparável aos sistemas atuais de comunicação [5].

2.3.2 Características de propagação do sinal

O modelo de perda de percurso no espaço livre nem sempre é verdade na prática. Alguns estudos mostram que este modelo funciona bem para ondas milimétricas apenas em cenários com linha de visada e antenas perfeitamente alinhadas [5]. Uma forma simples de generalizar a perda de percurso é utilizando o modelo log-distância, descrito na Equação 2.4, em que d é a distância entre a antena receptora e o ponto de referência $d_0 \gg \lambda$, P_t é a potência do sinal transmitido, P_r é a potência do sinal recebido e as variáveis K_{fs} e α são ajustadas de acordo com o ambiente.

$$P_r(d) = P_t K_{fs} \left(\frac{d_0}{d} \right)^\alpha \text{ para } d \geq d_0. \quad (2.4)$$

Em cenários externos com linha de visada, medições para redes celulares em ondas milimétricas nas frequências de 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz e 73 GHz obtiveram α entre 1.8 e 2.2, mas em cenários

sem linha de visada ou que as antenas não estavam alinhadas, este valor varia de 4 a 5 [5]. Dessa forma, para cenários com linha de visada, a equação de Friis, apresentada em 2.1, proporciona uma forma adequada e realista para o modelo de perda de percurso em larga escala. Sem linha de visada, entretanto, este modelo é muito generoso para representar a realidade, assim como nos sistemas de comunicação em frequências mais baixas.

Não apenas o desvanecimento em larga escala, mas também muitos fatores de pequena escala são distintos para ondas milimétricas e de extrema importância para definir o canal. Pode-se citar por exemplo o efeito *Doppler*, que descreve a variação de frequência recebida no receptor. Esta variação é proporcional à frequência transmitida do sinal. Dessa forma, com o aumento da frequência nos sistemas sem fio, o deslocamento das antenas causa efeitos *Doppler* amplificados, sendo estes na faixa de 15 a 30 vezes superiores nas frequências de 28-60 GHz em comparação com faixas de frequência menores. O efeito *Doppler* impacta em novos desafios para os esquemáticos da camada física. Existe uma relação proporcional aproximada entre o efeito *Doppler* e as características de mudança temporal do canal, mas a distribuição da envoltória do sinal não segue mais *Rayleigh*, pois depende de feixes específicos do sinal e dos finitos multipercursos realizados por ele. Dessa forma, as características estatísticas do canal dependem dos feixes utilizados, da velocidade do receptor, da frequência e da banda utilizadas.

Alguns estudos sugerem que a PDF (*Probability Density Function – Função Densidade de Probabilidade*) da envoltória do sinal segue uma distribuição bi-modal, utilizando a distribuição *Two-Wave with Diffusal Power – TWDP* de Durgin [13]. A distribuição de *Rayleigh* descreve o desvanecimento convencional de forma adequada quando não há componente dominante no sinal. Entretanto, com o uso de antenas diretivas que só recebem apenas algumas componentes do sinal, o modelo TWDP citado descreve de forma mais realista o sinal recebido em ondas milimétricas.

Em suma, o aumento da frequência do sinal resulta, geralmente, em um aumento no desvanecimento temporal e espacial do sinal, causado pelo efeito *Doppler*, mas estes efeitos são mitigados quando utilizadas antenas diretivas de alto ganho e grandes larguras de banda. Em contrapartida, grandes larguras de banda sofrem com canais seletivos em frequência, mas tecnologias como OFDM são projetadas para resolver estas situações. Além disso, o uso de antenas altamente diretivas permitem um filtro espacial que pode ser usado para mitigar a seletividade do canal. Com o uso dessas antenas, entretanto, características estatísticas do canal são alteradas e, de acordo com estudos atuais, o modelo que melhor descreve ondas milimétricas é o TWDP.

2.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos necessários para entender as principais características de ondas milimétricas utilizadas no próximo capítulo. Cada mecanismo de propagação afeta a cobertura do sinal de forma distinta, dependendo da frequência do sinal e do ambiente em questão. Para ondas milimétricas, dado o pequeno comprimento de onda, os mecanismos de propagação mais relevantes são distintos dos atuais sistemas de comunicação sem fio. Dessa forma, os desvanecimentos em pequena e larga escala são, por consequência, distintos também.

Capítulo 3

Capacidade de canais sem fio em ondas milimétricas

3.1 Capacidade do canal

A máxima capacidade de um canal é a taxa máxima de transmissão de dados sem erros que pode passar através dele. A unidade desta medida é *bits por segundo* e os teoremas básicos para encontrar essa capacidade são o Teorema de Nyquist e o Teorema de Shannon. O Teorema de Shannon é descrito na Equação 3.1, onde SNR é a relação sinal-ruído e B é a largura de banda.

$$C = B \log_2(1 + SNR). \quad (3.1)$$

Além disso, a equação de Friis é apresentada na Equação 2.1. Para a utilização desta equação no caso de ondas milimétricas, o expoente será adaptado e utilizado o parâmetro α . Assim, a Equação 3.2 será utilizada, onde $G_r, G_t, P_r, P_t, \lambda, \alpha, d$ representam, respectivamente, o ganho na recepção, ganho na transmissão, potência recebida, potência transmitida, comprimento de onda do sinal, o parâmetro de decaimento da potência e a distância entre as antenas.

$$P_r = G_r \times G_t \times P_t \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^\alpha. \quad (3.2)$$

Para determinar a relação sinal-ruído, é necessária uma expressão para a potência do ruído, apresentada na Equação 3.3, na qual os parâmetros k, B, NF, T representam, respectivamente, a constante de *Boltzmann*, a largura de banda do sinal, o fator de ruído e a temperatura absoluta.

$$N_{in} = k \times B \times NF \times T. \quad (3.3)$$

A relação sinal-ruído, por sua vez, é representada pelo quociente da potência recebida do sinal pela potência do ruído. Substituindo na Equação 3.1, obtém-se a Expressão 3.4.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{G_r \times G_t \times P_t \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^\alpha}{k \times B \times NF \times T} \right). \quad (3.4)$$

Entretanto, a Expressão 3.4 leva em conta os valores de ganho nas antenas e da potência de transmissão. Dessa forma, é interessante realizar uma normalização nesta capacidade, realizando a manipulação em 3.5.

$$B = B_n \times G_r \times G_t \times P_t. \quad (3.5)$$

Em seguida, substituindo 3.5 em 3.4, tem-se:

$$C = B_n \times G_r \times G_t \times P_t \times \log_2\left(1 + \frac{\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^\alpha}{k \times B_n \times NF \times T}\right). \quad (3.6)$$

Analogamente, define-se uma capacidade normalizada C_n dada pelo quociente da capacidade C pelos ganhos das antenas e potência de transmissão. Assim, finalmente, obtém-se a expressão final a ser utilizada para o cálculo da capacidade normalizada do canal, representada pela Expressão 3.7.

$$C_n = \frac{C}{G_r \times G_t \times P_t} = B_n \log_2\left(1 + \frac{\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^\alpha}{k \times B_n \times NF \times T}\right). \quad (3.7)$$

A partir da expressão da capacidade normalizada apresentada em 3.7, as principais tecnologias de celular presentes hoje no mercado foram comparadas às de ondas milimétricas. Dentre elas, encontram-se o LTE em 2.5 GHz, o UMTS em 1.8 GHz e o GSM em 800 MHz. Como apresentado anteriormente, o parâmetro α para ondas milimétricas será de 2.2, enquanto que para o restante das tecnologias é utilizado o valor de 2 [14]. Além disso, o valor da banda de transmissão para cada tecnologia representa o cenário atualmente empregado no mercado. Por último, devido às dimensões dos componentes eletrônicos para ondas milimétricas, o valor utilizado para o *Fator de Ruído* é de 7 dB, desconsiderando variações de temperatura. As tabelas 3.1 e 3.2 apresentam os valores utilizados para a simulação.

Tabela 3.1: Valores utilizados para cálculo de capacidade

Tecnologia	Frequência	Banda	α	NF
Ondas Milimétricas	28 GHz	1 GHz	2.2	7 dB
LTE	2.5 GHz	20 MHz	2	3 dB
UMTS	1.8 GHz	5 MHz	2	3 dB
GSM	800 MHz	300 KHz	2	3 dB

A capacidade normalizada é apresentada na Figura 3.1, com suas unidades em $Mbps/W$. É possível observar a grande vantagem de ondas milimétricas para curtas distâncias, possuindo taxas superiores às de todas as outras tecnologias dentro de um raio de aproximadamente 120 metros. Na verdade, apesar desta capacidade ser a máxima capacidade passível de ser atingida (de acordo com a equação de Shannon), os sistemas de comunicação de celular por ondas milimétricas não estão restritos a distâncias de dezenas de metros. Estudos e medições realizados em [5] mostram enlaces de 1 Km na faixa de 28 GHz e 73 GHz com taxas de alguns Gbps. Isso é possível com

Tabela 3.2: Parâmetros utilizados para cálculo de capacidade

Parâmetros	Valores
Boltzmann (k)	1.38×10^{-23}
Temperatura (T)	298.15 [K]
Velocidade da Luz (c)	3×10^8 [m/s]
Ganho na Transmissão (G_t)	0 dB
Ganho na Recepção (G_r)	0 dB
Potência de Transmissão (P_t)	1 W

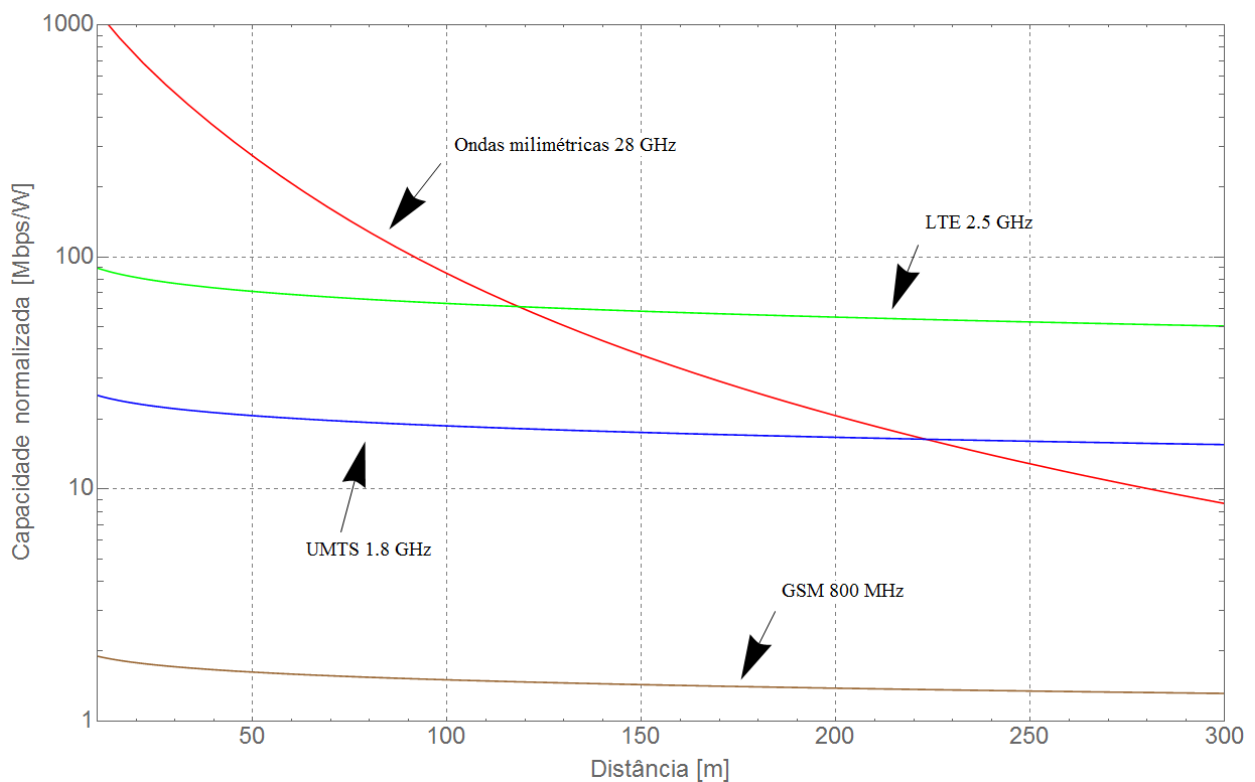


Figura 3.1: Capacidade do canal para diversas tecnologias no mercado

o uso de antenas super diretivas e outros fatores que não foram considerados neste cálculo como, por exemplo, o uso de comunicação paralela por multiplexação espacial.

De qualquer forma, é possível perceber, analisando o Gráfico 3.1, que ondas milimétricas possuem melhor capacidade do que as tecnologias atuais do mercado em curtas distâncias. Como o tamanho das antenas para ondas milimétricas é bem reduzido, é coerente afirmar que a tendência é que as células para redes celulares se tornem cada vez menores, deixando de ser macro e microcélulas para se tornarem pico e femtocélulas, localizadas internamente nos edifícios, prédios e

casas. Dessa forma, dado a natureza de ondas milimétricas, a interferência entre as estações será bastante reduzida devido às grandes perdas de percurso e a incapacidade de atravessar obstáculos como paredes, portas e janelas. Por outro lado, altíssimas taxas de transmissão de dados podem ser alcançadas.

3.2 Capacidade Ergódica do canal

A capacidade ergódica é definida como a máxima taxa média atingida sobre todos os blocos de desvanecimento (média de longo prazo) mantendo o canal fixo durante a transmissão de uma palavra código. A métrica é apropriada para avaliar o desempenho em sistemas com nenhuma restrição sobre os atrasos de comunicação quando o comprimento da palavra-código é longo o suficiente para se estender ao longo de todos os blocos de desvanecimento [15]. Sua expressão é apresentada em 3.8, na qual $f_R(\gamma)$ representa a PDF da SNR de uma distribuição de desvanecimento $f_R(r)$.

$$C_{erg} = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) f_R(\gamma) d\gamma. \quad (3.8)$$

Entretanto, conforme apresentado no capítulo anterior, o melhor modelo que descreve ondas milimétricas é o TWDP. Dessa forma, para calcular a capacidade ergódica do canal é necessário, primeiramente, apresentar este modelo.

3.2.1 TWDP - Two Wave with Diffusal Power

O modelo de desvanecimento TWDP foi proposto por Durgin, Rappaport e de Wolf como uma generalização dos modelos de *Rayleigh* e de Rice. Este modelo permite descrever inúmeros cenários de desvanecimento e seu comportamento é dado por duas componentes dominantes (V_1 e V_2) do sinal com linha de visada na presença de inúmeras componentes que fazem parte da componente difusa do sinal, apresentado na Equação 3.9.

$$V_r = V_1 \exp(j\phi_1) + V_2 \exp(j\phi_2) + X + jY. \quad (3.9)$$

Neste modelo, V_r é o sinal recebido, as componentes 1 e 2 possuem parâmetros $\phi_1, \phi_2 \sim \mathcal{U}[0, 2\pi]$. V_1 e V_2 são constantes e a componente difusa do sinal $\phi_1, \phi_2 \sim \mathcal{N}[0, \sigma^2]$. Por outro lado, este modelo é melhor apresentado com o uso dos parâmetros K e Δ , definidos por

$$K = \frac{V_1^2 + V_2^2}{2\sigma^2}, \quad (3.10)$$

$$\Delta = \frac{2V_1V_2}{V_1^2 + V_2^2}. \quad (3.11)$$

O parâmetro K , assim como na distribuição de Rice, representa a razão entre a potência das componentes dominantes pela potência das componentes difusas do sinal. Já o parâmetro

Δ é definido como o quociente da máxima potência das componentes dominantes do sinal pela potência média delas. Este parâmetro serve de comparação entre as duas componentes do sinal. Caso $\Delta = 1$, as duas componentes possuem amplitude igual, e caso $\Delta = 0$ uma das componentes do sinal é zerada. Os casos específicos de *Rayleigh* e *Rice* são apresentadas na Tabela 3.3 e podem ser representadas nas condições de 3.12 e 3.13.

$$\text{Rice: } K < \frac{2}{\Delta}. \quad (3.12)$$

$$\text{Rayleigh: } K < \min\left(\frac{2}{\Delta}, \frac{1}{\sqrt{1-\Delta^2}} - 1\right). \quad (3.13)$$

Tabela 3.3: Casos especiais TWDP: Rice e *Rayleigh*

Valores dos Parâmetros		Tipo de Desvanecimento
$K = 0$	-	<i>Rayleigh</i>
$K > 0$	$\Delta = 0$	<i>Rice</i>

A PDF do modelo TWDP descrito em 3.9 é dada por

$$f_R(r) = r \int_0^\infty \exp\left(\frac{-v^2\sigma^2}{2}\right) J_0(V_1v) J_0(V_2v) J_0(rv) v dv, \quad (3.14)$$

em que $J_0(\cdot)$ representa a função de Bessel de primeira espécie com ordem zero. Uma outra forma de expressar a PDF é

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K\right) \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp(\Delta K \cos(\theta)) I_0\left(\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1-\Delta \cos(\theta))}\right) d\theta, \quad (3.15)$$

na qual $I_0(\cdot)$ representa a função modificada de Bessel de primeira espécie com ordem zero.

Como 3.14 e 3.15 estão na forma integral, os autores em [13] apresentam uma aproximação da PDF por

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K\right) \sum_{i=1}^M \alpha_i \cdot D\left(\frac{r}{\sigma}, K, \Delta \cos\left(\frac{\pi(i-1)}{2M-1}\right)\right), \quad (3.16)$$

com α_i constantes, representadas na Tabela 3.4, a magnitude de M satisfazendo a condição

$$\text{Magnitude}(M) \geq \frac{1}{2} \Delta K, \quad (3.17)$$

e

$$D(x, K, \alpha) = \frac{1}{2} \exp(-\alpha K) I_0\left(x \sqrt{2K(1+\alpha)}\right) + \frac{1}{2} \exp(\alpha K) I_0\left(x \sqrt{2K(1-\alpha)}\right). \quad (3.18)$$

Para verificar a diferença entre as PDFs de TWDP e as de *Rice/Rayleigh*, vários cenários foram representados, presentes nas Figuras 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6. Para a Figura 3.2, a PDF de *Rice* é apresentada com valores distintos de K, contendo o caso específico de *Rayleigh* com $K = -\infty$ dB.

Tabela 3.4: Coeficientes Exatos para a PDF TWDP [13]

Magnitude	α_1				
1	1	α_2			
2	$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{4}$	α_3		
3	$\frac{19}{144}$	$\frac{25}{48}$	$\frac{25}{72}$	α_4	
4	$\frac{751}{8640}$	$\frac{3577}{8640}$	$\frac{49}{320}$	$\frac{2989}{8640}$	α_5
5	$\frac{2857}{44800}$	$\frac{15741}{44800}$	$\frac{27}{1120}$	$\frac{1209}{2800}$	$\frac{2889}{22400}$

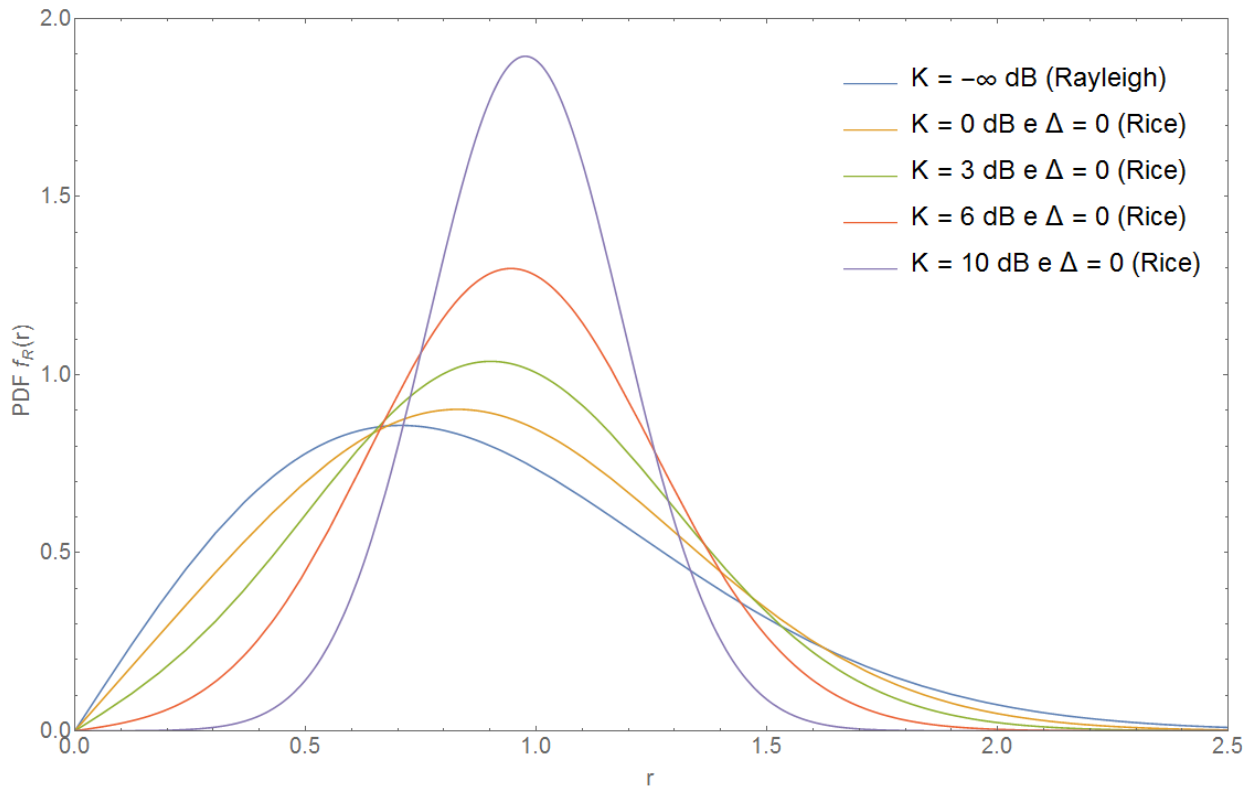


Figura 3.2: TWDP PDF com valores distintos de K

Comparando as figuras citadas, observa-se que existe pouca diferença entre as PDFs de Rice e a de TWDP quando K é menor que 3 dB, principalmente com valores pequenos de Δ . Entretanto, com o aumento de K, a diferença entre as PDFs se torna mais clara e é fortemente percebida quando as componentes dominantes do sinal possuem a mesma amplitude ($\Delta = 1$).

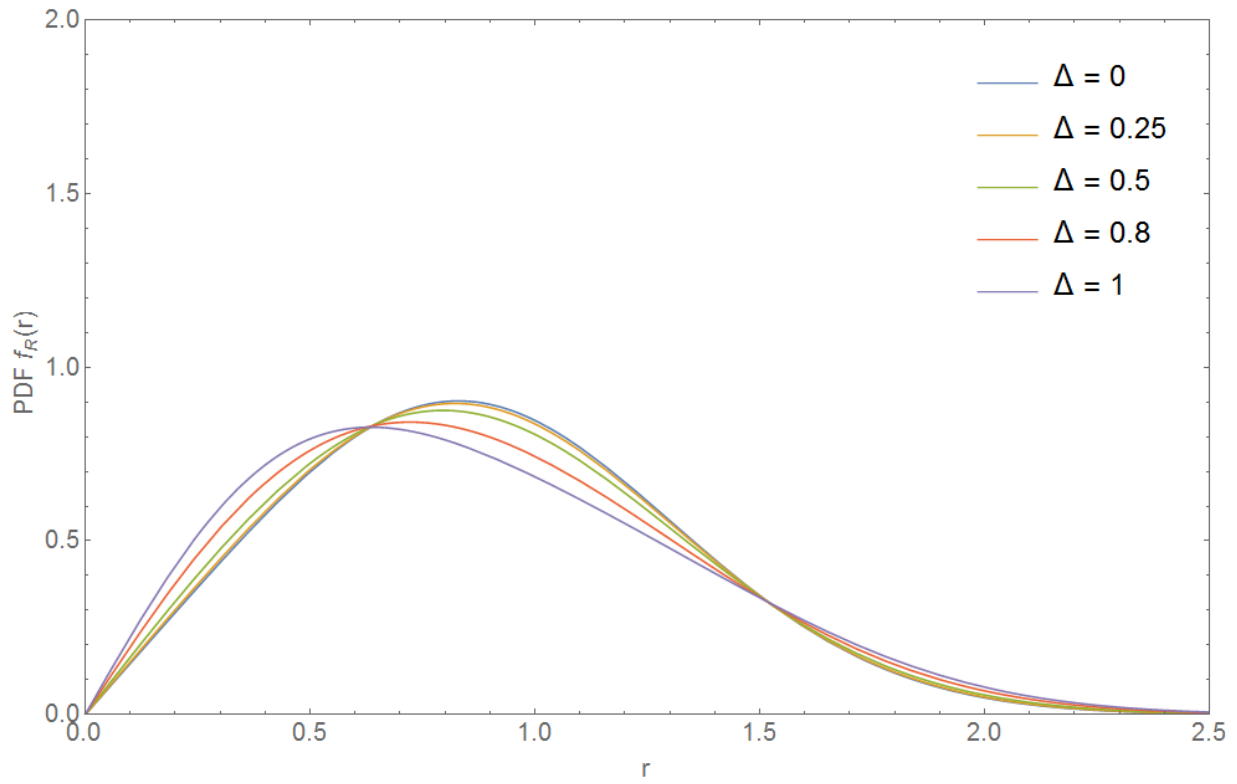


Figura 3.3: TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 0$ dB

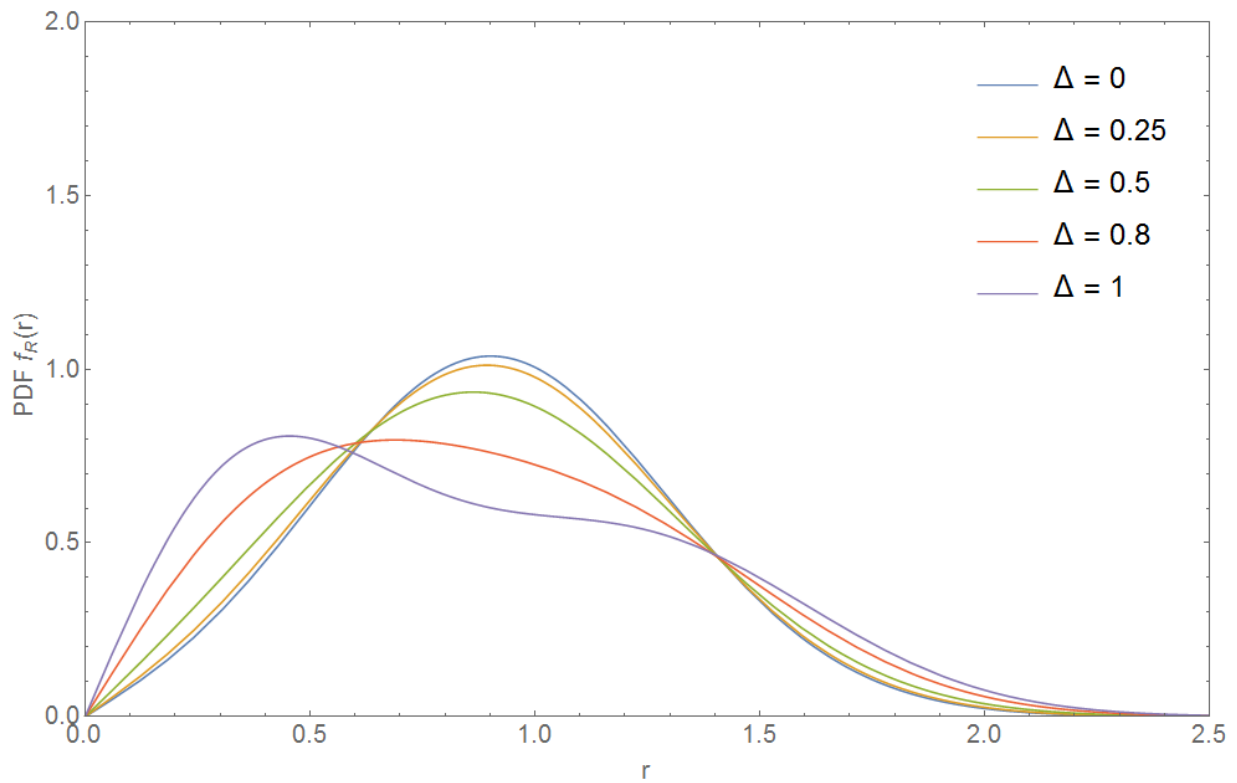


Figura 3.4: TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 3$ dB

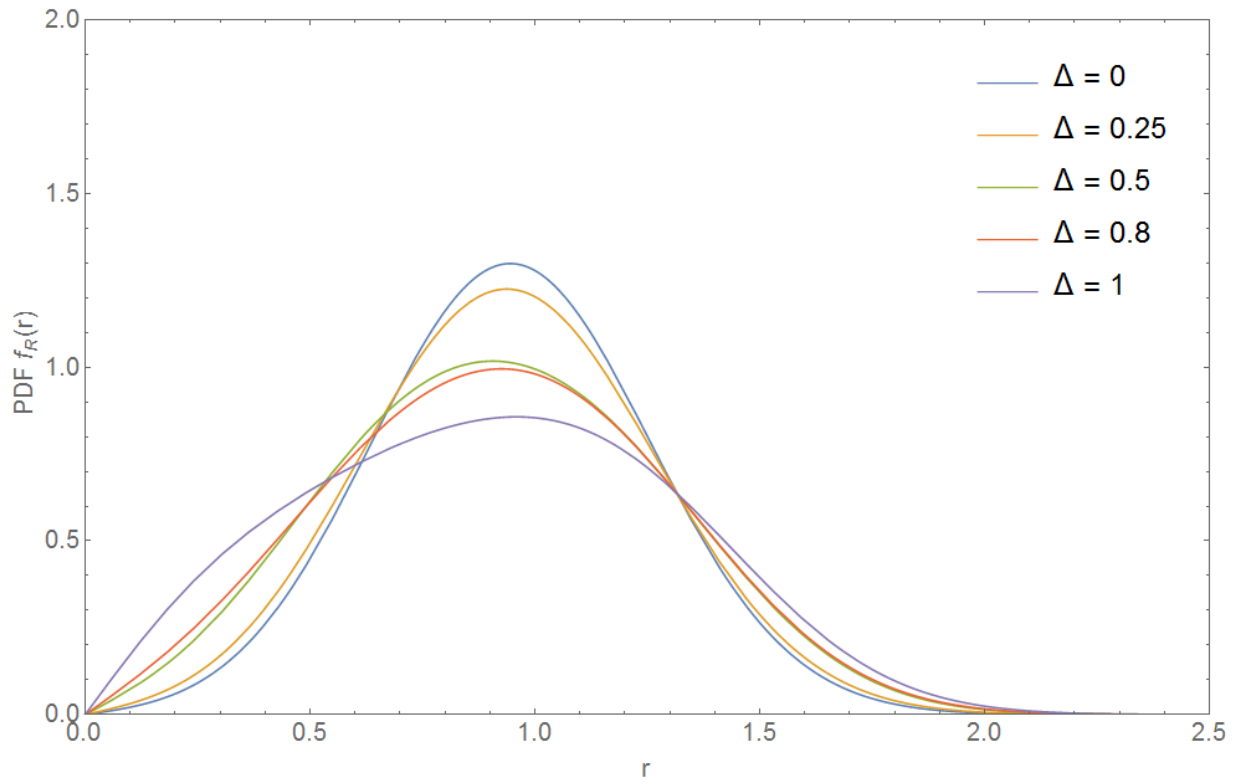


Figura 3.5: TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 6$ dB

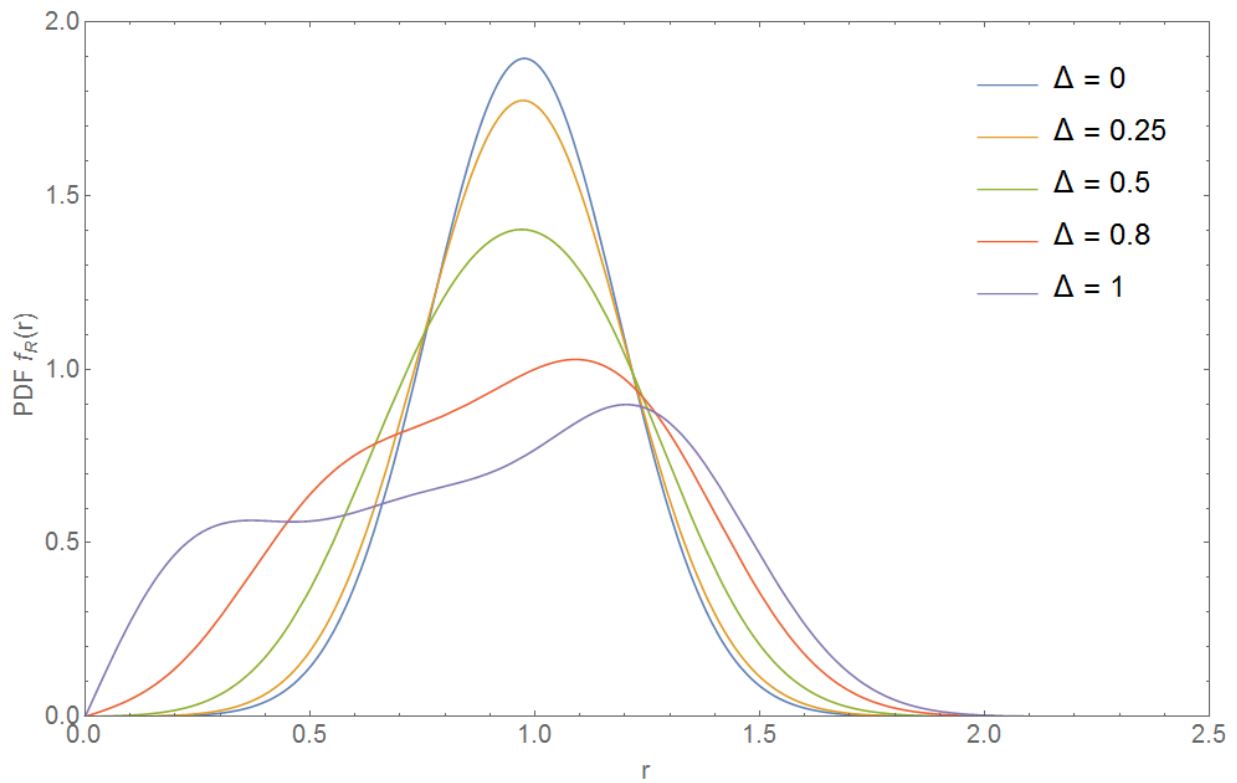


Figura 3.6: TWDP PDF com valores distintos de Δ para $K = 10$ dB

A Figura 3.6 ilustra a diferença entre as PDFs de Rice e TWDP de forma clara. De fato, conforme o produto dos parâmetros K e Δ se torna maior, a PDF tende a um formato bimodal, exibindo dois pontos de máximo.

Todas essas características são essenciais para determinar a capacidade ergódica do canal, que leva em consideração as PDFs do sinal. Entretanto, conforme apresentado na Equação 3.8, utiliza-se a PDF da envoltória SNR do sinal. Para obter $f_R(\gamma)$ é necessário transformar $f_R(r)$ através das seguintes propriedades:

$$\begin{cases} 2\sigma^2 = \bar{\gamma} \\ r^2 = \gamma \rightarrow 2r dr = \gamma d\gamma \rightarrow \frac{dr}{d\gamma} = \frac{1}{2r} \\ f_R(r) dr = f_R(\gamma) d\gamma. \end{cases} \quad (3.19)$$

Aplicando as propriedades acima, obtém-se $f_R(\gamma)$ para a distribuição TWDP:

$$f_R(\gamma) = \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \exp\left(-k - \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \sum_{i=1}^M \alpha_i \cdot D\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{\bar{\gamma}}}, K, \Delta \cos\left(\frac{\pi(i-1)}{2M-1}\right)\right), \quad (3.20)$$

onde α_i e $D(\cdot)$ são os mesmos parâmetros apresentados anteriormente na Tabela 3.4 e na Equação 3.18, respectivamente.

3.2.2 Resultados

Para visualizar os efeitos dos parâmetros K e Δ de forma independente, a curva de capacidade ergódica é apresentada variando-se um dos parâmetros enquanto o outro se mantém constante. Para o primeiro cenário é apresentado o caso específico de Rice ($\Delta = 0$) com diversos valores de K , representado na Figura 3.7.

De acordo com a Figura 3.2, é possível observar que as PDFs se tornam menos dispersivas com o aumento do parâmetro K . Dessa forma, é intuitivo pensar que a capacidade ergódica aumenta de acordo com o aumento do parâmetro K . De fato, fica evidente na Figura 3.7 essa relação.

Por outro lado, é interessante observar na Figura 3.8 o impacto do parâmetro Δ na capacidade ergódica, muito menor em relação ao parâmetro K . Essa característica não é evidente quando observadas apenas as PDFs do sinal como, por exemplo, na Figura 3.5, em que é visível a diferença das curvas para diferentes valores de Δ . Em outras palavras, por mais que o parâmetro Δ mude drasticamente as PDFs do sinal, tornando-o mais dispersivo e em um aspecto bimodal, a capacidade ergódica é pouco alterada.

Por último, visando uma comparação geral entre as PDFs de Rice e TWDP, a Figura 3.9 é apresentada. Nela está contida os casos extremos da TWDP, com $\Delta = 0$ representando o cenário de Rice e $\Delta = 1$ quando as duas componentes dominantes do sinal possuem a mesma amplitude. Conforme observado nas figuras anteriores, as PDFs de TWDP são de fato mais espalhadas do que as de Rice. Além disso, ficou claro que o parâmetro K possui uma relevância muito maior do que

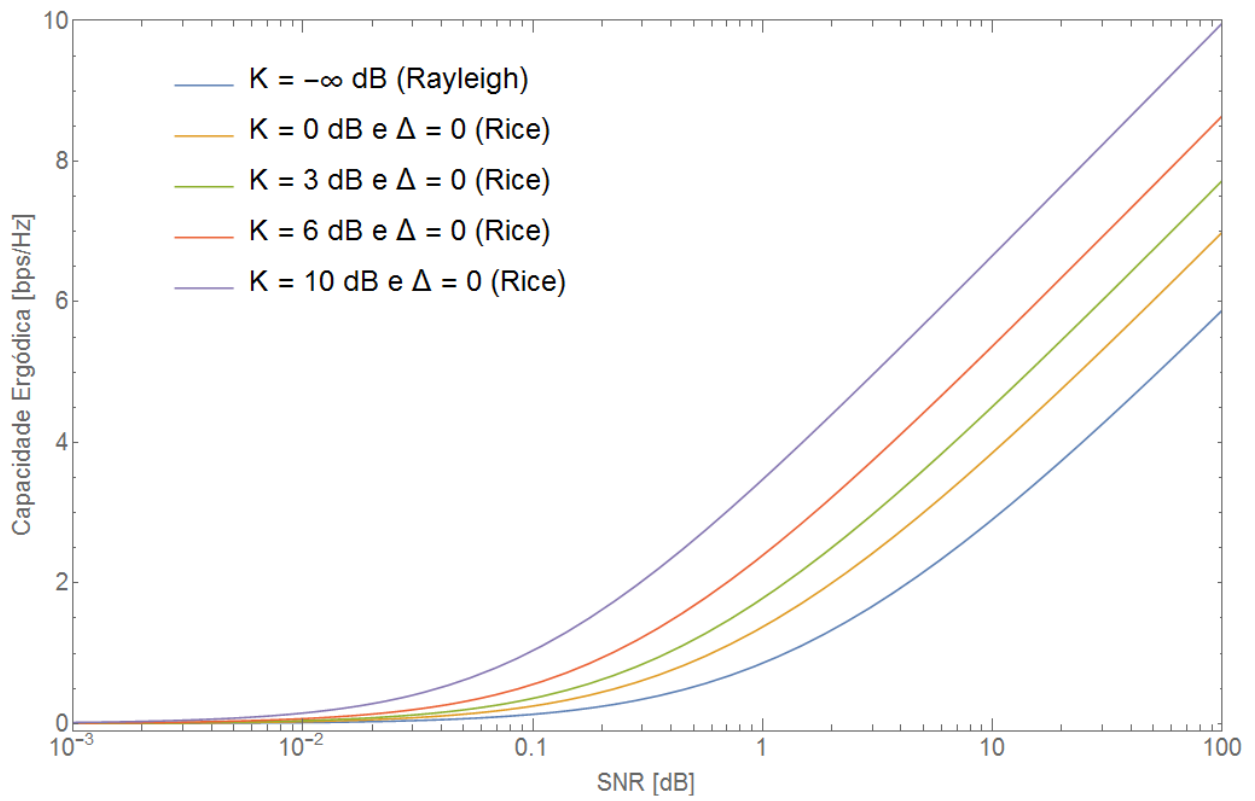


Figura 3.7: Capacidade ergódica para distribuição de Rice com diferentes valores de K

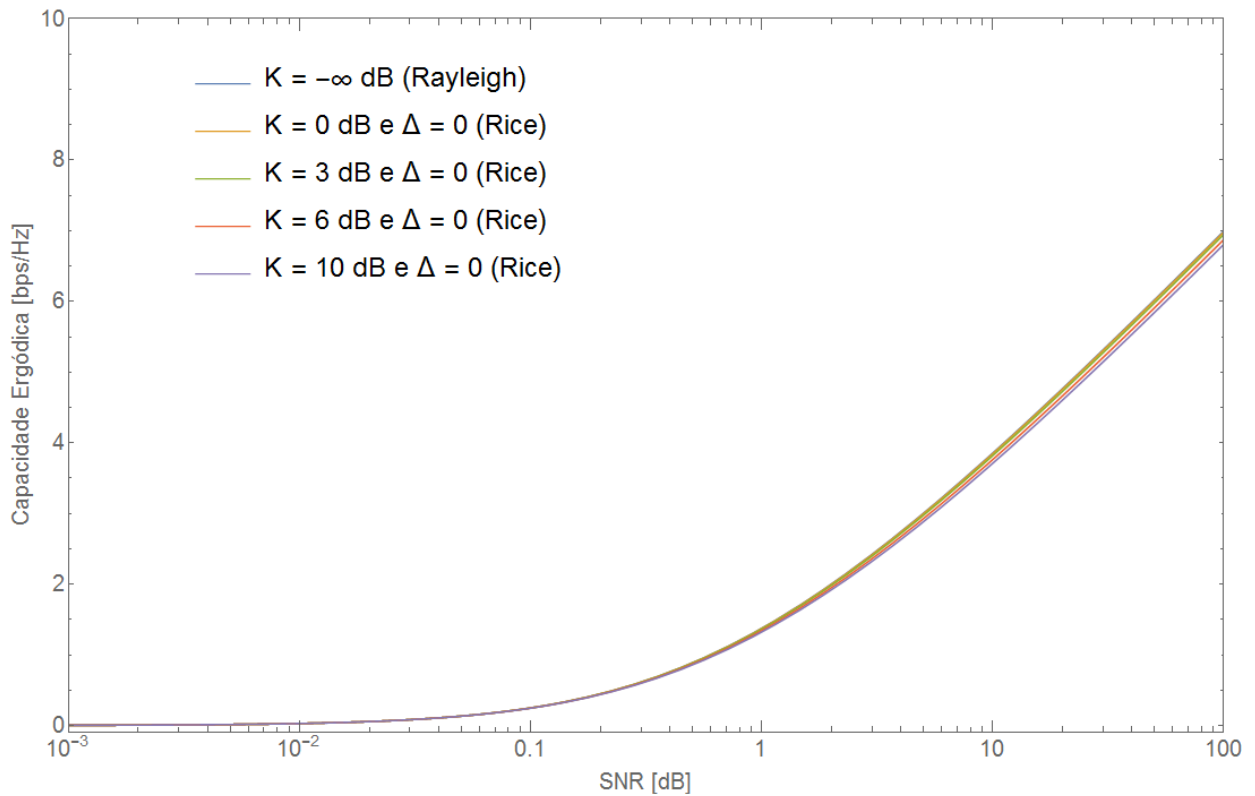


Figura 3.8: Capacidade ergódica com diferentes valores de Δ e $K = 0$ dB

o parâmetro Δ para a capacidade ergódica. Dessa forma, a capacidade ergódica para diferentes valores de K e Δ é apresentada na Figura 3.10.

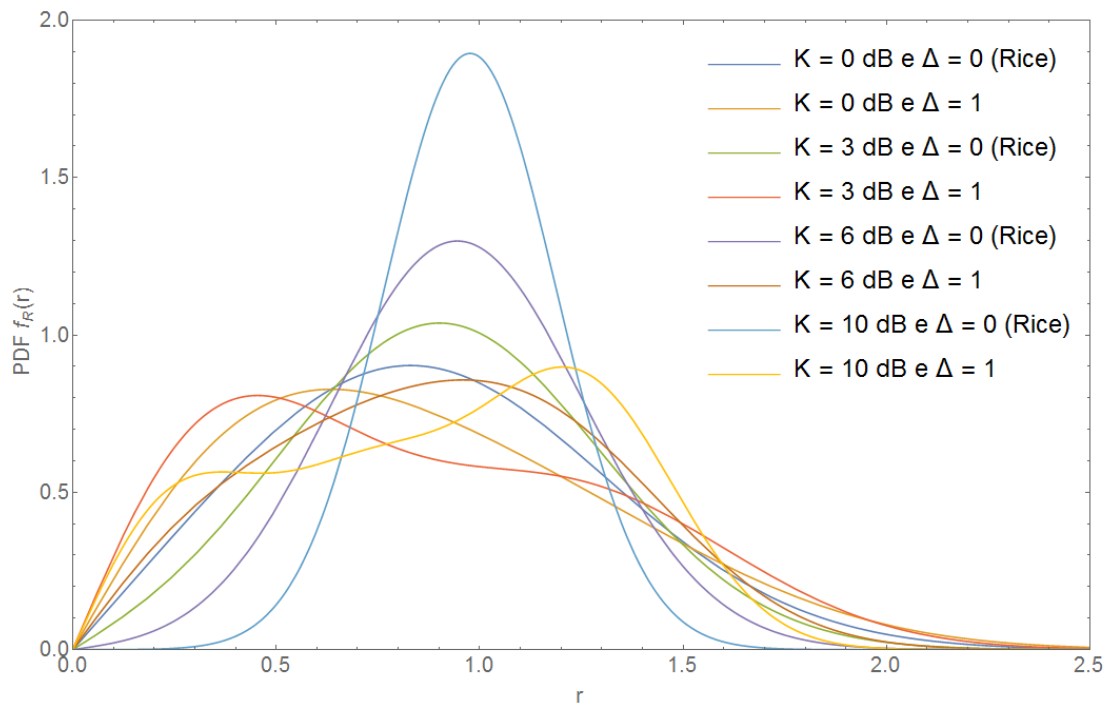


Figura 3.9: TWDP PDF para valores distintos de K e Δ

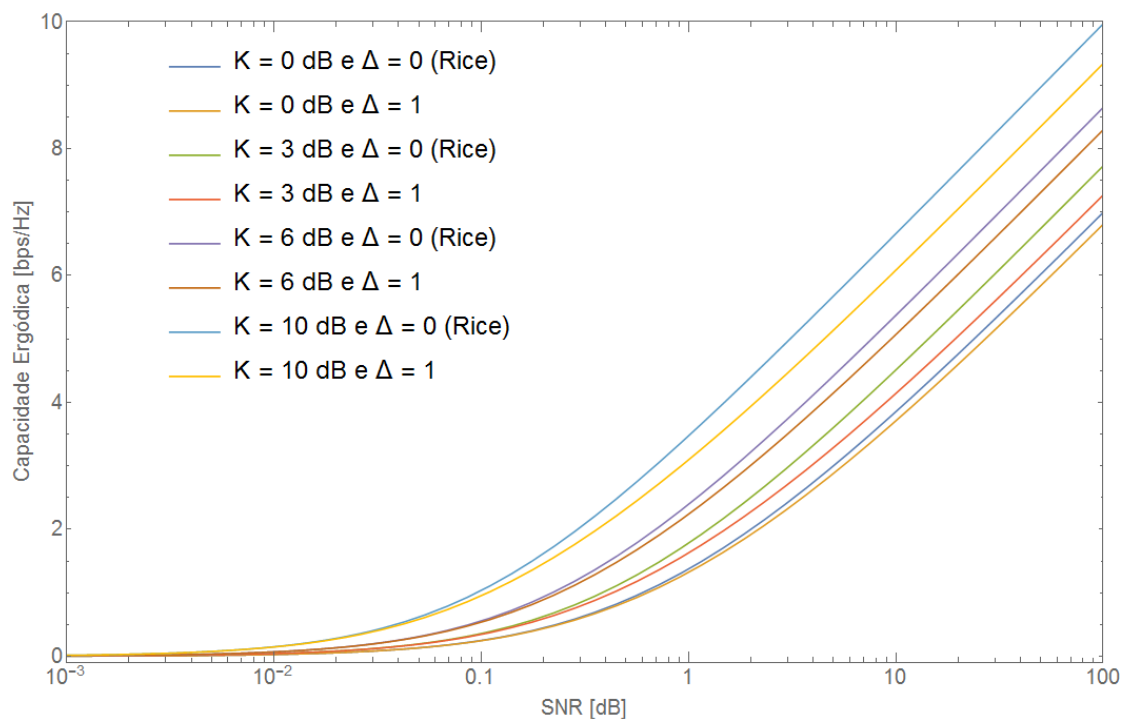


Figura 3.10: Capacidade ergódica para TWDP com diferentes valores de K e Δ

Em síntese, para os sistemas de comunicação celular por ondas milimétricas, cujo desvanecimento segue uma PDF de TWDP, são esperadas capacidades um pouco inferiores ao desvaneci-

mento de Rice. Essa diferença é dada apenas pelo parâmetro Δ , supondo um parâmetro K igual para os dois cenários e uma mesma relação sinal-ruído. Entretanto, conforme observado na Figura 3.10, essa diferença não é alta. Por outro lado, a capacidade ergódica apresentada é dada em *bits por Hertz*, o que significa que quanto maior a banda utilizada na transmissão melhor será a taxa final de dados no canal. Esse fator obviamente favorece o uso de ondas milimétricas, cuja banda de transmissão é muito superior à de sistemas celulares atuais.

3.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as capacidades do canal para ondas milimétricas, principalmente suas vantagens e desvantagens em relação às tecnologias presentes no mercado. É evidente que, com a banda disponível em ondas milimétricas, as taxas de transmissão de dados serão superiores às fornecidas atualmente para os usuários. Entretanto, a utilização de ondas milimétricas limita o raio de cobertura da célula por volta de 100 a 200 metros. Ou seja, é coerente dizer que a atual infraestrutura de telefonia móvel não está adequada para esta faixa de frequência.

Quanto às características estatísticas do canal, a capacidade ergódica demonstra que o principal fator é a relação entre a potência das componentes principais sobre a potência das componentes difusas. Ou seja, em cenários com linha de visada, é provável que este fator seja alto e que a qualidade do sinal seja suficiente para garantir a taxa de dados desejada. Entretanto, para cenários sem linha de visada, este fator dependerá dos multipercursos do sinal por meio de reflexões e espalhamentos, podendo isto não ser suficiente para garantir a taxa necessária de transmissão de dados.

Dessa forma, todas essas propriedades convergem para sistemas de curto alcance, partindo para soluções em picocélulas e femtocélulas. Essa solução é interessante pois viabiliza altíssimas taxas de transmissão, mitiga interferência do sinal e vai ao encontro das novas tendências do mercado, como por exemplo *Internet das Coisas* e redes veiculares.

Capítulo 4

Predição de cobertura em ondas milimétricas

Com o objetivo de apresentar as divergências entre os atuais sistemas de telefonia móvel e as futuras redes de tecnologia 5G em ondas milimétricas, este trabalho contempla uma comparação de predições de cobertura do sinal para esses dois cenários. Para a simulação de cobertura será utilizado o *software* CelPlanner, cujas configurações e principais características são descritas no item a seguir.

4.1 Configurações do *software* CelPlanner

O CelPlanner é uma ferramenta computacional de planejamento de sistemas sem fio que permite realizar análises, dimensionamentos e projetos na área de telecomunicações. Trata-se de um produto da *CelPlan*, empresa brasileira que presta serviços na área de rádio frequência para o mercado de telecomunicações. O *software* CelPlanner foi cedido à Universidade de Brasília para fins educacionais e será utilizado neste trabalho para realizar a predição de cobertura para o sinal LTE em 2.5 GHz e para ondas milimétricas em 28 GHz.

O *software* utilizado encontra-se atualmente na versão 12.61 e é completo para projetos de sistemas sem fio nas frequências mais utilizadas hoje no mercado, abaixo de 10 GHz. Entretanto, como o interesse por ondas milimétricas é recente e não há ainda modelos específicos para esta faixa de frequência, os aspectos comentados no capítulo 3 serão inseridos de forma indireta no software. Ou seja, a predição de cobertura apresentada neste trabalho para ondas milimétricas não deve ser utilizada como referência para projetos reais, mas sim apenas para mostrar a diferença de cobertura de ondas milimétricas e as suas dificuldades de implementação.

As predições serão simuladas com 170 estações rádio-base (ERBs), em posições geográficas correspondentes às suas posições reais no Distrito Federal. Cada ERB será dividida em três setores, cujas configurações de rádio e características de antenas serão distintas para LTE 2.5 GHz e ondas milimétricas. Alguns parâmetros gerais do programa, entretanto, serão iguais para ambos

os cenários. Dentre eles, encontram-se os seguintes parâmetros que merecem destaque:

- Fator de curvatura da terra no valor de 1.333;
- Disponibilidade de serviço requerida igual a 99,90%;
- Distribuição Gaussiana para cálculo da atenuação (corpo humano e penetração em edifícios);
- Fator de atenuação média igual a 3 e desvio padrão 0 para o corpo humano;
- Fator de desvio padrão igual a 2 e desvio padrão 1 para penetração;
- Altura da antena na transmissão no valor de 30 metros.

Quanto às características de desvanecimento do canal, os itens desvanecimento e desvanecimento por multipercurso são iguais para os dois cenários. Entretanto, para ondas milimétricas, o desvanecimento por sombreamento foi desativado. Isso porque, conforme apresentado no capítulo anterior, o sinal em ondas milimétricas não propaga fielmente por meio de difração mas sim por multipercursos. As características de desvanecimento configuradas seguem a Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Configurações de Desvanecimento

Desvanecimento	
Fator de atenuação de área	35 dB/Dec
Probabilidade de cobertura	90 %
Universo da probabilidade	Edge
Fator de correlação intracélula	0.9
Fator de correlação intercélula	0.3
Desvanecimento por Multipercurso	
Distribuição	Ricean
Fator K	Predição (Morfologia)
Desvanecimento por Sombreamento - 2.5 GHz	
Distribuição	Log-Normal
Desvio padrão	1 dB

A Tabela 4.2 mostra as configurações da CPE que, neste caso, representa o rádio do terminal móvel (celular). Para ambos os cenários foram utilizadas as mesmas configurações. Além disso, um aspecto muito importante para o cenário de ondas milimétricas é a possibilidade de configurar o MIMO, configuração não explorada neste trabalho.

Além desses, o programa CelPlanner permite ajustar as configurações de rádio de cada serviço. Para este trabalho, a tecnologia LTE é utilizada nos dois cenários apresentados. Entretanto, a largura de banda para o LTE é de 10 MHz, tanto para o rádio da Estação Rádio Base quanto para o terminal CPE, assim como as possíveis modulações, de acordo com a Tabela 4.3. Para ondas milimétricas, a largura de banda é evidentemente superior aos 10 MHz configurados na simulação, entretanto este aspecto não altera a potência do sinal recebido, mas apenas à taxa de transmissão

Tabela 4.2: Configurações da CPE

Altura da antena	1.5 metros
Ganho nominal	0 dBd
Fator de polarização cruzada	20 dB
Potência máxima de transmissão	0.199 W
Ganho relativo de transmissão	0 dB
Perdas relativas de transmissão	1 dB
Ganho relativo de recepção	0 dB
Perdas relativas de recepção	1 dB

de dados que o usuário poderia usufruir. Dessa forma, para a análise de cobertura do sinal, a banda do sinal de 10 MHz não implica em efeito significativo. Por último, considera-se que o menor nível para que haja comunicação aceitável é de -100 dBm, abaixo deste valor configura-se uma região sem cobertura.

Tabela 4.3: Configurações de Rádio

Tipo	BTS	CPE
Largura de Banda	10 MHz	10MHz
Modulação	QPSK	QPSK
	16QAM	16QAM
	64QAM	64QAM
Modo	FDD	FDD
Potência Mínima	0.001 W	0.001 W
Potência Máxima	40 W	1 W

Além do ajuste dos parâmetros do sistema, é preciso escolher as antenas de transmissão para o LTE em 2.5 GHz e para ondas milimétricas. As antenas e seus respectivos diagramas de radiação estão apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2. A antena utilizada em 2.5 GHz não está presente no banco de dados do CelPlanner, portanto foi escolhida de um site de fabricantes em arquivos próprios para o CelPlanner. Este modelo foi utilizado para medições de campo em [16].

A frequência de operação prática desta antena é de 700 MHz a 810 MHz, com ganho nominal de 14.4 dBd e dimensão de 2.45 metros. A faixa de 2.5 GHz não está contida na faixa de operação citada, mas isto não prejudica os resultados, visto que no *software* a frequência de operação é escolhida de forma manual.

Para a transmissão em ondas milimétricas, utilizou-se uma antena já inclusa no programa CelPlanner, presente na Figura 4.2. Como o objetivo neste trabalho é mostrar a diferença de propagação do sinal em 28 GHz, manteve-se o uso de três antenas por ERB, de acordo com a setorização de 120 graus. É interessante notar a diferença de tamanho entre as antenas em 2.5 GHz e em ondas milimétricas, tendo esta última apenas 10 centímetros.

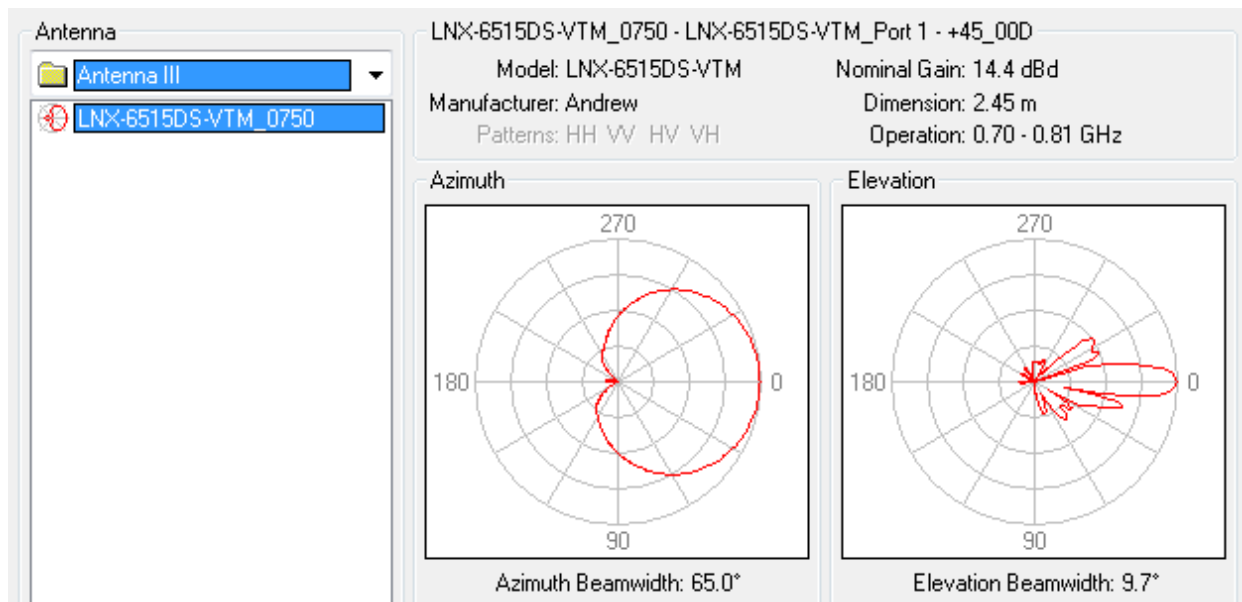


Figura 4.1: Antena para LTE 2.5 GHz [17]

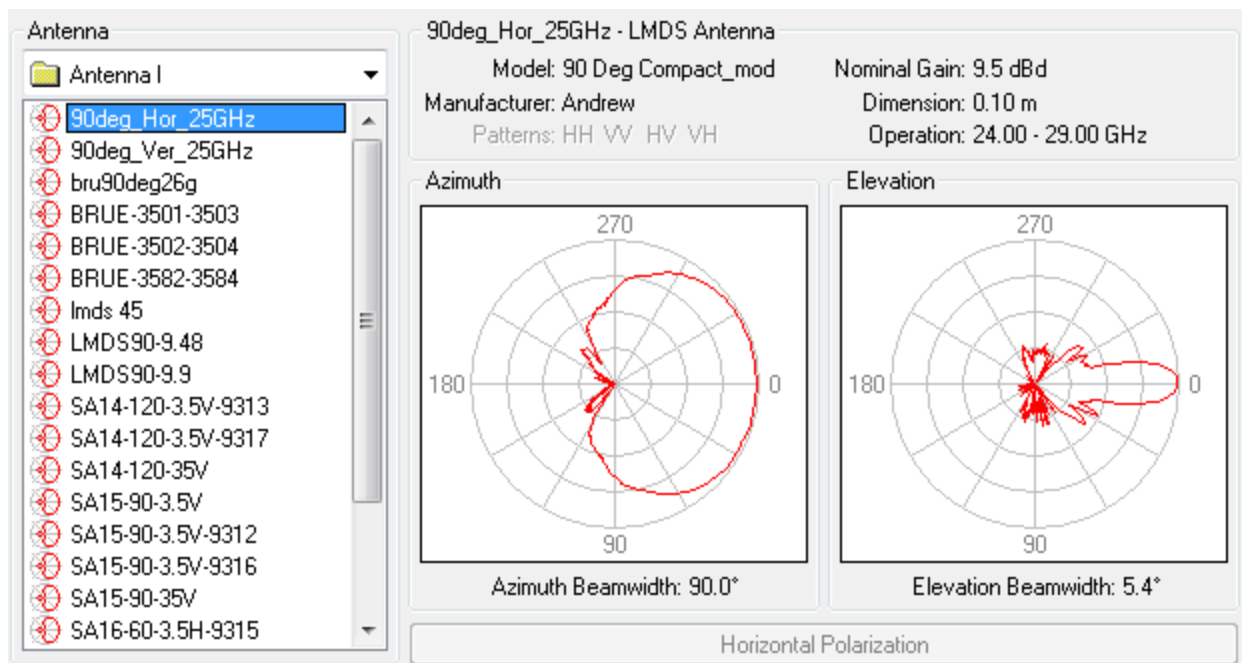


Figura 4.2: Antena para ondas milimétricas [17]

Por fim, o local de estudo deste trabalho foi a cidade de Brasília, na região do Plano Piloto, apresentada na Figura 4.3. Vale ressaltar que os cenários são apresentados neste enquadramento.



Figura 4.3: Região de Brasília para predição de cobertura [17]

4.2 Configurações do enlace

Após a configuração das características gerais para a simulação, é necessário configurar os parâmetros específicos para cada cenário. Dentre eles encontra-se a configuração da célula, especificamente os parâmetros referentes a um dos três setores existentes de uma ERB. Tais setores são espaçados, preferencialmente, de 120 graus entre si.

Para a célula LTE em 2.5 GHz as configurações da célula são apresentadas na Figura 4.4. As coordenadas da ERB são inseridas de acordo com os dados de geolocalização. Para cada setor, configuram-se os seguintes parâmetros:

- Ângulo azimute de acordo com a setorização, podendo assumir os valores de 0, 120 e 240 graus.
- O modo de polarização Vertical para transmissão e recepção.
- Altura da antena igual a 30 metros.
- O modelo de antena LNS - 6515DS - VTM_0750, da empresa CommScope.
- Frequência de operação em 2.5 GHz.
- Raio de alcance máximo igual a 10 Km.
- Modelo de predição ITU-R P.1812-1.

Figura 4.4: Configuração da Célula de 2.5 GHz [17]

Além disso, os demais dados referentes ao balanceamento de enlace são configurados de acordo com a Figura 4.5. Estes dados são fundamentais para definir a EIRP de cada setor. Para a célula de 2.5 GHz, os seguintes parâmetros foram configurados:

- Potência de saída do amplificador do transmissor é igual a 40W, pois o rádio comercial utiliza esse valor na prática.
- A potência do sinal de referência é calculada pelo programa e seu valor é dado por 18.24 dBm.

- Os ganhos na transmissão são de 0 dB.
- As perdas na transmissão são de 0 dB.
- As perdas por cabo no valor de 4 dB a cada 100 metros.
- O comprimento do cabo de 10 metros, considerando que o rádio esteja próximo da antena junto à torre de sustentação.
- As perdas por conectores de 0.5 dB e a quantidade de conectores igual a 4, dois conectando o rádio ao cabo e dois conectando o cabo à antena, tanto na transmissão quanto na recepção.
- O ganho da antena ajustado manualmente em 15.8 dBd, tanto na recepção quanto na transmissão.
- A potência de saída do receptor de 0.199W.
- Os ganhos na recepção são de 3 dB.
- Não há perdas na recepção.
- A potência efetivamente radiada calculada em 59.4 dBm.

Para o segundo cenário em 28 GHz, apenas algumas mudanças foram efetuadas. As posições das ERBs foram mantidas, assim como seus valores de azimute e altura das antenas. Obviamente, a antena foi adaptada para o uso em 28 GHz, utilizando o modelo 90deg_Hor_25GHz. O raio de alcance máximo da célula foi configurado em 200 metros. Dessa forma, o sinal será cortado quando atingir essa distância, independente de sua potência. Devido ao alcance máximo da célula de 200 metros, foi configurado tilt nas antenas de transmissão de 9 graus, justificado pela necessidade de antenas diretivas para esta faixa de frequência. O ângulo de tilt representa a inclinação da antena em relação ao eixo vertical. Dessa forma, ao configurar um tilt de 9 graus, a antena é levemente inclinada para o solo. Por último, o modelo de predição utilizado foi "*LOS+*", e será melhor explicado no item 4.3. A Figura 4.6 apresenta as configurações mencionadas.

Quanto ao balanceamento de enlace de ondas milimétricas, algumas mudanças foram realizadas:

- Número de conectores igual a 2. Isso porque o rádio e a antena se unem em um mesmo aparelho.
- Ganho na transmissão e na recepção igual a 10 dBd.
- A potência efetivamente radiada calculada em 54.6 dBm.

O valor de ganho na transmissão foi alterado sutilmente para ajustar a potência efetivamente radiada, ficando de acordo com os estudos realizados em [5]. Assim, a Figura 4.7 apresenta os parâmetros configurados.

Tx Parameters		Rx Parameters	
Amplifier Output Power (W):	40.00	Subscriber Output Power (W):	0.199
<input checked="" type="checkbox"/> Reference Signal Power (dBm):	18.24	Base Antenna Rx Gain (dBd):	15.8
Transmission Gains (dB):	0	Reception Gains (dB):	3
Transmission Losses (dB):	0	Reception Losses (dB):	0
Cable Loss (dB/100 m):	4	Connection Loss (dB):	0.5
Cable Length (m):	10	Number of Connections:	4
Connection Loss (dB):	0.5	Cable Loss (dB/100 m):	4
Number of Connections:	4	Cable Length (m):	10
Base Antenna Tx Gain (dBd):	15.8		

MIMO Parameters			
Number of Tx Antennas:	2	Number of Rx Antennas:	2
Correlation:	Negligible	Correlation:	Negligible

Beamforming	
Number of Tx Antenna Elements:	1
Number of Rx Antenna Elements:	1

Effective Radiated Power:	875.1 W (59.4 dBm)	dBm
---------------------------	--------------------	-----

Service Class:	Power Balance
<input checked="" type="radio"/> Class 1	Power Balance Factor (dB): 20.0
	Suggested Sector Output Power (W): 0.397
	Suggested Subscriber Output Power (W): 0.199

Figura 4.5: Balanceamento de enlace da Célula de 2.5 GHz [17]

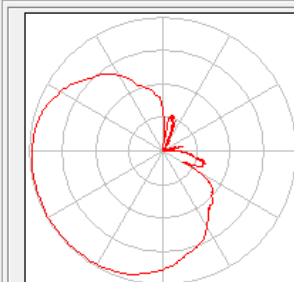
Cell: Cell0406 Latitude: 15° 46' 47.73" S Longitude: 047° 52' 27.83" W Name:	Type: Standard Donor: Cell0340 Prediction Overlay Code: 00	<input checked="" type="checkbox"/> Active Phase: Phase 1 Area: Area 1
eNB: BTS0001 S-GW: BSC01 PDN-GW: MSC01	Resolution ("): 0.1 <input checked="" type="checkbox"/> Radius (Km): 0.2	<input type="checkbox"/> F01 <input type="checkbox"/> F02 <input type="checkbox"/> F03 <input type="checkbox"/> F04 <input type="checkbox"/> F05 <input type="checkbox"/> F06 <input type="checkbox"/> F07 <input type="checkbox"/> F08
<input checked="" type="checkbox"/> Power From Link Budget <input type="checkbox"/> Neighbor System Cell <input type="checkbox"/> Override Terrain Altitude (m): 0	Model: IX-LOS+ Parameters: Prd 1 Adjustments: Adj 1	
Antenna Azimuth (°TN): 0 Antenna Down Tilt (°): 9 Antenna Height (m): 20 Antenna Polarization (Tx/Rx): V V Antenna: 90deg_Hor_25GHz	ECGI PLMN ID MCC MNC ECI 000 000 000000 eNB ID Cell ID 000000 000	
Frequency (GHz): UD 28 ER Power (W): 289.8 Margin (dB): 0 Add Noise Rise Dw/Up (dB): 0 0	Tracking Area ID MCC MNC TAC 000 000 00000 Physical Cell ID PCI PSS ID SSS ID 000 000 000	

Figura 4.6: Configuração da Célula de 28 GHz [17]

Tx Parameters Amplifier Output Power (W): 40.00 <input checked="" type="checkbox"/> Reference Signal Power (dBm): 18.24 Transmission Gains (dB): 0 Transmission Losses (dB): 0 Cable Loss (dB/100 m): 4 Cable Length (m): 10 Connection Loss (dB): 0.5 Number of Connections: 2 Base Antenna Tx Gain (dBd): 10	Rx Parameters Subscriber Output Power (W): 0.199 Base Antenna Rx Gain (dBd): 10 Reception Gains (dB): 3 Reception Losses (dB): 0 Connection Loss (dB): 0.5 Number of Connections: 2 Cable Loss (dB/100 m): 4 Cable Length (m): 10
MIMO Parameters Number of Tx Antennas: 2 Correlation: Negligible Number of Rx Antennas: 2 Correlation: Negligible	
Beamforming Number of Tx Antenna Elements: 1 Number of Rx Antenna Elements: 1	
Effective Radiated Power: 289.8 W (54.6 dBm) dBm	
Service Class: <input checked="" type="radio"/> Class 1	Power Balance Power Balance Factor (dB): 20.0 Suggested Sector Output Power (W): 0.397 Suggested Subscriber Output Power (W): 0.199

Figura 4.7: Balanceamento de enlace em 28 GHz [17]

4.3 Configurações dos modelos de propagação

Com os parâmetros configurados de acordo com o Item 4.2, a predição de cobertura das ERBs é efetuada. Neste tópico, o objetivo é descrever a diferença do sinal transmitido por uma ERB, escolhida de forma aleatória, nos dois cenários propostos. Dessa forma, é possível entender os resultados obtidos posteriormente quando o cenário completo for apresentado.

O primeiro cenário descreve a cobertura de uma ERB localizada entre as quadras 201 e 202 norte. É possível ver na Figura 4.8 a cobertura desta ERB, limitada a 200 m, com a frequência de transmissão em 28 GHz. O receptor móvel encontra-se a 1.5 metros de altura em relação ao solo. Dessa forma, quando o receptor se encontra atrás de prédios, sem linha de visada, o sinal em 28 GHz não consegue cobrir aquela região e portanto caracteriza-se como uma região de sombra.

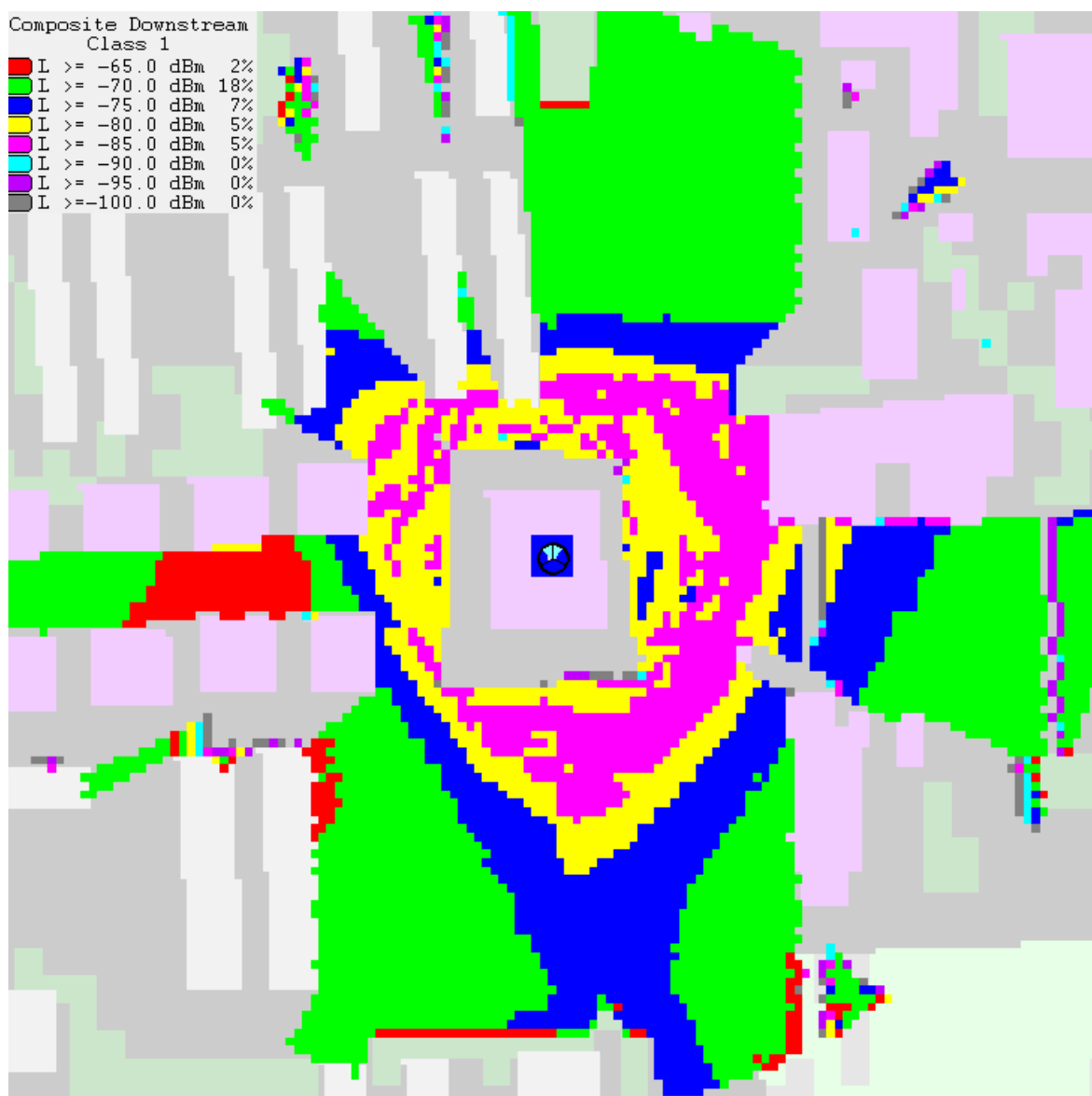


Figura 4.8: Predição de cobertura para ERB em 28 GHz [17]

Por meio da Figura 4.8 é possível notar a dificuldade que o sinal em 28 GHz possui para cobrir regiões sem linha de visada. O principal mecanismo de propagação que permite essa cobertura em 2.5 GHz é a difração, mecanismo pouco presente para ondas milimétricas. A diferença de cobertura é grande para ondas milimétricas e torna-se um fator limitante para esta faixa de frequência. A Figura 4.9, por sua vez, apresenta a predição de cobertura de uma ERB em 2.5 GHz limitado a 200 metros. Na prática, o alcance máximo de cobertura dessa faixa de frequência é maior do que 200 metros, mas foi limitado a essa distância, apenas nesta figura, para facilitar a comparação entre os dois cenários.

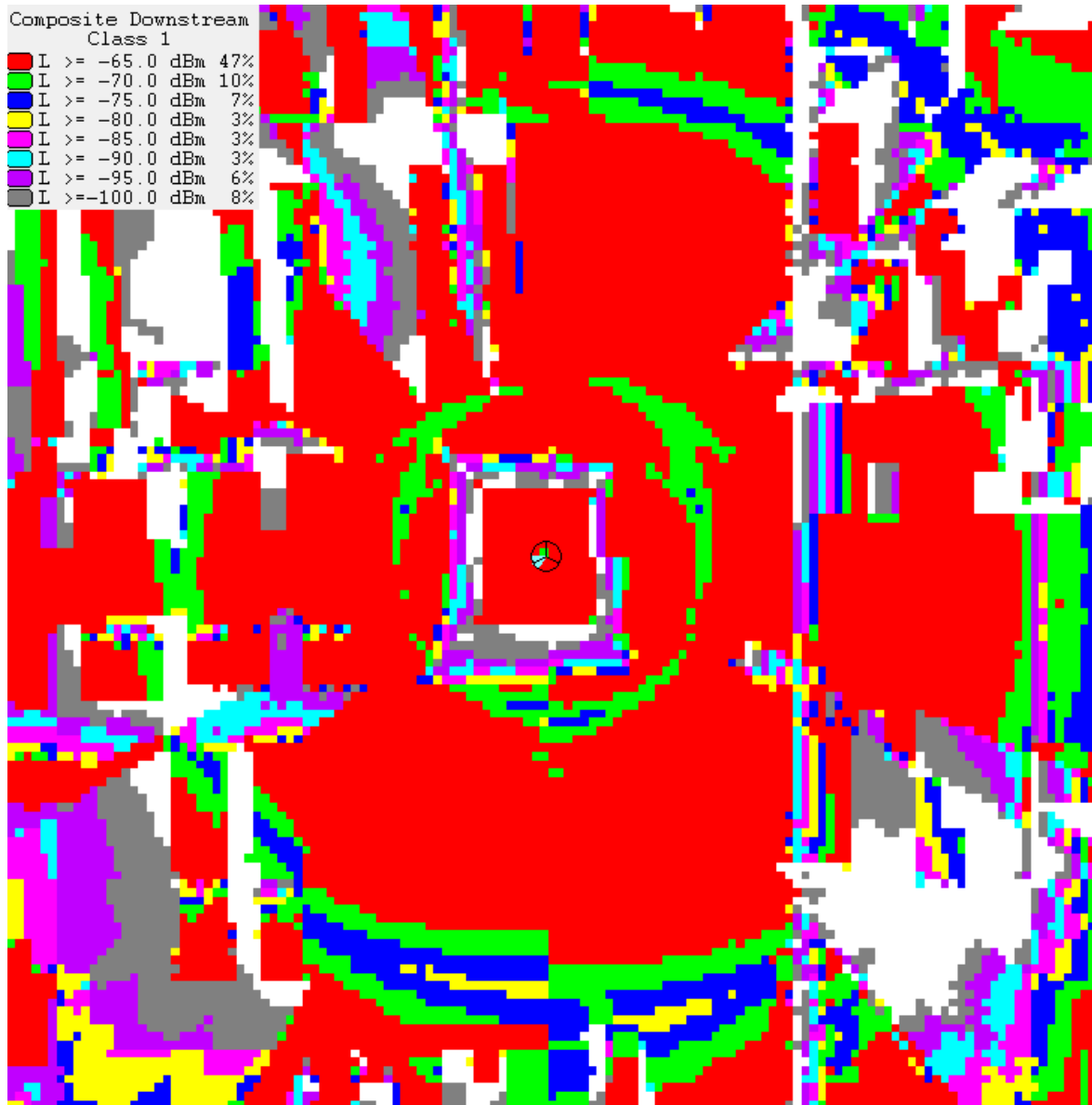


Figura 4.9: Predição de cobertura para ERB em 2.5 GHz [17]

No cenário de 2.5 GHz ainda há regiões de sombra, onde não há linha de visada e o mecanismo de difração não foi suficiente para garantir cobertura naquela localidade. Entretanto, é visível que esta porcentagem é bastante inferior se comparado ao cenário de ondas milimétricas. Além disso, como o alcance do sinal em 2.5 GHz é razoavelmente grande, essas regiões de sombra existentes na

Figura 4.9 podem ser cobertas por outras ERBs existentes ao redor. Por outro lado, esse cenário não é verdade para ondas milimétricas, dado seu curto alcance.

Esta diferença de cobertura pode ser explicada por meio dos modelos de propagação utilizados no programa CelPlanner. Para a faixa de frequência de 2.5 GHz, o modelo utilizado foi o ITU-R P.1812-1, explicado no item 2.2.1.1, e para ondas milimétricas foi utilizado o modelo LOS+. Este modelo é igual ao modelo de Friis quando se considera a perda de percurso sendo 20 dB/dec e sem difração. Entretanto, é possível variar o valor da perda de percurso em função da distância e considerar ou não a difração, de acordo com o fator de difração. O fator de difração varia de 0 a 2, sendo que no valor máximo o sinal sofre 6 dB de perda por difração. Dada essas características, a Figura 4.10 apresenta as configurações utilizadas na predição de cobertura. O fator de difração utilizado foi de 1.6, aumentando bastante a perda do sinal por difração. Além disso, é possível selecionar quais tipos de estruturas e cenários do meio o sinal interpretará como obstáculo. Para ondas milimétricas, configurou-se todos os prédios, casas, comércio e vegetação densa como obstáculo para o sinal, conforme Figura 4.10.

Model: IX - LOS+		Type	Terrain Type Description	Obstruction/Diffraction
<input checked="" type="checkbox"/>	00	Water		<input checked="" type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	01	Low vegetation		<input type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	02	Medium vegetation		<input type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	03	Dense vegetation		<input checked="" type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	04	Suburban Area		<input checked="" type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	05	Urban Area		<input checked="" type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	06	Dense Urban Area		<input checked="" type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	07	Predios		<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	08	Comercial		<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	09			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	10			<input type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	11	Quadra 900		<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	12			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	13			<input type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/>	14	Comercial		<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	15			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	16			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	17			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	18			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	19			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	20			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	21			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	22			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	23			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	24			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	25			<input type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/>	26			<input type="checkbox"/>

Path Slope (dB/Dec): 22
 Diffraction Diffraction Factor: 1.6

Figura 4.10: Configurações utilizadas para modelo de propagação LOS+ [17]

A seguir, nas Figuras 4.11 e 4.12, é possível verificar a potência do sinal recebida pela distância entre transmissor e receptor. A potência apresentada considera o receptor em cada ponto do caminho e, por meio da sua zona de fresnel, determina a qualidade do sinal nesta localidade. Comparando-se os dois cenários, é possível observar algumas características distintas. Primeiramente, de acordo com os parâmetros configurados, apesar da potência efetivamente radiada da ERB em 28 GHz ser apenas alguns dBs inferiores à potência efetivamente radiada em 2.5 GHz, a

potência do sinal em 28 GHz é bastante inferior nas distâncias iniciais. Isso ocorre pois a antena utilizada para 28 GHz é muito mais diretiva do que a antena utilizada em 2.5 GHz. Como o tilt utilizado foi de 9 graus, as distâncias logo abaixo da antena não possuem a mesma qualidade do sinal.

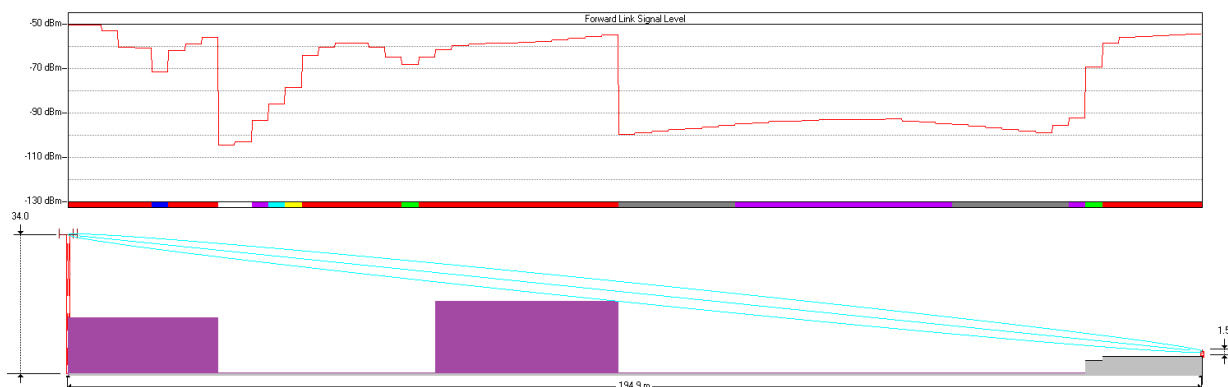


Figura 4.11: Potência recebida no enlace de descida em 2.5 GHz [17]

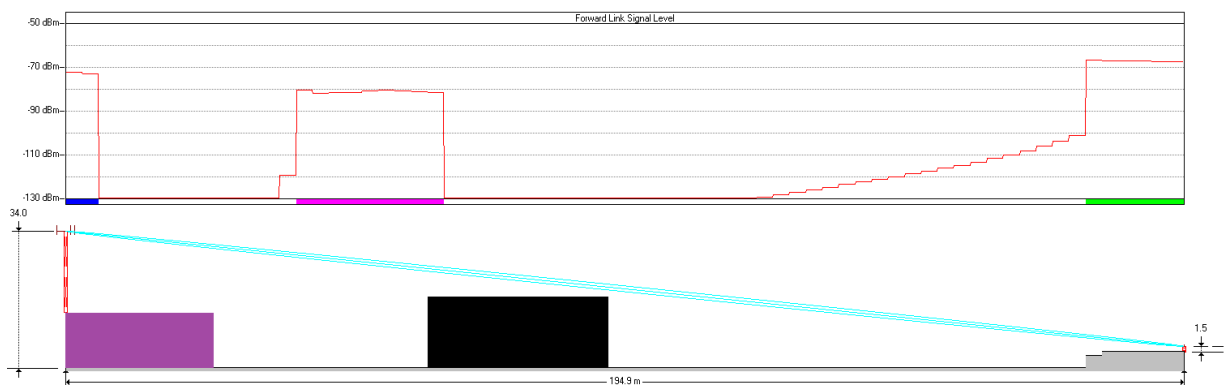


Figura 4.12: Potência recebida no enlace de descida em 28 GHz [17]

Além disso, é visível o impacto que o mecanismo de difração possui para cobrir regiões sem linha de visada. Este mecanismo é substituído por reflexões e espalhamentos para ondas milimétricas, porém as perdas por estes mecanismos são bastante superiores às perdas da difração. Assim, as regiões de sombra entre prédios podem apresentar certo nível de sinal dependendo das características do meio, como por exemplo o ângulo de incidência do sinal nas superfícies dos prédios e o material em que o sinal está refletindo.

Este cenário torna-se ainda mais delicado quando observa-se o enlace de subida, cuja potência de transmissão é limitada pelos dispositivos móveis. Nestas circunstâncias, as regiões de cobertura onde há sinal suficiente para a taxa de dados desejada se tornam ainda mais escassas. Além disso, conforme apresentado no item 2.3.1, o sinal em 28 GHz sofre grande atenuação pelos fenômenos climáticos, como chuva, granizo, entre outros. Dessa forma, regiões cujo sinal já encontrava-se nos limiares para comunicação se tornarão regiões sem cobertura. Assim, o problema da chuva em ondas milimétricas é de limitar ainda mais o alcance das células. Fica evidente para ondas milimétricas que os sistemas de comunicação devem ser inteligentes o suficiente para se adaptarem a estes cenários e mudarem seus parâmetros de transmissão.

4.4 Predição de cobertura

O cenário de cobertura na região de Brasília foi realizado de acordo com as características apresentadas no item anterior. As figuras das predições possuem uma legenda de cores que representam os diferentes níveis de sinal. Essa porcentagem indica, para cada nível de sinal, a quantidade de área relativa à área total com o nível de sinal em questão.

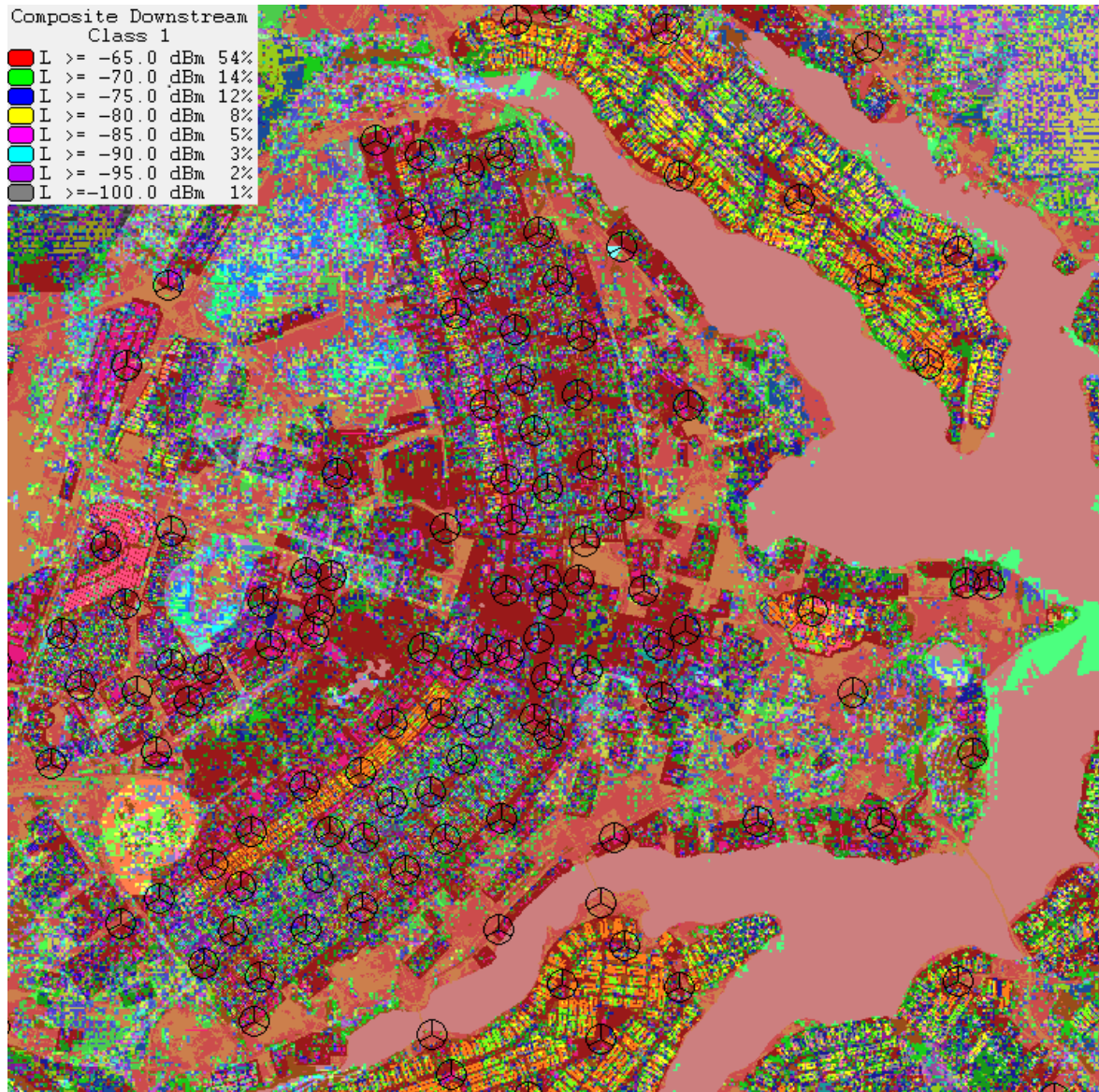


Figura 4.13: Predição de cobertura de Brasília para 2.5 GHz [17]

A predição de cobertura para o sinal LTE em 2.5 GHz pode ser observada na Figura 4.13. É possível perceber que uma grande parte do sinal, correspondente à 88%, está acima de -80 dBm. Além disso, fica evidente na figura que não existe muitas regiões de sombra, no qual os níveis do sinal estão abaixo de -100 dBm. Este valor na verdade corresponde a menos de 1% da região total.

Por outro lado, o cenário de ondas milimétricas é bem diferente. De fato, não é possível apresentar a predição em 28 GHz na mesma escala pois quase não há regiões de cobertura visíveis.

Assim, para visualizar estes cenários foi escolhida a região inicial da Asa Norte, a qual corresponde aproximadamente às regiões residenciais da altura da 202 até a 206 norte, no sentido vertical, e todas as regiões residenciais no sentido horizontal da figura.

Considerando esta região, a Figura 4.14 apresenta a predição de cobertura para seis ERBs em 28 GHz, limitadas a 200 metros. É evidente que o número de ERBs atuais não é suficiente para cobrir a área em questão na frequência de 28 GHz, não somente pelo alcance limitado, mas também por falta de nível de sinal dentro do raio de 200 metros.



Figura 4.14: Predição de cobertura no enlace de descida para 6 ERBs em 28 GHz [17]

Conforme mencionado anteriormente, o enlace de subida é ainda mais suscetível às regiões de sombra. Para as mesmas ERBs apresentadas na Figura 4.14, a Figura 4.15 apresenta o enlace de subida para as ERBs em 28 GHz. É possível perceber que as regiões cujo enlace de descida apresentava sinal inferior a -85 dBm tornaram-se regiões de sombra. Em cenários de chuva, a situação é pior ainda caso não haja adaptação da potência radiada.

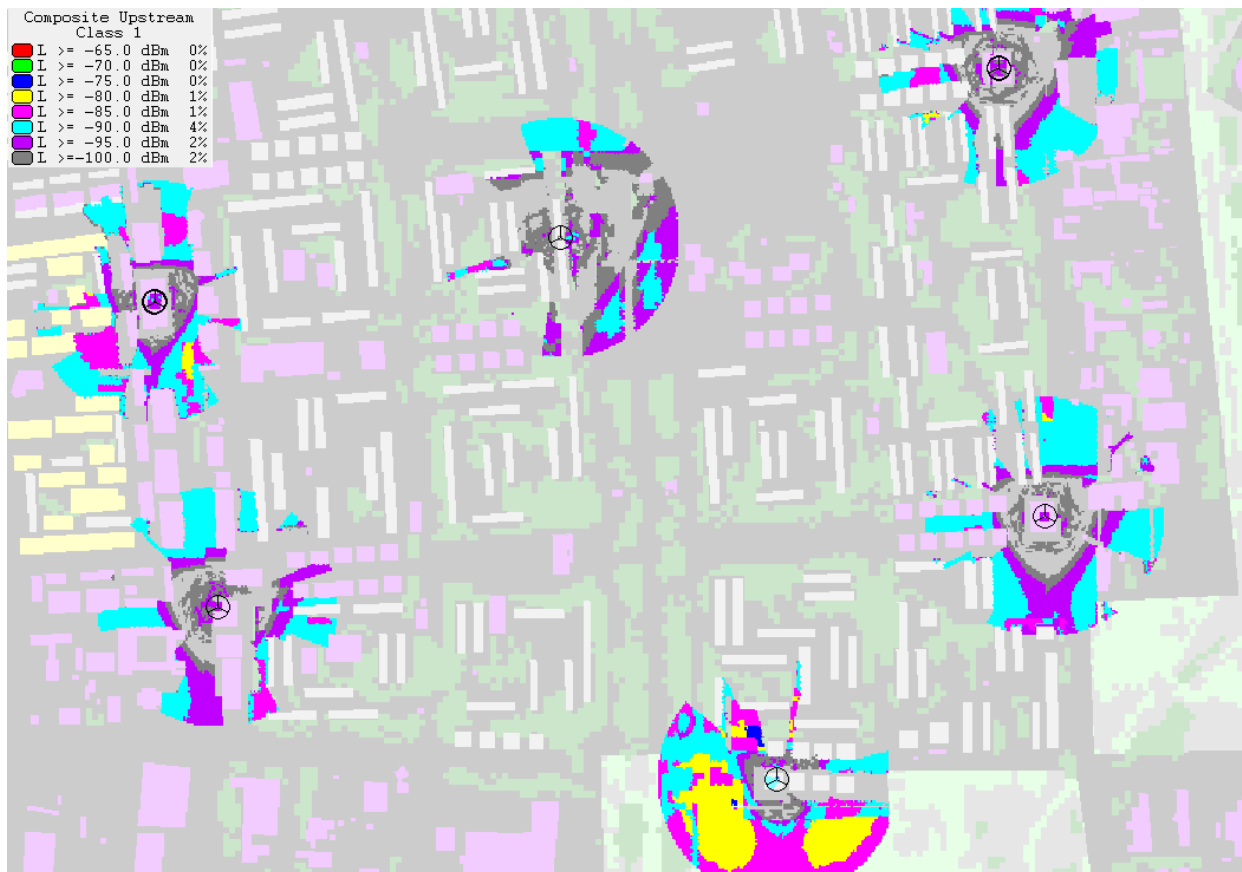


Figura 4.15: Predição de cobertura no enlace de subida para 6 ERBs em 28 GHz [17]

Por outro lado, com o auxílio da Figura 4.16, observa-se a diferença de cobertura para a faixa de frequência de 2.5 GHz. As regiões de cobertura representam menos de 1% das categorias e, além disso, este sinal quase não sofre atenuação pela chuva. Dessa forma, sob a visão de cobertura do sinal, o uso na faixa de 2.5 GHz é muito superior ao uso na frequência de 28 GHz.

Sob o aspecto de cobertura do sinal, é interessante reforçar o quão importante é o uso de antenas diretivas para ondas milimétricas. A setorização em 120 graus para uma ERB já apresenta grandes dificuldades de implementação. Assim, é fundamental para as futuras redes um estudo detalhado do ambiente para determinar as posições desejadas das antenas e suas configurações, como por exemplo o número de setorização de uma ERB, o ângulo de tilt utilizado nas antenas, a potência efetivamente radiada e outros fatores que impactam diretamente na cobertura do sinal.

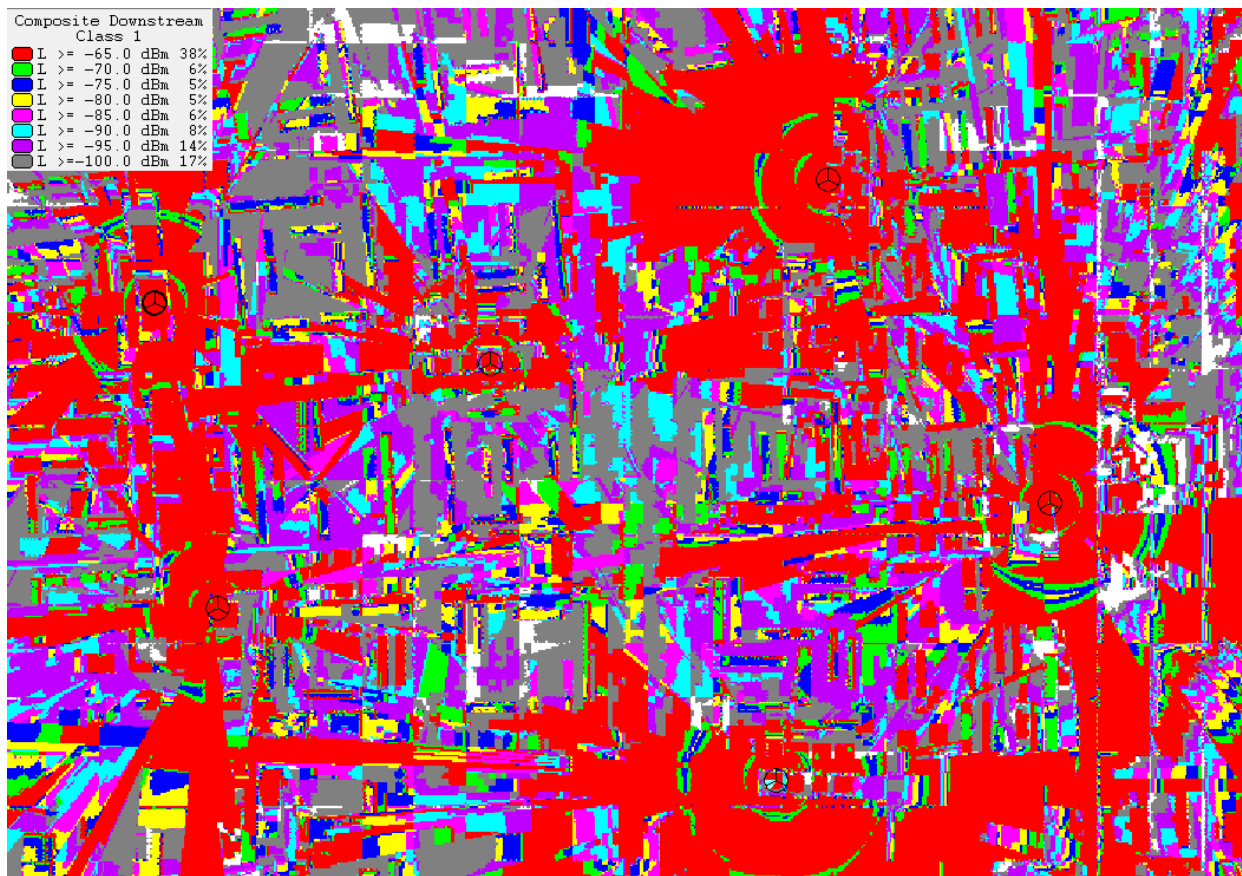


Figura 4.16: Predição de cobertura no enlace de descida para 6 ERBs em 2.5 GHz [17]

4.5 Proposta para ondas milimétricas

Conforme mencionado no capítulo 3, a capacidade do canal para ondas milimétricas é vantajosa dentro de algumas dezenas de metros. Visando incorporar esta característica juntamente com o alcance adequado da célula para ondas milimétricas, limitou-se o raio das células para 200 metros, conforme apresentado na Figura 4.14. Com essas características, verificou-se de forma clara que a infraestrutura existente para redes celulares em baixas frequências não é adequada para atender a demanda em ondas milimétricas. É evidente que, para garantir a mesma cobertura, o número de ERBs deve aumentar. Esse aspecto implica em vantagens e desvantagens. Quanto às vantagens, é possível citar, por exemplo, que, para um raio menor de cobertura, menos usuários serão atendidos na ERB e portanto haverá mais recurso por usuário, garantido assim as taxas de transmissão desejadas para esta frequência. Além disso, com uma distância menor de propagação do sinal, os atrasos serão menores para os terminais móveis. Por outro lado, haverá custos adicionais para implementação de novas ERBs e uma adaptação tecnológica tanto para as antenas quanto para os terminais para estas novas frequências, principalmente com a utilização de MIMO.

Partindo-se do cenário apresentado anteriormente, foram adicionadas manualmente novas ERBs para atender as regiões sem cobertura em ondas milimétricas. A posição das novas ERBs foi escolhida manualmente e sem muitos critérios rigorosos, considerando a instalação de antenas acima dos prédios e construções já existentes e limitando a sua altura em 35 metros. O resultado

está presente na Figura 4.17, na qual é possível perceber ainda uma quantidade razoável de regiões sem cobertura.

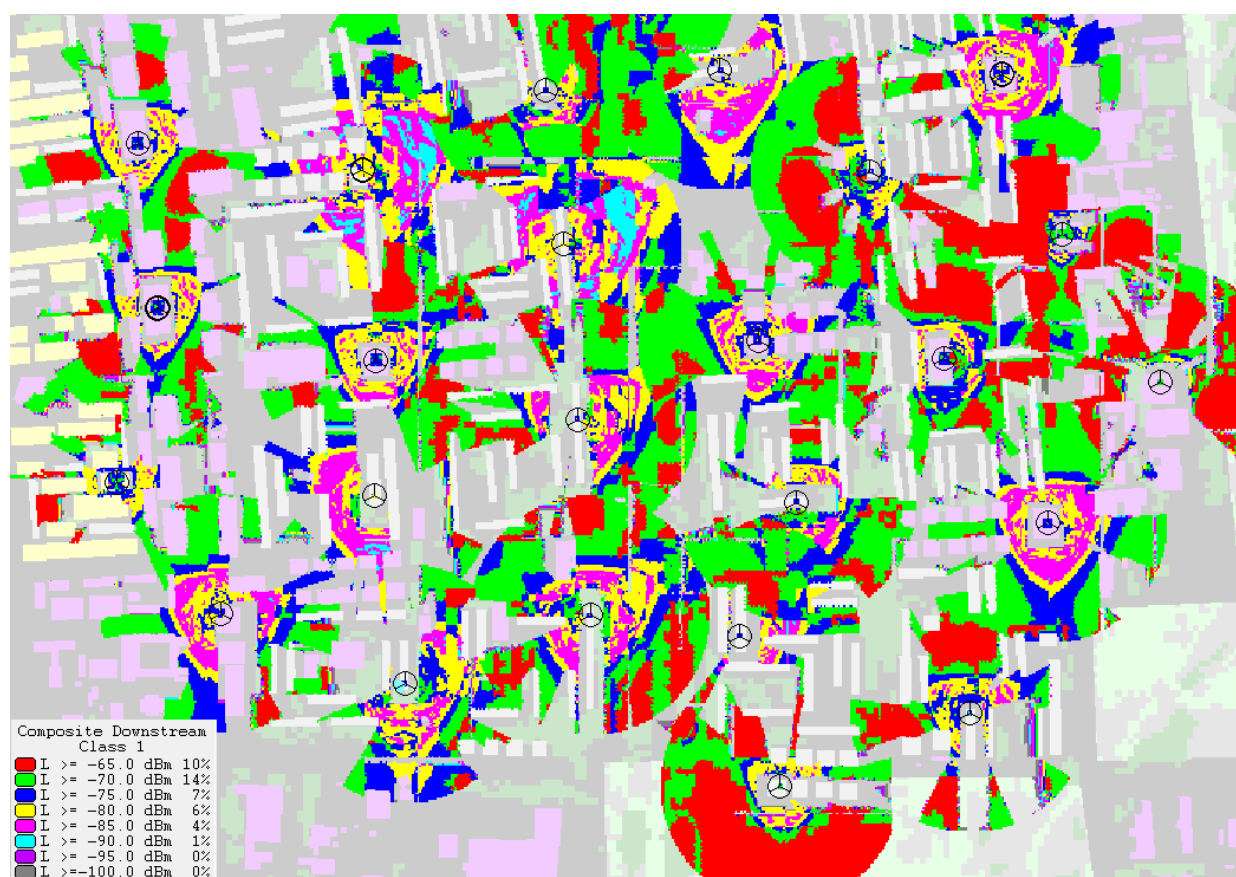


Figura 4.17: Proposta de cobertura em 28 GHz [17]

De fato, mesmo multiplicando-se o número de ERBs por um fator de 4, é difícil preencher as regiões sem cobertura com as características implementadas. O software CelPlanner não considera o sinal oriundo de multipercursos com o modelo de propagação utilizado, o que na prática poderia mitigar certas zonas de sombra. Entretanto, conforme apresentado neste capítulo, para as futuras redes celulares em ondas milimétricas, ainda é necessário muito estudo sobre os aspectos de propagação do sinal e propostas de implementação das futuras redes celulares de quinta geração.

4.6 Conclusão

A predição de cobertura presente na Figura 4.17 demonstra a grande dificuldade de implementação para ondas milimétricas, a qual depende muito do ambiente em questão. Para as futuras redes celulares nesta faixa de frequência, fica evidente que o uso de antenas diretivas é imprescindível e o número de ERBs deve ser muito superior ao número de ERBs necessário para as baixas frequências. Além disso, o ambiente em questão deve ser analisado cuidadosamente para escolher as configurações das antenas, como a posição geográfica, o ângulo de tilt e os parâmetros de transmissão do sinal.

Não somente os aspectos de infraestrutura, mas também a inteligência do sistema deve ser muito superior à dos sistemas de baixa frequência. O uso de MIMO, por exemplo, possui grande relevância para garantir a taxa de transmissão necessária. Esse aspecto exige maior processamento tanto nos dispositivos móveis quanto nas estações rádio-base. Além disso, como a cobertura de uma ERB é bastante limitada para ondas milimétricas, os eventos de *handover* devem ocorrer de forma muito mais frequente, exigindo que o sistema consiga trocar o usuário de ERB de forma veloz e ainda imperceptível. Por último, possuindo também muita importância para os sistemas em ondas milimétricas, o uso de antenas adaptativas a cenários de chuvas e aspectos climáticos são fundamentais para garantir uma boa cobertura do sinal e, ao mesmo tempo, evitar interferência entre as estações vizinhas.

Apesar de todas essas dificuldades de implementação, as vantagens oriundas de uma grande banda de transmissão garantem o interesse do mercado e da indústria de telecomunicações. De fato, os sistemas em ondas milimétricas exigem uma mudança radical na infraestrutura existente de redes celulares, entretanto tal mudança é necessária para atender a futura demanda dos usuários de dispositivos móveis.

Capítulo 5

Considerações Finais

Neste trabalho, foram apresentados os principais conceitos de ondas milimétricas, abordando os mecanismos de propagação mais presentes nesta faixa de frequência e seus efeitos na propagação do sinal. Para ondas milimétricas, dado o pequeno comprimento de onda, os mecanismos de propagação mais relevantes são distintos dos atuais sistemas de comunicação sem fio. Para baixas frequências, o mecanismo de difração possui grande relevância para a propagação do sinal, permitindo que haja cobertura em regiões sem linha de visada. Entretanto, este cenário não é válido para ondas milimétricas. Os principais mecanismos de propagação para esta faixa de frequência são a reflexão e o espalhamento.

Dessa forma, os desvanecimentos em pequena e larga escala são, por consequência, distintos também. Para o desvanecimento em larga escala, o modelo de Friis é adequado em cenários com linha de visada e com o expoente adaptado para 2.2, representando uma perda de 22 dB/dec. Por outro lado, para cenários sem linha de visada, o sinal recebido pelo dispositivo móvel será oriundo de multipercursos e possui uma atenuação muito superior comparado a cenários com linha de visada. Para o desvanecimento em pequena escala, o modelo estatístico que melhor descreve o sinal nesta faixa de frequência, de acordo com os autores em [5], é o *Two Wave with Diffusal Power - TWDP*. Neste trabalho, tal modelo foi analisado e comparado aos modelos de *Rayleigh* e de *Rice*, apresentando as suas principais divergências.

Quanto às capacidades do canal para ondas milimétricas, suas vantagens e desvantagens são apresentadas em relação às tecnologias presentes no mercado. É evidente que, com a banda disponível em ondas milimétricas, as taxas de transmissão de dados serão superiores às fornecidas atualmente para os usuários. Entretanto, a utilização de ondas milimétricas limita o raio de cobertura da célula por volta de 100 a 200 metros. Quanto às características estatísticas do canal, a capacidade ergódica demonstra que, de acordo com o modelo TWDP, o mais importante é a razão entre a potência das componentes principais e a potência das componentes difusas. Ou seja, em cenários com linha de visada, é provável que este fator seja alto e que a qualidade do sinal seja suficiente para garantir a taxa de dados desejada. Entretanto, para cenários sem linha de visada, esta razão dependerá dos multipercursos do sinal, podendo não ser suficiente para garantir a taxa necessária de transmissão de dados.

Assim, a partir das capacidades do canal, apresentou-se o fato das futuras redes de dados convergirem para sistemas de curto alcance, partindo para soluções de microcélulas, picocélulas e femtocélulas. Essa solução é interessante pois viabiliza altíssimas taxas de transmissão, mitiga interferência do sinal e vai ao encontro das novas tendências do mercado, como por exemplo *Internet das Coisas* e redes veiculares.

Após realizar estudos analíticos de ondas milimétricas, verificou-se o cenário de cobertura do sinal em 28 GHz para a região de Brasília, comparando os aspectos com o atual sistema 4G na frequência de 2.5 GHz. Para esta predição de cobertura, foi utilizado o programa CelPlanner, fornecido à UnB para fins educacionais. Como os estudos em ondas milimétricas são recentes, ainda não foram implementados no *software* os modelos adequados para esta faixa de frequência. Dessa forma, com os conceitos apresentados neste trabalho, os parâmetros do CelPlanner são configurados para formar o cenário mais próximo da realidade possível.

As predições de cobertura apresentadas demonstram a grande dificuldade de implementação para ondas milimétricas, a qual depende muito do ambiente em questão. Para as futuras redes celulares nesta faixa de frequência, fica evidente que o uso de antenas diretivas é imprescindível e o número de ERBs deve ser maior do que o número de ERBs necessário para as baixas frequências. Além disso, a inteligência do sistema deve ser muito superior à dos sistemas de baixa frequência, pois o uso de MIMO exigirá maior processamento, eventos de handover surgirão com maior frequência e as antenas devem se adaptar às mudanças de clima, como por exemplo a chuva.

Em suma, o aumento da demanda de dados pelos usuários é uma realidade a ser enfrentada nos próximos anos e com a escassez do espectro para baixas frequências, o uso de ondas milimétricas é promissor. Conforme apresentado neste trabalho, ondas milimétricas possuem características bastante divergentes dos atuais sistemas sem fio e exigem, portanto, uma mudança no paradigma de redes celulares, partindo-se para microcélulas, picocélulas e femtocélulas. De qualquer forma, mesmo com suas dificuldades de implementação, a enorme quantidade de espectro oferecida garante o interesse do mercado e da indústria de telecomunicações para o uso de ondas milimétricas como uma tecnologia de futuras redes de comunicação sem fio.

Por fim, sugere-se alguns trabalhos futuros para dar continuidade a este estudo. São eles:

- Realizar medições de campo para determinar e/ou comprovar modelos de pequena e larga escala para ondas milimétricas.
- Realizar medições de campo na região de Brasília para determinar cobertura do sinal em ondas milimétricas.
- Realizar estudos para melhor estimar o fator multiplicativo de ERBs necessárias para atender uma região com a mesma cobertura existente atualmente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Telesíntese, <<http://www.telesintese.com.br/mais-espectro-para-a-demanda-crescente-por-banda-larga-sem-fio-no-brasil/>>, acesso em Dezembro de 2015.
- [2] Ministério das Comunicações, "Assuntos relacionados a telefonia fixa/móvel e internet", 2015. <<http://www2.camara.leg.br/atividade-legislativa/comissoes/comissoes-permanentes/cdc/audiencias-publicas-1/>>, acesso em Novembro de 2015.
- [3] Telecoms, "Ericsson forecasts LTE subscriptions to increase seven-fold by 2020", 2015. <<http://telecoms.com/424181/ericsson-forecasts-lte-subscriptions-to-increase-seven-fold-by-2020/>>, acesso em Dezembro de 2015.
- [4] Oracle , 2012. "Big Data and the Creative Destruction of Today's Business Models", AT Kearney. Acesso em Dezembro de 2015.
- [5] Theodore S. Rappaport, Robbert W. Health Jr., Robbert .C. Daniels, J. N. Murdock, "Millimeter Wave Wireless Communications", 2014, Prentice Hall, Pearson.
- [6] Nan Guo, Robert C. Qiu, Shaomin S.Mo, Kazuaki Takahashi, "60 GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results", 2007.
- [7] Theodore S. Rappaport, Shu Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N. Wong, Jocelyn K. Schulz, Mathew Samimt, Felix Gutierre, "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!", 2013.
- [8] Imagem retirada de <http://www.planningni.gov.uk/dcan14_annex_c>, acesso em Dezembro de 2015.
- [9] Imagem retirada de <https://en.wikipedia.org/wiki/Near_vertical_incidence_skywave> , acesso em Dezembro de 2015.
- [10] Julio Battisti, Fundamentos de RF, <<http://juliobattisti.com.br/tutoriais/paulocfarias/re-deswireless003.asp>> , acesso em Dezembro de 2015.
- [11] Simon R. Saundres, Alejandro Aragón Zavala, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems", Second Edition, 2007.
- [12] Recommendation ITU-R P.1812-1 (10/2009).

- [13] Gregory D. Durgin, Theodore S. Rappaport, David A. de Wolf, "New Analytical Models and Probability Density Functions for Fading in Wireless Communications", June 2002, IEEE.
- [14] ITU-R P.1411-7, "Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz", 09/2013.
- [15] Gabriel Rocha Ferreira, "Capacidade de sistemas de comunicação sem fio com compartilhamento de espectro em cenários de desvanecimento $\kappa-\mu$ ", Universidade de Brasília, 2012.
- [16] Raquel Mendonça Gonçalves, "Análise de convivência entre sistemas LTE e TV Digital na faixa de 700 MHz e previsão de cobertura LTE nas faixas de 700 MHz e 2500 MHz", Universidade de Brasília, 2015.
- [17] Fotos retiradas do *software* CelPlanner.
- [18] Milind Rao, F. Javier Lopez-Martinez, Andrea Goldsmith, "Statistics and System Performance Metrics for the Two Wave With Diffuse Power Fading Model", Stanford University, CA, USA.
- [19] PUC-Rio, "Mecanismos e Efeitos de Propagação em VHF e UHF", <http://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/4207/4207_4.PDF>, acesso em Novembro de 2015.
- [20] Altineu Pires Miguens, "Navegação eletrônica e em condições especiais", 2000.
- [21] Springer Science, "Integrated 60GHz RF Beamforming in CMOS, Analog Circuits and Signal Processing", 2011.
- [22] Eric Torkildson, Hong Zhand, Upamanyu Madhow, "Channel Modeling for Millimeter Wave MIMO", 2010.
- [23] Mustafa Riza Akdeniz, Yuanpeng Liu, Mathew K. Samimi, Shu Sun, Sundeep Rangan, Theodore S. Rappaport, "Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation", 2014.