



Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática – CEEI

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPgEE

# **Análise de Capacidade em Canais de Ondas Milimétricas Modelados a Partir da Técnica de Traçado de Raios**

Gabriela Sobreira Dias de Carvalho

Campina Grande

Fevereiro, 2020

Gabriela Sobreira Dias de Carvalho

# **Análise de Capacidade em Canais de Ondas Milimétricas Modelados a Partir da Técnica de Traçado de Raios**

Dissertação de Mestrado apresentada à Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar

Coorientador: Prof. Dra. Raíssa Bezerra Rocha

Campina Grande

Fevereiro, 2020

C331a Carvalho, Gabriela Sobreira Dias de.  
Análise de capacidade em canais de ondas milimétricas modelados a partir da técnica de traçado de raios / Gabriela Sobreira Dias de Carvalho. – Campina Grande, 2020.  
74 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2020.  
"Orientação: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar, Profa Dra. Raíssa Bezerra Rocha".  
Referências.

1. Comunicações Móveis. 2. Ondas Milimétricas. 3. Canal Multipercurso. I. Alencar, Marcelo Sampaio de. II. Rocha, Raíssa Bezerra. III. Título.

CDU 621.39(043)

**ANÁLISE DE CAPACIDADE EM CANAIS DE ONDAS MILIMÉTRICAS  
MODELADOS A PARTIR DA TÉCNICA DE TRAÇADO DE RAIOS**

**GABRIELA SOBREIRA DIAS DE CARVALHO**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 14/02/2020**



**MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG  
Orientador(a)**

**RAISSA BEZERRA ROCHA, D.Sc., UFS  
Orientador(a)**



**WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG  
Examinador(a)**



**JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFCG  
Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

# Agradecimentos

Agradeço a Deus por me sustentar, me confortar e me capacitar nessa jornada. Foram muitos momentos de ansiedade, preocupação e frustração, mas Sua presença e Seu cuidado me mantiveram firme. Tenho certeza que tudo o que tenho, tudo o que sou e o que vier a ser vem de ti, Senhor.

A minha mãe, Giulia Sobreira, por ser meu apoio, minha amiga e minha confidente. Sei que cada uma das minhas batalhas é dela também e jamais conseguirei expressar em palavras o quanto sou grata pelo seu amor. Obrigada pela dedicação, pelo carinho e por sempre acreditar em mim.

Aos meus amigos, por terem tornado o caminho mais leve e mais fácil, sendo alegria, consolo e válvula de escape. Em particular, a Ademar Trigueiro e a Ana Cristina Castro com quem pude contar tantas e tantas vezes.

Aos professores Marcelo Sampaio e Raíssa Rocha por permitirem a conclusão desse trabalho. Em especial, aos colegas Higo Thaian e Danilo Brito pela disponibilidade em ajudar. E a todos aqueles que contribuíram, de alguma forma, para o fim dessa etapa.

# Resumo

O aumento do número de dispositivos móveis e a popularização de diversas aplicações de banda-larga criam um cenário de crescente demanda por taxas de transmissão que a quinta geração de comunicações sem fio (5G), em especial suas redes móveis, deverão prover. Entre as principais abordagens para suprir essa necessidade sem precedentes por capacidade de canal está o uso da faixa de frequências de ondas milimétricas, entre 30 e 300 GHz, que possui grandes larguras de banda disponíveis. Neste contexto, este trabalho de dissertação analisa a capacidade e a cobertura de sistemas em ondas milimétricas a partir de um modelo de canal baseado na técnica de traçado de raios. Este método permite que a capacidade estimada seja mapeada diretamente sobre a área de interesse por meio de mapas de calor, criando um instrumento de fácil avaliação e rápida identificação de zonas com baixa qualidade de serviço intrínseca. Os resultados encontrados são confrontados com os valores de capacidade estimados a partir de um método mais simples e de baixo custo computacional, baseado em um modelo de perda de percurso. Por fim, o impacto da interferência entre usuários na capacidade da célula é investigado por meio de simulações de Monte Carlo.

**Palavras-chave:** capacidade; ondas milimétricas; canal multipercurso; comunicações móveis.

# Abstract

The large number of mobile devices and the popularization of broadband applications create a scenario of ever increasing demand for data rates that the fifth generation of wireless communications (5G), in particular its mobile networks, will have to provide. One of the key approaches to address this unprecedented need for channel capacity is the use of millimeter wave frequency range, between 30 and 300 GHz, which has large amounts of available bandwidth. In this context, this master's dissertation analyzes the capacity and coverage of millimeter wave systems using a channel model based on the ray tracing technique. This method allows the estimated capacity to be mapped directly over an area of interest as a heat map, creating a simple assessment tool for rapid identification of intrinsic low quality of service zones. The results are compared with the capacity values computed with a simpler and lower computational cost method based on a path loss model. Finally, the impact of interference among cell-capable users is investigated through Monte Carlo simulations.

**Keywords:** capacity; millimeter waves; multipath channel; mobile communications.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Comparação das perdas de percurso omnidirecionais no espaço livre entre as frequências mmWave e outros sistemas celulares. . . . .	19
Figura 2 – Atenuação por gases atmosféricos (dB/km) em função da frequência, a partir do modelo descrito em [1] nas seguintes condições: pressão = 1013,25 hPa, temperatura = 15°C e densidade de vapor d’água = 7,5 g/m <sup>3</sup> . . . . .	21
Figura 3 – Atenuação devido à chuva (dB/km) em função da frequência para várias taxas de precipitação, traçadas a partir do modelo descrito em [2]. . . . .	22
Figura 4 – Ilustração da propagação multipercurso (adaptada de [3]). . . . .	26
Figura 5 – Comportamento típico do sinal recebido em sistemas de comunicações móveis [3]. . . . .	27
Figura 6 – Ilustração da dispersão temporal causada pelo canal multipercurso em sistemas de banda larga. . . . .	28
Figura 7 – Modelo do feixe da antena quando $\theta_{3dB} = \phi_{3dB} = 30^\circ$ . . . . .	32
Figura 8 – Perfis de atraso de potência LOS e NLOS encontrado com o traçado de raios do rtIecom. . . . .	34
Figura 9 – Densidade espectral de potência do ruído em a) Banda-Passante; b) Banda Básica . . . . .	39
Figura 10 – Mapa da cidade de João Pessoa [4] com detalhe da área de interesse: o bairro do Bessa [5]. . . . .	43
Figura 11 – Modelagem do bairro do Bessa usada no traçado de raios. . . . .	44
Figura 12 – Perspectiva 3D do cenário avaliado. . . . .	44
Figura 13 – Ilustração da disposição dos pontos receptores em uma célula circular com transmissor (triângulo azul) no centro. . . . .	45
Figura 14 – Esquemático do processo de obtenção da resposta ao impulso direcional do canal. . . . .	45
Figura 15 – Mapa de calor da capacidade em 28 GHz. . . . .	47
Figura 16 – Mapa de calor da capacidade em 38 GHz. . . . .	49
Figura 17 – Mapa de calor da capacidade em 73 GHz. . . . .	50
Figura 18 – Função cumulativa de probabilidade da capacidade para diferentes valores de largura de feixe a 3 dB da antena TX. . . . .	51
Figura 19 – Cobertura em função do limiar de relação sinal ruído. . . . .	52
Figura 20 – Cobertura para diferentes valores de altura do TX na estação base. . . . .	53
Figura 21 – Cobertura em função da capacidade mínima para diferentes valores de altura do TX na estação base. . . . .	54
Figura 22 – Capacidade ergódica para os modelos FI de perda de percurso do bairro do Bessa. . . . .	55



Figura 23 – Capacidade ergódica para os modelos CI de perda de percurso do bairro do Bessa. . . . .	56
Figura 24 – Ilustração do cenário das simulações multi-usuário. . . . .	57
Figura 25 – Localização dos $N_m = 7$ usuários de uma amostra da simulação multi-usuário. . . . .	57
Figura 26 – Capacidade da célula e capacidade média por usuário para diferentes valores de largura de banda a 3 dB do feixe da antena transmissora. . . . .	59
Figura 27 – Probabilidade de interrupção em função do número de usuários simultâneos para diferentes valores de largura de banda a 3 dB do feixe da antena transmissora. . . . .	60

# Lista de abreviaturas e siglas

5G	Quinta Geração de Comunicações Sem Fio
AoA	<i>Angle of Arrival</i>
AoD	<i>Angle of Departure</i>
ABF	<i>Analogue Beamforming</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BS	<i>Base Station</i>
CI	<i>Close-In (Reference Model)</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
DBF	<i>Digital Beamforming</i>
DEP	Densidade Espectral de Potência
FI	<i>Floating Intercept</i>
FSL	<i>Free Space Loss</i>
HBF	<i>Hybrid Beamforming</i>
HetNet	<i>Heterogeneous Network</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Check</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
MPC	<i>Multipath Component</i>
MS	<i>Mobile Station</i>
mmWave	Ondas Milimétricas
NLOS	<i>Non-Line Of Sight</i>
PDP	<i>Power Delay Profile</i>
PLE	<i>Power Loss Exponent</i>
PTP	<i>Point to Point</i>
PHY	<i>Physical Layer</i>

RF	Radiofrequência
RT	<i>Ray Tracing</i>
RX	Receptor
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TX	Transmissor
WLAN	<i>Wireless Local Access Network</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Access Network</i>
WSSUS	<i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatterers</i>

# Lista de símbolos

$\delta$	Função delta de Dirac
$E\{\cdot\}$	Operador valor esperado
$\mathcal{F}\{\cdot\}$	Operador transformada de Fourier
$f_c$	Frequência da portadora
$PL_{\text{FS}}$	Perda de percurso no espaço livre
$d$	Distância ente TX e RX
$A_e$	Abertura da antena
$G$	Ganho da antena
$\lambda$	Comprimento de onda
$T_s$	Tempo de símbolo
$T_m$	Espalhamento de atraso do canal
$h(t, \tau, \Theta, \Phi)$	Resposta ao impulso do canal
$N$	Número de <i>clusters</i>
$M_n$	Número de componentes multipercurso associadas ao n-ésimo <i>cluster</i>
$a_{n,m}$	Amplitude associada à n-ésima componente multipercurso do m-ésimo <i>cluster</i>
$\tau_{n,m}$	Atraso associada à n-ésima componente multipercurso do m-ésimo <i>cluster</i>
$\Theta_{n,m}$	Vetor azimute/elevação do ângulo de partida associada à n-ésima componente multipercurso do m-ésimo <i>cluster</i>
$\Phi_{n,m}$	Vetor azimute/elevação do ângulo de chegada associada à n-ésima componente multipercurso do m-ésimo <i>cluster</i>
$\theta$	Ângulo azimutal
$\phi$	Ângulo de elevação
$h_{\text{dir}}(t, \tau, \Theta_0, \Phi_0)$	Resposta ao impulso direcional do canal
$g_{\text{TX}}$	Padrão de feixe da antena TX em amplitude
$g_{\text{RX}}$	Padrão de feixe da antena RX em amplitude

$\Theta_0$	Vetor azimute/elevação de alinhamento da antena TX
$\Phi_0$	Vetor azimute/elevação de alinhamento da antena RX
$G(\theta, \phi)$	Padrão de feixe da antena em potência
$G_0$	Ganho máximo de diretividade
$\theta_{3dB}$	Largura de feixe a 3 dB em azimute
$\phi_{3dB}$	Largura de feixe a 3 dB em elevação
$\eta$	Eficiência da antena
$\mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi)$	Processo estocástico de resposta ao impulso do canal
$\xi_0$	resultado experimental associado à função amostra $h(t, \tau, \Theta, \Phi)$
$PL_{FI}$	Modelo FI de perda de percurso
$\alpha, \beta, \sigma$	Parâmetros do modelo FI
$PL_{CI}$	Modelo FC de perda de percurso
$n, \sigma$	Parâmetros do modelo CI
$d_0$	Distância de referência
$C$	Capacidade do canal
$R$	Taxa de transmissão arbitrária
$B$	Largura de banda do canal
$\gamma$	Relação sinal ruído
$S(f)$	Densidade espectral de potência do sinal
$N(f)$	Densidade espectral de potência do ruído
$R_x(\tau)$	Função de autocorrelação de $x(t)$
$N_0$	Densidade espectral do ruído AWGN
$k$	Constante de Boltzmann
$T$	Temperatura absoluta do ruído
$F$	Fator de ruído do receptor
$N_f$	Figura de ruído do receptor
$T_c$	Tempo de coerência do canal

$x_{BS}, y_{BS}$	Coordenadas da localização da estação base
$R_c$	Raio da célula
$H_{TX}$	Altura da antena transmissora
$H_{RX}$	Altura da antena receptora
$P_{TX}$	Potência transmitida
$SNR_{min}$	Limiar da relação sinal ruído
$G_{TX}$	Ganho da antena transmissora
$G_{RX}$	Ganho da antena receptora

# Sumário

1	INTRODUÇÃO . . . . .	15
2	ONDAS MILIMÉTRICAS . . . . .	18
2.1	Perda de Percurso . . . . .	19
2.2	Atenuação Atmosférica . . . . .	20
2.3	Bloqueio e Sombreamento . . . . .	21
2.4	Formação de Feixe . . . . .	23
3	O CANAL DE COMUNICAÇÕES E SUA MODELAGEM EM MMWAVE	26
3.1	Modelo da Resposta ao Impulso do Canal . . . . .	28
3.2	Traçado de Raios e a Abordagem Determinística . . . . .	31
3.3	Modelo de Perda de Percurso e Sombreamento . . . . .	33
4	CAPACIDADE DE CANAIS SEM FIO . . . . .	37
4.1	Capacidade Ergódica . . . . .	39
4.2	Capacidade com Interrupção . . . . .	40
5	DESCRIÇÃO DAS SIMULAÇÕES E RESULTADOS . . . . .	42
5.1	Mapas de Calor . . . . .	46
5.2	Modelo de Propagação e Capacidade Ergódica . . . . .	51
5.3	Capacidade da Célula com Múltiplos Usuários . . . . .	56
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	61
6.1	Propostas de Trabalhos Futuros . . . . .	62
	REFERÊNCIAS . . . . .	64

# 1 Introdução

A importância das telecomunicações no cenário tecnológico atual é indiscutível. Os sistemas de comunicação sem fio passaram a oferecer grande mobilidade, rápida troca de dados e ampla disponibilidade de informações, transformando nossa maneira de interagir com o mundo e a sociedade. O número de dispositivos móveis de comunicação, que apresentou proliferação massiva nos últimos anos [6], deve continuar a crescer exponencialmente na próxima década, segundo indicam as previsões [7, 8]. Além disso, a popularização de serviços banda-larga como o *streaming* de vídeo em alta definição (*High Definition*–HD) e a TV *on-demand* motivaram uma mudança no perfil de consumo dos usuários, promovendo um aumento expressivo na demanda por taxas de transmissão [9]. Esse contexto exige o surgimento de alternativas que permitam contínua evolução e expansão das redes de comunicação sem fio, em especial das redes móveis, que assumem cada vez mais o protagonismo na provisão de acesso à banda larga.

Nesse cenário, destaca-se a necessidade sem precedentes por capacidade de canal e maiores taxas de transmissão nos sistemas celulares. Três abordagens principais são consideradas para viabilizar o aumento na capacidade das redes 5G [10]: maior eficiência espectral ( $\text{bit/s/Hz}$ ), maior eficiência espectral por área ( $\text{bit/s/Hz/km}^2$ ) e maiores larguras de banda (Hz). Alta eficiência espectral pode ser alcançada pelo uso de múltiplas antenas, a partir das técnicas MIMO, tanto para a obtenção de altos ganhos de multiplexação espacial quanto para a comunicação simultânea de um maior número de usuários com uma única estação base [11]. A busca por maior eficiência espectral por área tem sido atendida pela densificação das células: as redes têm evoluído em direção a raios de células cada vez menores, principalmente com suporte para redes heterogêneas de picocélulas e femtocélulas nos mais recentes padrões celulares [12]. Isto também acaba flexibilizando e estendendo a cobertura do serviço. Para lidar com a demanda por maiores larguras de banda, por sua vez, o 5G deve se valer do uso das ondas milimétricas (mmWave) [10, 13], entre 30 e 300 GHz, cujas larguras de banda disponíveis são muito maiores que as das redes celulares atuais, restritas à faixa RF abaixo de 3 GHz.

Além da grande disponibilidade de espectro, as ondas milimétricas possuem outras características relevantes. Dado que frequências mais altas implicam em comprimentos de onda menores (que em mmWave encontram-se na faixa de 1 mm a 10 mm), o espaçamento entre elementos de um sistema MIMO pode ser reduzido. Como resultado, é possível equipar um grande número de antenas no espaço limitado dos transceptores, permitindo que matrizes eletricamente orientáveis de ganho muito alto sejam implementadas tanto na estação base como em dispositivos móveis. Ademais, as altas perdas de percurso e de penetração associadas às frequências mmWave, ainda que configurem obstáculos à sua implementação, também tornam sua propagação adequada para a reutilização de espectro, limitando a quantidade de interferência entre células adjacentes, principalmente num cenário com células menores. A construção de redes altamente densas, no entanto, deve ser limitada pelas despesas com aquisição e implantação dos



*sites* [11], bem como pelos custos associados aos enlaces intermediários (*backhaul*) que fazem a conexão entre as redes de acesso e a rede principal [11]. Neste caso, as maiores larguras de banda dos sinais mmWave fornecem uma alternativa à divisão celular, aumentando significativamente a capacidade de células pequenas individuais e despontando, inclusive, como opção na solução dos problemas de *backhaul* [14].

As ondas milimétricas são, portanto, compatíveis com as demais técnicas de aumento de capacidade de redes e ganharam destaque em diversos estudos nos últimos anos. Em [15], Nassar, Sulyman e Alsanie mostram que a capacidade de redes mmWave é aprimorada pelo uso de antenas com larguras de feixe mais estreitas. É observado que a diminuição da largura de feixe de  $65^\circ$  para  $30^\circ$  duplica a capacidade dos sistemas mmWave para uma distância de 220 m entre TX e RX em comparação aos sistemas micro-ondas. Segundo eles, essa solução possibilitaria a obtenção de taxas de dados da ordem de *Gbit/s* em toda a rede, incluindo as bordas da célula. Em [16], Hamed e Rao investigam sistemas mmWave ponto a ponto típicos em 28 e 73 GHz. Modelos de canal LOS e NLOS são utilizados para avaliar métricas de eficiência energética e capacidade alcançável em simulações de Monte Carlo. Os resultados encontrados mostram que as bandas mmWave oferecem melhor capacidade de canal, embora alcancem menos eficiência energética. A capacidade alcançada tanto em 28 GHz quanto em 73 GHz na condição LOS excede os  $10^{10}$  *bits/s*. Em [17], Liao, Ying e Gustafson investigam as capacidades de canais em 15 e 28 GHz para diferentes técnicas de formação de feixe e multiplexação espacial. Com base em simulações de traçado de raios de um sistema SU-MIMO 8x32, eles mostram que canais sem fio nessas bandas podem suportar múltiplos fluxos de dados paralelos em um cenário urbano ao ar livre. Com isso, a capacidade estimada usando unicamente a formação de feixe analógica, de até 25 *bit/s/Hz*, pode ser significativamente melhorada com a implementação da multiplexação espacial, ainda que isso também aumente a complexidade e o custo do sistema. Em [18], Xue *et al* estudam a interferência inter-feixes em uma rede móvel 5G e avaliaram a capacidade da célula e a probabilidade de interrupção desse sistema. Usando um modelo de perda de percurso, eles mostraram existir um número ideal de feixes para maximizar a capacidade da célula.

Além dos trabalhos relacionados à capacidade, muitos pesquisadores se propuseram a investigar a cobertura dos sistemas mmWave. Em [19], Bai, Alkhateeb e Heath comparam a cobertura obtida pelos sistemas celulares mmWave com a obtida nos sistemas celulares de microondas. Eles avaliam tanto a cobertura monousuário quanto a cobertura em transmissões com 2 e 3 usuários. Foi encontrado que, em geral, a cobertura nos sistemas mmWave pode rivalizar ou mesmo exceder a cobertura nos sistemas de micro-ondas. Eles também encontraram que ambos os sistemas alcançam eficiência espectral comparável e, por isso, as maiores larguras de banda dos sistemas mmWave possibilitariam uma taxa média por usuário significativamente maior: 5,4 *Gbit/s* para monousuário e 3,2 *Gbit/s* para multiusuário. Em [11], Lu, Hsu e Wang analisam o desempenho de sistemas mmWave multicelulares no campus da Universidade Nacional de Chiao-Tung (NCTU) usando um modelo baseado em traçado de raios. Eles avaliaram a probabilidade de interrupção em várias frequências mmWave e encontraram a melhor cobertura em 28 GHz frente às simulações em 38, 60 e 73 GHz. Além disso, eles também propõem um

método para implementação de pequenas células que sugere o conjunto de localizações de antenas para obter o maior número possível de enlaces com visada direta. Em [20], Azimi-Abarghouyi *et al* desenvolvem uma abordagem baseada em geometria estocástica para modelar e analisar redes mmWave em uma região finita. Os resultados encontrados revelam que maiores larguras de feixe da antena prejudicam o desempenho do sistema. Além disso, eles concluíram que existe um expoente de bloqueio ideal e uma localização ideal para o receptor em termos de probabilidade de cobertura e taxa ergódica.

Esta dissertação apresenta uma análise realizada sobre a capacidade e a cobertura de sistemas mmWave na região do bairro do Bessa, em João Pessoa, na Paraíba. Primeiramente, essas grandezas são avaliadas para a suposição monousuário a partir de um modelo de canal determinístico baseado na técnica de traçado de raios. A capacidade estimada é mapeada diretamente sobre a área de interesse, criando um instrumento de avaliação gráfico e simples. Os mapas de calor obtidos possibilitam a identificação de zonas com baixa qualidade de serviço em razão do conteúdo urbano próprio da região e podem ser utilizados tanto para fiscalização quanto como auxílio ao planejamento celular e à otimização de sistemas. O impacto de parâmetros relevantes em mmWave, como a frequência de operação, a altura da antena na estação radiobase e a largura de feixe nas transmissões direcionais, também é investigado.

Em seguida, é avaliado um modelo estocástico de perda de percurso do canal. Essa abordagem alternativa é usada para descrever a mesma região de interesse, possibilitando estimativas de capacidade mais rápidas, com baixo custo computacional e menor tempo de simulação. A capacidade ergódica em função da distância entre TX-RX possibilita uma compreensão generalizada das máximas taxas de dados alcançáveis na região, sem identificar zonas de *outage* ou áreas com capacidade reduzida devido ao sombreamento. Os resultados encontrados nas duas abordagens são confrontados e a concordância entre ambos é verificada. Por fim, investiga-se um cenário com múltiplos usuários de forma que o impacto da interferência entre eles seja avaliado em termos de capacidade individual e capacidade da célula nesse sistema.

Esse trabalho de pesquisa apresenta um estudo de caso cujos resultados também podem descrever adequadamente outras regiões com geometrias similares. Nada impede, no entanto, que as análises e a metodologia aqui empregadas sejam replicadas em cenários distintos. O texto que se segue está dividido da seguinte maneira: no Capítulo 2 são apresentadas as principais características do espectro de ondas milimétricas; no Capítulo 3 são descritos os modelos de canal utilizados; no Capítulo 4 constam os principais conceitos para o cálculo da capacidade em canais sem fio; e no Capítulo 5 as simulações são descritas e os resultados são apresentados.

## 2 Ondas Milimétricas

Embora todos os outros aspectos da tecnologia móvel celular - incluindo processamento, memória, métodos de comunicação digital e arquitetura de rede - tenham passado por progressos significativos desde que os sistemas celulares digitais se estabeleceram no mercado, as frequências de operação desses sistemas permanecem praticamente as mesmas, sendo contidas principalmente no espectro abaixo de 3 GHz. Com o congestionamento dessa faixa de frequências e a eficiência espectral da interface aérea se aproximando do seu limite de capacidade, a aquisição de novo espectro para as redes 5G tornou-se imprescindível na busca por atender às demandas vorazes por largura de banda [12]. As frequências de ondas milimétricas entre 30 e 300 GHz surgem, então, como uma alternativa para a comunicação celular [13, 21].

Tradicionalmente, o espectro mmWave era empregado apenas em aplicações militares, radioastronomia, comunicações via satélite e comunicações ponto a ponto (PTP) [22]. Mais recentemente, muitas bandas mmWave foram atribuídas para redes sem fio comerciais e *backhaul*. A banda não-licenciada na faixa de 60 GHz, por exemplo, já é uma opção de camada física (PHY) para redes pessoais sem fio (WPANs) com a padronização do IEEE 802.15.3c [23] e para redes locais sem fio (WLANs) com o IEEE 802.11ad [24, 25]. O uso de sistemas mmWave para o enlace de acesso (entre a estação móvel e a estação base) nos sistemas celulares é, portanto, uma nova fronteira. No entanto, como as características de propagação variam para diferentes frequências, nem todo o espectro mmWave é adequado para comunicações móveis de banda larga. As bandas de 28, 38 e 73 GHz são consideradas, inicialmente, as principais candidatas para as futuras redes 5G globais [26].

Uma das principais vantagens da evolução dos sistemas celulares para o espectro de ondas milimétricas é a existência de grandes larguras de banda contínuas não ocupadas nessa faixa de frequências, que podem aumentar significativamente a capacidade das redes. A quantidade total de espectro licenciado usada atualmente é de aproximadamente 1 GHz [27]. Em ondas milimétricas, é possível viabilizar 500 MHz por canal ou mais em comparação com os 5-20 MHz dos sistemas em micro-ondas [19]. Além disso, o pequeno comprimento de onda nas frequências mmWave, que variam de 1 a 100 mm, possibilita a instalação de um grande número de antenas nos seus transceptores. Logo, os sistemas em ondas milimétricas podem ainda promover ganhos adicionais, via formação de feixe e multiplexação espacial, a partir desses grandes conjuntos de antenas instalados nas estações base e nas estações móveis [28].

As características de propagação dos sinais de onda milimétrica, como altas perdas de percurso e de penetração, severa absorção atmosférica e menor difração em torno de obstruções, impõem obstáculos técnicos significativos à sua aplicação em comunicações móveis. Por isso, sua viabilidade tem sido objeto de cuidadosa avaliação [13]. O conhecimento dessas características e de suas limitações é, portanto, vital para alcançar os aumentos de capacidade prometidos nos sistemas 5G.

## 2.1 Perda de Percurso

A perda de percurso no espaço livre (FSL) é definida como a diminuição da intensidade do sinal durante a propagação no espaço livre entre o transmissor e o receptor. A partir da Equação de Friis, infere-se que a FSL entre duas antenas isotrópicas separadas por uma distância  $d$  em metros e operando em uma frequência  $f$  em GHz é estimada segundo (2.1) [29, 30].

$$PL_{FS} \text{ [dB]} = 32,44 + 20 \log f_{\text{[GHz]}} + 20 \log d_{\text{[m]}} \quad (2.1)$$

Na Figura 1 pode-se visualizar a FSL para as principais frequências dos sistemas celulares atuais em comparação à FSL das frequências mmWave cogitadas para o 5G em distâncias relevantes para células pequenas. Há uma perda de percurso adicional mínima de 20 dB, 23 dB e 29 dB nas bandas de 28 GHz, 38 GHz e 73 GHz, respectivamente, em relação à qualquer das bandas sub-3 GHz. Vê-se, portanto, que o aumento da frequência impõe às comunicações em ondas milimétricas altas perdas de percurso omnidirecionais.

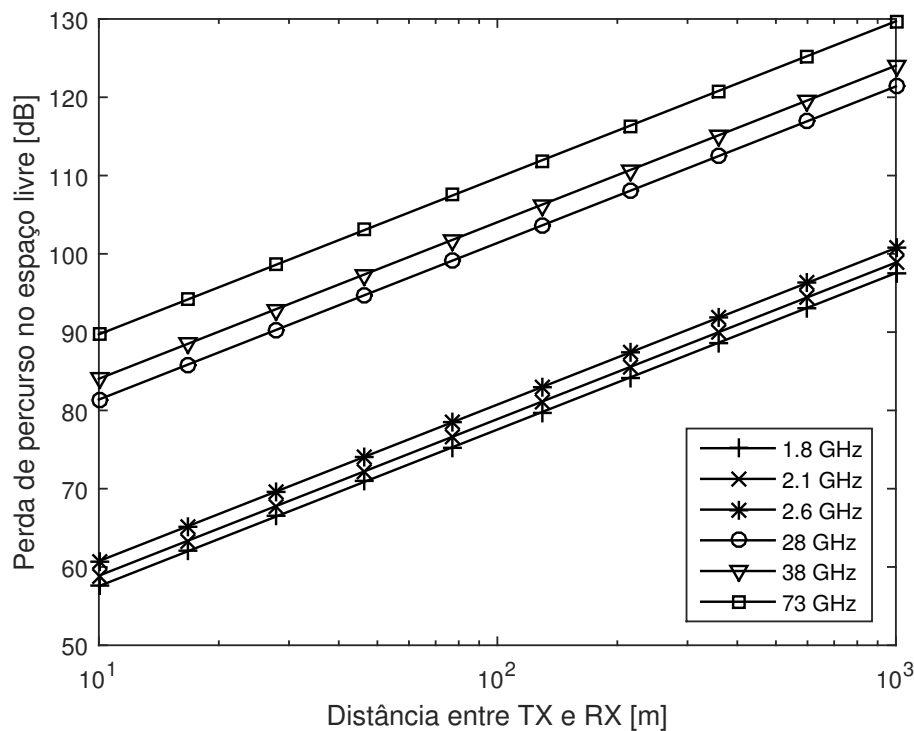


Figura 1 – Comparação das perdas de percurso omnidirecionais no espaço livre entre as frequências mmWave e outros sistemas celulares.

Ganhos e aberturas de antenas são intimamente relacionados, conforme a Equação 2.2 [31]. A afirmação de que a perda de caminho aumenta drasticamente para ondas milimétricas pressupõe que os ganhos das antenas permaneçam constantes, de forma que a área efetiva de abertura das antenas diminua com a frequência da portadora (aumente com o comprimento de onda). Tal suposição pode não acarretar uma comparação justa para diferentes frequências, pois desconsidera uma característica importante das ondas milimétricas: por possuírem menores

comprimentos de onda, os circuitos mmWave permitem o empacotamento de um número elevado de elementos de antena em uma área reduzida, possibilitando a construção de antenas com altos ganhos num padrão de radiação mais estreito.

$$A_e = \frac{G\lambda^2}{4\pi}. \quad (2.2)$$

Se o tamanho físico da antena for mantido constante, portanto, a perda de percurso relacionada ao aumento da frequência pode ser completamente compensada pelo aumento proporcional no ganho da antena, desde que transmissões direcionais adequadas sejam utilizadas [12, 32]. Assim, para transpor as perdas de percurso omnidirecionais e manter o orçamento dos enlaces de um sistemas de comunicações, as transmissões mmWave devem empregar antenas com altos ganhos e, por isso, são naturalmente muito diretivas. Vale ainda salientar que, quanto mais estreito o feixe desejado, maior a área da antena (medida em comprimentos de onda)[31].

## 2.2 Atenuação Atmosférica

Outro fator limitante na propagação das ondas milimétricas é a atenuação atmosférica causada pelas moléculas de gases absorventes presentes no ar, principalmente o gás oxigênio ( $O_2$ ) e o vapor de água ( $H_2O$ ) [33]. Essa atenuação gasosa é provocada pela natureza vibratória das moléculas de ar quando expostas a ondas de rádio: as moléculas absorvem uma certa porção da energia da onda e vibram com uma força proporcional à frequência da portadora.

A intensidade dessa absorção depende de vários fatores como temperatura, pressão e altitude, mas o principal deles é a frequência da portadora [1]. Como pode ser visto na Figura 2, somente em determinadas bandas mmWave, como 60 GHz, 180 GHz ou 380 GHz, essas ressonâncias moleculares resultam em alta atenuação atmosférica [33] e, conseqüentemente, em perdas significativas na potência do sinal com a distância. Essas bandas mmWave específicas de alta atenuação são mais adequadas para comunicações ponto a ponto e aplicações *whisper radio* com cobertura de alguns poucos metros ou frações de metro [32]. Não por acaso, portanto, a faixa de 60 GHz já é uma opção viável em aplicações de Wifi interno e *backhaul* de curto alcance.

Com exceção desses picos de absorção, as regiões espectrais em mmWave não são fortemente afetadas por perdas gasosas. Muitas bandas de mmWave sofrem perdas adicionais de apenas 1-2 dB/km em relação à propagação no espaço livre. Com esse impacto insignificante, a atenuação atmosférica pode ser até mesmo ignorada nas transmissões em ondas milimétricas, especialmente para as distâncias típicas de microcélulas que não ultrapassam algumas centenas de metros.

A chuva é outra preocupação quando se considera a propagação das ondas milimétricas, pois as gotas de chuva têm tamanho comparável aos comprimentos de onda mmWave, causando dispersão dos sinais transmitidos. Os comprimentos de onda dos sinais mmWave variam entre 1 mm e 10 mm, enquanto o tamanho de uma gota de chuva é tipicamente da ordem de alguns

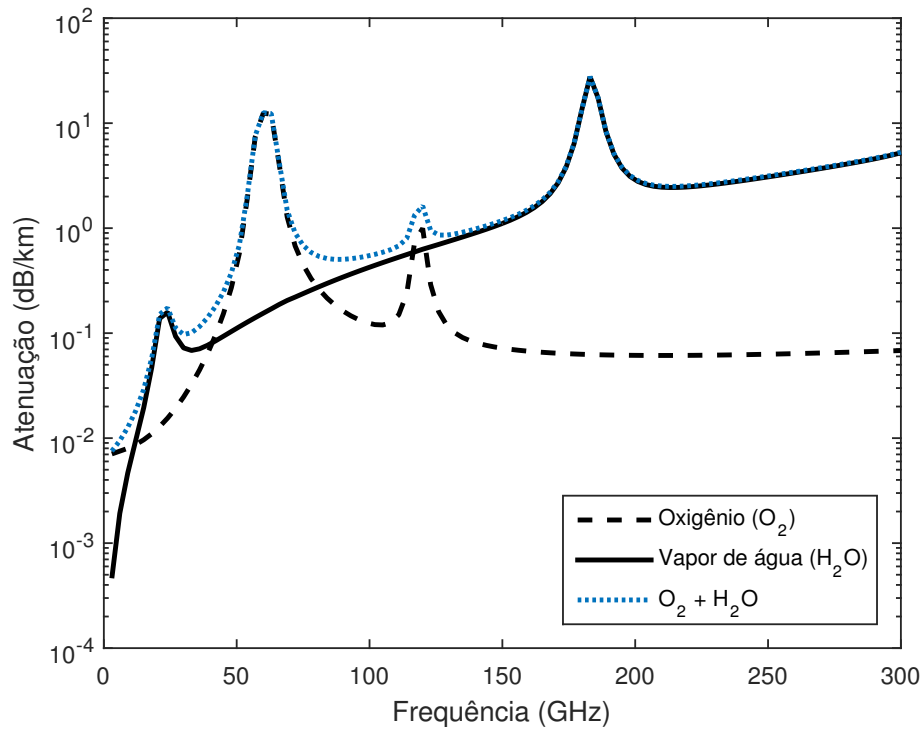


Figura 2 – Atenuação por gases atmosféricos (dB/km) em função da frequência, a partir do modelo descrito em [1] nas seguintes condições: pressão = 1013,25 hPa, temperatura = 15°C e densidade de vapor d’água = 7,5 g/m<sup>3</sup>.

milímetros [33]. Assim, os sinais mmWave são mais vulneráveis ao bloqueio por gotas de chuva do que sinais com comprimentos de onda mais longos.

O impacto da chuva na transmissão em ambientes externos é tanto maior quanto maior for a sua taxa de precipitação [2]. Chuvas fracas correspondem a taxas menores que 2,5 mm/h, chuvas moderadas tem intensidade entre 2,5 a 10 mm/h e chuvas fortes correspondem a taxas acima de 10 mm/h. Como pode ser percebido a partir da Figura 3, as chuvas fracas, moderadas e fortes impõem, no máximo, 1,87 dB/Km, 4,48 dB/Km e 12,36 dB/Km, respectivamente, na faixa de frequências superior da mmWave. Logo, a atenuação da chuva não deve ultrapassar 2 dB de perda adicional em comparação ao espaço livre para distâncias de até 100 m. O impacto da chuva pode então ser também desconsiderado ou ainda completamente amenizado pelo uso de antenas diretivas de alto ganho.

## 2.3 Bloqueio e Sombreamento

Outra característica distinta das comunicações em ondas milimétricas é a sua dificuldade em se propagar através de obstáculos, devido ao curto comprimento de onda dos seus sinais. Diversos estudos [13], [34, 35] analisaram a atenuação causada por materiais de construção comuns como concreto, madeira e tijolos. Medições a 28 GHz e 38 GHz descritas em [35] encontraram uma perda de penetração de aproximadamente 17 dB para um porta de madeira e de 60 dB para uma parede de tijolos em ambas as frequências. Por sua vez, vidro e placas

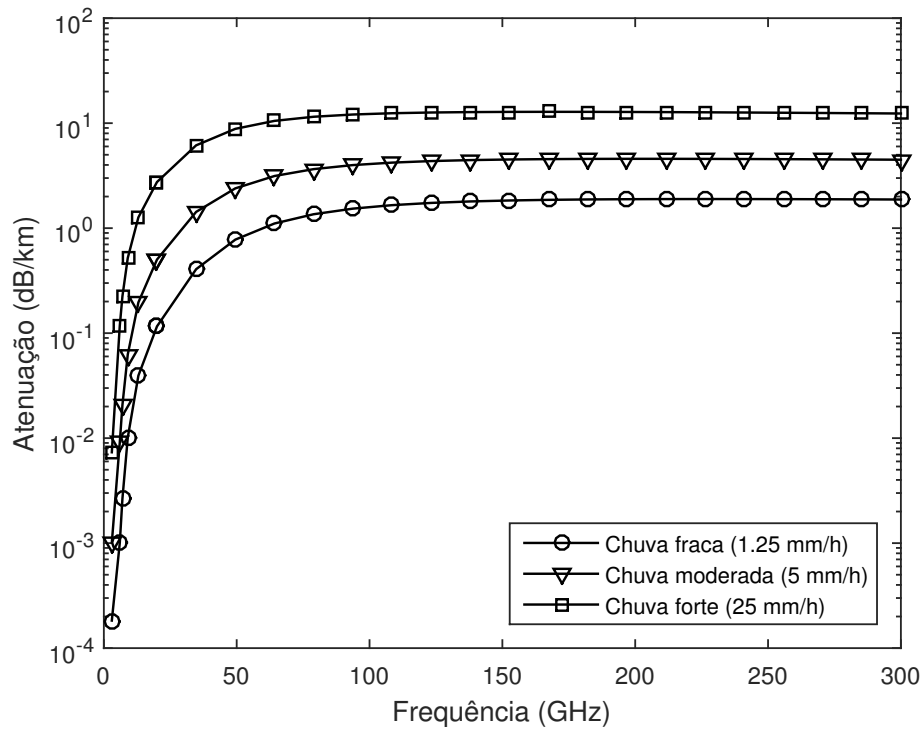


Figura 3 – Atenuação devido à chuva (dB/km) em função da frequência para várias taxas de precipitação, traçadas a partir do modelo descrito em [2].

de gesso apresentam perdas de penetração mais brandas nessa faixa de frequências: menos de 3 dB/cm e 2 dB/cm em 40 GHz, respectivamente, de acordo com [33]. Isso mostra que os enlaces mmWave são muito suscetíveis a bloqueios e que a condição de propagação com visada direta é um fator relevante nesses sistemas.

Por ser vulnerável ao bloqueio, o canal mmWave pode desvanecer rapidamente com pequenos movimentos de obstáculos e refletores ou mesmo mudanças na orientação de um aparelho em relação a um corpo ou a uma mão. Essa intermitência potencial do canal é um dos principais desafios na comunicação celular na faixa mmwave [32]. Quando ocorre a interrupção do enlace, o transmissor precisa pesquisar rapidamente diferentes direções do feixe para contornar os obstáculos, de modo que o receptor possa manter a conexão e a qualidade do serviço. Sendo assim, a aplicação de técnicas de formação de feixe adaptáveis se tornam imprescindíveis nas redes mmWave [36, 37].

Muitas vezes, a conectividade do usuário pode ser restabelecida por meio de uma coleção de enlaces sem visada direta (NLOS). No entanto, como a perda de percurso de um enlace NLOS é muito mais severa, a potência do sinal recebido pode ser, ainda assim, insuficiente para prover as taxas de transferência desejadas. Uma abordagem possível, neste caso, seria a utilização de uma infraestrutura de nós repetidores, que estabeleçam múltiplos enlaces LOS até atingir o destino [38, 39].

As altas perdas de penetração também indicam um forte isolamento entre redes internas e externas operando em mmWave, uma vez que um usuário interno dificilmente será servido por

uma estação radio base externa. Tal característica, conquanto benéfica do ponto de vista do reuso de frequências, pode representar um desafio significativo para a garantia da continuidade do serviço, especialmente na transição do usuário de um ambiente para outro.

Os sistemas mmWave também devem experimentar sombreamentos mais severos. Por causa dos menores comprimentos de onda, os sinais mmWave são mais propensos ao mecanismo de reflexão do que aos mecanismo de difração. Lembre-se que o mecanismo de reflexão ocorre quando a onda eletromagnética incide em uma interface – região entre dois meios com características eletromagnéticas distintas - de dimensão física muito maior que o comprimento de onda. Acontece, então, uma mudança na direção de propagação da onda, que retorna ao meio de origem com um ângulo refletido igual ao ângulo de incidência. Já o mecanismo de difração resulta da incidência do sinal em objetos com dimensão física comparável ao seu comprimento de onda - como, por exemplo, as bordas afiadas dos obstáculos. As ondas secundárias resultantes do mecanismo de difração formam então uma curvatura em torno do obstáculo, promovendo a propagação do campo mesmo em regiões de sombra (sem LOS). Para sinais mmWave, que possuem comprimentos de onda diminutos (na ordem de mm), objetos tão pequenos quanto algumas dezenas de centímetros são considerados grandes obstáculos, o que leva a menores difrações dos raios, acentuando os efeitos de sombreamento. Assim, prevê-se ainda que enlaces NLOS em ondas milimétricas sejam mais fortemente dependentes de suas componentes multipercurso refletidas.

A maior susceptibilidade a bloqueios e a sombreamentos sinaliza, portanto, que os sistemas celulares em ondas milimétricas podem não ser capazes de prover sozinho cobertura e alta capacidade em todos os cenários de implantação. As redes mmWave deverão ser, por isso, inerentemente heterogêneas. Ao contrário das soluções homogêneas, em redes heterogêneas (HetNet) existe um conjunto diversificado de estações base provendo o serviço de forma que a cobertura passe a ser dependente da coordenação de diferentes tipos de células: macrocélulas tradicionais, picocélulas, femtocélulas, células repetidoras, etc. Explicitamente, as HetNets permitiriam que um usuário com enlace mmWave obstruído estabelecesse conexão por meio de uma tecnologia sem fio diferente, até mesmo utilizando os sistemas legado operando em faixas de frequência mais baixa.

## 2.4 Formação de Feixe

Os comprimentos de onda muito pequenos dos sinais mmWave combinados com os avanços nos circuitos RF de metal-óxido-semicondutor (CMOS) de baixa potência permitem que grandes números de antenas miniaturizadas sejam colocados em pequenas dimensões físicas. Esses sistemas de antenas múltiplas podem ser usados para formar arranjos eletricamente orientáveis de ganho muito alto que são necessários para superar a alta perda de percurso nos enlaces mmWave.

Conforme discutido anteriormente, a perda de percurso da transmissão em mmWave pode ser equiparada à da banda sub-3 GHz dos sistemas celulares típicos, ou até mesmo



reduzida, graças aos ganhos associados à diretividade. Para isso, é essencial ter pelo menos uma extremidade (TX ou RX) equipada com a capacidade de formação de feixes direcionais. Devido às limitações de espaço físico nos equipamentos de usuários, é esperado que as antenas das estações base forneçam os ganhos mais significativos do enlace ao empregar arranjos de antenas maiores.

A formação de feixe geralmente é aplicada focando o sinal transmitido em direção ao receptor ou à melhor componente multipercorso (MPC) que chega ao receptor, enquanto suprime outros caminhos mais fracos. Técnicas de combinação de feixes e algoritmos de formação de feixes devem, portanto, procurar e encontrar ativamente os feixes direcionais de partida e de chegada mais fortes no TX e RX, respectivamente. As antenas direcionáveis estimam as direções de chegada e alternam adaptativamente os padrões de feixe para mitigar a interferência e capturar o sinal de interesse. Logo, matrizes adaptáveis são essenciais para as comunicações em ondas milimétricas, principalmente ao se considerar o efeito causado pelo bloqueio de obstáculos dinâmicos.

A forma de feixe adaptativa utilizando grandes arranjos de antenas distingue os sistemas mmWave dos sistemas microondas [19]. O principal objetivo da formação de feixe adaptável é modelar os padrões de feixe de maneira que a relação sinal ruído recebida (SNR) seja maximizada. O controle total da configuração do padrão de feixe geralmente requer alteração da amplitude e da fase dos sinais transmitidos, que podem ser alcançados via formação de feixe digital, analógica ou híbrida.

A formação de feixe digital (digital beamforming — DBF) depende do pré-processamento do sinal transmitido e, para cada elemento da antena no transmissor ou no receptor, emprega uma cadeia de RF dedicada completa (amplificadores de baixo ruído, conversores A/D, etc) [33]. Tal exigência de *hardware* em altas frequências é proibitiva em termos de custo e consumo de energia, principalmente nos dispositivos móveis. Por isso, apesar de ser mais flexível e apresentar melhor desempenho, a formação de feixe digital é impraticável em ondas milimétricas [33].

Por outro lado, a formação de feixe analógica (analogue beamforming – ABF) é um método simples, porém eficaz, para gerar altos ganhos de diretividade empregando deslocadores de fase. Assim sendo, a formação de feixe analógica se ajustaria melhor às comunicações mmWave [33]. Embora atenda à necessidade de baixo consumo de energia e baixo custo, a arquitetura ABF manipula apenas um único fluxo de dados de entrada, o que limita a capacidade de processamento e multiplexação do sistema [33].

Um comprometimento entre flexibilidade e custo, pode ser alcançado por meio de uma arquitetura híbrida de formação de feixe (hybrid beamforming – HBF) [33]. Com uma combinação da formação de feixe analógica com a pré-codificação digital, as técnicas híbridas permitem um melhor controle da forma do feixe. A vantagem do processamento analógico/digital conjunto aparece principalmente em transmissões de múltiplos fluxos de dados e/ou transmissões multi-usuários, na qual a camada adicional de pré-codificação digital desempenha um papel importante no gerenciamento da interferência entre transmissões e entre usuários. Técnicas híbridas, portanto,

podem oferecer mais graus de liberdade aos projetos de sistemas de comunicações mmWave.

Espera-se ainda que os sistemas mmWave apliquem formação de feixe 3D [40]. Neste caso, a seletividade espacial é explorada, não somente no ângulo azimutal, como também no ângulo de elevação. Essa técnica utiliza arranjos bidimensionais (matrizes) de antenas e oferece flexibilidade extra no controle da transmissão para usuários separados espacialmente na mesma célula, uma vez que os padrões de radiação podem ser adaptados em ambos os planos de elevação e azimute.

### 3 O Canal de Comunicações e sua Modelagem em mmWave

Em redes de comunicações móveis, o acesso dos usuários ao sistema é fornecido pelas estações radiobase, responsáveis por prover cobertura em áreas geograficamente distintas denominadas células. O canal sem fio é, portanto, o meio de propagação entre um usuário móvel e a estação radiobase com a qual este se comunica. Ele consiste em um ambiente dinâmico, repleto de obstáculos como árvores, edifícios e veículos, que afetam a maneira como as ondas de rádio se propagam.

As condições de propagação desempenham um papel crítico na operação desses sistemas causando impedimentos como a atenuação, o sombreamento e o multipercurso. A atenuação é, basicamente, a perda gradual de intensidade causada pela dissipação da energia irradiada pelo transmissor [3]. Ela depende das características do ambiente de propagação e provoca variações que só são percebidas em distância muito grandes, na ordem de centenas de metros. Desse modo, nos modelos de propagação é geralmente assumido que a atenuação é constante para uma dada distância entre transmissor e receptor. O sombreamento, por sua vez, é o efeito causado por obstáculos que absorvem energia entre o transmissor e o receptor. A variação na intensidade do sinal devida ao sombreamento ocorre em distâncias proporcionais ao comprimento do obstáculo [3]. Por ser mais suave e lenta, essa variação é, por vezes, denominada desvanecimento em larga escala.

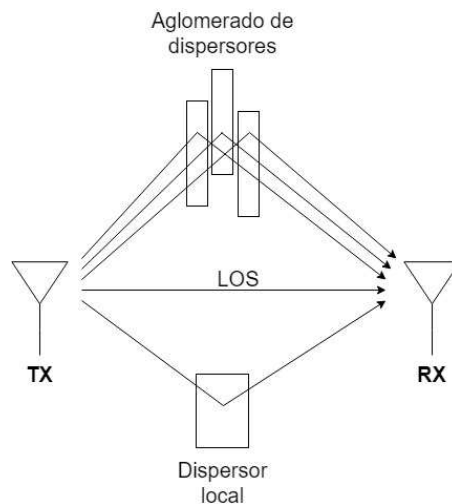


Figura 4 – Ilustração da propagação multipercurso (adaptada de [3]).

A propagação multipercurso descreve as características de propagação do canal de rádio sem fio no qual um sinal pode chegar ao receptor por uma multiplicidade de caminhos que surgem com as refrações, reflexões e difrações provocadas pelos obstáculos no ambiente de propagação. O número de caminhos possível é, em geral, muito grande, e cada um deles possui amplitude, atraso, mudança de fase, ângulo de partida e ângulo de chegada distintos [3]. Nesse

cenário, uma componente multipercurso (*Multipath Component* – MPC) pode corresponder a um único dispersor ou a múltiplos dispersores agrupados que geram sinais com atrasos semelhantes [41], como mostrado na Figura 4. O sinal resultante recebido pelo receptor é a soma vetorial dessas componentes multipercurso, que, diferentemente da atenuação e do sombreamento, provocam variação na intensidade do sinal em distâncias relativamente curtas em relação ao comprimento de onda do sinal transmitido [42]. Um fenômeno conhecido como desvanecimento em pequena escala ou desvanecimento multipercurso. A Figura 5 ilustra a relação entre a potência recebida/transmitida em dB versus a distância para os efeitos combinados de atenuação, sombreamento e multipercurso, encontrados nos sistemas de comunicações móveis.

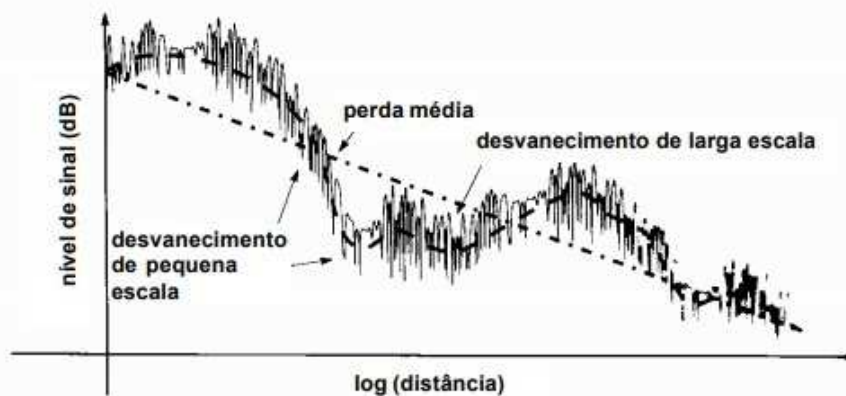


Figura 5 – Comportamento típico do sinal recebido em sistemas de comunicações móveis [3].

Além das mudanças rápidas na intensidade do sinal em uma pequena distância ou intervalo de tempo, a propagação multipercurso provoca outros efeitos como a modulação de frequência aleatória causada pelo deslocamento Doppler, a dispersão espacial AoA e AoD, e a dispersão temporal [42]. A dispersão temporal, em especial, tem impacto relevante nos canais multipercurso com grandes larguras de bandas. Como a maioria dos sistemas sem fio atuais e futuros deverão usar desse recurso para alcançar altas taxas de transmissão e viabilizar seus esquemas de acesso múltiplo [30], esses efeitos ganham ainda mais importância.

No domínio do tempo percebe-se que um pulso curto de duração  $T_s$ , quando transmitido por um canal com múltiplos percursos, é recebido com duração maior  $T_s + T_m$ , conforme ilustrado na Figura 6, sendo  $T_m$  o espalhamento de atraso do canal. Em canais de banda larga essa dispersão temporal é muito mais significativa do que a observada nos canais de banda estreita e provoca um grande alargamento do pulso. Esse alargamento é a razão pela qual os sistemas de banda larga são fortemente afetados pela interferência intersimbólica [3].

Por sua vez, ao observar o domínio da frequência, verifica-se que a função de transferência do canal varia sobre a largura de banda  $B$  de interesse, um fenômeno conhecido como seletividade em frequência [3]. As duas interpretações, no entanto, são equivalentes, tendo em vista a dualidade que a transformada de Fourier estabelece entre o domínio do tempo e o domínio da frequência.

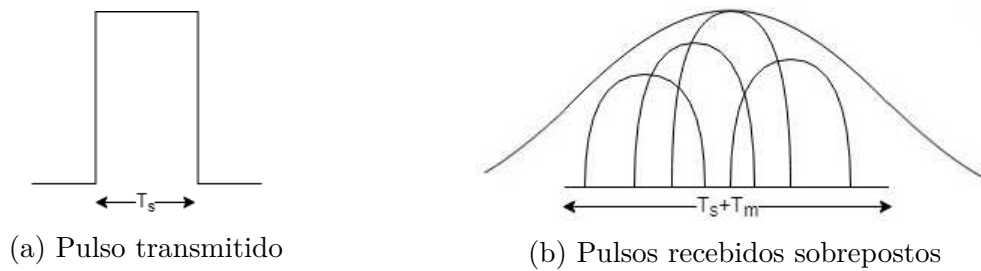


Figura 6 – Ilustração da dispersão temporal causada pelo canal multipercurso em sistemas de banda larga.

### 3.1 Modelo da Resposta ao Impulso do Canal

Modelos de canal são necessários para simular a propagação de maneira reproduzível e econômica, sendo esse recurso essencial para projetar e comparar com precisão interfaces aéreas e implantações de sistemas de comunicações. Parâmetros comuns de um modelo de canal sem fio incluem a frequência da portadora, a largura de banda, a distância entre o transmissor e o receptor, efeitos ambientais e outros requisitos necessários para construir equipamentos e sistemas padronizados globalmente [22].

Um bom modelo de canal deve ser capaz de descrever tanto as características do desvanecimento em larga escala decorrente da atenuação e do sombreamento, quanto do desvanecimento em pequena escala resultante do efeito multipercurso [33]. O desvanecimento em larga escala pode ser descrito pelos espalhamentos dos ângulos de chegada (AoA) e partida (AoD), pelo espalhamento de atraso, pela perda de percurso e os efeitos de sombreamento [33]. Por outro lado, o desvanecimento em pequena escala é representado pelas rápidas flutuações instantâneas do nível de potência de cada MPC e as densidades de probabilidade dos efeitos em larga escala [33]. Todas essas características são conjuntamente denominadas características espaço-temporais do canal.

Como as características de propagação do canal mmWave são essencialmente diferentes das bandas de frequência abaixo de 3 GHz, a maioria das medições e modelos tradicionais não é relevante para as bandas mmWave. Ou seja, não é possível aplicar diretamente resultados de redes convencionais a redes mmWave [27, 43]. A modelagem precisa e confiável do canal em ondas milimétricas, portanto, deve incorporar suas características específicas e suas restrições de *hardware* para fornecer uma boa caracterização dos sistemas celulares 5G, permitindo o projeto eficiente desses sistemas e o desenvolvimento de técnicas adaptadas à operação nessa faixa de frequências.

O principal desafio de um modelo de canal 5G é ser flexível e ao mesmo tempo fornecer uma base física relevante, especialmente em uma ampla faixa de frequências, e.g. 0,5–100 GHz [22]. Nos últimos anos, muitos esforços foram dedicados às comunicações mmWave, incluindo medições e modelos de canais em vários cenários, que foram realizados tanto pela indústria como pela academia [12, 13, 27, 44, 45, 46, 47, 48]. A maior parte dessa caracterização se deu no domínio sub-100 GHz, especialmente nas faixas de alto interesse como as bandas de 28 GHz,

38 GHz, 60 GHz e 73 GHz.

Devido às substanciais larguras de banda disponíveis, uma modelagem de canal de banda larga é a mais adequada para a representação fiel dos efeitos espaciais e temporais na faixa de frequências mmWave. Em geral, um canal de banda larga é modelado como uma linha densa de atrasos a partir da consideração de que o sinal recebido é composto por uma superposição de componentes atrasadas, ponderadas, defasadas e espacialmente dispersas do sinal transmitido. A resposta ao impulso do canal,  $h(\tau, \Theta, \Phi)$ , é expressa por [33, 47]

$$h(\tau, \Theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} a_{n,m} e^{j\varphi_{n,m}} \delta(\tau - \tau_{n,m}) \delta(\Theta - \Theta_{n,m}) \delta(\Phi - \Phi_{n,m}), \quad (3.1)$$

em que  $N$  é o número de *clusters* temporais e  $M_n$  é o número de sub-percursos associado ao  $n$ -ésimo *cluster*;  $a_{n,m}$ ,  $\varphi_{n,m}$  e  $\tau_{n,m}$  são, respectivamente, a amplitude, a fase e o atraso do  $m$ -ésimo sub-percurso do  $n$ -ésimo *cluster*;  $\Theta_{n,m}$  e  $\Phi_{n,m}$  são os vetores azimute/elevação dos ângulos de partida e chegada, respectivamente, relativos ao  $m$ -ésimo sub-percurso do  $n$ -ésimo *cluster*; e  $\delta$  é a função delta de Dirac. Cada MPC do modelo expresso em (3.1) tem, portanto, sete parâmetros multipercurso associados.

Existem três maneiras básicas de estipular esses parâmetros: de forma experimental, estocástica ou determinística. Na abordagem experimental, equipamentos de medição são usados para adquirir, digitalizar e armazenar respostas ao impulso do canal em determinada banda de interesse [30]. A principal vantagem dessa abordagem é que os resultados encontrados são realistas e podem ser reutilizados indefinidamente, mesmo em simulações de sistemas diferentes. No entanto, por serem característicos da área em que as medições foram realizadas, eles não necessariamente tipificam todo um ambiente de propagação. Devido ao dinamismo do ambiente urbano, também não há garantia de que as respostas ao impulso caracterizem com fidelidade esse mesmo ambiente ao longo do tempo. Essas considerações, bem como o custo e o esforço associados às campanhas de medição e ao armazenamento dos dados, restringem a aplicação de modelos experimentais. Eles são usados, normalmente, para embasar modelos estocásticos e validar modelos determinísticos.

Na abordagem determinística, a informação geográfica e morfológica de um banco de dados é usada para obter soluções das equações de Maxwell ou de alguma aproximação adequada [30]. Modelos determinísticos caracterizam explicitamente o efeito real do ambiente no sistema, mas ao custo de uma maior complexidade computacional. Os resultados encontrados são inerentemente menos precisos que aqueles obtidos via medições devido aos erros associados à base de dados que descreve a geografia da região e à natureza aproximada dos métodos numéricos de computação. A principal vantagem deste método, no entanto, é a facilidade e o baixo custo de sua implementação via simulações de computador. As técnicas de traçado de raios (RT) são as mais adequadas para caracterizar modelos determinísticos [29, 49].

Em contraste com a abordagem determinística, na abordagem estocástica a resposta ao impulso do canal é caracterizada por modelos probabilísticos baseados em medições extensas

realizadas em diferentes cenários e ambientes [30]. Esse método não tenta descrever as características espaço-temporais das componentes multipercursos de um local específico, mas sim as suas estatísticas. Geralmente, são as funções densidade de probabilidade dos parâmetros do canal que caracterizam os desvanecimentos em pequena e larga escala. Os modelos estocásticos de canal são considerados mais simples por requerem menos tempo de simulação e menor complexidade computacional. Para modelos estocásticos derivados de medições, o número finito de pontos de medição subjacentes, bem como os erros de medição, limitam a precisão possível.

Existem duas aplicações principais para modelos de canal [30]: para projeto, teste e aprovação de sistemas sem fio e para otimização desses sistemas. No primeiro caso, são necessários modelos de canal simples que reflitam as propriedades importantes dos canais de propagação - ou seja, propriedades que tenham impacto no desempenho do sistema. Isso geralmente é alcançado pelos modelos estocásticos de canais que descrevem as estatísticas da resposta ao impulso de forma paramétrica e para os quais o número de parâmetros é pequeno e independente de locais específicos. No segundo caso, os projetistas estão interessados em otimizar um determinado sistema em uma região geográfica específica. Parâmetros como o local das estações base, a altura das antenas e a potência transmitida devem ser otimizados no computador e não por meio de testes de campo e tentativa e erro. Para tais aplicações, é desejável o uso de modelos de canal específicos para o local analisado, utilizando as informações geográficas e morfológicas disponíveis, como os modelos determinísticos.

De um modo geral, portanto, os modelos estocásticos são mais usados para o design e a comparação de sistemas, enquanto os modelos específicos do local - como os provenientes do traçado de raios - são preferíveis para o planejamento de rede e a implantação de sistemas. Além disso, abordagens determinísticas e estocásticas podem ser combinadas para melhorar a eficiência de um modelo: por exemplo, a potência média em larga escala pode ser obtida a partir de modelos determinísticos, enquanto as variações dentro de uma área específica são modeladas estocasticamente.

A Expressão 3.1 se aplica nos casos em que o transmissor e o receptor são omnidirecionais [47, 50]. No entanto, para refletir o direcionamento adaptável do feixe de um enlace real entre a estação base e o equipamento de usuário em ondas milimétricas, ela deve ser modificada. A direcionalidade pode ser considerada incorporando os padrões de feixe das antenas,  $g_{\text{TX}}$  e  $g_{\text{RX}}$ , que fornecem ganhos de amplitude em função dos ângulos de elevação e azimute no transmissor e no receptor, respectivamente. A resposta ao impulso direcional  $h_{\text{dir}}(\tau, \Theta_0, \Phi_0)$  [47, 50] expressa em (3.2) é capaz de produzir PDPs direcionais para determinado alinhamento TX-RX de antenas com padrões de radiação arbitrários.

$$h_{\text{dir}}(\tau, \Theta_0, \Phi_0) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} a_{n,m} e^{j\varphi_{n,m}} \delta(\tau - \tau_{n,m}) g_{\text{TX}}(\Theta_0 - \Theta_{n,m}) g_{\text{RX}}(\Phi_0 - \Phi_{n,m}) \quad (3.2)$$

Em (3.2),  $\Theta_0$  e  $\Phi_0$  são os vetores azimute/elevação de partida e chegada, respectivamente, que definem o alinhamento das antenas, enquanto  $g_{\text{TX}}(\cdot)$  e  $g_{\text{RX}}(\cdot)$  são os ganhos em amplitude

das antenas transmissora e receptora, respectivamente.

Na Expressão 3.3 [47, 31], é definido o padrão de feixe 3D usado neste trabalho, parametrizado em função dos ângulos de azimute ( $\theta$ ) e elevação ( $\phi$ ). O ganho máximo de diretividade em unidades lineares  $G_0$  e os parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  são definidos em (3.4). O par  $(\theta, \phi)$  define o vetor azimute/elevação de chegada,  $\Theta$ , ou de saída,  $\Phi$ , a depender se a antena analisada é a de transmissão ou de recepção.

$$G(\theta, \phi) = \max \left( G_0 e^{-(\alpha\theta^2 + \beta\phi^2)}, \frac{G_0}{100} \right), \quad (3.3)$$

$$\alpha = \frac{4 \ln(2)}{\theta_{3\text{dB}}^2}, \quad \beta = \frac{4 \ln(2)}{\phi_{3\text{dB}}^2}, \quad G_0 = \frac{41253\eta}{\theta_{3\text{dB}}\phi_{3\text{dB}}}. \quad (3.4)$$

O padrão de feixe definido em (3.3) amplifica o nível de potência de todas as componentes multipercurso próximas a  $(\theta, \phi) = (0, 0)$  e atenua as demais componentes. A direcionalidade da antena pode ser ajustada ao se mover a localização do centro do feixe de  $\theta = 0$  e  $\phi = 0$  para qualquer outra direção centrada em  $\theta = \theta_0$  e  $\phi = \phi_0$ . Para isso, o padrão de antena em (3.3) deve ser substituído ou reinterpretado como  $G(\theta - \theta_0, \phi - \phi_0)$ . Neste trabalho, o feixe é alinhado à direção da MPC que chega ao receptor com maior potência. Vale ainda salientar que os padrões de radiação em amplitude da Expressão 3.2 são equivalentes a raiz quadrada dos padrões de radiação em potência, ou seja,  $g_i(\theta, \phi) = \sqrt{G(\theta, \phi)}$ ,  $i \in \{\text{TX}, \text{RX}\}$ .

Em (3.4),  $\theta_{3\text{dB}}$  e  $\phi_{3\text{dB}}$  são as larguras de feixe a 3 dB em azimute e elevação, respectivamente, e  $\eta$  é a eficiência da antena. Assume-se, comumente, que  $\eta = 0,7$ . Todos os ângulos das Expressões 3.3 e 3.4 devem ser tomados em graus ( $^\circ$ ) e não em rad/s. O feixe da antena quando  $\theta_{3\text{dB}} = \phi_{3\text{dB}} = 30^\circ$  é ilustrado na Figura 7.

## 3.2 Traçado de Raios e a Abordagem Determinística

Um canal de propagação sem fio pode ser visto como um canal determinístico, à medida que as equações de Maxwell e as condições de contorno eletromagnético (localização, forma e propriedades dielétricas e condutoras de todos os objetos no ambiente) permitem determinar a intensidade do campo em todos os pontos e momentos [30]. Para ambientes externos, esses modelos de canal puramente determinísticos precisam levar em consideração todas as características geográficas e morfológicas do ambiente de propagação.

Os métodos que procuram soluções de “força bruta” para as Equações de Maxwell, empregando suas formas integrais ou diferenciais, são altamente precisos, mas seus requisitos computacionais são proibitivos na maioria dos ambientes [30]. Por isso, é muito mais comum usar aproximações das equações de Maxwell como base para a solução. A aproximação mais difundida é a aproximação de alta frequência, também conhecida como aproximação de raios [49]. Nesta aproximação, as ondas eletromagnéticas são modeladas como raios que seguem as leis da óptica geométrica (leis de reflexão e transmissão de Snell). Refinamentos adicionais



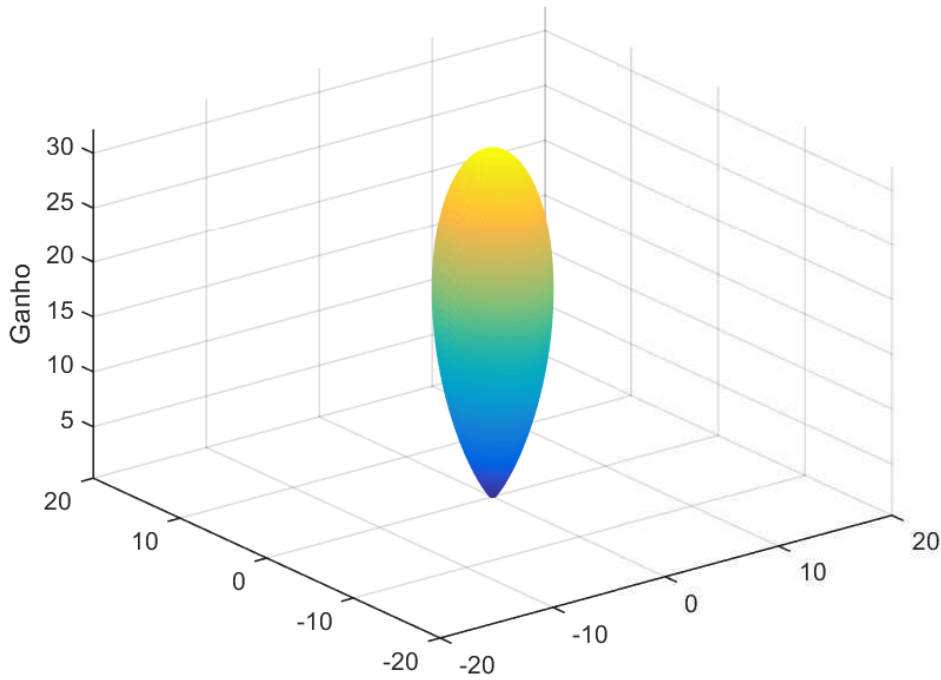


Figura 7 – Modelo do feixe da antena quando  $\theta_{3\text{dB}} = \phi_{3\text{dB}} = 30^\circ$ .

permitem também a inclusão de aproximações dos efeitos de difração e difusão [49]. A previsão de propagação usando simulações de traçado de raios é, portanto, uma abordagem popular para modelar canais físicos porque possibilita a investigação da maioria dos mecanismos de propagação dos canais sem fio, como reflexão e difração, e fornece inerentemente características espaciais resolvidas direcionalmente.

Utilizando o conceito de traçado de raios, os raios são emitidos a partir do ponto em que o transmissor está localizado e interage com o meio de propagação - descrito, por exemplo, pelo tamanho, a localização e a altura de seus obstáculos. Quanto mais detalhada for a base de dados que descreve o ambiente de propagação, mais precisos poderão ser os resultados fornecidos pelo traçado de raios. Muitas simulações RT têm apenas uma pequena discrepância com as medidas empíricas [46, 51, 52].

As técnicas de traçado de raios são ainda mais adequadas em ondas milimétricas, pois as altas frequências causam mais reflexão e menos difração [27]. Elas já são usadas com sucesso nessa faixa de frequências para prever o comportamento de propagação do canal em diversos cenários e fornecer estimativas das propriedades do canal [47, 53, 54, 55].

O modelo de canal proposto na Equação 3.1, em geral, considera que o canal afeta de forma aleatória o sinal transmitido, sendo este efeito quantificado pelo processo estocástico  $\mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi)$ . A resposta ao impulso resultante da simulação por traçado de raios,  $h(t, \tau, \Theta, \Phi)$ , é uma função amostra determinística da família de funções representadas pelo processo aleatório  $\mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi)$  [56]. Ou seja, para um dado conjunto amostral  $\Xi$  associado ao processo estocástico

$\mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi)$ , é válido afirmar que [56]

$$h(t, \tau, \Theta, \Phi) = \mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi; \xi_0), \quad (3.5)$$

em que  $\xi_0 \in \Xi$  é um resultado experimental associado à função amostra  $h(t, \tau, \Theta, \Phi)$ . Sendo assim, todos os parâmetros que caracterizam a resposta ao impulso  $h(t, \tau, \Theta, \Phi)$  são conhecidos e constantes (não mudam durante a simulação do canal) e, por isso, não são tratados como variáveis ou processos aleatórios.

As características temporais do canal podem ser discutidas a partir de  $h(\tau)$ , desconsiderando as características espaciais da resposta ao impulso. A transformada de Fourier pode ser efetuada em relação à variável  $\tau$ , resultando em uma representação diferente, porém equivalente, do canal [57]. O resultado é a resposta em frequência  $H(f)$  expressa em (3.6).

$$H(f) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} a_{n,m} e^{j\varphi_{n,m}} e^{-j2\pi f\tau_{n,m}}. \quad (3.6)$$

Parâmetros de faixa larga, como o perfil de atraso de potência, ajudam a caracterizar um canal de comunicações sem fio. Expressões analíticas dos equivalentes determinísticos dos parâmetros de faixa larga dependem fundamentalmente dos parâmetros do modelo de resposta ao impulso determinístico  $h(\tau)$ . É importante verificar que essas expressões são estimadores dos parâmetros encontrados em uma análise estocástica. A igualdade entre os estimadores e os parâmetros estatísticos encontrados utilizando um modelo WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatterers*) só é garantida se o processo  $\mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi)$  for ergódico em média e ergódico em autocorrelação [29, 58]. Ou seja, se o modelo estocástico for ergódico, a função amostra  $h(t, \tau, \Theta, \Phi)$  contém a mesma informação estatística (em média e autocorrelação) que o processo  $\mathbf{h}(t, \tau, \Theta, \Phi)$  [58].

O perfil de atraso de potência (*Power Delay Profile* – PDP) do modelo determinístico pode ser estimado de acordo com a Expressão 3.7.

$$P(\tau) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} a_{n,m}^2 \delta(\tau - \tau_{n,m}). \quad (3.7)$$

O PDP é uma função de componentes discretas localizadas nos pontos de atraso  $\tau = \tau_{n,m}$  e ponderadas pelos termos de potência referentes a propagação  $a_{n,m}^2$ . Na Figura 8 é possível visualizar dois perfis de atraso de potência gerados com o traçado de raios: um LOS e outro NLOS.

### 3.3 Modelo de Perda de Percurso e Sombreamento

A perda de percurso e o sombreamento são encapsulados no modelo de desvanecimento em larga escala. Para avaliar os sistemas mmWave, é importante determinar como a perda de

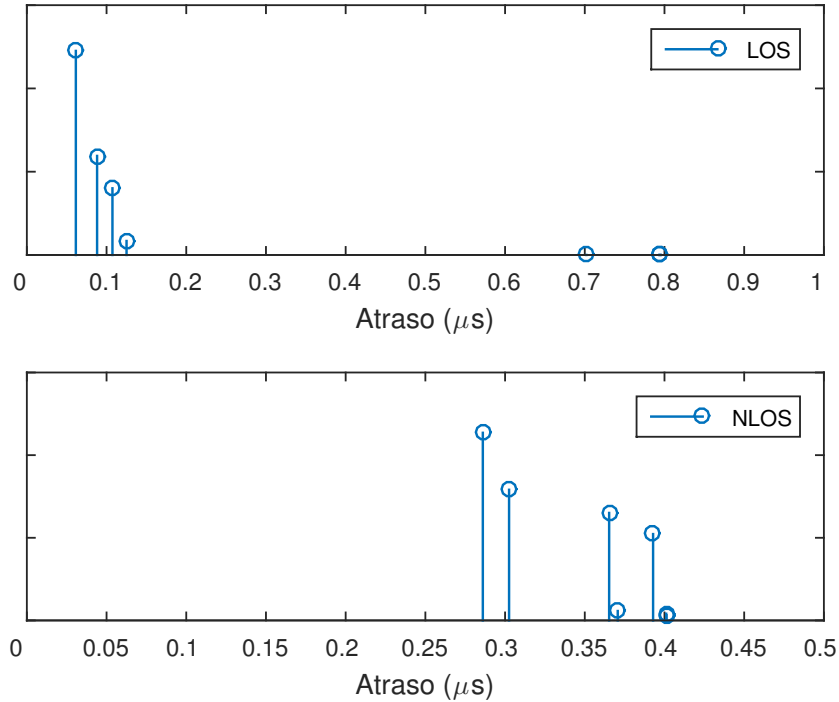


Figura 8 – Perfis de atraso de potência LOS e NLOS encontrado com o traçado de raios do rtIecom.

percurso varia com a distância. Enquanto o modelo FSL da Seção 2.1 descreve a propagação no espaço livre, um modelo de perda de percurso em mmWave deve considerar atenuações mais altas causadas por vários fatores combinados, como a atenuação atmosférica e reflexões difusas.

Em geral, existem dois modelos usados no ajuste às curvas de perda de percurso em distâncias menores que 200 m [33]: o modelo de interceptação flutuante (*Floating Intercept* – FI) e o modelo de referência de curta distância (*Close-In reference* – CI).

O modelo FI é dado pela Expressão 3.8 [33], [52], [44] em que  $\alpha$  e  $\beta$  representam a interceptação flutuante e a inclinação linear, respectivamente, e  $\chi_\sigma$  é uma variável aleatória Gaussiana de média nula e desvio padrão  $\sigma$  (em dB) que modela o sombreamento. O sombreamento caracteriza as flutuações de potência em torno da perda de percurso média impostas por grandes objetos obstrutivos, como edifícios.

$$PL_{FI}(d) = \alpha + \beta 10 \log_{10}(d) + \chi_\sigma, \quad \chi_\sigma \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2). \quad (3.8)$$

Este modelo não possui referência ou base física, mas apenas ajusta os dados (por meio de uma regressão de mínimos quadrados) para criar um modelo de equação linear de interceptação flutuante [46], [52]. Por isso, nenhum significado físico deve ser atribuído aos parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$ , cujos valores também são bastante sensíveis aos dados.

Por sua vez, o modelo CI vincula a perda de percurso em qualquer frequência à FSL em uma distância de referência  $d_0$ . A atenuação de potência do sinal transmitido em uma distância

$d$  em relação a  $d_0$  é definida como [33], [52], [22]

$$PL_{CI}(d) = PL_{FS}(d_0) + 10n \log_{10}(d/d_0) + \chi_\sigma, \quad (d \geq d_0), \quad (3.9)$$

em que  $PL_{FS}(d_0) = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)^2$  é a perda de percurso no espaço livre em dB para uma distância de referência  $d_0$ ,  $n$  é o expoente de perda de percurso (*Path Loss Exponent* – PLE) encontrado minimizando o erro médio quadrático e  $\chi_\sigma$  é o sombreamento, modelado igualmente como uma variável aleatória Gaussiana de média nula e desvio padrão  $\sigma$  em dB. Em mmWave, a distância de referência  $d_0$  é tipicamente igual a 1 m [46], [22].

No modelo CI, apenas um único parâmetro  $n$  precisa ser determinado e este possui uma informação física relevante: por exemplo,  $n = 2$  é o PLE da propagação no espaço livre e  $n = 4$  é o PLE para um modelo de dois raios [3]. Por ter a interceptação fixa, o modelo CI é menos sensível a perturbações nos dados, mas seu erro de ajuste é ligeiramente maior, o que significa que deve-se esperar desvios padrão ligeiramente maiores em relação aos encontrados com o modelo FI [12], [44].

Tabela 1 – Modelos CI de perda de percurso omnidirecional em mmWave.

Cenário	Parâmetros
Medições em NYC [46] (28 GHz)	LOS: $n = 2,1$ , $\sigma = 3,6$ dB NLOS: $n = 3,4$ , $\sigma = 9,7$ dB
Medições em NYC [46] (73 GHz)	LOS: $n = 2,0$ , $\sigma = 4,8$ dB NLOS: $n = 3,4$ , $\sigma = 7,9$ dB
UMa [59] ( $0,5 < f_c < 100$ GHz)	NLOS: $n = 3,19$ , $\sigma = 8,2$ dB
UMa [60] ( $6 < f_c < 100$ GHz)	LOS: $n = 2,0$ , $\sigma = 4,1$ dB NLOS: $n = 3,0$ , $\sigma = 6,8$ dB
UMi Street Canyon [60] ( $6 < f_c < 100$ GHz)	LOS: $n = 1,98$ , $\sigma = 3,1$ dB NLOS: $n = 3,19$ , $\sigma = 8,2$ dB
UMi Open Square [60] ( $6 < f_c < 100$ GHz)	LOS: $n = 1,85$ , $\sigma = 4,2$ dB NLOS: $n = 2,89$ , $\sigma = 7,1$ dB

Em modelos celulares urbanos é comum ajustar as perdas de percurso LOS e NLOS separadamente. Por generalidade, também, há uma predileção por modelos de perda de percurso omnidirecionais, que supõem antenas com ganhos unitários, ainda que a análise de sistemas mmWave – intrinsecamente direcionais - dependa do acréscimo da modelagem dos padrões de antena. Os valores dos parâmetros omnidirecionais do modelo CI de alguns estudos relevantes em mmWave são mostrados na Tabela 1.

Como o PLE descreve o gradiente da perda de percurso como uma fração da distância  $d$ , é esperado que enlaces LOS tenham valores mais baixos de PLE. Observando a Tabela 1 percebe-se que as perdas de percurso LOS seguem aproximadamente a propagação do espaço livre com base na lei de Friis, com  $PLE \approx 2$ . Por outro lado, a perda de percurso e, conseqüentemente o PLE, é significativamente maior em enlaces NLOS, pois o caminho entre o TX e o RX é obstruído e os sinais recebidos são formados principalmente pelas MPCs refletidas e/ou dispersas. Os valores de PLE, neste caso, variam aproximadamente entre 3 e 4.

## 4 Capacidade de Canais sem Fio

A crescente demanda por comunicação sem fio torna importante determinar os limites de capacidade desses canais. Esses limites são fundamentais no projeto de sistemas, pois ditam as taxas máximas de dados que podem ser alcançadas sem quaisquer restrições de atraso ou complexidade no codificador e no decodificador.

O trabalho seminal de Shannon [61] é a base da teoria da informação que explora os limites teóricos para a transmissão confiável em sistemas de comunicações com ruído. Em especial, a capacidade do canal determina a taxa máxima de transmissão que um canal sem fio pode sustentar com uma probabilidade de erro insignificante.

O teorema da codificação de Shannon prova a existência de um código que, se utilizado, permite transmitir dados sem erros a uma taxa arbitrária  $R$  em *bits/s*, desde que  $R$  seja menor que a capacidade  $C$  do canal. O inverso desse teorema, por sua vez, mostra que a probabilidade de erro é sempre maior que zero, quando  $R > C$ . Além disso, Shannon demonstrou que a capacidade do canal pode ser alcançada com uma probabilidade de erro insignificante se os dados transmitidos forem codificados com códigos aleatórios infinitamente longos [61, 62]. A especificação para projetar tais códigos, no entanto, não foi determinada. Após décadas, a emergência de técnicas de codificação mais eficazes, como os códigos turbo [63] e os códigos LDPC [64], permitiram que o limite de capacidade previsto por Shannon fosse rigorosamente aproximado.

Para o caso de um canal com ruído aditivo gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise – AWGN*), a capacidade é dada pela Fórmula 4.1, na qual  $\gamma$  é a razão sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio – SNR*) e  $B$  é a largura de banda do canal [61].

$$C = B \log_2(1 + \gamma). \quad (4.1)$$

A capacidade alcançável, portanto, quantifica a máxima taxa de informação, em *bits/s*, que pode ser transmitida por uma certa largura de banda  $B$ . As grandes larguras de banda disponíveis no espectro mmWave são, por isso, cruciais para o aumento da capacidade dos sistemas 5G, que precisam suprir a demanda crescente por taxa de transmissão.

Na fórmula de capacidade do canal dada em (4.1) é considerado um cenário simples, que assume um canal AWGN ideal cujo sinal de entrada tem distribuição gaussiana. Para canais seletivos em frequência, a capacidade deve ser calculada a partir das densidades espectrais de potência (DEPs) do sinal recebido e do ruído a partir da Fórmula 4.2, sendo esta expressão válida apenas para canais com ruído estacionário gaussiano [65].

$$C = \int_{f_1}^{f_2} \log_2 \left( 1 + \frac{S_y(f)}{S_n(f)} \right) df. \quad (4.2)$$

Em (4.2),  $C$  é a capacidade do canal em *bit/s*;  $[f_1, f_2]$  é a banda passante do canal, em Hz, de forma que  $f_2 = f_c + \frac{B}{2}$  e  $f_1 = f_c - \frac{B}{2}$ ;  $S_y(f)$  é a DEP do sinal recebido, em W/Hz;  $S_n(f)$  é a DEP do ruído, em W/Hz; e  $f$  é frequência, em Hz.

A DEP define como a potência de um sinal é distribuída no domínio da frequência. Para um sinal aleatório contínuo no tempo e estacionário no sentido amplo,  $x(t)$ , a DEP,  $S_x(f)$  pode ser obtida a partir da transformada de Fourier da autocorrelação  $R_x(\tau)$  do sinal [56], tal como

$$S_x(f) = \mathcal{F}\{R_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (4.3)$$

Quando o sinal  $x(t)$  é transmitido por um canal com resposta em frequência  $H(f)$ , a DEP do sinal de saída é dada pela Expressão 4.4 [56].

$$S_y(f) = |H(f)|^2 S_x(f). \quad (4.4)$$

O ruído, por sua vez, é definido como qualquer sinal aleatório indesejado que comprometa a transmissão e o processamento de recepção da informação. O modelo básico de ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*) supõe que o ruído é aditivo, estatisticamente independente do sinal transmitido e que suas amostras tenham distribuição gaussiana [66]. Dessa forma, assume-se que, ao longo da largura de banda  $B$  de interesse, a densidade espectral de potência do ruído é constante e igual a  $N_0/2$ , conforme a Expressão 4.5.

$$S_n(f) = \begin{cases} \frac{N_0}{2}, & f_c - \frac{B}{2} \leq |f| \leq f_c + \frac{B}{2} \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (4.5)$$

Em banda básica complexa equivalente, por sua vez, o ruído AWGN tem densidade espectral de potência igual a  $N_0$  no intervalo de frequências  $-B/2 \leq f \leq B/2$ , como ilustrado na Figura 9. Em geral, considera-se que  $N_0 = kT$ , sendo  $k = 1.38 \times 10^{-23}$  a constante de Boltzmann e  $T$  a temperatura absoluta equivalente do ruído em K, geralmente assumida como 290 K [67]. A potência do ruído pode ser então calculada conforme a Expressão 4.6, na qual  $F$  é o fator de ruído do receptor que é simplesmente a figura de ruído  $N_f$  em unidades lineares.

$$P_n = kTFB. \quad (4.6)$$

Admitindo que a potência do sinal transmitido  $P_{\text{TX}}$  é uniformemente distribuída por toda a sua largura de banda, ou seja, que  $S_x(f) = P_{\text{TX}}/B$  para  $f_c - \frac{B}{2} < f < f_c + \frac{B}{2}$ , a capacidade do canal em (4.2) pode ser reescrita como

$$C = \int_{f_1}^{f_2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{\text{TX}} |H(f)|^2}{kT_0 F B} \right) df. \quad (4.7)$$

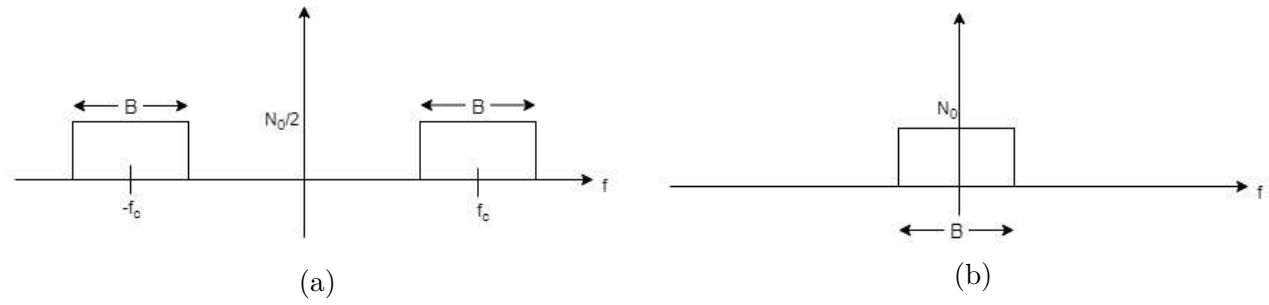


Figura 9 – Densidade espectral de potência do ruído em a) Banda-Passante; b) Banda Básica

## 4.1 Capacidade Ergódica

No caso anterior, o comportamento do canal é completamente conhecido. A estrutura de erros em canais aleatórios variantes no tempo, no entanto, é essencialmente diferente daquela encontrada em canais AWGN [30]. Para canais móveis com desvanecimento, nos intervalos de tempo em que o canal apresenta desvanecimento profundo, devido à interferência destrutiva das componentes multipercursos, a qualidade do canal se deteriora fortemente e a presença de erros em rajadas é frequentemente observada [3]. Neste caso, existe uma definição de capacidade de canal particularmente relevante para o projeto de sistemas: a capacidade ergódica.

Para a capacidade ergódica, a suposição básica é que o período de transmissão  $T$  seja muito maior que o tempo de coerência  $T_c$  do canal, i.e.,  $T \gg T_c$  [68]. Isto significa que o tempo de transmissão é longo o suficiente para revelar as propriedades ergódicas do processo  $h(t, \tau)$  que é assumido ergódico em  $t$ . Com a suposição de ergodicidade, os resultados de capacidade no sentido de Shannon são válidos e definem a taxa de transmissão máxima que pode ser imputada ao canal com probabilidade de erro assintoticamente pequena [3]. Ou seja, utilizando um bom código, a taxas menores que a capacidade, a probabilidade de erro decai exponencialmente com o comprimento da transmissão.

O teorema da codificação e seu inverso não colocam restrições à complexidade ou atraso do sistema de comunicação. Assim, a capacidade ergódica é geralmente usada como um limite superior para as taxas de dados que podem ser alcançadas sob restrições reais do sistema [3]. Considerando um canal com restrição de potência média no transmissor  $P_{TX}$ , perturbado por ruído AWGN com densidade espectral de potência  $N_0$ , a capacidade quando apenas o receptor conhece a informação lateral do canal é dada pela Equação 4.8 [3], em que  $H(t, f)$  é a resposta em frequência do canal no tempo  $t$  e  $E[\cdot]$  é o operador valor esperado.

$$C = E \left[ \int_{f_1}^{f_2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{TX} |H(t, f)|^2}{N_0 B} \right) df \right]. \quad (4.8)$$

O operador valor esperado  $E[\cdot]$  em (4.9) é tomado em relação às estatísticas do processo aleatório  $\Psi = |H(t, f)|^2$ . Sob a suposição ergódica, essas estatísticas são independentes de  $t$  ou  $f$  [3]. Logo, a Equação 4.8 pode ser reescrita como na Equação 4.9 em que  $\psi = |H(f)|^2$  é o ganho



de potência do canal com desvanecimento e  $f_{\Psi}(\psi)$  é a sua função densidade de probabilidade.

$$C = \int_0^{\infty} B \log_2 \left( 1 + \frac{P_{\text{TX}}\psi}{N_0 B} \right) f_{\Psi}(\psi) d\psi. \quad (4.9)$$

Pela fórmula em (4.9) percebe-se que a capacidade ergódica é a média estatística da capacidade de um canal AWGN com SNR  $\gamma = \frac{S\psi}{N_0 B}$  sobre a distribuição de  $\gamma$ , que é equivalente a distribuição de  $\psi$ , uma vez que  $\frac{S}{N_0 B}$  é constante. A capacidade ergódica é, portanto, o valor esperado da capacidade instantânea, tomada sobre todas as realizações do canal [69]. Com isso, é possível concluir que um código capaz de atingir a capacidade do canal deve ser suficientemente longo para que qualquer palavra-código recebida seja afetada por todos os possíveis estados de desvanecimento, o que pode resultar em um atraso significativo.

Pela desigualdade de Jensen,  $E[C(\Psi)] < C(E[\Psi])$  [3]. Como consequência, conclui-se que a capacidade ergódica é menor que a capacidade em um canal AWGN com a mesma SNR média [30]. Isto se dá porque, quando apenas o receptor possui CSI, a taxa transmitida deve ser constante e calculada para atender todas as realizações do canal, inclusive os estados com desvanecimento profundo. São essas realizações do canal com desvanecimento profundo que, tipicamente, reduzem a capacidade ergódica.

Outra hipótese seria considerar que o receptor envie o *feedback* dos parâmetros estimados na recepção para o transmissor de forma que o transmissor também conheça a informação lateral do canal. Quando isso acontece, é possível adaptar a potência, a taxa de dados e o esquema de codificação de acordo com a variação do canal, num esquema conhecido como *water-filling*. Essa hipótese, no entanto, não será considerada aqui. Assume-se que apenas o receptor possui conhecimento dos parâmetros do canal e, portanto, a potência de transmissão é constante.

## 4.2 Capacidade com Interrupção

A suposição ergódica não é necessariamente satisfeita em sistemas de comunicações práticos operando em canais com desvanecimento. Na verdade, se forem exigidas restrições de atraso rigorosas, como é o caso na transmissão de voz por canais sem fio, o requisito de ergodicidade não pode ser satisfeito e o período de transmissão  $T$  é, em geral, muito menor que o tempo de coerência  $T_c$  do canal [3].

Quando isto acontece, cada realização do canal pode ser associada a um valor de capacidade  $C(\psi)$ , em que  $\psi$  é o ganho de potência do desvanecimento. Esta capacidade, também chamada capacidade instantânea, é vista como uma variável aleatória, pois depende dos parâmetros aleatórios instantâneos do canal [70]. Neste caso, onde não ocorre uma variabilidade de canal significativa durante toda a transmissão, pode não haver um significado clássico de Shannon ligado à capacidade em situações típicas [68]. De fato, pode haver uma probabilidade não-negligenciável de que o valor da taxa transmitida, por menor que seja, exceda a capacidade instantânea do canal. Esta situação dá origem a probabilidades de erro que não decaem com o

aumento do comprimento do código. Uma definição de capacidade alternativa, neste caso, é a capacidade com interrupção.

A capacidade com interrupção é definida como a máxima taxa de dados que pode ser transmitida pelo canal com alguma probabilidade de interrupção, correspondendo à probabilidade de que o sinal recebido não seja decodificado com probabilidade de erro insignificante [3, 71]. Dessa forma, define-se a máxima taxa de transmissão que pode ser garantida para uma determinada porcentagem de todas as realizações do canal.

A premissa básica da capacidade com interrupção é que uma taxa de dados alta pode ser enviada pelo canal e decodificada corretamente, exceto quando o canal estiver em desvanecimento profundo. Ao permitir que o sistema perca alguns dados no caso de desvanecimentos profundos, uma taxa de dados maior pode ser mantida, quando comparado ao caso em que todos os dados devem ser recebidos corretamente, independentemente do estado de desvanecimento. A probabilidade de interrupção,  $P_{out}$ , caracteriza a probabilidade de perda de dados ou, equivalentemente, de desvanecimento profundo. O desempenho de capacidade versus indisponibilidade é então determinado associando probabilidades de interrupção às taxas de dados, como na Equação 4.10. Neste caso, portanto,  $P_{out}$  é a probabilidade de o canal não suportar uma determinada taxa de transmissão  $R$ .

$$P_{out} = Pr(C(\psi) \leq R) \quad (4.10)$$

Os valores de  $R$  para os quais  $P_{out} = 0$ , são as taxas que garantem comunicação confiável no sentido de Shannon. Vale ainda ressaltar que a capacidade ergódica de Shannon é o valor esperado de  $C(\psi)$ .

## 5 Descrição das Simulações e Resultados

Este trabalho de pesquisa dispõe-se a analisar a capacidade de sistemas mmWave que despontam como protagonistas da próxima geração de comunicações móveis. As amplas larguras de banda disponíveis nessa faixa de espectro, somadas à formação de feixes direcionais, diferenciam os sistemas mmWave dos sistemas anteriores e prometem aumentar drasticamente a capacidade dos sistemas 5G. Este estudo se propõe a quantificar a capacidade de canais mmWave por meio do mapeamento dessa grandeza em uma região de interesse. Para isso, primeiramente utiliza-se um modelo de canal determinístico baseado no traçado de raios da ferramenta rtIecom, desenvolvida no Instituto de Estudos Avançados em Comunicações (Iecom) da UFCG [55]. A técnica de traçado de raios permite predições com alta precisão quando comparada à medições, além de possibilitar a computação dos efeitos multipercurso em cenários reais, baseados no mapeamento do terreno e das construções da região de interesse. O cenário avaliado aqui corresponde ao bairro do Bessa da cidade de João Pessoa na Paraíba, conforme ilustrado na Figura 10.

Uma parte importante do traçado de raios é o banco de dados que descreve a informação geográfica e morfológica da área desejada na simulação computacional. No rtIecom, a descrição da região de propagação é um parâmetro de entrada que recebe mapas no formato *shapefile* (.shp). O cenário abstrato usado no traçado de raios é o disposto na Figura 11, obtido a partir do mapeamento urbano feito em [72]. O Bessa é um bairro essencialmente residencial com predominância de construções entre 2 e 4 pavimentos, conforme o mapa de gabarito apresentado em [72]. Por isso, a altura média dos obstáculos nessa área situa-se em torno de 7,5 m.

A ferramenta rtIecom utiliza o método da força bruta ou SBR (Shooting and Bouncing Rays). Os raios são lançados a partir de um ponto transmissor com espaçamentos angulares discretos tanto no ângulo azimutal ( $0 \leq \theta \leq 2\pi$ ) quanto no ângulo de elevação ( $0 \leq \phi \leq \pi$ ). É usado, portanto, um traçado de raios tridimensional (3D) no qual as componentes multipercurso não são restritas a propagar apenas em um plano horizontal ou vertical. A perspectiva 3D do cenário avaliado é apresentada na Figura 12.

São considerados os efeitos de reflexão, dispersão, difração, atenuação atmosférica gasosa e atenuação atmosférica devida à chuva, baseados, respectivamente, na óptica geométrica, na teoria de Kirchhoff, na teoria uniforme da difração (UTD) modificada de Luebber, e nos modelos descritos em [1] e [2]. Os efeitos de penetração não são considerados.

Quando um raio é lançado do ponto fonte, este pode incidir diretamente no ponto receptor - em caso de linha de visada direta - ou pode atingir as paredes dos obstáculos e ter o seu traçado ditado pelo meio de propagação. Neste segundo caso, os raios podem ser refletidos ou difratados diversas vezes, até chegarem ao receptor ou até atingirem o número máximo de reflexões e difrações. A configuração usada neste trabalho considera até 10 reflexões e 1 difração.



Figura 10 – Mapa da cidade de João Pessoa [4] com detalhe da área de interesse: o bairro de Bessa [5].

Todos os edifícios são modelados como superfícies planas (sem janelas, portas, etc.) Presume-se que os edifícios sejam de concreto com permissividade relativa  $\varepsilon_r = 5,31$  e condutividade  $\sigma = 0,0326f_{\text{GHz}} \text{ S/m}$ , em que  $f_{\text{GHz}}$  é a frequência da portadora em GHz. Os telhados são de telha com permissividade relativa  $\varepsilon_r = 5,2$  e condutividade  $\sigma = 0 \text{ S/m}$ . O solo é modelado como asfalto com permissividade relativa  $\varepsilon_r = 5,7$  e condutividade  $\sigma = 0,012 \text{ S/m}$  [55]. Para simplificar, objetos dispersivos como carros, pessoas e objetos de rua (placas e cartazes) não são considerados.

Dada a localização da estação base  $(x_{\text{BS}}, y_{\text{BS}})$ , deseja-se modelar os canais que correspondam aos enlaces *downlink* entre esse transmissor e um conjunto de possíveis localizações de um usuário receptor dentro da célula. A célula é modelada como uma região circular com centro em  $(x_{\text{BS}}, y_{\text{BS}})$  e raio  $R_c$ . São então definidas zonas de recepção: a região de interesse é segmentada em uma grade de elementos quadrados e assume-se o centro de cada elemento como uma possível localização do receptor (RX). Na Figura 13 encontra-se uma ilustração da célula segmentada em zonas de recepção.

O tamanho das zonas de recepção define a resolução do mapeamento desejado. A grade receptora tem espaçamento fixado em  $R_c/100$  num esforço para balancear a obtenção de um número suficiente de amostras com um tempo de simulação razoável. Nas simulações com  $R_c = 200 \text{ m}$ , por exemplo, existem 31.428 pontos de recepção localizados no centro dos elementos de uma grade com 2 m de espaçamento.

As bandas de 28, 38 e 73 GHz são aqui analisadas por serem as principais candidatas para as redes 5G iniciais [26]. A altura da antena transmissora na BS é de 15 m e a altura da antena receptora na MS é de 1,5 m [59]. Do rtIcom são extraídos os parâmetros de ganho, atraso,



Figura 11 – Modelagem do bairro do Bessa usada no traçado de raios.

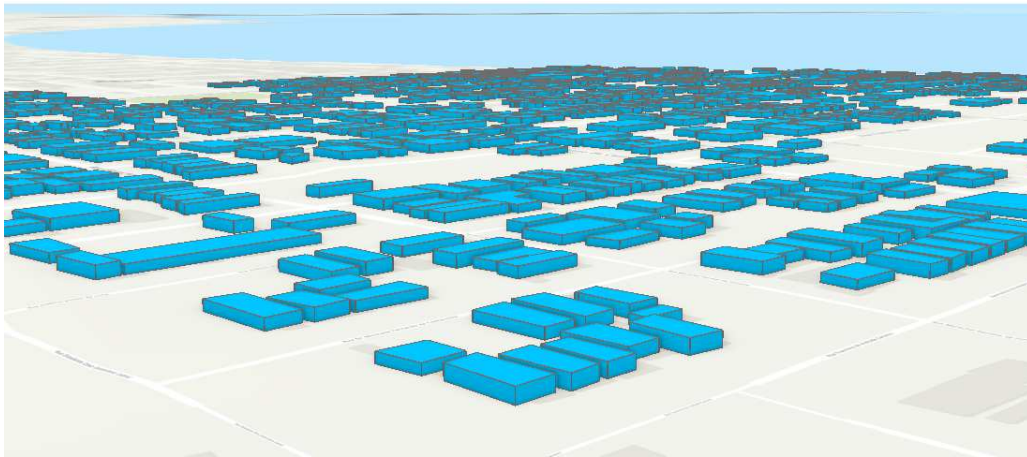


Figura 12 – Perspectiva 3D do cenário avaliado.

ângulo de chegada (em azimute e em elevação) e ângulo de saída (em azimute e em elevação) dos raios detectados em um ponto de recepção, conforme ilustra a Figura 14. É importante salientar que apenas os raios que chegam com uma perda de percurso omnidirecional abaixo do limiar  $PL_{\max}$  (dB) são considerados. As simulações foram realizadas com  $PL_{\max} = 200$  dB.

A formação de feixe direcional é empregada por meio do modelo de padrão de antena expresso na Fórmula 3.3 que fornece ganho de potência em função dos ângulos de azimute e

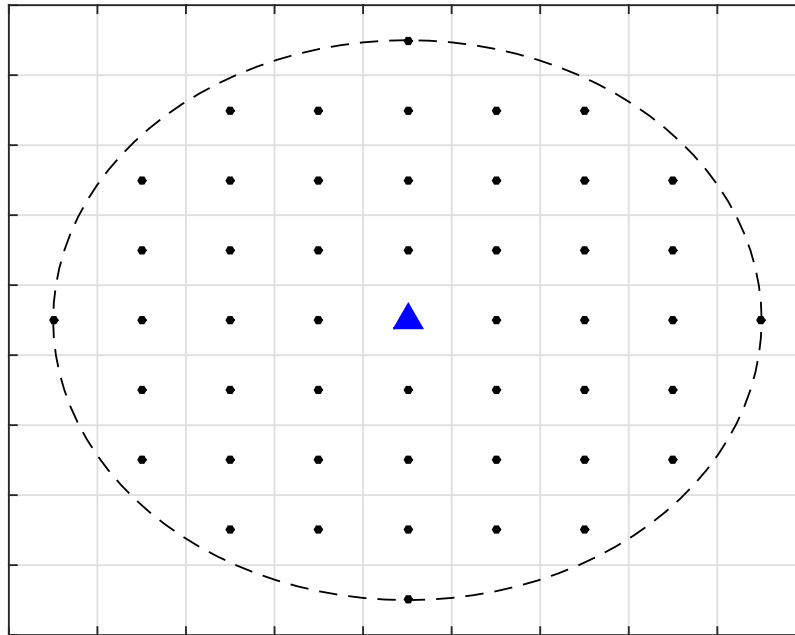


Figura 13 – Ilustração da disposição dos pontos receptores em uma célula circular com transmissor (triângulo azul) no centro.

elevação. Adotou-se  $\theta_{3dB} = 30^\circ$  para a antena transmissora e  $\theta_{3dB} = 90^\circ$  para a antena receptora [18, 73]. A largura de feixe no ângulo azimutal,  $\theta_{3dB}$ , é igual a largura de feixe no ângulo de elevação,  $\phi_{3dB}$ , em ambos os casos. A direção do feixe é ajustada à direção do caminho físico que chega ao receptor com maior potência. A resposta ao impulso direcional do canal é, então, obtida para cada um dos pontos receptores da região analisada. Apenas receptores externos são considerados.

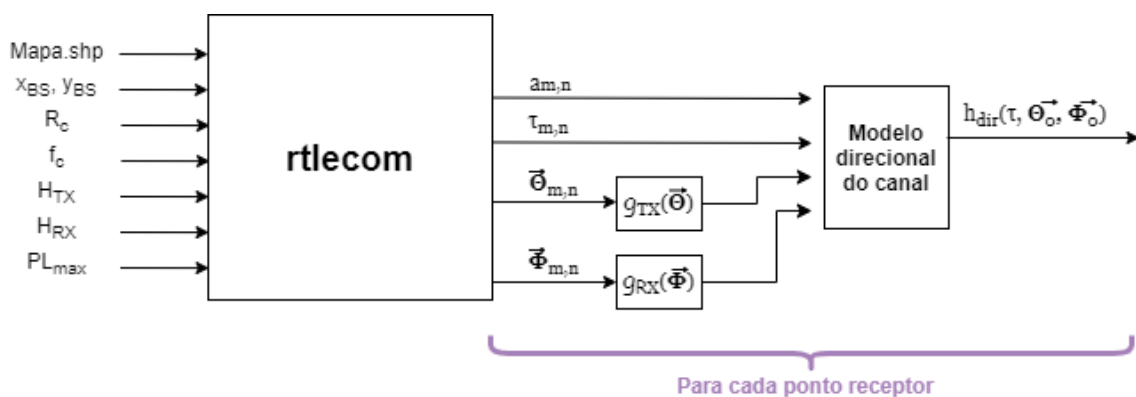


Figura 14 – Esquemático do processo de obtenção da resposta ao impulso direcional do canal.

Se houver pelo menos um caminho LOS entre o TX e o RX, ou seja, se existir um raio que chegue ao ponto de recepção sem sofrer nenhuma reflexão ou difração, o enlace é considerado LOS. Caso contrário, esse enlace TX-RX é classificado como NLOS.

A potência transmitida é de 35 dBm [59], a largura de banda adotada é de 1 GHz [60]

e o raio da célula é de 200 m [55, 60]. Assume-se um receptor com figura de ruído igual a 6 dB [16] e uma relação sinal ruído mínima de -3 dB [18]. Todos os parâmetros utilizados são listados na Tabela 2 e, a não ser que se explicita o contrário, são os adotados nos resultados aqui apresentados.

Tabela 2 – Parâmetros de simulação

Parâmetro	Valor adotado
Altura da antena TX	15 m
Altura da antena RX	1.5 m
Potência transmitida	35 dBm
$\theta_{3dB}$ da antena TX	30°
$\phi_{3dB}$ da antena TX	30°
$\theta_{3dB}$ da antena RX	90°
$\phi_{3dB}$ da antena RX	90°
Largura de banda do canal	1 GHz
Raio da célula	200 m
Figura de ruído	6 dB
SNR Mínima	-3 dB

## 5.1 Mapas de Calor

O objetivo primário desse estudo é obter mapas de calor que expressem a variação da capacidade do canal em uma área específica. Esse instrumento de avaliação gráfico e simples deve possibilitar a identificação de zonas com baixa qualidade de serviço em razão do conteúdo urbano próprio de tal região. Nessas zonas, mesmo no limite superior, ou seja, com a implementação de códigos e técnicas que aproximem a transmissão à capacidade do canal, prevê-se que as taxas de dados alcançáveis seriam menores que a capacidade média da região.

Tal instrumento de avaliação poderia ser utilizado por agentes fiscalizadores como a própria Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel), por usuários individuais caso otimizações devidas viabilizassem a implementação do traçado de raios e demais simulações computacionais em um aplicativo de celular ou ainda pelas próprias operadoras no intuito de melhorar o planejamento celular e corrigir a qualidade do serviço em tais regiões.

Depois de estimar a resposta ao impulso direcional em cada ponto de recepção, a relação sinal ruído e a capacidade são calculadas. Pontos de recepção que apresentem SNR menor que o limiar são considerados em *outage*, ou seja, tem a sua conexão interrompida por causa das más condições de propagação. Os pontos em *outage* são codificados pela cor preta para permitir sua fácil identificação no mapa de calor. Os demais pontos são mapeados da seguinte maneira: o intervalo entre a menor e a maior capacidade calculada é quantizado em 64 níveis e cada um desses intervalos menores é codificado por uma cor distinta, numa paleta que varia do azul escuro ao amarelo.

Os mapas de calor da capacidade para as bandas de 28, 38 e 73 GHz são apresentados, respectivamente, nas Figuras 15, 16 e 17. A posição do transmissor é indicada pelo triângulo azul e a dimensão da célula é dividida em quatro círculos concêntricos, com diferença radial de 50 m entre círculos adjacentes. O mapeamento é realizado usando um limiar de relação-sinal ruído  $\text{SNR}_{\text{min}} = -3$  dB. Na Tabela 3 é apresentada a codificação em cores e os intervalos quantizados do mapa em 28 GHz para fins de conferência.

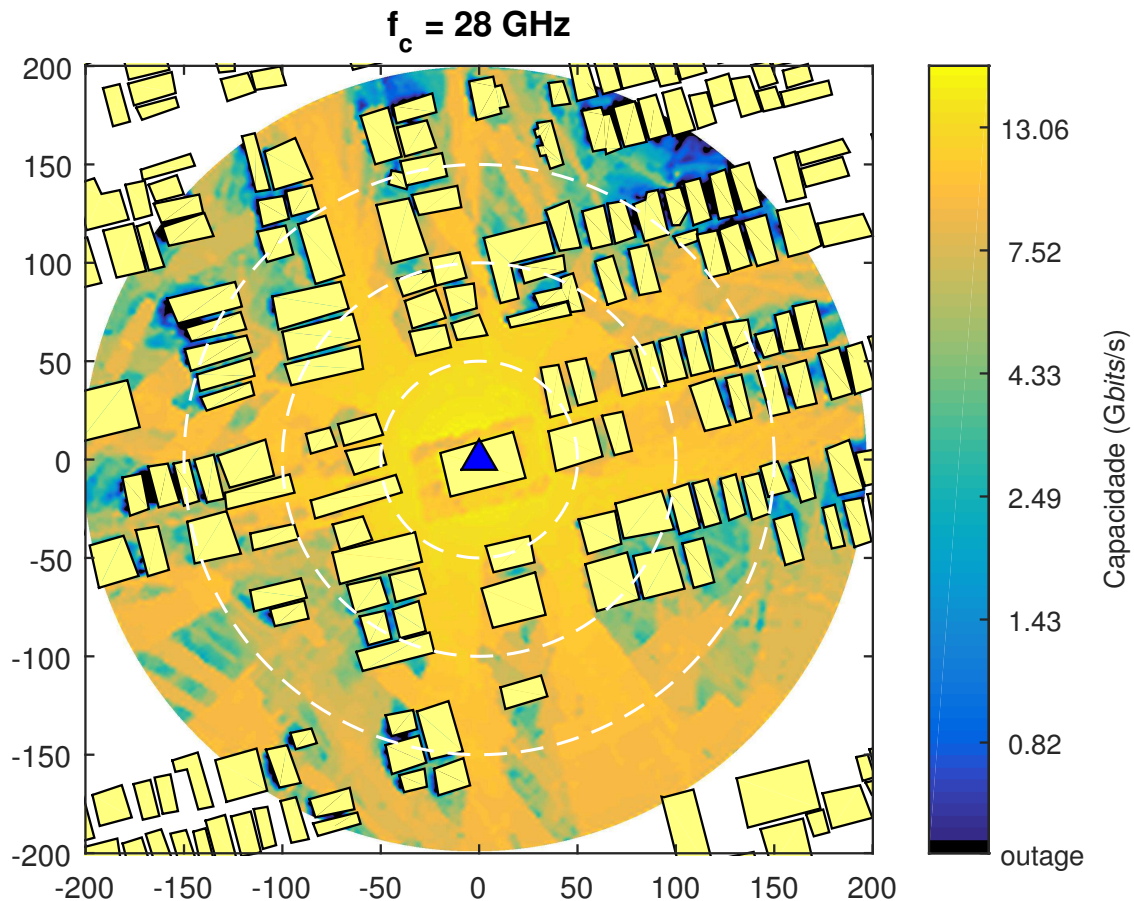


Figura 15 – Mapa de calor da capacidade em 28 GHz.

Para a frequência de 28 GHz, percebe-se que no primeiro círculo, nas proximidades do transmissor, encontram-se as maiores capacidades, atingindo valores acima de 13 *Gbit/s*. Isto ocorre devido à predominante presença de visada direta nesta região. Há apenas o sombreamento do próprio prédio em que se considera que a estação base esteja instalada afetando ligeiramente a capacidade da transmissão nesse primeiro raio de 50 m. Na região entre o primeiro e o segundo círculo ( $50 \text{ m} < d < 100 \text{ m}$ ) são observadas algumas áreas sombreadas, entretanto, a maior parte desta região ainda logra de capacidades acima de 7,5 *Gbit/s*. Na região entre o segundo e o terceiro círculo ( $100 \text{ m} < d < 150 \text{ m}$ ), são observados maiores níveis de sombreamento devido às obstruções das construções, que fazem a capacidade estimada cair para valores entre 2,5 e 4 *Gbit/s*. Na última região ( $150 \text{ m} < d < 200 \text{ m}$ ) já é possível observar áreas com capacidades inferiores a 1,5 *Gbit/s* como também regiões de *outage* nas quais a relação sinal ruído recebida é insuficiente para manter a conexão.



Tabela 3 – Codificação em cores e intervalos quantizados para o mapa de calor em 28 GHz.

Cor	Capacidade (Gbits/s)	Cor	Capacidade (Gbits/s)	Cor	Capacidade (Gbits/s)	Cor	Capacidade (Gbits/s)
	0.50 - 0.53		1.21 - 1.28		2.94 - 3.10		7.11 - 7.52
	0.53 - 0.56		1.28 - 1.36		3.10 - 3.28		7.52 - 7.94
	0.56 - 0.59		1.36 - 1.43		3.28 - 3.47		7.94 - 8.39
	0.59 - 0.63		1.43 - 1.51		3.47 - 3.66		8.39 - 8.87
	0.63 - 0.66		1.51 - 1.60		3.66 - 3.87		8.87 - 9.38
	0.66 - 0.70		1.60 - 1.69		3.87 - 4.09		9.38 - 9.91
	0.70 - 0.74		1.69 - 1.79		4.09 - 4.33		9.91 - 10.47
	0.74 - 0.78		1.79 - 1.89		4.33 - 4.57		10.47 - 11.07
	0.78 - 0.82		1.89 - 2.00		4.57 - 4.83		11.07 - 11.69
	0.82 - 0.87		2.00 - 2.11		4.83 - 5.11		11.69 - 12.36
	0.87 - 0.92		2.11 - 2.23		5.11 - 5.40		12.36 - 13.06
	0.92 - 0.97		2.23 - 2.36		5.40 - 5.70		13.06 - 13.80
	0.97 - 1.03		2.36 - 2.49		5.70 - 6.03		13.80 - 14.59
	1.03 - 1.09		2.49 - 2.63		6.03 - 6.37		14.59 - 15.42
	1.09 - 1.15		2.63 - 2.78		6.37 - 6.73		15.42 - 16.29

O comportamento na frequência de 38 GHz é muito similar ao da frequência de 28 GHz, inclusive nos valores de capacidade estimados: no primeiro círculo ( $d < 50$  m) capacidades acima de 12,3 Gbit/s, no segundo círculo ( $50 \text{ m} < d < 100$  m) capacidades em torno de 7,2 Gbit/s e no terceiro círculo ( $100 \text{ m} < d < 150$  m) a presença de áreas sombreadas com capacidades reduzidas entre 4,2 e 2,4 Gbit/s. A principal diferença se encontra no último círculo ( $150 \text{ m} < d < 200$  m) no qual são observadas maiores focos de *outage*, em especial na área superior à direita do mapa.

Diferenças mais significativas são observadas na frequência de 73 GHz. A primeira região ( $d < 50$  m) ainda é aquela que apresenta os maiores valores de capacidade - neste caso, em torno de 11,4 Gbit/s - devido ao predomínio da condição LOS. No segundo círculo ( $50 \text{ m} < d < 100$  m) as capacidades são estimadas majoritariamente próximas aos 6,7 Gbit/s, ainda que os pequenos sombreamentos observados sejam mais aprofundados. Para as distâncias acima de 100 m do transmissor, há presença maciça de áreas sombreadas com capacidades abaixo de 4 Gbit/s, além de maiores áreas de *outage* em quase todas as direções.

Vale salientar que, nas três simulações, os parâmetros de antenas transmissora e receptora foram iguais. A antena transmissora tem uma largura de feixe a 3 dB de 30° o que corresponde a um ganho máximo de 15 dB e a antena receptora tem largura de feixe a 3 dB de 90°, correspondente a 5,5 dB de ganho em seu foco direcional. Como o comprimento de onda diminui com o aumento da frequência, espera-se que a possibilidade de construção de antenas mais diretivas com maiores ganhos em 73 GHz possam melhorar a qualidade geral do serviço nessa

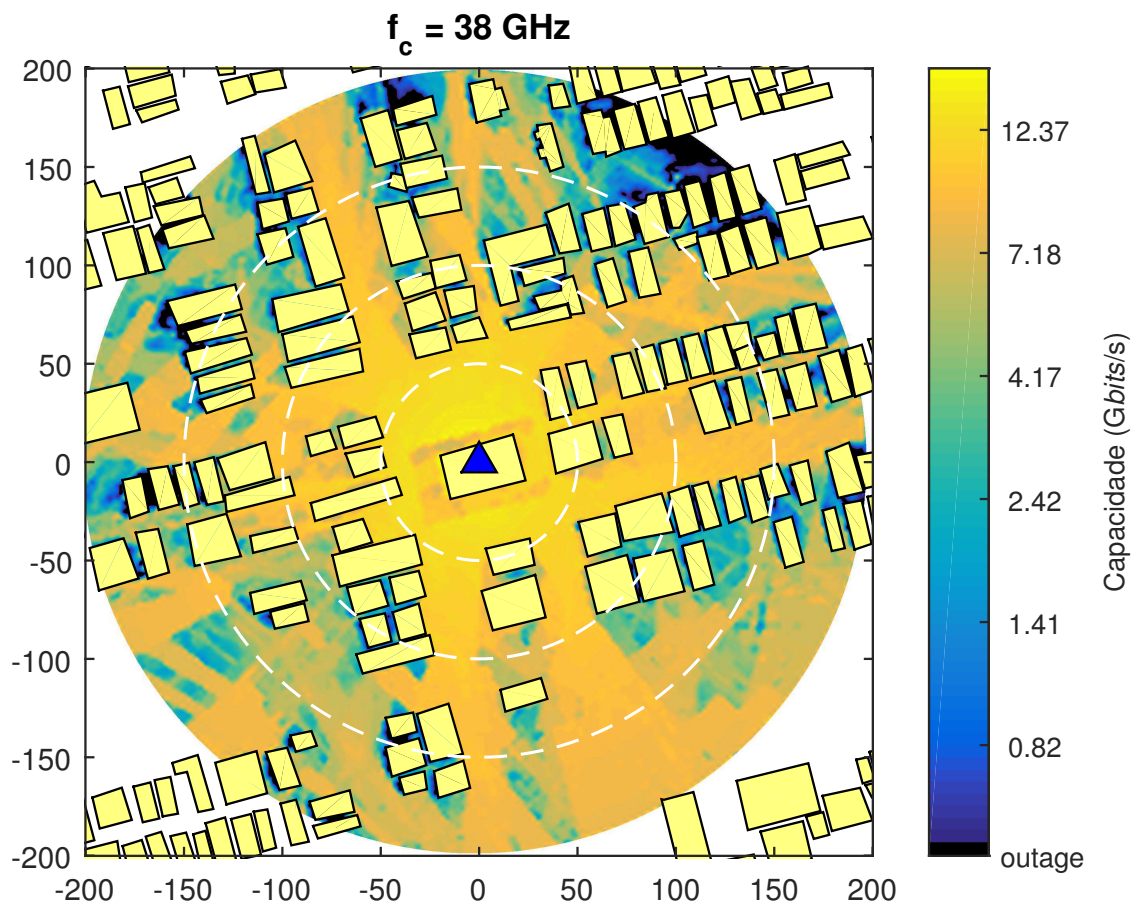


Figura 16 – Mapa de calor da capacidade em 38 GHz.

faixa de frequência.

Tendo isso em vista, ensejou-se avaliar como a largura de feixe a 3 dB das antenas - e, conseqüentemente, seu ganho - influencia a capacidade estimada. Para tanto, variou-se a largura de feixe da antena TX de  $30^\circ$  a  $10^\circ$  em intervalos de  $10^\circ$ . A largura de feixe da antena RX foi mantida constante e igual a  $90^\circ$ . Em todos os casos, considerou-se que  $\theta_{3dB} = \phi_{3dB}$ , ou seja, que a largura de feixe no ângulo azimutal é igual a largura de feixe no ângulo de elevação. Na Figura 18 são apresentadas as funções cumulativas de probabilidade da eficiência espectral em *bit/s/Hz* nas frequências de 28, 38 e 73 GHz para diferentes valores de largura de feixe a 3 dB da antena transmissora. Quando  $\theta_{3dB} = 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ$  os ganhos máximos da antena TX são de 15 dB, 18,5 dB e 24 dB, respectivamente.

A eficiência espectral desvincula a análise da capacidade da largura de banda  $B$  do canal. Como esperado, a eficiência espectral aumenta à medida que o feixe se torna mais estreito, em todas as frequências. O resultado observado com os mapas de calor é aqui ratificado: a frequência mais baixa de 28 GHz apresenta os melhores resultados para uma mesma largura de feixe em comparação às demais. Isso se justifica pelo crescimento da perda de percurso com o aumento da frequência. Curiosamente, as curvas de 28 GHz com  $\theta_{3dB} = 30^\circ$ , de 38 GHz com  $\theta_{3dB} = 20^\circ$  e de 73 GHz com  $\theta_{3dB} = 10^\circ$  praticamente se sobrepõem, indicando que maior diretividade deve ser implementada em frequências mmWave mais altas para obter o mesmo desempenho

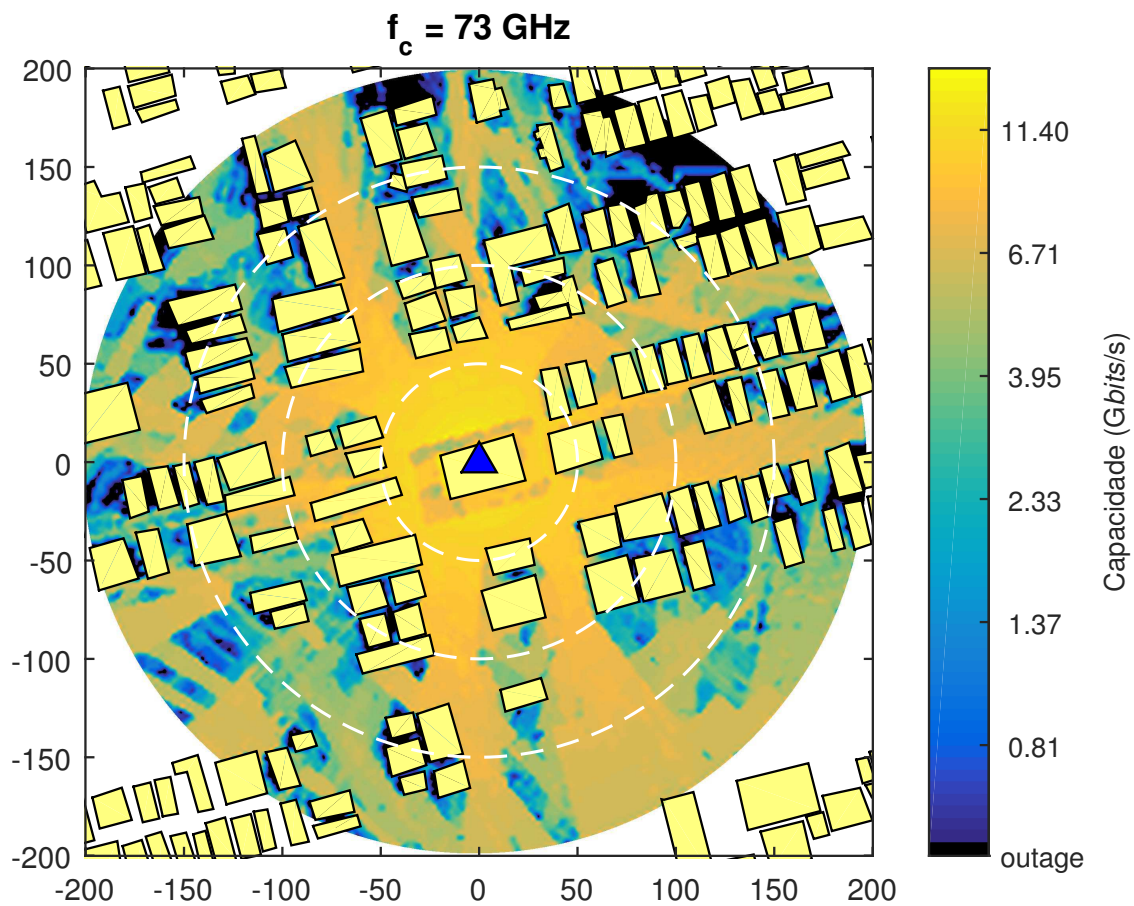


Figura 17 – Mapa de calor da capacidade em 73 GHz.

das frequências mmWave mais baixas.

Em seguida, decidiu-se quantificar o impacto das zonas de *outage* dos mapas de calor na conectividade do serviço prestado na região. Neste caso, define-se a cobertura celular como a grandeza que avalia a porcentagem de toda a área de interesse que recebe o sinal mmWave com qualidade adequada. Na Figura 19 é possível analisar a variação da cobertura em função do limiar da relação sinal ruído,  $\text{SNR}_{\min}$ , adotado.

Como foram mantidos os mesmos parâmetros de antena para as três frequências avaliadas, confirma-se que a cobertura em 73 GHz é aquela que apresenta o pior resultado, atendendo menos de 85% da área analisada quando  $\text{SNR}_{\min} = -3$  dB. É possível perceber que mesmo com limiares muito pequenos, abaixo de -20 dB, algumas pequenas zonas entre prédios não conseguem receber sinal com qualidade adequada nas condições modeladas aqui. Para limiares de SNR entre -20 dB e 30 dB, a cobertura apresenta quedas drásticas em todas as frequências consideradas, de maneira que praticamente não há mais detecção de sinal na região de interesse quando  $\text{SNR}_{\min} > 30$  dB.

Por fim, resolveu-se investigar qual impacto da altura da antena da estação base na estimativa de capacidade desse sistema celular. Para isso, o parâmetro  $H_{\text{TX}}$  do traçado de raios foi variado entre 10 e 25 m, em intervalos de 5 m, para a frequência de 28 GHz. As curvas de cobertura desse caso são mostradas na Figura 20.

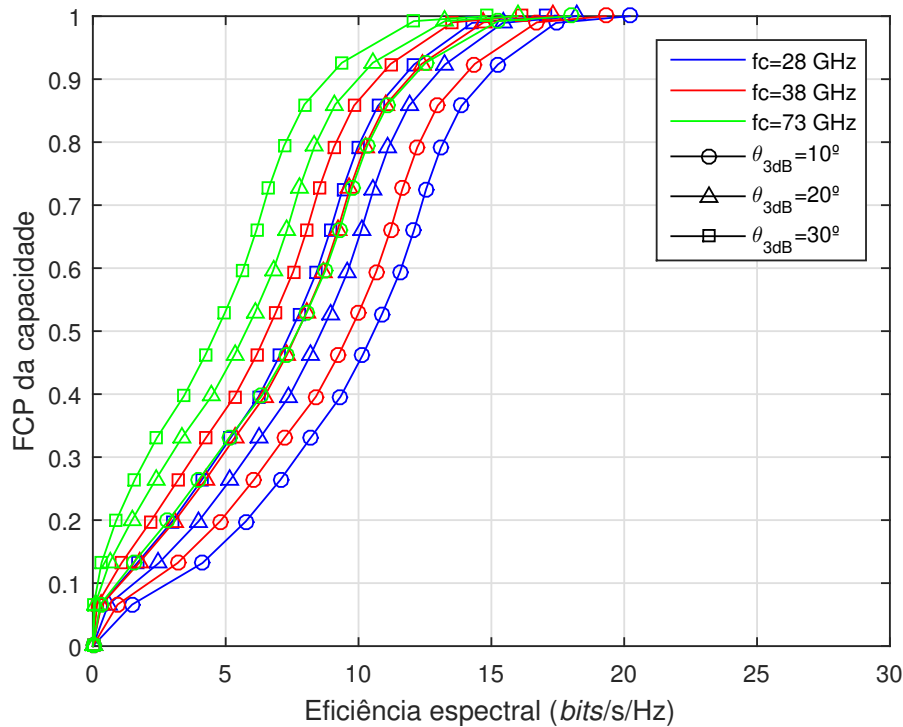


Figura 18 – Função cumulativa de probabilidade da capacidade para diferentes valores de largura de feixe a 3 dB da antena TX.

A pior cobertura se deu quando  $H_{TX} = 10$  m, porque essa altura se compara à altura média dos obstáculos ao redor do transmissor que é de 7,5 m. À medida que a altura aumenta, observa-se uma melhora da cobertura. Essa melhora, no entanto, apresenta certa limitação uma vez que as curvas de  $H_{TX} = 20$  m e  $H_{TX} = 25$  m são praticamente idênticas. Logo, aumentar a altura da antena transmissora da BS acima de 20 m parece ter pouco ou nenhum efeito na cobertura da região avaliada.

O resultado da Figura 20 é reinterpretado na Figura 21 ao se avaliar a cobertura em função da capacidade mínima alcançável. Essa mudança permite estimar qual porcentagem da área de interesse seria atendida caso um requisito de capacidade desejável mínima fosse estabelecido. Percebe-se que, ao visar 1 Gbit/s de taxa de dados máxima alcançável, com a altura do TX otimizada, cerca de 94% da região estudada seria capaz de prover as condições necessárias para atingir tal requisito.

## 5.2 Modelo de Propagação e Capacidade Ergódica

O traçado de raios, bem como o cálculo da capacidade quando consideradas as características do canal seletivo em frequência conforme a Equação 4.7, requerem um tempo considerável de simulação devido ao seu alto custo computacional associado. Uma solução alternativa para quantificar a capacidade dos sistemas mmWave de maneira rápida e simples é descrever a região de interesse a partir de um modelo de propagação adequado. Com essa abordagem o efeito do sombreamento é modelado estocasticamente e não mais como consequência direta do cenário

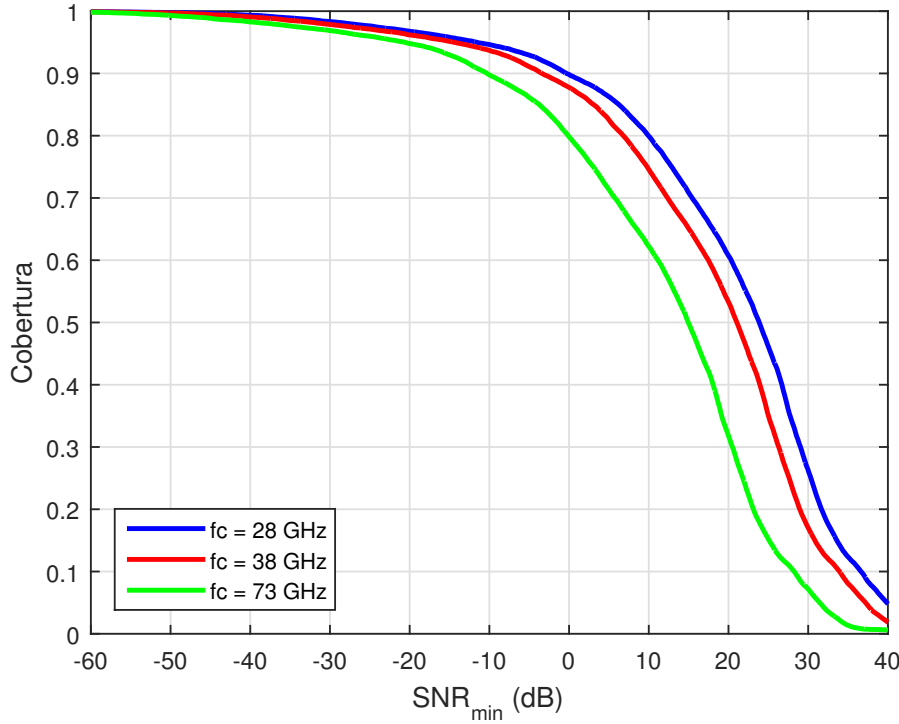


Figura 19 – Cobertura em função do limiar de relação sinal ruído.

urbano e seus obstáculos, como acontece no traçado de raios. Assim, não é possível identificar quais são as zonas de *outage* ou as áreas com capacidade reduzida devido ao sombreamento, mas é possível estimar a capacidade média esperada em função da distância TX-RX.

Os parâmetros dos modelos FI e CI do cenário considerado no bairro do Bessa foram calculados a partir dos dados de perda de percurso gerados com o *rtIcom* para as frequências de 28, 38 e 73 GHz e encontram-se expostos na Tabela 4. Percebe-se que, na presença de visada direta, os valores encontrados se aproximam da propagação no espaço livre (PLE  $\approx 2$ ) concordando com os outros modelos exibidos na Tabela 1. Nota-se também que a escolha do ajuste (FI ou CI) pouco interfere no resultado obtido na condição LOS uma vez que ambos fornecem parâmetros com valores similares. Os valores dos expoentes de perda encontrados quando não há visada direta foram todos abaixo de 2,80 divergindo ligeiramente de outros modelos que consideram um PLE NLOS entre 3 e 4, mas próximo do Cenário UMi *Open Square* proposto pelo NYU WIRELESS [60], no qual  $n=2,89$ . Isto pode ser justificado pela baixa altura média dos obstáculos na área estudada, cujas construções são predominantemente inferiores a 4 pavimentos (equivalente a 12 m).

Para os modelos que consideram apenas as perdas de percurso, a relação sinal ruído, em unidades lineares, pode ser calculada como

$$\gamma = \frac{P_{\text{TX}}G_{\text{TX}}G_{\text{RX}}}{P_n\text{PL}}, \quad (5.1)$$

em que  $P_{\text{TX}}$  é a potência transmitida,  $G_{\text{TX}}$  é o ganho da antena TX,  $G_{\text{RX}}$  é o ganho da antena

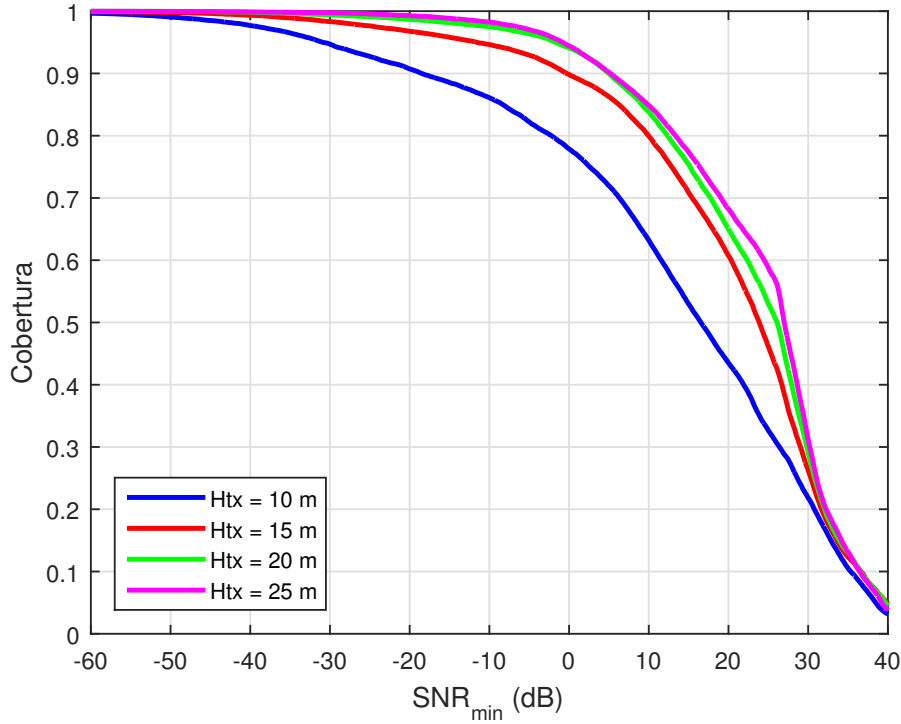


Figura 20 – Cobertura para diferentes valores de altura do TX na estação base.

Tabela 4 – Modelos de perda de percurso omnidirecional para o bairro do Bessa.

Frequência	Modelo FI	Modelo CI
28 GHz	LOS: $\alpha = 60,5, \beta = 2,01, \sigma = 4,58$ dB NLOS: $\alpha = 51,4, \beta = 3,2, \sigma = 15,3$ dB	LOS: $n = 1,97, \sigma = 4,58$ dB NLOS: $n = 2,73, \sigma = 15,4$ dB
38 GHz	LOS: $\alpha = 64, \beta = 1,97, \sigma = 4,58$ dB NLOS: $\alpha = 54,1, \beta = 3,21, \sigma = 15,4$ dB	LOS: $n = 1,97, \sigma = 4,58$ dB NLOS: $n = 2,75, \sigma = 15,5$ dB
73 GHz	LOS: $\alpha = 68,7, \beta = 2,02, \sigma = 4,56$ dB NLOS: $\alpha = 59,3, \beta = 3,27, \sigma = 15,7$ dB	LOS: $n = 1,97, \sigma = 4,56$ dB NLOS: $n = 2,78, \sigma = 15,7$ dB

RX, PL é a perda de percurso e  $P_n$  é a potência do ruído.

Independente do modelo escolhido, FI ou CI, pode-se dizer que a perda de percurso, em dB, é a soma de uma função dependente da distância  $u(d)$  com uma variável aleatória gaussiana  $\chi_\sigma$  de média nula e desvio padrão  $\sigma$  que caracteriza o sombreamento. Ou seja,  $PL_{dB} = u(d) + \chi_\sigma$ , sendo a fdp de  $\chi_\sigma$  dada pela Expressão 5.2.

$$f_\chi(\chi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\chi}{\sigma}\right)^2}. \tag{5.2}$$

Em unidades lineares,  $PL = v(d)\Omega$ , sendo  $v(d) = 10^{u(d)/10}$  uma segunda função também dependente da distância TX-RX e sendo  $\Omega$  o sombreamento em unidades lineares com fdp  $f_\Omega(\omega)$ . Se  $\Omega = 10^{\chi/10}$ , a função densidade de probabilidade de  $\Omega$  pode ser calculada a partir de  $f_\chi(\chi)$

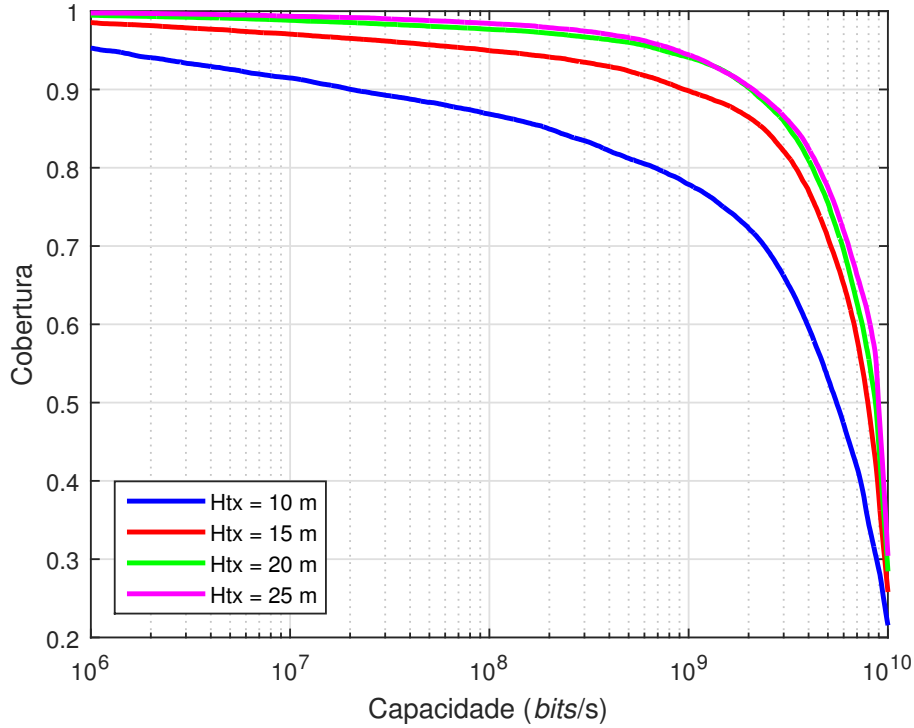


Figura 21 – Cobertura em função da capacidade mínima para diferentes valores de altura do TX na estação base.

conforme o procedimento descrito em [56]. O resultado encontrado é a expressão em (5.3).

$$f_{\Omega}(\omega) = \frac{10}{\omega \ln(10)} f_x(10 \log_{10} \omega). \quad (5.3)$$

Reconhece-se a relação sinal ruído como uma variável aleatória  $\Gamma$  que pode, então, ser reescrita de acordo com a Expressão 5.4.

$$\Gamma(d) = \frac{P_{\text{TX}} G_{\text{TX}} G_{\text{RX}}}{P_n v(d)} \frac{1}{\Omega}. \quad (5.4)$$

Para cada valor de  $d$ ,  $a = (P_{\text{TX}} G_{\text{TX}} G_{\text{RX}} v(d)) / P_n$  assume um valor constante. A relação sinal ruído se torna, assim, unicamente uma função da variável aleatória  $\Omega$ . Seja  $\Gamma$  a SNR com fdp  $f_{\Gamma}(\gamma)$ , quando  $\Gamma = a/\Omega$ , a fdp de  $\Gamma$  é dada pela Fórmula 5.5.

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \frac{a}{\gamma^2} f_{\Omega}\left(\frac{a}{\gamma}\right). \quad (5.5)$$

Com isso, é possível calcular a capacidade ergódica em função da distância entre TX e RX segundo a Expressão 5.6.

$$C(d) = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma(d)) f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (5.6)$$

Nas Figuras 22 e 23 são mostradas as curvas de capacidade ergódica *versus* distância para o ajuste FI e o ajuste CI, respectivamente. Nota-se que as duas figuras são praticamente idênticas, com excessão dos valores de capacidade encontrados para distâncias abaixo de 40 m no caso NLOS. Isso indica que os modelos FI e CI se diferenciam justamente nessas distâncias iniciais, uma vez que um adota um referencial fixo  $PL_{FS}(d_0)$  e o outro não, mas tendem a se aproximar à medida que a distância entre TX e RX cresce.

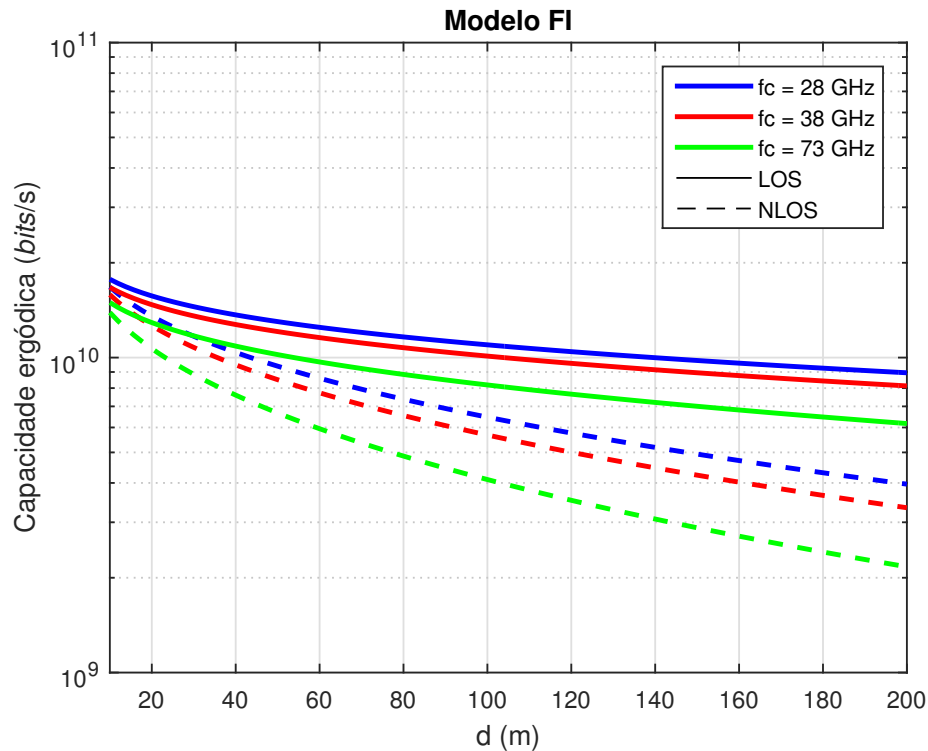


Figura 22 – Capacidade ergódica para os modelos FI de perda de percurso do bairro do Bessa.

Os valores das curvas LOS em 50 m são de 13, 12,1 e 10,2 Gbit/s para as frequências de 28, 38 e 73 GHz, respectivamente, em ambos os modelos CI e FI. Esses valores concordam com aqueles visualizados no primeiro círculo dos mapas de calor das Figuras 15, 16 e 17. Isso indica que a região até 50 m do transmissor onde há predominância de enlaces com visada direta é adequadamente modelada pela propagação no espaço livre.

Para distâncias entre 50 e 200 m, os valores de capacidade ergódica estimados na condição NLOS variam entre 8,7 e 4,2 Gbit/s para  $f_c = 28$  GHz, entre 7,9 e 3,5 Gbit/s para  $f_c = 38$  GHz e entre 6,1 e 2,3 Gbit/s para  $f_c = 73$  GHz. Comparando com os valores observados nos mapas de calor, percebe-se que descrever essa região por um modelo de perda de percurso CI ou FI acaba fornecendo estimativas de capacidade mais otimistas, que não refletem os valores encontrados nas regiões fortemente sombreadas. Como a capacidade ergódica é o valor esperado da capacidade instantânea sobre todas as realizações do canal, as realizações com sombreamentos profundos acabam sendo compensadas pelas demais amostras.

Conclui-se, portanto, que a região estudada centrada no transmissor pode ser caracterizada por um modelo de perda de percurso LOS nos primeiros 50 m e por um modelo de



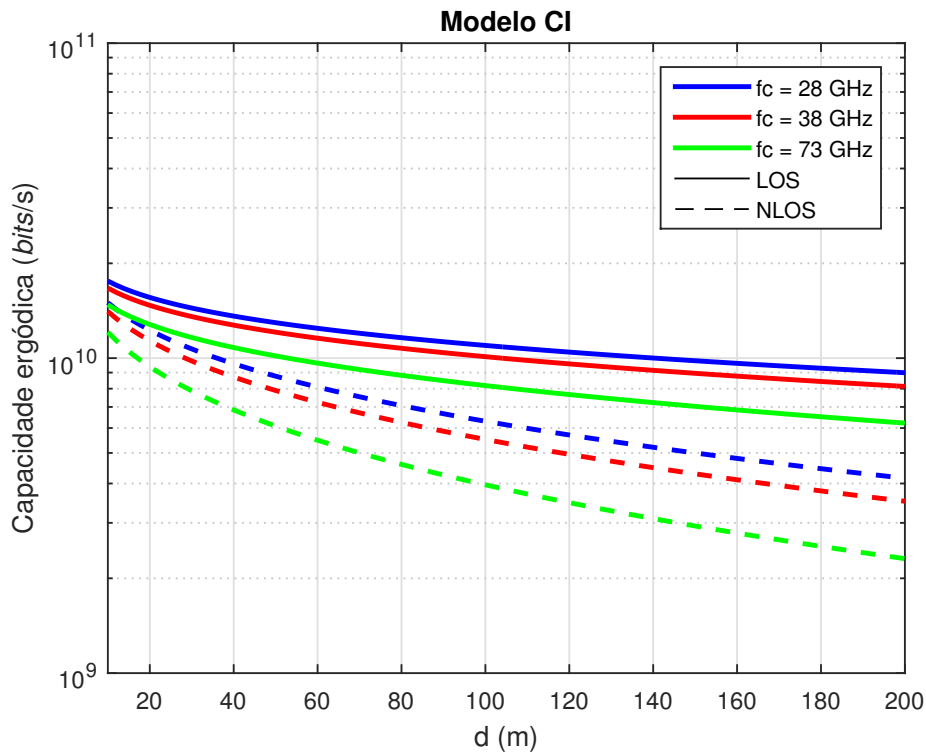


Figura 23 – Capacidade ergódica para os modelos CI de perda de percurso do bairro do Bessa.

perda de percurso NLOS dos 50 m até o raio da célula. A capacidade ergódica encontrada a partir dessa caracterização fornece boas estimativas mas, por tratar toda a região de maneira uniforme - uma vez que os pontos distantes  $d$  m do transmissor são considerados iguais em todas as direções - não consegue descrever propriamente as áreas de sombreamento profundo associadas aos obstáculos reais.

### 5.3 Capacidade da Célula com Múltiplos Usuários

Nas seções anteriores os resultados encontrados supunham a existência de apenas um único usuário na célula analisada. Aqui, múltiplos usuários são considerados a fim de avaliar como a capacidade é afetada pela interferência entre eles. Uma ilustração do cenário multi-usuário é apresentada na Figura 24.

De maneira similar à descrita no começo desse capítulo, a área da célula com raio  $R_c$  centrada na estação base é dividida novamente em zonas de recepção. São então sorteados  $N_m$  pontos receptores que correspondem às localizações dos usuários na célula. Existem, portanto,  $N_m$  enlaces de transmissão simultâneos nessa célula, com reuso total de frequência, cujas respostas ao impulso do canal são obtidas por meio dos parâmetros gerados pelo traçado de raios do rtIcom. Na Figura 25 é possível visualizar uma amostra de localização dos usuários quando  $N_m = 7$ .

Os  $N_m$  feixes saem do transmissor alinhados à direção de partida da componente multipercurso mais forte em cada um dos enlaces, empregando o padrão de antena descrito

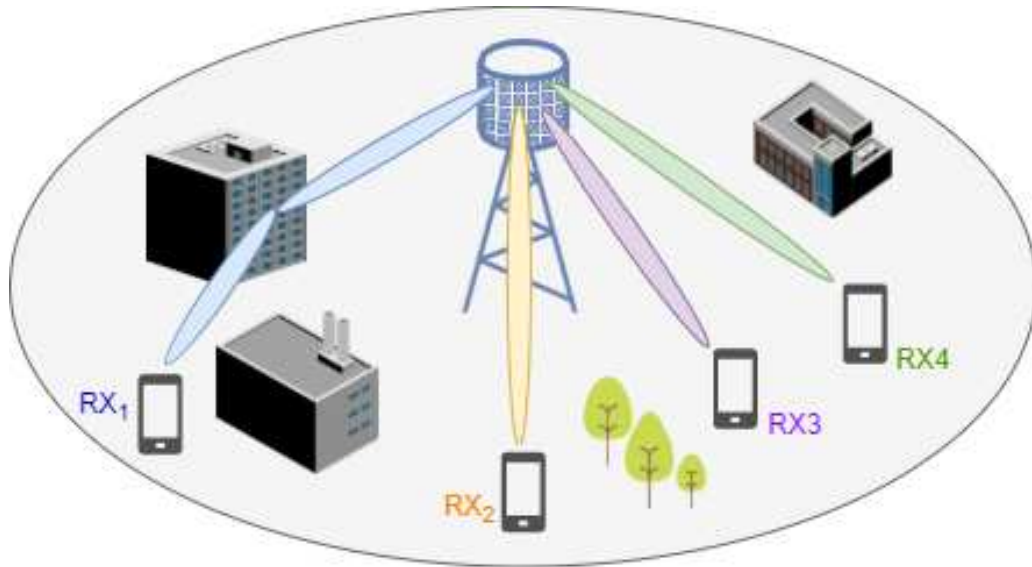
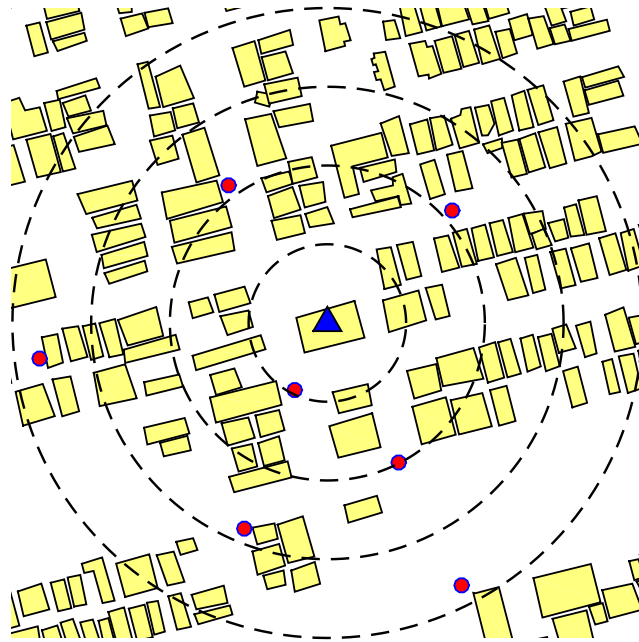


Figura 24 – Ilustração do cenário das simulações multi-usuário.


 Figura 25 – Localização dos  $N_m = 7$  usuários de uma amostra da simulação multi-usuário.

em (3.3). Ou seja, o  $RX_1$  é servido pelo *feixe*<sub>1</sub> alinhado à  $(\theta_{0_1}, \phi_{0_1})$ , o  $RX_2$  é servido pelo *feixe*<sub>2</sub> alinhado à  $(\theta_{0_2}, \phi_{0_2})$ , e assim sucessivamente. As antenas receptoras são alinhadas de maneira semelhante, sempre apontadas para a direção de chegada da MPC mais forte. Assim, a resposta ao impulso direcional no receptor  $i$  para um feixe direcionado ao receptor  $j$  é dada por

$$h_{\text{dir},i,j}(\tau, \Theta_{0_j}, \Phi_{0_j}) = h_i(\tau) g_{\text{TX}}(\Theta_i - \Theta_{0_j}) g_{\text{RX}}(\Phi_i - \Phi_{0_j}), \quad (5.7)$$

em que  $h_i(\tau)$  é a resposta ao impulso omnidirecional em  $i$ ;  $g_{\text{TX}}$  e  $g_{\text{RX}}$  são os padrões das antenas

transmissora e receptora, respectivamente;  $\Theta_i$  é o conjunto de vetores azimuth/elevação dos ângulos de partida das componentes multipercurso em  $h_i(\tau)$  e  $\Phi_i$  é o conjunto de vetores azimuth/elevação dos ângulos de chegada das componentes multipercurso em  $h_i(\tau)$ ;  $\Theta_{0j}$  e  $\Phi_{0j}$  são os vetores azimuth/elevação da componente multipercurso mais forte em  $h_j(\tau)$  com a qual a antena está alinhada. Os índices  $n, m$  que indicam o sub-percurso e o *cluster* de cada MPC foram omitidos para simplificar a notação.

Admitindo-se que a potência do sinal transmitido  $P_{\text{TX}}$  é a mesma para todos os usuários e que esta é uniformemente distribuída por toda a largura de banda  $B$  disponível, a potência recebida do feixe  $j$  em cada ponto receptor  $i$  é dada por

$$P_{i,j} = \int_{f_c-B/2}^{f_c+B/2} \frac{P_{\text{TX}} |H_{i,j}(f)|^2}{B} df. \quad (5.8)$$

Todos os sinais que chegam a um ponto receptor advindos de outros feixes que não são aquele que o atende são considerados interferentes, de forma que a potência interferente pode ser calculada como

$$P_{\text{interf}_i} = \sum_{j=1, j \neq i}^{N_m} P_{i,j}. \quad (5.9)$$

A relação sinal ruído mais interferência (SNIR) em cada ponto receptor  $i$  é dada, portanto, pela Expressão 5.10 e a capacidade de cada usuário é calculada a partir de (5.11).

$$\gamma_i = \frac{P_{i,i}}{P_n + P_{\text{interf}_i}}. \quad (5.10)$$

$$C_i = B \log_2(1 + \gamma_i). \quad (5.11)$$

A capacidade da célula é a soma de todas as capacidades individuais dos receptores que não tem a sua conexão interrompida. A interrupção do enlace é declarada quando sua SNIR é inferior a um determinado limiar  $\text{SNIR}_{\text{min}}$ . Um enlace interrompido, portanto, não contribui para a capacidade da célula que é calculada conforme (5.12) [18].

$$C_{\text{cell}} = \sum_{i=1}^{M_n} C_i, \quad \text{se } \gamma_i > \text{SNIR}_{\text{min}}. \quad (5.12)$$

Os resultados numéricos aqui apresentados são médias de simulações de Monte Carlo nas quais as localizações dos  $N_m$  receptores são geradas aleatoriamente 5000 vezes, assumindo que as zonas receptoras tem distribuição uniforme. Os parâmetros utilizados são aqueles listados na Tabela 2 e tomou-se  $\text{SNIR}_{\text{min}} = -3$  dB. O desempenho do sistema sob interferência é apresentado na Figura 26 para diferentes larguras de feixe a 3 dB da antena transmissora. A capacidade da célula é plotada no eixo à direita, em vermelho, enquanto a capacidade média por usuário é plotada no eixo à esquerda, em azul.

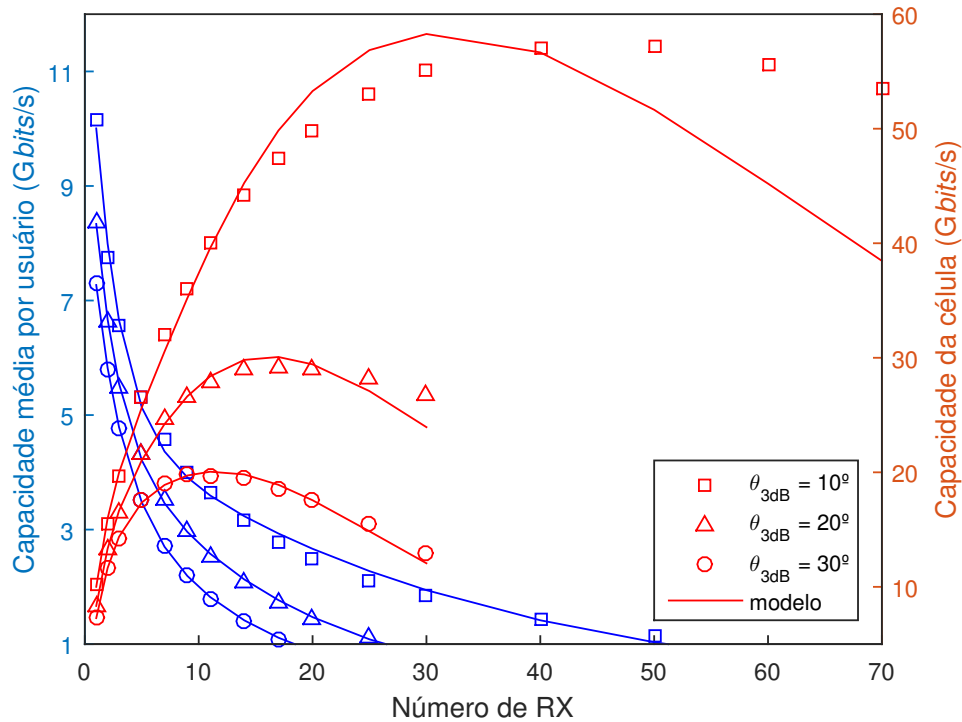


Figura 26 – Capacidade da célula e capacidade média por usuário para diferentes valores de largura de banda a 3 dB do feixe da antena transmissora.

Percebe-se que, independente na largura do feixe, as curvas apresentam um comportamento comum: a capacidade da célula inicialmente cresce com o número de receptores, atinge um valor de pico e então começa a decair. A capacidade da célula cresce quando a interferência entre os feixes é pequena, permitindo que mais usuários sejam atendidos. À medida que o número de receptores aumenta, a interferência entre os feixes se agrava, ocasionando interrupção dos enlaces com mais frequência e degradando o desempenho do sistema. Isso é confirmado ao se observar a Figura 27 que apresenta a probabilidade de *outage* em função do número de usuários. Feixes mais estreitos mitigam a interferência intra-célula, permitindo que mais usuários sejam atendidos simultaneamente: o número de receptores para o qual a capacidade da célula atinge seu valor máximo cresce de 12 para 17 quando a largura do feixe é reduzida de  $30^\circ$  para  $20^\circ$ .

Ao analisar a curva de capacidade média por usuário, é possível perceber que ela atinge seu valor máximo quando há apenas um único receptor e diminui à medida que o número de receptores simultâneos aumenta. Isso condiz com o entendimento de que qualquer interferência, por menor que seja, degrada o desempenho do canal quando comparado ao mesmo canal sem qualquer interferência.

A aparência exponencial dos pontos simulados da capacidade média por usuário motivou a busca por uma função exponencial que modelasse o comportamento observado. O modelo encontrado é expresso em (5.13) e os parâmetros usados nas curvas da Figura 26 são apresentados na Tabela 5. Conclui-se que o ajuste de curva sugerido modela bem o comportamento da capacidade média por usuário uma vez que há uma forte aderência entre os pontos simulados e

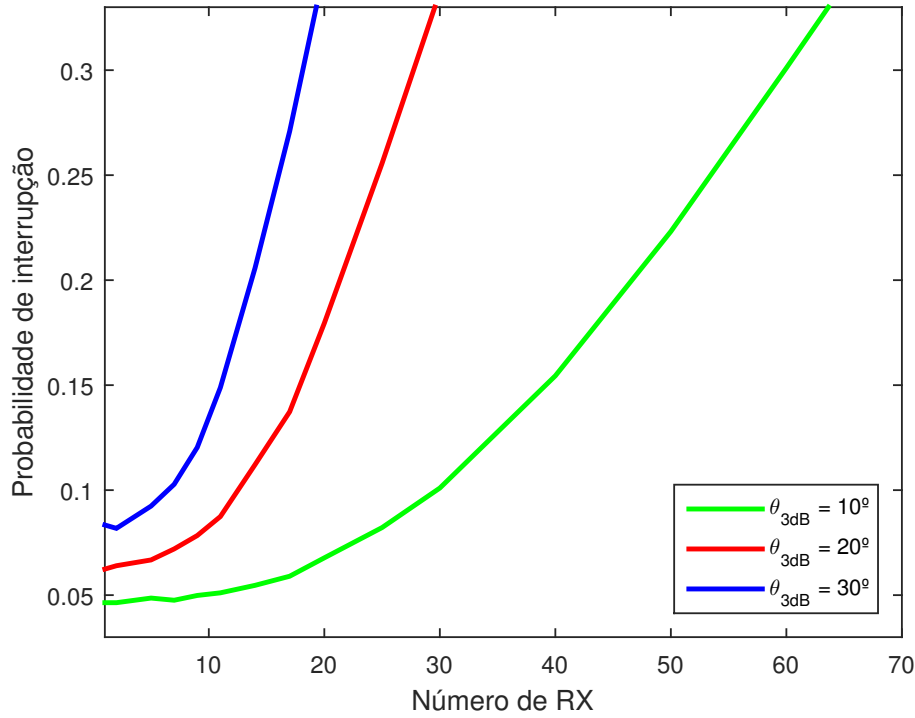


Figura 27 – Probabilidade de interrupção em função do número de usuários simultâneos para diferentes valores de largura de banda a 3 dB do feixe da antena transmissora.

as curvas teóricas.

$$C_i = ae^{b\hat{N}_m} + ce^{d\hat{N}_m}. \quad (5.13)$$

Tabela 5 – Parâmetros do modelo exponencial.

$\theta_{3dB}$	a	b	c	d
10°	$8,07 \cdot 10^9$	-0,45	$5,01 \cdot 10^9$	-0,03
20°	$5,88 \cdot 10^9$	-0,48	$5,0 \cdot 10^9$	-0,06
30°	$5,17 \cdot 10^9$	-0,42	$4,17 \cdot 10^9$	-0,08

Por fim, na tentativa de descrever a capacidade da célula, a função apresentada em (5.13) foi multiplicada pelo número de receptores  $N_m$ . Observando a Figura 26, é possível dizer que esse modelo se conforma bem aos pontos da curva com largura de feixe igual a 30°. Contudo, a função já não retrata satisfatoriamente a queda de capacidade para  $\theta_{3dB} = 20^\circ$  e é incapaz de caracterizar os pontos simulados quando a largura do feixe é igual a 10°.

## 6 Considerações Finais

Nesta dissertação foram analisadas a capacidade e a cobertura de sistemas mmWave tomando como base o bairro do Bessa na cidade de João Pessoa na Paraíba. O aumento da demanda por taxas de transmissão, motivado principalmente pelo crescimento do número de dispositivos conectados e pela popularização de diversas aplicações de banda larga, exige que o 5G aplique novas técnicas para atender as exigências por conexões que atinjam dezenas de *Gbit/s*. Dentre elas, o uso do espectro das ondas milimétricas, entre 30 e 300 GHz, desponta como protagonista na busca por expandir a capacidade dos canais sem fio. É nesse contexto que este trabalho se insere com o intuito de estimar a capacidade esperada de um sistema celular mmWave e avaliar o impacto que diversos parâmetros impõem sobre ela.

No Capítulo 2 são apresentadas as principais características do espectro das ondas milimétricas. A existência de grandes larguras de banda contínuas não ocupadas é o maior atrativo dessa faixa de frequências, que pode facilmente viabilizar 500 MHz por canal ou mais, valor que é 25 a 100 vezes superior aos 5-20 MHz dos sistemas micro-ondas, que operam na faixa abaixo dos 6 GHz. É essa enorme disponibilidade de largura de banda que permite o aumento de capacidade que deve suprir a necessidade por taxas de transmissão do 5G nos próximos anos. No entanto, algumas dificuldades à propagação são observadas, com destaque para as altas perdas de percurso, as perdas por atenuação atmosférica e os altos níveis de bloqueio. A utilização de antenas diretivas com alto ganho se tornam imperativas para superar essas condições severas de propagação e são características dos sistemas mmWave.

No Capítulo 3 são descritos os modelos de canal utilizados. O principal deles é um modelo determinístico de resposta ao impulso do canal cujos parâmetros são obtidos a partir da técnica de traçado de raios. O segundo é um modelo de perda de percurso que possibilita descrever a potência recebida do canal em função da distância em relação ao transmissor. Ambos os modelos são usados para computar a capacidade de canal em uma área de interesse, aqui, o bairro do Bessa. Os princípios para o cálculo da capacidade de canais sem fio são advindos do trabalho seminal de Shannon e foram descritos no Capítulo 4. O conceito de capacidade no sentido clássico se aplica no caso em que o canal é descrito pelo modelo determinístico e é perturbado por ruído AWGN, enquanto a definição de capacidade ergódica é usada nas estimativas relacionadas ao canal caracterizado a partir do modelo de propagação, cujo fator de sombreamento é descrito como uma variável aleatória gaussiana.

Os resultados encontrados são expostos no Capítulo 5, bem como a descrição das simulações que os geraram. O primeiro objetivo desse trabalho era propor um instrumento de avaliação que permitisse estimar a capacidade do canal diretamente sobre a região de interesse, possibilitando que áreas com baixa capacidade intrínseca, nas quais as altas taxas de dados prometidas talvez não sejam factíveis, fossem facilmente identificadas. Os mapas de calor apresentados para as frequências de 28, 38 e 73 GHz são o produto alcançado e descrevem a

capacidade de canal estimada quando assumido um único usuário na área da célula. A partir deles avaliou-se a cobertura alcançada e os efeitos que a frequência de operação, a largura do feixe da antena e a altura da antena transmissora podem causar. Na frequência de 28 GHz encontram-se as maiores capacidades calculadas, atingindo até 17 Gbits/s em condição LOS. Como esperado, a diminuição da largura do feixe transmitido resulta em maior eficiência espectral. Mostrou-se ainda que maior diretividade deve ser implementada para equiparar o desempenho das frequências mmWave mais altas com o das frequências mmWave mais baixas. A altura da antena transmissora interfere na cobertura da célula, que passa de 80,59% quando  $H_{TX} = 10$  m, para 91,85% quando  $H_{TX} = 15$  m, considerando um limiar de SNR igual a -3 dB. Essa melhora observada ao se elevar a antena TX, no entanto, encontra um limitante superior, de maneira que pouco ou nenhum efeito é observado na cobertura ao se aumentar a altura da antena acima de  $H_{TX} = 20$  m.

Os valores de capacidade avaliados com o mapa de calor foram confrontados com os resultados de capacidade ergódica encontrados a partir do modelo de perda de percurso. A conclusão que se chega é que ambos os modelos alcançam resultados similares mas apresentam características distintas: o modelo determinístico baseado no traçado de raios usado nos mapas de calor permite que zonas de *outage* ou áreas com capacidade reduzida devido ao sombreamento sejam identificadas a custo de maiores tempo de simulação e esforço computacional; enquanto o modelo de perda de propagação, mais rápido e simples, considera que a capacidade tem um valor médio em função da distância TX-RX em qualquer direção, independente dos obstáculos urbanos próprios da região de interesse. Conclui-se ainda que a área estudada pode ser descrita por um modelo de perda de percurso LOS nos primeiros 50 m e, a partir daí até os 200 m, por um modelo de perda de percurso NLOS.

Para avaliar o impacto da interferência intra-célula na capacidade estimada, simulações multiusuário foram realizadas usando o método de Monte Carlo. Percebe-se que a capacidade da célula, tomada como a soma das capacidades individuais dos enlaces que não estão em *outage*, cresce até atingir determinado pico à medida que o número de usuários aumenta. Em seguida, ela passa a decair, uma vez que a intensificação da interferência entre os feixes resulta em mais enlaces interrompidos por não atingirem o nível de relação sinal ruído mínimo exigido. A diminuição da largura do feixe da antena transmissora permite um aumento da capacidade da célula que é otimizada quando há 12 receptores com  $\theta_{3dB} = 30^\circ$  e cresce para 17 usuários com  $\theta_{3dB} = 20^\circ$ . Verificou-se ainda que a soma de duas funções exponenciais é capaz de caracterizar adequadamente a capacidade média por usuário nesse cenário.

## 6.1 Propostas de Trabalhos Futuros

- Desenvolver um modelo para a capacidade da célula e a capacidade média por usuário cujos parâmetros sejam função de parâmetros comuns do sistema mmWave como a altura do transmissor, a potência transmitida e a frequência da portadora;

- Empregar técnicas MIMO e analisar o efeito da diversidade espacial e da multiplexação espacial na capacidade do canal;
- Incorporar os efeitos da penetração para estimar a capacidade de usuários internos servidos por uma estação base externa;
- Verificar o impacto da interferência entre células;



# Referências

- 1 Recommendation ITU-R P.676-12. *Attenuation by Atmospheric Gases and Related Effects*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/R-REC-P.676/en>>.
- 2 Recommendation ITU-R P.838-3. *Specific Attenuation Model for Rain for Use in Prediction Methods*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/R-REC-P.838-3-200503-I/en>>.
- 3 GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005.
- 4 Diretoria de Geoprocessamento e Cadastro. *Jampa em Mapas*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://geo.joaopessoa.pb.gov.br/digeoc/htmls/jampaemmapas.html>>.
- 5 Google Earth Pro 7.1. *Bessa - João Pessoa, 07° 04' 04.60"S, 34° 50' 35.28"W, elevation 7 m*. [S.l.], 2019.
- 6 CISCO. *Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021*. [S.l.], 2017.
- 7 CISCO. *Forecast and Methodology, 2016–2021*. [S.l.], 2017.
- 8 ERICSSON. *Mobile Data Traffic Growth Outlook*. [S.l.], 2017.
- 9 ERICSSON. *Mobile Traffic Analysis by Application*. [S.l.], 2017.
- 10 BOCCARDI, F. et al. Five Disruptive Technology Directions for 5G. *IEEE communications magazine*, IEEE, v. 52, n. 2, p. 74–80, 2014.
- 11 LU, Y.; HSU, H.-W.; WANG, L.-C. Performance Model and Deployment Strategy for mm-Wave Multi-Cellular Systems. *2016 25th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*, p. 1–4, 2016.
- 12 RANGAN, S.; RAPPAPORT, T. S.; ERKIP, E. Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges. *Proceeding of the IEEE*, v. 102, n. 3, p. 366–385, 2014.
- 13 RAPPAPORT, T. S. et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! *IEEE access*, IEEE, v. 1, p. 335–349, 2013.
- 14 ANDREWS, M.; VISWANATHAN, H. Capacity Estimation for Self-Backhaul in mmWave Networks. *2018 IEEE 5G World Forum (5GWF)*, p. 180–185, 2018.
- 15 NASSAR, A. T.; SULYMAN, A. I.; ALSANIE, A. Radio Capacity Estimation for Millimeter Wave 5G Cellular Networks using Narrow Beamwidth Antennas at the Base Stations. *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi, v. 2015, 2015.
- 16 HAMED, A. M.; RAO, R. K. Evaluation of Capacity and Power Efficiency in Millimeter-Wave Bands. *2016 International Symposium on Performance Evaluation of Computer and Telecommunication Systems (SPECTS)*, p. 1–6, 2016.
- 17 LIAO, Q.; YING, Z.; GUSTAFSON, C. Channel Capacity Analysis of Different Mobile Antenna Array Topologies in the Outdoor Urban Environment for 5G mmWave System. *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, p. 1473–1474, 2017.

- 18 XUE, Q. et al. Cell Capacity for 5G Cellular Network with Inter-Beam Interference. *2016 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, p. 1–5, 2016.
- 19 BAI, T.; ALKHATEEB, A.; HEATH, R. W. Coverage and Capacity of Millimeter-Wave Cellular Networks. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 52, n. 9, p. 70–77, 2014.
- 20 AZIMI-ABARGHOUYI, S. M. et al. Stochastic Geometry Modeling and Analysis of Finite Millimeter Wave Wireless Networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 68, n. 2, p. 1378–1393, 2018.
- 21 PI, Z.; KHAN, F. An Introduction to Millimeter-Wave Mobile Broadband Systems. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 49, n. 6, p. 101–107, 2011.
- 22 RAPPAPORT, T. S. et al. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks – With a Focus on Propagation Models. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 65, n. 12, p. 6213–6230, 2017.
- 23 BAYKAS, T. et al. IEEE 802.15.3c: the First IEEE Wireless Standard for Data Rates over 1 Gb/s. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 49, n. 7, p. 114–121, 2011.
- 24 PERAHIA, E. et al. IEEE 802.11ad: Defining the Next Generation Multi-Gbps Wi-Fi. *7th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, p. 1–5, 2010.
- 25 NITSCHKE, T. et al. IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz Communication for Multi-Gigabit-per-Second Wi-Fi. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 52, n. 12, p. 132–141, 2014.
- 26 ASSOCIATION, G. et al. 5g spectrum-public policy position. *GSM Assoc., London, UK, Tech. Rep*, 2016.
- 27 LIN, Z. et al. Millimeter-Wave Propagation Modeling and Measurements for 5G Mobile Networks. *IEEE Wireless Communications*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 72–77, 2019.
- 28 SWINDLEHURST, A. L. et al. Millimeter-Wave Massive MIMO: The Next Wireless Revolution? *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 52, n. 9, p. 56–62, 2014.
- 29 PATZOLD, M. *Mobile Fading Channels: Modelling, Analysis and Simulation*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- 30 MOLISCH, A. F. *Wireless Communications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 34.
- 31 BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1997.
- 32 WEI, L. et al. Key Elements to Enable Millimeter Wave Communications for 5G Wireless Systems. *IEEE Wireless Communications*, IEEE, v. 21, n. 6, p. 136–143, 2014.
- 33 HEMADEH, I. A. et al. Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 20, n. 2, p. 870–913, 2017.
- 34 RYAN, J.; MACCARTNEY, G. R.; RAPPAPORT, T. S. Indoor Office Wideband Penetration Loss Measurements at 73 GHz. *IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, p. 228–233, 2017.

- 35 VARGAS, C. E. O.; MELLO, L. da S. Measurements of Reflection and Penetration Loss of Construction Materials at 28 GHz and 38 GHz. *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, p. 897–900, 2018.
- 36 ROH, W. et al. Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 52, n. 2, p. 106–113, 2014.
- 37 NOH, S.; ZOLTOWSKI, M. D.; LOVE, D. J. Multi-Resolution Codebook and Adaptive Beamforming Sequence Design for Millimeter Wave Beam Alignment. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 16, n. 9, p. 5689–5701, 2017.
- 38 BISWAS, S. et al. On the Performance of Relay Aided Millimeter Wave Networks. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, IEEE, v. 10, n. 3, p. 576–588, 2015.
- 39 LIN, X.; ANDREWS, J. G. Connectivity of Millimeter Wave Networks with Multi-Hop Relaying. *IEEE Wireless Communications Letters*, IEEE, v. 4, n. 2, p. 209–212, 2015.
- 40 NAM, Y.-H. et al. Full-Dimension MIMO (FD-MIMO) for Next Generation Cellular Technology. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 51, n. 6, p. 172–179, 2013.
- 41 JR, H. D. M. et al. *Caracterização de Canais Multipercurso Utilizando Filtros Digitais Parametrizados com Técnicas de Traçado de Raios*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pará, 2006.
- 42 RAPPAPORT, T. *Comunicação sem Fio*. [S.l.]: Prentice Hall, 2008.
- 43 BAI, T.; HEATH, R. W. Coverage and Rate Analysis for Millimeter-Wave Cellular Networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 14, n. 2, p. 1100–1114, 2014.
- 44 AKDENIZ, M. R. et al. Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 1164–1179, 2014.
- 45 JAIN, I. K.; KUMAR, R.; PANWAR, S. Driven by Capacity or Blockage? A Millimeter Wave Blockage Analysis. *30th International Teletraffic Congress (ITC 30)*, v. 1, p. 153–159, 2018.
- 46 RAPPAPORT, T. S. et al. Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 63, n. 9, p. 3029–3056, 2015.
- 47 SAMIMI, M. K.; RAPPAPORT, T. S. 3-D Millimeter-Wave Statistical Channel Model for 5G Wireless System Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 64, n. 7, p. 2207–2225, 2016.
- 48 HANEDA, K. Channel Models and Beamforming at Millimeter-Wave Frequency Bands. *IEICE Transactions on Communications*, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, v. 98, n. 5, p. 755–772, 2015.
- 49 YUN, Z.; ISKANDER, M. F. Ray Tracing for Radio Propagation Modeling: Principles and Applications. *IEEE Access*, IEEE, v. 3, p. 1089–1100, 2015.
- 50 SAMIMI, M. K. et al. 28 GHz Millimeter-Wave Ultrawideband Small-Scale Fading Models in Wireless Channels. *83rd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, p. 1–6, 2016.

- 51 HUR, S. et al. Proposal on Millimeter-Wave Channel Modeling for 5G Cellular System. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, IEEE, v. 10, n. 3, p. 454–469, 2016.
- 52 GUO, B. et al. 28GHz Millimeter Wave Propagation Models based on Ray-Tracing in Urban Scenario. *IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, p. 2209–2213, 2015.
- 53 ELIASI, P. A.; RANGAN, S. Stochastic Dynamic Channel Models for Millimeter Cellular Systems. *IEEE 6th International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, p. 209–212, 2015.
- 54 LIM, Y.-G. et al. Map-Based Millimeter-Wave Channel Models: An Overview, Guidelines, and Data. *arXiv:1711.09052*, 2017.
- 55 SILVA, H.; ALENCAR, M. *Planejamento Celular a Partir do Mapeamento de Parâmetros do Canal com Multipercursos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2019.
- 56 LEON-GARCIA, A. *Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering*. [S.l.]: Pearson Education, 2008.
- 57 BELLO, P. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, IEEE, v. 11, n. 4, p. 360–393, 1963.
- 58 PATZOLD, M.; HOGSTAD, B. O. Classes of Sum-of-Sinusoids Rayleigh Fading Channel Simulators and Their Stationary and Ergodic Properties-Part I. *WSEAS Transactions on Mathematics*, WSEAS Press, v. 5, n. 2, p. 222, 2006.
- 59 3GPP. *TR 38.901 V16.0.0 Release 16. Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://www.3gpp.org/DynaReport/38901.htm>>.
- 60 5GCM. *5G Channel Model for Bands up to 100 GHz*. [S.l.], 2016. Disponível em: <[http://www.5gworkshops.com/2017/5G\\_Channel\\_Model\\_for\\_bands\\_up\\_to100\\_GHz\(2015-12-6\).pdf](http://www.5gworkshops.com/2017/5G_Channel_Model_for_bands_up_to100_GHz(2015-12-6).pdf)>.
- 61 SHANNON, C. E. Communication in the Presence of Noise. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 37, n. 1, p. 10–21, 1949.
- 62 SHANNON, C. The Zero Error Capacity of a Noisy Channel. *IRE Transactions on Information Theory*, IEEE, v. 2, n. 3, p. 8–19, 1956.
- 63 BERROU, C.; GLAVIEUX, A.; THITIMAJSHIMA, P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. *IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, Geneva, v. 2, p. 1064–1070, 1993.
- 64 MACKAY, D. J.; NEAL, R. M. Near Shannon Limit Performance of Low Density Parity Check Codes. *Electronics Letters*, IET, v. 33, n. 6, p. 457–458, 1997.
- 65 ALENCAR, R. T.; ALENCAR, M. S. Estimativa da Capacidade de Transmissão de Informação com Parâmetros de Multipercursos. *Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM 2016)*, 2016.
- 66 PACKARD, H.; ROSA, S. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements. *Keysight Technologies Application Note*, p. 57–1, 1983.

- 67 FRIIS, H. T. Noise Figures of Radio Receivers. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 32, n. 7, p. 419–422, 1944.
- 68 BIGLIERI, E.; PROAKIS, J.; SHAMAI, S. Fading Channels: Information-Theoretic and Communications Aspects. *IEEE Transactions on Information Theory*, IEEE, v. 44, n. 6, p. 2619–2692, 1998.
- 69 GALLAGER, R. G. *Information Theory and Reliable Communication*. [S.l.]: Springer, 1968. v. 2.
- 70 RAFIQ, G. *Statistical Analysis of the Capacity of Mobile Radio Channels*. Dissertação (Mestrado) — University of Agder, 2011.
- 71 OZAROW, L. H.; SHAMAI, S.; WYNER, A. D. Information Theoretic Considerations for Cellular Mobile Radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 43, n. 2, p. 359–378, 1994.
- 72 FILHO, O. C.; ARAÚJO, V. d.; ARAÚJO, B. d. Análise Bioclimática Qualitativa dos Bairros - Bessa, Aeroclube e Jardim Oceania, do Litoral Norte da Cidade de João Pessoa - Paraíba. *XI Encontro Nacional e VII Encontro Latino Americano de Conforto no Ambiente Construído*, 2011.
- 73 AKOUM, S.; AYACH, O. E.; HEATH, R. W. Coverage and Capacity in mmWave Cellular Systems. *2012 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, p. 688–692, 2012.