



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Greisy Melissa Muñoz Prado

**Comunicação Device-to-device: Efeitos do uso de  
*Spectrum Sensing* Espacial e Redes *Dual Band***

Campinas

2018



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Greisy Melissa Muñoz Prado

**Comunicação Device-to-device: Efeitos do uso de *Spectrum Sensing*  
Espacial e Redes *Dual Band***

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestra em Engenharia Elétrica, na Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Cardieri

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Greisy Melissa Muñoz Prado, e orientada pelo Prof. Dr. Paulo Cardieri

---

Campinas

2018

**Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES**

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

M926c Muñoz Prado, Greisy Melissa, 1990-  
Comunicação device-to-device : efeitos do uso de spectrum sensing espacial e redes dual band / Greisy Melissa Muñoz Prado. – Campinas, SP : [s.n.], 2018.

Orientador: Paulo Cardieri.  
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Dispositivos móveis. 2. Ondas milimétricas. 3. Espectro de frequência. 4. Comunicação celular. 5. Radio celular. 6. Sistema de telefonia celular. 7. Retransmissão de pacotes. I. Cardieri, Paulo, 1964-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** Device-to-device communication : effects of using spatial spectrum sensing and dual band networks

**Palavras-chave em inglês:**

Mobile devices

Millimeter waves

Frequency spectrum

Cellular communication

Cellular radio

Cellular phone system

Retransmission of packets

**Área de concentração:** Telecomunicações e Telemática

**Titulação:** Mestra em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

Paulo Cardieri [Orientador]

Carlos Hércules Morais de Lima

Darli Augusto de Arruda Mello

**Data de defesa:** 15-06-2018

**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Candidato:** Greisy Melissa Muñoz Prado RA:163652

**Data da Defesa:** 15 de junho de 2018

**Título da Tese:** “Comunicação Device-to-Device: Efeitos do uso de Spectrum Sensing Espacial e Redes Dual Band”.

Prof. Dr. Paulo Cardieri (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Carlos Hércules Moraes de Lima (/UNESP - São João da Boa Vista)

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

*Dedico este trabalho a Deus, meu refúgio e força. A minha mãe, Nilcen Prado, minha principal inspiração e motivação na minha vida, e à memória de meu amigo Fredy Lopez, que desde o céu é a minha companhia eterna.*

## Agradecimentos

Agradeço,

A Deus, pela vida e saúde, pelo seu amor infinito e a força para superar os momentos mais difíceis da minha vida.

A Vigem Maria pela sua intercessão para alcançar este objetivo.

A minha mãe Nilcen Prado, pelo seu esforço, sua entrega e amor incondicional para me apoiar no cumprimento dos meus sonhos. A meu pai, meus irmãos e meu sobrinho, por me incentivar a continuar nos momentos adversos e por tudo seu apoio emocional durante minha estadia no Brasil

Ao meu namorado Cristian Moreno, por suas palavras de motivação, pelo suporte constante à distância, a compreensão e amor durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Paulo Cardieri, pela sua orientação, seu tempo e paciência. Pela oportunidade de desenvolver este trabalho nas suas linhas de pesquisa.

A meus amigos Ruby, Claudio, Yalena e Guto pela sua amizade. Obrigada pela alegria e carinho que recebi durante esta fase da minha vida.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pela concessão de apoio financeiro durante o mestrado.

# Resumo

A técnica comunicação *Device-to-Device* (D2D) é considerada como uma das tecnologias candidatas para a implementação de sistemas celulares de quinta geração (5G). Basicamente, essa técnica permite a comunicação direta entre dois terminais de usuário que estejam próximos entre si, sem, assim, usar a estação rádio base (BS, *Base Station*). A técnica D2D tem a capacidade de fornecer altas taxas de dados com menor consumo de energia, devido à menor distância do enlace entre transmissor e receptor. Essas características tornam-se atraentes para os pesquisadores que estão na busca de tecnologias capazes de atender o alto tráfego de dados que atualmente circula nas redes sem fio, e garantir os padrões de qualidade de serviço (QoS, *Quality of Service*) esperados pelos usuários.

Esse presente trabalho estuda a técnica de comunicação D2D em uma rede celular no modo *underlay* de compartilhamento de canal, isto é, quando um canal *uplink* da rede celular é compartilhado entre terminais operando no modo convencional, isto é, conectados às BS, e terminais operando no modo D2D. Com essa forma de compartilhamento de canal, a interferência entre os enlaces celulares e D2D pode degradar o desempenho da rede. Para controlar o nível de interferência, assume-se que os terminais operando no modo D2D utilizam a técnica de *spectrum sensing* (SS) para detectar o estado do canal (livre ou ocupado), antes de iniciar a sua transmissão.

São considerados nesse estudo dois cenários de uso do *spectrum sensing*. No Cenário I, os terminais D2D usam SS para evitar a interferência entre eles e os terminais celulares. Nesse sentido, como consequência do processo de SS, as posições dos transmissores D2D podem ser modeladas pelo processo pontual chamado *Poisson Hole Process*. No Cenário II, o processo de *spectrum sensing* empregado pelos terminais D2D é usado para detectar o uso do canal não apenas por algum terminal celular, mas também por algum terminal D2D. O processo pontual resultante que modela os transmissores D2D neste cenário é uma versão do chamado processo *Matérn Point Process*. Para esses dois cenários são derivadas expressões de probabilidade de *outage* para os enlaces celulares e enlaces D2D, empregando ferramentas de Geometria Estocástica, usando os processos pontuais mencionados. Com base nessas expressões de probabilidade de *outage*, é apresentada uma análise do desempenho da rede celular-D2D.

Outra tecnologia atraente para sistemas 5G é a comunicação na faixa de ondas milimétricas, uma vez que tal faixa apresenta uma largura de banda maior, permitindo altas taxas de dados. No entanto, a comunicação na banda de ondas milimétricas requer linha de visada, sendo, portanto, altamente susceptível a bloqueio do enlace devido às condições de propagação. Esse trabalho estuda também a comunicação D2D em um cenário em que os terminais podem operar nas bandas de ondas milimétricas e microondas, combinado com um esquema de retransmissão de pacotes. No cenário estudado aqui, os terminais D2D operam prioritariamente na banda de ondas milimétricas, mas quando as condições de propagação nessa banda se deterioram, eles po-

dem mudar para a banda de microondas, como uma tentativa de melhorar o desempenho geral. Também usando elementos de geometria estocástica, são derivadas expressões de probabilidade de *outage* para a comunicação nas duas bandas, e uma análise do desempenho desse esquema de transmissão é investigado.

**Palavras chaves:** *Device-to Device*; ondas milimétricas; *Spectrum Sensing*.

# Abstract

Device-to-Device Communication is deemed as one of the key technologies for the fifth generation of cellular systems (5G). Basically, this strategy of communication allows user terminals to communicate directly to each other, without any assistance from base stations. Device-to-device communication is capable of providing high data rate, coverage extension, and reduced energy consumption. Due to the shorter distance of the link between transmitter and receiver. These features are attractive to researchers who are searching for technologies can handle the high data traffic that currently circulates on wireless networks, and ensure quality of service standards (QoS), expected by users.

This present work investigates the performance of an underlay D2D cellular network, in which D2D terminals and cellular terminals share the same uplink channel. In order to control the level of interference, we assume that D2D terminals employ *spectrum sensing* (SS) in order to detect the presence of other transmission on the target channel.

Two scenarios are considered regarding the use of spectrum sensing. In Scenario I, the D2D terminals employ SS to avoid interference between them and cellular terminals. Therefore, the locations of D2D transmitters can be modeled by a Poisson Hole Process. In Scenario II, spectrum sensing is used to control the interference among D2D terminals and cellular terminals, as in Scenario I, and the interference among D2D terminals. In this scenario, the locations of D2D terminals are better modeled by a version of the Matérn Point Process. Using elements of Stochastic Geometry, expressions for outage probabilities in both scenarios are derived and used in the performance analysis of these two scenarios.

Another attractive technology for 5G cellular systems is *millimeter-wave communication*, due to the availability of large bandwidth at this frequency band, allowing for high data rate. However, the communication in the millimeter wave band is highly susceptible to link blockage, degrading the communication performance. In this work, we investigate the performance of a D2D network in which terminals can operate either in the millimeter-wave band or in the microwave band, combined with a packet retransmission scheme and beam-forming. The terminals primarily operate in the millimeter-wave band, and when the propagation conditions deteriorate, they can switch to the microwave band as an attempt to improve the overall performance. Using tools from Stochastic Geometry, the performance of this communication strategy is investigated.

**Keywords:** *Device-to Device; Millimeter-wave communication; Spectrum Sensing.*

# Lista de ilustrações

Figura 2.1 – Interferência entre os terminais D2D e a rede celular devido à reutilização de frequências. (a) Terminais D2D reutilizando a frequência do enlace <i>uplink</i> da rede celular, (b) Terminais D2D reutilizando a frequência do enlace <i>downlink</i> da rede celular. . . . .	19
Figura 3.1 – Posições das BSs, dos terminais celulares e D2D modeladas por meio de Processos Pontuais de Poisson. . . . .	27
Figura 3.2 – Modelo do <i>spectrum sensing</i> adotado neste trabalho, por meio da criação de uma região de proteção de rádio $R_p$ em torno dos transmissores D2D. . . . .	29
Figura 3.3 – Processos que compõem os terminais D2D ativos nos Cenários I e II. . . . .	32
Figura 3.4 – Densidade dos terminais D2D ativos em função de $\lambda_U$ . . . . .	47
Figura 3.5 – Probabilidade de <i>outage</i> na rede D2D em função do raio de <i>spectrum sensing</i> ( $R_p$ ) com potência de transmissão constante. . . . .	48
Figura 3.6 – Probabilidade de <i>outage</i> D2D no Cenário I e no Cenário II empregando <i>spectrum sensing</i> imperfeito, com $R_p = 200m$ . . . . .	50
Figura 3.7 – Probabilidades de <i>outage</i> D2D no Cenário I e no Cenário II empregando <i>spectrum sensing</i> perfeito, com $R_p = 200m$ . . . . .	50
Figura 3.8 – Probabilidade de <i>outage</i> no enlace D2D típico em função de limiar de SIR $\gamma$ . Comparação entre cenários com potência constante e com controle de potência. . . . .	51
Figura 3.9 – Probabilidade de <i>outage</i> no enlace celular típico em função de limiar de SIR $\gamma$ . Comparação dos cenários com potência constante e com controle de potência. . . . .	51
Figura 3.10 – Capacidade de transmissão da rede D2D em função de $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência. . . . .	53
Figura 3.11 – Capacidade de transmissão da rede celular em função de $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência. . . . .	53
Figura 3.12 – Eficiência energética da rede D2D em função de $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência. . . . .	54
Figura 3.13 – Eficiência energética da rede celular em função de $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência. . . . .	55
Figura 4.1 – (a) Padrão de radiação adotado neste trabalho; (b) Regiões de vulnerabilidade seguindo o conceito de interferentes dominantes e o uso de antenas direcionais no transmissor e no receptor. . . . .	61
Figura 4.2 – Diagrama de fluxo do esquema híbrido de retransmissão proposto. Os parâmetros $q_m$ e $q_\mu$ representam as probabilidades de <i>outage</i> de uma tentativa de transmissão nas bandas de ondas milimétricas e microondas. . . . .	63

Figura 4.3 – Probabilidade de sucesso de transmissão (resultados analíticos e de simulação) em função da razão de cobertura de obstáculos $\xi$ , para diferentes valores de densidade espacial de pacotes $\lambda_d$ e número de elementos de antena $N_{\text{elem}}$ . . .	69
Figura 4.4 – Probabilidades de <i>outage</i> de uma tentativa e a resultante $q_m$ e $\epsilon_m$ na banda de ondas milimétricas, em função do número máximo de tentativas de transmissão $1 + m_m$ , para $\xi = 0.1$ e $N_{\text{elem}} = 3$ . . . . .	70
Figura 4.5 – Probabilidades de <i>outage</i> resultantes $\epsilon_\mu$ na banda microondas, em função do número máximo de tentativas de transmissão $1 + m_\mu$ , para $m_m = 2, 3$ e $4$ . Como mostra a Fig. 4.4, $\xi = 0.1$ e $N_{\text{elem}} = 3$ . . . . .	71
Figura 4.6 – Combinações dos números máximos de tentativas de retransmissão $m_m$ e $m_\mu$ para conseguir as probabilidades totais $\epsilon_0^* = 10^{-4}$ e $5 \times 10^{-3}$ . . . . .	72
Figura 4.7 – Combinações dos números médios de tentativas de transmissão $M_m$ e $M_\mu$ para conseguir as probabilidades totais $\epsilon_0^* = 10^{-4}$ e $5 \times 10^{-3}$ . . . . .	73

# Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Casos de estudo com <i>spectrum sensing</i> imperfeito . . . . .	33
Tabela 3.2 – Configuração dos cenários de estudo adotados neste trabalho. . . . .	34
Tabela 3.3 – Parâmetros da rede <i>underlay D2D- celular</i> . . . . .	47
Tabela 3.4 – Configuração dos cenários de estudo I e II com <i>spectrum sensing</i> imperfeito. . . . .	49
Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema de comunicação D2D híbrido . . . . .	68
Tabela B.1 – Valores possíveis para os limites da região de vulnerabilidade (ver Figura 4.1). . . . .	82

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>15</b>
1.1	Objetivos e contribuições	16
1.2	Organização	17
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica: Discussões Preliminares</b>	<b>18</b>
2.1	Tecnologia <i>Device-to Device</i>	18
2.2	Comunicação na banda de ondas milimétricas	20
2.3	Alguns Conceitos da Geometria Estocástica	21
2.3.1	Processo pontual	21
2.3.2	Processo pontual homogêneo Poisson	21
2.3.3	Processo pontual hole Poisson	22
2.3.4	Processo Matérn Hard Core	23
2.3.5	Distância à estação base mais próxima	23
<b>3</b>	<b>Rede D2D-Celular operando no modo <i>Inband-Underlay</i> com <i>spectrum sensing</i></b>	<b>24</b>
3.1	Trabalhos relacionados	25
3.2	Modelagem da rede	26
3.2.1	Canal de rádio	28
3.2.2	Spectrum sensing	28
3.3	Descrição dos cenários com <i>spectrum sensing</i> perfeito	29
3.3.1	Cenário I	29
3.3.2	Cenário II	30
3.4	Descrição dos cenários com <i>spectrum sensing</i> imperfeito	32
3.4.1	Cenário I	33
3.4.2	Cenário II	34
3.5	Análise do desempenho da rede com potência de transmissão constante	34
3.5.1	Probabilidade de <i>outage</i>	35
3.5.2	Capacidade de transmissão agregada	38
3.5.3	Eficiência energética	39
3.6	Análise do desempenho da rede com controle de potência por inversão de canal	41
3.6.1	Probabilidade de <i>outage</i>	42
3.6.2	Capacidade de transmissão	44
3.6.3	Eficiência energética	45
3.7	Resultados numéricos e discussões	46
3.7.1	Conclusões	55
<b>4</b>	<b>Sistema de comunicação D2D híbrido com retransmissão de pacotes</b>	<b>57</b>
4.1	Trabalhos relacionados	57
4.2	Modelo do sistema	58

4.2.1	Modelagem da rede . . . . .	58
4.2.2	Modelo de propagação na banda de ondas milimétricas . . . . .	60
4.2.3	Modelo de propagação na banda de microondas . . . . .	62
4.3	Esquema de retransmissão de duas bandas . . . . .	62
4.3.1	Retransmissões na banda de ondas milimétricas . . . . .	63
4.3.2	Retransmissões na banda de microondas . . . . .	65
4.4	Probabilidades de <i>outage</i> atingíveis . . . . .	66
4.5	Resultados numéricos e discussões . . . . .	68
4.5.1	Validação . . . . .	69
4.5.2	Relação entre as probabilidades de <i>outage</i> nas bandas de ondas milimétricas e microondas . . . . .	70
4.5.3	Probabilidade de <i>outage</i> total . . . . .	71
4.5.4	Conclusões . . . . .	73
	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>74</b>
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>77</b>
	<b>APÊNDICE A Probabilidade de sucesso . . . . .</b>	<b>80</b>
	<b>APÊNDICE B Probabilidade de sucesso na banda de ondas milimétricas . . . . .</b>	<b>81</b>

# 1 Introdução

Os sistemas celulares de quinta geração (5G), atualmente em desenvolvimento, visam atender às necessidades de comunicação de bilhões de dispositivos conectados, fornecendo um equilíbrio entre taxa de dados, atraso e custo. A estratégia de comunicação *device-to-device* (D2D) é considerada como uma das tecnologias candidatas para a implementação desses sistemas. Além disso, a comunicação D2D pode potencialmente aumentar a taxa de dados, a cobertura e diminuir o consumo de energia. Basicamente, a estratégia D2D permite a comunicação direta entre usuários próximos, sem ter que manter a conexão com a estação base (BS, *base station*). Enquanto um terminal celular convencional precisa da BS para transmitir suas mensagens ao terminal celular destino, um terminal operando no modo D2D pode fazê-lo diretamente. Isto pode diminuir o tráfego de dados na rede, evitando o congestionamento e sendo adequado quando a infra-estrutura da rede não estiver disponível, como é o caso de um desastre natural.

Apesar das vantagens mencionadas, a comunicação D2D traz vários desafios, que tem sido o foco de investigação nos últimos anos. Uma delas é a interferência provocada pelas transmissões D2D nas transmissões celulares, quando os enlaces D2D e os enlaces celulares compartilham um canal. No entanto, esse nível de interferência imposto pela comunicação D2D pode ser diminuído se forem adotados métodos efetivos de controle de interferência. Por exemplo, *spectrum sensing* é um mecanismo de detecção apropriado para o controle de interferência, quando os terminais D2D operam no modo *underlay*<sup>1</sup> em redes celulares. Os terminais celulares tem prioridade para acessar o canal, enquanto que os terminais D2D detectam o estado do canal (ocupado ou livre) antes de iniciar a sua transmissão. Em outras palavras, o terminal D2D não poderá usar o canal se a interferência recebida do outro terminal vizinho no mesmo canal for maior do que um limiar de detecção predefinido (CHEN *et al.*, 2016), (SAKR; HOSSAIN, 2015).

Assim, na primeira parte deste trabalho, o uso do processo de *spectrum sensing* em uma rede D2D-celular no modo *underlay* é investigado. Neste estudo, o *spectrum sensing* será usado para controlar a interferência dos terminais D2D nos terminais celulares, e também para controlar a interferência entre terminais D2D, reduzindo a interferência total e proporcionando um modelo melhorado da forma em que os terminais D2D compartilham o canal. Neste contexto, é adotado o conceito de *spectrum sensing* espacial, o que significa que cada transmissor D2D terá uma região de proteção em torno dele (SAKR; HOSSAIN, 2015). Dessa forma, o terminal D2D não poderá usar o canal se houver algum terminal

<sup>1</sup> Considera-se modo *underlay* quando os enlaces D2D usam o mesmo canal utilizado pelos enlaces celulares.

(D2D ou celular) dentro da sua região.

Outra tecnologia atraente para sistemas 5G é a comunicação em ondas milimétricas, graças à grande largura de banda disponível nessa faixa de frequência, permitindo alta taxa de dados (RANGAN *et al.*, 2014). No entanto, as perdas por percurso e a atenuação alta por penetração na banda de ondas milimétricas reduzem a distância de transmissão, limitando a operação à transmissão em linha de visada e exigindo o uso de técnicas apropriadas para mitigar os efeitos desta condição de propagação fraca. Por exemplo, o uso de antenas de feixe estreito em sistemas de onda milimétrica é capaz não só de aumentar a distância de transmissão, devido aos altos ganhos da antena do lóbulo principal, mas também reduzir a interferência. Portanto, na segunda parte desse trabalho, é investigada a comunicação D2D em que os terminais podem operar nas bandas de ondas milimétricas e microondas, combinado com um esquema de retransmissão de pacotes. Os terminais operam principalmente na banda de ondas milimétricas, e quando as condições de propagação se deterioram, eles podem alternar para a banda de microondas como uma opção para melhorar o desempenho geral.

Para a análise do desempenho da rede D2D conduzida neste trabalho, são usadas ferramentas de geometria estocástica. Mais especificamente, emprega-se a Teoria de Processos Pontuais para modelar as localizações das estações rádio base e dos terminais de usuários. Estas ferramentas permitem obter expressões para a probabilidade de falha de serviço (probabilidade de *outage*) e com base nessas expressões é apresentada a análise do desempenho da rede.

## 1.1 Objetivos e contribuições

O objetivo da primeira parte deste trabalho consiste em estudar o desempenho da rede D2D-celular, operando no modo *Inband-Underlay*. Dentro desta investigação, se pretende proporcionar um modelo melhorado da forma com que os terminais D2D compartilham o canal *uplink*. Por outro lado, a segunda parte deste trabalho tem como objetivo investigar um sistema de comunicação D2D em que os terminais operam nas bandas de ondas milimétricas e de microondas (aqui denominado “modo híbrido”), combinadas com um esquema de retransmissão de pacotes, a fim de melhorar o desempenho geral da rede quando as condições de propagação são deterioradas.

Em relação às contribuições, este trabalho:

- Modela a rede D2D-celular empregando o *spectrum sensing* na operação perfeita e imperfeita e apresenta uma comparação do desempenho da rede com potência de transmissão constante e com controle de potência.

- Estende a investigação das redes *underlay* D2D-celular, avaliando o desempenho da rede em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética, em que o processo de *spectrum sensing* é usado para controlar a interferência dos terminais D2D nos terminais celulares, e também para controlar a interferência entre terminais D2D.
- Proporciona um quadro analítico tratável para o estudo da rede D2D-celular e do sistema de comunicação D2D híbrido (sistema trabalhando nas bandas das ondas milimétricas e microondas) usando as ferramentas da geometria estocástica.
- Investiga o desempenho de um sistema de comunicação D2D híbrido, combinado com um esquema de retransmissão de pacotes, no qual os terminais podem mudar para a banda de microondas como uma opção para melhorar o desempenho da rede.

## 1.2 Organização

O desenvolvimento deste trabalho inicia no Capítulo 2 com a fundamentação teórica, apresentando a definição e utilidades da estratégia de comunicação D2D e da comunicação na banda de ondas milimétricas, os conceitos fundamentais da geometria estocástica e algumas das suas aplicações. O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do estudo da rede D2D-celular que opera no modo *Inband-Underlay* empregando o *spectrum sensing* como método para controlar a interferência. A análise do desempenho do sistema de comunicação D2D híbrido com retransmissão de pacotes é apresentado no Capítulo 4. Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões da investigação e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 Fundamentação Teórica: Discussões Preliminares

A introdução de certos aspectos teóricos é necessária para entender o conjunto total do trabalho. Como o trabalho trata de dois estudos com focos diferentes, mas que estão relacionados com a comunicação D2D, neste capítulo serão tratados os conceitos fundamentais e comuns aos dois capítulos seguintes. Os conceitos específicos de cada estudo serão tratados em seu respectivo capítulo. Nesse sentido, o Capítulo 2 apresenta as características, vantagens e desafios da tecnologia D2D e da comunicação na banda de ondas milimétricas, além de alguns conceitos da geometria estocástica.

### 2.1 Tecnologia *Device-to Device*

A comunicação D2D é definida como a tecnologia que permite que um terminal transmita a suas mensagens de forma direta ao terminal destino, sem usar as infraestruturas de comunicação, como estações rádio base (BS) ou nós de retransmissão. Atualmente, as redes celulares não suportam o tipo de comunicação direta entre terminais, porém, com o crescimento acelerado das aplicações *Machine-to-Machine* (M2M), a exigência progressiva de maiores taxas de dados e de maior capacidade na rede celular, a comunicação D2D está se destacando como uma importante estratégia de comunicação (SHEN, 2015). É considerada uma das tecnologias promissoras para fornecer alta taxa de dados nos sistemas de comunicação 5G, assim como as tecnologias de *Massive MIMO* e de comunicação na banda de ondas milimétricas.

A comunicação D2D pode ser classificada em dois tipos: *In-band* D2D, em que as transmissões D2D ocorrem no espectro celular, e *Out-band* D2D, em que os terminais D2D utilizam uma porção do espectro não licenciado para as suas transmissões. Por sua vez, a tecnologia *In-band* D2D é dividida nos modos *overlay* e *underlay* de compartilhamento do canal. Se as transmissões celulares e as transmissões D2D compartilharem o mesmo espectro celular, os terminais D2D estão operando no modo *underlay*. Este modo de operação melhora o desempenho das redes celulares fornecendo alta eficiência espectral, no entanto, causa interferência entre a comunicação celular e a comunicação D2D. Por outro lado, se uma parcela do espectro disponível é utilizada para a comunicação D2D e o restante do espectro é utilizado para a comunicação celular então, o modo de operação recebe o nome de *overlay* (ASADI *et al.*, 2014). Isso reduz o problema de interferência, pois ambos os tipos de comunicação ocorrem em bandas espectrais separadas. Porém, neste modo de

operação a porção do espectro celular atribuída à comunicação D2D pode ser usada de forma ineficiente, o que leva à uma utilização pobre dos recursos de frequência. Neste trabalho é de interesse o modo de operação *underlay*, pois nesse modo aparecem questões relacionadas à interferência que precisam ser tratadas. No modelo de rede *underlay* D2D-celular adotado aqui, consideraremos que há dois tipos de terminais: os terminais D2D potenciais e os terminais celulares. Os terminais D2D potenciais são aqueles que podem funcionar em modo celular ou em modo D2D por meio da seleção de modo (LIN *et al.*, 2014a). Se o terminal precisar da estação rádio base para transmitir as suas mensagens, estará funcionando no modo celular. Por outra lado, se ele comunica-se de forma direta com o terminal destino, estará operando no modo D2D.

Assim como a comunicação D2D leva a várias vantagens potenciais sobre a rede celular, existem ainda desafios técnicos envolvidos com sua implementação. Um exemplo é o problema da alocação de recursos relacionada aos modos *underlay* e *overlay* discutidos anteriormente. A abordagem mais comum é reutilizar os recursos *uplink* das redes celulares, uma vez que a interferência experimentada pelos usuários D2D será menor que aquela quando são utilizados os recursos *downlink*, devido à baixa potência de transmissão dos terminais celulares em comparação com a potência da estação base. Porém, a reutilização das frequências celulares *uplink* e *downlink* causa interferência entre a rede celular e a comunicação D2D, aumentando a interferência total da rede, o que se torna em outro desafio. Quando as frequências de *uplink* são reutilizadas pelos terminais D2D, a

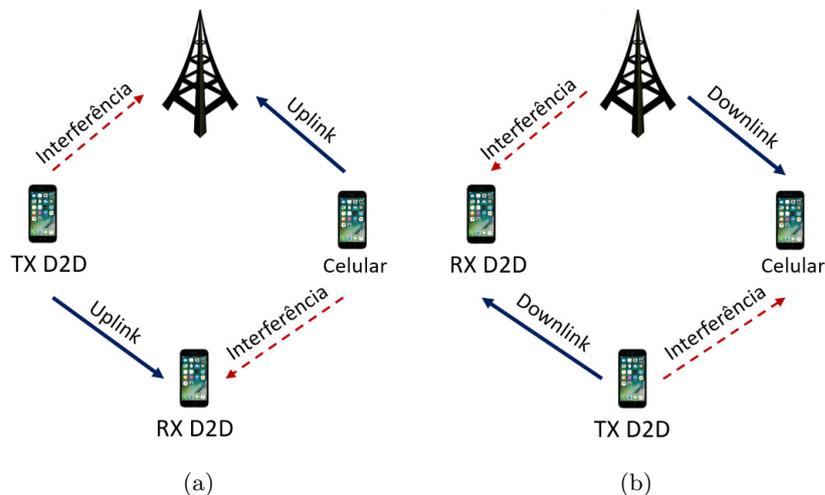


Figura 2.1 – Interferência entre os terminais D2D e a rede celular devido à reutilização de frequências. (a) Terminais D2D reutilizando a frequência do enlace *uplink* da rede celular, (b) Terminais D2D reutilizando a frequência do enlace *downlink* da rede celular.

BS receberá interferência do transmissor D2D. De forma similar, o receptor D2D receberá interferência do terminal celular, como é observado na 2.1(a). Por outro lado, quando

as frequências de *downlink* são reutilizadas, o terminal celular receberá interferência do transmissor D2D e o receptor D2D receberá interferência desde a BS, como é mostrado na Figura 2.1(b).

Portanto, a implementação da comunicação D2D na rede celular exige que métodos robustos sejam utilizados para controlar de forma adequada a interferência.

## 2.2 Comunicação na banda de ondas milimétricas

Como foi mencionado na Seção 2.1, outra tecnologia candidata para fazer parte dos sistemas celulares 5G é a comunicação na banda de ondas milimétricas. Este tipo de comunicação apresenta uma largura de banda grande, na faixa de frequências de 30 GHz até 300 GHz, que pode ser traduzido diretamente para altas taxas de dados e maior capacidade (SHEN, 2015). No entanto, as perdas por propagação são maiores do que na banda de microondas (por exemplo, 28 dB a mais em 60 GHz do que em 2,4 GHz) (QIAO *et al.*, 2015), uma vez que a perda de propagação do espaço livre é proporcional ao quadrado da frequência portadora. As altas perdas por penetração e de percurso também são outras características de propagação que tornam a comunicação na banda de ondas milimétricas suscetível a bloqueios presentes entre as antenas de transmissão e recepção. Portanto, para mitigar os efeitos mencionados de propagação em ondas milimétricas é necessário empregar tecnologias e abordagens adequadas. Entre elas, pode-se destacar o uso de antenas de feixe estreito, para não só aumentar a distância de transmissão, devido aos altos ganhos da antena do lóbulo principal, mas também para reduzir a interferência, devido ao pequeno ganho de seu lóbulo lateral.

As características de propagação mencionadas acima podem ser aproveitadas para estabelecer as comunicações D2D, uma vez que a distância típica esperada entre o transmissor e o receptor neste modo de operação é muito menor do que na operação celular convencional. A comunicação D2D também pode ser usada para estabelecer uma comunicação tipo *relay* entre terminais ou entre um terminal e uma estação base que esteja operando na faixa de ondas milimétricas, de modo que, se os enlaces LOS (*Line-of-sight*) estiverem bloqueados entre eles, os terminais D2D poderiam atuar como nós de retransmissão, permitindo estabelecer a comunicação (SHEN, 2015; MISRA *et al.*, 2016). Além disso, a comunicação D2D pode ser usada nas redes celulares 5G que usam a banda de ondas milimétricas para comunicar dois terminais que estão associados a diferentes estações base. Neste caso, primeiro o terminal se comunicará com a BS, estabelecendo uma comunicação (D2B), em seguida a BS se comunicará com a outra BS, ou seja, uma comunicação (B2B) e, finalmente, a outra estação base se comunicará com o outro terminal associado à mesma estação base estabelecendo uma comunicação (B2D). Assim, as comunicações na banda

de ondas milimétricas com antenas altamente direcionais permitirão nas redes celulares 5G as conexões sem fio entre estações base com alta taxa de dados, como uma alternativa à conexão entre estações base feita através de fibra óptica (QIAO *et al.*, 2015).

## 2.3 Alguns Conceitos da Geometria Estocástica

A geometria estocástica é o campo da matemática que estuda os padrões espaciais aleatórios, fornecendo respostas a perguntas como as seguintes (HAENGGI, 2012):

- Como descrever uma coleção (aleatória) de pontos em uma, duas ou mais dimensões?
- Como obter propriedades estatísticas dessa coleção aleatória?
- Como calcular as médias estatísticas sobre todas as possíveis realizações dessa coleção aleatória?

Os padrões aleatórios pontuais, também chamados processos pontuais, são considerados como uma parte fundamental da geometria estocástica, e eles surgem diretamente como resultado das investigações sobre a natureza e a tecnologia (CHIU *et al.*, 2013). De forma mais específica, na área de telecomunicações, a geometria estocástica é uma ferramenta que permite estudar o comportamento médio de uma rede considerando varias realizações espaciais da mesma, em que os nós são colocados de acordo com alguma distribuição de probabilidade. A seguir são apresentadas algumas terminologias e ferramentas matemáticas da geometria estocástica.

### 2.3.1 Processo pontual

Basicamente, um processo pontual é uma coleção aleatória de pontos que existem no mesmo espaço, sendo o processo pontual Poisson (PPP, *Poisson Point Process*) o mais simples. Suas principais aplicações estão na área de telecomunicações, em particular nas redes sem fio, permitindo modelar as localizações dos nós (usuários, terminais sem fio), uma vez que essas localizações são tipicamente aleatórias e, portanto, podem ser modeladas como um processo estocástico de pontos. Além disso, um modelo baseado no processo pontual PPP permite derivar expressões analíticas fechadas em alguns casos particulares, que oferecem uma visão do que poderia ocorrer num cenário real.

### 2.3.2 Processo pontual homogêneo Poisson

Um processo pontual Poisson uniforme ou homogêneo  $\Phi$ , com densidade  $\lambda$  é definido em  $\mathbb{R}^d$  (LEE; HAENGGI, 2012a) tal que

- Para cada conjunto fechado  $B$ , o número de pontos denotado por  $N(B)$  tem distribuição de Poisson com média  $\lambda|B|$ , em que  $|B|$  denota a área de  $B$ .
- Se  $B_1, B_2, \dots, B_m$  são regiões disjuntas, então  $N(B_1), N(B_2), \dots, N(B_m)$  são variáveis aleatórias independentes.

A densidade  $\lambda$  representa o número médio de pontos do processo  $\Phi$  por unidade de área ou volume. Esta definição leva a seguinte propriedade: Se  $N(B) = n$ , então os  $n$  pontos são independentes e, uniformemente distribuídos no conjunto  $B$  (LEE; HAENGGI, 2012a). Isto quer dizer que se considerarmos uma área qualquer na região de interesse, o número de pontos dentro da área segue uma distribuição de Poisson. Além disso, se tomarmos regiões disjuntas, os processos que compõem os pontos em cada região são independentes. Este processo é, portanto, um bom modelo para as localizações dos usuários, quando estas são independentes e aleatórias.

Uma das transformações básicas e importantes em um processo pontual é o processo denominado *thinning*, que consiste em remover certos pontos do processo, geralmente de acordo com uma regra probabilística (HAENGGI, 2012). Se o evento de remoção for independente para todos os pontos do processo  $\Phi$ , o processo *thinning* é considerado independente. Caso contrário, se a probabilidade de remoção de um ponto depende da posição de qualquer outro ponto de  $\Phi$ , o *thinning* é chamado dependente. Estas transformações de *thinning*, tanto independente quanto dependente, serão empregadas no Capítulo 3, na modelagem do resultado do processo de *spectrum sensing*.

### 2.3.3 Processo pontual hole Poisson

O processo pontual hole Poisson (PHP, *Poisson Hole Process*) é definido a partir de dois PPPs independentes  $\Phi_1$  e  $\Phi_2$  que coexistem no mesmo espaço. Cada ponto de  $\Phi_1$  terá em torno dele um disco de radio  $r$  e o processo PHP será aquele composto por todos os pontos de  $\Phi_2$  que não estiverem localizados dentro da região do disco. Este processo tem aplicações por exemplo em redes de rádios cognitivos, em que  $\Phi_1$  modela os usuários primários e  $\Phi_2$  modela os usuários secundários (LEE; HAENGGI, 2012a). O processo PHP pode ser interpretado como os usuários secundários autorizados a transmitir, uma vez que estão localizados a uma distância maior do que  $r$  de todos os usuários primários. Em nosso trabalho, o processo PHP pode ser interpretado como aquele que modela a localização de todos os terminais D2D que estão habilitados para transmitir no Cenário I, uma vez que, estão pelo menos a uma distância  $R_p$  desde todos os terminais celulares. Este cenário será explicado no Capítulo 3.

### 2.3.4 Processo Matérn Hard Core

O processo Matérn Hard Core (MHCP, *Matérn Hard Core Process*) é um processo pontual constituído por pontos que estão separados por uma distância maior do que uma certa distância mínima  $h$ . O processo resulta de aplicar um *thinning* dependente a um processo PPP homogêneo  $\Phi_b$  de densidade  $\lambda_b$ . Os pontos de  $\Phi_b$  são marcados independentemente por números aleatórios uniformemente distribuídos entre  $(0,1)$ . O *thinning* dependente retém o ponto  $x$  de  $\Phi_b$  com marcador  $m(x)$ , se o disco  $B(x, h)$  não contém pontos de  $\Phi_b$  com marcadores menores do que  $m(x)$  (CHIU *et al.*, 2013). Formalmente, o processo  $\Phi$  resultante do *thinning* dependente é dado por

$$\Phi = \{x \in \Phi_b : m(x) < m(y) \text{ para todo } y \in \Phi_b \cap B(x, h) \setminus \{x\}\} \quad (2.1)$$

A densidade  $\lambda$  de  $\Phi$  é dada por

$$\begin{aligned} \lambda &= p\lambda_b \\ &= \frac{1 - e^{-\lambda_b \pi h^2}}{\pi h^2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

em que  $p$  é a probabilidade de retenção de *Palm* e os detalhes da sua derivação são mostrados em (CHIU *et al.*, 2013). Em nosso trabalho, o processo MHCP está constituído por todos os terminais D2D que podem transmitir no Cenário II, quer dizer aqueles que não tem terminais celulares e outros terminais D2D dentro da sua região de proteção. Uma explicação mais em detalhe será apresentada no Capítulo 3.

### 2.3.5 Distância à estação base mais próxima

Neste caso é assumido que cada usuário comunica-se com a estação base mais próxima localizada a uma distância  $r$ . Portanto, todas as estações base interferentes estarão mais longe do que  $r$ . A função de densidade de probabilidade (PDF, *Probability Density Function*) de  $r$  pode ser derivada com o simples fato da probabilidade nula de um processo de Poisson 2-D em uma área  $A$  dada por  $\exp(-\lambda A)$  (MOLTCHANOV, 2012). Então, a probabilidade de não haver estações base mais perto que  $R$  é

$$\begin{aligned} \mathcal{P}(r > R) &= \mathcal{P}\{\text{não houver estações base mais perto que } R\} \\ &= \exp(-\lambda \pi R^2), \end{aligned} \quad (2.3)$$

e a função de distribuição cumulativa (CDF, *Cumulative Distribution Function*) será dada por  $F_r(R) = 1 - \exp(-\lambda \pi R^2)$ . Portanto, a PDF pode ser derivada como

$$\begin{aligned} f_r(r) &= \frac{dF_r(R)}{dr} \\ &= 2\pi\lambda r \exp(-\lambda \pi R^2). \end{aligned} \quad (2.4)$$

### 3 Rede D2D-Celular operando no modo *Inband-Underlay* com *spectrum sensing*

Este capítulo apresenta o desenvolvimento da primeira parte deste trabalho, que tem como objetivo estudar o desempenho da rede D2D-celular operando no modo *Inband-Underlay*, quando é aplicado o processo de *spectrum sensing* para controlar dois tipos de interferência. Primeiro, a interferência imposta pelos terminais D2D na rede celular, e segundo, a interferência presente entre terminais D2D. Assim, se pretende proporcionar um modelo melhorado da forma em que os terminais D2D compartilham o canal *uplink* nos períodos em que o canal está livre. Na maior parte da literatura, *spectrum sensing* é considerado apenas como uma opção conveniente para controlar a interferência provocada pelos terminais D2D nos enlaces celulares. Assim, a comunicação celular é preservada e a interferência experimentada pelos terminais celulares não será significativa. No entanto, é importante controlar a interferência entre terminais D2D, a fim de melhorar o desempenho geral da rede.

Basicamente, *spectrum sensing* é um mecanismo de detecção apropriado para o controle de interferência, em que cada terminal detecta o estado do canal (livre ou ocupado) antes de iniciar a sua transmissão. Neste trabalho, é usado um mapeamento do processo de *spectrum sensing* para o domínio espacial e é assumido que esse processo é realizado pelos terminais D2D. Isso significa que, como resultado do *spectrum sensing*, cada terminal D2D terá uma região de proteção em torno dele (SAKR; HOSSAIN, 2015). Normalmente, denominada zona de guarda. Então, o terminal D2D não iniciará a sua transmissão se houver algum terminal (celular ou D2D) usando o canal dentro da sua região. Para melhor entendimento são considerados dois casos:

- Caso A: Quando o *spectrum sensing* tem como objetivo detectar a presença de transmissões de terminais celulares.
- Caso B: Quando o *spectrum sensing* tem como objetivo detectar as transmissões de outros terminais D2D.

Assim, são definidos os seguintes cenários de estudo:

- Cenário I: É o cenário convencional adotado em estudos semelhantes, em que os terminais D2D aplicam o *spectrum sensing* para detectar a presença de terminais celulares ativos no canal. Desta forma é controlada a interferência dos terminais D2D

nos terminais celulares e, conseqüentemente a interferência dos terminais celulares nos terminais D2D (Caso A).

- Cenário II: É o cenário proposto em que os terminais D2D aplicam o *spectrum sensing* para detectar a presença tanto de terminais celulares ativos, quanto de terminais D2D que estão usando o canal. Assim, são controladas as interferências dos terminais D2D nos terminais celulares, dos terminais celulares nos terminais D2D e, a interferência presente entre terminais D2D (Caso A + Caso B).

O desempenho da rede nos Cenários I e II será avaliado em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética. Do mesmo modo, é apresentada uma comparação do desempenho da rede quando as potências de transmissão dos terminais celular e D2D são constantes e quando ambos os terminais aplicam controle de potência por inversão do canal.

### 3.1 Trabalhos relacionados

Para o desenvolvimento do trabalho, é importante realizar uma revisão de alguns trabalhos relacionados ao tema do projeto. A seguir são apresentados os principais resultados que motivaram nosso trabalho. A teoria dos processos PPP homogêneos e independentes é apresentada em (HAENGGI, 2012; CHIU *et al.*, 2013), que inclui conceitos da geometria estocástica para modelar os terminais D2D ativos<sup>1</sup>, assim como as aplicações de geometria estocástica na modelagem de redes sem fio. Uma comunicação D2D cognitiva sobre uma rede celular multicanal e baseada em colheita energética foi modelada em (SAKR; HOSSAIN, 2015). Nela é apresentado uma análise da probabilidade de *outage* para o receptor D2D e para o enlace celular. Por outro lado, abordando o assunto de *spectrum sensing* espacial, em (CHEN *et al.*, 2016) é mostrada uma análise do desempenho desta técnica sob o conceito de operação perfeita e imperfeita para controlar a interferência dos terminais D2D nos terminais celulares. De forma específica, é introduzida a técnica de *spectrum sensing* espacial para criar regiões de proteção em torno dos terminais celulares. A diferença principal entre este trabalho e o apresentado aqui, é o fato de que os autores aplicam o *spectrum sensing* apenas entre terminais celulares e D2D, enquanto no presente trabalho, o processo de *spectrum sensing* entre terminais D2D também é considerado. Assim, tanto as transmissões de terminais celulares quanto as transmissões de terminais D2D são detectadas.

Em (YIN *et al.*, 2009) os autores apresentam um estudo da capacidade de transmissão de duas redes sem fio (rede primária e rede secundária) que coexistem na mesma área

<sup>1</sup> Considera-se terminais D2D ativos aqueles que podem gerar interferência. Isto é, aqueles que, após fazer *spectrum sensing*, concluem que o canal está livre para transmitir.

geográfica e compartilham o mesmo espectro. Neste trabalho são derivadas expressões da probabilidade de *outage* e utilizam PPP para modelar as posições dos usuários primários e secundários.

Em (LEE; HAENGGI, 2012b), a interferência em uma rede de rádios cognitivos é modelada usando dois processos pontuais de Poisson, e são derivadas expressões de probabilidade de *outage*. Levando em conta que o cenário de interesse neste trabalho é semelhante ao cenário da rede de rádios cognitivos, aqui são usados alguns resultados obtidos na análise dessa rede. Uma versão modificada de *Matérn hard-core processes* é proposta em (BUSSON *et al.*, 2014), para modelar as localizações dos terminais secundários interferentes numa rede de rádios cognitivos que usa *spectrum sensing*. Os autores derivam expressões para a distribuição de interferência e *throughput* para os terminais primários e secundários. A caracterização do desempenho de uma rede sem fio, modelada por meio de um processo de “furo” pontual (PHP, *Point Hole Process*) é o foco em (YAZDANSHENASAN *et al.*, 2016), em que os autores derivam limites superior e inferior da transformada de Laplace da interferência experimentada por um usuário típico, uma vez que com este processo a caracterização exata da interferência não é conhecida.

Em (LIN *et al.*, 2014b) é proposto um modelo de rede híbrido, onde as localizações dos terminais são modeladas como um PPP. Este modelo captura características importantes da rede D2D-celular, incluindo a seleção de modo de operação dos terminais D2D, controle de potência e a forma como os terminais D2D compartilham o espectro (*overlay* ou *underlay*). Um quadro analítico tratável para a rede celular quando compartilha o canal *uplink* com os terminais D2D é apresentado em (ELSAWY *et al.*, 2014), que relaciona um modo de seleção D2D flexível com controle de potência por inversão do canal. Por fim, em (SBOUI *et al.*, 2015) é derivada a potência ótima que maximiza a eficiência energética (EE) numa rede de rádio cognitivos.

O presente trabalho proporciona uma formulação analítica que permite estudar o desempenho da rede D2D-celular em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética, em que as localizações das estações base e dos usuários são modeladas como dois PPPs, e o processo de *spectrum sensing* é realizado pelos terminais D2D para detectar a presença de transmissões tanto dos terminais celulares quanto de outros terminais D2D.

## 3.2 Modelagem da rede

Considera-se uma comunicação D2D operando no modo *Underlay* na rede celular, em que os terminais celulares e D2D compartilham o espectro celular. As localizações das estações rádio base (BS, *Base station*) são modeladas por um PPP homogêneo  $\Phi_B$  de densidade  $\lambda_B$ . Os usuários (UE, *user equipment*) são modelados por outro PPP

$\Phi_U = \{\varphi_i : i = 1, 2, \dots\}$  de densidade  $\lambda_U$  (usuários/m<sup>2</sup>), em que  $\varphi_i \in \mathbb{R}^2$  representa a localização do  $i$ -ésimo usuário. Esses usuários são distribuídos de forma aleatória na mesma área geográfica, como exemplificado na Figura 3.1, e podem ser terminais celulares ou terminais D2D potenciais como mencionado no Capítulo 2. Para representar o tipo de usuário na rede, é definida uma variável aleatória i.i.d Bernoulli  $\delta$ , com probabilidade  $\mathcal{P}(\delta = 1) = q \in [0, 1]$ . Se  $\delta = 1$ , o usuário será considerado um terminal D2D potencial, caso contrário, se  $\delta = 0$ , o usuário será um terminal celular.

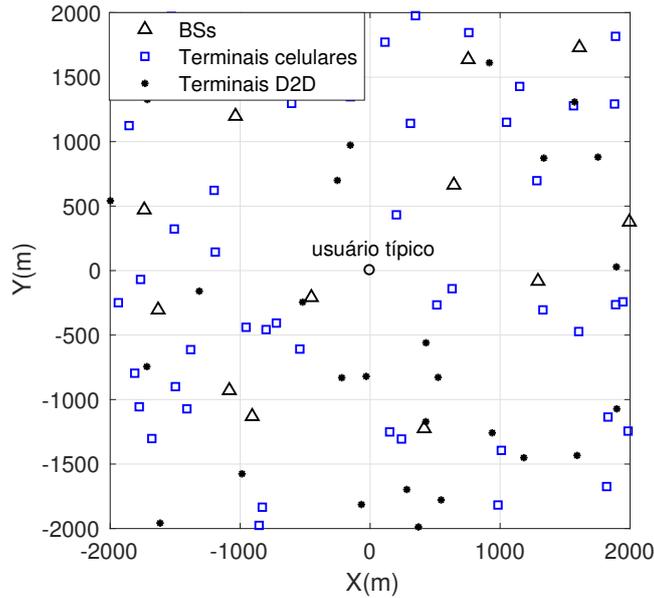


Figura 3.1 – Posições das BSs, dos terminais celulares e D2D modeladas por meio de Processos Pontuais de Poisson.

Neste trabalho é adotado um modelo de seleção de modo usado em trabalhos semelhantes como em (LIN *et al.*, 2014a) e (CHEN *et al.*, 2016). Nesse modelo, a escolha do modo de operação depende da distância  $L_D$  de separação entre o terminal D2D potencial e seu respectivo terminal receptor D2D, (LIN *et al.*, 2014b). Para ser específico, se  $L_D$  for menor que um certo limiar  $\mu$ , o terminal D2D selecionará o modo D2D, caso contrário, ele selecionará o modo celular. Considerando o anterior, os terminais celulares (terminais celulares e terminais D2D operando no modo celular) compõem um PPP  $\Phi_C$  de densidade  $\lambda_C = (1 - q)\lambda_U + q\lambda_U\mathcal{P}(L_D \geq \mu)$ , e os terminais D2D (terminais D2D trabalhando no modo D2D) formam um PPP  $\Phi_D$ , de densidade  $\lambda_D = q\lambda_U\mathcal{P}(L_D < \mu)$ . É importante mencionar que  $\Phi_D$  modela apenas o processo dos terminais transmissores D2D.

Para o estudo do desempenho da rede é assumido que o terminal D2D usa um canal *uplink*. Isso garante que a interferência experimentada pelos usuários D2D seja menor que aquela quando é utilizado o canal *downlink*, devido à baixa potência de transmissão dos terminais celulares em comparação com a potência da estação base. Nesse sentido, assume-se que

cada terminal celular está associado à BS mais próxima por meio de um enlace *uplink*, e todos esses enlaces usam o mesmo canal. Apenas um terminal celular por BS pode estabelecer comunicação, de forma a evitar a interferência intra-celular (ELSAWY *et al.*, 2014). Portanto,  $\lambda_C = \lambda_B$ . Assim, podemos mostrar que a distância  $L_C$  entre um terminal celular e sua BS mais próxima segue uma distribuição *Rayleigh* (HAENGGI, 2012), como foi mostrado na Seção 2.3.5 com função de densidade de probabilidade (PDF, *Probability Density Function*) igual a

$$f_C(r) = 2\pi r \lambda_B e^{-\pi \lambda_B r^2}, \quad r > 0. \quad (3.1)$$

Além disso, é assumido que cada terminal D2D está associado a um terminal receptor D2D que está uniformemente distribuído em torno do terminal transmissor, e todos os enlaces D2D usam o mesmo canal utilizado pelos enlaces celulares. O terminal receptor D2D está localizado até uma distância  $L_D$ , cuja função de densidade de probabilidade é (ATAT; LIU, 2016)

$$f_D(r) = 2r/\mu^2, \quad 0 \leq r \leq \mu, \quad (3.2)$$

decorrente da distribuição uniforme no plano. As métricas de desempenho são obtidas para um receptor típico (D2D ou BS) localizado na origem  $(0, 0) \in \mathbb{R}^2$ , o qual está conectado a um terminal (D2D ou celular) localizado em  $(L_D, 0)$  ou  $(L_C, 0)$ . De acordo com o Teorema de Slivnyak, os resultados obtidos para o receptor na origem são válidos para qualquer terminal genérico (HAENGGI, 2012).

### 3.2.1 Canal de rádio

É considerado um modelo geral de perda por percurso adotado em estudos semelhantes como em (CHEN *et al.*, 2016) e em (LIN *et al.*, 2014a), no qual a potência média do sinal cai a uma taxa de  $r^{-\alpha}$ , sendo  $r$  a distância de propagação e  $\alpha > 2$  é o expoente por perda de percurso. É considerado também o desvanecimento *Rayleigh*, sendo modelado por variáveis aleatórias exponencialmente distribuídas com media igual a 1:  $h_D \sim \text{Exp}(1)$  e  $h_C \sim \text{Exp}(1)$  para os enlaces D2D e celular, respectivamente. No caso do desvanecimento *Rayleigh* a potência do sinal recebido está distribuída exponencialmente. Assume-se também que o ruído aditivo é desprezível, ou seja uma rede limitada por interferência.

### 3.2.2 Spectrum sensing

Assume-se que todos os terminais D2D (transmissores) realizam *spectrum sensing* de forma autônoma, para evitar a interferência de transmissões próximas. O terminal D2D realiza o *spectrum sensing* e não poderá usar o canal se ele detectar uma transmissão ativa no mesmo canal. Essa transmissão é detectada se a potência do sinal recebido desde

outro terminal for maior que um certo limiar  $\Upsilon$ . Caso contrário, o terminal D2D poderá iniciar sua transmissão. Como nós assumimos um modelo geral de perda de percurso, a potência média do sinal recebido é  $P_{rx} = P_{tx}r^{-\alpha}$ , em que  $P_{tx}$  é a potência de transmissão. Assim, para um dado valor  $\Upsilon$  haverá uma distância máxima para a qual a transmissão também pode ser detectada. Portanto, o processo de *spectrum sensing* pode ser mapeado para o domínio espacial, em que uma transmissão será detectada se a distância de separação desde o terminal D2D (transmissor) até o outro transmissor for menor que um dado limiar  $R_p$ . Nesse contexto, o efeito do *spectrum sensing* é modelado com a criação de uma região de proteção de raio  $R_p$  em torno de cada terminal D2D (transmissor), como é observado na Figura 3.2. Se houver algum terminal (D2D ou celular) dentro dessa região, o terminal D2D não poderá usar o canal para sua transmissão.

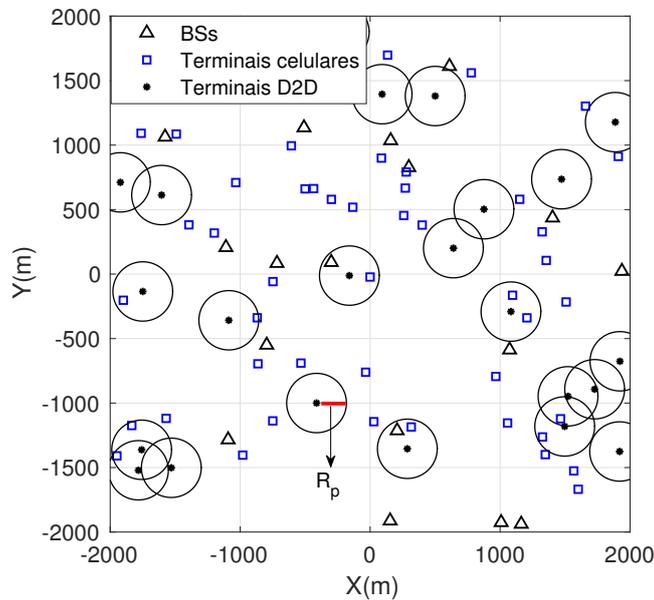


Figura 3.2 – Modelo do *spectrum sensing* adotado neste trabalho, por meio da criação de uma região de proteção de rádio  $R_p$  em torno dos transmissores D2D.

### 3.3 Descrição dos cenários com *spectrum sensing* perfeito

Nesta seção são usadas as ferramentas da geometria estocástica para modelar os cenários de estudo quando o processo de detecção de *spectrum sensing* é perfeito. Então, são derivadas as densidades de terminais D2D ativos resultantes após o processo de *spectrum sensing*, tanto para o Cenário I quanto para o Cenário II.

#### 3.3.1 Cenário I

Nesse cenário, os terminais D2D aplicam *spectrum sensing* para evitar interferência entre eles e os terminais celulares (Caso A). Portanto, se houver um terminal

celular a uma distância menor do que  $R_p$ , o terminal D2D não usará o canal e não será considerado um terminal ativo. Como resultado do *spectrum sensing* perfeito, os terminais D2D ativos constituem um Processo de Furo Pontual (PHP, *Point Hole Process*) (SAKR; HOSSAIN, 2015) e não mais um processo PPP homogêneo. Devido ao fato de que com este processo não é possível fazer uma caracterização analítica da interferência, as ferramentas de geometria estocástica fornecem uma abordagem que permite aproximar esse processo por um PPP (YAZDANSHENASAN *et al.*, 2016). Para esta aproximação, o processo  $\Phi_D$  é submetido a um processo de *thinning* independente que modela o *spectrum sensing* entre os terminais D2D e os terminais celulares, tal que a densidade  $\lambda_I$  do processo PPP  $\Phi_I$  obtido após o *thinning* é a mesma densidade do processo PHP (YAZDANSHENASAN *et al.*, 2016), sendo dada por

$$\lambda_I = \mathcal{P}_t \lambda_D, \quad (3.3)$$

em que  $\mathcal{P}_t$  é interpretada como a probabilidade que tem o terminal D2D de acessar o canal. Em outras palavras, é a probabilidade de não haver terminais celulares dentro da região de proteção do terminal D2D, isto é

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_t &= \mathcal{P}\{\text{nenhum terminal na área } A_p\} \\ &= e^{-(\lambda_B A_p)} \frac{(\lambda_B A_p)^0}{0!} \\ &= e^{-\lambda_B \pi R_p^2}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

sendo  $A_p$  a área da região de proteção. Desta forma, a densidade  $\lambda_I$  de  $\Phi_I$  é definida como

$$\lambda_I = \lambda_D e^{-\lambda_B \pi R_p^2}. \quad (3.5)$$

Então,  $\lambda_I$  é a densidade do processo resultante após o *thinning* independente, sendo  $\Phi_I$  um PPP que representa as posições dos terminais D2D ativos quando o processo de *spectrum sensing* é perfeito no Cenário I.

### 3.3.2 Cenário II

No Cenário II, os terminais D2D aplicam *spectrum sensing* para controlar a interferência entre eles e os terminais celulares e, além disso, a interferência entre eles e outros terminais D2D (Caso A + Caso B). Como os terminais D2D podem estar arbitrariamente próximos, isto é, dentro da região de proteção de cada terminal, então o terminal D2D que detecta outro terminal (D2D ou celular) próximo a ele, localizado a uma distância menor do que  $R_p$  não é assumido como um terminal D2D ativo e, portanto não poderá usar o canal para sua transmissão. Neste cenário, são considerados os Casos A e B com *spectrum sensing* perfeito.

Um aspecto importante neste cenário é que os terminais D2D devem ser sincronizados quando fizerem o *spectrum sensing* entre eles, neste sentido, em um dado *time-slot* um terminal D2D faz o *spectrum sensing* enquanto todos os outros terminais D2D transmitem. Os terminais D2D habilitados para transmitir serão aqueles que estão localizados a uma distância maior do que  $R_p$  desde os terminais celulares e desde outros terminais D2D. Portanto, o canal estará livre para ser usado e não haverá colisões na transmissão.

Um processo adequado para modelar as posições dos terminais D2D ativos neste cenário é o processo (MHCP, *Matérn Hard-Core Point Processes*) tipo II. Este processo MHCP resulta de aplicar um processo de *thinning* dependente a um PPP  $\Phi$  de densidade  $\lambda$ . O processo *thinning* remove um conjunto de pontos do PPP, de modo que as distâncias entre todos os pares de pontos restantes são maiores do que um dado limiar  $h$ . A densidade deste processo foi dada na Seção 2.3.4 e é mostrada de novo aqui como

$$\lambda_h = \frac{1 - e^{-\lambda\pi h^2}}{\pi h^2}. \quad (3.6)$$

Considerando a definição de um processo MHCP, o Cenário II é modelado da seguinte forma. O processo PPP  $\Phi_I$  resultante do *thinning* independente no Cenário I é submetido adicionalmente a um processo de *thinning* dependente, o qual modela o *spectrum sensing* entre terminais D2D. Quando dois terminais D2D estiverem separados uma distância menor do que  $R_p$ , apenas um deles é removido de forma aleatória, de modo que a distância de separação entre os terminais D2D restantes após o *thinning* dependente será maior do que  $R_p$  e esses terminais farão parte do processo MHCP  $\Phi_{II}$  que modela as posições dos terminais D2D ativos no Cenário II. Então, a densidade de terminais D2D ativos  $\lambda_{II}$  do processo  $\Phi_{II}$  é obtida como

$$\begin{aligned} \lambda_{II} &= \frac{1 - e^{-\lambda_I \pi R_p^2}}{\pi R_p^2} \\ &= \frac{1 - e^{-(\lambda_D e^{-\lambda_B \pi R_p^2}) \pi R_p^2}}{\pi R_p^2}, \end{aligned} \quad (3.7)$$

em que foi usada a expressão (3.5) para  $\lambda_I$ . Um exemplo dos processos que compõem os terminais D2D ativos no Cenário I e no Cenário II são apresentados nas Figuras 3.3(a) e 3.3(b), respectivamente.

É observado que o número de terminais D2D ativos (aqueles que podem gerar interferência) é menor no Cenário II por causa do *spectrum sensing* feito entre os terminais D2D.

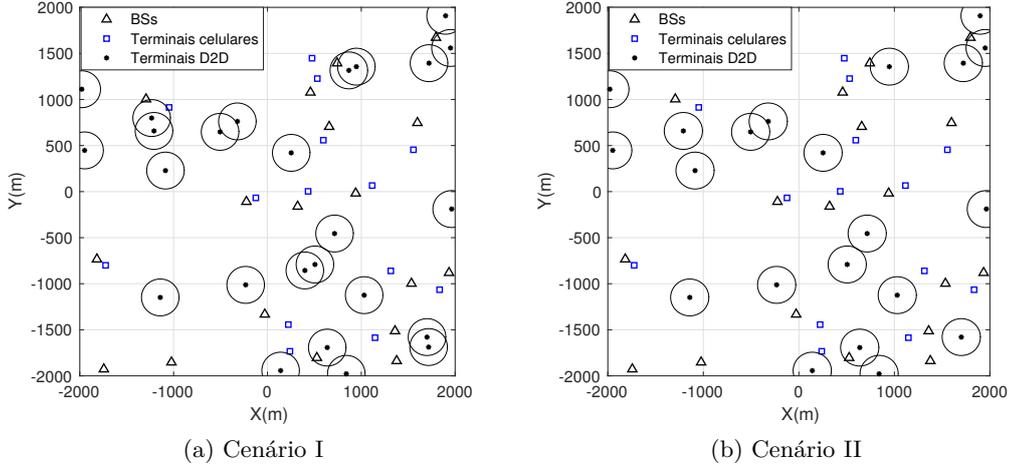


Figura 3.3 – Processos que compõem os terminais D2D ativos nos Cenários I e II.

### 3.4 Descrição dos cenários com *spectrum sensing* imperfeito

O processo de *spectrum sensing* é considerado imperfeito quando acontecem erros no processo de decisão sobre o estado do canal. Esses erros podem ocorrer de duas formas:

- *Miss Detection*: Quando o canal está sendo usado, mas o terminal que faz o *spectrum sensing* não detecta a presença de usuário.
- *False Alarm*: Caso em que o canal está livre para ser usado, porém o terminal que faz *spectrum sensing* julga que o mesmo está ocupado.

Para melhor entendimento, denota-se  $H_0$  como a hipótese de o canal estar livre, com probabilidade  $\mathcal{P}_{H_0}$ , enquanto  $H_1$  é a hipótese de o canal estar ocupado. A probabilidade de *Miss Detection* ( $\mathcal{P}_{md}$ ) e a probabilidade de *False Alarm* ( $\mathcal{P}_{fa}$ ) são expressas como

$$\mathcal{P}_{md} = \mathcal{P}[E < \Upsilon | H_1], \quad \mathcal{P}_{fa} = \mathcal{P}[E > \Upsilon | H_0], \quad (3.8)$$

em que  $E$  é a energia coletada pelo terminal no processo de *spectrum sensing* e  $\Upsilon$  é o limiar de detecção, como foi definido na modelagem da rede. Considera-se o caso de o canal ser detectado livre e ocupado por  $\hat{H}_0$  e  $\hat{H}_1$ , respectivamente. Devido ao *spectrum sensing* ser imperfeito tem-se quatro casos diferentes que são definidos na Tabela 3.1, onde é usada a notação  $(H_j, \hat{H}_k)$ , em que a hipótese de  $H_j$  é verdadeira, mas o *spectrum sensing* decide pela hipótese  $\hat{H}_k$

Nesta seção também é usado o mapeamento do *spectrum sensing* para o domínio espacial o qual permite desenvolver um modelo matemático. Neste contexto, *Miss Detection* e *False Alarm* são definidos como:

Tabela 3.1 – Casos de estudo com *spectrum sensing* imperfeito

Caso de estudo	Configuração
Caso I ( $H_0, \hat{H}_0$ )	Canal livre e detectado de forma correta, com probabilidade $\mathcal{P}_{H_0}(1 - \mathcal{P}_{fa})$
Caso II ( $H_0, \hat{H}_1$ )	Canal livre e detectado ocupado, com probabilidade $\mathcal{P}_{H_0}\mathcal{P}_{fa}$ .
Caso III ( $H_1, \hat{H}_0$ )	Canal ocupado e detectado livre, com probabilidade $(1 - \mathcal{P}_{H_0})\mathcal{P}_{md}$ .
Caso IV ( $H_1, \hat{H}_1$ )	Canal ocupado e detectado de forma correta, com probabilidade $(1 - \mathcal{P}_{H_0})(1 - \mathcal{P}_{md})$ .

- *Miss Detection*: É o caso quando um terminal (celular ou D2D) está localizado dentro da região de proteção do terminal D2D. Porém, o terminal D2D não detecta-o concluindo que o canal está livre para transmitir.
- *False Alarm*: Neste caso o transmissor D2D detecta erroneamente pelo menos um terminal (celular ou D2D) a uma distância menor do que  $R_p$ . Desta forma ele conclui que o canal está ocupado e não inicia sua transmissão.

Uma vez que foram definidos os conceitos de *Miss Detection* e *False Alarm* adotados neste trabalho, nas seções seguintes são derivadas as densidades dos terminais D2D ativos para os Cenários I e II.

### 3.4.1 Cenário I

Ao considerar o *spectrum sensing* imperfeito no Cenário I, a localização dos terminais D2D ativos pode ser aproximada a um processo PPP homogêneo  $\Phi_{I,i}$  de densidade  $\lambda_{I,i}$  (SAKR; HOSSAIN, 2015), similar à aproximação apresentada na expressão (3.3), ou seja,

$$\lambda_{I,i} = \mathcal{P}_{t_i} \lambda_D, \quad (3.9)$$

em que  $\mathcal{P}_{t_i}$  é a probabilidade que tem o terminal D2D de acessar o canal. Esta probabilidade está baseada nos Casos I e III que já foram descritos anteriormente, em que o terminal D2D conclui que o canal está livre para transmitir. Neste contexto  $\mathcal{P}_{t_i}$  depende das probabilidades  $\mathcal{P}_{md}$  e  $\mathcal{P}_{fa}$  e é dada por

$$\mathcal{P}_{t_i} = \mathcal{P}_{H_0}(1 - \mathcal{P}_{fa}) + (1 - \mathcal{P}_{H_0})\mathcal{P}_{md}, \quad (3.10)$$

sendo  $\mathcal{P}_{H_0} = e^{-\lambda_B \pi R_p^2}$ . Assim, não há nenhum terminal a uma distância menor que  $R_p$

$$\lambda_{I,i} = [\mathcal{P}_{md} + (1 - \mathcal{P}_{fa} - \mathcal{P}_{md}) e^{-\lambda_B \pi R_p^2}] \lambda_D. \quad (3.11)$$

É importante mencionar que as probabilidades  $\mathcal{P}_{fa}$  e  $\mathcal{P}_{md}$  dependem da técnica usada para o *spectrum sensing*. Porém, a análise do desempenho do processo de *spectrum sensing* está fora do escopo desse trabalho. Na análise do desempenho da rede, atribuiremos valores significativos para  $\mathcal{P}_{fa}$  e  $\mathcal{P}_{md}$ , de forma a avaliar os efeitos da imperfeição do processo de *spectrum sensing*.

### 3.4.2 Cenário II

Como foi mencionado na Seção 3.3.2, o Cenário II é aquele em que os terminais D2D realizam o *spectrum sensing* entre eles e os terminais celulares (Caso A) e entre eles e outros terminais D2D (Caso B). No entanto, a formulação analítica mostrou-se bastante complexa para modelar este cenário quando ambos os casos A e B são considerados imperfeitos. De forma específica, quando a operação do *spectrum sensing* é imperfeita entre terminais D2D. Portanto, como não foi possível desenvolver um modelo analítico, neste trabalho consideraremos o Caso A com *spectrum sensing* imperfeito, e o Caso B com *spectrum sensing* perfeito para a formulação analítica.

Da Eq. (3.11) tem-se a densidade  $\lambda_{I,i}$  do processo que compõem os terminais D2D ativos como resultado do *spectrum sensing* imperfeito, o qual leva em conta só as transmissões celulares. Este processo resultante  $\Phi_{I,i}$  é submetido a um processo de *thinning* dependente, como explicou-se na Seção 3.3.2, que corresponde ao *spectrum sensing* perfeito entre terminais D2D. Portanto, a densidade dos terminais D2D ativos para o Cenário II, considerando o Caso A imperfeito e o Caso B perfeito, é descrita por

$$\begin{aligned} \lambda_{II,i} &= \frac{1 - e^{-\lambda_{I,i}\pi R_p^2}}{\pi R_p^2} \\ &= \frac{1 - e^{-[\mathcal{P}_{md} + (1 - \mathcal{P}_{fa} - \mathcal{P}_{md})e^{-\lambda_B\pi R_p^2}]\lambda_D\pi R_p^2}}{\pi R_p^2}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Para melhor entendimento, a Tabela 3.2 resume os cenários de estudo considerados neste capítulo e a densidade de terminais D2D ativos correspondente a cada caso de análise:

Cenário	Caso A (SS entre D2D e celular)	Caso B (SS entre D2D-D2D)	Densidade	Expressão
I	Perfeito	N.A.	$\lambda_I$	(3.5)
	Imperfeito	N.A.	$\lambda_{I,i}$	(3.11)
II	Perfeito	Perfeito	$\lambda_{II}$	(3.7)
	Imperfeito	Perfeito	$\lambda_{II,i}$	(3.12)

Tabela 3.2 – Configuração dos cenários de estudo adotados neste trabalho.

A informação mostrada na Tabela 3.2 será usada nas seções seguintes para derivar a formulação analítica que descreve o desempenho da rede nos Cenários I e II, considerando dois casos, potência de transmissão constante e controle de potência.

## 3.5 Análise do desempenho da rede com potência de transmissão constante

Nesta seção, o desempenho da rede *underlay* D2D-celular é caracterizado considerando potências de transmissão constantes nos terminais celular e D2D, denotadas por  $P_C$  e  $P_D$ , respectivamente. Para abordar um cenário de rede mais realista, é assumido

que o terminal celular possui uma potência de transmissão máxima ( $P_{max}$ ), que leva a uma distância do enlace máxima permitida  $L_{max}$ , então,  $0 \leq L_C \leq L_{max}$ . Assim, os terminais celulares que estiverem a uma distância menor que  $L_{max}$  desde a estação base mais próxima poderão se conectar, mas apenas um deles estabelecerá comunicação com a BS. No caso que todos os terminais celulares associados a uma estação base estiverem a uma distância maior que  $L_{max}$ , aquela estação base não estará ativa. Portanto, neste trabalho será escolhida uma densidade de usuários  $\lambda_U$  suficientemente alta como foi feito em (EL-SAWY *et al.*, 2014) para que a probabilidade de existir uma estação base desativada seja desprezível.

Usando as ferramentas de geometria estocástica, são apresentadas expressões analíticas que descrevem o desempenho da rede nos Cenários I e II (ver Tabela 3.2), em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética, tanto para a rede celular quanto para a comunicação D2D.

### 3.5.1 Probabilidade de *outage*

Uma transmissão é considerada correta se a relação Sinal-Interferência (SIR, *Signal-to-Interference Ratio*) for maior que um dado limiar  $\gamma$ . Portanto, um receptor é considerado em “*outage*” se  $SIR \leq \gamma$ . Cada receptor típico (BS ou D2D) sofre interferência dos terminais D2D ativos e de terminais celulares, de modo que a SIR para os enlaces celular-BS e D2D-D2D é dada por

$$SIR_x = \frac{P_x h_x L_x^{-\alpha}}{\sum_{i \in \Phi_C} P_C h_{i,0} L_{i,0}^{-\alpha} + \sum_{j \in \Phi_y} P_D h_{j,0} L_{j,0}^{-\alpha}}, \quad (3.13)$$

em que  $x \in (C, D)$  e  $\Phi_y$  representa o processo de terminais D2D ativos correspondente a cada cenário,  $y \in (I, II)$ . Os fatores  $h_{k,0}$  e  $L_{k,0}$  para  $k = i, j$  representam o coeficiente de desvanecimento *Rayleigh* e a distância desde o  $i$ -ésimo terminal celular interferente ou  $j$ -ésimo terminal D2D interferente até o receptor típico (BS ou D2D) localizado na origem do sistema de coordenadas. A probabilidade de que SIR seja maior que  $\gamma$  é conhecida como probabilidade de sucesso e, quando a interferência é causada por usuários distribuídos como PPP sujeitos a desvanecimento de *Rayleigh*, essa probabilidade é igual à transformada de Laplace da distribuição de interferência total (HAENGGI, 2012), avaliada em  $s = \gamma/P_C L_C^{-\alpha}$  quando o enlace típico for celular ou em  $s = \gamma/P_D L_D^{-\alpha}$  quando o enlace típico for D2D. Então, as probabilidades de sucesso no receptor D2D e na BS são dadas respectivamente por

$$\mathcal{P}[SIR_D > \gamma] = \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{tot}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_D L_D^{-\alpha}}} = \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DD}}(s) \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CD}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_D L_D^{-\alpha}}}, \quad (3.14)$$

$$\mathcal{P}[SIR_C > \gamma] = \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{tot}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_C L_C^{-\alpha}}} = \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}}(s) \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_C L_C^{-\alpha}}}. \quad (3.15)$$

Os termos  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DD}}(\cdot)$  e  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CD}}(\cdot)$  representam as transformadas de Laplace da distribuição de interferência gerada pelos terminais D2D ativos e os terminais celulares no receptor D2D, enquanto que  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}}(\cdot)$  e  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}}(\cdot)$  são as transformadas da interferência provocada pelos terminais D2D ativos e os terminais celulares na BS.

A expressão da transformada de Laplace da interferência proveniente de um campo PPP de interferentes é conhecida, sendo apresentada em ((HAENGGI *et al.*, 2009), Eq. 3.21) e os detalhes de sua derivação são mostrados no Apêndice A. Seguindo essa expressão e substituindo  $s$  de acordo com o tipo de enlace típico, podemos mostrar que

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DD}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_D L_D^{-\alpha}}} = \exp \left[ \frac{-2\lambda_D \pi^2 \gamma^{\frac{2}{\alpha}} L_D^2}{\alpha \sin(\frac{2\pi}{\alpha})} \right], \quad (3.16)$$

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CD}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_D L_D^{-\alpha}}} = \exp \left[ \frac{-2\lambda_B \pi^2 \gamma^{\frac{2}{\alpha}} L_D^2 \left(\frac{P_C}{P_D}\right)^{\frac{2}{\alpha}}}{\alpha \sin(\frac{2\pi}{\alpha})} \right], \quad (3.17)$$

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{P_C L_C^{-\alpha}}} = \exp \left[ \frac{-2\lambda_D \pi^2 \gamma^{\frac{2}{\alpha}} L_C^2 \left(\frac{P_D}{P_C}\right)^{\frac{2}{\alpha}}}{\alpha \sin(\frac{2\pi}{\alpha})} \right]. \quad (3.18)$$

Como dito na Seção 3.2, cada terminal celular está associado à BS mais próxima por meio de um enlace *uplink*. Portanto, para obter a transformada da interferência provocada pelos terminais celulares na BS típica  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}}(\cdot)$ , são seguidos os passos da Seção 13.4.2 de (HAENGGI, 2012), onde é considerado como transmissor desejado aquele que está mais próximo do seu receptor típico. Assim, se o transmissor é assumido estar localizado a uma distância  $R$ , é garantido que não há terminais interferentes no disco  $b(o, R)$  centrado no receptor típico. Em nosso caso,  $R = L_C$  (distância de separação entre o terminal celular e a estação base) e o disco  $b(o, L_C)$  estará livre de terminais celulares interferentes. Assim, só aqueles terminais celulares que estiverem a uma distância maior do que  $L_C$  desde a BS típica, serão considerados como interferentes. De modo que, a transformada de Laplace da interferência provocada pelos terminais celulares na BS resulta em ((HAENGGI, 2012), Seção 13.4.2)

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}}(s) = \exp \left[ \lambda_B \pi (s P_C)^{\frac{2}{\alpha}} \Gamma(1 + \delta) \Gamma(1 - \delta) - \lambda_B \pi L_C^2 H_\delta \left( \frac{L_C^\alpha}{s P_C} \right) \right], \quad (3.19)$$

em que  $\delta = \frac{2}{\alpha}$  e  $H_\delta$  é a função hiperbólica de Gauss

$$H_\delta(x) \triangleq {}_2F_1(1, \delta, 1 + \delta, -x). \quad (3.20)$$

Seguindo os passos da Seção 13.4.2 de (HAENGGI, 2012), avaliando a expressão (3.19) em  $s = \gamma/P_C L_C^{-\alpha}$  tem-se

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}} = \exp \left[ -\lambda_B \pi L_C^2 \left( \gamma^\delta \Gamma(1 + \delta) \Gamma(1 - \delta) - H_\delta \left( \frac{1}{\gamma} \right) \right) \right]. \quad (3.21)$$

Um caso especial é apresentado quando  $\alpha = 4$ , a função hiperbólica de Gauss resulta em  $H_{\frac{2}{4}} = \sqrt{\gamma} \arctan(1/\sqrt{\gamma})$ .

Devido ao fato de que as distâncias dos enlaces típicos celular-BS e D2D-D2D são aleatórias, as expressões das probabilidades de sucesso dadas em (3.14) e (3.15) devem ser descondicionadas com relação a  $L_D$  e  $L_C$  respectivamente. Assim, combinando os resultados anteriores, para o caso da rede D2D, a probabilidade de sucesso no receptor D2D é dada por

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_D > \gamma] = \int_0^\mu \exp \left[ -k\gamma^{\frac{2}{\alpha}} r^2 \left( \lambda_D + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \right] f_D(r) dr, \quad (3.22)$$

em que,  $k = \frac{2\pi^2}{\alpha \sin(2\pi/\alpha)}$ ,  $\mu$  é a distância máxima do enlace D2D e  $f_D(r)$  é a pdf de  $L_D$  dada na modelagem da rede.

No caso da rede celular, a probabilidade de sucesso da estação base típica será obtida como

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_C > \gamma] = \int_0^{L_{max}} \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}} \left( \frac{\gamma}{P_C r^{-\alpha}} \right) \mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}} \left( \frac{\gamma}{P_C r^{-\alpha}} \right) f_{C_1}(r) dr, \quad (3.23)$$

em que  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}}(\cdot)$  e  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}}(\cdot)$  são dadas por (3.18) e (3.21), e  $f_{C_1}(r)$  representa a pdf da distância do enlace celular, dado que  $L_C$  é menor ou igual a  $L_{max}$ . Portanto, é definida como

$$\begin{aligned} f_{C_1}(r) &= \frac{f_C(r)}{\mathcal{P}(r \leq L_{max})} \\ &= \frac{2\pi r \lambda_B e^{-\pi \lambda_B r^2}}{1 - e^{-L_{max}^2 \pi \lambda_B}}, \quad 0 \leq r \leq L_{max} \end{aligned} \quad (3.24)$$

em que  $L_{max}$  é a distância máxima do enlace celular. Assim, para calcular as probabilidades de sucesso na estação base típica e no receptor típico D2D considerando o Cenário I e o Cenário II, basta substituir  $\lambda_D$  em (3.22) e (3.23) por  $\lambda_I$  e  $\lambda_{II}$ , respectivamente. Resolvendo essas integrais usando a ferramenta Mathematica, chegamos às seguintes expressões fechadas

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_{DI} > \gamma] = \frac{1 - \exp \left[ -k\gamma^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_I + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \mu^2 \right]}{k\gamma^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_I + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \mu^2}, \quad (3.25)$$

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_{DII} > \gamma] = \frac{1 - \exp \left[ -k\gamma^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \mu^2 \right]}{k\gamma^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \mu^2}, \quad (3.26)$$

$$P[\text{SIR}_{CI} > \gamma] = \frac{\mathcal{D} \left( 1 - \exp \left[ L_{max}^2 \left( \left( H_\delta \left( \frac{1}{\gamma} \right) - 1 \right) \mathcal{D} - \gamma^{\frac{2}{\alpha}} \left( k \left( \frac{P_D}{P_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_I + \chi_1 \right) \right) \right] \right)}{\mathcal{C} \left[ k \left( \frac{P_D}{P_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \gamma^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_I + \mathcal{D} \left( 1 - H_\delta \left( \frac{1}{\gamma} \right) + \pi \delta \gamma^{\frac{2}{\alpha}} \csc(\pi \delta) \right) \right]}, \quad (3.27)$$

e

$$P[\text{SIR}_{C_{II}} > \gamma] = \frac{\mathcal{D} \left( 1 - \exp \left[ L_{max}^2 \left( \left( H_\delta \left( \frac{1}{\gamma} \right) - 1 \right) \mathcal{D} - \gamma^{\frac{2}{\alpha}} \left( k \left( \frac{P_D}{P_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_{II} + \chi_1 \right) \right) \right] \right)}{\mathcal{C} \left[ k \left( \frac{P_D}{P_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \gamma^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_{II} + \mathcal{D} \left( 1 - H_\delta \left( \frac{1}{\gamma} \right) + \pi \delta \gamma^{\frac{2}{\alpha}} \csc(\pi \delta) \right) \right]} \quad (3.28)$$

em que  $\mathcal{D} = \pi \lambda_B$ ,  $\mathcal{C} = 1 - \exp[-\mathcal{D} L_{max}^2]$  e  $\chi_1 = \pi^2 \delta \lambda_B \csc(\pi \delta)$ , sendo  $\csc(\cdot)$  a função Cosecante.

Assim, as probabilidades de *outage* no receptor típico D2D para os Cenários I e II são dadas por  $\epsilon_{D_I} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{D_I} > \gamma]$  e  $\epsilon_{D_{II}} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{D_{II}} > \gamma]$ , respectivamente. Para o caso da rede celular as probabilidades de *outage* na estação base típica são dadas por  $\epsilon_{C_I} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{C_I} > \gamma]$  e  $\epsilon_{C_{II}} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{C_{II}} > \gamma]$  para o Cenário I e o Cenário II, respectivamente.

É importante mencionar que ao considerar *spectrum sensing* no modo de operação imperfeita, as densidades dos terminais D2D ativos  $\lambda_I$  para o Cenário I e  $\lambda_{II}$  para o Cenário II devem ser substituídas por  $\lambda_{I,i}$  e  $\lambda_{II,i}$  definidas nas expressões (3.11) e (3.12).

### 3.5.2 Capacidade de transmissão agregada

A capacidade de transmissão é uma métrica de desempenho importante para redes sem fio que mede a intensidade de transmissões com sucesso por unidade de área (SHENG *et al.*, 2015) e é definida aqui como

$$C = R\lambda(1 - \epsilon) \quad (\text{bps/m}^2), \quad (3.29)$$

em que  $R$  é a taxa de transmissão,  $\lambda$  é a densidade transmissões na rede e,  $(1 - \epsilon)$  é a probabilidade de sucesso no receptor na presença de interferência de todos os transmissores na rede. Neste trabalho, a taxa  $R$  é definida pela capacidade de *Shannon* como  $R = B \log_2(1 + \gamma)$ , sendo  $B$  a largura de banda e definida para este trabalho como  $B = 1$  Hz. Nesta seção são usadas as equações (3.25), (3.26), (3.27) e (3.28) para obter as expressões que descrevem de forma analítica o desempenho da rede em termos de capacidade de transmissão.

Como será mostrado na Seção 3.7, a probabilidade de *outage* obtida no Cenário II é menor que no Cenário I, ou seja,  $\epsilon_{D_{II}} < \epsilon_{D_I}$ . A fim de desenvolver a análise da rede D2D e estabelecer uma comparação justa entre os dois cenários de estudo, a menor probabilidade observada no Cenário II ( $\epsilon_{D_{II}}$ ) será aproveitada para transmitir a informação com uma taxa de transmissão maior ( $R_{II}$ ). Esse valor de  $R_{II} = \log_2(1 + \gamma_{II})$  será escolhido como aquele que atinge o valor da probabilidade de *outage* do Cenário I ( $\epsilon_{D_I}$ ). Desta forma, os dois cenários atingirão um valor igual de probabilidade de sucesso. Considerando o

explicado acima, de (3.26) tem-se

$$\frac{1 - \exp \left[ -k\gamma_{II}^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \mu^2 \right]}{k\gamma_{II}^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} + \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right) \mu^2} = 1 - \epsilon_{D_I}. \quad (3.30)$$

Fazendo,  $A = \lambda_B \left( \frac{P_C}{P_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \mu^2$  e  $B = \lambda_{II} \mu^2$ , então (3.30) pode ser reescrita como

$$\frac{1 - \exp \left[ -k\gamma_{II}^{\frac{2}{\alpha}} (A + B) \right]}{k\gamma_{II}^{\frac{2}{\alpha}} (A + B)} = 1 - \epsilon_{D_I}. \quad (3.31)$$

Então de (3.31), é calculado o limiar de SIR  $\gamma_{II}$  que leva à taxa de transmissão  $R_{II}$ , que faz a probabilidade de *outage* atingir o valor  $\epsilon_{D_I}$

$$\gamma_{II} = \left( \frac{1 + (1 - \epsilon_{D_I}) W_0 \left( \frac{-\exp[-1/(1-\epsilon_{D_I})]}{1-\epsilon_{D_I}} \right)}{k(A+B)(1-\epsilon_{D_I})} \right)^{\frac{\alpha}{2}}, \quad (3.32)$$

em que  $W_0(\cdot)$  é o ramo principal da função Lambert <sup>2</sup>. A função Lambert é uma função de valor real para argumentos maiores ou iguais a  $-\exp(-1)$ . Portanto, deve ser garantido que  $\frac{\exp[-1/(1-\epsilon_{D_I})]}{1-\epsilon_{D_I}} < \exp(-1)$ . Desta forma, as capacidades de transmissão agregadas que são conseguidas no Cenário I e no Cenário II para a rede D2D são dadas respectivamente, por

$$C_{D_I} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_I (1 - \epsilon_{D_I}), \quad (3.33)$$

e

$$C_{D_{II}} = \log_2(1 + \gamma_{II}) \lambda_{II} (1 - \epsilon_{D_I}), \quad (3.34)$$

em que  $\gamma_{II}$  é dado em (3.32). Para a rede celular, as capacidades de transmissão conseguidas nos Cenários I e II são dadas por

$$C_{C_I} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_B (1 - \epsilon_{C_I}), \quad (3.35)$$

e

$$C_{C_{II}} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_B (1 - \epsilon_{C_{II}}), \quad (3.36)$$

em que  $\epsilon_{C_I}$  e  $\epsilon_{C_{II}}$  são as probabilidades de *outage* na estação base típica para os Cenários I e II, respectivamente.

### 3.5.3 Eficiência energética

Neste trabalho é adotada a definição de eficiência energética (EE) como a relação entre a eficiência espectral (SE) dada em (bps/Hz) e a potência total das transmissões

<sup>2</sup> A função Lambert  $W_k(z)$  é a solução de  $W_k(z)e^{W_k(z)} = z$ , para um dado  $z$ .

(SBOUI *et al.*, 2015). As eficiências espectrais da comunicação D2D para o Cenário I e o Cenário II podem então ser escritas como

$$SE_{D_I} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_I (1 - \epsilon_{D_I}), \quad (3.37)$$

e

$$SE_{D_{II}} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_{II} (1 - \epsilon_{D_{II}}), \quad (3.38)$$

enquanto que, para a rede celular as eficiências espectrais conseguidas nos Cenários I e II são dadas por

$$SE_{C_I} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_B (1 - \epsilon_{C_I}), \quad (3.39)$$

e

$$SE_{C_{II}} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_B (1 - \epsilon_{C_{II}}). \quad (3.40)$$

Muitos estudos incluem na análise da EE a potência gasta pelo circuito no cálculo da potência total da rede. Porém, neste trabalho não consideraremos esse valor para calcular a potência total das redes D2D e celular, tal como foi feito em (ZHANG *et al.*, 2016a). A análise da eficiência energética incluindo a potência do circuito no cálculo da potência total gasta na rede é deixado como trabalho futuro. Portanto, para a análise da eficiência energética na comunicação D2D, a potência total é definida aqui como o produto entre as densidades de terminais D2D ativos  $\lambda_I$  ou  $\lambda_{II}$  e a potência de transmissão do terminal D2D  $P_D$ . Por outra parte, a potência total para a rede celular será obtida como o produto entre a densidade de terminais celulares  $\lambda_B$  (hipótese de ter apenas um terminal celular conectado à cada BS para evitar interferências intracelulares) e a potência de transmissão do terminal celular  $P_C$ . Assim, aplicando a definição de eficiência energética acima mencionada, são obtidas as seguintes expressões para a EE, para a comunicação D2D e para a rede celular, considerando os Cenários I e II:

$$EE_{D_I} = \frac{SE_{D_I}}{\lambda_I P_D} = \frac{\log_2(1 + \gamma) (1 - \epsilon_{D_I})}{P_D}, \quad (3.41)$$

$$EE_{D_{II}} = \frac{SE_{D_{II}}}{\lambda_{II} P_D} = \frac{\log_2(1 + \gamma) (1 - \epsilon_{D_{II}})}{P_D}, \quad (3.42)$$

$$EE_{C_I} = \frac{SE_{C_I}}{\lambda_B P_C} = \frac{\log_2(1 + \gamma) (1 - \epsilon_{C_I})}{P_C}, \quad (3.43)$$

$$EE_{C_{II}} = \frac{SE_{C_{II}}}{\lambda_B P_C} = \frac{\log_2(1 + \gamma) (1 - \epsilon_{C_{II}})}{P_C}, \quad (3.44)$$

em que  $(1 - \epsilon_{D_x})$  e  $(1 - \epsilon_{C_x})$ ,  $x \in (I, II)$  são dadas nas expressões (3.25), (3.26), (3.27) e (3.28).

### 3.6 Análise do desempenho da rede com controle de potência por inversão de canal

Nesta seção, é assumido que os terminais D2D e os terminais celulares usam controle de potência por inversão do canal, para garantir que a potência média do sinal recebido nos receptores seja igual à sua sensibilidade<sup>3</sup> (ATAT; LIU, 2016). Neste contexto, cada usuário terá uma potência de transmissão diferente, que depende das distâncias de separação dos enlaces D2D e celular ( $L_D$  e  $L_C$ ) e das sensibilidades no receptor D2D e na BS, denotadas por  $\rho_D$  e  $\rho_C$ , respectivamente. Portanto, a potência de transmissão do  $i$ -ésimo terminal celular ou D2D é dada por  $P_{x,i} = \rho_{x,i} L_{x,i}^\alpha$   $x \in \{C, D\}$ , em que  $\rho_{x,i}$  é a sensibilidade do  $i$ -ésimo receptor típico e  $L_{x,i}$  denota a distância de separação do  $i$ -ésimo enlace celular ou D2D.

Aqui também é assumido que o terminal celular possui uma potência de transmissão máxima ( $P_{max}$ ), que leva a uma distância do enlace máxima permitida ( $L_{max}$ ), de modo que a discussão da Seção 3.5 é mantida. Seguindo a análise semelhante da Seção 3.5, apresentamos expressões analíticas que descrevem o desempenho da rede em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética para o Cenário I e o Cenário II.

Devido ao fato de as potências de transmissão não serem constantes nesta análise, são usadas as expressões das PDFs das distâncias dos enlaces D2D e celular  $f_D(r)$  e  $f_C(r)$  fornecidas no modelo da rede para obter as pdfs das potências de transmissão dos terminais D2D e celular, denotadas por  $f_{P_d}(x)$  e  $f_{P_c}(x)$ , respectivamente. Dado que as potências de transmissão dos terminais celular e D2D são dadas por  $P_C = \rho_C L_C^\alpha$  e  $P_D = \rho_D L_D^\alpha$ , usando as técnicas convencionais de transformação de variáveis aleatórias, podemos mostrar que

$$f_{P_d}(x) = \frac{2x^{\frac{2}{\alpha}-1}}{\alpha\mu^2\rho_D^\alpha} \quad 0 \leq x \leq \mu^\alpha\rho_D, \quad (3.45)$$

e

$$f_{P_c}(x) = \frac{2\pi\lambda_B x^{\frac{2}{\alpha}-1}}{\alpha\rho_C^\alpha} e^{-\pi\lambda_B\left(\frac{x}{\rho_C}\right)^{\frac{2}{\alpha}-1}} \quad 0 \leq x \leq \infty. \quad (3.46)$$

No entanto, devido ao fato de a potência de transmissão do terminal celular ser limitada,  $P_C$  deverá ser menor ou igual do que  $P_{max}$ . Então, após algumas manipulações, podemos mostrar que para nosso caso a pdf da potência de transmissão do terminal celular

<sup>3</sup> o termo sensibilidade refere-se à potência mínima para um receptor recuperar um sinal.

será dada por

$$\begin{aligned} f_{P_{c1}}(x) &= \frac{f_{P_c}(x)}{\mathcal{P}(x \leq P_{max})} \\ &= \frac{2\pi\lambda_B x^{\frac{2}{\alpha}-1} e^{-\pi\lambda_B \left(\frac{x}{\rho_C}\right)^{\frac{2}{\alpha}}}}{\alpha\rho_C^{\frac{2}{\alpha}} \left(1 - e^{-\pi\lambda_B \left(\frac{P_{max}}{\rho_C}\right)^{\frac{2}{\alpha}}}\right)}, \quad 0 \leq x \leq P_{max}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Agora, usando as equações (3.45) e (3.47) podemos obter os momentos  $n$ -ésimos das potências de transmissão do terminal D2D e do terminal celular como

$$\begin{aligned} E[P_d^n] &= \int_0^{\mu^\alpha \rho_D} x^n f_{P_d}(x) dx \\ &= \frac{2(\rho_D \mu^\alpha)^{n+\frac{2}{\alpha}}}{\rho_D^{\frac{2}{\alpha}} \mu^2 (2+n\alpha)}, \end{aligned} \quad (3.48)$$

e

$$\begin{aligned} E[P_c^n] &= \int_0^{P_{max}} x^n f_{P_{c1}}(x) dx \\ &= \frac{\rho_C^n \gamma\left(\frac{n\alpha}{2} + 1, \pi\lambda_B \left(\frac{P_{max}}{\rho_C}\right)^{\frac{2}{\alpha}}\right)}{(\pi\lambda_B)^{\frac{n\alpha}{2}} \left(1 - e^{-\pi\lambda_B \left(\frac{P_{max}}{\rho_C}\right)^{\frac{2}{\alpha}}}\right)}, \end{aligned} \quad (3.49)$$

em que  $\gamma(a, x) = \int_0^x t^{a-1} e^{-t} dt$  é a função Gamma incompleta.

### 3.6.1 Probabilidade de outage

A relação SIR experimentada no receptor típico (BS ou D2D) na origem do sistema de coordenadas pode ser expressa como

$$\text{SIR}_x = \frac{\rho_x h_x}{\sum_{i \in \Phi_C} P_{C,i} h_{i,0} L_{i,0}^{-\alpha} + \sum_{j \in \Phi_y} P_{D,j} h_{j,0} L_{j,0}^{-\alpha}}, \quad (3.50)$$

em que a potência do sinal desejado é sempre  $\rho_x h_x$ , para  $x \in (C, D)$ , devido ao controle de potência empregado. O processo  $\Phi_y$  representa o processo de terminais D2D ativos correspondente a cada cenário,  $y \in (I, II)$ , e os fatores  $P_{C,i}$  e  $P_{D,j}$  denotam as potências de transmissão do  $i$ -ésimo terminal celular interferente e do  $j$ -ésimo terminal D2D interferente, respectivamente. Conforme ao mencionado na Seção 3.5, a probabilidade de sucesso é igual ao valor da transformada de Laplace da distribuição de interferência total. Neste caso, a transformada de Laplace será avaliada em  $s = \gamma/\rho_C$ , se o enlace típico for celular ou em  $s = \gamma/\rho_D$ , se o enlace típico for D2D.

As transformadas de Laplace das interferências geradas pelos terminais D2D e celulares no receptor típico D2D, denotadas por  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DD}}(\cdot)$  e  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CD}}(\cdot)$ , são derivadas no Apêndice A em (ATAT; LIU, 2016). Avaliando tais transformadas em  $s = \gamma/\rho_D$ , temos

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DD}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{\rho_D}} = \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_D E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] \right], \quad (3.51)$$

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CD}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{\rho_D}} = \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right], \quad (3.52)$$

em que  $k = \frac{2\pi^2}{\alpha \sin(2\pi/\alpha)}$ . As quantidades  $E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}]$  e  $E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}]$  são obtidas das expressões (3.48) e (3.49) quando  $n = 2/\alpha$ , respectivamente. Substituindo (3.51) e (3.52) na expressão (3.14), as probabilidades de sucesso no receptor D2D para o Cenário I e Cenário II com controle de potência podem então ser escritas como

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_{DI} > \gamma] = \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_I E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right) \right], \quad (3.53)$$

e

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_{DII} > \gamma] = \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right) \right]. \quad (3.54)$$

Portanto, as probabilidades de *outage* medidas no receptor D2D para os Cenários I e II são definidas como  $\epsilon_{DI} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{DI} > \gamma]$  e  $\epsilon_{DII} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{DII} > \gamma]$ .

Agora, para o caso da rede celular, a transformada de Laplace da interferência gerada pelos terminais D2D na estação base típica, denotada por  $\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}}(\cdot)$ , também é derivada no Apêndice A em (ATAT; LIU, 2016). Avaliando essa transformada em  $s = \gamma/\rho_C$ , temos

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{DB}}(s) \Big|_{s=\frac{\gamma}{\rho_C}} = \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \lambda_D E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] \right]. \quad (3.55)$$

Como mencionado na Seção 3.5.1, cada terminal celular está associado à estação base mais próxima e só aqueles terminais celulares que estiverem a uma distância maior do que  $L_C$  desde a estação base típica serão considerados como interferentes. Assim, a transformada de Laplace da interferência gerada pelos terminais celulares na BS típica é dada por

$$\mathcal{L}_{\mathcal{I}_{CB}}(s) = \exp \left[ -2\pi\lambda_B \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \int_{\gamma^{-\frac{1}{\alpha}}}^{\infty} \frac{x}{x^\alpha + 1} dx \right]. \quad (3.56)$$

Detalhes da derivação de (3.56) são apresentados no Apêndice E em (ELSAWY *et al.*, 2014). De modo que, substituindo (3.55) e (3.56) na expressão (3.15), obtem-se a probabilidade de sucesso na estação base para o Cenário I e o Cenário II quando o sistema opera com controle de potência, isto é,

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_{CI} > \gamma] = \exp \left[ - \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( k\lambda_I E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + 2\pi\lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] A \right) \right], \quad (3.57)$$

e

$$\mathcal{P}[\text{SIR}_{CII} > \gamma] = \exp \left[ - \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( k\lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + 2\pi\lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] A \right) \right], \quad (3.58)$$

em que  $A = \int_{\frac{-1}{\gamma}^{\infty}} \frac{x}{x^{\alpha}+1} dx$ . Um caso especial apresenta-se quando  $\alpha = 4$ , quando  $A = \frac{\arctan(\sqrt{\gamma})}{2}$ . Para outros valores de  $\alpha$ ,  $A$  resulta em

$$A = \frac{\gamma^{1-\delta} {}_2F_1(1, 1-\delta, 2-\delta, -\gamma)}{\alpha-2} \quad (3.59)$$

em que  $\delta = \frac{2}{\alpha}$  e  ${}_2F_1(\cdot)$  é a função hiperbólica de Gauss. Portanto, as probabilidades de *outage* medidas na estação base típica para os Cenários I e II podem ser obtidas como  $\epsilon_{C_I} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{C_I} > \gamma]$  e  $\epsilon_{C_{II}} = 1 - \mathcal{P}[\text{SIR}_{C_{II}} > \gamma]$ .

### 3.6.2 Capacidade de transmissão

Nesta seção é aplicado o procedimento usado na Seção 3.5.2 para analisar a capacidade de transmissão na rede D2D, em que ambos os Cenários I e II atenderam a mesma probabilidade de *outage*  $\epsilon_{D_I}$  derivada de (3.53). Assim, o Cenário II transmitirá com uma taxa de transmissão maior  $R_{II}$  do que o Cenário I, sendo  $R_{II}$  a taxa que leva à probabilidade  $\epsilon_{D_I}$ . Fazendo a probabilidade de sucesso D2D obtida no Cenário II com controle de potência (ver 3.54) igual a  $1 - \epsilon_{D_I}$  tem-se

$$\exp \left[ -k \left( \frac{\gamma_{II}}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right) \right] = 1 - \epsilon_{D_I}. \quad (3.60)$$

De (3.60) obtém-se a SIR  $\gamma_{II}$  que leva à taxa de transmissão  $R_{II}$ , atingindo a probabilidade  $\epsilon_{D_I}$ . Portanto,

$$\gamma_{II} = \rho_D \left( -\frac{\log(1 - \epsilon_{D_I})}{k \left( \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] \right)} \right)^{\frac{\alpha}{2}}. \quad (3.61)$$

Desta forma, as capacidades de transmissão obtidas na rede D2D para o Cenário I e o Cenário II são dadas por

$$C_{D_I} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_I (1 - \epsilon_{D_I}), \quad (3.62)$$

e

$$C_{D_{II}} = \log_2(1 + \gamma_{II}) \lambda_{II} (1 - \epsilon_{D_I}). \quad (3.63)$$

No caso da rede celular, as capacidades de transmissão agregadas conseguidas nos Cenários I e II podem ser escritas como

$$C_{C_I} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_B (1 - \epsilon_{C_I}), \quad (3.64)$$

e

$$C_{C_{II}} = \log_2(1 + \gamma) \lambda_B (1 - \epsilon_{C_{II}}). \quad (3.65)$$

em que  $\epsilon_{C_I}$  e  $\epsilon_{C_{II}}$  são as probabilidades de *outage* medidas na estação base típica, derivadas das expressões (3.57) e (3.58) para o Cenário I e Cenário II, respectivamente.

### 3.6.3 Eficiência energética

Usamos aqui a mesma a definição de eficiência energética apresentada na Seção 3.5.3. Primeiro devemos obter as expressões que caracterizam as eficiências espectrais das redes D2D e celular para os Cenários I e II. Substituindo (3.53) em (3.37) e (3.54) em (3.38) são obtidas as eficiências espectrais da comunicação D2D para o Cenário I e o Cenário II como

$$SE_{D_I} = \log_2(1 + \gamma)\lambda_I \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_I E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right) \right], \quad (3.66)$$

e

$$SE_{D_{II}} = \log_2(1 + \gamma)\lambda_{II} \exp \left[ -k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right) \right]. \quad (3.67)$$

Por outra parte, substituindo (3.57) em (3.39) e (3.58) em (3.40) obtêm-se as eficiências espectrais para a rede celular, correspondentes ao Cenário I e ao Cenário II, isto é,

$$SE_{C_I} = \log_2(1 + \gamma)\lambda_I \exp \left[ - \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( k\lambda_I E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + 2\pi\lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}]A \right) \right], \quad (3.68)$$

$$SE_{C_{II}} = \log_2(1 + \gamma)\lambda_{II} \exp \left[ - \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( k\lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + 2\pi\lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}]A \right) \right]. \quad (3.69)$$

Para a análise da eficiência energética na comunicação D2D, a potência total é o produto entre as densidades dos terminais D2D ativos  $\lambda_I$  ou  $\lambda_{II}$  e a potência de transmissão média  $E[P_d]$ , o qual pode-se obter de (3.48) para  $n = 1$ . Por outro lado, a potência total para a rede celular será obtida pelo produto entre  $\lambda_B$  (densidade de celulares devido à hipótese de ter apenas um celular conectado à BS para evitar interferências intracelulares) e a potência de transmissão média  $E[P_c]$ , dada na equação (3.49), para  $n = 1$ .

Assim, as expressões de eficiência energética para as redes D2D e celular conseguidas no Cenário I e no Cenário II, quando o controle de potência por inversão do canal é empregado, podem ser escritas como

$$EE_{D_I} = \frac{SE_{D_I}}{\lambda_I E[P_d]} = \frac{\log_2(1 + \gamma) e^{-k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_I E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right)}}{E[P_d]}, \quad (3.70)$$

$$EE_{D_{II}} = \frac{SE_{D_{II}}}{\lambda_{II} E[P_d]} = \frac{\log_2(1 + \gamma) e^{-k \left( \frac{\gamma}{\rho_D} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( \lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + \lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}] \right)}}{E[P_d]}, \quad (3.71)$$

$$EE_{C_I} = \frac{SE_{C_I}}{\lambda_B E[P_c]} = \frac{\log_2(1 + \gamma) e^{- \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( k\lambda_I E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + 2\pi\lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}]A \right)}}{E[P_c]}, \quad (3.72)$$

e

$$EE_{C_{II}} = \frac{SE_{C_{II}}}{\lambda_B E[P_c]} = \frac{\log_2(1 + \gamma) e^{- \left( \frac{\gamma}{\rho_C} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left( k\lambda_{II} E[P_d^{\frac{2}{\alpha}}] + 2\pi\lambda_B E[P_c^{\frac{2}{\alpha}}]A \right)}}{E[P_c]}. \quad (3.73)$$

### 3.7 Resultados numéricos e discussões

Nesta seção, são usadas as expressões obtidas nas seções 3.5 e 3.6, para avaliar o desempenho da rede *underlay* D2D-celular no Cenário I, no qual os terminais D2D usam *spectrum sensing* para controlar a interferência entre eles e os terminais celulares (caso A) e, no Cenário II, onde os terminais D2D usam *spectrum sensing* para controlar as interferências entre eles e os terminais celulares e, também entre eles e outros terminais D2D, (caso A + caso B). Essas expressões são validadas com resultados de simulação.

Além disso, é feita uma comparação do desempenho da rede com potência de transmissão constante e com controle de potência. Para ter uma comparação justa, no caso em que os usuários têm potências de transmissão constantes, a potência de transmissão do terminal celular  $P_C$  será igual à potência máxima de transmissão do enlace celular para o caso com controle de potência, isto é,  $P_C = P_{max} = \rho_C L_{max}^\alpha$ . Por outro lado, a potência de transmissão do terminal D2D é ajustada para ser igual à potência de transmissão necessária para cobrir a distância máxima  $\mu$  do enlace D2D, ou seja,  $P_D = \rho_D \mu^\alpha$ . Desta forma, para qualquer valor de  $0 \leq L_C \leq L_{max}$  e  $0 \leq L_D \leq \mu$  é garantido que a potência média de recepção na estação base e no receptor D2D seja pelo menos igual a suas sensibilidades de recepção. Ou seja,  $P_{r_B} \geq \rho_C$  e  $P_{r_D} \geq \rho_D$ .

É importante mencionar que existem outras formas para ajustar as potências de transmissão no cenário sem controle de potência, quando se pretende fazer uma comparação desse tipo. Por exemplo, uma forma possível seria configurar as potências de transmissão do terminal celular e do terminal D2D iguais aos valores médios das potências de transmissão usadas no caso com controle de potência. Neste caso,  $P_C$  corresponde a uma distância  $d_{C,max}$  menor que  $L_{max}$  e  $P_D$  corresponde a uma distância  $d_{D,max}$  menor que  $\mu$ . Como consequência os enlaces celulares que tiverem uma distância de separação no intervalo  $(0, d_{C,max})$  terão a potência de transmissão suficiente para estabelecer a comunicação. Por outra parte, aqueles enlaces celulares que tiverem uma distância de separação maior do que  $d_{C,max}$  terão uma potência de recepção menor do que  $\rho_C$ . Portanto, podemos conjecturar que o receptor não conseguirá recuperar o sinal transmitido, causando um evento de *outage*. O mesmo efeito aplica para o caso da rede D2D. Trabalhos como (ZHANG *et al.*, 2016b) adotam esse tipo de ajuste para fazer a comparação de desempenho do sistema com e sem controle de potência. Enquanto em (ABDALLAH *et al.*, 2018) e (MEMMI *et al.*, 2017), os autores ajustam as potências iguais às potências máximas de transmissão, como feito aqui.

Na Tabela 3.3 são apresentados os valores dos parâmetros selecionados neste capítulo para fazer a avaliação numérica. Tais valores são usualmente empregados na análise deste tipo (ELSAWY *et al.*, 2014), (ABDALLAH *et al.*, 2018). É importante observar que a densi-

dade de usuários  $\lambda_U$  é escolhida para ser o suficientemente alta, de modo que a condição de ter um terminal celular conectado por BS seja satisfeita.

Parâmetro	Valor
Densidade de BS ( $\lambda_B$ )	$1e^{-6} \text{ m}^{-2}$
Densidade de UEs ( $\lambda_U$ )	$50e^{-6} \text{ m}^{-2}$
Expoente de perda ( $\alpha$ )	4
Limiar modo de seleção ( $\mu$ )	30 m
Terminais D2D potenciais ( $q$ )	0.8
Raio de <i>spectrum sensing</i> ( $R_p$ )	200 m
Potência de transmissão do celular ( $P_{max}$ )	125 mW
Potência de transmissão do D2D ( $P_D$ )	0.81 mW
Sensibilidade no receptor D2D ( $\rho_D$ )	-60 dBm
Sensibilidade na BS ( $\rho_C$ )	-80 dBm

Tabela 3.3 – Parâmetros da rede *underlay D2D- celular*

Começamos essa análise avaliando os efeitos do processo de *spectrum sensing* que é realizado pelos terminais D2D. Na Figura 3.4 são mostradas as densidade de terminais D2D ativos, em função da densidade de UEs, para os cenários I e II, com *spectrum sensing* perfeito. Quando a densidade  $\lambda_U$  dos UEs aumenta, a densidade de terminais D2D

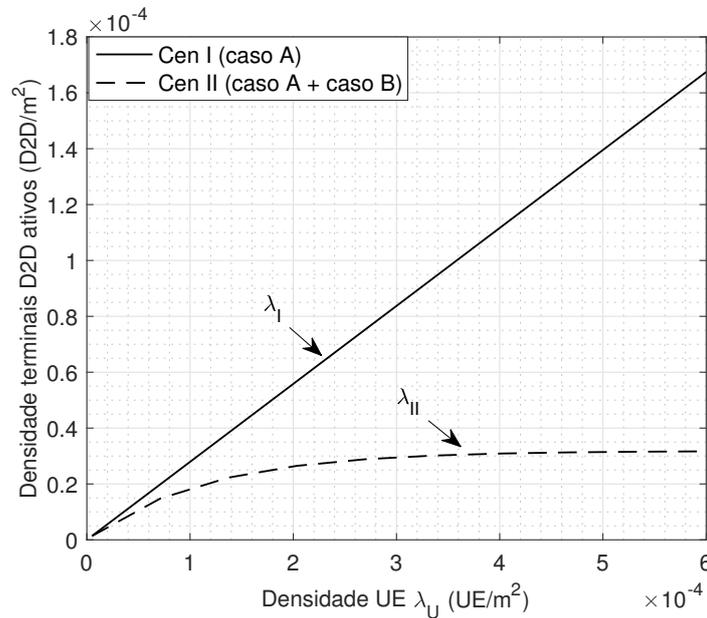


Figura 3.4 – Densidade dos terminais D2D ativos em função de  $\lambda_U$ .

ativos  $\lambda_I$  do Cenário I (densidade obtida após realizar o processo de *spectrum sensing* entre terminais D2D e terminais celulares) também aumenta.

Enquanto a densidade de terminais D2D ativos  $\lambda_{II}$  do Cenário II (densidade obtida após realizar o *spectrum sensing* entre terminais D2D e celulares e, entre terminais D2D), permanece menor e aproximadamente constante quando  $\lambda_U$  é alta. Em outras

palavras, como resultado do *spectrum sensing* no Cenário II, haverá um número menor de terminais D2D ativos no Cenário II do que no Cenário I, mesmo quando a rede se torna muito densa. Isso significa que a interferência experimentada no receptor típico (BS ou D2D) será menor do que a experimentada no Cenário I quando o processo de *spectrum sensing* entre os terminais D2D for considerado (Cenário II).

Nas figuras seguintes são mostrados os resultados analíticos representados por curvas (cheias e tracejadas) e os resultados de simulação mostrados com pontos. Em todas as figuras pode-se observar o bom desempenho do modelo analítico e a concordância com os resultados de simulação.

A Figura 3.5 apresenta o efeito da variação do raio de *spectrum sensing*  $R_p$  (raio da região de proteção em torno de cada terminal D2D) na probabilidade de *outage*  $\epsilon_D$  da rede D2D, para diferentes valores de probabilidade  $q$  (probabilidade de um usuário ser terminal D2D potencial).

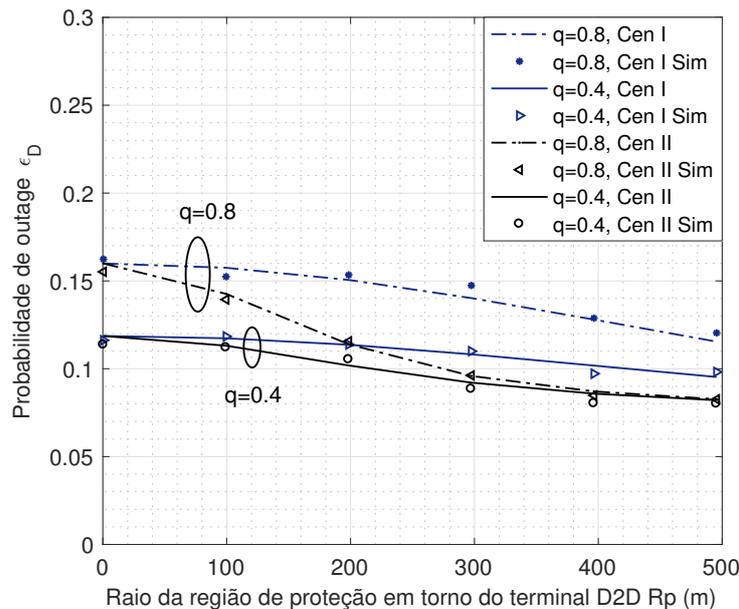


Figura 3.5 – Probabilidade de *outage* na rede D2D em função do raio de *spectrum sensing* ( $R_p$ ) com potência de transmissão constante.

A probabilidade de *outage* diminui com o aumento de  $R_p$ , uma vez que, se a região de proteção for maior, o número de terminais D2D ativos será menor. Assim, a interferência total experimentada pelo receptor D2D é reduzida, permitindo maior proteção à comunicação D2D. No entanto, a probabilidade do terminal acessar o canal é reduzida, o que significa que os usuários D2D poderão acessar o canal poucas vezes. Além disso, a Figura 3.5 mostra que a probabilidade de *outage* D2D conseguida no Cenário II é menor que aquela no Cenário I, mesmo se a densidade de terminais D2D potenciais for grande

( $q = 0.8$ ) ou pequena ( $q = 0.4$ ). Porém, a diferença entre as probabilidades de *outage* obtidas nos Cenário I e II é maior quando  $q = 0.8$ . Neste caso o número de terminais D2D potenciais inibidos por causa do *spectrum sensing* será maior que quando  $q = 0.4$ . Assim, como esperado, a realização do processo de *spectrum sensing* também entre terminais D2D terá um efeito maior no desempenho da rede quando houver uma densidade alta de terminais D2D. O efeito na probabilidade de *outage*  $\epsilon_D$  do enlace D2D quando  $R_p$  varia é mantido também para a probabilidade de *outage*  $\epsilon_B$  do enlace celular. Quando  $R_p$  aumenta,  $\epsilon_B$  diminui nos Cenários I e II. Por esse motivo, é mostrado aqui apenas o efeito para a rede D2D.

Continuando com a apresentação dos resultados numéricos, em seguida é mostrada uma análise simples do efeito dos erros no processo de decisão do *spectrum sensing*. Para isso, consideraremos para o Cenário I o Caso A (*spectrum sensing* entre terminais D2D e terminais celulares) imperfeito e, para o Cenário II o Caso A imperfeito e o Caso B (*spectrum sensing* entre terminais D2D) perfeito. Para melhor entendimento, essas configurações estão resumidas na Tabela 3.4.

Cenário	Caso A (SS entre D2D e celular)	Caso B (SS entre D2D-D2D)	Densidade
I	Imperfeito	N.A.	$\lambda_{I,i}$
II	Imperfeito	Perfeito	$\lambda_{II,i}$

Tabela 3.4 – Configuração dos cenários de estudo I e II com *spectrum sensing* imperfeito.

Os resultados da probabilidade de *outage* mostrados na Fig 3.6 foram obtidos com potência de transmissão constante. Primeiro são considerados os valores  $P_{fa} = 0$  e  $P_{md} = 0.8$ , Fig 3.6(a), para visualizar o efeito que tem a probabilidade de *miss detection* na probabilidade de *outage* D2D. Em seguida, analisamos o caso  $P_{fa} = 0.8$  e  $P_{md} = 0$ , Fig 3.6(b), para visualizar o efeito da probabilidade de *false alarm*.

Como esperado, quando o *spectrum sensing* é imperfeito por causa de *missed detection*, como mostram as Fig. 3.6(a) e Fig. 3.7, a probabilidade de *outage* é maior que aquela quando o *spectrum sensing* é perfeito. Isto ocorre porque tem-se uma probabilidade não nula (neste caso 80%) de assumir que o canal está livre quando, na verdade, ele está ocupado. O que significa que um número maior de terminais D2D vão transmitir, mesmo que o canal esteja sendo usado por outro terminal (celular ou D2D), de modo que a interferência torna-se maior. De acordo aos resultados, o Cenário II oferece uma melhor preservação da transmissão D2D.

Por outra parte, quando o *spectrum sensing* é imperfeito por conta da situação de *false alarm*, a probabilidade de *outage* é bastante menor que a probabilidade obtida com *spectrum sensing* perfeito, como mostra a Fig. 3.6(b). Esse resultado é esperado, uma vez

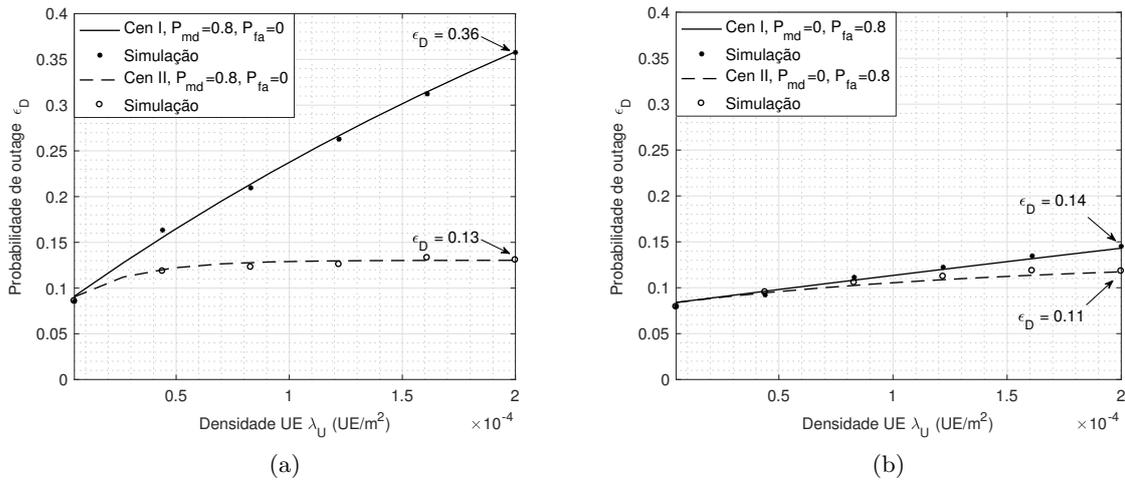


Figura 3.6 – Probabilidade de *outage* D2D no Cenário I e no Cenário II empregando *spectrum sensing* imperfeito, com  $R_p = 200m$ .

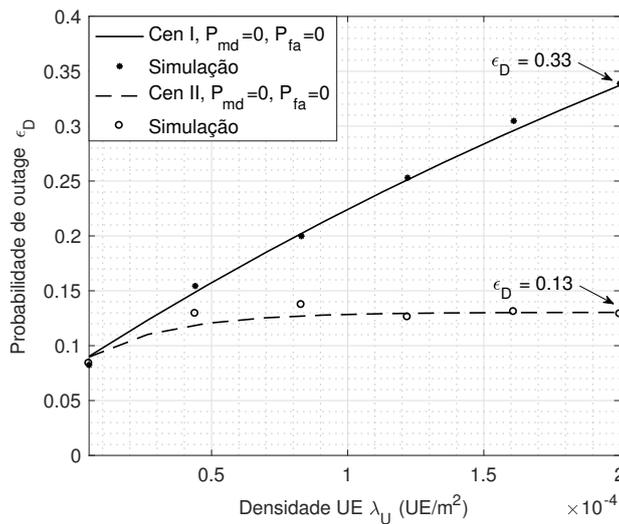


Figura 3.7 – Probabilidades de *outage* D2D no Cenário I e no Cenário II empregando *spectrum sensing* perfeito, com  $R_p = 200m$ .

que neste caso o processo de *spectrum sensing* concluiu em 80% de probabilidade que o canal estava ocupado quando o mesmo estava livre, inibindo um número maior de terminais D2D de acessar o canal, havendo, assim, poucos terminais D2D ativos causando interferência. Como o estudo do *spectrum sensing* imperfeito não é o foco dessa tese, uma análise mais profunda dos efeitos dessas probabilidades é deixada para trabalhos futuros.

Nas figuras seguintes é comparado o desempenho entre os cenários de estudo em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética. Além disso, é feita a comparação entre os casos, com controle de potência e sem controle de potência.

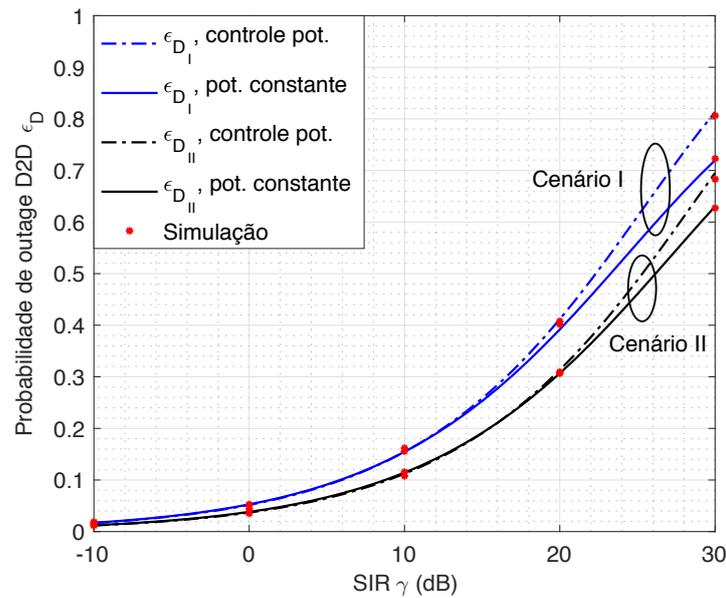


Figura 3.8 – Probabilidade de outage no enlace D2D típico em função de limiar de SIR  $\gamma$ . Comparação entre cenários com potência constante e com controle de potência.

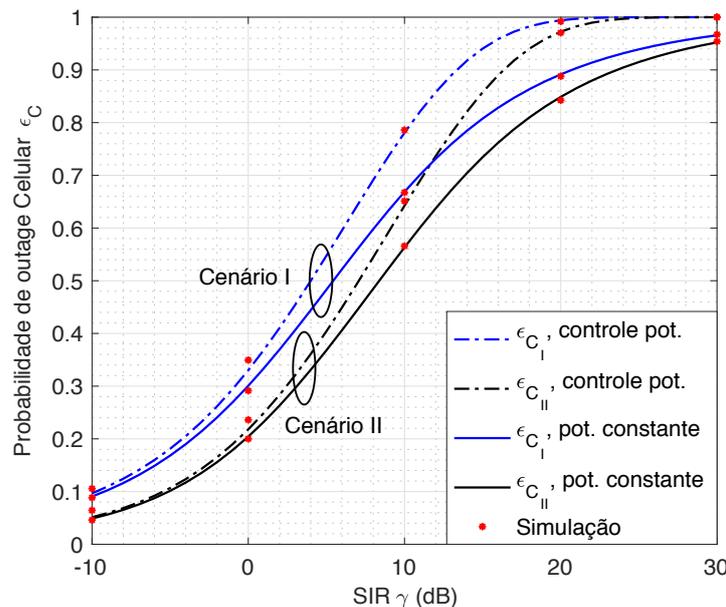


Figura 3.9 – Probabilidade de outage no enlace celular típico em função de limiar de SIR  $\gamma$ . Comparação dos cenários com potência constante e com controle de potência.

As Figuras 3.8 e 3.9 apresentam os resultados em termos de probabilidade de *outage* para os enlaces D2D e celular, respectivamente, e mostram que o Cenário II permite ter um melhor desempenho na comunicação D2D e na rede celular para ambos os casos, com controle de potência e com potência constante. A densidade de terminais D2D ativos  $\lambda_{II}$  resultante do processo de *spectrum sensing* no Cenário II é menor que a densidade  $\lambda_I$  do Cenário I, causando que a interferência total experimentada pelo receptor típico (D2D

ou BS) seja menor. Assim, o processo de *spectrum sensing* realizado da forma proposta no Cenário II, permite maior proteção da comunicação D2D e da comunicação celular. Além disso, as Figuras 3.8 e 3.9 mostram que para os valores dos parâmetros escolhidos a rede com potência de transmissão fixa tem melhor desempenho que com controle de potência. Mesmo que a interferência total experimentada no receptor típico seja menor com controle de potência, o valor da potência do sinal recebido é menor que o valor médio da potência de recepção sem controle de potência, o que degrada a qualidade do enlace. Esse resultado em que o desempenho pode ser pior com controle de potência é também mostrado em (ZHANG *et al.*, 2016b), para um cenário similar.

Os efeitos do ajuste da potência no sistema sem controle de potência são resumidos nos seguintes parágrafos:

- Uma potência de transmissão maior permite que o enlace tenha um desempenho melhor, aumentando a potência do sinal recebido, o que levaria a uma maior SIR e, portanto, a uma maior taxa de transmissão.
- Por outro lado, como todos os terminais estão transmitindo com a mesma potência, a interferência total experimentada nos receptores aumenta, o que levaria a uma menor SIR e, portanto, a uma menor taxa de transmissão.
- Os resultados mostram que, para os valores dos parâmetros escolhidos, a potência de transmissão maior no enlace pode compensar ao mesmo tempo o aumento da interferência, permitindo obter uma SIR maior, o que ocasiona uma melhoria no desempenho da rede.

Continuando com os resultados, as Figuras 3.10 e 3.11 apresentam os resultados em termos de capacidade de transmissão agregada para a rede D2D e a rede celular, respectivamente.

Observe-se que em todas as situações, ao aumentarmos o limiar de SIR, a capacidade inicialmente cresce, mas depois tende a zero para valores de limiar de SIR elevados. Com valores de limiar de SIR baixos a probabilidade de que todos os terminais atenderem a esse valor é alta, portanto a probabilidade de *outage* é pequena. Conforme o limiar de SIR aumenta, o número de terminais que atendem a essa condição diminui, portanto, a probabilidade de *outage* aumenta, reduzindo a capacidade de transmissão.

A Figura 3.10, mostra também que a capacidade de transmissão D2D obtida no Cenário II é menor que aquela no Cenário I. Mesmo com uma taxa de transmissão  $R_{II}$  maior que a taxa de transmissão no Cenário I, como explicado nas Seções 3.5.2 e 3.6.2, não é possível conseguir uma capacidade de transmissão maior no Cenário II, uma vez que

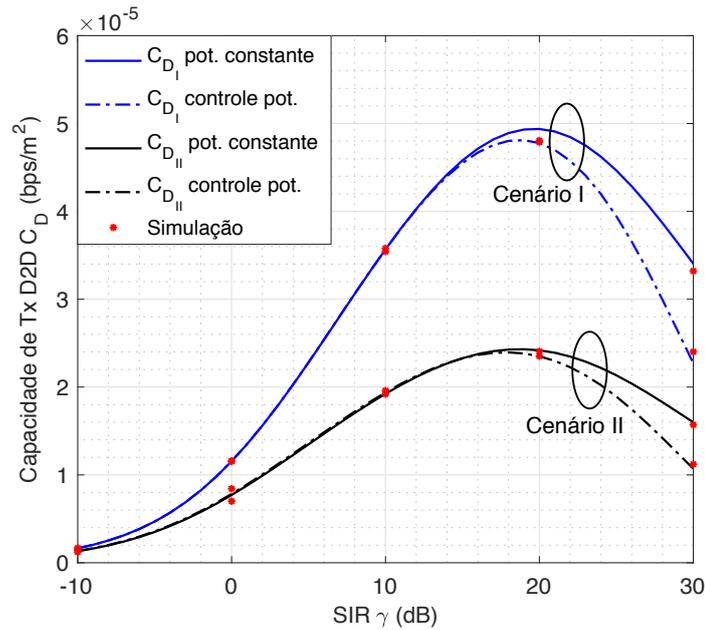


Figura 3.10 – Capacidade de transmissão da rede D2D em função de  $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência.

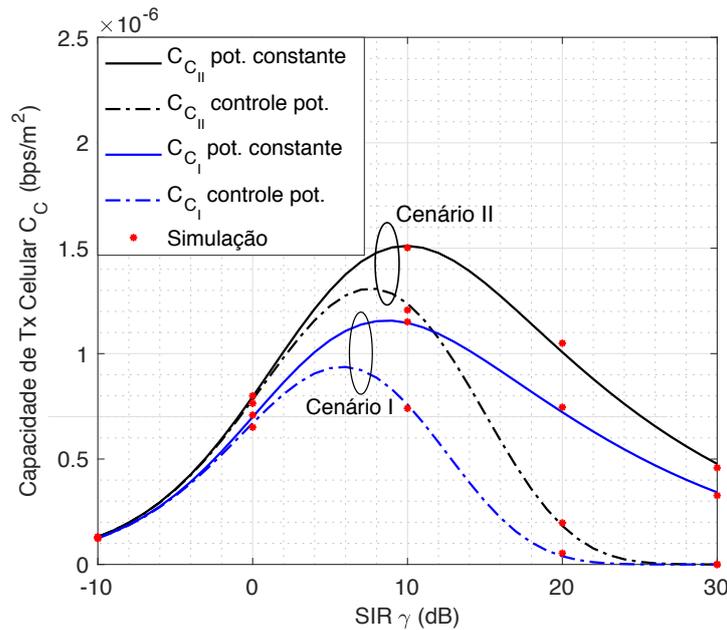


Figura 3.11 – Capacidade de transmissão da rede celular em função de  $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência.

$\lambda_{II} < \lambda_I$ . A Fig. 3.11 mostra a capacidade de transmissão da rede celular, nos Cenários I e II, com e sem controle de potência. Observa-se que com potência de transmissão constante é obtido melhor desempenho, uma vez que neste caso, a probabilidade de sucesso no enlace celular for maior que aquela com controle de potência.

Os resultados obtidos com relação à eficiência energética para a rede D2D são

apresentados na Fig 3.12. Apesar de que o Cenário II não teve um desempenho melhor

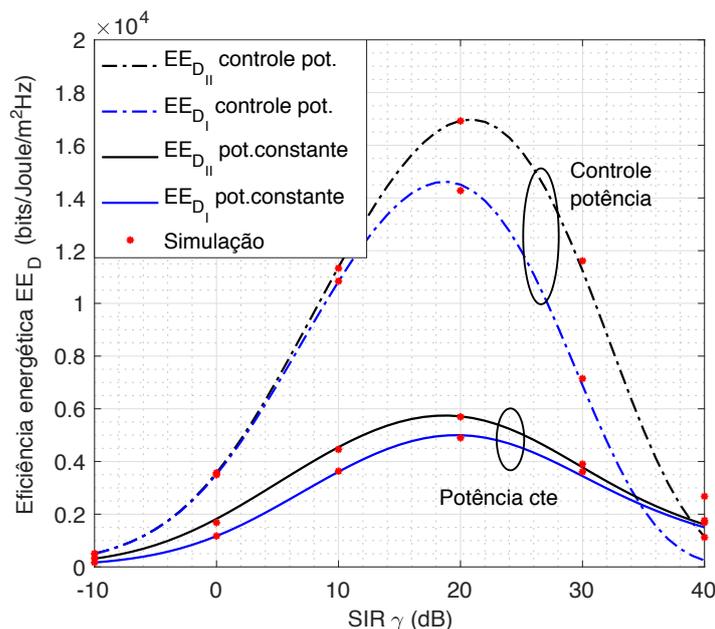


Figura 3.12 – Eficiência energética da rede D2D em função de  $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência.

em termos de capacidade de transmissão como observou-se na Fig 3.10, a Fig 3.12 mostra que a eficiência energética é maior nesse cenário, para o sistema com e sem controle de potência, ao menos para valores de limiar  $\gamma$  moderados. Quando os terminais D2D aplicam o controle de potência, a eficiência energética é maior que quando os usuários têm potência de transmissão fixa. Nesse caso, a potência total de transmissão é menor devido ao fato que a potência média de transmissão D2D  $E[P_d]$  é pequena por causa do ajuste na potência em cada terminal D2D quando o controle de potência por inversão de canal é usado.

Por outro lado, a Fig. 3.13 mostra que a eficiência energética na rede celular obtida no Cenário II é maior com controle de potência até 18 dB, embora seja menor do que a eficiência energética na rede D2D. Isso é causado porque a potência total na rede celular é maior do que na rede D2D, e a distância entre o terminal celular e a estação base é maior do que a distância entre o transmissor D2D e receptor D2D. Os terminais celulares precisam de uma potência de transmissão maior para estabelecer sua comunicação com a BS e superar a interferência causada pelos terminais D2D ativos. Além disso, a densidade de terminais celulares  $\lambda_B$  é sempre menor do que as densidades dos terminais D2D ativos nos cenários I e II. Isto diminui a eficiência espectral na rede celular e, como a potência total da rede é maior, a eficiência energética é reduzida.

Para valores maiores do que 18 dB, a eficiência energética na rede celular é maior no caso sem controle de potência. Nesse caso, as transmissões celulares têm uma probabilidade de

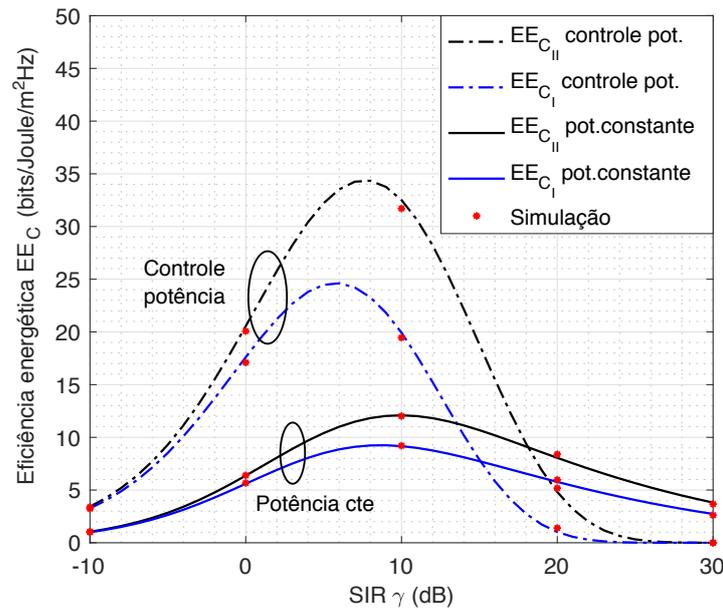


Figura 3.13 – Eficiência energética da rede celular em função de  $\gamma$ . Comparação entre potência constante e controle de potência.

sucesso maior, que leva a uma maior eficiência espectral, o que compensa o aumento da potência total quando as potências de transmissão são constantes.

### 3.7.1 Conclusões

Este trabalho forneceu uma operação de rede melhorada incluindo o *spectrum sensing* entre terminais D2D para o controle de interferência, e conseqüentemente foi desenvolvido um modelo analítico que representou fielmente o sistema de rede melhorado. Com a formulação analítica foi estudado o desempenho da rede D2D-celular em termos de probabilidade de *outage*, capacidade de transmissão e eficiência energética.

Os resultados numéricos mostraram que as probabilidades de *outage* das transmissões celulares e D2D no Cenário II são menores que aquelas obtidas no Cenário I, como foi mostrado nas figuras 3.8 e 3.9, uma vez que a densidade de terminais D2D interferentes é reduzida no Cenário II, diminuindo a interferência experimentada pelo receptor típico (D2D ou BS). Em termos de capacidade de transmissão, é observado na Figura 3.11 que o Cenário II mostrou ser benéfico para a rede celular pois a capacidade conseguida foi maior que no Cenário I, devido ao fato que a probabilidade de sucesso nas transmissões celulares foi maior no Cenário II. Porém, a capacidade de transmissão agregada obtida na rede D2D no Cenário II foi menor. Mesmo se a taxa de transmissão for maior neste cenário, essa maior taxa não compensa a diminuição da densidade de terminais D2D ativos em comparação com aquela resultante no Cenário I (ver Figura 3.4), o que mostra que a capacidade de transmissão depende de forma direta da densidade de terminais ativos na

rede, como foi observado na Figura 3.10. Por outro lado, devido ao fato que  $\lambda_{II}$  é menor que  $\lambda_I$ , as potências totais nas redes D2D e celular são reduzidas no Cenário II, o que permitiu obter uma eficiência energética maior como mostrou-se nas Figuras 3.12 e 3.13.

## 4 Sistema de comunicação D2D híbrido com retransmissão de pacotes

O presente capítulo apresenta o desenvolvimento da segunda parte deste trabalho, que tem como objetivo investigar uma comunicação D2D em que os terminais podem operar nas bandas de ondas milimétricas e microondas, combinado com um esquema de retransmissão de pacotes e *beamforming*. Os terminais neste sistema transmitem principalmente na banda de ondas milimétricas equipados com antenas de feixe estreito no transmissor e no receptor D2D. As tentativas de transmissão são inicialmente feitas na banda de ondas milimétricas e, no caso de o número de tentativas de transmissão atingir o limite pré-estabelecido, o terminal muda para a banda de microondas e novas tentativas de transmissão são feitas.

Para analisar o desempenho desse sistema de comunicação D2D híbrido, as localizações dos terminais D2D são modeladas de acordo com um processo PPP definido na Seção 2.3.3, de modo que se podem usar algumas ferramentas da geometria estocástica para derivar expressões em formato fechado para algumas métricas de desempenho. As condições de propagação na banda de ondas milimétricas são diferentes das observadas na banda de microondas, e devem ser utilizados modelos de propagação adequados para cada banda. Para a banda de microondas, o modelo de propagação inclui perda por percurso e desvanecimento *Rayleigh*. Por outro lado, para a rede que opera na banda de ondas milimétricas, o modelo de propagação deve levar em consideração o possível bloqueio do sinal causado por obstruções, de modo que a propagação do sinal acontece principalmente em condições de linha de visada. Portanto, o desvanecimento devido à propagação multipercurso pode ser negligenciado e o modelo aqui utilizado inclui perda por percurso, bloqueio devido a obstáculos e ruído térmico. Com relação ao padrão de radiação da antena, é considerado um modelo de antena setorizado simples, com ganhos constantes do lóbulo principal e do lóbulo lateral. Apesar de sua simplicidade, esse modelo captura os principais efeitos das antenas de feixe estreito no desempenho dos sistemas de comunicação e permite uma formulação simples.

### 4.1 Trabalhos relacionados

Da mesma forma que foi feita a revisão dos trabalhos no Capítulo 3, aqui também será feita uma revisão dos principais resultados dos trabalhos relacionados ao tema principal deste capítulo.

Os esquemas que combinam as bandas de ondas milimétricas e de microondas e a técnica de retransmissão, semelhantes ao considerado neste capítulo, também foram investigados por outros autores. O trabalho mais próximo do apresentado aqui, no sentido de combinar o esquema de retransmissão de pacotes e duas bandas de transmissão, é o apresentado em (MOTEGI *et al.*, 2015a). Neste artigo, os autores consideram uma rede WLAN (Wireless Local Area Network) multibanda, na qual os usuários estão equipados com um transceptor de 2,4/5 GHz e um receptor de 60 GHz. Portanto, as ondas milimétricas só podem ser usadas no downlink. A seleção do canal *downlink* é baseada na qualidade do sinal. O esquema de retransmissão de pacotes é adotado e, se o limite do número de tentativas de retransmissão na faixa de 60 GHz for alcançado sem sucesso na transmissão, então o usuário muda para a banda 2,4/5 GHz. O desempenho é avaliado por meio de simulações, e os resultados mostram um desempenho superior do esquema proposto em comparação com esquemas que operam numa única banda.

O esquema proposto em (MOTEGI *et al.*, 2015a) também é investigado em (MOTEGI *et al.*, 2015b). A diferença principal entre esses trabalhos e o apresentado aqui é o fato de que, nos primeiros os autores avaliam as métricas de desempenho relacionadas a um único enlace, como o tempo de transmissão e a vazão, enquanto que no presente trabalho é analisado o desempenho da rede, o que permite avaliar os efeitos da interferência.

Os autores em (WANG *et al.*, 2016) fazem uma análise da rede D2D onde os terminais estão equipados com antenas de feixe estreito com a possibilidade de operar nas bandas de ondas milimétricas e de microondas. No entanto, nenhum esquema de retransmissão é empregado. A seleção da banda é assistida pela estação base mais próxima. Se a qualidade do sinal em ondas milimétricas entre dois terminais D2D é suficientemente alta, os terminais estabelecem comunicação usando a banda de ondas milimétricas. Caso contrário, é usada a banda de microondas. As localizações dos terminais são modeladas de acordo com um PPP e os resultados mostram que, apesar das condições mais precárias de propagação na banda de ondas milimétricas, o desempenho é superior nesta banda, uma vez que a interferência é menor, devido ao fato de usar antenas de feixe estreito.

## 4.2 Modelo do sistema

### 4.2.1 Modelagem da rede

É considerada uma rede sem fio D2D, em que os terminais podem operar na banda de ondas milimétricas ou na banda de microondas. Apenas um canal em cada banda está disponível para a rede, de forma que ao operar numa dessas bandas, os terminais compartilham o mesmo canal, causando interferência entre eles. Portanto, num momento dado, uma fração dos terminais estará transmitindo na banda de ondas milimétricas, en-

quanto todos os outros terminais usarão a banda de microondas. Essas duas bandas são para uso exclusivo de terminais D2D. O tempo é dividido em *time-slots* de duração  $T$  e os terminais utilizam o protocolo *slotted Aloha* para acessar ao canal e transmitir seus pacotes.

As localizações dos terminais D2D são modeladas de acordo com um PPP  $\Phi_d$  com densidade espacial de transmissores  $\lambda_s$  [terminais/m<sup>2</sup>]. Seguindo (KAYNIA *et al.*, 2011), é assumido que os pacotes chegam aos transmissores de acordo com um processo Poisson no tempo de taxa  $\lambda_t$  [pacotes/s/terminal], e que todos os terminais geram pacotes do mesmo tamanho  $T$ . Portanto, a densidade espacial dos pacotes gerados durante um período  $T$  denotado por  $\lambda_d$  é dada por:

$$\lambda_d = \lambda_s \times \lambda_t \times T \quad (\text{pacotes/m}^2). \quad (4.1)$$

Nas seções seguintes será visto que, o nível de interferência observado por um dado enlace é proporcional a essa densidade  $\lambda_d$ . Cada transmissor D2D tem associado a ele um receptor, que não pertence a  $\Phi_d$ , e a distância do enlace D2D é fixa e igual a  $d_0$ . Da mesma forma, é assumido que os terminais transmitem com níveis de potência fixos  $P_m$  e  $P_\mu$ , para as bandas de ondas milimétricas e microondas, respectivamente. Uma transmissão é considerada correta se a relação sinal-interferência mais ruído (SINR, *signal-to-interference-plus-noise ratio*) for maior ou igual a limiares dados  $\gamma_m$  e  $\gamma_\mu$ , para as ondas milimétricas e as microondas, respectivamente. Portanto, um evento de *outage* é definido como  $\{\text{SINR}_x \leq \gamma_x\}$ ,  $x \in (m, \mu)$ .

Seguindo trabalhos com uma abordagem de modelagem semelhante (KAYNIA *et al.*, 2011; NARDELLI *et al.*, 2012), é assumida uma rede altamente dinâmica, de modo que as retransmissões consecutivas de pacotes vêm realizações independentes do PPP e realizações independentes de outros processos relacionados ao mecanismo de propagação, de modo que a interferência e os efeitos de propagação não são correlacionados em *time-slots* consecutivos. Embora essa hipótese possa não ser realista em certos cenários, ao assumir esse ambiente não correlacionado, pode-se obter expressões simples para algumas métricas de desempenho, permitindo analisar o compromisso entre os principais parâmetros da rede e seu desempenho. A inclusão da correlação temporal no processo de interferência e no bloqueio do sinal observado em *time-slots* consecutivos não é trivial, exigindo modelos de propagação apropriados (uma extensão do presente estudo para levar em consideração os efeitos da correlação temporal será deixada como trabalhos futuros).

Finalmente, é assumido que uma falha na transmissão é informada instantaneamente sem erros ao respectivo transmissor, e esse pacote é retransmitido no próximo *time-slot*.

#### 4.2.2 Modelo de propagação na banda de ondas milimétricas

Para a banda de ondas milimétricas, é considerado o modelo de propagação no espaço livre de Friis (atenuação por perdas de percurso), dado por (RAPPAPORT, 2001):

$$L_{\text{dB}} = A_1 \log_{10}(d) + A_2 + A_3 \log_{10}(f_c), \quad (4.2)$$

em que  $d$  é a distância do enlace entre Tx e Rx,  $A_1$  é o termo de perda de percurso,  $A_2$  é a interceptação e  $A_3$  é o componente de perda de percurso que depende da frequência da portadora  $f_c$ . Em escala linear, a perda de percurso é

$$L = A \times d^{\alpha_m}, \quad (4.3)$$

em que  $\alpha_m = A_1/10$  é o expoente de perda de percurso e  $A = 10^{A_2/10} f_c^{A_3/10}$ . Portanto, a SINR do enlace típico D2D na banda de ondas milimétricas pode ser escrita como

$$\text{SINR}_m = \frac{P_m A^{-1} d_0^{-\alpha_m} G_{\text{tx}} G_{\text{rx}}}{\sigma^2 + I}, \quad (4.4)$$

em que  $G_{\text{tx}}$  e  $G_{\text{rx}}$  representam os ganhos das antenas de transmissão e recepção do enlace típico e,  $\sigma^2$  é a potência de ruído térmico. O termo  $I$  modela a potência da interferência agregada causada por outros enlaces e é dado por

$$I = \sum_i P_m A^{-1} d_i^{-\alpha_m} G_{\text{tx},i} G_{\text{rx},i}, \quad (4.5)$$

em que  $G_{\text{tx},i}$  e  $G_{\text{rx},i}$  são os ganhos das antenas de transmissão e recepção do  $i$ -ésimo enlace interferente e  $d_i$  é a distância entre o  $i$ -ésimo terminal interferente e o receptor do enlace típico. O modelo de interferência estatística para  $I$  é apresentado nos parágrafos seguintes.

O modelo de interferência adotado segue o proposto em (WU *et al.*, 2017), o qual está baseado no conceito de interferentes dominantes (WEBER *et al.*, 2010), ou seja, apenas os interferentes próximos do receptor podem causar um evento de *outage*. Nos parágrafos seguintes é mostrado que, de acordo com este modelo, a probabilidade de *outage* é a probabilidade de existir pelo menos um interferente dentro da chamada *região de vulnerabilidade* em torno do receptor. A área dessa região de vulnerabilidade depende do limiar SINR, dos ganhos de antenas, da potência de ruído, da distância de separação Tx-Rx, entre outros fatores. É assumido que os transmissores e receptores estão equipados com antenas de feixe estreito e é adotado um padrão de radiação idealizado como mostrado na Fig.4.1(a). Este modelo de padrão de radiação é especificado pelos parâmetros: ganho do lóbulo principal  $G$ , ganho do lóbulo lateral  $g$  e largura do feixe  $\phi_u$ . Para um arranjo planar de antenas uniformemente espaçadas de  $N_{\text{elem}} \times N_{\text{elem}}$  elementos, esses parâmetros podem ser escritos em função de  $N_{\text{elem}}$  como (VENUGOPAL *et al.*, 2015)  $G = N_{\text{elem}}^2$ ,

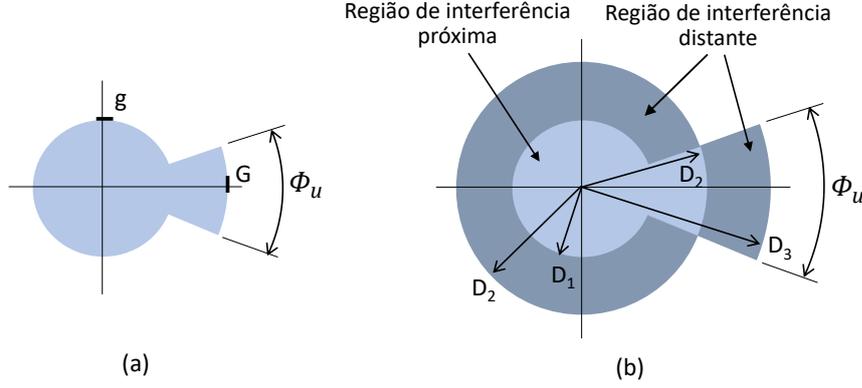


Figura 4.1 – (a) Padrão de radiação adotado neste trabalho; (b) Regiões de vulnerabilidade seguindo o conceito de interferentes dominantes e o uso de antenas direcionais no transmissor e no receptor.

$$g = 1.732/N_{\text{elem}} \text{ e}$$

$$\phi_u = \left[ \sin^2 \left( \frac{3\pi}{2N_{\text{elem}}} \right) \right]^{-1}. \quad (4.6)$$

No modelo de propagação também são considerados os efeitos dos bloqueios causados por grandes objetos localizados entre as antenas de transmissão e recepção. Esses objetos podem obstruir o sinal transmitido, causando um evento de *outage*. Baseado em (WU *et al.*, 2017), a densidade e as localizações dos obstáculos são modelados de acordo com um PPP de densidade  $\lambda_o$ . A probabilidade de existir linha de visada (LOS, *Line of Sight*), ou seja, a probabilidade de não haver obstáculos entre o transmissor e o receptor, é dado por (WU *et al.*, 2017)

$$p_L(d) = \exp \left[ -\lambda_o(2\bar{R}d + \pi\bar{R}^2) \right], \quad (4.7)$$

em que,  $\bar{R}$  e  $\bar{R}^2$  são a média e o segundo momento do raio dos obstáculos. Esta expressão será escrita aqui como

$$p_L(d_0) = c e^{-\beta d_0}, \quad (4.8)$$

com  $c = \exp(-\lambda_o\pi\bar{R}^2)$  e  $\beta = 2\lambda_o\bar{R}$ . Um parâmetro principal no modelo de obstáculos é a razão  $\xi$  da área média coberta por obstáculos, dada por  $\xi = \lambda_o \times \pi\bar{E}^2[R]$ , com  $0 < \xi \leq 1$ . Portanto, o modelo de obstáculo é especificado por três parâmetros:  $\bar{R}$ ,  $\bar{R}^2$  e  $\xi$ . Finalmente, de acordo com este modelo de propagação, a probabilidade de sucesso na transmissão na banda de ondas milimétricas, empregando antenas diretivas do lado do transmissor e do receptor, é dada por

$$\begin{aligned} P_{\text{suc,m}} &= \Pr\{\text{SINR} > \gamma_m\} \\ &\leq p_L(d_0) \times \exp \left[ - \left( \Lambda^{(N)} + \Lambda^{(F)} \right) \lambda_d \right], \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde  $d_0$  é a distância de separação entre Tx-Rx, e  $\Lambda^{(N)}$  e  $\Lambda^{(F)}$  são dadas por:

$$\Lambda^{(N)} = \frac{c}{\beta^2} \left\{ \phi_u \left[ 1 - (\beta D_2 + 1)e^{-\beta D_2} \right] + (2\pi - \phi_u) \left[ 1 - (\beta D_1 + 1)e^{-\beta D_1} \right] \right\} \quad (4.10)$$

$$\Lambda^{(F)} = \frac{\phi_u c}{2\pi\beta^2} \left\{ \phi_u \left[ (\beta D_2 + 1)e^{-\beta D_2} - (\beta D_3 + 1)e^{-\beta D_3} \right] + (2\pi - \phi_u) \left[ (\beta D_1 + 1)e^{-\beta D_1} - (\beta D_2 + 1)e^{-\beta D_2} \right] \right\}, \quad (4.11)$$

em que,  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  são os limites das regiões de vulnerabilidade mostradas na Fig.4.1(b). As expressões (4.9), (4.10), e (4.11) são derivadas em (WU *et al.*, 2017) e os detalhes de suas derivações são apresentados no Apêndice B. A probabilidade de sucesso pode ser reescrita como

$$P_{\text{suc},m} \leq p_L(d_0) \times \exp(-\chi_m \lambda_d), \quad (4.12)$$

em que  $\chi_m = \Lambda^{(F)} + \Lambda^{(N)}$ . Nota-se que o termo  $\exp(-\chi_m \lambda_d)$  em (4.12) é a probabilidade de não haver interferentes, ou seja, transmissores D2D, na região de vulnerabilidade.

### 4.2.3 Modelo de propagação na banda de microondas

Para a banda de microondas é usado o modelo típico adotado em estudos semelhantes, baseado nas perdas de percurso, desvanecimento de tipo *Rayleigh* e negligenciando o ruído térmico. Portanto, a relação sinal-interferência (SIR, *signal-to-interference ratio*) é escrita como

$$\text{SINR}_\mu = \frac{P_\mu h_0 d_0^{-\alpha_\mu}}{\sum_i P_\mu h_i d_i^{-\alpha_\mu}}, \quad (4.13)$$

em que  $\alpha_\mu$  é o expoente de perda na banda de microondas,  $h_0$  e  $h_i$  são variáveis aleatórias exponencialmente distribuídas que modelam o desvanecimento de *Rayleigh* como se explicou na Seção 3.2.1. É importante mencionar que os terminais estão equipados com antenas omnidirecionais quando operam na banda de microondas. Usando as ferramentas da geometria estocástica, é mostrado que a probabilidade de sucesso do enlace D2D na banda de microondas é

$$P_{\text{suc},\mu} = \Pr\{\text{SINR} > \gamma_\mu\} = \exp\left(-2\pi\kappa d_0^2 \gamma_\mu^{\frac{2}{\alpha_\mu}} \lambda_{d,\mu}\right), \quad (4.14)$$

em que  $\kappa = \pi/[\alpha \sin(2\pi/\alpha)]$  e  $\lambda_{d,\mu}$  é a densidade espacial dos pacotes gerados pelos terminais D2D que operam na banda de microondas.

## 4.3 Esquema de retransmissão de duas bandas

No esquema de retransmissão proposto neste capítulo, o terminal D2D começa a transmissão de um novo pacote usando a banda de ondas milimétricas. Se a primeira

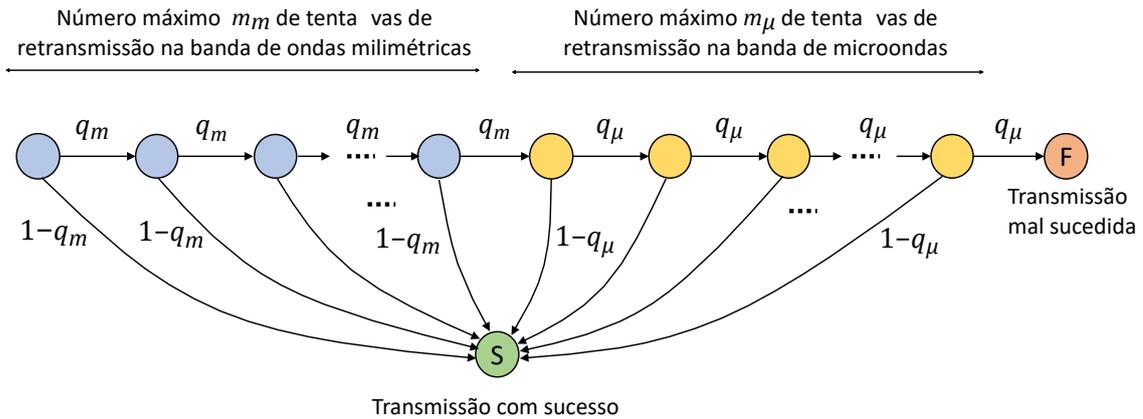


Figura 4.2 – Diagrama de fluxo do esquema híbrido de retransmissão proposto. Os parâmetros  $q_m$  e  $q_\mu$  representam as probabilidades de *outage* de uma tentativa de transmissão nas bandas de ondas milimétricas e microondas.

tentativa não for bem sucedida, esse pacote será retransmitido até  $m_m$  vezes na banda de ondas milimétricas. Caso todas as  $1 + m_m$  tentativas de transmissão sejam falhas, o transmissor muda para a banda de microondas e são feitas até  $1 + m_\mu$  tentativas de transmissão, em que  $m_\mu$  é o número máximo de retransmissões na banda de microondas. Se todas essas tentativas falharem, o pacote será considerado perdido. O diagrama de fluxo do esquema de retransmissão é mostrado na Fig.4.2. Portanto, haverá no máximo  $(1 + m_m) + (1 + m_\mu)$  tentativas de transmissão. As probabilidades de *outage* de uma tentativa de transmissão na banda de ondas milimétricas e microondas, denotadas por  $q_m$  e  $q_\mu$ , dependem das condições de propagação e da rede na respectiva banda. No entanto, nas seguintes seções é mostrado que  $q_m$  e  $q_\mu$  também dependem do número máximo de retransmissões permitido,  $m_m$  e  $m_\mu$ , devido ao aumento da interferência causada pelas retransmissões.

#### 4.3.1 Retransmissões na banda de ondas milimétricas

A probabilidade de *outage* na banda de ondas milimétricas sem retransmissão é escrita como:

$$P_{\text{out},m} \geq 1 - P_{\text{suc},m} = 1 - A_m \exp(-\chi_m \lambda_d), \quad (4.15)$$

em que  $A_m = c e^{-\beta d_0}$ . Na Seção 4.5.1 são apresentados alguns resultados de validação que mostram que o modelo de propagação na banda de ondas milimétricas adotado neste capítulo fornece bons resultados em cenários típicos assumidos aqui, permitindo usar o sinal de igualdade na expressão (4.15), mas lembrando que  $1 - A_m \exp(-\chi_m \lambda_d)$  fornece um limite inferior na probabilidade de *outage*.

Quando o esquema de retransmissão é empregado, as retransmissões aumentam a interferência na rede. Seguindo (NARDELLI *et al.*, 2012), essa interferência é modelada como

um aumento aparente na densidade espacial dos pacotes gerados, uma vez que um pacote pode ser transmitido várias vezes e a probabilidade de *outage* de uma tentativa  $q_m$  pode ser escrita como

$$q_m = 1 - A_m \exp(-\chi_m \lambda_d M_m), \quad (4.16)$$

em que  $M_m$  é o número médio de tentativas de transmissão, dado por (ver expressão (8) em (NARDELLI *et al.*, 2012)):

$$M_m = \frac{1 - \epsilon_m}{1 - q_m}, \quad (4.17)$$

e

$$\epsilon_m = q_m^{m_m+1} \quad (4.18)$$

é a probabilidade de *outage* resultante na banda de ondas milimétricas. É importante mencionar que as expressões (4.16), (4.17) e (4.18) são baseadas na hipótese de que a interferência e o sinal do bloqueio observados em *time-slots* consecutivos são não correlacionados. Essa hipótese em alguns casos, pode não ser realista, porém, em (HAENGGI; SMARANDACHE, 2013) os autores mostram que se existir uma probabilidade de transmissão  $p$  pequena, ou o expoente de perda de percurso  $\alpha$  estiver próximo de 2, a hipótese pode fornecer uma boa aproximação. De forma específica, os autores derivaram a probabilidade de sucesso de  $n$  transmissões consecutivas numa rede modelada como um PPP e mostraram que se a condição  $p(1 - \delta) < 0.1$  é mantida sendo  $\delta = 2/\alpha$ , a probabilidade de sucesso pode ser aproximada ao produto das probabilidades de sucesso de uma transmissão, o que significa que a interferência observada em tentativas de transmissão consecutivas pode ser não correlacionada. No entanto, mesmo quando a suposição de interferência não correlacionada em *time-slots* consecutivos não for realista, a formulação analítica usando a hipótese de interferência decorrelacionada fornece uma visão do desempenho da rede D2D quando o esquema de retransmissão é empregado.

Seguindo com a análise, substituindo as equações (4.18) e (4.17) em (4.16) e após algumas manipulações, pode ser mostrado que a probabilidade de *outage*  $q_m$  é dada por

$$q_m = 1 + \frac{B_m}{W_0\left(-\frac{B_m}{A_m}\right)}, \quad (4.19)$$

em que  $B_m = \chi_m \lambda_d (1 - \epsilon_m)$  e  $W_0(\cdot)$  é o ramo principal da função Lambert <sup>1</sup>. A função Lambert é uma função de valor real para argumentos maiores ou iguais a  $-\exp(-1)$ . Portanto, deve ser garantido que  $B_m/A_m < \exp(-1)$ , resultando que a probabilidade de *outage* final mínima conseguida é:

$$\epsilon_{m,\min} = 1 - \frac{A_m \exp(-1)}{\chi_m \lambda_d}. \quad (4.20)$$

<sup>1</sup> A função Lambert  $W_k(z)$  é a solução de  $W_k(z)e^{W_k(z)} = z$ , para um dado  $z$ .

Portanto, qualquer valor de  $\epsilon_m$  maior do que  $\epsilon_{m, \min}$  pode ser alcançado, ajustando adequadamente o número máximo de tentativas de retransmissão  $m_m$ . Nota-se que se  $\epsilon_{m, \min}$  avaliado em (4.20) resulta negativo, significa que a probabilidade de *outage* conseguida pode ser tão pequena quanto se queira. Em outras palavras, quando  $\epsilon_{m, \min}$  é negativo, então  $\epsilon_m \rightarrow 0$  se  $m_m \rightarrow \infty$ .

Para uma probabilidade de *outage* dada  $\epsilon_m$  no intervalo  $\epsilon_{m, \min} \leq \epsilon_m \leq P_{\text{out}, m}$ , o número máximo exigido de tentativas de retransmissão  $m_m$ , usando (4.18), é dado por

$$m_m = \frac{\log(\epsilon_m)}{\log(q_m)} - 1, \quad (4.21)$$

em que  $q_m$  é obtido pela expressão (4.19).

### 4.3.2 Retransmissões na banda de microondas

Se um pacote não for transmitido com sucesso depois de  $m_m + 1$  tentativas na banda de ondas milimétricas, o transmissor D2D muda para a banda de microondas e novas tentativas de transmissão são feitas. Portanto, a densidade de pacotes gerados pelos terminais D2D na banda microondas é  $\lambda_{d, \mu} = \epsilon_m \times \lambda_d$  e a probabilidade de *outage* nesta banda sem retransmissão, usando (4.14), é dada por

$$P_{\text{out}, \mu} = 1 - A_\mu \exp(-\chi_\mu \epsilon_m \lambda_d), \quad (4.22)$$

em que  $\chi_\mu = 2\pi\kappa d_0^2 \gamma_\mu^{\frac{2}{\alpha_\mu}}$  e  $A_\mu = 1$ . É assumido que o número de tentativas de retransmissão na banda de microondas é limitado a  $m_\mu$ , então, seguindo o mesmo procedimento usado no caso de retransmissões na banda de ondas milimétricas, a probabilidade de *outage* de uma tentativa pode ser escrita como

$$q_\mu = 1 - A_\mu \exp(-\chi_\mu \epsilon_m \lambda_d M_\mu), \quad (4.23)$$

em que  $M_\mu$  é o número médio de tentativas de transmissão, dado por

$$M_\mu = \frac{1 - \epsilon_\mu}{1 - q_\mu}, \quad (4.24)$$

e  $\epsilon_\mu = q_\mu^{m_\mu + 1}$  é a probabilidade de *outage* final na banda microondas. Mais uma vez, é assumida a hipótese do ambiente não correlacionado. Agora, como no caso da banda de ondas milimétricas, aqui também é usada a função de Lambert para derivar  $q_\mu$  por meio de

$$q_\mu = 1 + \frac{B_\mu}{W_0\left(-\frac{B_\mu}{A_\mu}\right)}. \quad (4.25)$$

em que  $B_\mu = \chi_\mu \lambda_d \epsilon_m (1 - \epsilon_\mu)$ . Portanto, a probabilidade de *outage* mínima conseguida nesta banda, denotada por  $\epsilon_{\mu, \min}$ , é igual a

$$\epsilon_{\mu, \min} = 1 - \frac{A_\mu \exp(-1)}{\epsilon_m \chi_\mu \lambda_d}, \quad (4.26)$$

e a discussão na seção anterior sobre a probabilidade de *outage* mínima é válida para o caso da banda de microondas.

Para uma probabilidade de *outage* dada  $\epsilon_\mu$  na faixa de  $\epsilon_{\mu,\min} \leq \epsilon_\mu \leq P_{\text{out},\mu}$ , o número máximo de tentativas de retransmissão  $m_\mu$  é dado por

$$m_\mu = \frac{\log(\epsilon_\mu)}{\log(q_\mu)} - 1, \quad (4.27)$$

em que  $q_\mu$  é obtido da expressão (4.25). Por último, a probabilidade de *outage* total, considerando todas as tentativas de transmissão em ambas as bandas, é  $\epsilon_o = \epsilon_m \times \epsilon_\mu$ .

#### 4.4 Probabilidades de *outage* atingíveis

Como se mostrou nas seções anteriores, pode não ser possível garantir que as probabilidades de *outage*  $\epsilon_m$  e  $\epsilon_\mu$  sejam tão pequenas quanto se deseja, devido ao aumento da interferência causada pelas retransmissões. Nesta seção, é investigado o fato de como os parâmetros da rede regulam a probabilidade de *outage* total mínima conseguida, denotada aqui por  $\epsilon_o$ .

Vamos considerar inicialmente que  $m_m^*$  é o número máximo de retransmissões na banda de ondas milimétricas, resultando numa probabilidade de *outage*  $\epsilon_m^*$  nesta banda. Além disso  $m_m^*$  deve ser escolhido de tal forma que  $\epsilon_m^* > \epsilon_{m,\min}$ . Então, de (4.26), a probabilidade mínima de *outage* conseguida na banda de microondas é

$$\epsilon_{\mu,\min} = 1 - \frac{A_\mu \exp(-1)}{\epsilon_m^* \chi_\mu \lambda_d}, \quad (4.28)$$

e  $\epsilon_\mu$  pode ser tão pequeno como se queira se a expressão (4.28) resultar em  $\epsilon_{\mu,\min} < 0$  ou, de forma equivalente, se

$$\epsilon_m^* < \frac{\exp(-1)A_\mu}{\chi_\mu \lambda_d}. \quad (4.29)$$

Note-se que se é escolhido  $\epsilon_m^*$  tão pequeno como se queira, consequentemente  $\epsilon_\mu$  será muito pequeno também. Isto pode ser explicado observando que a densidade espacial dos pacotes gerados pelos terminais D2D (em outras palavras, os terminais interferentes) que transmitem na banda de microondas é  $\epsilon_m^* \times \lambda_d$  e, portanto, o nível de interferência nesta banda é controlado por  $\epsilon_m^*$ .

Vamos agora considerar o cenário em que existe uma probabilidade de *outage* mínima na banda de ondas milimétricas  $\epsilon_{m,\min} > 0$ , e  $\epsilon_m^*$  é escolhido da seguinte forma

$$\begin{aligned} \epsilon_m^* &= \zeta \times \epsilon_{m,\min} \\ &= \zeta \times \left[ 1 - \frac{A_m \exp(-1)}{\chi_m \lambda_d} \right], \end{aligned} \quad (4.30)$$

com  $\zeta \geq 1$  a fim de garantir que o sistema de retransmissão na banda de ondas milimétricas seja viável. Note-se que  $\zeta$  indica quão longe está  $\epsilon_m^*$  do valor mínimo possível. Substituindo

(4.30) em (4.28) e depois de algumas manipulações, pode-se mostrar que a condição para garantir que  $\epsilon_\mu$  seja tão pequeno quanto se queira (fazendo com que o resultado de (4.28) seja negativo) é

$$\lambda_d < \exp(-1) \left( \zeta^{-1} \frac{A_m}{\chi_m} + \frac{A_\mu}{\chi_\mu} \right). \quad (4.31)$$

Em outras palavras, para garantir que a probabilidade de *outage*  $\epsilon_\mu$  na banda de microondas possa ser tão pequena quanto se queira, a densidade espacial  $\lambda_d$  de pacotes gerados por terminais D2D deve ser limitado. Este resultado é resumido na observação a seguir.

**Observação 1:** Se a densidade espacial de  $\lambda_d$  de terminais D2D é tal que

$$\lambda_d < \exp(-1) \left( \frac{A_m}{\chi_m} \right), \quad (4.32)$$

então as probabilidades de *outage* nas bandas de ondas milimétricas e microondas podem ser tão pequenas quanto se queira. Por outro lado, se  $\lambda_d$  não satisfaz (4.32), significa que existe uma probabilidade de *outage* mínima conseguida  $\epsilon_{m,\min} > 0$  na banda de ondas milimétricas. Se, neste caso fazemos  $\epsilon_m = \zeta \epsilon_{m,\min}$ , com  $\zeta \geq 1$  por meio da escolha adequada de  $m_m$ , então a probabilidade de *outage* na banda de microondas pode ser tão pequena quanto se queira somente se (4.31) estiver satisfeita.

Se  $\zeta$  é escolhido grande, resulta numa probabilidade alvo  $\epsilon_m$  grande, então o número máximo de tentativas de retransmissão  $m_m$  será pequeno. Por outro lado, a densidade D2D máxima permitida também diminuirá. Os parâmetros  $A_m$ ,  $\chi_m$ ,  $A_\mu$  e  $\chi_\mu$ , presentes nas equações (4.31) e (4.32), modelam as condições da rede e do canal de propagação. Os seus efeitos sobre o funcionamento deste esquema de retransmissão são discutidos nos seguintes parágrafos.

- O parâmetro  $A_m$  é a probabilidade de operar em linha de visada (ver expressão (4.8)). Portanto, um valor alto de  $A_m$  leva a uma probabilidade de sucesso alta, e um número maior de terminais D2D e/ou um tráfego grande de pacotes podem ser acomodados na rede, uma vez que será necessário um pequeno número de tentativas de retransmissão para se atingir uma probabilidade de *outage* alvo.
- O parâmetro  $\chi_m$  está diretamente relacionado à área da região de vulnerabilidade, que por sua vez está relacionada a vários outros parâmetros, como ganhos de antena  $G$  e  $g$ , largura de feixe  $\phi_u$ , distância entre TX-RX  $d_0$  e limiar de SINR  $\gamma_m$ . Um valor alto de  $\chi_m$  leva a probabilidades de *outage* mais altas (maior chance de encontrar um terminal interferente na região de vulnerabilidade), o que significa que uma densidade espacial D2D  $\lambda_d$  menor de pacotes gerados poderá ser suportada, como indicam as equações (4.31) e (4.32).

- O parâmetro  $\chi_\mu = 2\pi\kappa d_0^2 \gamma_\mu^{\frac{2}{\alpha_m u}}$  resume os parâmetros do enlace na banda de microondas. Valores altos de  $d_0$  e  $\gamma_\mu$  reduzem a chance de ter uma transmissão bem sucedida, ou, de forma equivalente, diminuindo a densidade espacial de pacotes suportada  $\lambda_d$ .
- O parâmetro  $A_\mu$  é igual a 1 neste caso. No entanto, se outro conjunto de usuários estivesse compartilhando a banda de microondas (como foi considerado no capítulo 3), aumentando a interferência experimentada pelos usuários D2D, então  $A_\mu$  modelaria essa interferência adicional. Neste caso, uma interferência adicional corresponde a  $A_\mu < 1$ , reduzindo a densidade máxima permitida  $\lambda_d$ .

## 4.5 Resultados numéricos e discussões

Nesta seção, é apresentado o desempenho de uma rede sem fio com terminais D2D operando nas bandas de ondas milimétricas e microondas, com o esquema de retransmissão estudado nas seções anteriores. A Tabela 4.1 apresenta a configuração dos parâmetros para o cenário investigado.

<b>Parâmetros da rede</b>	
Distância entre Tx e Rx	$d_0 = 50$ m
Densidade espacial de pacotes gerados	$\lambda_d = 10^{-5}$ m <sup>-2</sup>
Densidade de potência de ruído	$N_0 = -174$ dBm/Hz
<b>Parâmetros na banda de ondas milimétricas</b>	
Raio médio do obstáculo	$\bar{R} = 20$ m
Segundo momento do raio do obstáculo	$\bar{R}^2 = 400$ m <sup>2</sup>
Razão de cobertura de obstáculos	$\xi = 0.1$
Parâmetro do canal $A_1$	$A_1 = 20$
Parâmetro do canal $A_2$	$A_2 = 32.4$
Parâmetro do canal $A_3$	$A_3 = 20$
Expoente de perda de percurso	$\alpha_m = A_1/10 = 2$
Frequência da portadora	$f_c = 28$ GHz
Largura de banda	BW = 100 MHz
Potência de transmissão	$P_m = 20$ dBm
SINR mínimo aceitável	$\gamma_m = 20$ dB
<b>Parâmetros na banda de microondas</b>	
Expoente de perda de percurso	$\alpha_\mu = 3$
Frequência da portadora	$f_c = 2$ GHz
Potência de transmissão	$P_\mu = 10$ dBm
SIR mínimo aceitável	$\gamma_\mu = 20$ dB

Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema de comunicação D2D híbrido

### 4.5.1 Validação

Antes de apresentar a análise numérica, são mostrados alguns resultados de simulação para validar o modelo de interferência em ondas milimétricas baseado no conceito de interferentes dominantes, com antena de feixe estreito. Para verificar a validade de (4.9), é feita uma simulação de uma rede com terminais D2D equipados com antenas diretivas, distribuídos de acordo com um PPP e operando na banda de ondas milimétricas. O esquema de retransmissão não foi incluído na simulação. A Fig. 4.3 mostra os resultados analíticos (usando a expressão (4.9)) e os resultados de simulação para a probabilidade de sucesso na transmissão em diferentes cenários, para número de elementos de antena  $N_{\text{elem}} = 3$  e 8. É observado que o modelo aproximado de interferência, ba-

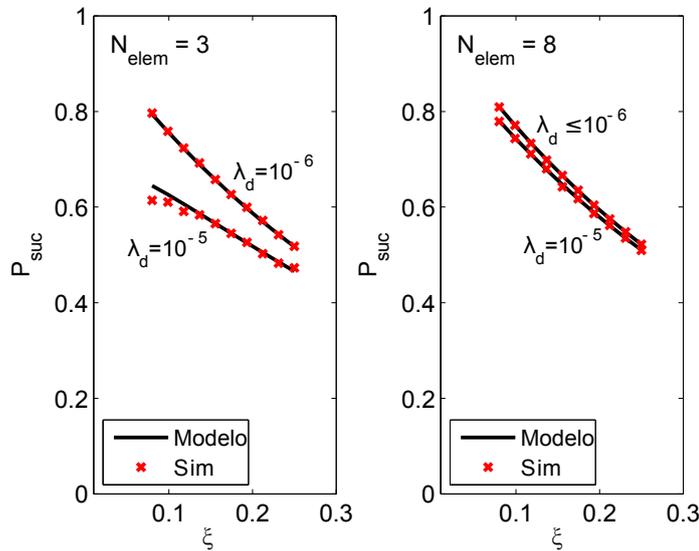


Figura 4.3 – Probabilidade de sucesso de transmissão (resultados analíticos e de simulação) em função da razão de cobertura de obstáculos  $\xi$ , para diferentes valores de densidade espacial de pacotes  $\lambda_d$  e número de elementos de antena  $N_{\text{elem}}$ .

seado no conceito de interferentes dominantes, funciona bem para valores pequenos de  $\lambda_d$  e para um número de elementos de antena grande (o que corresponde a uma área pequena de vulnerabilidade). No entanto, se a densidade de interferentes aumenta ou a área de vulnerabilidade aumenta, esse modelo aproximado fornece um limitante superior na probabilidade de sucesso, como mostra o resultado no lado esquerdo da Fig. 4.3, para  $\lambda_d = 10^{-5} \text{ m}^{-2}$ , especialmente para um valor pequeno de  $\xi$ . Note-se que um  $\xi$  maior significa uma chance maior de ter um sinal bloqueado, incluindo os sinais interferentes, o que explica o bom acordo entre os resultados analíticos e de simulação para valores grandes  $\xi$ .

#### 4.5.2 Relação entre as probabilidades de *outage* nas bandas de ondas milimétricas e microondas

Nesta seção, são apresentados alguns resultados usando a formulação derivada nas Secções 4.3 e 4.4. A Fig. 4.4 mostra a probabilidade de *outage* de uma tentativa de transmissão  $q_m$  e a probabilidade de *outage* resultante  $\epsilon_m$ , em função do número máximo de tentativas de transmissão  $1 + m_m$ , para  $\xi = 0.1$  e  $N_{\text{elem}} = 3$ . Como era esperado,

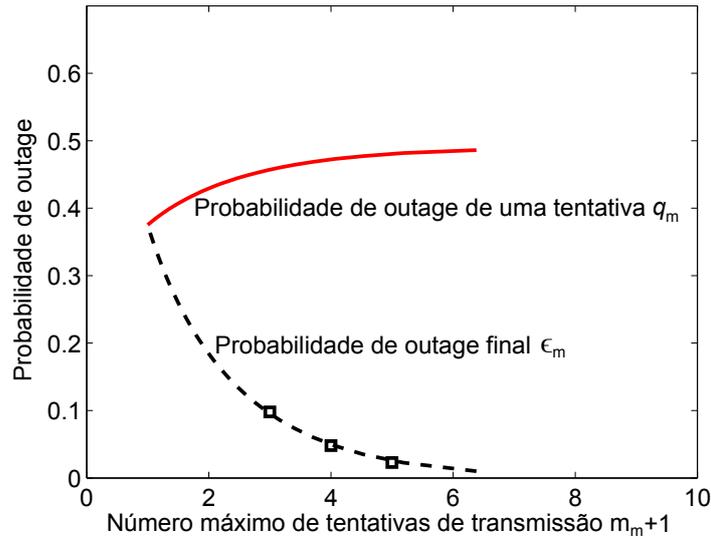


Figura 4.4 – Probabilidades de *outage* de uma tentativa e a resultante  $q_m$  e  $\epsilon_m$  na banda de ondas milimétricas, em função do número máximo de tentativas de transmissão  $1 + m_m$ , para  $\xi = 0.1$  e  $N_{\text{elem}} = 3$ .

$q_m$  aumenta com  $m_m$ , uma vez que um número grande de tentativas de retransmissão aumenta a interferência. Por outro lado, a probabilidade de *outage*  $\epsilon_m$  diminui com  $m_m$ , uma vez que haverá mais chances de transmitir com sucesso um pacote.

Para analisar os efeitos do número máximo de tentativas de retransmissão na banda de ondas milimétricas  $m_m$  no desempenho na banda de microondas, são apresentadas na Fig. 4.5 os resultados das probabilidades de *outage* resultantes  $\epsilon_\mu$  na banda de microondas, para  $m_m = 2, 3$  e  $4$ . É observado que quando o número de tentativas de retransmissão na banda de ondas milimétricas é pequeno ( $m_m = 2$ ), a probabilidade de *outage* na banda microondas não pode ser feita tão pequena quanto se queira (aumentando  $m_\mu$ ), uma vez que, a densidade resultante dos terminais D2D que transmitem na banda microondas é proporcionalmente grande (9,8 % da densidade original). Por outro lado, se valores maiores de  $m_m$  são usados (3 e 4), então não haverá limite inferior para  $\epsilon_\mu$ .

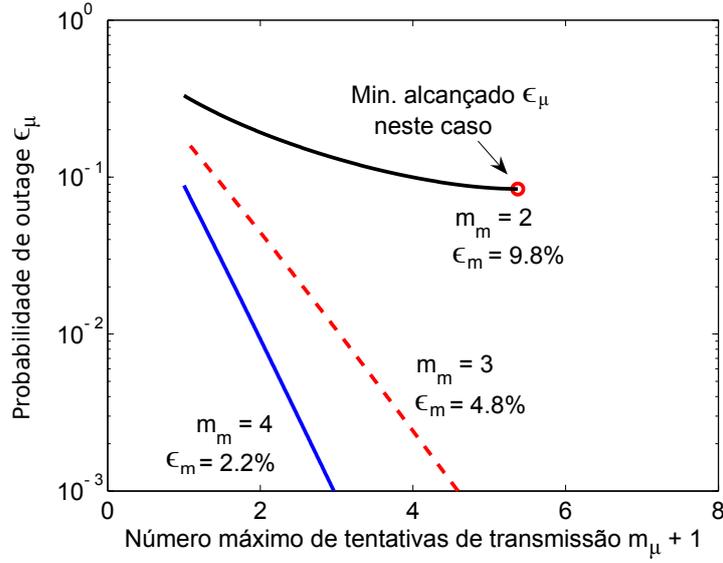


Figura 4.5 – Probabilidades de *outage* resultantes  $\epsilon_\mu$  na banda microondas, em função do número máximo de tentativas de transmissão  $1 + m_\mu$ , para  $m_m = 2, 3$  e  $4$ . Como mostra a Fig. 4.4,  $\xi = 0.1$  e  $N_{\text{elem}} = 3$ .

#### 4.5.3 Probabilidade de *outage* total

Nesta seção, é investigada a relação entre o número máximo de tentativas de retransmissão em cada banda, necessárias para atingir uma determinada probabilidade de *outage* total  $\epsilon_o = \epsilon_o^*$ . É usado o seguinte procedimento: primeiro, são avaliados os valores de  $m_m$  necessários para obter uma probabilidade de *outage* na banda de ondas milimétricas no intervalo  $\epsilon_o^* \leq \epsilon_m \leq P_{\text{out}, m}$ <sup>2 3</sup>. Então, para cada valor de  $\epsilon_m$  neste intervalo, é determinado o número requerido de tentativas de retransmissão na banda microondas  $m_\mu$ , a fim de conseguir a probabilidade de *outage* na banda microondas  $\epsilon_\mu = \epsilon_o^* / \epsilon_m$ , que, combinado com  $\epsilon_m$ , resulta em  $\epsilon_o = \epsilon_o^*$ . O número limite de tentativas de retransmissão na banda de ondas milimétricas é determinado usando

$$m_m = \frac{\log(\epsilon_m)}{\log(q_m)} - 1, \quad (4.33)$$

em que  $q_m$  é dado por (4.19). Agora, para cada valor de  $\epsilon_m$  considerado antes, o limite requerido de tentativas de retransmissão  $m_\mu$  para conseguir  $\epsilon_\mu = \epsilon_o^* / \epsilon_m$ , é dado por

$$\begin{aligned} m_\mu &= \frac{\log(\epsilon_\mu)}{\log(q_\mu)} - 1 \\ &= \frac{\log(\epsilon_o^*) - \log(\epsilon_m)}{\log(q_\mu)} - 1 \end{aligned} \quad (4.34)$$

<sup>2</sup> Note que quando  $\epsilon_m = \epsilon_o^*$ , nenhuma tentativa de transmissão é necessária na banda de microondas e  $m_\mu = 0$ . Por outro lado, se  $\epsilon_m = P_{\text{out}, m}$ , então  $m_m = 0$ .

<sup>3</sup> Um valor de  $\epsilon_m$  neste intervalo pode ser visto como parte do trabalho necessário para conseguir a probabilidade de *outage* total alvo  $\epsilon_o^*$ , para ser feito pelas transmissões na banda de ondas milimétricas.

em que  $q_\mu$  resulta de (4.25) e é repetido aqui por conveniência

$$q_\mu = 1 + \frac{B_\mu}{W_k \left( -\frac{B_\mu}{A_\mu} \right)}, \quad (4.35)$$

com

$$\begin{aligned} B_\mu &= \chi_\mu \lambda_d \epsilon_m (1 - \epsilon_\mu) \\ &= \chi_\mu \lambda_d (\epsilon_m - \epsilon_0^*). \end{aligned} \quad (4.36)$$

Note que tanto  $m_m$  quanto  $m_\mu$  são dados como funções de  $\epsilon_m$  and  $\epsilon_0^*$  e esse relacionamento será explorado na seguinte análise numérica.

A Fig. 4.6 mostra a relação entre  $m_m$  e  $m_\mu$  para  $\epsilon_0^* = 10^{-4}$  e  $5 \times 10^{-3}$ . Para estes resultados, o limiar da SIR para a banda microondas foi ajustado em  $\gamma_\mu = 10$  dB, de modo que, mesmo quando  $\epsilon_m = P_{\text{out}, m}$  (ou seja,  $m_m = 0$ ), a probabilidade de *outage* na banda microondas pode ser feita tão pequena quanto se queira.

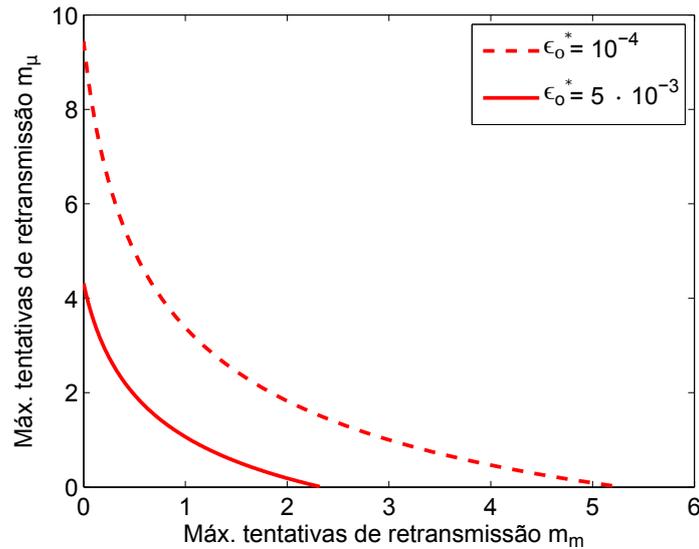


Figura 4.6 – Combinações dos números máximos de tentativas de retransmissão  $m_m$  e  $m_\mu$  para conseguir as probabilidades totais  $\epsilon_0^* = 10^{-4}$  e  $5 \times 10^{-3}$ .

Como era esperado, esta figura mostra que um valor alto de  $m_m$  requer um valor menor de  $m_\mu$ , porque a maior parte do trabalho necessário para conseguir  $\epsilon_0^*$  será feita pelas transmissões na banda de ondas milimétricas. A região acima da curva  $m_m$  vs.  $m_\mu$  na Fig. 4.6 pode ser vista como a região de todos os pares possíveis  $(m_m, m_\mu)$  que levam a probabilidades de *outage* totais menores do que  $\epsilon_0^*$ . Portanto, como é mostrado nesta figura, um valor alto de  $\epsilon_0^*$  corresponde a uma área maior. Usando as expressões (4.17) e (4.24), pode-se determinar o número médio de tentativas de transmissão nas bandas de ondas milimétricas e microondas,  $M_m$  e  $M_\mu$ . A Fig.4.7 mostra as possíveis combinações  $(M_m, M_\mu)$  para conseguir  $\epsilon_0^* = 10^{-4}$  e  $5 \times 10^{-3}$ . A relação mostrada nesta

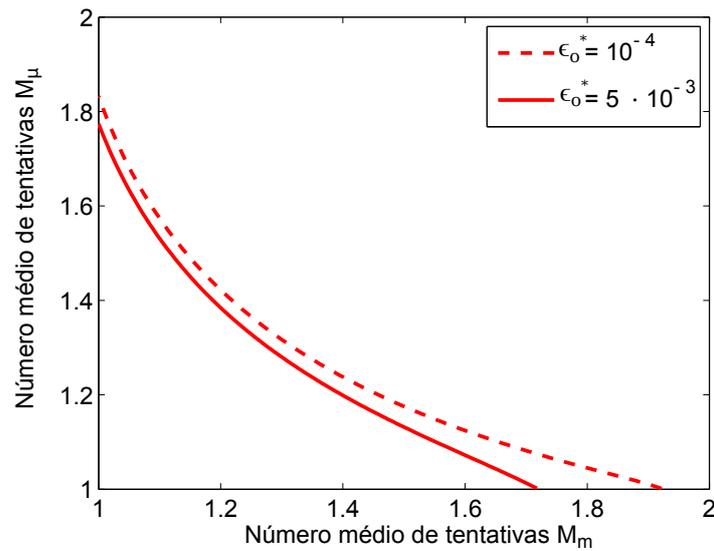


Figura 4.7 – Combinações dos números médios de tentativas de transmissão  $M_m$  e  $M_\mu$  para conseguir as probabilidades totais  $\epsilon_o^* = 10^{-4}$  e  $5 \times 10^{-3}$ .

figura pode ser usada para determinar o par  $(M_m, M_\mu)$  que permita otimizar uma função objetiva relacionada com alguma métrica que dependa de  $M_m$  e  $M_\mu$ , como por exemplo a eficiência energética.

#### 4.5.4 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma formulação analítica que permitiu estudar o desempenho de uma rede D2D em termos de probabilidade de *outage*, na qual os terminais podem operar nas bandas de ondas milimétricas e de microondas. Especificamente, foi observado que as probabilidades de *outage* finais na banda de ondas milimétricas e na banda de microondas diminuem com o número de retransmissões  $m_m$ , uma vez que haverá mais oportunidade de transmitir com sucesso um pacote, porém, o sistema com retransmissões nem sempre permitirá a redução da probabilidade de *outage* para um valor tão pequeno quanto se queira, devido ao aumento da interferência na rede causado pelas retransmissões.

# Conclusões

Este trabalho de mestrado é o resultado de dois estudos relacionados com a estratégia de comunicação *device-to-device*, que permitiu explorar uma das tecnologias candidatas para a implementação dos sistemas celulares 5G.

Algumas ferramentas de geometria estocástica foram utilizadas para modelar as posições dos usuários nos cenários de estudo considerados. O uso dessas ferramentas permitiu derivar expressões analíticas fechadas, que oferecem uma visão do desempenho da rede num cenário real.

Na primeira parte deste trabalho se forneceu uma nova estratégia de controle de interferência, incluindo na operação da rede o *spectrum sensing* entre terminais D2D. Consequentemente, foi apresentado um modelo analítico que representou fielmente o modelo melhorado da rede. A partir deste modelo analítico, foi investigado o desempenho da rede *underlay* D2D-celular em dois cenários. O Cenário I é o cenário convencional encontrado na literatura, em que o *spectrum sensing* (no domínio espacial) é feito pelos transmissores D2D para detectar a presença de terminais celulares ativos no canal. Por outro lado, no Cenário II o *spectrum sensing* é realizado pelos transmissores D2D a fim de detectar as transmissões em andamento dos terminais celulares e de outros terminais D2D. Os resultados mostraram que a rede no Cenário II, tem melhor desempenho em termos de probabilidade de *outage*, oferecendo maior proteção ao enlace típico. Além disso, o *spectrum sensing* usado para controlar a interferência entre os terminais D2D reduz a potência total da rede, o que aumenta a eficiência energética tanto para a rede D2D quanto para a rede celular. Apesar de o Cenário II resultar em benefício para reduzir a interferência na rede causada pela reutilização do canal *uplink*, a capacidade de transmissão na rede D2D é menor quando o *spectrum sensing* é feito para controlar a interferência entre terminais D2D, além de ser usado para controlar a interferência entre terminais D2D e celulares. Mesmo se a taxa de transmissão for maior, esta não compensa a diminuição da densidade de terminais D2D que acessam o canal no Cenário II. Por outro lado, a probabilidade de ter transmissões celulares bem sucedidas no Cenário II foi maior, o que aumentou a capacidade de transmissão da rede celular.

Este estudo mostrou que no processo de detecção do *spectrum sensing*, é importante considerar tanto as transmissões celulares quanto as transmissões D2D que estão ocupando o canal num determinado momento, uma vez que a interferência experimentada pelo receptor típico (D2D ou BS) foi reduzida.

O presente trabalho também apresentou uma comparação do desempenho da rede em dois

casos, com controle de potência e sem controle de potência. Para fazer a comparação, as potências de transmissão dos terminais D2D e celular no sistema sem controle de potência foram ajustadas para os valores das respectivas potências máximas usadas no caso com controle de potência. No entanto, de acordo com a literatura, existem outras opções possíveis para ajustar essas potências e realizar uma comparação justa. Embora o controle de potência em algumas situações seja usado para mitigar os níveis de interferência na rede, este estudo revelou que a configuração de valores fixos na potência de transmissão (para os terminais celular e D2D) pode melhorar o desempenho da rede D2D e da rede celular, em termos de probabilidade de *outage* e capacidade de transmissão. O fato de ter uma potência de transmissão maior no enlace sem controle de potência, pode compensar ao mesmo tempo o aumento da interferência, permitindo obter uma SIR maior, que ocasiona uma melhoria no desempenho da rede. Porém, a potência total na rede celular e D2D resulta maior, o que leva a uma eficiência energética menor.

Na segunda parte do trabalho é analisado o desempenho de uma rede D2D na qual os terminais podem operar nas bandas de ondas milimétricas e de microondas, e os pacotes podem ser retransmitidos quando as suas transmissões falham. Utilizando ferramentas de geometria estocástica e modelos de canal adequados, foram derivadas expressões para algumas métricas de desempenho, que revelaram a inter-relação entre o desempenho em termos de probabilidade de *outage* e os parâmetros da rede e do canal para ambas as bandas de frequência. Particularmente, esse estudo mostrou que o uso da técnica de retransmissão de pacotes nem sempre permite a redução da probabilidade de *outage* para um valor tão pequeno quanto se queira, devido ao aumento da interferência na rede causado pelas retransmissões. Foram derivadas expressões para os valores mínimos atingíveis das probabilidades de *outage* em ambas as bandas, e as condições para que esses valores mínimos sejam tão pequenos quanto se deseja. Similarmente, este estudo apresentou a relação entre o número médio de transmissões em cada banda de frequência  $M_m$  e  $M_\mu$  para atender um determinado valor  $\epsilon$ , sendo útil para estudos futuros de otimização de algumas métricas de desempenho que dependam desses parâmetros.

## Perspectivas Futuras

A tecnologia D2D no futuro pode oferecer vantagens potenciais nas redes celulares convencionais, mas alguns desafios técnicos, como a alocação de recursos e o controle da interferência precisam ser tratados adequadamente como visto no decorrer desse trabalho. Como trabalhos futuros, seria desejável otimizar a capacidade de transmissão da rede D2D levando em consideração as características do Cenário II e além disso, desenvol-

ver um quadro analítico que modele o caso quando a detecção das transmissões D2D for imperfeita no Cenário II. Desta forma, o Cenário II estaria mais próximo de uma situação real e as expressões derivadas neste estudo servirão para estudar seu desempenho.

Em relação ao sistema de comunicação D2D híbrido com retransmissão de pacotes recomenda-se estender o estudo para levar em conta os efeitos da correlação temporal nos processos da interferência e os relacionados ao mecanismo de propagação. Da mesma forma, seria interessante usar a relação entre o número médio de transmissões na banda de ondas milimétricas e microondas para otimizar outras métricas de desempenho. Um exemplo de métrica seria a energia média total consumida para transmitir um pacote, que depende do número médio de tentativas de transmissão. A eficiência energética nas bandas de ondas milimétricas e microondas pode ser diferente e, portanto, pode ser interessante ajustar tanto  $m_m$  quanto  $m_\mu$  para minimizar a energia total consumida pelo bit transmitido, levando em consideração o número de retransmissões.

# Referências

- ABDALLAH, A.; MANSOUR, M. M.; CHEHAB, A. Power control and channel allocation for d2d underlaid cellular networks. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, 2018. Citado na página 46.
- ASADI, A.; WANG, Q.; MANCUSO, V. A survey on device-to-device communication in cellular networks. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 16, n. 4, p. 1801–1819, 2014. Citado na página 18.
- ATAT, R.; LIU, L. On the achievable transmission capacity of secrecy-based d2d cellular networks. In: IEEE. *Global Communications Conference (GLOBECOM), 2016 IEEE*. [S.l.], 2016. p. 1–6. Citado 4 vezes nas páginas 28, 41, 42 e 43.
- BUSSON, A.; JABBARI, B.; BABAEI, A.; VÈQUE, V. Interference and throughput in spectrum sensing cognitive radio networks using point processes. *Journal of Communications and Networks*, IEEE, v. 16, n. 1, p. 67–80, 2014. Citado na página 26.
- CHEN, H.; LIU, L.; NOVLAN, T.; MATYJAS, J. D.; NG, B. L.; ZHANG, J. Spatial spectrum sensing-based device-to-device cellular networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 15, n. 11, p. 7299–7313, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 15, 25, 27 e 28.
- CHIU, S. N.; STOYAN, D.; KENDALL, W. S.; MECKE, J. *Stochastic geometry and its applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 21, 23 e 25.
- ELSAWY, H.; HOSSAIN, E.; ALOUINI, M.-S. Analytical modeling of mode selection and power control for underlay d2d communication in cellular networks. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 62, n. 11, p. 4147–4161, 2014. Citado 5 vezes nas páginas 26, 28, 35, 43 e 46.
- HAENGGI, M. *Stochastic geometry for wireless networks*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2012. Citado 7 vezes nas páginas 21, 22, 25, 28, 35, 36 e 80.
- HAENGGI, M.; GANTI, R. K. *et al.* Interference in large wireless networks. *Foundations and Trends® in Networking*, Now Publishers, Inc., v. 3, n. 2, p. 127–248, 2009. Citado na página 36.
- HAENGGI, M.; SMARANDACHE, R. Diversity polynomials for the analysis of temporal correlations in wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 12, n. 11, p. 5940–5951, 2013. Citado na página 64.
- KAYNIA, M.; JINDAL, N.; OIEN, G. E. Improving the performance of wireless ad hoc networks through mac layer design. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 10, n. 1, p. 240–252, January 2011. ISSN 1536-1276. Citado na página 59.
- LEE, C.-h.; HAENGGI, M. Interference and outage in poisson cognitive networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 11, n. 4, p. 1392–1401, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

- LEE, C.-h.; HAENGGI, M. Interference and outage in poisson cognitive networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 11, n. 4, p. 1392–1401, 2012. Citado na página 26.
- LIN, X.; ANDREWS, J. G.; GHOSH, A. Spectrum sharing for device-to-device communication in cellular networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 13, n. 12, p. 6727–6740, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 19, 27 e 28.
- LIN, X.; ANDREWS, J. G.; GHOSH, A. Spectrum sharing for device-to-device communication in cellular networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 13, n. 12, p. 6727–6740, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- MEMMI, A.; REZKI, Z.; ALOUINI, M.-S. Power control for d2d underlay cellular networks with channel uncertainty. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 16, n. 2, p. 1330–1343, 2017. Citado na página 46.
- MISRA, G.; AGARWAL, A.; MISRA, S.; AGARWAL, K. Device to device millimeter wave communication in 5g wireless cellular networks (a next generation promising wireless cellular technology). In: IEEE. *Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPEs), 2016 International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 89–93. Citado na página 20.
- MOLTCHANOV, D. Distance distributions in random networks. *Ad Hoc Networks*, Elsevier, v. 10, n. 6, p. 1146–1166, 2012. Citado na página 23.
- MOTEGI, T.; KOIKE, S.; MIYAJIMA, T.; UMEHIRA, M.; TAKEDA, S.; KAGOSHIMA, K. ichi. A frequency cooperative arq scheme for multi-band wlan. *IEICE Communications Express*, v. 4, n. 2, p. 79–84, 2015. Citado na página 58.
- MOTEGI, T.; MIYAJIMA, T.; UMEHIRA, M.; TAKEDA, S. Further evaluation of frequency cooperative arq scheme for multi-band wlan. In: *2015 15th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 97–100. Citado na página 58.
- NARDELLI, P. H. J.; KAYNIA, M.; CARDIERI, P.; LATVA-AHO, M. Optimal transmission capacity of ad hoc networks with packet retransmissions. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 11, n. 8, p. 2760–2766, August 2012. ISSN 1536-1276. Citado 3 vezes nas páginas 59, 63 e 64.
- QIAO, J.; SHEN, X. S.; MARK, J. W.; SHEN, Q.; HE, Y.; LEI, L. Enabling device-to-device communications in millimeter-wave 5g cellular networks. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 209–215, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- RANGAN, S.; RAPPAPORT, T. S.; ERKIP, E. Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges. *Proceedings of the IEEE*, v. 102, n. 3, p. 366–385, March 2014. ISSN 0018-9219. Citado na página 16.
- RAPPAPORT, T. *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0130422320. Citado na página 60.
- SAKR, A. H.; HOSSAIN, E. Cognitive and energy harvesting-based d2d communication in cellular networks: Stochastic geometry modeling and analysis. *IEEE Transactions on*

- Communications*, IEEE, v. 63, n. 5, p. 1867–1880, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 15, 24, 25, 30 e 33.
- SBOUI, L.; REZKI, Z.; ALOUINI, M.-S. Energy-efficient power allocation for underlay cognitive radio systems. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, IEEE, v. 1, n. 3, p. 273–283, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 40.
- SHEN, X. Device-to-device communication in 5g cellular networks. *IEEE Network*, IEEE, v. 29, n. 2, p. 2–3, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.
- SHENG, M.; LIU, J.; WANG, X.; ZHANG, Y.; SUN, H.; LI, J. On transmission capacity region of d2d integrated cellular networks with interference management. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 63, n. 4, p. 1383–1399, 2015. Citado na página 38.
- VENUGOPAL, K.; VALENTI, M. C.; HEATH, R. W. Interference in finite-sized highly dense millimeter wave networks. In: *2015 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 175–180. Citado na página 60.
- WANG, F.; WANG, H.; FENG, H.; XU, X. A hybrid communication model of millimeter wave and microwave in d2d network. In: *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5. Citado na página 58.
- WEBER, S.; ANDREWS, J. G.; JINDAL, N. An overview of the transmission capacity of wireless networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 58, n. 12, p. 3593–3604, December 2010. ISSN 0090-6778. Citado na página 60.
- WU, S.; ATAT, R.; MASTRONARDE, N.; LIU, L. Coverage analysis of d2d relay-assisted millimeter-wave cellular networks. In: *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado 4 vezes nas páginas 60, 61, 62 e 81.
- YAZDANSHENASAN, Z.; DHILLON, H. S.; AFSHANG, M.; CHONG, P. H. Poisson hole process: Theory and applications to wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 15, n. 11, p. 7531–7546, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 30.
- YIN, C.; CHEN, C.; LIU, T.; CUI, S. Generalized results of transmission capacities for overlaid wireless networks. In: *IEEE. Information Theory, 2009. ISIT 2009. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2009. p. 1774–1778. Citado na página 25.
- ZHANG, Y.; YANG, Y.; DAI, L. Energy efficiency maximization for device-to-device communication underlaying cellular networks on multiple bands. *IEEE Access*, IEEE, v. 4, p. 7682–7691, 2016. Citado na página 40.
- ZHANG, Z.; HU, R. Q.; QIAN, Y. D2d communication underlay in uplink cellular networks with distance based power control. In: *IEEE. Communications (ICC), 2016 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 52.

# APÊNDICE A – Probabilidade de sucesso

A derivação apresentada neste apêndice está baseada em (HAENGGI, 2012). Dado um campo PPP  $\Phi$  de usuários interferentes, a interferência total é definida como

$$I = \sum_{x \in \Phi} P_x h_x l(x), \quad (\text{A.1})$$

em que,  $P_x$  é a potência de transmissão de cada transmissor interferente  $x$ ,  $h_x$  é uma variável aleatória i.i.d que representa o coeficiente de desvanecimento e  $l(x) = r_x^{-\alpha}$ , sendo  $r_x$  a distância desde o transmissor  $x$  até a origem. Então a transformada de Laplace de  $I$  é escrita como

$$\mathcal{L}(s) = \mathbb{E}e^{-sI} = \mathbb{E} \left( \prod_{x \in \Phi} e^{-sP_x h_x l(x)} \right). \quad (\text{A.2})$$

Uma vez que o desvanecimento é i.i.d tem-se

$$\mathcal{L}(s) = \mathbb{E}_{\Phi} \left( \prod_{x \in \Phi} \mathbb{E}_h \left( e^{-sP_x h_x l(x)} \right) \right). \quad (\text{A.3})$$

Agora, usando a definição de pgfl (*probability generating functional for the PPP*) dada em (HAENGGI, 2012) na expressão (4.8) obtem-se

$$\mathcal{L}(s) = \exp \left\{ - \int_0^{\infty} \mathbb{E}_h \left[ 1 - e^{-sP_x h_x l(x)} \right] \lambda(r) dr \right\}, \quad (\text{A.4})$$

em que  $\lambda(r) = \lambda \pi d r^{d-1}$ . Após algumas manipulações incluindo mudança e substituição de variáveis, a integral é resolvida e a transformada de Laplace da interferência resulta em

$$\mathcal{L}(s) = \exp \left( -\lambda \pi \mathbb{E}(h^\delta) \Gamma(1 - \delta) (sP)^\delta \right), \quad (\text{A.5})$$

em que  $\delta = 2/\alpha$ . Assumindo que o desvanecimento é de tipo *Rayleigh*, a variável  $h$  segue uma distribuição exponencial, então,  $\mathbb{E}(h^\delta) = \Gamma(1 + \delta)$ . Portanto, substituindo  $\mathbb{E}(h^\delta)$  em (A.5) e usando as propriedades da função Gamma pode-se mostrar que

$$\mathcal{L}(s) = \exp \left( -\frac{2\lambda\pi^2}{\alpha \sin\left(\frac{2\pi}{\alpha}\right)} (sP)^\delta \right). \quad (\text{A.6})$$

Desta forma, é concluída a derivação.

## APÊNDICE B – Probabilidade de sucesso na banda de ondas milimétricas

A derivação apresentada neste apêndice está baseada em (WU *et al.*, 2017). O evento de sucesso na transmissão é definido como  $\text{SINR} > \gamma_m$ , em que a SINR é dada por

$$\text{SINR} = \frac{g_0 A^{-1} d_0^{-\alpha}}{\sigma_n^2 + \sum_i B_i g_i A^{-1} d_i^{-\alpha}}, \quad (\text{B.1})$$

em que  $g_0$  é o ganho total da antena (isto é, a combinação de ganhos das antenas de transmissão e recepção) do enlace típico,  $g_i$  é o ganho total da antena do enlace entre o receptor típico e o interferente  $i$ -ésimo,  $d_0$  é a distância de separação entre Tx-Rx do enlace típico,  $d_i$  é a distância de separação entre TX-RX do  $i$ -ésimo enlace interferente, e  $\sigma_n^2$  é a potência de ruído, normalizada com relação à potência de transmissão. O termo  $B_i$  é uma variável aleatória Bernoulli, com parâmetro  $p_L(x)$  que modela o bloqueio do  $i$ -ésimo interferente. Portanto,  $\Pr\{B_i = 1\} = p_L(d_i)$ . Note que assumimos que no enlace típico os feixes de transmissão e recepção estão alinhados, de modo que  $g_0 = G^2$ . A probabilidade de sucesso na transmissão é dada por

$$\begin{aligned} P_{\text{suc},m} &= \Pr\{\text{SINR} > \gamma_m\} \\ &= \Pr\left\{\frac{g_0 A^{-1} d_0^{-\alpha}}{\sigma_n^2 + \sum_i B_i g_i A^{-1} d_i^{-\alpha}} > \gamma_m\right\} \\ &= \Pr\left\{I < \frac{g_0 A^{-1} d_0^{-\alpha} - \gamma_m \sigma_n^2}{\gamma_m}\right\}, \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

em que  $I = \sum_i B_i g_i A^{-1} d_i^{-\alpha}$  representa a potência da interferência agregada. Seguindo (WU *et al.*, 2017), isolamos o sinal do  $i$ -ésimo interferente no somatório em B.2. Assim, pode-se escrever

$$\begin{aligned} P_{\text{suc},m} &\leq \Pr\left\{d_i^{-\alpha} < \frac{g_0 A^{-1} d_0^{-\alpha} - \gamma_m \sigma_n^2}{g_i \gamma_m}\right\} \\ &\leq \Pr\{d_i > D_I\}, \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

em que

$$D_I = \left[ \frac{g_i \gamma_m}{g_0 A^{-1} d_0^{-\alpha_m} - \gamma_m \sigma_n^2} \right]^{1/\alpha_m}. \quad (\text{B.4})$$

Portanto, pode-se dizer que um interferente isolado causará um evento de *outage* ( $\text{SINR} < \gamma_m$ ) se a distância ao receptor típico for menor que  $D_I$ . Agora, é definida uma área circular de raio  $D_I$  centrada no receptor típico, denotada como *região de vulnerabilidade*. Se não houver interferente dentro da região de vulnerabilidade, a transmissão do pacote no enlace

típico será bem-sucedida. No entanto, em nosso caso, o ganho total da antena  $g_i$  in (B.4) pode assumir três valores possíveis, conforme apresentado na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Valores possíveis para os limites da região de vulnerabilidade (ver Figura 4.1).

$g_i = G_{\text{rx}} \times G_{\text{tx},i}$	$D_I$	Observação
$g \times g$	$D_1$	Interferentes estão localizados fora do feixe principal do receptor típico, e seus feixes não estão apontando para o receptor típico.
$g \times G$	$D_2$	Interferentes estão localizados fora do feixe principal do receptor típico, e seus feixes estão apontando para o receptor típico.
$G \times g$	$D_2$	Interferentes estão localizados dentro do feixe principal do receptor típico, e seus feixes não estão apontando para o receptor típico.
$G \times G$	$D_3$	Interferentes estão localizados dentro do feixe principal do receptor típico, e seus feixes estão apontando para o receptor típico.

Portanto, a região de vulnerabilidade tem a forma mostrada na Figura 4.1(b) e é dividida em duas sub-regiões, chamadas região de interferência próxima e região de interferência distante. Lembrando que os sinais neste modelo de propagação são bloqueados com probabilidade  $1 - p_L(x)$ , então o número médio de interferentes dentro da região de interferência próxima  $N_N$  é

$$\begin{aligned} N_N &= \int_0^{\phi_u} \int_0^{D_2} p_L(x) \lambda_d x dx d\theta + \int_{\phi_u}^{2\pi - \phi_u} \int_0^{D_1} p_L(x) \lambda_d x dx d\theta \\ &= \lambda_d \Lambda^{(N)}, \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

em que  $p_L(x) = ce^{-\beta x}$ . Ao resolver as integrais em (B.5), é obtido

$$\begin{aligned} \Lambda^{(N)} &= \frac{c}{\beta^2} \left\{ \phi_u \left[ 1 - (\beta D_2 + 1)e^{-\beta D_2} \right] + \right. \\ &\quad \left. + (2\pi - \phi_u) \left[ 1 - (\beta D_1 + 1)e^{-\beta D_1} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Da mesma forma, o número médio de interferentes dentro da região de interferência distante  $N_F$  é dado por

$$\begin{aligned} N_F &= \frac{\phi_u}{2\pi} \left\{ \int_0^{\phi_u} \int_{D_2}^{D_3} p_L(x) \lambda_d x dx d\theta + \int_{\phi_u}^{2\pi - \phi_u} \int_{D_1}^{D_2} p_L(x) \lambda_d x dx d\theta \right\} \\ &= \lambda_d \Lambda^{(F)}, \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

em que

$$\begin{aligned} \Lambda^{(F)} &= \frac{\phi_u c}{2\pi \beta^2} \left\{ \phi_u \left[ (\beta D_2 + 1)e^{-\beta D_2} - (\beta D_3 + 1)e^{-\beta D_3} \right] \right. \\ &\quad \left. + (2\pi - \phi_u) \left[ (\beta D_1 + 1)e^{-\beta D_1} - (\beta D_2 + 1)e^{-\beta D_2} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Observe que, na região de interferência distante, somente os interferentes com seus feixes apontando para os receptores típicos são considerados, o que corresponde a uma fração de  $\phi_u/2\pi$  de todos os interferentes. Isso explica o fator  $\phi_u/2\pi$  em (B.7) e (B.8). Agora, como os interferentes (isto é, os transmissores D2D) são distribuídos de acordo com um

PPP, a probabilidade de não haver interferentes dentro da região de vulnerabilidade é  $\exp [-(\Lambda_N + \Lambda_F) \lambda_d]$ . Lembrando que uma transmissão bem-sucedida requer condições de LOS, então a probabilidade de sucesso é limitada por

$$P_{\text{suc,m}} \leq p_L(d_0) \times \exp [-(\Lambda_N + \Lambda_F) \lambda_d], \quad (\text{B.9})$$

Desta forma, é concluída a derivação.