

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO

Luiz Fernando Nunes Veríssimo

DESEMPENHO DE SISTEMAS CELULARES 5G NR UTILIZANDO  
INFRAESTRUTURA 4G LTE

Santo André, SP – Brasil  
Dezembro de 2020



Luiz Fernando Nunes Veríssimo

DESEMPENHO DE SISTEMAS CELULARES 5G NR UTILIZANDO  
INFRAESTRUTURA 4G LTE

Monografia apresentada ao Curso de Graduação da Universidade Federal do ABC, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Informação.

Orientador: Prof. Dr. Claudio José Bordin Júnior

Santo André, SP – Brasil  
Dezembro de 2020

Nunes Veríssimo, Luiz Fernando

Desempenho de sistemas celulares 5G NR utilizando infraestrutura 4G LTE/Luiz Fernando Nunes Veríssimo. – 2020.

96 p.: il.

Orientador: Prof. Dr. Claudio José Bordin Júnior

Monografia (Graduação) – Universidade Federal do ABC, Curso de Graduação em Engenharia de Informação, Santo André, 2020.

1. Sistemas 5G NR. 2. Equalização. 3. Formatação de Feixe. 4. Ondas Milimétricas. 5. Modelos de Propagação. I. Bordin Júnior, Claudio José II. Curso de Graduação em Engenharia de Informação, 2020. III. Título.

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, de acordo com as observações levantadas pela banca no dia da defesa, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

Santo André, \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de 20 \_\_\_\_\_

Assinatura do autor: \_\_\_\_\_

Assinatura do orientador: \_\_\_\_\_





## GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO

---

### FOLHA DE ASSINATURAS

---

Assinaturas dos membros da Banca Examinadora que avaliou e aprovou a Defesa de Monografia de graduação do candidato Luiz Fernando Nunes Veríssimo em 02 de Dezembro de 2020:

---

Prof. Dr. Claudio José Bordin Júnior - Presidente

---

Prof. Dr. André Kazuo Takahata - Membro titular

---

Prof. Dr. Marcelo Bender Perotoni - Membro titular





Dedico este trabalho aos meus  
Pais, Carlos e Deborah, e à  
minha namorada Marjory.



## **Agradecimentos**

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Claudio José Bordin Jr., pelas inúmeras reuniões semanais, paciência e grande esforço para que esse trabalho pudesse ser realizado, sempre disposto a tirar minhas dúvidas e ajudar na área acadêmica.

Aos meu Pais, Carlos e Deborah, por sempre me apoiarem e se esforçarem para me dar o suporte necessário para eu poder continuar seguindo adiante.

À minha namorada, Marjory, por me ajudar e estar ao meu lado em todos os momentos, inclusive os turbulentos.

Aos professores da Universidade Federal do ABC, que de forma direta ou indireta me ajudaram em minhas conquistas acadêmicas.



## Epígrafe

*“Todas as vitórias ocultam uma abdicação.”  
(Simone de Beauvoir)*



## Resumo

Nesta monografia, avalia-se o desempenho de sistemas celulares 5G NR operando em ondas milimétricas através de simulações numéricas. As simulações empregam dados sintéticos e utilizam modelos estatísticos para a geração de parâmetros de canais de comunicação que reflitam condições realistas de propagação, nas bandas de 3, 28 e 73GHz. Os cenários simulados consideram um modelo MIMO Massivo operando em TDD (*time-division duplexing*). Os receptores utilizam diferentes equalizadores e formatadores de feixe lineares cujos cálculos levam em consideração a ocorrência de interferência intercelular e uso de parâmetros de canal estimados. Resultados de simulação mostram que a interferência intercelular é o principal fator limitante de desempenho em tais sistemas, que pode, porém, ser mitigada com o emprego de algoritmos de equalização e formatação de feixe cooperativos.

**Palavras-chave:** Sistemas 5G NR, Equalização, Formatação de Feixe, Ondas Milimétricas, Modelos de Propagação.





## Abstract

In this monograph, we evaluate the performance of 5G NR cellular systems operating in millimeter waves via numerical simulations, employing synthetic data and statistical models for the generation of representative communication channel parameters so as to reflect realistic propagation conditions in the 3, 28 and 73GHz bands. The simulated scenarios consider a Massive MIMO model operating in TDD (time-division duplexing). All considered receivers use linear equalizers and beamformers, whose calculations take into consideration intercellular interference and the use of estimated channel parameters. Simulation results show that intercellular interference is the main limiting factor of performance in such systems, which, however, can be mitigated by the use of cooperative equalization and beamforming algorithms.

**Keywords:** 5G NR Systems, Equalization, Beamforming, Propagation Models, Millimeter Waves.



## Lista de Ilustrações

Figura 1.1	Demanda de uso de redes 5G [1]. . . . .	4
Figura 1.2	Protótipo de uma BS com múltiplas antenas [2]. . . . .	7
Figura 2.1	Modelo de Modulação 16-QAM. Baseado em [3]. . . . .	12
Figura 2.2	Modelo de Propagação com Multipercurso. . . . .	15
Figura 2.3	Modelo de Propagação em Banda Base, em que <i>FPB</i> representa um filtro passa-baixas. . . . .	15
Figura 2.4	Modelo simplificado de um Sistema OFDM . . . . .	17
Figura 2.5	Símbolo OFDM com Prefixo Cíclico. . . . .	18
Figura 2.6	Diagrama de blocos de um Sistema OFDM com prefixo cíclico. Adaptado de [4]. . . . .	19
Figura 2.7	Sistema MIMO. . . . .	21
Figura 2.8	Formatação de Feixe. A BS direciona seu feixe e melhora a comunicação com UE1. Simultaneamente, a interferência causada pelo móvel não desejado (UE2) é reduzida. . . . .	23
Figura 2.9	<i>Uplink</i> e <i>downlink</i> : Exemplos de alocação de recursos para sistemas FDD (acima) e TDD (abaixo). . . . .	24
Figura 2.10	Diferenças entre alocação de recursos para FDMA e OFDMA [5]. . . . .	26
Figura 3.1	Estrutura do símbolo OFDM. . . . .	30
Figura 3.2	Múltiplos espaçamentos entre subportadoras suportados pelo sistema 5G NR. Baseado em [6] e [7]. . . . .	31
Figura 3.3	Tamanho do <i>slot</i> em função do aumento do espaçamento entre subportadoras [6] e [7]. . . . .	32
Figura 3.4	Estrutura do <i>frame</i> utilizado para <i>downlink</i> e <i>uplink</i> [6] e [7]. . . . .	35
Figura 4.1	Evolução dos Modelos GSCM. . . . .	38
Figura 4.2	Modelos de Propagação com e sem Visada Direta. Baseado em [8]. . . . .	41
Figura 5.1	Configuração das células no sistema considerado. . . . .	51

Figura 5.2 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100 m, operando em 28GHz(cima) e 73GHz(baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com  $|B_S|= 10$ , para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas tracejadas se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (Packet Error Rate) de  $10^{-5}$ . . . . . 53

Figura 5.3 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para um sistema operando em 73GHz sem visada direta e modulação de 256 QAM e número de *layers* ( $N_L = 1$ ), utilizando formatação de feixe ZF calculadas com  $|B_S|= 10$  (cima) e  $|B_S|= 5$  (baixo). As linhas destacadas com  $\circ$  apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 54

Figura 5.4 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para modulação 256 QAM utilizando formatação de feixe ZF com  $|B_S|= 10$ , para  $N_L = 4$  com e sem interferência (cima) e com interferência em função do número de *layers* ( $N_L$ ) (baixo). As linhas destacadas com  $\circ$  apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 55

Figura 5.5 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para modulação 64 QAM e operando na frequência de 28GHz com formatador de feixe MF em função do número de *layers* ( $N_L$ ), utilizando células com raio de 200m e  $|B_S|= 10$ . As linhas destacadas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência e as sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 56

Figura 5.6 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada em função da intensidade das precipitações pluviais, utilizando modulação 64 QAM, frequência de 28GHz,  $N_L = 4$ , modulação 64 QAM, células com raio de 200m e  $|B_S|= 10$ , com formatador de feixe ZF (não-cooperativo) sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 57

Figura 5.7 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100m, operando em 73GHz com visada direta (LOS), utilizando formatação de feixe ZF (não-cooperativo) calculada com  $|B_S|= 10$ , para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas tracejadas se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (*Packet Error Rate*) de  $10^{-5}$ . . . . . 58

Figura 5.8 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada em função do número de *layers* ( $N_L$ ) para modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe MF (cima) e ZF (baixo) calculadas com parâmetros exatos do canal. As linhas destacadas com  $\circ$  se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 60

Figura 5.9 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 2$ , para células de raio 100m (cima) e 200m (baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com parâmetros exatos do canal, para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas destacadas com  $\circ$  se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 61

Figura 5.10 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 2$  sem considerar interferências para células de raio 200m e modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe ZF calculada com parâmetros de canal exatos e estimados. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 62

Figura 6.1 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada em função do número de *layers* ( $N_L$ ) para modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe ZF calculadas com  $|B_S|= 10$  (cima) e  $|B_S|= 5$  (baixo), operando em 73GHz, sem linha de visada direta, equalizador ZF, utilizando células com raio de 100m. As linhas pontilhadas apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa e as linhas sólidas, algoritmos não cooperativos. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (*Packet Error Rate*) de  $10^{-5}$ . . . . . 68

Figura 6.2 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100 m, operando em 28GHz (cima) e 73GHz (baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com  $|B_S|= 10$  sem linha de visada direta, para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas tracejadas se referem ao desempenho da equalização cooperativa, e as linhas sólidas, algoritmos não cooperativos. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 69

Figura 6.3 Função densidade de probabilidade acumulada da BER para modulação 16 QAM, operando em 28GHz sem linha de visada direta, para os equalizadores ZF, MMSE e MF, calculados com  $|B_S|= 10$ , com e sem interferência, utilizando células com raio de 100m. As linhas pontilhadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência e as sólidas, sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 70

Figura 6.4 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para o formatador de feixe ZF Cooperativo em função da intensidade das precipitações pluviométricas, operando em 28GHz, com  $N_L = 4$ , células com raio de 100m e modulação 16 QAM, sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 71

Figura 6.5 Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100m, operando em 28GHz com visada direta (LOS), utilizando formatação de feixe ZF (não-cooperativo) calculada com  $|B_S|= 10$ , para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas sólidas se referem à situação com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (Packet Error Rate) de  $10^{-5}$ . . . . . 72

Figura 7.1 Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversas modulações QAM, operando em 2595MHz sem linha de visada direta, para o equalizador ZF calculados com  $|B_S|= 10$ , para  $N_L = 4$  e utilizando células com raio de 5km. As linhas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência, e as sólidas, sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 76

Figura 7.2	Função densidade de probabilidade acumulada da BER para modulação 16, 64, 256 e 1024 QAM, utilizando formatador de feixe ZF cooperativo, células com raio de 5km, e $N_L = 2$ . As linhas destacadas com $\circ$ apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	77
Figura 7.3	Função densidade de probabilidade acumulada da BER, utilizando células com raio de 5km e $N_L = 4$ e 16 QAM. As linhas destacadas com $\circ$ representam o desempenho do sinal utilizando formatador de feixe ZF cooperativo. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	78
Figura 7.4	Função densidade de probabilidade acumulada da BER em função da intensidade das precipitações pluviométricas, utilizando formatador de feixe ZF Cooperativo, células com raio de 5km, $N_L = 2$ e modulação 16 QAM. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	78
Figura 7.5	Função densidade de probabilidade acumulada da BER variando $N_L$ , utilizando formatador de feixe ZF e células com raio de 5km para os modelos de propagação NYUSIM (cima) e QuaDRiGa (baixo). As linhas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência, e as sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	79
Figura 7.6	Função densidade de probabilidade acumulada da BER, operando em 2595MHz sem linha de visada direta, para o formatador de feixe MF determinado com $ B_S = 5$ , modulação de 16 QAM, variando o número de <i>layers</i> ( $N_L$ ) e utilizando células com raio de 5km. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	80
Figura 7.7	Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversos equalizadores, utilizando células com raio de 5km e modulação 16 QAM. As linhas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência, e as sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	81
Figura 7.8	Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversas modulações QAM, utilizando formatador de feixe ZF, células com raio de 500m e 1km, $N_L = 4$ . As linhas tracejadas representam o sinal enviado pelas antenas com raio de 1km e as linhas sólidas, antenas com raio de 500m. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa $R$ em PER de $10^{-5}$ . . . . .	82

Figura 7.9 Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversas quantidades de *layers*, utilizando formatador de feixe ZF, células com raio de 500m, modulação de 16 QAM e sem linha de visada. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ . . . . . 83



## Lista de Abreviaturas

3GPP	3rd Generation Partnership Project ....., p. 38
ADSL	Assymetrical Digital Subscriber Line ....., p. 7
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i> ....., p. 2
ARTES	Advanced Research in Telecommunications Systems ....., p. 40
ASK	Amplitude-Shift Keying ....., p. 12
AWGN	Additive White Gaussian Noise ....., p. 16
AoA	Angle of Arrive ....., p. 24
AoD	Angle of Departure ....., p. 24
BER	Bit Error Rate ....., p. 52
BS	Base Station ....., p. 6
CDMA	Code Division Multiple Access ....., p. 2
CSI	Channel State Information ....., p. 29
DFT	Discrete Fourier Transform ....., p. 65
DPC	Differential Phase Compensation ....., p. 7
DSS	Dynamic Spectrum Sharing ....., p. 75
DVB	Digital Video Broadcasting ....., p. 7
EDGE	Enhanced Data Rates For GSM Evolution ....., p. 2
ESA	European Space Agency ....., p. 40
FCC	Federal Communications Commission ....., p. 2
FDD	Frequency-Division Duplexing ....., p. 25
FDMA	Frequency-Division Multiple Access ....., p. 2

FDM	Frequency Division Multiplexing .....	p. 7
FEC	Forward Error Correction .....	p. 26
FFT	Fast Fourier Transform .....	p. 7
FIR	Finite Impulse Response .....	p. 37
FM	Frequency Modulation .....	p. 2
GPRS	General Packet Radio Services .....	p. 2
GPS	Global Positioning System .....	p. 22
GSCM	Geometry-Based Stochastic Channel Model .....	p. 37
GSM	Global System for Mobile Communications .....	p. 2
ICI	Intercarrier Interference .....	p. 8
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform .....	p. 8
ISDB	Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial .....	p. 7
ISI	Intersymbol interference .....	p. 16
IoT	Internet of Things .....	p. 5
LDPC	Low-Density Parity-Check .....	p. 3
LOS	Line-of-Sight .....	p. 40
LSP	Large Scale Parameters .....	p. 41
LTE	Long Term Evolution .....	p. 3
METIS	Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-Twenty Information Society .....	p. 38
MF	Matched Filter .....	p. 52
MIMO	Multiple Input Multiple Output .....	p. 3
MMSE	Minimum Mean Square Error .....	p. 7
MPC	Multi-Path Component .....	p. 22

MRT	Maximum Ratio Transmit .....	p. 7
MTS	Mobile Telephone Service .....	p. 2
MUI	Multi-User Interference .....	p. 6
NLOS	Non-Line of Sight .....	p. 40
NR	New Radio .....	p. 1
NTT	Nippon Telegraph and Telephone Corporation .....	p. 2
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access .....	p. 3
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing .....	p. 7
PDSCH	Physical Data Shared Channel .....	p. 30
PER	Packet Error Rate .....	p. 52
PSK	Phase-Shift Keying .....	p. 12
PSS	Primary Synchronization Signal .....	p. 30
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel .....	p. 30
QAM	Quadrature Amplitude Modulation .....	p. 8
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying .....	p. 6
QuaDRiGa	Quasi Deterministic Radio Channel Generator .....	p. 9
SCM	Spatial Channel Model .....	p. 38
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio .....	p. 6
SMS	Short Message Service .....	p. 2
SNR	Signal-to-Noise Ratio .....	p. 22
SSG	State Sequence Generator .....	p. 41
SSS	Secondary Synchronization Signal .....	p. 30
TDD	Time Division Duplexing .....	p. 25
TDMA	Time Division Multiple Access .....	p. 2
UHF	Ultra High Frequency .....	p. 5

URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communications ....., p. 5
ZF	Zero Forcing ....., p. 7
eMBB	Enhanced Mobile Broadband ....., p. 4
mMTC	Massive Machine-Type Communications ....., p. 5
mmWave	Millimeter Waves ....., p. 5

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Evolução dos Sistemas Celulares . . . . .	1
1.2	Sistemas 5G NR ( <i>New Radio</i> ) . . . . .	3
1.3	Sistemas MIMO Massivo . . . . .	6
1.4	Modulação Multiportadora - OFDM . . . . .	7
1.5	Contribuições desta Monografia . . . . .	8
1.6	Prévia dos próximos capítulos . . . . .	8
<b>2</b>	<b>Sistemas de Comunicação Digital Celulares: Conceitos Básicos</b>	<b>11</b>
2.1	Modulação Digital . . . . .	11
2.1.1	Modulação e Demodulação QAM . . . . .	13
2.2	Canais de Propagação em Banda-Base com Multipercurso . . . . .	14
2.3	Sistemas OFDM . . . . .	16
2.3.1	Princípios Básicos de OFDM . . . . .	17
2.3.2	Sistemas OFDM em Canais Seletivos em Frequência . . . . .	18
2.3.3	Interferência Interportadora para Sistemas OFDM . . . . .	20
2.4	Sistemas MIMO . . . . .	20
2.4.1	Modalidades de sistemas MIMO . . . . .	21
2.4.2	Modelo de Canal de um Sistema MIMO . . . . .	22
2.5	Multiplexação . . . . .	24
2.6	Tecnologias de Múltiplo Acesso . . . . .	25
2.7	Correção de Erros com Códigos LDPC . . . . .	26
2.8	Observações Finais . . . . .	27
<b>3</b>	<b>Características 5G NR</b>	<b>29</b>
3.1	Estrutura dos símbolos . . . . .	29
3.2	Estrutura dos <i>slots</i> . . . . .	30
3.3	Estrutura do <i>Frame</i> 5G NR . . . . .	35
3.4	Comentários Finais . . . . .	36
<b>4</b>	<b>Modelos de Propagação</b>	<b>37</b>
4.1	Modelo NYUSIM . . . . .	38

4.2	Modelo QuaDRiGa . . . . .	40
4.3	Observações Finais . . . . .	43
<b>5</b>	<b>Desempenho do Downlink</b>	<b>45</b>
5.1	Sistemas MIMO OFDM . . . . .	45
5.2	Formatação de feixe e Pré-codificação . . . . .	46
5.2.1	Equalização no <i>Downlink</i> de Sistemas 5G . . . . .	47
5.2.2	Formatação de Feixe ZF Cooperativa . . . . .	49
5.2.3	Identificação dos parâmetros do canal . . . . .	49
5.3	Configurações das Simulações . . . . .	50
5.4	Resultados com QuaDRiGa . . . . .	51
5.5	Resultados com NYUSIM . . . . .	59
5.6	Observações Finais . . . . .	63
<b>6</b>	<b>Desempenho do <i>Uplink</i></b>	<b>65</b>
6.1	Algoritmos de Equalização . . . . .	65
6.1.1	Equalizador MMSE ( <i>Minimum Mean Square Error</i> ) . . . . .	66
6.1.2	Equalizador ZF Cooperativo . . . . .	66
6.2	Resultados das Simulações . . . . .	66
6.3	Observações Finais . . . . .	73
<b>7</b>	<b>Desempenho em Cenários Alternativos</b>	<b>75</b>
7.1	Desempenho em cenários rurais . . . . .	75
7.2	Desempenho em cenários urbanos . . . . .	82
7.3	Observações Finais . . . . .	83
<b>8</b>	<b>Conclusões e Sugestões de Trabalhos Futuros</b>	<b>85</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>87</b>

## Introdução

Esta monografia é uma extensão da dissertação de mestrado intitulada "Simulação de Sistemas 5G NR", apresentada pelo próprio autor ao curso de Pós-Graduação em Engenharia da Informação da UFABC, defendida e aprovada em 6 de agosto de 2020. As principais adições ao conteúdo da dissertação previamente mencionada estão nos Capítulos 3 e 7. No Capítulo 3, apresenta-se uma descrição detalhada da estrutura dos sinais utilizados pelo padrão 5G NR. No Capítulo 7, por sua vez, avalia-se o desempenho do sistema 5G NR operando em modo DSS (*Dynamic Spectrum Sharing*), uma configuração compatível com a infra-estrutura do sistema 4G LTE que utiliza canais de banda mais estreitas na faixa de 3GHz e estações-base mais distantes. Consideram-se ainda cenários de propagação em ambientes alternativos, especificamente, rurais e urbanos, com e sem visada direta.

As seções a seguir apresentam uma introdução à tecnologia de sistemas celulares. Ao fim deste capítulo (Seção 1.5 em diante), enumeram-se as contribuições e o conteúdo desta monografia.

### 1.1 Evolução dos Sistemas Celulares

Desde o início dos anos 90, as redes de comunicações celulares evoluíram consideravelmente para se adaptar a novas necessidades. Com o aumento do tráfego de dados, crescimento exponencial do número de dispositivos conectados e uma grande diversidade de formas de comunicação, a atual geração de redes celulares (4G) se tornará em breve obsoleta. Assim, uma nova geração de redes celulares (5G NR) (*New Radio*) vem sendo implantada para atender necessidades atuais e futuras [9].

Por volta de 1880, Heinrich Hertz verificou a propagação de ondas eletromagnéticas teoricamente sugerida por Maxwell. Em 1897, os resultados dos trabalhos de Hertz e os estudos apresentados por Nikola Tesla inspiraram o italiano Guglielmo Marconi a encontrar a primeira aplicação para a comunicação entre pontos móveis [10], demonstrando a importância da comunicação via rádio para fornecer contato contínuo com navios navegando pelo Canal da Mancha. Desde então, novos métodos e serviços de comunicações sem fio vem sendo estudados e aplicados em todo o mundo. Alguns pontos que merecem destaque na evolução das telecomunicações são apresentados a seguir:

- Em 1946, foi desenvolvido nos EUA, pela AT&T, um sistema de grande porte para

aplicações civis, conhecido como MTS (Mobile Telephone Service) [11]. Esse sistema possuía seis canais espaçados de 60kHz e foi implantado inicialmente em St. Louis e Green Bay. O modelo possuía uma torre central com um transmissor de alta potência, com raio de cobertura de cada torre de aproximadamente 50km.

- Em 1974, a grande demanda por serviços móveis motivou a FCC (*Federal Communications Commission*) a regulamentar a faixa de frequência entre 824MHz e 894MHz para telecomunicações móveis. Entretanto, os sistemas existentes não eram capazes de acomodar o crescente número de usuários móveis.
- Por volta de 1976, o serviço Bell Mobile Phone possuía apenas 12 canais e poderia atender somente 543 clientes pagantes e, mesmo custando valores elevados, tinha uma lista de espera com mais de 3.700 pessoas. Para disponibilizar mais espectro, a FCC recomendou o desenvolvimento de um sistema mais eficiente [12], e assim surgiram os sistemas celulares de primeira geração, chamados de 1G, que empregavam modulação analógica (FM) para os canais de voz.

### **Redes de Comunicações 1G**

Em 1979, a NTT (Nippon Telegraph and Telephone Corporation) lança a primeira rede de celular comercialmente automatizada. Neste modelo de comunicação móvel, o único serviço existente era o de voz [13]. Em 1983, é lançado o padrão AMPS (Advanced Mobile Phone System) nos países na América do Norte, que foi posteriormente implantando no Brasil a partir de 1992. Este padrão utilizava FDMA (*Frequency-Division Multiple Access*) e exibia diversos problemas, como, limitação no número de acessos simultâneos, baixa qualidade nas ligações (muito ruidosas) e inexistência de qualquer tipo de segurança na transmissão das informações, pois não havia nenhum modo de encriptação de dados [14]. O padrão AMPS, porém, estabeleceu as funcionalidades básicas associadas a sistemas celulares modernos, como *handover* entre células e *roaming*.

### **Redes de Comunicações 2G**

Na tentativa de compensar as limitações dos sistemas 1G e se valendo do desenvolvimento de circuitos digitais, surgiu uma segunda geração de tecnologia de comunicações móveis (2G), que utilizava modulações digitais para os canais de voz [15]. Em 1990, foi desenvolvido na Europa o padrão GSM (*Global System for Mobile Communications*), implantado em 1991 na Finlândia. Nos EUA, desenvolveram-se outros padrões de segunda geração utilizando TDMA (*Time Division Multiple Access*), (IS-136) e CDMA (*Code Division Multiple Access*) (IS-95) [14]. Com a crescente demanda por serviços de dados disponibilizados pelos padrões 2G como, por exemplo, SMS, GPRS e internet, desenvolveram-se sistemas chamados de Geração 2.5, tal como EDGE.



## Redes de Comunicações 3G

Com a necessidade crescente de maior integração entre as redes de voz e dados, e uso de serviços como transmissão de dados a altas taxas e imagens e vídeo de alta qualidade, iniciou-se então a transição para sistemas de 3<sup>a</sup> Geração [16], sendo assim desenvolvidos sistemas como WCDMA, CDMA2000, UWC-136, dentre outros [17]. Por utilizar protocolos abertos e compatíveis com o GSM, o padrão WCDMA tornou-se dominante no mundo.

## Redes de Comunicações 4G

Por volta de 2010, iniciou-se a implantação do sistema de quarta geração (4G) denominado LTE, baseado em OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) [18]. Este padrão utiliza canais com banda de até 100MHz e possibilita taxas de transferência de até 100Mbit/s, com suporte a velocidades de deslocamento do receptor de até 100km/h.

## Redes de Comunicações 5G NR

O padrão 5G NR foi desenvolvido visando atender o crescimento de demanda esperado por serviços de dados. Este padrão, também baseado em OFDMA, consegue um aumento de desempenho em relação ao LTE implementando tecnologias como MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) massivo e códigos LDPC (*Low-Density Parity-Check*).

Um breve resumo sobre algumas características das redes de comunicações móveis é apresentado na Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Tecnologias de Comunicação Móvel

<b>Tecnologia</b>	<b>1G</b>	<b>2G</b>	<b>3G</b>	<b>4G</b>	<b>5G</b>
<b>Lançamento</b>	1980~1990	1990~2004	2004~2010	2010~2020	2020~
<b>Taxa Transmissão</b>	2kb/s	64kb/s	2Mb/s	1Gb/s	>1Gb/s
<b>Multiplexação</b>	FDMA	TDMA/CDMA	CDMA	OFDMA	OFDMA

## 1.2 Sistemas 5G NR (*New Radio*)

Nesta seção, apresenta-se uma visão geral do padrão 5G NR. Detalhes da camada física do sistema podem ser encontrados no Capítulo 3.

O padrão 5G NR é a mais recente geração de rede de comunicação móvel e é projetado para operar em bandas entre 500MHz e 100GHz [19], numa grande evolução em relação ao

modelo 4G. Ele está sendo desenvolvido com base em tecnologias já bem estabelecidas, visando maximizar a compatibilidade com versões anteriores.

O padrão 5G NR pretende atender a um alto grau de heterogeneidade em termos de serviços, como, por exemplo, banda larga móvel, comunicações com quantidades massivas de dispositivos, serviços de difusão/*multicast* e comunicações veiculares. Consequentemente, diversos indicadores de desempenho precisaram ser aprimorados, buscando sempre por: maior taxa de dados, baixa latência, alta confiabilidade, suporte a ampla cobertura, alta mobilidade e grande número de dispositivos conectados paralelamente, baixo custo e baixo consumo de energia, exigências que não são alcançadas de forma efetiva por sistemas 4G.

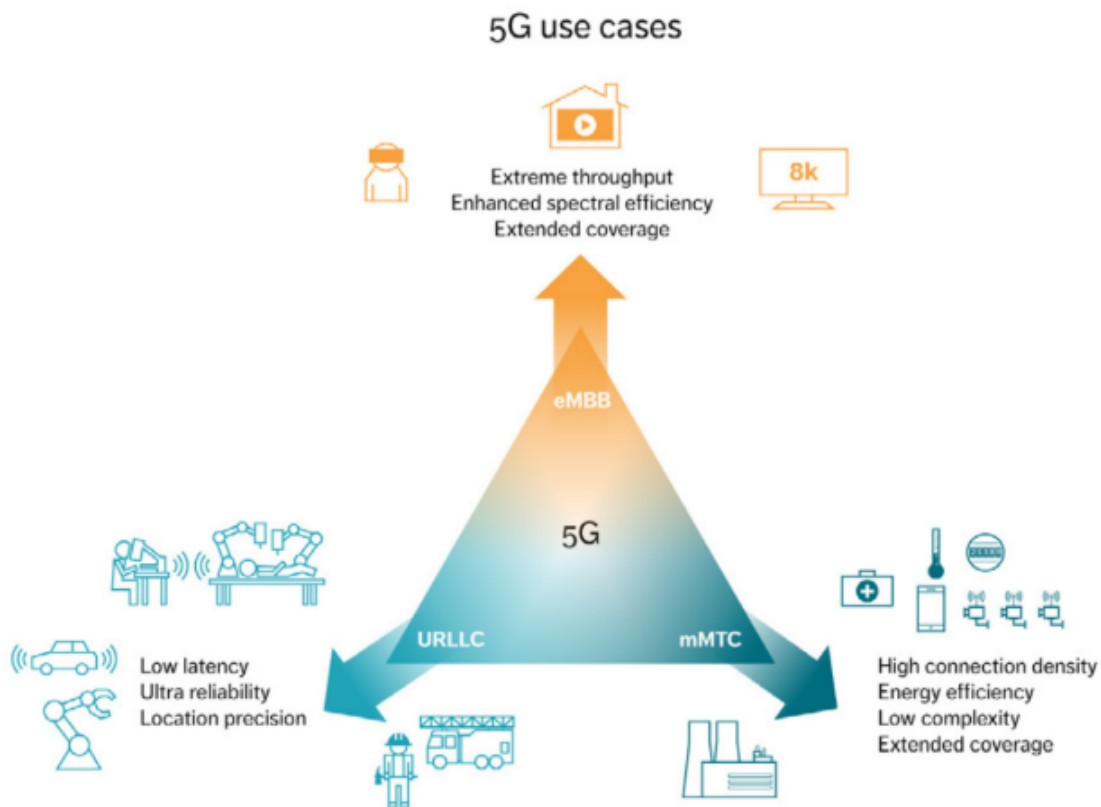


Figura 1.1: Demanda de uso de redes 5G [1].

Os modelos de operação atendidos pelo padrão 5G NR, ilustrados na Figura 1.1, são [20, 21]:

### ***Enhanced Mobile Broadband (eMBB)***

O modo de operação eMBB é uma evolução natural das redes 4G existentes, e fornece taxas de dados mais elevadas, portanto, uma melhor experiência para o usuário quando comparado aos atuais serviços de banda larga móvel [22].

O eMBB tem como proposta aprimoramentos gerais na taxa de transmissão de dados e suporte a uma grande densidade de usuários conectados paralelamente com acesso à banda larga móvel.

### ***Massive Machine-Type Communications (mMTC)***

O mMTC foi projetado para permitir a comunicação entre dispositivos de baixo custo, em quantidades massivas e alimentados a bateria, destinados a suportar aplicativos como medição inteligente, logística, sensores de campo, sensores corporais e dispositivos IoT [23].

### ***Ultra-Reliable Low-Latency Communications (URLLC)***

Esta configuração possibilita que dispositivos e máquinas se comuniquem com alta taxa de transmissão, baixa latência e alta confiabilidade, tornando-a ideal para comunicação veicular, automação de fábricas, controle industrial, cirurgias remotas, redes inteligentes e aplicações de segurança pública [24].

Para atingir esses objetivos, o sistema 5G NR faz uso de modulações de ordem elevada (até 256 QAM), divisão espacial entre usuários através de técnicas de formatação de feixe (*beamforming*), empregando arranjos com múltiplas antenas e fatias largas de espectro (até 400MHz), somente disponíveis atualmente em frequências acima de 6GHz. O uso de tais frequências gera desafios relacionados às elevadas atenuações observadas em situações de propagação sem visada direta(NLOS), sob intempéries [25] ou alta mobilidade.

### **Ondas Milimétricas**

Devido ao congestionamento do espectro em frequências mais baixas com sinais de TV e redes celulares legadas, que normalmente operam em UHF (de 300 a 3000MHz), faz-se necessário o uso de bandas em frequências mais elevadas. A faixa de ondas milimétricas ou *mmWave* situa-se entre as frequências de 30 a 300GHz [26], ou seja, que têm um comprimento de onda entre 1 e 10mm. Esta seção do espectro é pouco utilizada, e o seu uso tem como objetivo aumentar consideravelmente a quantidade de banda disponível.

Para fazer frente ao crescimento exponencial de demanda por transmissão de dados móveis, as redes 5G necessitam explorar as bandas de onda milimétrica para aumentar significativamente a capacidade de comunicação [27]. Em contrapartida, o aumento da frequência implica em ter que lidar com desafios como: maior perda por atenuação no espaço livre e por vapor d'água, absorção de oxigênio, dentre outros fatores. Complicações

nos equipamentos de transmissão e recepção também são um fator limitante na transmissão de ondas de rádio nessas frequências.

Considerando que a capacidade de um canal de comunicação é diretamente proporcional à largura de banda disponível, nas frequências de ondas milimétricas é possível, utilizando modulação QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), atingir uma taxa de dados de 10Gb/s numa banda de 1GHz ao se explorarem técnicas de MIMO massivo [28].

### 1.3 Sistemas MIMO Massivo

Sistemas MIMO têm sido implementados em diversos padrões de comunicação, como, por exemplo, WiFi, 3G e LTE [29]. Uma característica fundamental das redes 5G NR é o uso de sistemas MIMO Massivos [30, 31], assim denominados por utilizarem um grande número (centenas) de antenas. Em [32], são analisados os benefícios do uso de múltiplas antenas na estação rádio-base para comunicação em cenários com múltiplos usuários e mostrou-se que o aumento da quantidade de antenas resulta em diversas vantagens. Em [29], considerando o uso de um número ilimitado de antenas, mostrou-se que o ruído, a Interferência Multiusuário (MUI), bem como a interferência devido aos erros de estimativa de canal são mitigados. Além disso, mostrou-se que, para um sistema multicelular não cooperativo, o desempenho é limitado apenas pela chamada “contaminação de piloto” [33]. Em [34] é realizado um estudo considerando sistemas MIMO massivo com um número finito de antenas e, em [35], também são apresentadas vantagens do uso de uma alta quantidade de antenas, levando-se em conta um canal de propagação real. Em [36], por sua vez, analisa-se o impacto da distorção do sinal criada pelos equipamentos de transmissão (*hardware*) em sistemas MIMO.

Sistemas MIMO apresentam diversas vantagens: no lado do transmissor, são capazes de direcionar a energia no espaço e diversidade de transmissão [37], e no lado do receptor, podem aumentar a Relação Sinal-Interferência-Mais-Ruído (SINR) [38]. De forma geral, sistemas MIMO massivos são soluções convenientes para melhorar a eficiência espectral e energética dos sistemas de comunicação [34]. A Figura 1.2 apresenta um protótipo de BS (*Base Station*) com aproximadamente 100 antenas desenvolvido na Universidade de Lund, na Suécia. Como visto em [29], aumentando-se o número de antenas na estação base, é possível estimar com maior precisão os efeitos de desvanecimento, ruído térmico e interferência intra-celular.

Uma vantagem dos sistemas MIMO Massivos é exibirem desempenhos satisfatórios sem ter de recorrer a processamentos não-lineares, mais custosos computacionalmente: em [39] mostrou-se que a pré-codificação em sistemas MIMO Massivo pode ser implementada com métodos lineares como, por exemplo, *Maximum Ratio Transmit* (MRT), *Zero Forcing* (ZF) e *Minimum Mean Square Error* (MMSE), atingindo uma melhora de 98% no desempenho se comparado ao método de *Differential Phase Compensation* (DPC), um pré-codificador

não-linear.

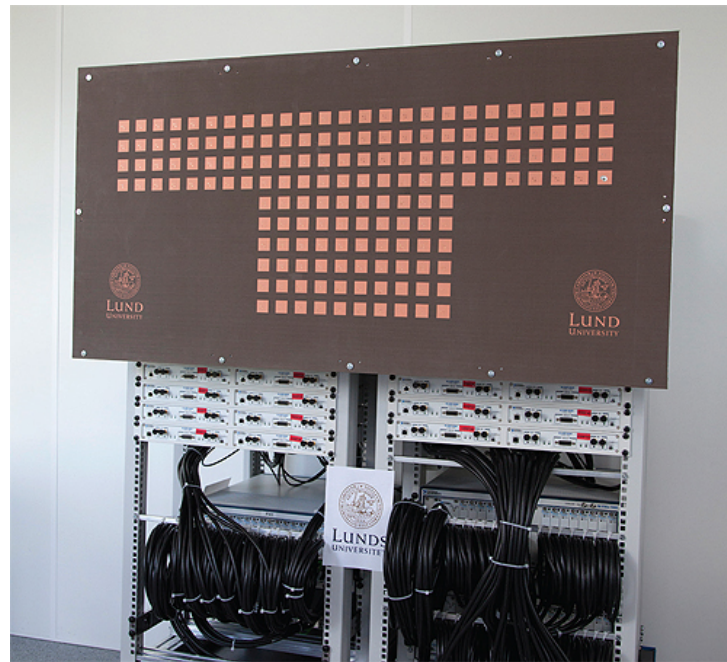


Figura 1.2: Protótipo de uma BS com múltiplas antenas [2].

## 1.4 Modulação Multiportadora - OFDM

Uma modulação multiportadora distribui as informações a serem transmitidas em várias subportadoras de banda estreita [40]. Em um sistema bem dimensionado, os canais de propagação equivalentes para cada uma das subportadoras de banda estreita podem ser considerados não-seletivos em frequência. Assim, uma modulação multiportadora apresenta uma grande robustez contra a seletividade em frequência do canal de propagação, tornando-se assim desejável em sistemas que transmitem dados a taxas elevadas. Dentre as modulações multiportadora, a modulação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) é a mais popular, sendo usada em um grande número de sistemas de comunicação, como os sistemas de televisão DVB-T e ISDB-T, redes WiFi e as redes celulares LTE.

A modulação OFDM é uma evolução das técnicas de Multiplexação por Divisão de Frequência (FDM) e é baseada no trabalho de Chang [41], que utilizou formas de pulso ortogonais para multiplexar dados no domínio da frequência. A modulação OFDM não foi usada em uma aplicação comercial até o final dos anos 80, quando se teve início o uso da tecnologia ADSL.

Com o aprimoramento dos algoritmos da transformada rápida de Fourier (FFT), a implementação da modulação OFDM tornou-se factível em hardware de baixo custo. Basicamente, a ideia de sistemas OFDM é transmitir símbolos através de múltiplas subportadoras ortogonais, sintetizadas ao se calcular, no transmissor, a transformada

rápida inversa de Fourier (IFFT) de um bloco de símbolos QAM; para recuperar o bloco de símbolos, o receptor calcula uma FFT.

Os princípios básicos de uma transmissão OFDM são apresentados em [42]. Os sistemas OFDM são sensíveis a variações temporais do canal, que podem induzir interferência interportadora (ICI), destruindo a ortogonalidade entre as subportadoras, sendo assim necessário o uso de técnicas para mitigar tal fenômeno [40].

O padrão 5G utiliza as técnicas avançadas de processamento de sinal para alcançar o desempenho necessário. Essas técnicas são discutidas e detalhadas nos capítulos seguintes.

## 1.5 Contribuições desta Monografia

Nesta monografia, avalia-se o desempenho do *downlink* e do *uplink* de um sistema 5G NR operando em ondas milimétricas. As simulações contemplam múltiplas células, sendo os canais de propagação obtidos de acordo com modelos estatísticos.

Este trabalho inova em relação a trabalhos semelhantes, como por exemplo, [43], [44], nos seguintes aspectos:

- Consideram-se os efeitos do uso de parâmetros de canal estimados na formatação de feixes (*downlink*) e na equalização (*uplink*).
- São avaliados os efeitos de interferências intercelulares e propostos algoritmos ditos *cooperativos* para a sua mitigação.
- O desempenho das configurações propostas é avaliado sob dois modelos distintos de canal de propagação utilizando diferentes cenários.

Parte desta monografia foi publicada no artigo [45], apresentado no XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais.

## 1.6 Prévia dos próximos capítulos

Os capítulos a seguir apresentam as tecnologias empregadas nos sistemas 5G NR, as suas bases matemáticas bem como modelos de canal de propagação adequados para as bandas utilizadas por tais sistemas. O texto a seguir está organizado da seguinte forma:

- No Capítulo 2, são apresentados conceitos básicos relativos a sistemas de comunicação celulares, incluindo o equacionamento de sistemas MIMO-OFDM, dos quais o padrão 5G NR é um exemplo.
- No Capítulo 3, apresenta-se uma descrição detalhada da estrutura dos sinais utilizados pelo padrão 5G NR.

- O Capítulo 4 descreve os modelos utilizados para a simulação de canais de comunicação empregados neste trabalho. Os modelos NYUSIM e QuaDRiGa foram selecionados por suportarem as bandas de frequência adotadas pelo padrão 5G NR, bem como sistemas MIMO.
- No Capítulo 5, por sua vez, é descrito o equacionamento do *downlink* de um sistema 5G NR, bem como os algoritmos de formação de feixe utilizados neste trabalho e as configurações das simulações realizadas. Em seguida, são apresentados e analisados os resultados de simulações do desempenho do *downlink* para os modelos de canal descritos no Capítulo 4.
- No Capítulo 6, apresentam-se os resultados de simulações do desempenho do *uplink* de um sistema 5G NR. Assim como no Capítulo 5, são detalhados os algoritmos de equalização usados e discutidos os resultados obtidos.
- No Capítulo 7, avalia-se o desempenho do sistema 5G NR operando em modo DSS (*Dynamic Spectrum Sharing*).
- Por fim, no Capítulo 8, são relatadas as conclusões desta monografia e sugeridas linhas de pesquisa para continuidade deste estudo.





## Sistemas de Comunicação Digital Celulares: Conceitos Básicos

Neste capítulo são revisados conceitos básicos relacionados a sistemas de comunicação digital celulares. De início, na Seção 2.1 são discutidos os princípios dos esquemas de modulação digital em portadora única. Em seguida, na Seção 2.2, é apresentado o equacionamento de canais de propagação com múltiplos percursos, que geralmente se aplica a sistemas de comunicação sem fio que operam a taxas de transmissão elevadas. Na Seção 2.3, por sua vez, descreve-se o esquema de modulação OFDM, que vem sendo universalmente empregado para permitir a comunicação sobre canais seletivos em frequência.

Na mesma linha, as seções seguintes versam sobre conceitos fundamentais em sistemas celulares modernos: na Seção 2.4, discute-se sobre sistemas de comunicação MIMO. Na Seção 2.7, apresentam-se os códigos LDPC, utilizados nos canais de dados dos sistemas 5G NR. Finalizando, os conceitos de multiplexação e múltiplo acesso são elaborados nas Seções 2.5 e 2.6, respectivamente.

### 2.1 Modulação Digital

Modulação é o processo de variar uma portadora em função de uma mensagem, a fim de possibilitar a transmissão em longas distâncias [40]. Um dispositivo que executa modulação é conhecido como modulador, enquanto um dispositivo que executa a operação inversa da modulação é conhecido como demodulador. As informações da mensagem podem ser incorporadas na amplitude, frequência ou fase da portadora ou em qualquer combinação delas. É desejável que as técnicas de modulação possuam algumas características como, por exemplo:

- **Desempenho em termos da taxa de erro:** Os esquemas de modulação devem atingir uma taxa de erro de bit baixa na presença de desvanecimento, efeito Doppler, interferência e ruído térmico.
- **Eficiência energética:** A limitação energética é um dos desafios críticos para o projeto de aplicativos portáteis e móveis. Amplificadores não-lineares (classe C ou classe D) são geralmente usados para aumentar a eficiência energética; no entanto, a sua não linearidade pode degradar o desempenho em termos de taxa de erro de bits para alguns esquemas de modulação.

Na modulação analógica, os sinais portadores são variados continuamente em resposta à mensagem. Por outro lado, na modulação digital, as alterações no sinal são determinadas por uma lista fixa, o alfabeto da modulação. Cada entrada do alfabeto representa um símbolo que consiste em um ou mais bits e é conveniente representar esse alfabeto em um diagrama de constelação. As técnicas de modulação digital podem ser classificadas como lineares ou não-lineares. Neste trabalho foi considerada apenas modulação linear.

Nos esquemas de modulação linear, a amplitude do sinal transmitido varia linearmente com os símbolos transmitidos [46]. Esquemas de modulação linear são muito eficientes em termos espectrais. No entanto, os sinais modulados requerem amplificadores lineares eficientes. Sinais modulados em amplitude e em fase são comumente usados em técnicas de modulação linear. A modulação QAM, que é uma combinação de PSK e ASK, tem boas características espectrais. Esse tipo de modulação é usado em diversos sistemas de comunicação. Por exemplo, modulações 64-QAM e 256-QAM são comumente usados em aplicações em TV digital e *cable-modem* [47].

Na modulação QAM, uma constelação geralmente é organizada em uma grade quadrada com igual espaçamento vertical e horizontal, embora outras configurações sejam possíveis, como constelações retangulares e não-retangulares [48]. Como, em comunicação digital, os dados geralmente são binários, o número de pontos na grade é geralmente uma potência de 2. Além disso, como as constelações mais eficientes energeticamente possuem configuração quadrada, as modulações mais comuns são 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM, como ilustrado na Figura 2.1.

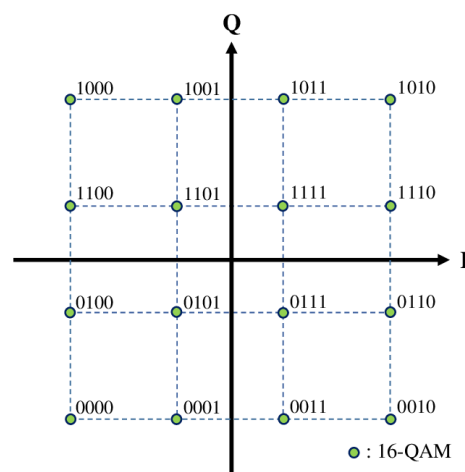


Figura 2.1: Modelo de Modulação 16-QAM. Baseado em [3].

Ao utilizar uma constelação com mais símbolos, é possível transmitir mais bits por símbolo. No entanto, para que a energia média da constelação permaneça a mesma, os símbolos devem estar mais próximos e, portanto, mais suscetíveis ao ruído e outras perturbações. Isso resulta em uma taxa de erro de bit mais alta e, portanto, uma modulação QAM de ordem superior fornece uma taxa de dados mais elevada, porém com menos

confiabilidade do que uma modulação QAM de ordem inferior caso a potência média transmitida seja a mesma.

### 2.1.1 Modulação e Demodulação QAM

O sinal transmitido por um sistema de modulação QAM quadrado pode ser escrito como

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_i(t - kT_s), \\ y_i(t) &= A_i \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad 0 \leq t \leq T_s, \end{aligned} \quad (2.1)$$

em que  $i \in [1, \dots, M]$  denota o índice do símbolo QAM,  $A_i$  a amplitude e  $\theta_i$  é a fase do  $i$ -ésimo símbolo QAM de uma constelação  $M$ -ária, e  $f_c$  representa a frequência da portadora. Este sinal pode ser expresso como uma combinação linear de duas funções ortonormais, i.e.,

$$\begin{aligned} y_i(t) &= a_i \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) + b_i \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \\ &= y_{i1} \phi_1(t) + y_{i2} \phi_2(t), \quad 0 \leq t \leq T_s, \end{aligned} \quad (2.2)$$

em que,

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), & y_{i1} &= a_i \sqrt{E_0}, \\ \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), & y_{i2} &= b_i \sqrt{E_0}, \end{aligned}$$

em que  $E_0$  denota a energia do símbolo de menor amplitude,  $(a_i, b_i)$  são pares de números, geralmente inteiros, correspondentes às coordenadas do símbolo na constelação.

A energia média de um sinal modulado em QAM pode ser calculada como

$$E_{média} = \int_0^{T_s} E\{y_i^2(t)\} dt = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (a_i^2 + b_i^2) E_0. \quad (2.3)$$

A potência média, por sua vez, é dada por

$$P_{média} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (a_i^2 + b_i^2) \frac{E_0}{T_s} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (a_i^2 + b_i^2) \frac{A_i^2}{2} \quad (2.4)$$

Para demodulação de um sinal QAM, supõe-se que o sinal recebido sob ruído aditivo

Gaussiano seja dado por

$$r(t) = y(t) + w(t). \quad (2.5)$$

Esse sinal, no receptor, após o processamento por filtros casados e separado em quadratura e fase, dá origem às sequências

$$\begin{aligned} r_I[k] &= \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} r(t)\phi_1(t)dt = \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} [y(t) + w(t)]\phi_1(t)dt = y_{i1} + n_1, \\ r_Q[k] &= \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} r(t)\phi_2(t)dt = \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} [y(t) + w(t)]\phi_2(t)dt = y_{i2} + n_2, \end{aligned}$$

em que,  $n_1$  e  $n_2$  representam a contribuição do ruído, o par  $(r_I[k], r_Q[k])$  denota a coordenada da constelação QAM em um plano do sinal recebido no  $k$ -ésimo intervalo de sinalização. Em seguida, são calculadas as distâncias Euclidianas entre as saídas dos filtros casados  $(r_I[k], r_Q[k])$  e todos os pares da constelação  $(y_{i1}, y_{i2})$ , i.e.,

$$l_i[k] = (r_I[k] - y_{i1})^2 + (r_Q[k] - y_{i2})^2.$$

Uma estimativa para o  $k$ -ésimo símbolo transmitido é então determinada como o símbolo de índice  $i$  que minimiza  $l_i[k]$ . Demonstra-se que este procedimento é ótimo no sentido de minimizar a taxa de erro de símbolo [49] se o ruído aditivo for um processo i.i.d. (de amostras independentes e identicamente distribuídas).

É possível notar que, uma vez fixada a potência transmitida média, quanto mais símbolos contiver a constelação, maior a chance de haver erros na recepção, pois há a redução na distância entre os símbolos, levando ao aumento da probabilidade de uma decisão errada devido ao ruído. Uma modulação de ordem elevada, por exemplo 256-QAM, torna-se muito sensível a ruído, indicando a necessidade de códigos de correção de erros. Os códigos LDPC, utilizados nos sistemas 5G NR [50], são apresentados na Seção 2.7.

## 2.2 Canais de Propagação em Banda-Base com Multipercurso

O sinal recebido, em geral, é uma função complexa do sinal transmitido e de perturbações de natureza aleatória [51]. A esta função, ajustam-se modelos denominados canais de propagação. É necessário utilizar modelos adequados para o canal de propagação a fim de se avaliar corretamente o desempenho dos sistemas de comunicação.

Em sistemas de comunicação celular, o sinal eletromagnético transmitido normalmente é refletido em diversos tipos de obstáculos, tais como o solo ou edificações [40]. Devido a esse fenômeno, o sinal recebido é a combinação de vários sinais provenientes de diferentes percursos e, cada um desses, é uma versão atenuada e atrasada do sinal transmitido. As

atenuações e atrasos dependem da natureza dos obstáculos encontrados e da distância percorrida pelo sinal. Esse modelo de propagação é chamado de multipercurso e é representado na Figura 2.2.

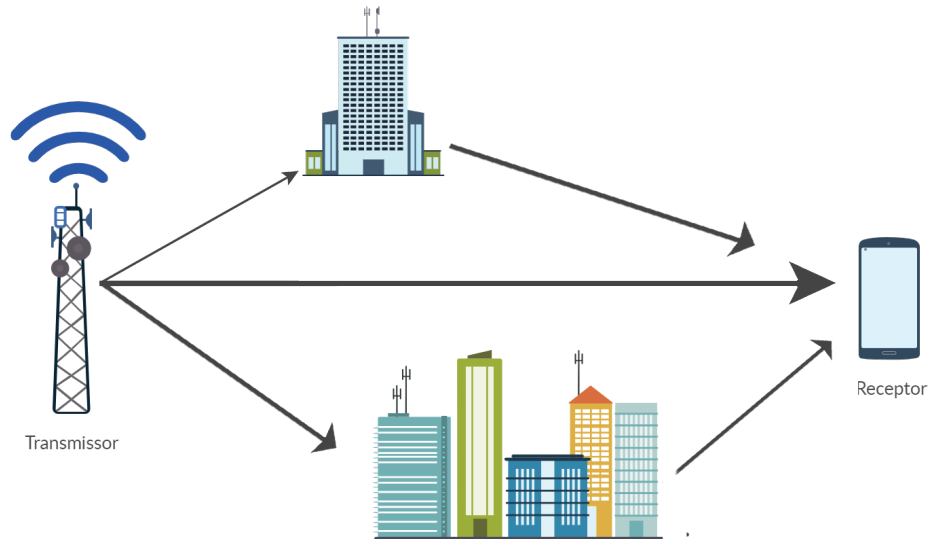


Figura 2.2: Modelo de Propagação com Multipercurso.

O canal de propagação com multipercurso pode ser modelado pela atenuação e pelo atraso de cada um dos percursos. Entretanto, os modelos de canal geralmente levam em conta que o sinal transmitido  $y(t)$  é transladado para o entorno da frequência  $f_c$  no transmissor e convertido para banda-base no receptor, dando origem ao sinal  $r(t)$ . O sistema equivalente com entrada  $y(t)$  e saída  $r(t)$  é chamado canal de propagação em banda-base é ilustrado na Figura 2.3.

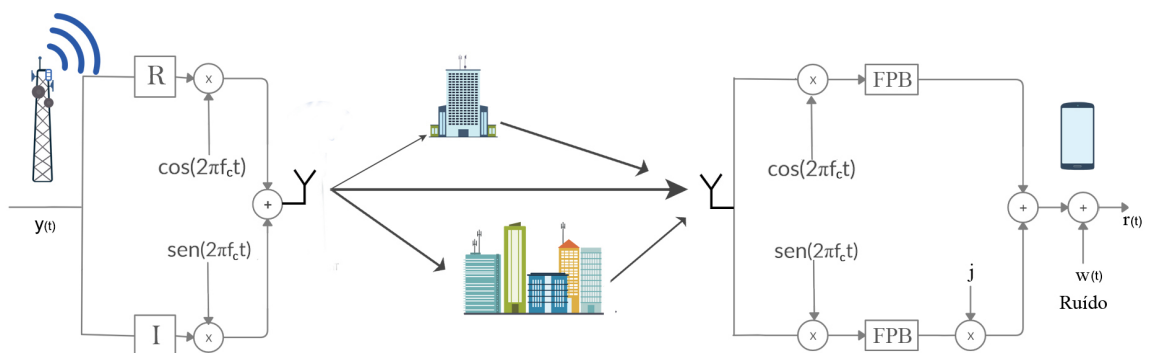


Figura 2.3: Modelo de Propagação em Banda Base, em que  $FPB$  representa um filtro passa-baixas.

Um modelo de canal de propagação em banda-base deve levar em conta:

1. O desvanecimento de larga escala, descrito pela variável  $P_h$  que representa a potência média do sinal recebido, é a atenuação média sofrida pelo sinal. Este parâmetro

deve-se principalmente à absorção atmosférica e ao efeito de sombreamento causado por edifícios, árvores, etc., dependendo também da distância entre o transmissor e o receptor.

2. Os componentes de multipercursos ou de pequena escala são causados pelas múltiplas reflexões do sinal transmitido em obstáculos como o solo ou edifícios. O sinal recebido é a soma dos diversos percursos. O  $l$ -ésimo percurso,  $l \in [0, L_h - 1]$ , em que  $L_h$  é o número total de percursos, atraso  $\tau_l$  e um fator de multiplicação complexo denotado por  $h_l(t)$ , que sofre variações no tempo. A soma da potência média de  $h_l(t)$  é, por convenção, adotada como unitária para facilitar, como por exemplo, o cálculo da SNR do sinal e recebido, i.e.,

$$\sum_{l=0}^{L_h-1} E [|h_l(t)|^2] = 1. \quad (2.6)$$

Além disso, temos também o ruído térmico, que é um componente aditivo. Como geralmente é uma variável aleatória complexa gaussiana, esse componente é modelado como um ruído branco aditivo gaussiano (AWGN). No domínio do tempo, o componente de ruído é indicado por  $w(t)$ . Assim, o sinal da banda base recebido no domínio do tempo e considerando filtros lineares para o canal(mais especificamente, filtros FIR), é dado por

$$r(t) = \sqrt{P_h} \left[ \sum_{l=0}^{L_h-1} h_l(t) y(t - \tau_l) \right] + w(t). \quad (2.7)$$

Se o espalhamento temporal provocado pelo canal for da ordem ou maior que a duração dos símbolos, o canal é chamado *seletivo em frequência* [48]. Esta situação é comum em sistemas com portadora única que operam com taxas de sinalização elevadas. Em sistemas desta natureza, é necessário o uso de um esquema de *equalização* [47]. Alternativamente, pode-se empregar um sistema de comunicação com múltiplas portadoras, como OFDM.

## 2.3 Sistemas OFDM

Uma introdução ao conceito de OFDM foi apresentada na Seção 1.4 e é ilustrado na Figura 2.4. O restante desta seção está estruturado da seguinte maneira: na Seção 2.3.1 são apresentados os princípios básicos dos sistemas OFDM. A Seção 2.3.2 discute a inserção do prefixo cíclico (CP) para mitigar a Interferência Intersimbólica (ISI) nos sistemas OFDM. A ICI nos sistemas OFDM em canais que variam no tempo é discutida na Seção 2.3.3.

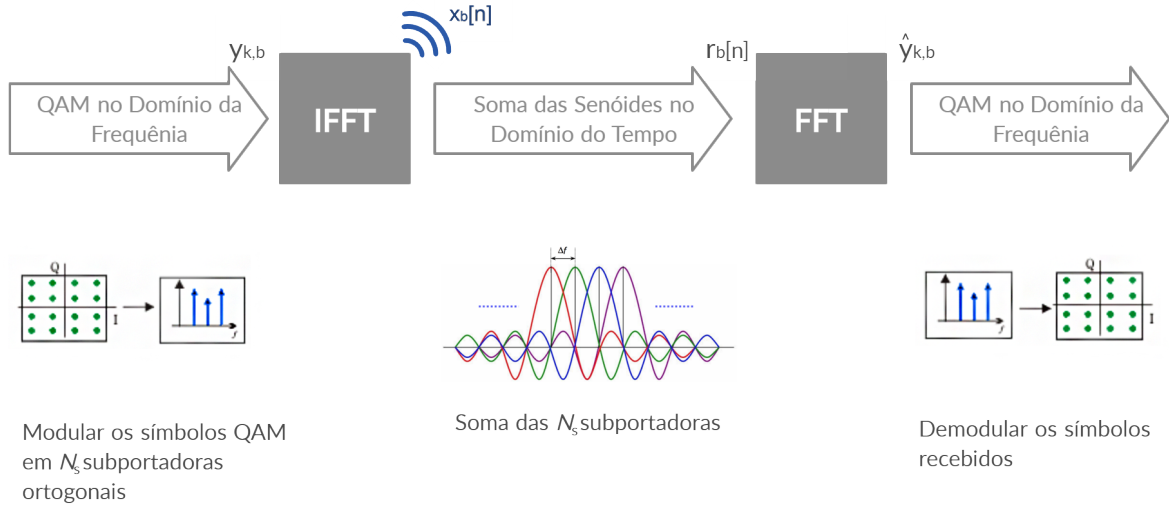


Figura 2.4: Modelo simplificado de um Sistema OFDM

### 2.3.1 Princípios Básicos de OFDM

Definindo  $y_{k,b}$  como o símbolo (QAM) transmitido pela  $k$ -ésima subportadora no bloco de índice  $b$ , segue que  $x_b[n]$ , a  $n$ -ésima amostra do símbolo OFDM de índice  $b$ , é dada por

$$x_b[n] = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{k=0}^{N_s-1} y_{k,b} e^{j\frac{2\pi kn}{N_s}}, \quad \text{para } n = 0, 1, \dots, N_s - 1, \quad (2.8)$$

em que  $N_s$  é o número de subportadoras.

A sequência de números complexos  $x_b[n]$  é usualmente utilizada para gerar um sinal de tempo contínuo passa-faixas, com banda mínima dada pela taxa de Nyquist. No receptor, este sinal é convertido para banda base e amostrado, dando origem à sequência  $r_b[n]$ .

Considerando, de início, um canal ideal de ganho unitário, os símbolos QAM podem ser recuperados no receptor calculando-se a FFT do sinal recebido, bloco a bloco, i.e.,

$$\hat{y}_{k,b} = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=0}^{N_s-1} r_b[n] e^{-j\frac{2\pi kn}{N_s}}, \quad (2.9)$$

uma vez que, substituindo a Equação 2.8 na Equação 2.9,

$$\begin{aligned} \hat{y}_{k,b} &= \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{q=0}^{N_s-1} y_{q,b} e^{j\frac{2\pi qn}{N_s}} e^{-j\frac{2\pi kn}{N_s}} \\ &= \frac{1}{N_s} y_{k,b} N_s + \underbrace{\sum_{q=0, q \neq k}^{N_s-1} y_{q,b} \sum_{n=0}^{N_s-1} e^{j\frac{2\pi n(q-k)}{N_s}}}_0 \\ &= y_{k,b} \quad \text{para } k = 0, 1, \dots, N_s, \end{aligned} \quad (2.10)$$

ou seja, o símbolo recebido na subportadora de índice  $k$  não é afetado pelos símbolos por outras subportadoras. Para canais não ideais, porém, pode ocorrer interferência entre símbolos e entre subportadoras, como discutido a seguir.

### 2.3.2 Sistemas OFDM em Canais Seletivos em Frequência

Em sistemas de comunicação sem fio, em situações reais, a propagação em multipercurso [52] faz com que as amostras do sinal recebido (em banda-base) num instante  $n$  dependam do sinal transmitido em instantes anteriores (vide Seção 2.5). Supondo um sistema de comunicação linear, invariante no tempo e perfeitamente sincronizado, as amostras do sinal recebido no instante  $n$  podem ser expressas como a saída de um filtro linear

$$\tilde{r}[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l] \tilde{x}[n-l] + \tilde{w}[n], \quad (2.11)$$

em que  $L$  é a duração da resposta do canal (em amostras),  $h[n]$  é a resposta ao impulso do canal,  $\tilde{x}[n]$  é a sequência formada concatenando os símbolos OFDM, i.e.,  $\{\{x_0[n]\}, \{x_1[n]\}, \dots\}$ ,  $\tilde{r}[n]$  é formada da mesma maneira com os blocos de sinal recebido, e  $\tilde{w}[n]$  representa a contribuição do ruído aditivo.

De (2.11), verifica-se que, se  $L > 1$ , amostras de símbolos OFDM anteriores interferem no sinal recebido durante a transmissão do símbolo OFDM atual. Isto implica na ocorrência de interferência intersimbólica (ISI). Para contornar esse efeito, os sistemas OFDM inserem um *intervalo de guarda* entre a transmissão de dois símbolos OFDM. Durante o intervalo de guarda, algumas configurações de sistemas OFDM não transmitem sinal algum [53]. As configurações mais usuais recorrem à transmissão de um *prefixo cíclico* (CP) [42], que consiste de uma extensão cíclica do símbolo OFDM  $x_b[n]$ , formada anexando-se as últimas  $N_{cp}$  amostras do símbolo ao início da sequência, como ilustrado na Figura 2.5. Após a anexação do prefixo cíclico, o tamanho total do símbolo OFDM passa a ser  $N_{cp} + N_s$  amostras.

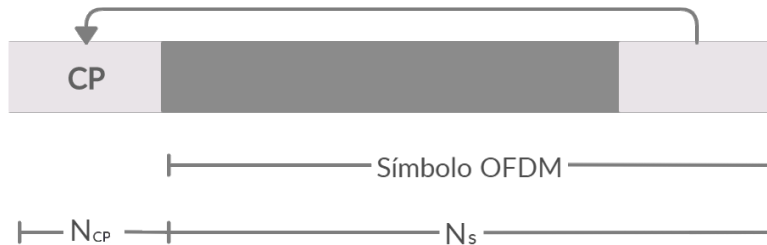


Figura 2.5: Símbolo OFDM com Prefixo Cíclico.

Como ilustrado na Figura 2.6, no receptor, o sinal recebido associado a transmissão do prefixo cíclico é *descartado*. Caso  $N_{cp} \geq L - 1$ , a sequência de  $N_s$  amostras do sinal



recebido  $r_b[n]$ , remanescente do descarte pode ser expressa como a *convolução circular* [48]

$$r_b[n] = \sum_{l=0}^{L-1} x_b[l] h[(n-l)_L] + w_b[n], \quad (2.12)$$

em que  $(\cdot)_L$  indica o operador de resto da divisão (positivo) pelo valor  $L$  e  $w_b[n]$  indica a contribuição do ruído aditivo.

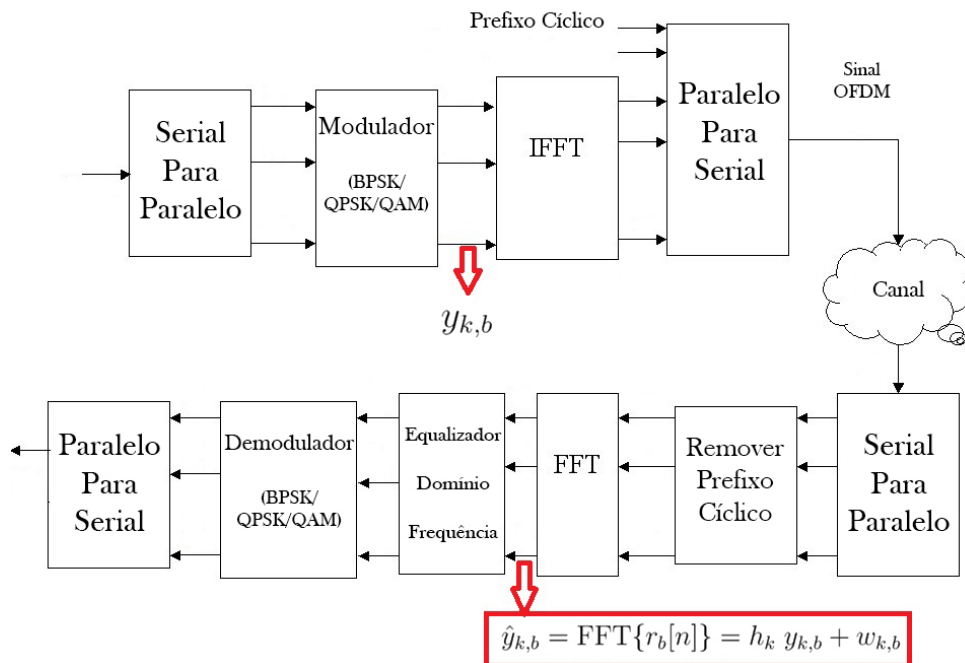


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um Sistema OFDM com prefixo cíclico. Adaptado de [4].

Desta forma, com o descarte das amostras recebidas durante o intervalo de guarda,  $r_b[n]$  depende apenas do símbolo OFDM de mesmo índice, ou seja, é eliminada a interferência entre símbolos OFDM. Além disso, como consequência do fato de que a FFT mapeia a operação de convolução circular numa multiplicação, segue que

$$\hat{y}_{k,b} = \text{FFT}\{r_b[n]\} = h_k y_{k,b} + w_{k,b}, \quad (2.13)$$

em que  $h_k$  é o  $k$ -ésimo coeficiente da FFT de tamanho  $N_{ofdm}$  da sequência  $\{h[n]\}$  (completada com zeros, se necessário) e  $w_{k,b}$  é a FFT de  $\{w_b[n]\}$ .

Pode-se verificar que, se  $\{w_b[n]\}$  for um processo i.i.d. Gaussiano, a FFT desta sequência terá as mesmas características. Observe ainda que, para estimar  $y_{k,b}$  a partir de  $\hat{y}_{k,b}$  através de 2.13 (i.e., *equalizar* o canal) é necessário conhecer o valor de  $h_k$ ; uma exceção para esta regra é o caso em que os símbolos  $y_{k,b}$  sejam extraídos de uma modulação diferencial [48].

### 2.3.3 Interferência Interportadora para Sistemas OFDM

Para canais quase-estáticos, definidos como aqueles em que a resposta ao impulso do canal permanece constante durante um período de símbolo OFDM - que corresponderiam a um enlace com um receptor se movendo em baixa velocidade ou em repouso - não há a ocorrência de interferência inter-portadora caso o prefixo cíclico tenha duração suficiente, como visto na Seção 2.3.2.

No entanto, isso pode não ocorrer para situações em que o receptor se move em alta velocidade, como por exemplo em veículos. Nesses cenários, os canais variam rapidamente. Denotando a resposta ao impulso (variante no tempo) do canal por  $h_l[n]$ , em que  $l$  denota o tempo e  $n$  o índice da sequência, a Equação 2.11 pode ser escrita como

$$r_b[n] = \sum_{l=0}^{L-1} x_b[l] h_l[(n-l)_L] + w_b[n]. \quad (2.14)$$

Como consequência de (2.14), supondo que a  $k$ -ésima subportadora é a desejada e omitindo o ruído aditivo por simplicidade, (2.13) pode ser reescrita como [54]

$$\begin{aligned} \hat{y}_{k,b} &= \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{N_s-1} h_l[((n-l))_L] y_{q,b} e^{\frac{j2\pi(qn+ql)}{N_s}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N_s}} \\ &= \underbrace{h_{df}(0, k) y_{k,b}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{q=0, q \neq k}^{N_s-1} h_{df}(k-q, q) y_{q,b}}_{\text{Componentes de Interferência Inter-portadoras}}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

em que  $h_{df}(k-q, q) = \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l[(n-l)_L] e^{-\frac{j2\pi((k-q)n+ql)}{N_s}}$ . Fazendo  $d = k - q$ , segue que  $h_{df}[d, k] = \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l[(n-l)_L] e^{-\frac{j2\pi(d(n-l)+kl)}{N_s}}$ . Como argumentado em [54],  $d$  pode ser interpretado como índice *Doppler* e  $k$  denota o índice da subportadora.

## 2.4 Sistemas MIMO

Um sistema de comunicação MIMO é um sistema de comunicação sem fio equipado com múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor [11]. Em comparação com os sistemas convencionais de antena única, os sistemas MIMO oferecem vantagens significativas, como por exemplo, confiabilidade de conexão e maior taxa de transferência de dados [55]. Uma grande variedade de modelos de canal foram desenvolvidos para sistemas de comunicação MIMO [56]. Uma diferença fundamental entre o funcionamento de um sistema de antena única e um sistema MIMO se baseia na maneira como eles tratam a propagação de multipercursos. Nos sistemas convencionais de antena única, a

ocorrência de multipercursos é considerado um elemento perturbador para a conexão e seu efeito é indesejado e tratado para ser minimizado. Nos sistemas MIMO, o efeito dispersivo pode ser explorado para melhorar o desempenho geral do sistema, permitindo, por exemplo, utilizar percursos de sinal diferentes para criar fluxos de dados paralelos e, assim, aumentar a capacidade do sistema de comunicação [57]. A tecnologia MIMO foi adotada por diversos padrões, como, por exemplo, LTE [58], WLAN IEEE 802.11n [59], e a internet para dispositivos móveis WiMax [60]. O funcionamento de um sistema MIMO genérico pode ser visto na Figura 2.7.

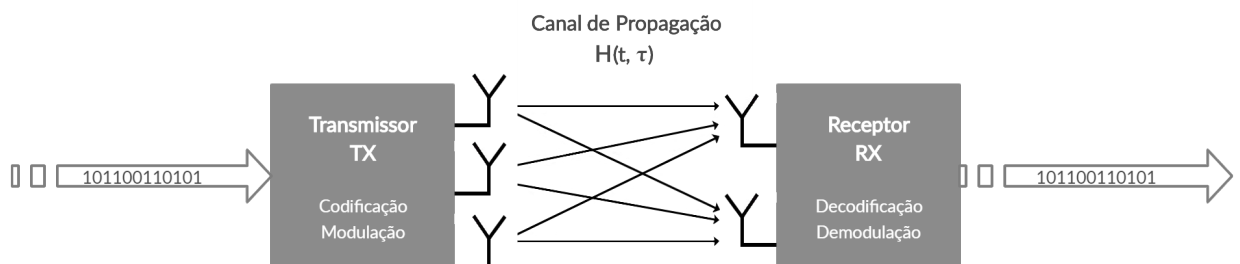


Figura 2.7: Sistema MIMO.

O sinal de transmissão é alimentado com um fluxo de bits para o transmissor, onde o fluxo é pré-processado antes de ser enviado às antenas. No receptor, o sinal recebido precisa ser decodificado para obter os dados originais transmitidos. O desempenho de um sistema MIMO depende dos algoritmos de processamento de sinal tanto no transmissor quanto no receptor.

### 2.4.1 Modalidades de sistemas MIMO

Em um sistema MIMO “tradicional” (ou *co-located* MIMO), o enlace de comunicação é estabelecido entre dois dispositivos e ambos equipados com várias antenas. As modalidades de sistemas MIMO descritas a seguir tem como foco melhorar o desempenho da comunicação em diversos aspectos, e, geralmente, na maioria dos casos, não podem ser utilizadas de forma simultânea.

#### 1. Multiplexação Espacial

A multiplexação espacial é uma vantagem que se destaca nos sistemas MIMO, pois aumenta substancialmente a capacidade dos sistemas de comunicação [57]. Utilizando fluxos de dados paralelos entre os múltiplos transmissores e receptores, a taxa de dados transferidos através do mesmo canal ao mesmo tempo, largura de banda e potência de transmissão podem ser multiplicada. Tradicionalmente, o aumento na taxa de transferência de dados era obtido aumentando a largura de banda de comunicação ou usando constelações mais complexas, o que por sua vez, requer uma

maior potência de transmissão para manter a taxa média de erro constante, como discutido na Seção 2.1.1.

Considerando um sistema ideal, com  $N_R$  antenas no receptor e  $N_T$  antenas no transmissor, a capacidade do sistema pode ser multiplicada pelo mínimo valor entre  $N_T$  e  $N_R$ , quando comparado com um sistema de antena única [55]. Uma das técnicas mais utilizadas para transmitir dados em paralelo visando aumentar a capacidade do sistema é frequentemente chamada *Multiplexação Espacial*.

## 2. Formatação de Feixe (*Beamforming*).

O feixe de um conjunto de antenas pode ser direcionado para uma direção desejada ajustando-se as fases do sinal em cada antena [61]. Esta característica permite diversas aplicações para o aprimoramento da comunicação. Por exemplo, a interferência causada entre os usuários pode ser reduzida enquanto o enlace desejado pode ser melhorado, pois os usuários podem ser separados espacialmente direcionando o feixe da estação rádio-base (BS) para o usuário desejado [62]. A Figura 2.8 mostra um exemplo desse tipo de redução de interferência. Nesse caso, a BS equipada com um conjunto de antenas direciona seu feixe para se comunicar com o equipamento do Usuário 1 (UE1) e reduzir a interferência causada pelo equipamento interferente do Usuário 2 (UE2). Como resultado, a Relação Sinal-Ruído (SNR) na BS e no UE1 aumenta e a interferência causada pelo UE2 diminui. O uso de formatação de feixe também pode funcionar a partir dos UEs, o que significa que é possível para um dispositivo equipado com várias antenas estimar as direções de chegada dos sinais recebidos. A capacidade de localização e de direção pode ser usada, por exemplo em aplicativos de localização como uma alternativa ao GPS, ou também em aplicativos de radar [63].

### 2.4.2 Modelo de Canal de um Sistema MIMO

O canal de rádio MIMO, representado por  $\mathbf{H}(t, \tau)$  na Figura 2.7, consiste de vários componentes de multipercurso (MPCs) que partem do transmissor  $TX$  e chegam ao receptor  $RX$  em diferentes instantes de tempo devido a reflexões e difrações por objetos espalhados no ambiente de propagação.

Seja  $\mathbf{s} \triangleq [s_1(t) \ \cdots \ s_{N_T}(t)]^T$  um vetor que coleciona os sinais transmitidos pelas  $N_T$  antenas transmissoras, e  $\mathbf{r} \triangleq [r_1(t) \ \cdots \ r_{N_R}(t)]^T$  um vetor que contém os sinais recebidos pelas  $N_R$  antenas receptoras. Considerando um modelo seletivo em frequência para os canais entre o transmissor e o receptor, a relação entre  $\mathbf{s}(t)$  e  $\mathbf{r}(t)$  pode ser expressa como

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t, \tau) * \mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t) \quad (2.16)$$

em que  $*$  denota a operação de convolução (aplicada a cada elemento da matriz  $\mathbf{H}$  após a

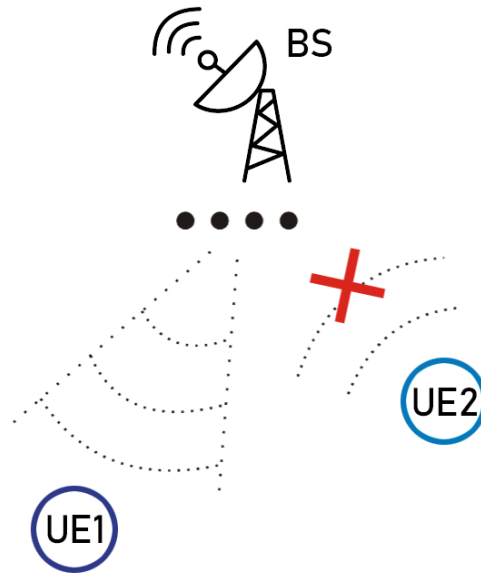


Figura 2.8: Formatação de Feixe. A BS direciona seu feixe e melhora a comunicação com UE1. Simultaneamente, a interferência causada pelo móvel não desejado (UE2) é reduzida.

multiplicação matricial),  $\mathbf{w}(t)$  denota o ruído branco aditivo e  $\mathbf{H}(t, \tau)$  representa a matriz de respostas ao impulso do canal, definida como

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \cdots & h_{1N_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \cdots & h_{2N_T}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1}(t, \tau) & h_{N_R2}(t, \tau) & \cdots & h_{N_RN_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

em que  $h_{ij}(t, \tau)$  denota a resposta ao impulso (variante no tempo) do canal entre a  $j$ -ésima antena transmissora a  $i$ -ésima antena receptora.

Para canais com desvanecimento plano, as entradas da matriz do canal se reduzem a escalares e (2.16) se reduz a

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t). \quad (2.18)$$

Numa sistema de comunicação prático, a resposta ao impulso do canal  $\mathbf{H}(t, \tau)$  é estimada usando-se algoritmos de identificação de sistemas, que frequentemente requerem a transmissão de sinais de referência (pilotos) [64]. Neste trabalho, são realizadas simulações de sistemas de comunicação empregando dados sintéticos. Para que estas simulações sejam verossímeis, as respostas dos canais são simuladas a partir de modelos de propagação disponíveis na literatura, que foram ajustados para retornar parâmetros representativos da realidade (vide Capítulo 4 para detalhes). Tais modelos de propagação geram respostas ao impulso *espacio-temporais* [65] (geralmente, invariantes no tempo), da forma  $h_{ij}^{omni}(\tau, \vec{\Theta}, \vec{\Phi})$ , em que  $\tau$  denota o tempo de propagação,  $\vec{\Theta}$  e  $\vec{\Phi}$  são vetores que contêm os ângulos

de azimute e elevação de partida (AoDs) e de chegada (AoAs) das frentes de onda, respectivamente. A resposta ao impulso temporal pode ser obtida, então, convolvendo a resposta espacio-temporal fornecido pelo modelo com as funções de ganho das antenas transmissoras e receptoras, i.e.,

$$h_{ij}(\tau) = \int_{\vec{\Theta}} \int_{\vec{\Phi}} h_{ij}^{omni}(\tau, \vec{\Theta}, \vec{\Phi}) g_i(\vec{\Theta} - \vec{\Theta}^i) g_j(\vec{\Phi} - \vec{\Phi}^j) d\vec{\Theta} d\vec{\Phi} \quad (2.19)$$

em que  $g_i(\vec{\Theta})$  e  $g_j(\vec{\Phi})$  denotam as funções de ganho das antenas receptoras e transmissoras, respectivamente, e  $\vec{\Theta}^i$  e  $\vec{\Phi}^j$  os seus vetores de apontamento.

## 2.5 Multiplexação

Sistemas celulares realizam comunicação em duas direções: no *uplink*, o equipamento do usuário transmite informações para a estação base e, no *downlink*, a estação base transmite informações para o usuário [40]. Os recursos alocados para *uplink* e *downlink* são opções definidas no desenvolvimento do sistema celular, que depende da quantidade de informação prevista para ser transmitida em cada direção. Uma vez que os serviços de navegação na internet e *streaming* se tornaram mais comuns, o *uplink* normalmente necessita de menos recursos que o *downlink*, conforme ilustrado na Figura 2.9.

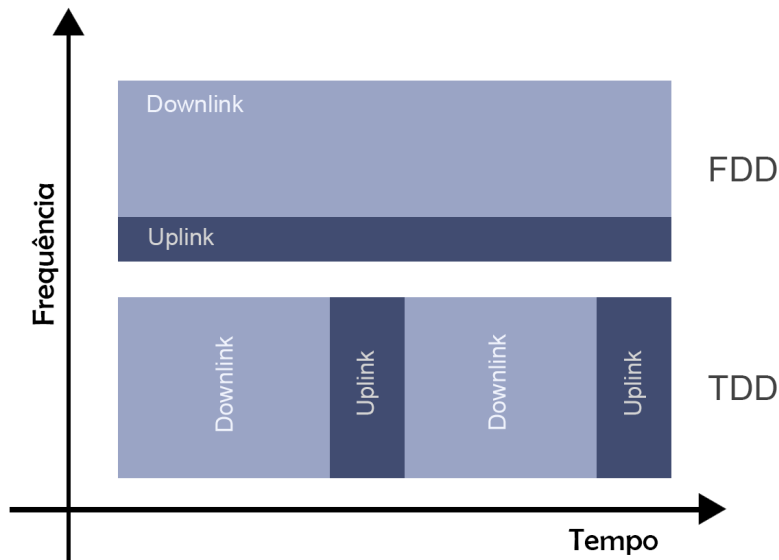


Figura 2.9: *Uplink* e *downlink*: Exemplos de alocação de recursos para sistemas FDD (acima) e TDD (abaixo).

Existem duas maneiras comuns de separar o *uplink* e o *downlink*, ambas ilustradas na Figura 2.9: nos sistemas FDD, o *uplink* e o *downlink* transmitem simultaneamente, mas em diferentes faixas de frequência, enquanto que no TDD, a largura de banda total é utilizada

para o *uplink* e o *downlink*, porém os dois são separados no tempo. Essas sistemáticas têm vantagens e desvantagens. Por exemplo, como a resposta em frequência dos canais de propagação variam com a frequência da portadora, estimativas das respostas dos canais devem ser feitas de forma separada para *uplink* e *downlink* em sistemas FDD. Por outro lado, em sistemas TDD, as respostas em frequência de *uplink* e *downlink* são semelhantes, a menos de diferenças devido a uso de filtros de transmissão e recepção distintos nos dois enlaces. Essa propriedade é chamada *reciprocidade de canal* [66].

Os atuais sistemas 4G LTE são baseados em FDD, com exceção do 4G LTE chinês, que é baseado no TDD. Nos sistemas 5G NR, prevê-se o uso preferencial de duplexação TDD [1].

## 2.6 Tecnologias de Múltiplo Acesso

Os métodos de acesso são técnicas de multiplexação que fornecem serviços de comunicação para vários usuários em um meio com ou sem fio [67]. Os métodos mais comuns de múltiplo acesso são: Acesso Múltiplo por Divisão em Frequência (FDMA), Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo (TDMA), Acesso Múltiplo por Divisão em Código (CDMA) e Acesso Múltiplo por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDMA), detalhados a seguir:

1. FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) - É uma das técnicas mais comuns de multiplexação analógica, utilizada nas redes de comunicações móveis de primeira geração, como discutido na Seção 1. Nesta técnica, o espectro é dividido em canais de igual largura de banda, de modo que cada usuário seja alocado em uma determinada faixa de frequência [51].
2. TDMA (*Time Division Multiple Access*) - É uma técnica de multiplexação mais avançada se comparado ao FDMA, pois requer uma sincronização precisa entre o transmissor e o receptor [68]. Nesta técnica, os usuários são divididos em intervalos de tempo (*slots*) e, em cada *slot* apenas um usuário tem acesso a toda banda e, de forma cíclica, os usuários são alternados para comunicação. O TDMA permite duplexação tanto no tempo quanto na frequência (TDD e FDD).
3. CDMA (*Code Division Multiple Access*) - O princípio básico do CDMA é que um usuário do sistema realize espalhamento espectral utilizando um código distinto dos demais. Nesta técnica, um usuário específico tem acesso a toda a largura de banda durante todo o período de tempo [69].
4. OFDMA (*Orthogonal Frequency Division - Multiple Access*) - Nesta técnica, cada usuário pode utilizar um determinado subconjunto das subportadoras OFDM de um enlace durante um determinado número consecutivo de símbolos OFDM [70].

Assim, num sistema OFDMA, cada subportadora idealmente contém a contribuição de apenas um usuário a cada símbolo OFDM, como ilustrado na Figura 2.10. Esta técnica de multiplexação é usada nos sistemas celulares 4G e 5G NR.

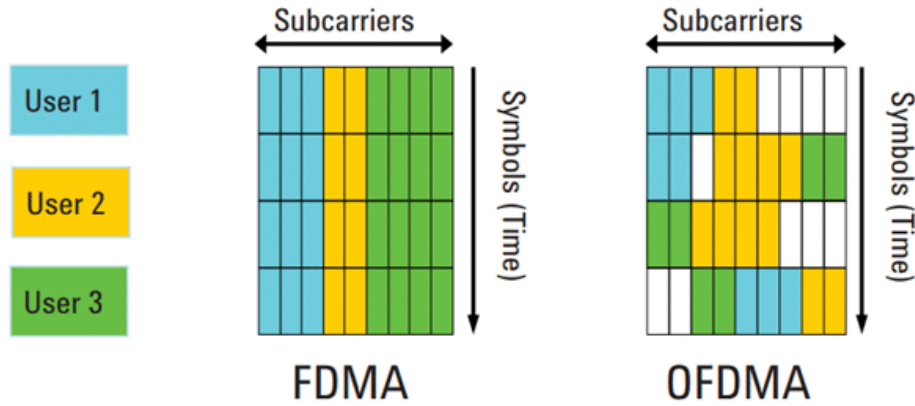


Figura 2.10: Diferenças entre alocação de recursos para FDMA e OFDMA [5].

## 2.7 Correção de Erros com Códigos LDPC

Os códigos LDPC encontraram diversas aplicações em sistemas de comunicação modernos devido ao ótimo desempenho de decodificação [71] e suas vantagens relacionadas às implementações em *hardware*, como baixo custo [72], alto rendimento e eficiência energética [73]. Assim, os códigos LDPC estão substituindo gradualmente outros esquemas FEC bem estabelecidos [74]. Por exemplo, eles foram adotados em vários padrões de comunicação recentes, como 802.11ad (WiGig) [75], as redes WiFi 802.11n [76], a rede WiMAX 802.16e, 802.15.3c (WPAN) e transmissão de vídeo digital (DVB-S2) [77], e estão sendo considerados para diversas áreas de aplicação, de redes ópticas a armazenamento digital [78].

Um código LDPC é um código de bloco linear definido por uma matriz de verificação de paridade esparsa ( $M \times N$ ) indicada por  $\mathbf{P}$ . Como o nome sugere, esparsa ou de baixa densidade significa que a matriz de verificação de paridade contém poucas entradas diferentes de zero. Essa esparsidade de  $\mathbf{P}$  é essencial para que a complexidade de decodificação iterativa aumente linearmente com o comprimento do código.

As  $N$  colunas da matriz de verificação de paridade  $\mathbf{P}$  correspondem aos bits codificados e as linhas  $M$  correspondem às equações de verificação de paridade. Um vetor  $\mathbf{v} = (v_1, \dots, v_N) \in \{0, 1\}^N$  é uma palavra de código se e somente se:

$$\mathbf{P}\mathbf{v}^T = \mathbf{0} \pmod{2} \quad (2.20)$$

em que  $\mathbf{0}$  é o vetor de zeros com comprimento  $M$  e  $\mathbf{v}^T$  denota a transposição de  $\mathbf{v}$ . Assumindo que a matriz de verificação de paridade  $\mathbf{P}$  tenha posto completo, qualquer



palavra de código com comprimento  $N$  será composta por  $K = N - M$  bits de informação e  $M$  bits de paridade. A fração  $R = K/N$  é chamada de Taxa de Codificação do código. Em outras palavras, caracteriza a quantidade de redundância adicionada pelo código de correção de erros.

## 2.8 Observações Finais

Neste capítulo foram revisados conceitos básicos empregados no desenvolvimento desta monografia. No Capítulo 3 são apresentados detalhes da formatação dos sinais transmitidos pelo sistema 5G NR. No Capítulo 4 são descritos os modelos de propagação que são utilizados na simulações para a determinação das respostas ao impulso dos canais MIMO, como mencionado na Seção 2.4.2. No Capítulo 5.1, por sua vez, serão descritos em mais detalhes sistemas MIMO-OFDM, cujos elementos foram revisados neste capítulo.



## Características 5G NR

Neste capítulo são apresentados detalhes da formatação dos sinais transmitidos pelo sistema 5G NR, em complemento ao exposto no Capítulo 1. Como salientado anteriormente, esse sistema suporta configurações com duplexação no tempo (TDD) e na frequência (FDD). No *downlink* utiliza-se exclusivamente a modulação OFDM, enquanto no *uplink* pode-se utilizar a última bem como a modulação DFT-s-OFDM (*DFT Spread OFDM*), que não foi abordada neste trabalho.

O restante deste capítulo está organizado da seguinte forma: na Seção 3.1 descreve-se a geração dos símbolos OFDM. Na Seção 3.2, por sua vez, é detalhada a formatação dos *slots*, que são conjuntos de 14 símbolos OFDM sucessivos. Finalmente, na Seção 3.3, é descrita a formatação dos *frames*, que consistem de um conjunto de *slots* sucessivos e têm duração fixa de 10ms.

### 3.1 Estrutura dos símbolos

Os símbolos OFDM utilizados no padrão 5G NR são gerados como ilustrado na Figura 3.1. O padrão 5G NR segue a metodologia clássica de formatação de símbolos OFDM, que se vale de prefixos cíclicos, cujas durações estão listada na Tabela 3.2, cuja boa compreensão requer detalhes que são expostos a seguir.

A inserção de símbolos piloto (usados para identificação do canal) ocorre de acordo com o estabelecido pelo subsistema *Channel State Information (CSI) Framework*. Uma descrição completa desse subsistema fugiria ao escopo deste trabalho, podendo ser encontrada em [7].

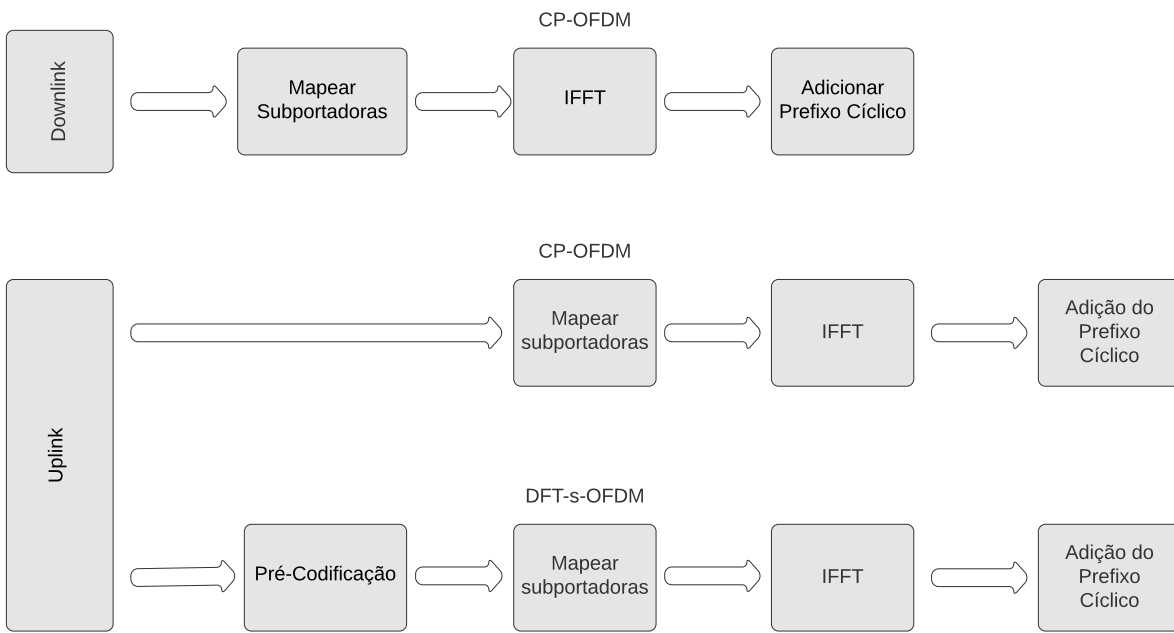


Figura 3.1: Estrutura do símbolo OFDM.

## 3.2 Estrutura dos *slots*

A camada física dos sistemas de comunicação celular 5G NR foi projetada para disponibilizar flexibilidade de configuração, e, assim, oferecer suporte a diversos tipos de serviços e requisitos [79]. Enquanto os sinais usados pela tecnologia 4G LTE tem uma estrutura fixa e otimizada para servir a aplicações que necessitam uma alta taxa de dados, suportando apenas um espaçamento de 15kHz entre subportadoras, a tecnologia 5G NR permite diferentes espaçamentos entre subportadoras, como ilustrado na Figura 3.2. As diferentes configurações visam atender diversos modos de operação, como os já descritos no Capítulo 1.

Como ilustrado na Figura 3.3, conforme o espaçamento entre subportadoras aumenta, ocorre uma diminuição no tamanho do *slot*. Isto decorre do fato de esse espaçamento ser exatamente o inverso da duração de um símbolo OFDM e o *slot*, por sua vez, ser um conjunto de 14 símbolos.

Apesar de o *slot* ter flexibilidade em sua duração, nem todas configurações podem ser usadas para um canal de transmissão de dados [80]. A Tabela 3.1 apresenta uma relação das possíveis combinações de duração de *slot* e seu suporte pelos diversos *canais*, termo que é utilizado no sistema 5G NR para se referir aos diversos fluxos de dados necessários ao seu funcionamento, como os canais de dados do *downlink* (PDSCH) e do *uplink* (PUSCH), os canais de sincronismo primário (PSS) e secundário (SSS) e o canal de *broadcast* (PBCH). Neste contexto, o termo canal não tem nenhuma relação com o canal físico de propagação dos sinais. Nota-se que, dentre as configurações listadas, apenas o espaçamento entre subportadoras de 240kHz não é suportado em canais de transmissão

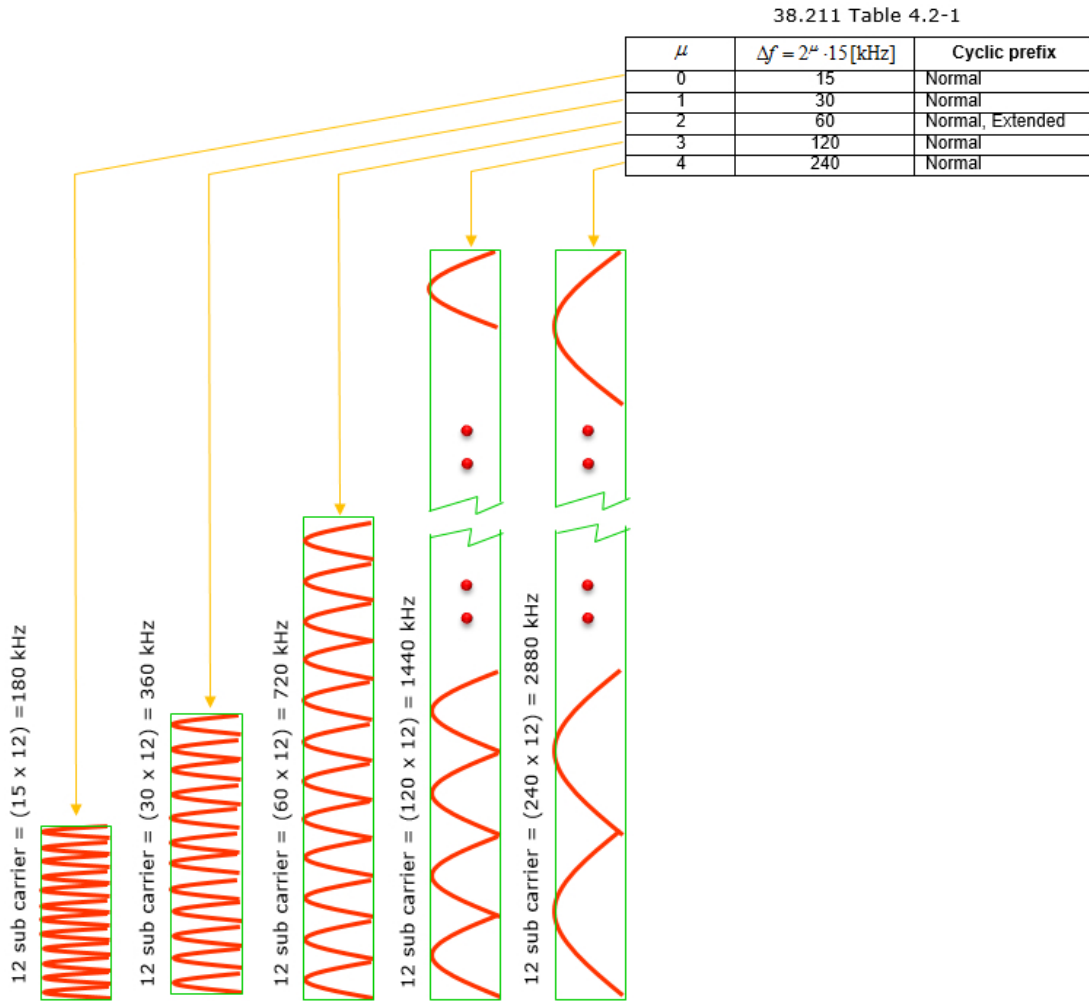


Figura 3.2: Múltiplos espaçamentos entre subportadoras suportados pelo sistema 5G NR. Baseado em [6] e [7].

de dados (PDSCH e PUSCH). O espaçamento entre subportadoras ( $\Delta f$ ) é diretamente relacionado à numerologia<sup>1</sup>, denotada por  $\mu$ , que pode assumir valores inteiros entre 0 e 4 (Tabela 3.1). O espaçamento entre subportadoras está relacionado à numerologia pela relação  $\Delta f = 2^\mu \times 15$  [kHz] e, por sua vez, a duração do *slot* é dada por  $1/2^\mu$  [ms].

Conforme já mencionado, o espaçamento entre subportadoras é o inverso da duração do símbolo OFDM. A Tabela 3.2 apresenta algumas das configurações possíveis para  $\mu$  e a correspondente duração dos símbolo OFDM [20].

A estrutura de um *slot* 5G NR permite, no modo de duplexação TDD, uma alocação dinâmica da direção de comunicação (i.e. no *uplink* ou *downlink*) para cada um dos símbolos OFDM que o compõe. Com isso, a rede pode alterar dinamicamente as capacidades de comunicação em cada direção, o que pode ser usado para adaptar a estrutura do sinal para uma grande variedade de serviços.

A Tabela 3.3 apresenta algumas das diversas configurações de numerologia permitidas

<sup>1</sup>O termo numerologia é uma tradução literal do inglês *numerology* adotada na norma ETSI TS 138 213 V15.7.0; a notação usada para a numerologia na referida norma ( $\mu$ ) também foi mantida neste texto.

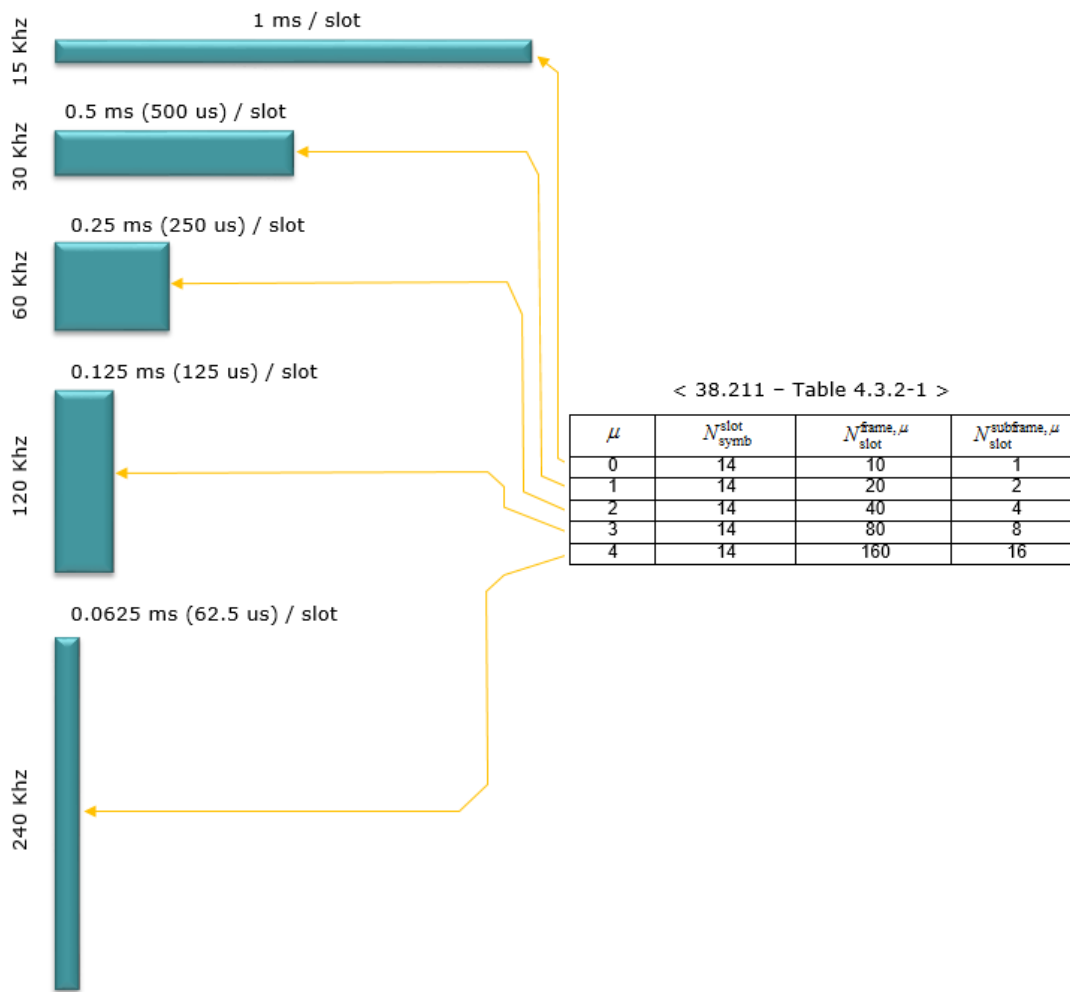


Figura 3.3: Tamanho do *slot* em função do aumento do espaçamento entre subportadoras [6] e [7].

pelo padrão 5G NR, em que  $D$ ,  $U$  e  $F$  representam *downlink*, *uplink* e *flexible*, respectivamente, em que o último termo se refere a uma configuração mista dos dois primeiros. Nesta monografia, para todas simulações, foi considerado o formato de *slot* no qual há a maior alocação de recursos para o *link* em operação, i.e., para o *downlink* foi selecionado o Formato 0, em que todos os recursos são alocados para comunicação da BS para o UE, e para o *uplink* foi considerado o Formato 1, em que todos os recursos são alocados para o *link* reverso.

Tabela 3.1: Espaçamento entre subportadoras e Suporte no Canal de Dados

<b>Numerologia (<math>\mu</math>)</b>	<b>Espaçamento entre Subportadoras (<math>\Delta f</math>, kHz)</b>	<b>Suporte no Canal de Dados (PDSCH, PUSCH)</b>
0	15	Sim
1	30	Sim
2	60	Sim
3	120	Sim
4	240	Não

Tabela 3.2: Relação entre espaçamento das subportadoras e tamanho do símbolo OFDM.

<b>Numerologia (<math>\mu</math>)</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
<b>Espaçamento entre Subportadoras (kHz)</b>	15	30	60	120	240
<b>Amostras por Símbolo OFDM</b>	4096	4096	4096	4096	4096
<b>Duração do Símbolo OFDM (<math>\mu s</math>)</b>	66.37	33.33	16.67	8.33	4.17
<b>Amostras por Prefixo Cíclico (CP)</b>	288	288	288	288	288
<b>Duração do Prefixo Cíclico (<math>\mu s</math>)</b>	4.69	2.34	1.17	0.57	0.29
<b>Duração do Símbolo OFDM completo (Símbolo + CP)</b>	71.35	35.38	17.84	8.92	4.46

Tabela 3.3: Estrutura das diversas configurações de *slot* de um sistema 5G NR.

<b>Formato</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>9</b>	<b>10</b>	<b>11</b>	<b>12</b>	<b>13</b>
<b>0</b>	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D
<b>1</b>	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U
<b>2</b>	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F
<b>3</b>	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	F
<b>4</b>	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	F	F
<b>5</b>	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	F	F	F
<b>6</b>	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	F	F	F	F
<b>7</b>	D	D	D	D	D	D	D	D	D	F	F	F	F	F
<b>8</b>	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	U
<b>9</b>	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	U	U
<b>10</b>	F	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U	U
<b>47</b>	D	D	F	U	U	U	U	D	D	F	U	U	U	U
<b>48</b>	D	F	U	U	U	U	U	D	F	U	U	U	U	U
<b>49</b>	D	D	D	D	F	F	U	D	D	D	D	F	F	U
<b>50</b>	D	D	F	F	U	U	U	D	D	F	F	U	U	U
<b>51</b>	D	F	F	U	U	U	U	D	F	F	U	U	U	U
<b>52</b>	D	F	F	F	F	F	U	D	F	F	F	F	F	U
<b>53</b>	D	D	F	F	F	F	U	D	D	F	F	F	F	U
<b>54</b>	F	F	F	F	F	F	F	D	D	D	D	D	D	D
<b>55</b>	D	D	F	F	F	U	U	U	D	D	D	D	D	D
<b>56 - 254</b>	Reservado													



### 3.3 Estrutura do *Frame* 5G NR

Um *frame* é composto por um conjunto de *slots* e tem uma duração fixa total de 10ms [79]. Define-se também um *sub-frame*, que representa uma parte desse conjunto e tem duração fixa de 1ms. Como descrito anteriormente, a numerologia do sistema 5G NR foi desenvolvida tendo em vista um grande número de configurações, o que é refletido na estrutura dos *frames*. Estas estruturas são diferentes para cada numerologia  $\mu$ , impactando a configuração dos *slots* como pode ser visto na Tabela 3.3.

As configurações simuladas nesta monografia são (Formato 0) para o *downlink* e (Formato 1) para o *uplink*. Um exemplo da estrutura desses *frames* pode ser encontrada na Figura 3.4. Nestas configurações há a alocação de todos os *slots* de modo que o *link* em questão, seja direcionado integralmente para uma das direções. Para os Formatos 0 ou 1, apenas um *slot* é alocado em cada *sub-frame*, ou seja, o *frame* contém 10 *slots*, e o número de símbolos OFDM em um *slot* é 14.

< 38.211 - Table 4.3.2-1 >

$\mu$	$N_{\text{slot}}^{\text{slot}}_{\text{ymb}}$	$N_{\text{slot}}^{\text{frame}, \mu}$	$N_{\text{slot}}^{\text{subframe}, \mu}$
0	14	10	1
1	14	20	2
2	14	40	4
3	14	80	8
4	14	160	16

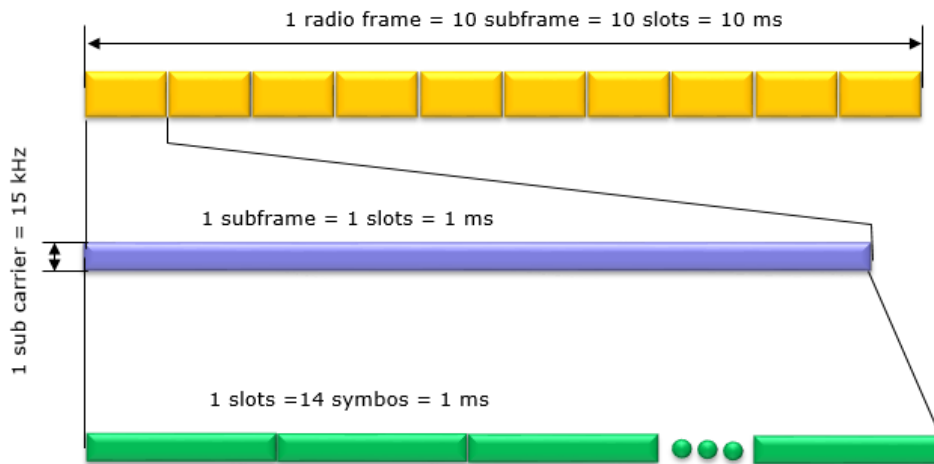


Figura 3.4: Estrutura do *frame* utilizado para *downlink* e *uplink* [6] e [7].

### 3.4 Comentários Finais

Neste capítulo descreveu-se a estrutura dos sinais gerados por sistemas 5G NR. Um diferença notável em relação ao padrão 4G LTE é a disponibilidade de uma quantidade muito maior de configurações, uma vez que o padrão 5G NR possui múltiplos objetivos (Seção 1.2). Em particular, deu-se ênfase neste capítulo às configurações a altas taxas de dados, que são simuladas nos Capítulos 5, 6 e 7.

Mais detalhes sobre a camada física do padrão 5G podem ser encontrados em [81] e [82].

## Modelos de Propagação

A resposta ao impulso de um canal de propagação caracteriza as modificações sofridas por um sinal entre o transmissor e o receptor [48]. Assim, para avaliar adequadamente o desempenho de um sistema de comunicação, é necessário considerar canais que representam adequadamente a realidade do cenário de propagação analisado.

Este capítulo apresenta a modelagem dos canais de propagação sem fio que são utilizados nas simulações numéricas. Para comunicações celulares, o canal de propagação considerado é geralmente um canal com multipercursos, o que modela múltiplas reflexões do sinal por diferentes obstáculos, como por exemplo pela terra, edifícios e árvores.

Devido aos múltiplos percursos, o canal de propagação atua como um filtro do tipo FIR (resposta ao impulso finita). Isso induz uma variação da resposta do canal no domínio da frequência, denominada *seletividade em frequência*. Por outro lado, a mobilidade do transmissor, receptor ou elementos do canal de propagação (carro, trem etc.) faz com que os componentes de caminhos múltiplos variem no tempo, que induz uma variação no domínio do tempo do canal de propagação, denominada *seletividade temporal*.

Alguns modelos de propagação, que inclusive têm suporte para operar em ondas milimétricas, são listados na Tabela 4.1. Na Tabela 4.1, a linha “2D/3D” indica se o modelo em questão suporta uma geometria bi- ou tridimensional.

Tabela 4.1: Modelos de Canal com suporte a ondas milimétricas

	<b>3GPP-SCM</b>	<b>WINNER I</b>	<b>WINNER II</b>
<b>Início</b>	2003	2005	2006
<b>Licença</b>	Código Aberto	Código Aberto	Código Aberto
<b>2D/3D</b>	2D	2D	2D

	<b>COST 2100</b>	<b>QuaDRiGa</b>	<b>METIS</b>
<b>Início</b>	2007	2014	2015
<b>Licença</b>	Código Fechado / Licença	Código Aberto	Código Fechado / Licença
<b>2D/3D</b>	2D	3D	3D

Os modelos de canal GSCM (*Geometry-based Stochastic Channel Model*) levam em consideração as características espaciais do ambiente de propagação [83]. Em um modelo GSCM, a localização dos dispersores no espaço é definida aleatoriamente com base em uma distribuição de probabilidade [84], e cada dispersor é considerado uma fonte de componentes de multipercurso. Um GSCM é de particular interesse para as comunicações

MIMO, nos quais a geometria dos arranjos de antenas tem grande impacto no desempenho dos sistemas. No entanto, simular um GSCM é mais complexo quando comparado aos modelos clássicos de canais, como por exemplo Rayleigh ou Rice. A evolução dos principais modelos de propagação GSCM está resumida na Figura 4.1.



Figura 4.1: Evolução dos Modelos GSCM.

Grande parte dos modelos de canal de propagação GSCM são baseados no 3GPP SCM [85]. Em particular, as três fases do projeto WINNER resultaram na criação dos modelos de canal WINNER I [86], WINNER II [87] e WINNER + [88]. Comparados ao modelo WINNER I, o modelo de propagação WINNER II adiciona novos cenários, enquanto o modelo de canal WINNER+ levam em consideração também a geometria espacial do cenário de propagação. Após o desenvolvimento desses modelos, o projeto METIS [89] aprimorou as características dos modelos de canal WINNER+ e passou a ter suporte a ondas milimétricas [90]. Paralelamente, o 3GPP criou o novo GSCM [91], que também leva em consideração os ambientes de propagação 3D. Finalmente, o modelo de canal QuaDRiGa foi desenvolvido pelo Instituto Fraunhofer Heinrich Hertz [8]. Esse Instituto também desenvolveu softwares para implementar os modelos de canais QuaDRiGa e outros GSCM, como os modelos de canal WINNER e 3GPP 38.901.

Nas simulações numéricas realizadas nesta monografia, utilizaram-se os modelos NYUSIM e QuaDRiGa, descritos a seguir. As escolhas desses modelos se deram devido ao suporte destes a tecnologias utilizadas nos sistemas 5G NR, como uso de ondas milimétricas e multiplexação espacial.

## 4.1 Modelo NYUSIM

Nesta seção é apresentado o modelo estatístico proposto em [25] para a caracterização de canais de propagação. Este modelo empírico caracteriza canais para sistemas celulares em ambientes urbanos operando com e sem visada direta nas bandas de 28 e 73GHz, tendo sido obtido através do ajuste de medidas realizadas na cidade de Nova Iorque utilizando conjuntos de antenas direcionais.

O modelo de [25] representa o canal de propagação como uma sobreposição de ondas

planas, que dá origem a uma resposta ao impulso espacio-temporal da forma:

$$h_{omni}(t, \vec{\Theta}, \vec{\Phi}) = \sum_{n=1}^{N_{tc}} \sum_{m=1}^{M_n} a_{m,n} e^{j\varphi_{m,n}} \cdot \delta(t - \tau_{m,n}) \cdot \delta(\vec{\Theta} - \vec{\Theta}_{m,n}) \cdot \delta(\vec{\Phi} - \vec{\Phi}_{m,n}), \quad (4.1)$$

em que  $t$  denota o tempo de propagação<sup>1</sup>,  $\vec{\Theta}$  e  $\vec{\Phi}$  são vetores que contêm os ângulos de azimute e elevação de partida (AoDs) e de chegada (AoAs) das frentes de onda, respectivamente, e  $\delta(t)$  representa a função delta de Dirac. O número total de raios é  $N_{tc}M_n$ , em que  $N_{tc}$  representa o número de *time clusters*, cada um dos quais agrupa  $M_n$  *cluster subpaths*, que consistem de raios com tempos de propagação semelhantes. Cada um dos raios é caracterizado pelos parâmetros de magnitude  $a_{m,n}$ , fase  $\varphi_{m,n}$ , atraso  $\tau_{m,n}$  e pelos ângulos de partida  $\vec{\Theta}_{m,n}$  e chegada  $\vec{\Phi}_{m,n}$ . Na sistemática adotada em [25], essas variáveis foram modeladas como aleatórias e os parâmetros das suas distribuições foram ajustados empiricamente de acordo com o cenário de propagação considerado. Por exemplo, os parâmetros  $N_{tc}$  e  $M_n$  são dotados de distribuições uniformes discretas e  $\tau_{m,n}$  de distribuição exponencial.

Supondo que a  $i$ -ésima antena da BS tenha o ganho descrito pela função  $g_{BS}(\vec{\Theta} - \vec{\Theta}^i)$  e a  $j$ -ésima antena do UE de índice  $u$  pela função  $g_{UE}^u(\vec{\Phi} - \vec{\Phi}^{j,u})$ , em que os vetores  $\vec{\Theta}^i$  e  $\vec{\Phi}^{j,u}$  contêm os ângulos de apontamento das respectivas antenas, o modelo da Eq. 4.1 resulta na resposta ao impulso temporal para o canal dada por

$$h^{i,j,u}(t) = \sum_{n=1}^{N_{tc}} \sum_{m=1}^{M_n} h_{n,m}^{i,j,u} \delta(t - \tau_{m,n}), \quad (4.2)$$

em que  $h_{n,m}^{i,j,u} \triangleq a_{m,n} e^{j\varphi_{m,n}} \cdot g_{BS}(\vec{\Theta}^i - \vec{\Theta}_{m,n}) \cdot g_{UE}^u(\vec{\Phi}^{j,u} - \vec{\Phi}_{m,n})$ .

A função de potência angular  $P(\vec{\Theta}^i, \vec{\Phi}^{j,u})$  no enlace entre o transmissor e o receptor é obtida integrando-se a magnitude da resposta ao impulso (Eq. 4.1) ao quadrado

$$\begin{aligned} P(\vec{\Theta}^i, \vec{\Phi}^{j,u}) &= \int_0^\infty |h_{omni}(t, \vec{\Theta}^i, \vec{\Phi}^{j,u})|^2 dt \\ &= \sum_{n=1}^{N_{tc}} \sum_{m=1}^{M_n} |a_{m,n}|^2 \cdot \delta(\vec{\Theta}^i - \vec{\Theta}_{m,n}) \cdot \delta(\vec{\Phi}^{j,u} - \vec{\Phi}_{m,n}). \end{aligned} \quad (4.3)$$

Note que, uma vez que o modelo de canal leva em consideração as configurações tridimensionais de ambiente de propagação, os ângulos AoD e AoA influenciam diretamente na potência e resposta do canal.

---

<sup>1</sup>Neste capítulo, para acompanhar a literatura relevante, usa-se a variável  $t$  (ao invés de  $\tau$ , usada no Capítulo 2) para denotar a variável de tempo na resposta ao impulso espaciotemporal (invariante no tempo) gerada pelos modelos de propagação.

## 4.2 Modelo QuaDRiGa

O modelo de canal de propagação QuaDRiGa é implementado em MATLAB/Octave, e também segue uma abordagem de canal GSCM, que permite o modelamento de um canal de rádio bidirecional arbitrário [92]. O modelo foi desenvolvido a partir do canal de propagação WINNER(II) e foi validado através de uma série de testes com sistemas LTE no centro de Berlim, na Alemanha. O QuaDRiGa também tem suporte a diferentes configurações de antena e diferentes padrões de antenas podem ser inseridos. Os parâmetros do canal são definidos como estocásticos, com base em distribuições estatísticas extraídas de medições empíricas. O modelo pode ser configurado livremente com vários transmissores e receptores, e tem suporte a uma faixa de frequência de 450MHz a 100GHz com largura de banda de até 1GHz. O QuaDRiGa foi desenvolvido pelo Instituto Fraunhofer Heinrich Hertz, no Departamento de Comunicações e Redes Sem Fio, em parceria com a Agência Espacial Europeia (ESA). O objetivo principal era permitir a modelagem de canais de rádio MIMO para diversos tipos de configurações de rede, como redes internas, satélite e heterogênea. O desenvolvimento foi apoiado pela ESA, no programa de Pesquisa Avançada em Sistemas de Telecomunicações (ARTES), e pelo Ministério Federal Alemão de Economia e Tecnologia (BMWi) no projeto IntelliSpektrum. Sabe-se que os modelos de canal são cruciais para estimar o desempenho de conceitos atualizados nas comunicações móveis. Como dito anteriormente, o QuaDRiGa pode ser amplamente considerado como um modelo WINNER em uma versão 3D completa com requisitos de extensão para cenários de propagação de satélite [92]. Comparando com os modelos WINNER, vários novos recursos foram adicionados no desenvolvimento, dentre eles

- **Transições no cenário de propagação**

Considerando que usuários podem estar espalhados em pontos com diferentes cenários, o QuaDRiGa fornece transições suaves entre segmentos próximos.

- **Grande variedade de velocidade dos terminais móveis**

Os terminais móveis podem ser configurados com diversas velocidades de deslocamento.

- **Ambiente de simulação comum para simulações de NLOS e LOS**

O método para simulações entre cenários LOS e NLOS são os mesmos, facilitando a implementação do modelo.

- **Polarização Geométrica**

As configurações NLOS e LOS são calculadas com base numa abordagem geométrica de raios.

- **Novos tipos de padrões das antenas**

Os padrões de antena podem ser modificados em coordenadas 3D.

Algumas características de modelagem e configuração do QuaDRiGa são apresentados [8]:

- Configuração de uma grande diversidade de cenários de propagação com múltiplos transmissores e múltiplos receptores.
- Modelagem suporta diversas faixas de frequência
- Suporta múltiplas antenas (MIMO Massivo) e múltiplos usuários.
- Cenários de propagação tri-dimensionais com antenas MIMO polarizadas.
- Suporta MIMO Massivo no transmissor e receptor.

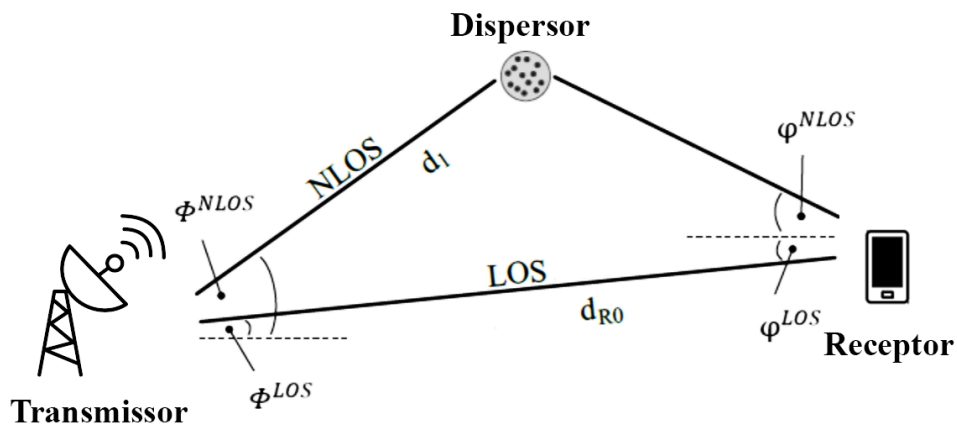


Figura 4.2: Modelos de Propagação com e sem Visada Direta. Baseado em [8].

Na Figura 4.2 é apresentado um exemplo de canal com dispersor que gera um percurso NLOS e um LOS. Para cada um dos percursos são atribuídos ângulos de partida e chegada dos raios. No modelo QuaDRiGa, podem ser gerados até 42 dispersores, e cada dispersor gera 20 raios para propagação sem linha de visada e 10 para visada direta.

A modelagem geral do QuaDRiGa consiste em etapas de geração aleatória de parâmetros de larga escala e posições dos *clusters* de dispersão em um ambiente tridimensional. Ao configurar o QuaDRiGa, é necessário configurar o *layout* da rede, incluindo posição do transmissor, propriedades da antena no transmissor e no receptor, trajetória do terminal de usuário e cenários ao longo da trajetória. Tanto a trajetória quanto os cenários são gerados pelo SSG [8], que pode ser configurado manualmente para todos os parâmetros do cenário da comunicação.

As posições dos *clusters* de dispersão são baseadas em sete parâmetros de larga escala (LSPs) [92]:

- RMS *delay spread* (DS)
- *Ricean K-factor* (KF)

- *Shadow fading* (SF)
- *Azimuth spread of departure* (ASD)
- *Azimuth spread of arrival* (ASA)
- *Elevation spread of departure* (ESD)
- *Elevation spread of arrival* (ESA)

Como já descrito anteriormente, o QuaDRiGa é baseado no modelo de propagação WINNER II<sup>2</sup>. Os atrasos do modelo de propagação QuaDRiGa são baseados no cenário de propagação configurado e gerados aleatoriamente como

$$\tau_l^{[1]} = -\gamma_\tau \sigma_\tau \ln(X_l) \quad (4.4)$$

em que  $X_l$  é uma variável aleatória com distribuição uniforme entre 0 e 1,  $\sigma_\tau$  representa o *delay spread* inicial e  $\gamma_\tau$  é um fator de proporcionalidade. Em seguida os atrasos são normalizados

$$\tau_l^{[2]} = \text{ordena} \left\{ \tau_l^{[1]} - \min \left( \tau_l^{[1]} \right) \right\}, \quad (4.5)$$

em que o operador  $\text{ordena}\{\}$  coloca os elementos de um vetor em ordem crescente.

Nos cenários sem linha de visada direta, a potência de cada *cluster* é dada por

$$P_l^{[1]} = \exp \left( -\tau_l \frac{\gamma_\tau - 1}{\gamma_\tau \sigma_\tau} \right) \cdot 10^{-\frac{Z_l}{10}} \quad (4.6)$$

em que  $Z_l$  representa uma variável aleatória  $Z_l \sim \mathcal{N}(0, \zeta^2)$ , com  $\zeta$  sendo um coeficiente dependente do cenário que simula um processo de sombreamento, e  $\tau_l = \frac{\sigma_\tau}{\sigma_\tau^{[actual]}} \tau_l^{[2]}$ , em que  $\sigma_\tau^{[actual]}$  é o valor de  $\sigma_\tau$  corrigido após a aplicação do KF.

---

<sup>2</sup>O modelo de resposta do canal WINNER II entre uma antena transmissora  $s$  e um receptor  $u$  é definido como [93]:

$$H_{u,s,n}(t; \tau) = \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha_{n,m,VV} & \alpha_{n,m,VH} \\ \alpha_{n,m,HV} & \alpha_{n,m,HH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \\ \cdot \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\varphi}_{n,m}\bar{r}_{rx,u})) \cdot \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\phi}_{n,m}\bar{r}_{tx,s})) \cdot \exp(j2\pi v_{n,m}t)\delta(\tau - \tau_{n,m}),$$

em que  $H_{u,s,n}(t; \tau)$  é a contribuição do *cluster*  $n$  à resposta ao impulso (variante no tempo) entre os elementos  $s$  e  $u$ ,  $M$  é o número de raios,  $\tau_{n,m}$  é o tempo de propagação do raio  $n, m$ ,  $F_{rx,u,V}$  e  $F_{rx,u,H}$  denotam os padrões de campo para as polarizações vertical e horizontal, respectivamente, do elemento de antena  $u$ ,  $\alpha_{n,m,VH}$  é o ganho complexo do raio  $n, m$  da polarização vertical para horizontal do raio, sendo as demais combinações de polarização definidas da mesma forma,  $\bar{\phi}_{n,m}$  é o vetor unitário que denota o ângulo de partida (AoD),  $\bar{\varphi}_{n,m}$  é o vetor unitário que denota o ângulo de chegada (AoA),  $\lambda_0$  denota o comprimento de onda da portadora,  $\bar{r}_{tx,s}$  e  $\bar{r}_{tx,u}$  são os vetores de localização dos elementos  $s$  e  $u$ , respectivamente, e  $v_{n,m}$  é a componente de frequência Doppler do raio  $m$  do *cluster*  $n$ .

Observe que, na descrição do modelo QuaDRiGa, utiliza-se anotação de [92], que difere da usada na descrição do modelo WINNER II.



No modelo QuaDRiGa, é assumido que o espectro angular de potência de todos os *clusters* segue uma distribuição Gaussiana empacotada (*wrapped Gaussian distribution*)

$$P(\phi) = \frac{1}{\sigma_\phi \sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-\phi^2}{2\sigma_\phi^2}\right), \quad (4.7)$$

em que  $\phi$  denota cada um dos ângulos (elevação e azimute, de chegada ou partida) relativos aos raios e  $\sigma_\phi^2$  é um parâmetro de variância, com valores dependentes do cenário escolhido. As antenas são definidas pelas suas polarizações vertical e horizontal em coordenadas esféricas

$$\mathbf{F}(\theta, \phi) = \begin{pmatrix} F_V(\theta, \phi) \\ F_H(\theta, \phi) \end{pmatrix}. \quad (4.8)$$

A resposta ao impulso espaço-temporal do  $l$ -ésimo componente de multipercurso é dada por:

$$\tilde{h}_n = \sum_{l=1}^L \underbrace{\alpha_l \cdot e^{j\phi_l}}_{=g_l} \cdot e^{-j2\pi \cdot \tau_l \cdot B \cdot \frac{n}{N}} \quad (4.9)$$

em que  $\alpha_l$  denota a amplitude,  $\phi_l$  a fase,  $\tau_l$  representa o atraso do  $l$ -ésimo componente de multipercurso,  $B$  a largura de banda e  $n = 1, \dots, N$  é o índice da amostra no domínio da frequência.

### 4.3 Observações Finais

Descreveram-se neste capítulo os modelos de propagação que serão empregados nas simulações numéricas relatadas nos Capítulos 5 e 6.

Ambos os modelos simulam canais de propagação em diversas bandas de ondas milimétricas em múltiplos cenários de propagação. O modelo QuaDRiGa é mais configurável que de NYUSIM, comportando mais faixas de frequência, dentre outros recursos. Os dois modelos foram desenvolvidos em Matlab e os seus autores disponibilizam os respectivos códigos.



## Desempenho do Downlink

Neste capítulo, descreve-se o modelo matemático empregado na simulação do *downlink* de um sistema 5G NR. Os sinais recebidos (pelos UEs) são formulados na Sec. 5.1. A Sec. 5.2, por sua vez, apresenta a metodologia de equalização através de formatação de feixes. Em seguida, na Sec. 5.3, são apresentadas as configurações das simulações realizadas, e os resultados, utilizando os modelos de propagação NYUSIM e QuaDRiGa, são relatados nas Sec. 5.4 e 5.5, respectivamente. Observações e conclusões sobre os resultados obtidos são deixados para a Sec. 5.6.

### 5.1 Sistemas MIMO OFDM

O padrão 5G NR utiliza no seu *downlink* um esquema de modulação MIMO-OFDM. Um receptor MIMO-OFDM pode ser implementado filtrando-se o sinal recebido por cada antena, em banda-base, através de um filtro passa-baixas e amostrando-se o sinal resultante na taxa de Nyquist [94]. Supondo que o UE esteja perfeitamente sincronizado com a BS, i.e., que a portadora de rádio-frequência seja regenerada perfeitamente e que a amostragem no UE ocorra exatamente na mesma taxa em que as amostras são geradas na BS, pode-se determinar a partir de (4.2) a resposta equivalente em tempo discreto [95]

$$h^{i,j,u}[l] \triangleq [h^{i,j,u}(t) * g(t)]_{t=lT_s} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} h_{n,m}^{i,j,u} g(lT_s - \tau_{m,n}^u), \quad (5.1)$$

em que  $T_s$  é o período de amostragem,  $*$  a operação de convolução em tempo contínuo e  $g(\cdot)$  é a resposta ao impulso combinada dos filtros passa-baixas analógicos de transmissão e recepção. Observe que, no modelo equivalente em tempo discreto, o número de termos não-nulos da resposta do canal  $h^{i,j,u}[l]$  depende da duração de  $g(\cdot)$ , e não só do máximo atraso dos raios.

Reunindo-se as amostras do sinal recebido no instante  $l$  por cada antena do UE de índice  $u$  no vetor  $\mathbf{r}^u[l]$ , pode-se escrever

$$\mathbf{r}^u[l] = \left\{ \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \mathbf{H}^u[l'] \mathbf{s}[l-l'] \right\} + \mathbf{w}^u[l] + \mathbf{v}^u[l], \quad (5.2)$$

em que  $\mathbf{r}^u[l] \triangleq [r^{1,u}[l] \dots r^{N_{UE},u}[l]]^T$ ,  $\mathbf{H}^u[m] \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{BS}}$  é uma sequência de matrizes

cujos elementos de índices  $j, i$  é dado por  $h^{i,j,u}[l]$ ,  $\mathbf{s}[l] \triangleq [s^1[l] \dots s^{N_{BS}}[l]]^T$  são as amostras transmitidas pela BS,  $\mathbf{w}^u[l]$  representa a contribuição do ruído aditivo, modelada<sup>1</sup> como um vetor aleatório Gaussiano complexo circular de média nula, tal que  $E[\mathbf{w}^u[l]\mathbf{w}^u[l']^*] = \sigma^2 \mathbf{I} \delta[l - l']$ , em que  $\delta[\cdot]$  indica o delta de Kronecker,  $*$  denota a operação de conjugação e transposição,  $\sigma^2 > 0$  e  $\mathbf{I}$  denota a matriz identidade, e, finalmente,  $\mathbf{v}^u[l]$  representa a contribuição da interferência, i.e., sinais provenientes de outros UEs e BSs, recebida pelo UE de interesse.

A Equação 5.2 descreve um canal MIMO seletivo em frequência. Se o suporte da resposta ao impulso do canal for tal que  $\mathbf{H}^u[l] = 0$ ,  $l \notin [0 \ N_{CP}[$ , em que  $N_{CP}$  denota a duração do prefixo cíclico, pode-se escrever [95]<sup>2</sup>,

$$\mathbf{r}_{k,b}^u = \mathbf{H}_k^u \mathbf{s}_{k,b}^u + \mathbf{w}_{k,b}^u + \mathbf{v}_{k,b}^u, \quad (5.3)$$

em que  $b$  denota o índice do símbolo OFDM,  $k \in [0 \ N_{FFT}[$  o índice da subportadora OFDM,  $N_{FFT}$  é o tamanho da FFT da configuração considerada,

$$\mathbf{H}_k^u \triangleq \sum_{l=0}^{N_{FFT}-1} \mathbf{H}^u[l] e^{\frac{-2\pi kl}{N_{FFT}}}, \quad (5.4)$$

é o canal equivalente para a subportadora  $k$ ,  $\mathbf{r}_{k,b}^u \triangleq [r_{k,b}^{1,u} \dots r_{k,b}^{N_{UE},u}]^T$  o sinal recebido,  $\mathbf{s}_{k,b}^u \triangleq [s_{k,b}^{1,u} \dots s_{k,b}^{N_{BS},u}]^T$  o sinal transmitido,  $\mathbf{w}_{k,b}^u$  é a contribuição do ruído aditivo na subportadora  $k$ , a qual verifica-se ser um vetor aleatório Gaussiano complexo com entradas descorrelacionadas, e  $\mathbf{v}_{k,b}^u$  é a contribuição da interferência na subportadora  $k$ . Como se discute na Seção 5.2, as subportadoras transmitidas para cada usuário recebem um processamento específico e, daí, a dependência no índice  $u$ . No entanto, o sinal transmitido no domínio do tempo, é o mesmo para todos os usuários.

## 5.2 Formatação de feixe e Pré-codificação

Nos sistemas celulares 5G é comum utilizar-se um número elevado de antenas na BS (da ordem de centenas), na configuração conhecida como MIMO massivo [96]. Tal configuração tem alegadamente inúmeras vantagens, advindas principalmente da possibilidade de se explorar a separação espacial dos usuários através de formatação de feixes (*beamforming*).

<sup>1</sup>Verifica-se que  $\mathbf{w}^u[l]$  satisfaz tais propriedades caso  $g(\cdot)$  satisfaça o critério de Nyquist e o ruído na entrada do receptor seja branco.

<sup>2</sup>Se a resposta  $g(\cdot)$  for infinita,  $\mathbf{H}^u[m]$  pode possuir duração infinita, o que viola essa condição e provoca o aparecimento de termos de interferência intersimbólica e entre subportadoras, cujas expressões completas podem ser encontradas em [95]. Na prática, no entanto, basta que a resposta  $\mathbf{H}^u[m]$  seja suficientemente pequena para  $m$  maior que a duração do intervalo de guarda para que um sistema OFDM possa operar de modo satisfatório.

O processo de formatação de feixe se dá determinando  $\mathbf{s}_{k,b}^u$  como

$$\mathbf{s}_{k,b}^u = \mathbf{G}_k^u \mathbf{x}_{k,b}^u, \quad (5.5)$$

em que o vetor  $\mathbf{x}_{k,b}^u \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$  reúne os símbolos transmitidos para usuário  $u$  na subportadora  $k$  no instante  $b$ ,  $N_L$  é o número de *layers*<sup>3</sup> (igual a  $N_{UE}$  no *downlink*),  $\mathbf{G}_k^u \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{UE}}$  é a matriz de formatação de feixe. Note que, como os sistemas 5G multiplexam os usuários em frequência, cada subportadora  $k$  só pode estar associada, num instante  $b$ , a um único usuário. Na literatura são propostas diversas arquiteturas para formatação de feixe [97]. Considera-se nesta seção o uso de formatação de feixe em banda base, do que resulta que  $\mathbf{G}_k^u$  pode ser uma matriz arbitrária. Outras arquiteturas de formatação de feixe (como híbrida [97], p.ex.), realizam a combinação linear expressa por (5.5) através de um produto de matrizes, sendo uma delas (a que representa a combinação do sinal no domínio de rádio-frequência) igual para todas as subportadoras, do que resultam matrizes  $\mathbf{G}_k^u$  estruturadas.

Finalmente, observe que os conceitos de formatação de feixe (em banda base) e pré-codificação são semelhantes, de modo que tais termos são utilizados intercambiavelmente na literatura.

### 5.2.1 Equalização no *Downlink* de Sistemas 5G

O processo de equalização, de forma geral, consiste em estimar os sinais transmitidos a partir do sinal recebido. Em virtude da elevada complexidade computacional advinda das taxas de dados transmitidas por sistemas 5G, consideram-se para tais sistemas quase exclusivamente técnicas de equalização linear [96], que se valem de estimativas dos parâmetros do canal obtidas através sinais de referência (pilotos).

Em sistemas 5G operando em TDD, em particular, o fato de os parâmetros do canal do *downlink* serem idênticos [66] aos do *uplink*, permite que a equalização dos canais, em ambas as direções, seja processada na BS. Especificamente, a BS estima os parâmetros  $\mathbf{H}_k^u$  utilizando os sinais de piloto recebidos do usuário  $u$  no *uplink*, os emprega para o cálculo do equalizador para os sinais recebidos no *uplink* e para a formatação do feixe do *downlink*. Nesta linha, suponha que o UE do usuário  $u$  determine o vetor de símbolos recebidos como  $\hat{\mathbf{x}}_{k,b}^u \triangleq (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{r}_{k,b}^u$ , em que  $\kappa_k^u$  é uma constante que ajusta a potência do sinal ao nível adequado. Supõe-se que o UE não realize equalização. Note, porém, que o padrão 5G NR não determina explicitamente como os receptores devem ser implementados e que o sinal transmitido no *downlink* contém sinais de referência (pilotos), o que permite ao UE

---

<sup>3</sup>Nos sistemas 5G NR, nos dois sentidos de transmissão (*uplink* e *downlink*), podem ser transmitidos mais de um fluxo de dados simultaneamente pelas mesmas subportadoras. Cada um desses fluxos de dados constitui uma *layer*. Observe que a separação desses sinais pelos receptores se dá exclusivamente através do processamento espacial (espatiotemporal se forem empregados *space-time block codes* na codificação das *layers*).

estimar os parâmetros do canal do *downlink* e utilizá-los num equalizador adicional.

De (5.3) e (5.5), segue que

$$\hat{\mathbf{x}}_{k,b}^u = (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{H}_k^u \mathbf{G}_k^u \mathbf{x}_{k,b}^u + (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{w}_{k,b}^u + (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{v}_{k,b}^u. \quad (5.6)$$

Nesta seção, considera-se somente o cenário que em as eventuais múltiplas BS não cooperam para o cálculo da matriz de formação de feixe  $\mathbf{G}_k^u$ . Em tal cenário, as formulações mais usuais para o cálculo de tal matriz são as seguintes [98]:

### Formatação de Feixe ZF (*Zero-Forcing*)

O formatador de feixe ZF é definido por [99], como:

$$\mathbf{G}_k^{ZF,u} = \kappa_k^u (\mathbf{H}_k^u)^\#, \quad (5.7)$$

em que  $(\cdot)^\#$  denota a operação de pseudo-inversão. Caso  $\mathbf{H}_k^u$  tenha posto completo, vale que  $(\mathbf{H}_k^u)^\# = (\mathbf{H}_k^u)^* [\mathbf{H}_k^u (\mathbf{H}_k^u)^*]^{-1}$ .

Verifica-se que  $\mathbf{G}_k^{ZF,u}$  leva a uma razão sinal-ruído no UE que tende à ótima [98] em sistemas não sujeitos à interferência.

### Formatação de Feixe MF (*Matched Filter*)

O formatador de feixe MF definido por [98], é dado pela expressão:

$$\mathbf{G}_k^{MF,u} = \kappa_k^u (\mathbf{H}_k^u)^* \text{diag} \{1/[\mathbf{H}_k^u (\mathbf{H}_k^u)^*]_{ii}\}, \quad (5.8)$$

em que  $\text{diag}\{\cdot\}$  denota o operador de construção de uma matriz diagonal cuja  $i$ -ésima entrada é dada pelo argumento, e  $[\cdot]_{ii}$  denota o elemento da matriz com os índices subscritos.

Diferentemente de (5.7), o cálculo de (5.8) não demanda uma inversão de matriz, sendo portanto menos complexo computacionalmente. Além disso, sob a hipótese de que as entradas de  $\mathbf{H}_k^u$  sejam variáveis aleatórias descorrelacionadas e de média nula, segue, pela Lei dos Grandes Números, que

$$\begin{aligned} \left[ (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{H}_k^u \mathbf{G}_k^{MF,u} \right]_{ij} &= \frac{\sum_{l=1}^{N_{BS}} [\mathbf{H}_k^u]_{il} [(\mathbf{H}_k^u)^*]_{lj}}{\sum_{l=1}^{N_{BS}} |[\mathbf{H}_k^u]_{il}|^2} \\ &\xrightarrow[N_{BS} \rightarrow \infty]{P} \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}, \end{aligned} \quad (5.9)$$

ou seja, o produto tende em probabilidade à matriz identidade.

### 5.2.2 Formatação de Feixe ZF Cooperativa

Os algoritmos descritos na Sec. 5.2.1 determinam as matrizes de formatação de feixe isoladamente para cada usuário. Apesar de, no *downlink* de um sistema OFDMA, a cada instante de tempo, apenas um usuário utilizar cada subportadora, num sistema celular típico cada UE recebe sinal de mais de uma BS. Como consequência, os algoritmos da Sec. 5.2.1, que não consideram a operação de outras BS, não são capazes de explorar a diversidade espacial dos usuários de modo pleno.

Uma solução proposta nesta monografia, e mais adequada neste quesito seria coordenar a operação das BSs de modo a reduzir a interferências nos UEs conectados às BSs vizinhas. Para esta finalidade, pode-se determinar  $\mathbf{G}_k^{ZFC,u}$  como

$$\mathbf{G}_k^{ZFC,u} = \kappa_k^u \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^u \\ \mathbf{H}_k^{u,1} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_k^{u,N_I} \end{bmatrix}^\# \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (5.10)$$

em que  $\mathbf{I}$  denota a matriz identidade,  $\mathbf{0}$  uma matriz com todas as entradas nulas, e  $\mathbf{H}_k^{u,v}$  é a matriz com a resposta do canal entre o usuário  $u$  e cada uma das  $N_I$  BSs vizinhas, i.e., aquelas que produzem interferência relevante no usuário  $u$  conectado à BS de interesse<sup>4</sup>.

A motivação para a Eq. 5.10 é determinar  $\mathbf{G}_k^{ZFC,u}$  como a matriz que inverte os efeitos do canal  $\mathbf{H}_k^u$  e, simultaneamente, minimiza o sinal que trafega pela mesma subportadora oriundo de outras BS, que constituem interferência. Observe que uma solução que satisfaça exatamente estes requisitos, em geral, não existe, uma vez que a matriz sendo invertida não é quadrada.

### 5.2.3 Identificação dos parâmetros do canal

O cálculo das matrizes de formatação de feixe requer o conhecimento das matrizes de parâmetros do canal  $\mathbf{H}_k^u$ . Tais variáveis podem ser estimadas pela BS utilizando os sinais de referência transmitidos no *uplink*; em virtude da reciprocidade entre os canais no *downlink* e no *uplink* [66], no instante  $b$  e na subportadora  $k$  que o UE de índice  $u$  transmite, o sinal recebido pela BS no *uplink* pode ser descrito como

$$\check{\mathbf{r}}_{k,b} = (\mathbf{H}_k^u)^T \check{\mathbf{s}}_{k,b}^u + \check{\mathbf{w}}_{k,b} + \check{\mathbf{v}}_{k,b}, \quad (5.11)$$

em que  $(\cdot)^T$  denota a operação de transposição de matrizes,  $\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u$  o sinal transmitido pelo UE de índice  $u$ , e  $\check{\mathbf{w}}_{k,b}$  e  $\check{\mathbf{v}}_{k,b}$  representam, respectivamente, as contribuições do ruído e da

---

<sup>4</sup>Note que as respostas  $\mathbf{H}_k^{u,i}$  devem ser estimadas (vide a Sec. 5.2.3) nas BSs vizinhas e os parâmetros devem ser transmitidos para a BS de interesse, usando o *backbone* da rede celular, para o cálculo da matriz de formatação de feixe.

interferência na BS.

Supondo que  $\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u$ ,  $\check{\mathbf{w}}_{k,b}$  e  $\check{\mathbf{v}}_{k,b}$  sejam conjuntamente independentes e tenham média nula, segue de (5.11) que

$$E[\check{\mathbf{r}}_{k,b}^u(\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*] = (\mathbf{H}_k^u)^T E[\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u(\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*]. \quad (5.12)$$

Para se determinar  $\mathbf{H}_k^u$  a partir de (5.12), as esperanças nesta equação podem ser estimadas como

$$E[\check{\mathbf{r}}_{k,b}^u(\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*] \approx \frac{1}{|B_k^u|} \sum_{b \in B_k^u} \check{\mathbf{r}}_{k,b}^u(\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*, \quad (5.13)$$

$$E[\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u(\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*] \approx \frac{1}{|B_k^u|} \sum_{b \in B_k^u} \check{\mathbf{s}}_{k,b}^u(\check{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*, \quad (5.14)$$

em que  $B_k^u$  denota o conjunto dos instantes  $b$  que o usuário  $u$  transmite sinais conhecidos (pilotos) pela subportadora  $k$  e  $|\cdot|$  a cardinalidade de um conjunto.

Em situações práticas, o estimador definido por (5.12)-(5.14) pode ser substituído por um filtro adaptativo [100]. Vale notar ainda que, no *uplink* do padrão 5G NR, nem todas as subportadoras transmitem piloto periodicamente, sendo necessária a utilização de algum método de interpolação no domínio da frequência [101] para permitir a estimação dos parâmetros referentes a todas as subportadoras.

### 5.3 Configurações das Simulações

Nas simulações descritas a seguir, tanto para o *uplink* quanto para o *downlink*, considerou-se um sistema 5G NR operando com banda de 400MHz,  $N_{BS} = 128$  e  $N_{UE} = N_L$ . A configuração considerada opera com 3300 subportadoras OFDM espaçadas de 120kHz,  $N_{FFT} = 4096$  e prefixo cíclico de duração de  $N_{CP} = 288$  amostras. O potência total radiada pelas BS foi fixada em 38dBm. O nível de ruído nos UE foi fixado em -88,5dBm [102]. As alturas do UE e BS foram 1,5 e 25m respectivamente.

A configuração considerada utiliza células com setorização de 120° (Figura 5.1) e fator de reuso de frequência unitário. Para fins de avaliação dos efeitos de interferência, consideraram-se apenas as células imediatamente vizinhas.

Para a avaliação de desempenho, considerou-se um único UE utilizando todos os blocos de recurso disponíveis no *downlink*, tanto na célula de interesse (BS 1) como nas células interferentes (BS 2 e BS 3). Em cada realização, os UEs ocupam posições aleatórias, distribuídas uniformemente dentro das respectivas células. Os parâmetros de propagação (Eq. 4.1) entre o UE de interesse e todas as BSs consideradas foram gerados conjuntamente utilizando as rotinas fornecidas em [103]. Os parâmetros referentes aos canais entre as BSs interferentes e seus UEs são gerados independentemente. Na determinação dos canais equivalentes em tempo discreto (Eq. 5.1), utilizou-se um filtro com resposta  $g(\cdot)$  passa-



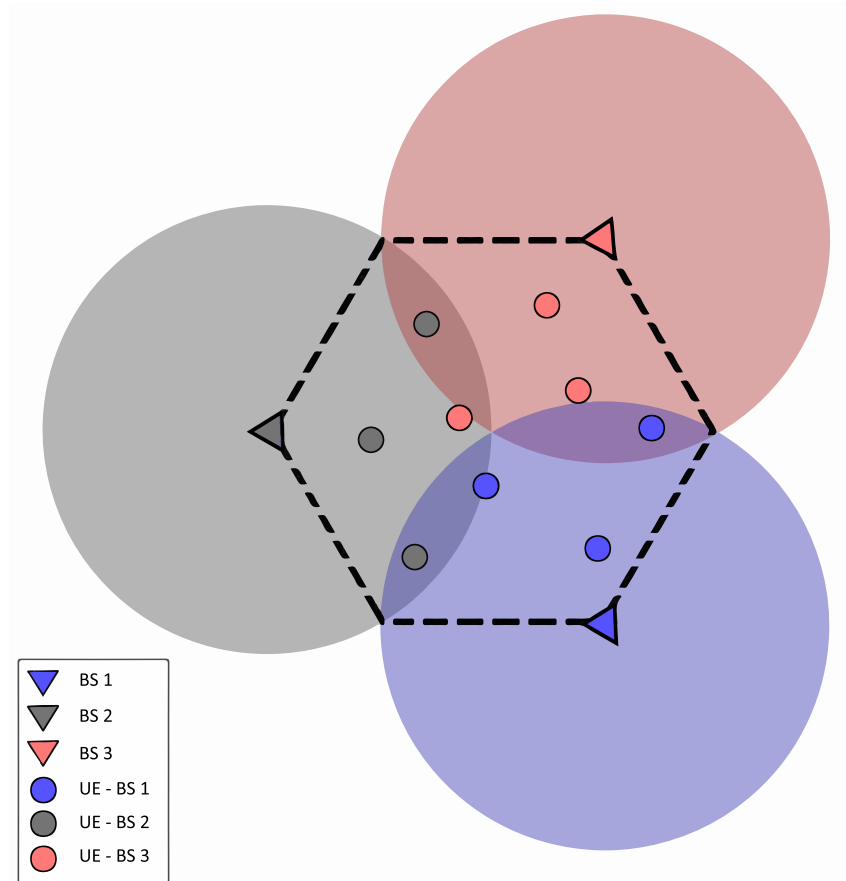


Figura 5.1: Configuração das células no sistema considerado.

baixas ideal com banda de 400MHz truncada, com duração total de 201 amostras de sinal recebido. As simulações a seguir ilustram o desempenho medido ao longo de 500 realizações independentes.

## 5.4 Resultados com QuaDRiGa

Os gráficos referentes aos resultados apresentados a seguir, tanto para *uplink*, quanto para *downlink*, seguem o mesmo padrão, em que no eixo das abscissas é representada a taxa de erro de bit (BER), no eixo das ordenadas é representada a função densidade de probabilidade acumulada (CDF) da BER, e cada uma das linhas verticais representam os códigos LDPC de taxa  $R$ .

As simulações do modelo Quadriga utilizaram o modelo de arranjo de antenas escolhido para as BS foi o “3GPP-mmw”. Salvo mencionado em contrário, as demais configurações são idênticas às descritas na Seção 5.3.

Nos resultados descritos nas Figuras 5.2 - 5.5 foi utilizado o cenário “BERLIN\_UMa-NLOS”, um cenário de propagação terrestre sem linha de visada direta baseado no modelo empírico obtido a partir das medições realizadas em Berlim, Alemanha, sem considerar a ocorrência de precipitações pluviais. Este cenário foi escolhido por representar as condições

de propagação numa região metropolitana, tal como o cenário empregado na Seção 5.5.

A Figura 5.2 ilustra o desempenho medido ao longo de 500 realizações independentes, com células de 100m de raio, utilizando as modulações de 16, 64 e 256 QAM, operando nas frequências de 28 e 73GHz e formatação de feixe ZF. Como se pode observar, modulações de ordem menor apresentam melhor desempenho, mas o mesmo se degrada acentuadamente sob interferência. Também é notado um melhor desempenho no sistema operando em uma frequência menor.

A Figura 5.3 apresenta o desempenho utilizando  $|B_S|=5$  e  $|B_S|=10$  símbolos conhecidos (piloto) para a estimação dos parâmetros do canal com um formatador de feixe ZF cooperativo operando em 73GHz. É notável a diferença de desempenho quando a quantidade de símbolos de treinamento cai pela metade: isso ocasiona uma degradação na qualidade das estimativas dos parâmetros do canal, afetando negativamente o funcionamento do algoritmo de formatação de feixe, fazendo com que a probabilidade de funcionamento do sistema caia acentuadamente pois as taxas de erro de bit verificadas excedem, nesta situação, a capacidade de correção de erros dos códigos empregados.

A Figura 5.4 mostra o desempenho observado para o formatador de feixe ZF com modulação de 64 QAM operando em 73GHz e diferentes números de *layers*, com células de raio 100m. O desempenho com o uso do formatador de feixe cooperativo foi consideravelmente superior. A diferença é evidenciada no sinal com interferência, no qual se nota uma substancial melhora no desempenho do sinal utilizando a cooperação entre as BS mais próximas.

A Figura 5.5 apresenta o desempenho do formatador de feixe MF operando em 73GHz. Nota-se que o formatador MF não apresenta resultados satisfatórios quando o número de *layers*  $N_L$  é maior que 1.

As figuras a seguir avaliam o desempenho do sistema em condições distintas das anteriores: a Figura 5.6 mostra o desempenho inferido sob precipitações pluviais, em função da intensidade destas, utilizando o formatador de feixe ZF (não-cooperativo), modulação 64 QAM, frequência de 28GHz, para  $N_L = 4$ , utilizando células com raio de 200m e  $|B_S|=10$ . Como se pode observar, o desempenho se degrada apenas ligeiramente com o aumento da intensidade das precipitações. Na Figura 5.7, por sua vez, utilizou-se o modelo “BERLIN\_UMa\_LOS”, que apresenta um cenário de propagação com linha de visada direta, considerando células de 100m de raio, utilizando as modulações de 16, 64 e 256 QAM, operando em 73GHz e formatação de feixe ZF (não-cooperativo). Assim como na Figura 5.2, pode-se observar que modulações de ordem menor apresentam melhor desempenho, mas o mesmo se degrada acentuadamente sob interferência. Também é notado um desempenho ligeiramente melhor no sistema quando operado com visada direta (LOS).

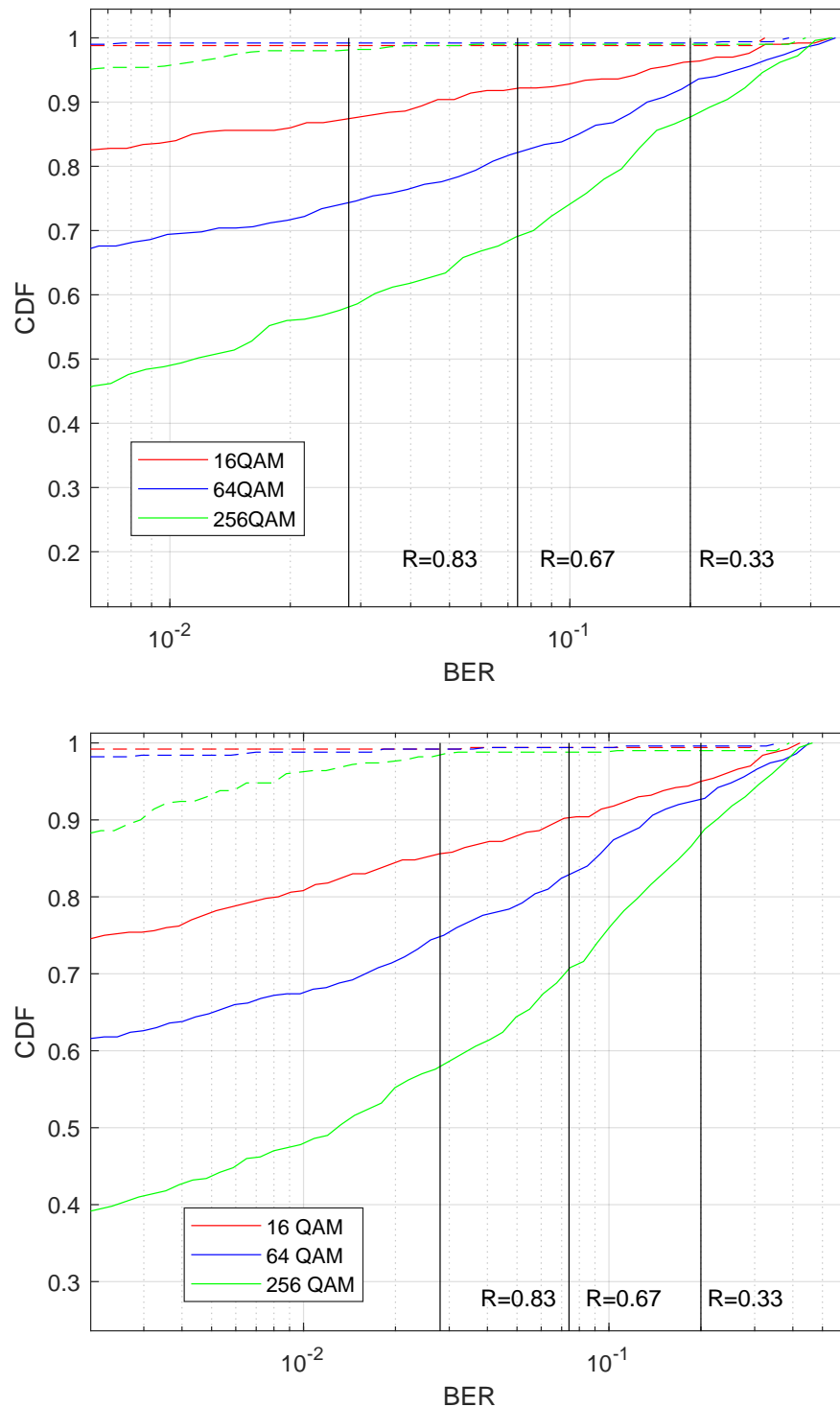


Figura 5.2: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100 m, operando em 28GHz(cima) e 73GHz(baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com  $|B_S|=10$ , para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas tracejadas se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (Packet Error Rate) de  $10^{-5}$ .

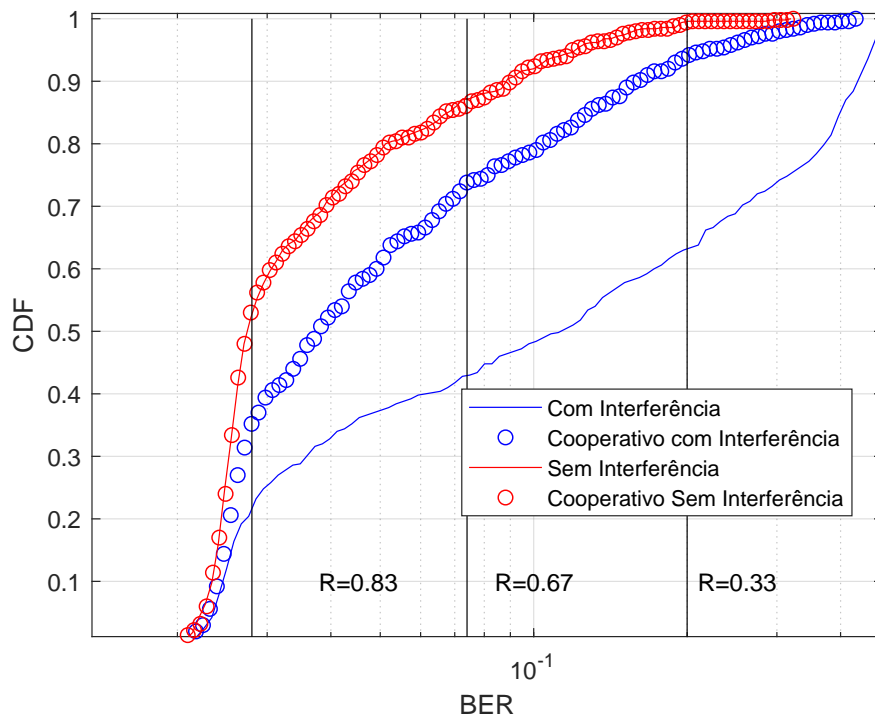
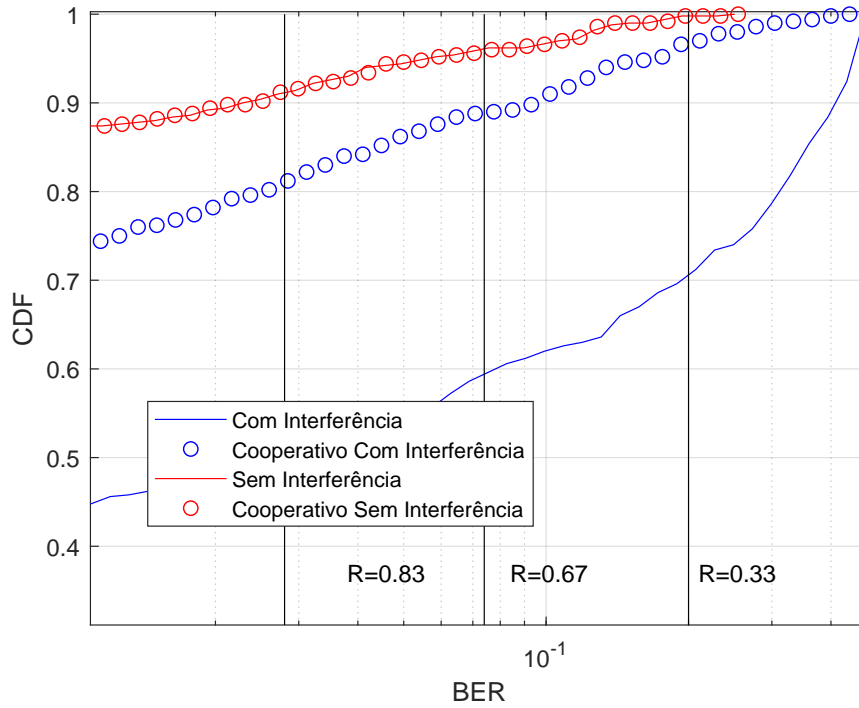


Figura 5.3: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para um sistema operando em 73GHz sem visada direta e modulação de 256 QAM e número de *layers* ( $N_L = 1$ ), utilizando formatação de feixe ZF calculadas com  $|B_S|=10$  (cima) e  $|B_S|=5$  (baixo). As linhas destacadas com  $\circ$  apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

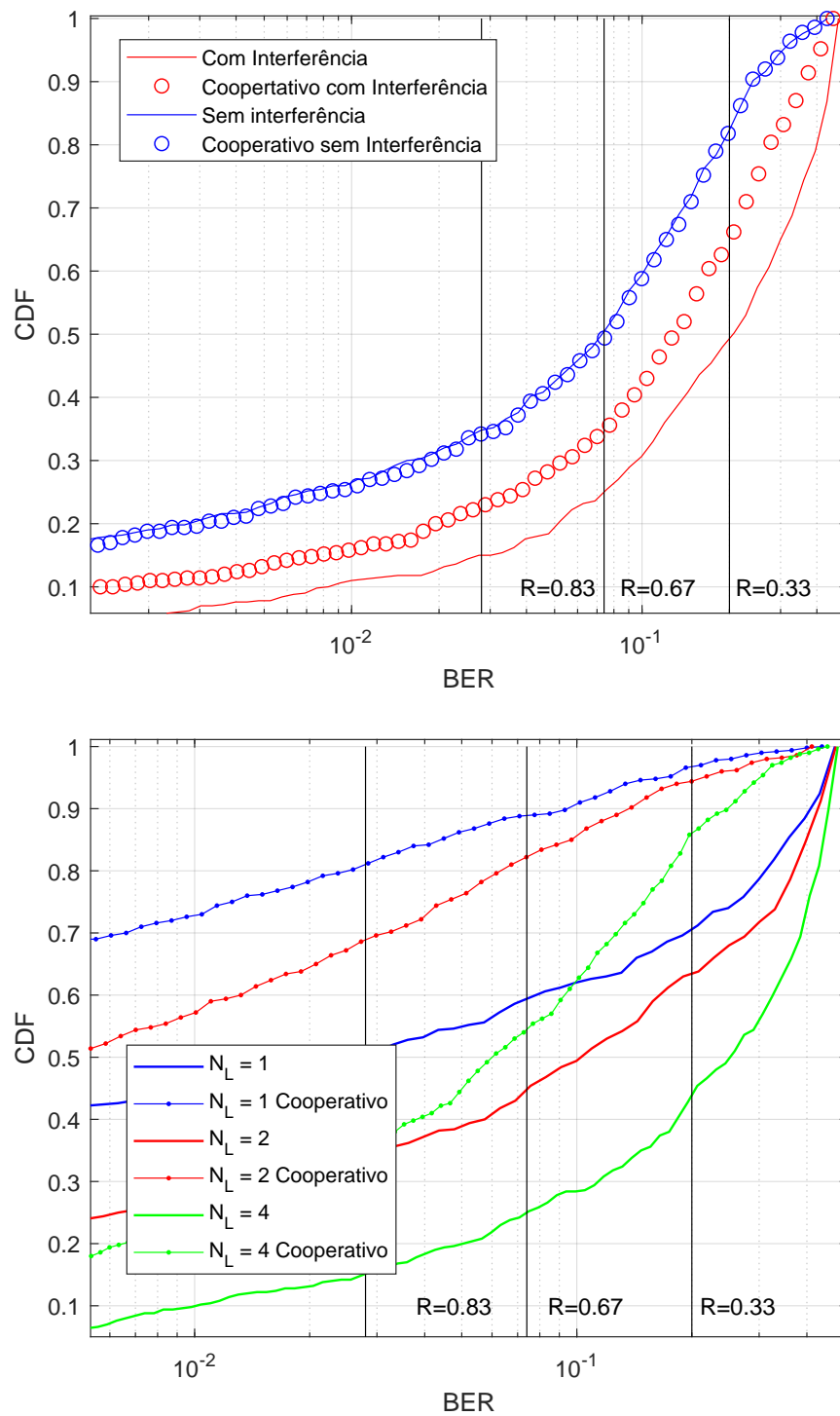


Figura 5.4: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para modulação 256 QAM utilizando formatação de feixe ZF com  $|B_S|=10$ , para  $N_L=4$  com e sem interferência (cima) e com interferência em função do número de *layers* ( $N_L$ ) (baixo). As linhas destacadas com  $\circ$  apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

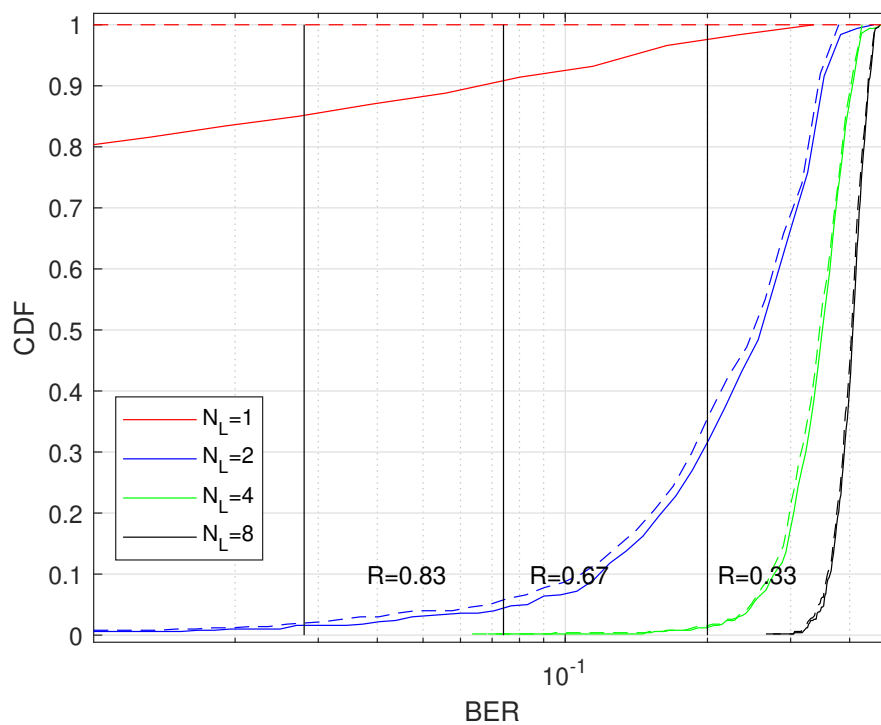


Figura 5.5: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para modulação 64 QAM e operando na frequência de 28GHz com formatador de feixe MF em função do número de *layers* ( $N_L$ ), utilizando células com raio de 200m e  $|B_S|=10$ . As linhas destacadas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência e as sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

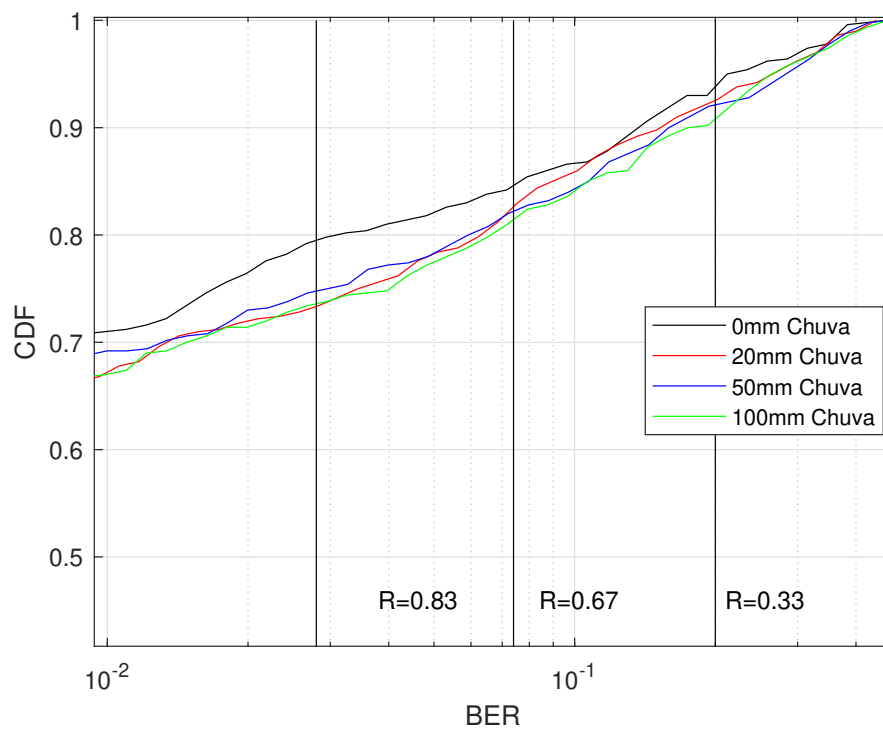


Figura 5.6: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada em função da intensidade das precipitações pluviais, utilizando modulação 64 QAM, frequência de 28GHz,  $N_L = 4$ , modulação 64 QAM, células com raio de 200m e  $|B_S| = 10$ , com formatador de feixe ZF (não-cooperativo) sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

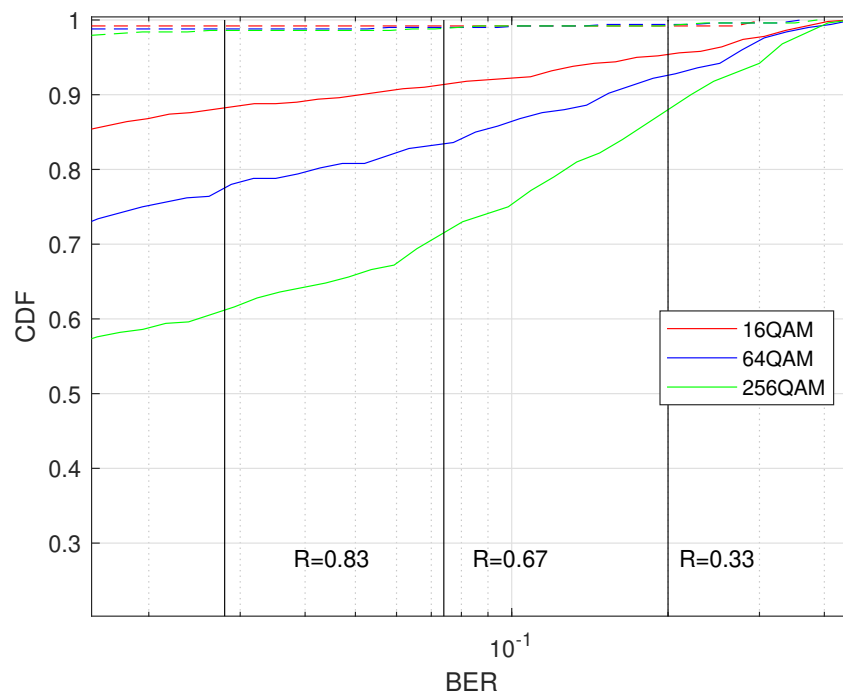


Figura 5.7: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100m, operando em 73GHz com visada direta (LOS), utilizando formatação de feixe ZF (não-cooperativo) calculada com  $|B_S|= 10$ , para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas tracejadas se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (*Packet Error Rate*) de  $10^{-5}$ .



## 5.5 Resultados com NYUSIM

As simulações a seguir empregaram os parâmetros exatos dos canais equivalentes (Eq. 5.4) no cálculo dos formatadores de feixe. Os seguintes parâmetros foram alterados em relação aos pré-definidos em [103]: frequência de 28GHz para a portadora, cenário UMa (*Urban Macrocell*), sem linha de visada, antenas co-polarizadas, umidade de 50%, pressão atmosférica de 940hPa e temperatura de 30°C.

A Figura 5.8 ilustra o desempenho medido ao longo de 500 realizações independentes, com células de 200m de raio, utilizando modulação 64 QAM e formatação de feixe MF e ZF. Como se pode observar, o formatador de feixe MF não produz resultados satisfatórios para  $N_L > 1$ , pois as probabilidades de funcionamento dos enlaces, dadas pelo cruzamento das curvas com os limiares relacionados a cada taxa do código corretor de erro LDPC (linhas verticais) [104] definidas no padrão, se mostram muito baixas. Por outro lado, o formatador ZF exibe melhor desempenho, mas o mesmo se degrada acentuadamente sob interferência.

A Figura 5.9 mostra o desempenho observado para o formatador de feixe ZF com  $N_L = 2$  para diferentes modulações, com células de raio 100 e 200m. O desempenho em ambos os casos foi bastante semelhante, com ligeira vantagem para células de 200m devido a menor interferência causada pela maior distância entre as BSs.

Na Figura 5.10, por sua vez, comparam-se os desempenhos obtidos calculando-se o formatador de feixe ZF com parâmetros exatos e estimados através de símbolos de referência via (5.12)-(5.14), utilizando  $|B_S| = 5$  e 10, para células de 200m de raio, 64 QAM e  $N_L = 2$ . Como se pode notar, o uso de parâmetros inexatos provoca uma degradação bastante significativa de desempenho.

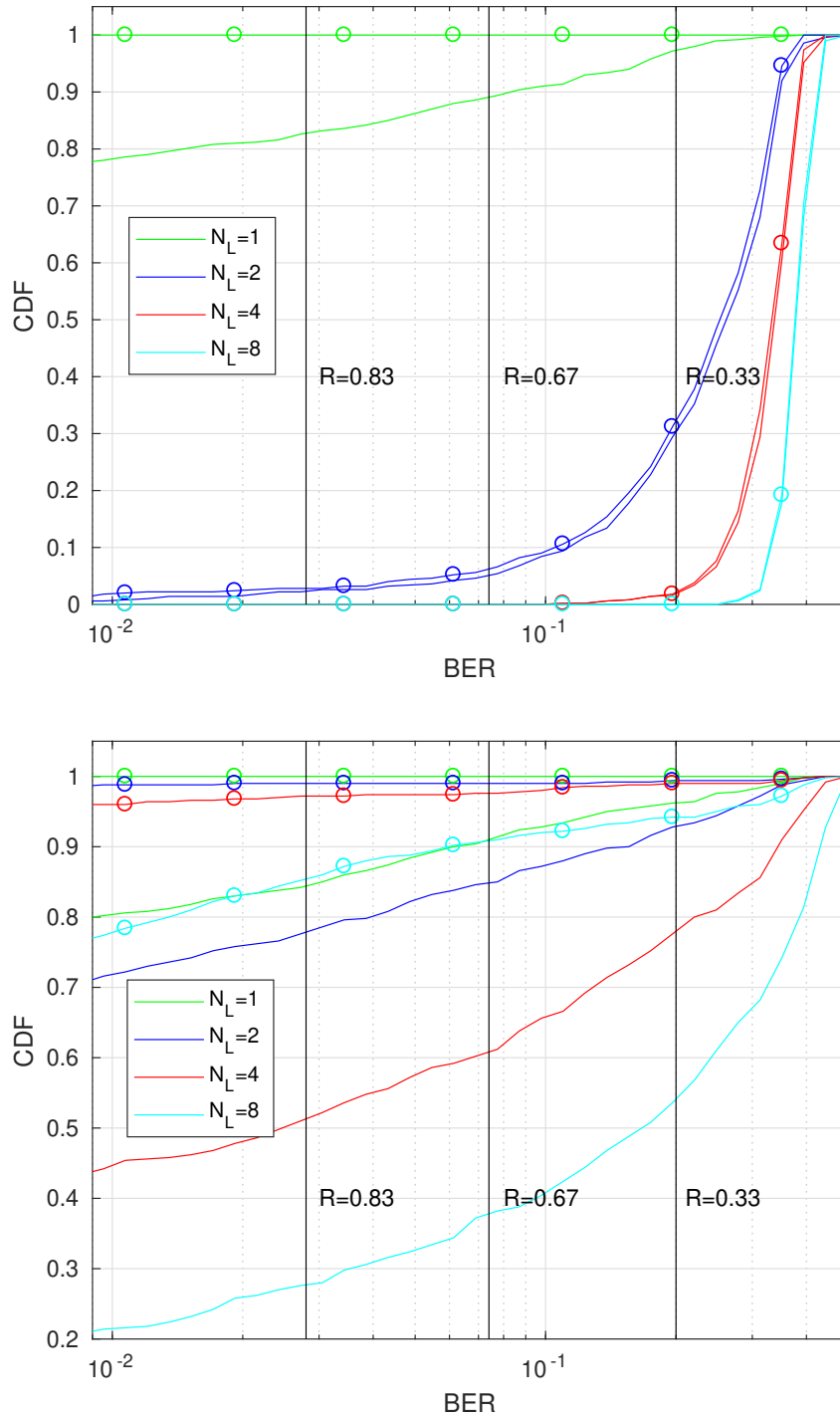


Figura 5.8: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada em função do número de *layers* ( $N_L$ ) para modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe MF (cima) e ZF (baixo) calculadas com parâmetros exatos do canal. As linhas destacadas com  $\circ$  se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

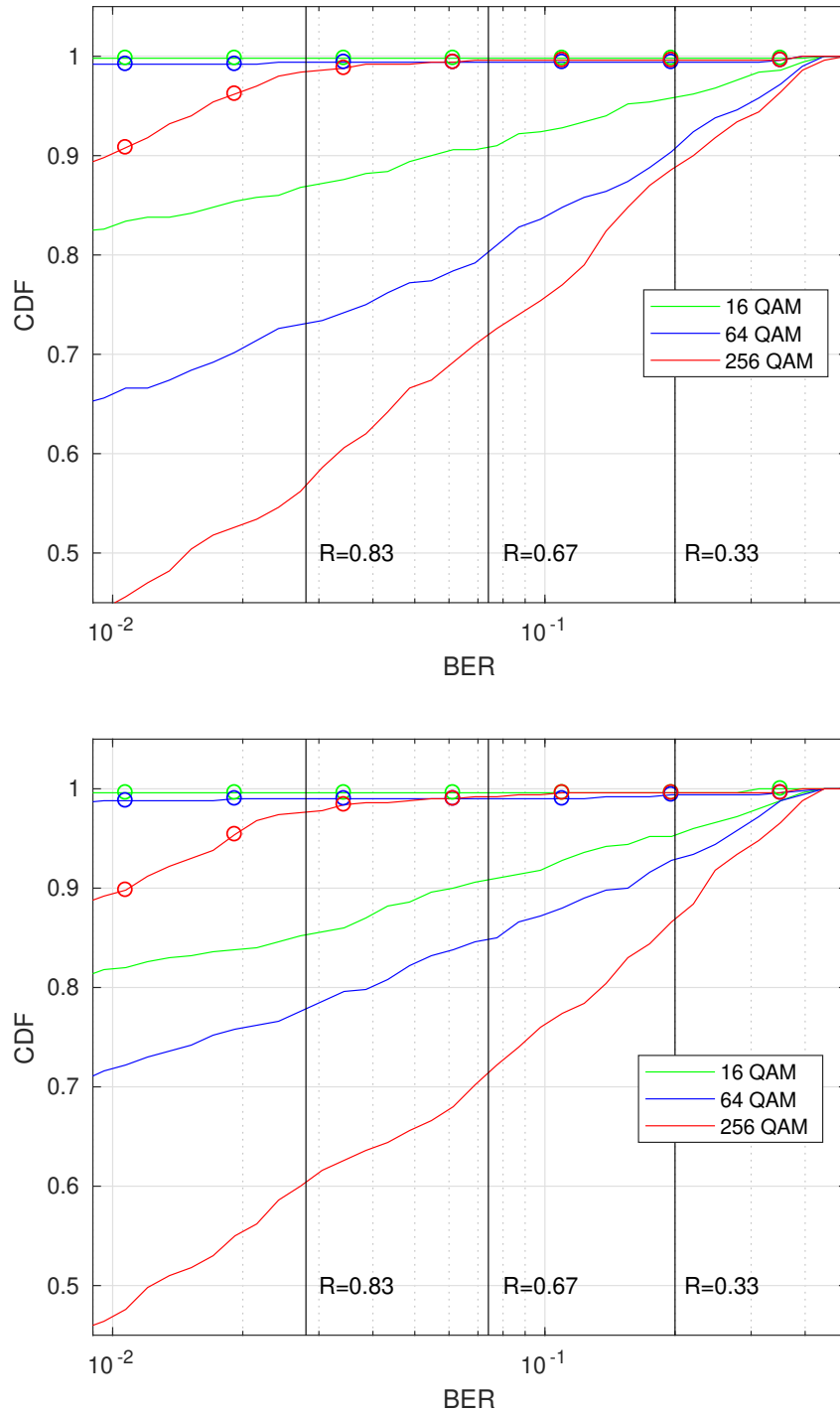


Figura 5.9: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 2$ , para células de raio 100m (cima) e 200m (baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com parâmetros exatos do canal, para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas destacadas com  $\circ$  se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

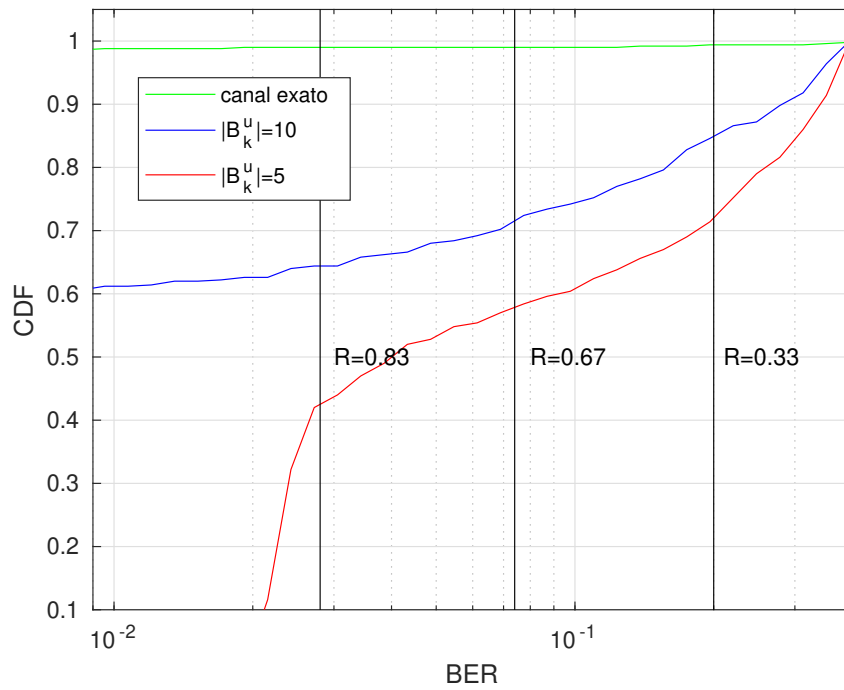


Figura 5.10: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 2$  sem considerar interferências para células de raio 200m e modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe ZF calculada com parâmetros de canal exatos e estimados. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

## 5.6 Observações Finais

Os resultados das simulações mostram que os sistemas 5G NR podem operar com grande confiabilidade nas faixas de 28 e 73GHz a depender dos parâmetros de configuração utilizados, mesmo em cenários urbanos com propagação sem visada direta.

Os resultados mostram que a interferência entre células é o principal fator de degradação de desempenho do sistema e pode ser mitigada, parcialmente, pelo algoritmo de formatação de feixe cooperativo proposto nesta monografia.

Ao contrário do que se esperava, o desempenho do sistema em 73GHz é semelhante ao observado em 28GHz mesmo na ausência de visada direta. Vale ressaltar também que os resultados gerados pelos dois modelos distintos se mostraram qualitativamente parecidos.

Outro aspecto é que, mesmo sob precipitações pluviais intensas, o desempenho do sistema operando em ondas milimétricas se degrada apenas ligeiramente, ao contrário com o que ocorre para sistemas de TV via satélite, por exemplo. A explicação para tanto está na diferença das ordens de magnitude das distâncias dos enlaces envolvidos.

Finalmente, observou-se que o aumento no número de *layers* degrada fortemente o desempenho do sistema, especialmente ao se utilizar o formatador de feixe MF. Desta forma, configurações com  $N_L > 1$ , correspondentes a taxas de *download* elevadas, se mostraram pouco confiáveis.



## Desempenho do Uplink

Neste capítulo são apresentadas simulações do desempenho do *uplink* de um sistema 5G NR. Por limitações de capacidade computacional e tempo, consideram-se apenas as configurações do *uplink* que empregam OFDM (e não DFT-*spread* OFDM).

O texto a seguir está organizado da seguinte forma: a Sec. 6.1 apresenta o modelamento do sinal recebido (pela BS) e os algoritmos de equalização considerados e os resultados das simulações estão reunidos na Sec. 6.2. Finalizando, a Sec. 6.3 contém observações e comentários.

### 6.1 Algoritmos de Equalização

Num sistema 5G NR operando em TDD, os algoritmos de equalização do *uplink* podem ser integralmente implementados na BS, poupando o UE - usualmente operado a bateria - da complexidade computacional relacionada. Para esta finalidade, a resposta do canal entre o UE de interesse e a BS pode ser estimada utilizando o método já descrito na Seção 5.2.3, tendo como referência sinais de *piloto* transmitidos periodicamente pelos UEs.

Como discutido na Seção 5.2.3, o sinal recebido pela BS no *uplink* para o símbolo de índice  $b$  na portadora  $k$  pode ser expresso como<sup>1</sup>

$$\tilde{\mathbf{r}}_{k,b} = (\mathbf{H}_k^u)^T \tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u + \tilde{\mathbf{w}}_{k,b} + \tilde{\mathbf{v}}_{k,b}. \quad (6.1)$$

em que  $(\cdot)^T$  denota a operação de transposição de matrizes,  $\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u$  o sinal transmitido pelo UE de índice  $u$ , e  $\tilde{\mathbf{w}}_{k,b}$  e  $\tilde{\mathbf{v}}_{k,b}$  representam, respectivamente, as contribuições do ruído e da interferência na BS. Note que a matriz com a resposta do canal no *uplink*, como consequência do princípio da reciprocidade, é o transposto da matriz correspondente no *downlink*, pois, apesar de as respostas serem idênticas, os transmissores no *downlink* são os receptores no *uplink*, e vice-versa.

Um *equalizador* linear é uma matriz  $\mathbf{F}_k^u$  usada para determinar a estimativa  $\hat{\mathbf{s}}_{k,b}$  como

$$\hat{\mathbf{s}}_{k,b} = \mathbf{F}_k^u \tilde{\mathbf{r}}_{k,b}^u. \quad (6.2)$$

Os algoritmos para determinação da matriz de formatação de feixe descritos na Se-

<sup>1</sup>Note que, num sistema OFDMA perfeitamente sincronizado, apenas um único usuário pode transmitir fixos os índices  $b$  e  $k$ .

ção 5.2.1 (ZF e MF) podem ser utilizados no *uplink* com a mesma formulação para o cálculo de  $\mathbf{F}_k^u$ , substituindo-se  $\mathbf{H}_k^u$  pelo seu transposto. É importante, porém, notar que, no *uplink* o equalizador atual após a adição de ruído e interferência ao sinal (Eq. 6.1), diferentemente do que ocorre no *downlink*, em que a matriz de formatação de feixe atua antes da transmissão do sinal (Eq. 5.5). Por esta razão, o equalizador (linear) de desempenho ótimo é aquele calculado pelo critério MMSE, descrito na Sec. 6.1.1

### 6.1.1 Equalizador MMSE (*Minimum Mean Square Error*)

O equalizador MMSE  $\mathbf{F}_k^{MMSE,u}$  é determinado pelo critério de mínimo erro médio quadrático, ou seja,

$$\mathbf{F}_k^{MMSE,u} = \arg \min_{\mathbf{F}_k^u} \mathbb{E} \|\mathbf{F}_k^u \mathbf{r}_{k,b}^u - \check{\mathbf{s}}_{k,b}^u\|^2. \quad (6.3)$$

Pode-se verificar que, para o modelo dado pela Eq. 6.1, o equalizador MMSE é dado por [105]

$$\mathbf{F}_k^{MMSE,u} = (\sigma_u^2 (\mathbf{H}_k^u)^* (\mathbf{H}_k^u)^T + (\sigma_v^2 + \sigma_w^2) \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \sigma_u^2 (\mathbf{H}_k^u)^*, \quad (6.4)$$

em que  $\mathbf{I}_{N_r}$  denota uma matriz identidade de tamanho  $N_r \times N_r$ , e  $\sigma_u^2$ ,  $\sigma_v^2$  e  $\sigma_w^2$  representam, respectivamente, as variâncias do sinal transmitido pelo usuário  $u$ , do ruído e da interferência. Note que a Eq. 6.4 aproxima a matriz de covariância dos sinais interferentes por uma identidade.

Similarmente ao algoritmo ZF, algoritmo MMSE necessita da inversão de uma matriz.

### 6.1.2 Equalizador ZF Cooperativo

Seguindo o mesmo raciocínio da Sec. 5.2.2 um equalizador ZF cooperativo pode ser determinado como uma matriz que inverteria os efeitos do canal entre o UE de interesse e a BS e zerasse o sinal relativo aos usuários interferentes (ou seja, aqueles conectados a outras BS), i.e., determinando o equalizador  $\mathbf{F}_k^{ZFC,u}$  como

$$\mathbf{F}_k^{ZFC,u} = \kappa_k^u \begin{bmatrix} (\mathbf{H}_k^u)^T \\ (\mathbf{H}_k^{u,1})^T \\ \vdots \\ (\mathbf{H}_k^{u,N_I})^T \end{bmatrix} \# \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

## 6.2 Resultados das Simulações

Os resultados descritos a seguir utilizaram o modelo Quadriga<sup>2</sup>, com as mesmas configurações mencionadas nas Seções 5.3 e 5.4.

<sup>2</sup>Devido ao tempo computacional requerido, realizaram-se nesta seção apenas simulações empregando o modelo Quadriga.



A Figura 6.1 apresenta o desempenho do sistema, sob interferência de usuários conectados a células vizinhas, em função do número de *layers*  $N_L$ . Os gráficos fazem o comparativo variando o número de símbolos de treinamento (piloto), sendo possível notar que o desempenho do sistema é notavelmente diminuído quando  $|B_S|=5$ . Como verificado para o *downlink* (Seção 5), este fato decorre da degradação de qualidade das estimativas dos parâmetros do canal nesta situação, o que afeta negativamente o funcionamento dos algoritmos de equalização.

A Figura 6.2 apresenta a comparação entre as modulações de diferentes ordens e o contraste do desempenho utilizando equalização cooperativa e não cooperativa com um equalizador ZF, operando em 28GHz (cima) e 73GHz (baixo), novamente considerando a interferência de usuários conectados a células vizinhas. Percebe-se que o sistema, quando operado em 28GHz, apresenta um desempenho superior, e que o uso do algoritmo cooperativo leva a uma melhoria substancial de desempenho.

A Figura 6.3 ilustra o desempenho medido ao longo de 500 realizações independentes, com células de 100m de raio, utilizando as modulações de 64 QAM, operando em 73GHz e equalizadores ZF, MMSE e MF, com e sem interferência de usuários conectados a células vizinhas, considerando apenas algoritmos não cooperativos. Observa-se que o equalizador ZF tem um desempenho inferior ao MMSE, o que ilustra que, na configuração simulada, a contribuição do ruído aditivo é significativa.

A Figura 6.4 apresenta o desempenho do sistema sob efeito de diferentes intensidades de chuva, utilizando o formatador de feixe ZF cooperativo. É notada uma ligeira queda de desempenho do sistema conforme a intensidade de chuva aumenta.

Finalmente, a Figura 6.5 apresenta o desempenho do sistema operando em 28GHz com visada direta (LOS) para as modulações de 16, 64 e 256QAM. É observado uma melhora no desempenho se comparado ao cenário NLOS. Como observado anteriormente, as modulações de ordem maior apresentam pior desempenho.

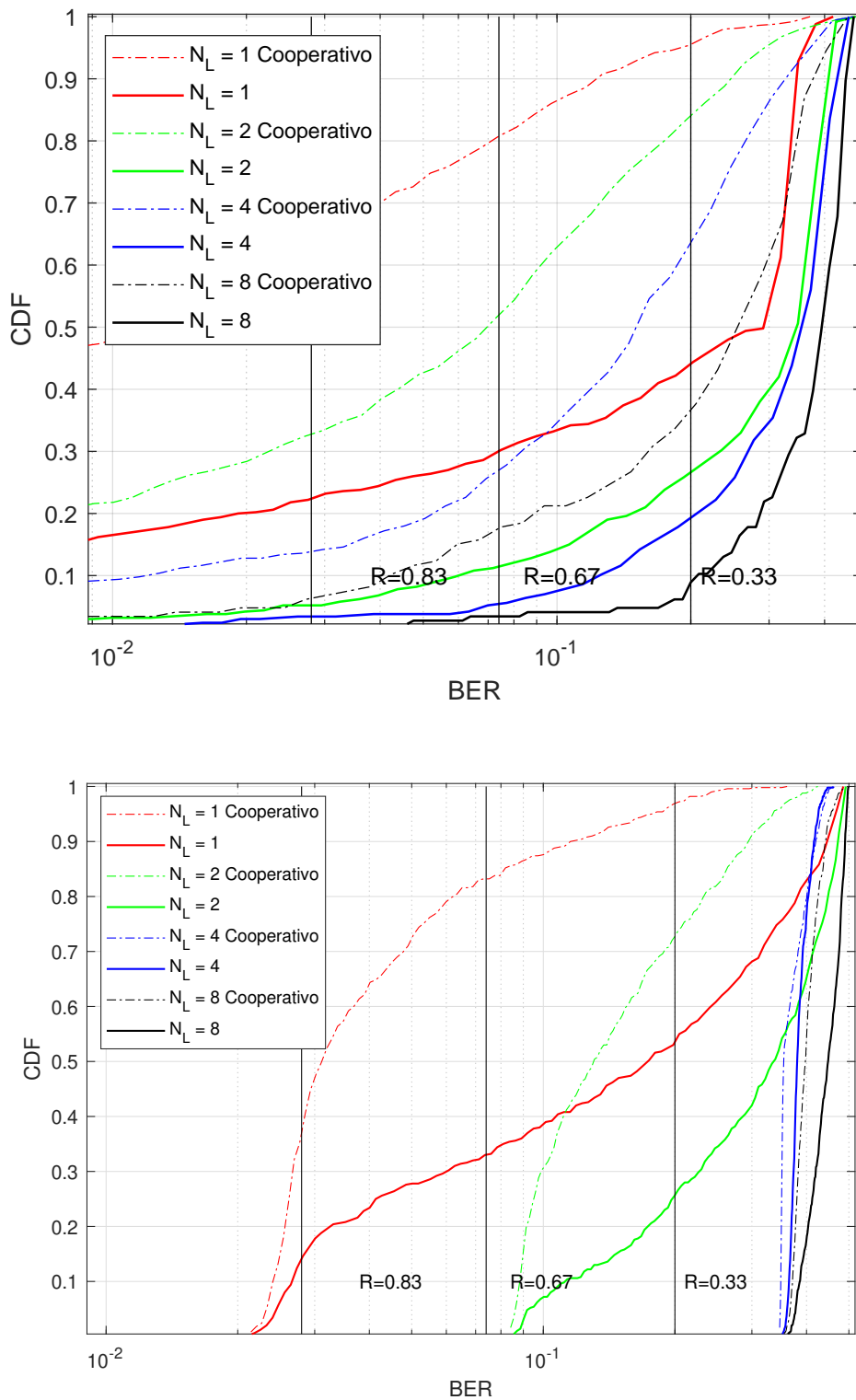


Figura 6.1: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada em função do número de *layers* ( $N_L$ ) para modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe ZF calculadas com  $|B_S|=10$  (cima) e  $|B_S|=5$  (baixo), operando em 73GHz, sem linha de visada direta, equalizador ZF, utilizando células com raio de 100m. As linhas pontilhadas apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa e as linhas sólidas, algoritmos não cooperativos. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (*Packet Error Rate*) de  $10^{-5}$ .

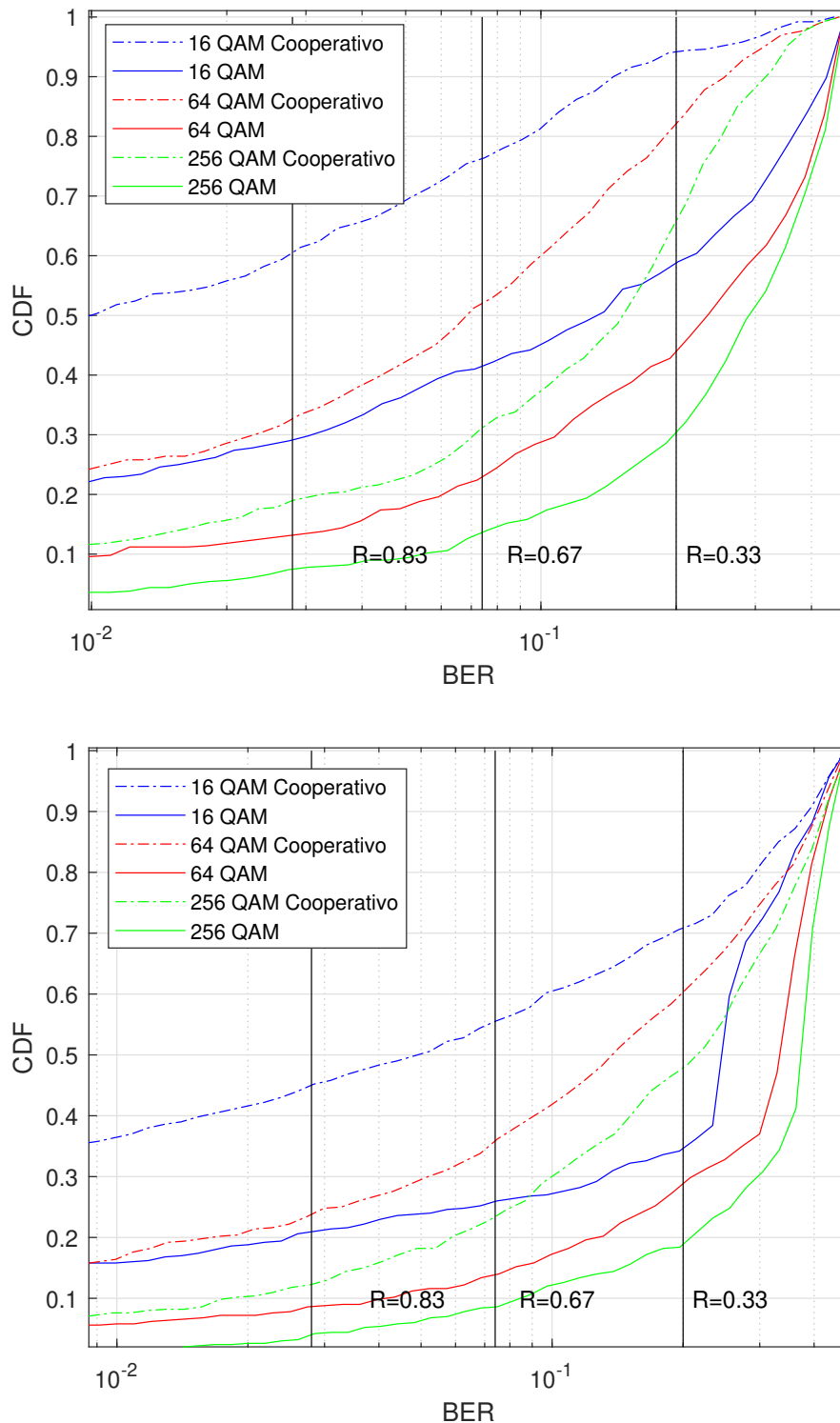


Figura 6.2: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100 m, operando em 28GHz (cima) e 73GHz (baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com  $|B_S|=10$  sem linha de visada direta, para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas tracejadas se referem ao desempenho da equalização cooperativa, e as linhas sólidas, algoritmos não cooperativos. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

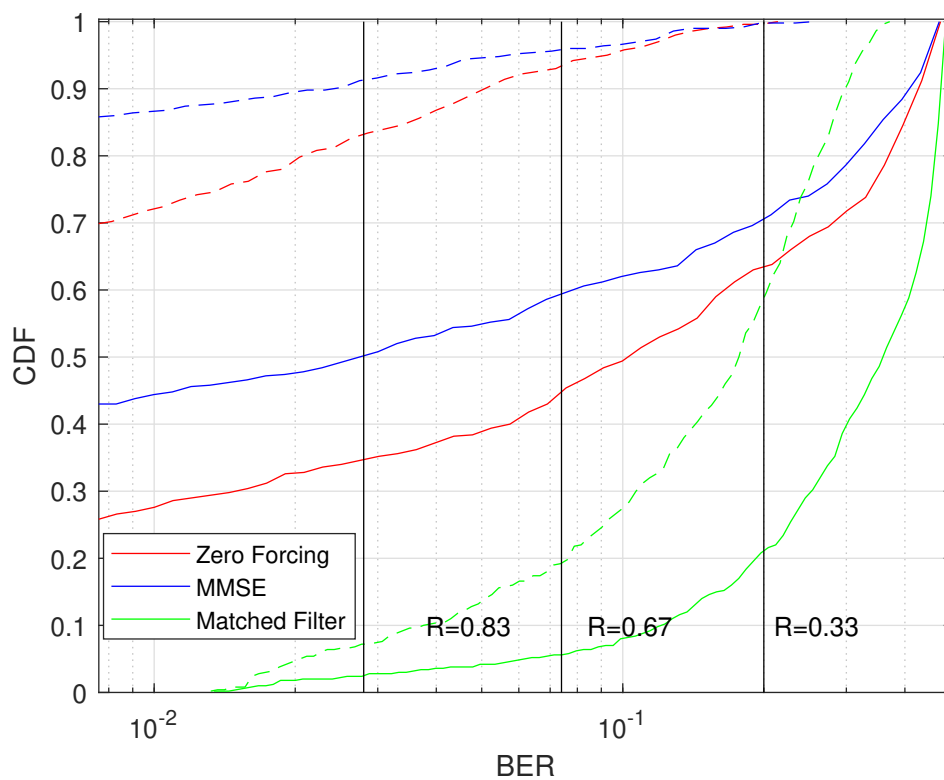


Figura 6.3: Função densidade de probabilidade acumulada da BER para modulação 16 QAM, operando em 28GHz sem linha de visada direta, para os equalizadores ZF, MMSE e MF, calculados com  $|B_S|=10$ , com e sem interferência, utilizando células com raio de 100m. As linhas pontilhadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência e as sólidas, sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

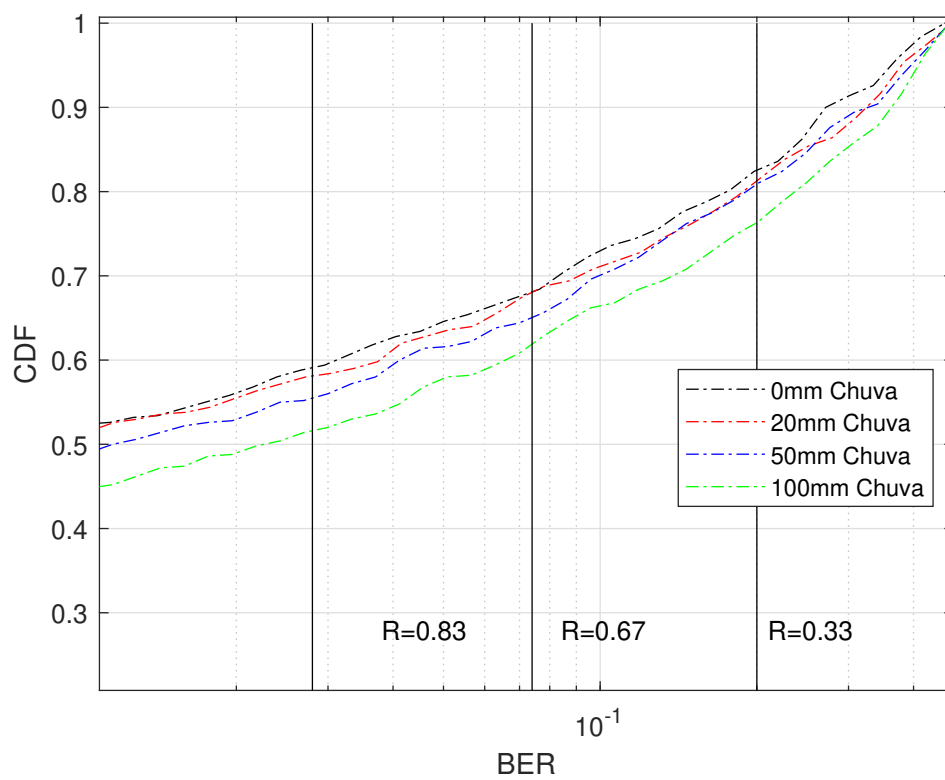


Figura 6.4: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para o formatador de feixe ZF Cooperativo em função da intensidade das precipitações pluviométricas, operando em 28GHz, com  $N_L = 4$ , células com raio de 100m e modulação 16 QAM, sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

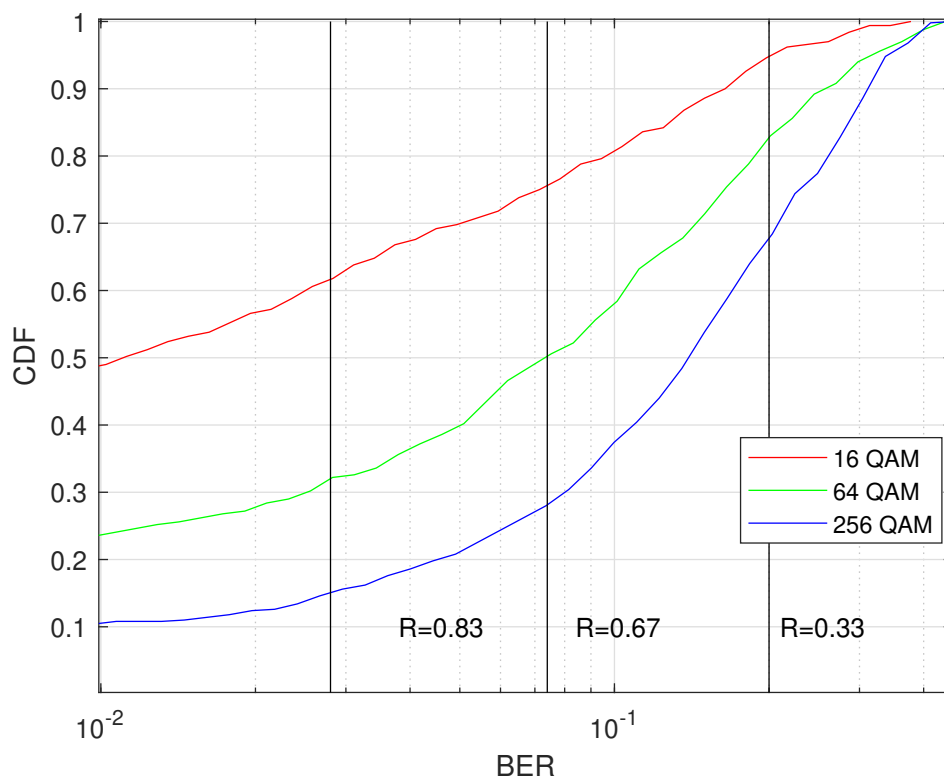


Figura 6.5: Função densidade de probabilidade acumulada da BER observada para  $N_L = 4$ , para células de raio 100m, operando em 28GHz com visada direta (LOS), utilizando formatação de feixe ZF (não-cooperativo) calculada com  $|B_S| = 10$ , para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas sólidas se referem à situação com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER (Packet Error Rate) de  $10^{-5}$ .

### 6.3 Observações Finais

Qualitativamente, os resultados obtidos na simulação do *downlink* do sistema 5G NR foram semelhantes aos obtidos na simulação do *uplink*.

Especificamente, observou-se uma forte degradação da confiabilidade do sistema com o aumento do número de *layers*. O mesmo ocorre ao se reduzir a quantidade de símbolos de treinamento na estimação dos parâmetros do canal.

Mais uma vez, a utilização de algoritmos cooperativos, i.e., que utilizam informações sobre a estrutura dos sinais interferentes, ao invés de modelá-los como ruído aditivo branco, levou a desempenhos superiores.

Diferentemente do observado no *downlink*, o desempenho no *uplink* se mostrou sensível à elevação da frequência da portadora. Uma explicação possível é que a potência transmitida no *uplink* é menor no sentido oposto, o que torna o sistema mais suscetível a atenuação do canal, que é superior em 73GHz devido à maior atenuação do espaço livre, dentre outros fatores.







## Desempenho em Cenários Alternativos

Neste capítulo, são apresentados resultados de simulações de desempenho tanto do *downlink* como do *uplink* de um sistema 5G NR operando com infraestrutura projetada para o sistema 4G LTE. A motivação para estas simulações é avaliar o desempenho do sistema 5G NR durante a sua fase de implantação, na qual esse sistema operará no modo DSS (*Dynamic Spectrum Sharing*) [106], com BSs mais distantes do que o necessário para o seu desempenho ótimo, e utilizando canais de banda mais estreita.

Os resultados descritos a seguir utilizaram os modelos QuaDRiGa e o NYUSIM, com as mesmas configurações mencionadas nas Seções 5.3 e 5.4, utilizando, porém, cenários distintos de propagação, bem como canais de banda de 40MHz na Banda n38 (2595MHz), usada atualmente pelo sistema 4G LTE.

O texto a seguir está organizado da seguinte forma: na Seção 7.1, estão relatados os resultados obtidos para cenários de propagação rurais. Na Seção 7.2, por sua vez, são descritos resultados para cenários de propagação urbana. Finalizando o texto, a Seção 7.3 reúne as conclusões a respeito dos experimentos.

### 7.1 Desempenho em cenários rurais

Nas simulações a seguir, considerou-se o sistema 5G NR operando com canais de 40MHz e células de raio de 5km, o que corresponderia às condições atualmente observadas às margens de rodovias. Todas as simulações se referem ao *downlink*, exceto a relatada na Fig. 7.7, que se refere ao *uplink* do sistema, e os resultados apresentados são a média 500 realizações independentes. Para a geração dos parâmetros dos canais, utilizaram-se os cenários QuaDRiGa, com parâmetro 3GPP\_38.901\_RM\_a\_NLOS e NYUSIM, com parâmetro rural\_macrocell-RMa. Ambos consideram propagação em ambiente rural, *macrocell* (células de raio relativamente grande), e sem visada direta.

A Figura 7.1 apresenta uma comparação do desempenho de modulações de diferentes ordens utilizando o modelo QuaDRiGa, formatador de feixe ZF (não-cooperativo) e 4 *layers*, considerando ou não a interferência de usuários conectados a células vizinhas. Percebe-se, nessas condições que, utilizando modulação 1024 QAM, o sistema só opera satisfatoriamente em 25% das realizações na situação em que a interferência é considerada. Neste caso, o desempenho aparenta ser prioritariamente limitado pelo ruído aditivo. Para as outras modulações, a interferência continua sendo, aparentemente, o principal limitante.

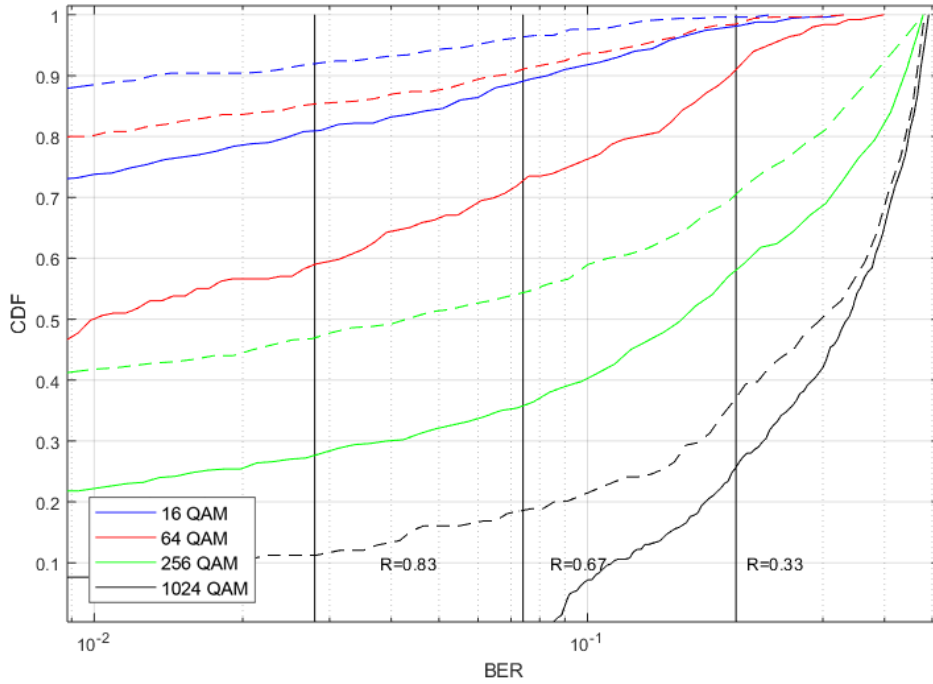


Figura 7.1: Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversas modulações QAM, operando em 2595MHz sem linha de visada direta, para o equalizador ZF calculados com  $|B_S|=10$ , para  $N_L=4$  e utilizando células com raio de 5km. As linhas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência, e as sólidas, sob interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

A Figura 7.2 ilustra o desempenho, para o modelo QuaDRiGa, sob as modulações de 16, 64, 256 e 1024 QAM e utilizando o formatador de feixe ZF, considerando as versões cooperativa e não cooperativa deste algoritmo, descritas na Seção 5.2.2. Observa-se que o equalizador ZF Cooperativo (linhas marcadas com  $\circ$ ) consegue mitigar o efeito da interferência entre as células vizinhas, levando a um desempenho similar ao observado na Fig. 7.1 para o cenário sem interferência (linhas cheias).

A Figura 7.3 apresenta o desempenho sob modulação 16 QAM nas mesmas condições das utilizadas na figura anterior (7.2), mas agora com  $N_L=4$  layers. Nota-se pelos resultados que, mesmo para um número maior de layers, o formatador ZF cooperativo consegue mitigar os efeitos da interferência entre usuários.

A Figura 7.4 apresenta o desempenho do sistema sob diferentes intensidades de chuva, para as mesmas condições das duas figuras anteriores, utilizando o formatador de feixe ZF cooperativo. Nota-se que o desempenho do sistema cai conforme aumenta a intensidade de chuva, surpreendentemente, de forma mais acentuada que o observado para o sistema operando em ondas milimétricas (Figura 5.6). Isto pode ser explicado pela maior distância média entre as BSs e os UEs neste cenário, o que acentua a atenuação dos sinais.

A Figura 7.5 apresenta o desempenho do sistema para os dois modelos de propagação, NYUSIM e QuaDRiGa, com e sem interferência, sob modulação 64 QAM, utilizando o

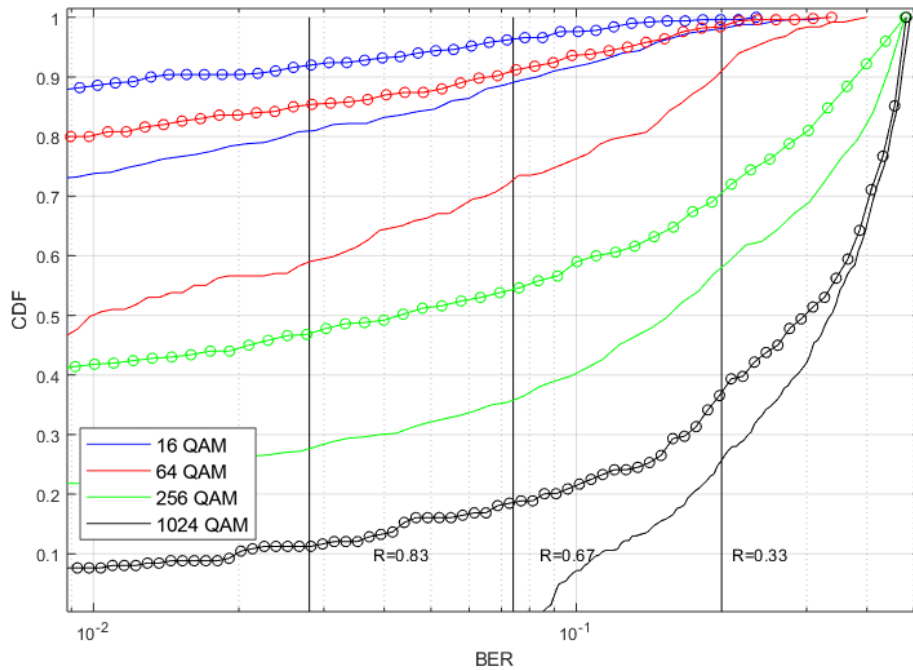


Figura 7.2: Função densidade de probabilidade acumulada da BER para modulação 16, 64, 256 e 1024 QAM, utilizando formatador de feixe ZF cooperativo, células com raio de 5km, e  $N_L = 2$ . As linhas destacadas com  $\circ$  apresentam o desempenho da formatação de feixe cooperativa. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

formatador de feixe ZF não cooperativo, variando-se o número de *layers* ( $N_L$ ). Como se pode observar, os desempenhos obtidos são bastante semelhantes ao se considerar interferência (linhas cheias). Porém, sem considerar interferência (linhas tracejadas), o resultado obtido com o modelo QuaDRiGa tem menor probabilidade de produzir baixas taxas de erro, possivelmente porque esse modelo gera, com maior probabilidade, canais de baixo ganho, o que acentua o efeito do ruído aditivo.

A Figura 7.6 ilustra o desempenho observado ao se utilizar formatação de feixe MF para o modelo QuaDRiGa, sob interferência e com modulação 16 QAM. Pode observar que, como no Capítulo 5, o formatador de feixe MF não produz resultados satisfatórios para  $N_L > 1$ , o que se justifica pela incapacidade deste algoritmo de eliminar a interferência mútua entre as *layers* de um mesmo usuário.

Por fim, a Figura 7.7 apresenta o desempenho do *uplink*, para o modelo QuaDRiGa e modulação 16 QAM, para os diversos equalizadores (não cooperativos) apresentados no Capítulo 6. Nota-se que, surpreendentemente, o algoritmo ZF apresenta um desempenho melhor que o do algoritmo MMSE, o que possivelmente denota uma maior robustez do algoritmo ZF a erros nas estimativas dos parâmetros do canal, que neste caso, utilizam-se de 10 símbolos piloto.

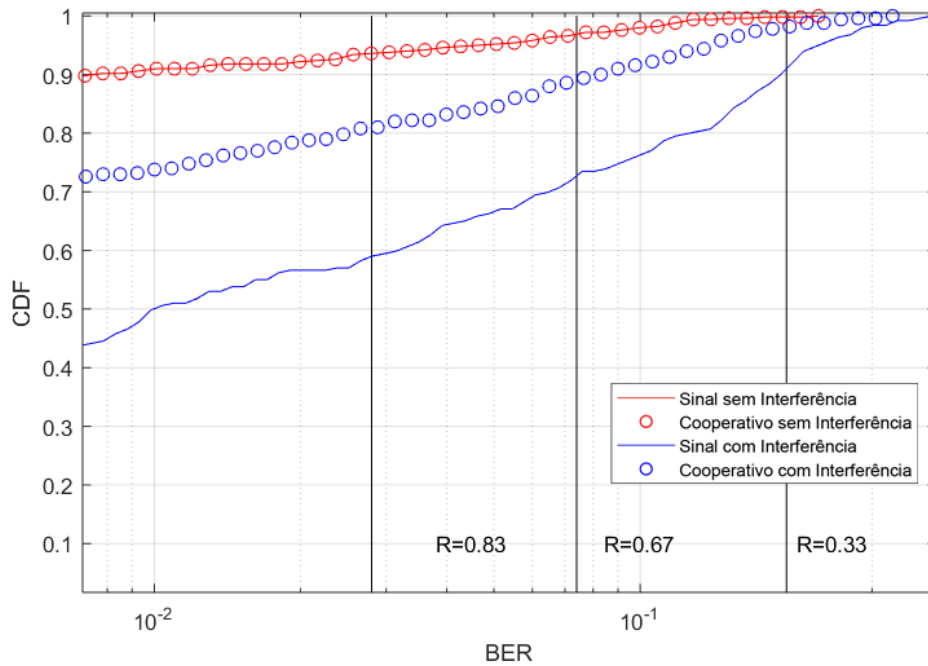


Figura 7.3: Função densidade de probabilidade acumulada da BER, utilizando células com raio de 5km e  $N_L = 4$  e 16 QAM. As linhas destacadas com o representam o desempenho do sinal utilizando formatador de feixe ZF cooperativo. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

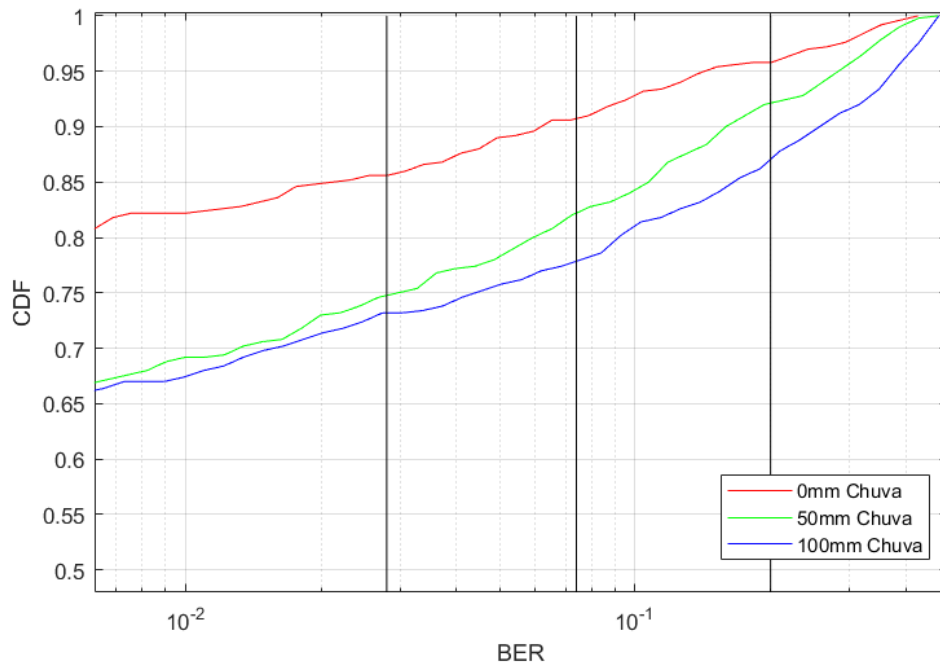


Figura 7.4: Função densidade de probabilidade acumulada da BER em função da intensidade das precipitações pluviométricas, utilizando formatador de feixe ZF Cooperativo, células com raio de 5km,  $N_L = 2$  e modulação 16 QAM. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

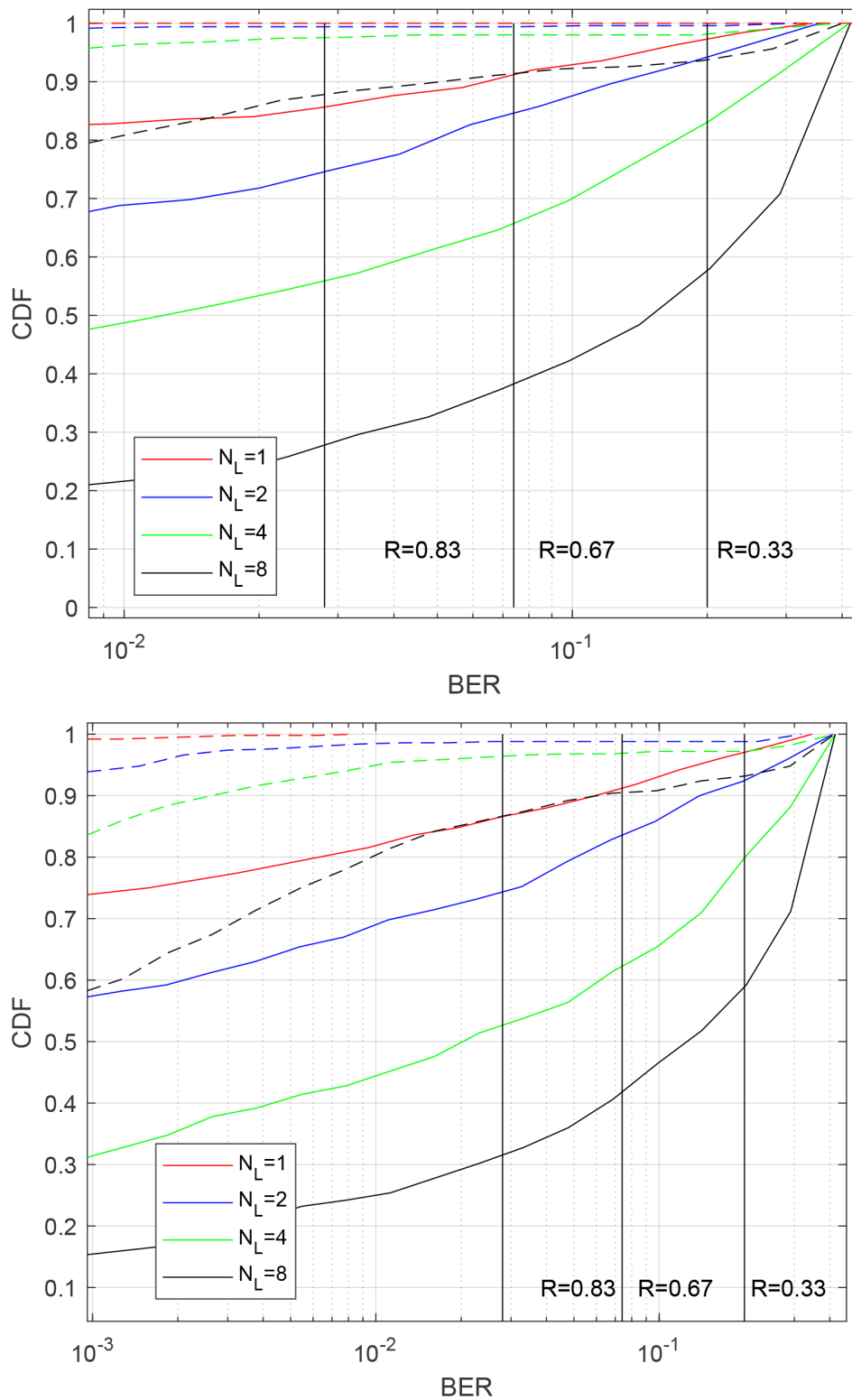


Figura 7.5: Função densidade de probabilidade acumulada da BER variando  $N_L$ , utilizando formatador de feixe ZF e células com raio de 5km para os modelos de propagação NYUSIM (cima) e QuaDRiGa (baixo). As linhas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência, e as sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

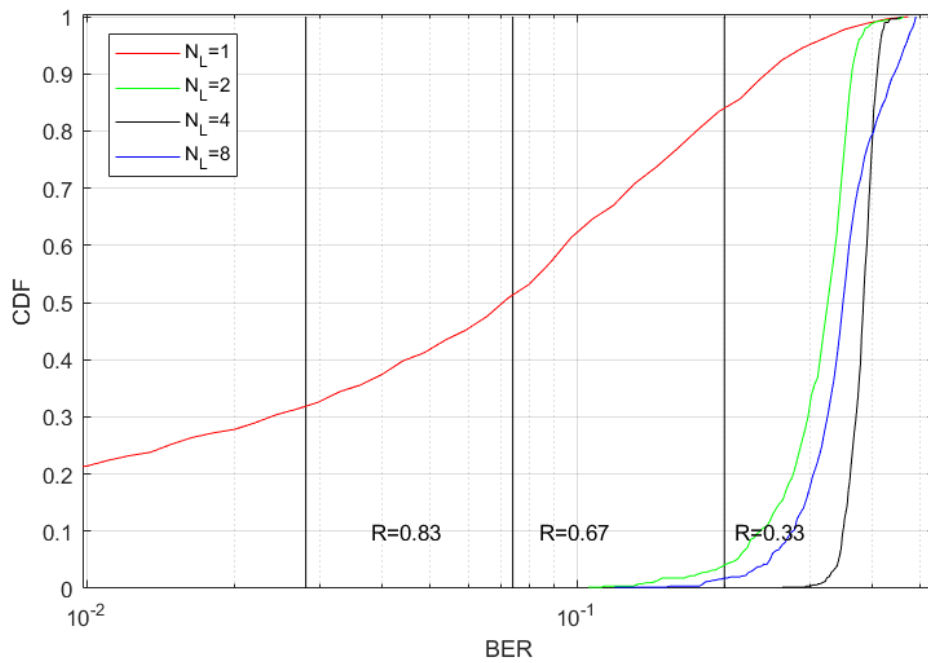


Figura 7.6: Função densidade de probabilidade acumulada da BER, operando em 2595MHz sem linha de visada direta, para o formatador de feixe MF determinado com  $|B_S|=5$ , modulação de 16 QAM, variando o número de *layers* ( $N_L$ ) e utilizando células com raio de 5km. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

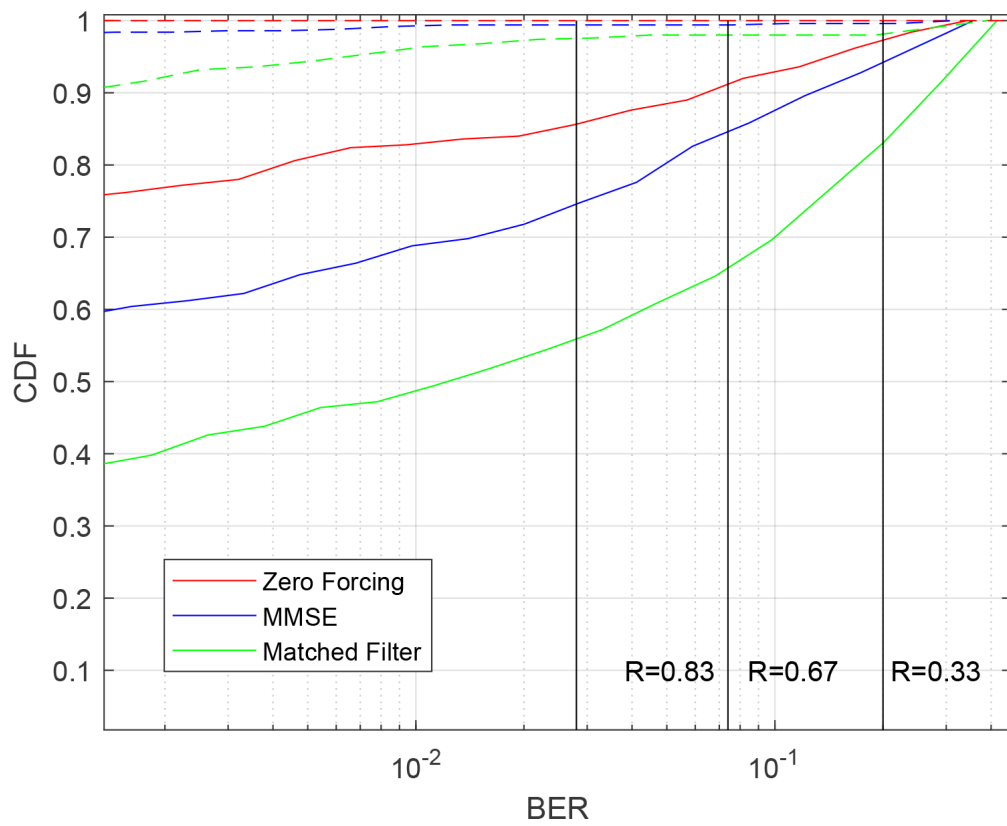


Figura 7.7: Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversos equalizadores, utilizando células com raio de 5km e modulação 16 QAM. As linhas tracejadas apresentam o desempenho do sinal sem interferência, e as sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

## 7.2 Desempenho em cenários urbanos

Nesta seção, considera-se um cenário de propagação urbana com visada direta, simulada através do modelo QuaDRiGa com parâmetro 3GPP\_38.901\_UMa\_LOS. Este cenário representa as condições de propagação numa região urbana com relevo plano e edificações baixas.

A Figura 7.8 apresenta o desempenho do *downlink* de um sistema 5G NR operando nas condições descritas no início deste capítulo para modulações de diversas ordens, usando  $N_L = 4$  layers, sob interferência de usuários conectados a células vizinhas, com células de 500m (linhas tracejadas) e 1km (linhas cheias) de raio.

Como se pode observar, o desempenho para modulações de ordem mais elevada (256 e 1024 QAM) se degrada na situação em que as BSs são mais distantes. Possivelmente, isto se deve à maior sensibilidade dessas modulações à atenuação dos canais (que diminui a razão sinal-ruído) devida à maior distância média entre as BSs e os UEs, que, neste caso, não é contrabalançada pelo menor nível de interferência (devido à maior distância em relação às BSs vizinhas).

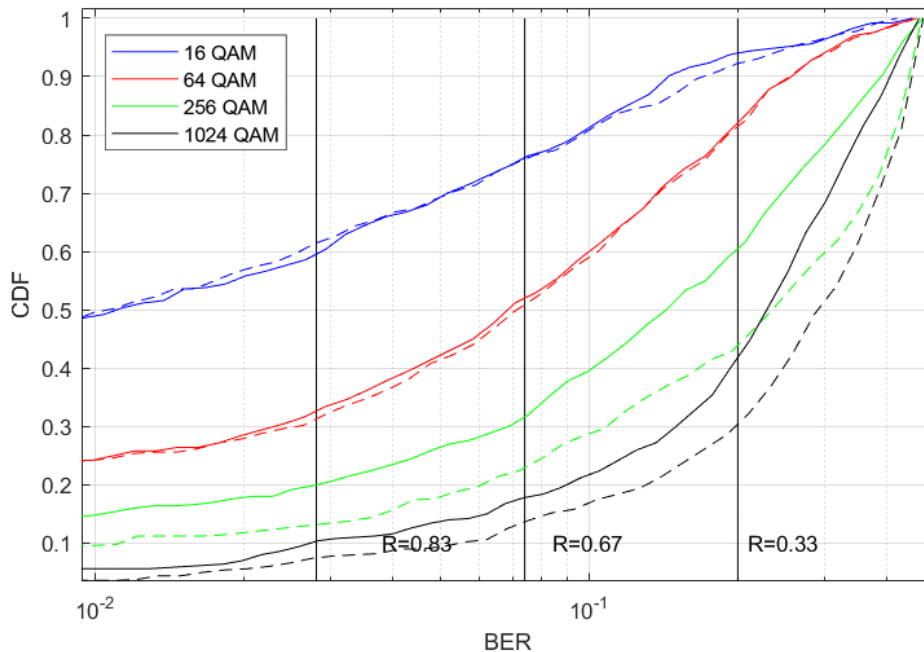


Figura 7.8: Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversas modulações QAM, utilizando formatador de feixe ZF, células com raio de 500m e 1km,  $N_L = 4$ . As linhas tracejadas representam o sinal enviado pelas antenas com raio de 1km e as linhas sólidas, antenas com raio de 500m. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

Na Figura 7.9 é apresentado o desempenho em um cenário urbano, considerando interferência e propagação sem visada direta, utilizando o modelo QuaDRiGa com parâmetro 3GPP\_38.901\_UMa\_NLOS. No cenário simulado, é utilizada modulação 16 QAM e número



de *layers* é variado. Nota-se uma degradação de desempenho conforme é aumentado o número de *layers*, e que o desempenho para  $N_L = 4$  é pior que o observado no cenário com linha de visada (Figura 7.8), conforme esperado.

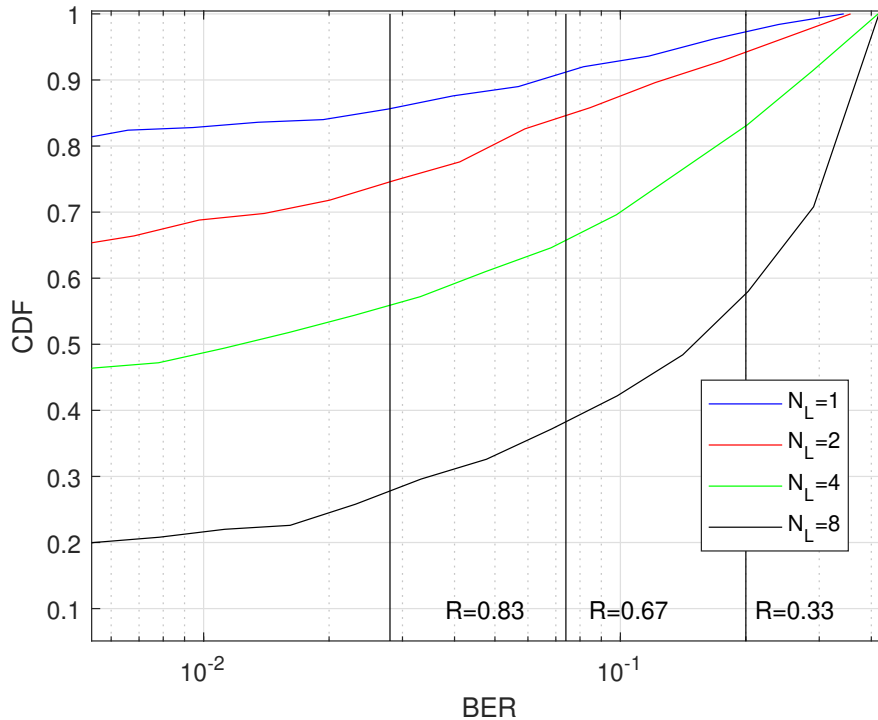


Figura 7.9: Função densidade de probabilidade acumulada da BER para diversas quantidades de *layers*, utilizando formatador de feixe ZF, células com raio de 500m, modulação de 16 QAM e sem linha de visada. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa  $R$  em PER de  $10^{-5}$ .

### 7.3 Observações Finais

Neste capítulo, realizaram-se simulações do desempenho de sistemas 5G NR operando em modo DSS, na faixa de 2595MHz em canais com 40MHz, considerando ainda cenários de propagação distintos. Qualitativamente, os resultados obtidos para o modo DSS, que exige maior distanciamento entre BSs foram semelhantes aos relatados nos Capítulos 5 e 6.

Novamente, a utilização do algoritmo ZF cooperativo influenciou positivamente o desempenho do sistema, que se assemelhou ao verificado em cenários nos quais não se considerou a interferência entre UEs e BSs vizinhos.

Como esperado, observou-se uma forte degradação da confiabilidade do sistema com o aumento do número de *layers*, especialmente para o formatador de feixe MF. O mesmo ocorre ao se reduzir a quantidade de símbolos de treinamento usado na estimativa dos parâmetros do canal ou se aumentar a ordem da modulação QAM.

A conclusão deste capítulo corrobora com o concluído nos capítulos anteriores, especificamente, que o desempenho de sistemas 5G NR é limitado predominantemente pela interferência, o que seria esperado para operação abaixo de 5GHz mas não para operação em ondas milimétricas, como observado.

## Conclusões e Sugestões de Trabalhos Futuros

Nesta monografia, avaliou-se o desempenho do *downlink* e do *uplink* de um sistema 5G NR operando em ondas milimétricas (mmWave) e Sub-6GHz através de simulações numéricas utilizando dados sintéticos gerados com o apoio de modelos de propagação estatísticos. As simulações levaram em conta os efeitos do uso de parâmetros de canal obtidos através de estimativas e foram propostos algoritmos *cooperativos* para atenuar os efeitos de interferências intercelulares.

A partir dos resultados das simulações, conclui-se que, em configurações que utilizam apenas uma *layer* ( $N_L = 1$ ) e modulações de ordem moderada (até 64 QAM), o sistema 5G NR é bastante confiável no sentido de operar adequadamente com alta probabilidade, mesmo em cenários de propagação sem visada direta utilizando ondas milimétricas, em ambas as faixas de 28 e 73GHz. A ocorrência de chuvas, mesmo que intensas, não altera significativamente esta conclusão. Resultados semelhantes foram observados para sistemas 5G NR operando em modo DSS (Capítulo 7) na faixa de 3GHz e com BSs mais distantes, em cenários de propagação urbanos (com e sem linha de visada) e rurais.

Adicionalmente, o desempenho de um sistema 5G NR pôde ser bastante incrementado pelo uso de técnicas de formação de feixe ou equalização cooperativas. Isto se deve ao fato de que, nas configurações consideradas, a interferência entre células é o principal fator de limitação de desempenho.

Por outro lado, a operação de sistemas 5G NR utilizando modulações de ordem elevada e múltiplas *layers*, em ondas milimétricas ou na banda de 3GHz, ainda é um desafio técnico. Para que ele se torne mais confiável, seria necessário o uso de técnicas mais sofisticadas de equalização e formação de feixe.

### Sugestão para trabalhos futuros

São relacionadas a seguir possíveis linhas de pesquisa para a continuação deste trabalho:

- Complementar as simulações de desempenho do *uplink* utilizando o modelo de propagação NYUSIM e avaliando, adicionalmente, o desempenho do sistema ao utilizar a modulação DFT-*spread* OFDM sob os mesmos cenários.
- Acrescentar às simulações empregando o modelo QuaDRiGa configurações que considerem, nos algoritmos de equalização e formação de feixe, os parâmetros exatos do canal simulado: devido ao espalhamento temporal longo (superior à duração

de um símbolo OFDM) dos canais gerados por este modelo, isso se tornou inviável pois o cálculo exato dos parâmetros do canal equivalente (para cada subportadora) nessas condições demanda uma capacidade computacional muito elevada, tanto em termos de memória como de tempo de processamento. Sugere-se, então, realizar estas simulações quando as condições técnicas permitirem.

- Realizar simulações utilizando outros modelos de propagação que tenham suporte às configurações do sistema 5G NR, como o METIS ou o COST 2100, além de eventuais novos modelos.
- Na mesma linha da proposta anterior, explorar cenários e configurações distintas que esses modelos de propagação eventualmente suportem (por exemplo, levando em conta mobilidade) e que não foram considerados neste trabalho.

## Referências Bibliográficas

- [1] A Zaidi, R Baldemair, M Andersson, S Faxer, V Moles-Cases, and Z Wang. 5g new radio: designing for the future. Ericsson Technology Review, (7), 2017.
- [2] Joao Vieira, Steffen Malkowsky, Karl Nieman, Zachary Miers, Nikhil Kundargi, Liang Liu, Ian Wong, Viktor Öwall, Ove Edfors, and Fredrik Tufvesson. A flexible 100-antenna testbed for massive mimo. In 2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), pages 287–293. IEEE, 2014.
- [3] Wankai Tang, Jun Yan Dai, Ming Zheng Chen, Kai-Kit Wong, Xiao Li, Xinsheng Zhao, Shi Jin, Qiang Cheng, and Tie Jun Cui. Mimo transmission through reconfigurable intelligent surface: System design, analysis, and implementation. arXiv preprint arXiv:1912.09955, 2019.
- [4] Mathuranathan. Gaussian waves, Nov 2019. Disponível em: <<https://www.gaussianwaves.com/2011/07/simulation-of-ofdm-system-in-matlab-ber-vs-ebn0-for-ofdm-in-awgn-channel/>>. Acesso em: 03 de janeiro de 2020.
- [5] Shuai Ma. Performance analysis of both wimax and lte technologies. archives-ouvertes.fr, hal-00861079, 2013.
- [6] ShareTechNote. 5g/nr - frame structure, Nov 2019. Disponível em: <<http://www.sharetechnote.com/>>. Acesso em: 20 de outubro de 2020.
- [7] NR Physical Channels. Modulation (release 15), document 38.211, 3gpp, 2019.
- [8] S Jaeckel, L Raschkowski, K Börner, L Thiele, F Burkhardt, and E Eberlein. Quadriga-quasi deterministic radio channel generator, user manual and documentation. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2017.
- [9] Stephan Jaeckel, Michael Peter, Kei Sakaguchi, Wilhelm Keusgen, and Jonas Medbo. 5g channel models in mm-wave frequency bands. In European Wireless 2016; 22th European Wireless Conference, pages 1–6. VDE, 2016.

- [10] Prebir K Bondyopadhyay. Guglielmo marconi-the father of long distance radio communication-an engineer's tribute. In 1995 25th European Microwave Conference, volume 2, pages 879–885. IEEE, 1995.
- [11] Theodore S Rappaport et al. Wireless communications: principles and practice, volume 2. prentice hall PTR New Jersey, 1996.
- [12] Anton A Huurdeman. The worldwide history of telecommunications. John Wiley & Sons, 2003.
- [13] Pankaj Sharma. Evolution of mobile wireless communication networks-1g to 5g as well as future prospective of next generation communication network. International Journal of Computer Science and Mobile Computing, 2(8):47–53, 2013.
- [14] William CY Lee. Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems. McGraw-Hill Professional, 1995.
- [15] Vijay Kumar Garg and Theodore S Rappaport. Wireless network evolution: 2G to 3G. Prentice Hall PTR, 2001.
- [16] Wee Lum Tan, Fung Lam, and Wing Cheong Lau. An empirical study on 3g network capacity and performance. In IEEE INFOCOM 2007-26th IEEE International Conference on Computer Communications, pages 1514–1522. IEEE, 2007.
- [17] Juha Korhonen. Introduction to 3G mobile communications. Artech House, 2003.
- [18] Christopher Cox. An introduction to LTE: LTE, LTE-advanced, SAE and 4G mobile communications. John Wiley & Sons, 2012.
- [19] Katsuyuki Haneda, Jianhua Zhang, Lei Tan, Guangyi Liu, Yi Zheng, Henrik Asplund, Jian Li, Yi Wang, David Steer, Clara Li, et al. 5g 3gpp-like channel models for outdoor urban microcellular and macrocellular environments. In 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), pages 1–7. IEEE, 2016.
- [20] Ali A Zaidi, Robert Baldemair, Hugo Tullberg, Hakan BJORKEGREN, Lars Sundstrom, Jonas Medbo, Caner Kilinc, and Icaro Da Silva. Waveform and numerology to support 5g services and requirements. IEEE Communications Magazine, 54(11):90–98, 2016.
- [21] Stefan Parkvall, Erik Dahlman, Anders Furuskar, and Mattias Frenne. Nr: The new 5g radio access technology. IEEE Communications Standards Magazine, 1(4):24–30, 2017.

- [22] David Demmer, Robin Gerzaguet, Jean-Baptiste Doré, and Didier Le Ruyet. Analytical study of 5g nr embb co-existence. In 2018 25th International Conference on Telecommunications (ICT), pages 186–190. IEEE, 2018.
- [23] Carsten Bockelmann, Nuno K Pratas, Gerhard Wunder, Stephan Saur, Monica Navarro, David Gregoratti, Guillaume Vivier, Elisabeth De Carvalho, Yalei Ji, Čedomir Stefanović, et al. Towards massive connectivity support for scalable mmhc communications in 5g networks. IEEE access, 6:28969–28992, 2018.
- [24] Zexian Li, Mikko A Uusitalo, Hamidreza Shariatmadari, and Bikramjit Singh. 5g urlhc: Design challenges and system concepts. In 2018 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), pages 1–6. IEEE, 2018.
- [25] Mathew K Samimi and Theodore S Rappaport. 3-D millimeter-wave statistical channel model for 5G wireless system design. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 64(7):2207–2225, 2016.
- [26] Yong Niu, Yong Li, Depeng Jin, Li Su, and Athanasios V Vasilakos. A survey of millimeter wave communications (mmwave) for 5g: opportunities and challenges. Wireless Networks, 21(8):2657–2676, 2015.
- [27] Theodore S Rappaport, Shu Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N Wong, Jocelyn K Schulz, Mathew Samimi, and Felix Gutierrez. Millimeter wave mobile communications for 5g cellular: It will work! IEEE access, 1:335–349, 2013.
- [28] Cantika Felita and Muhammad Suryanegara. 5g key technologies: Identifying innovation opportunity. In 2013 International Conference on QiR, pages 235–238. IEEE, 2013.
- [29] Thomas L Marzetta. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. IEEE transactions on wireless communications, 9(11):3590–3600, 2010.
- [30] Erik G Larsson, Ove Edfors, Fredrik Tufvesson, and Thomas L Marzetta. Massive mimo for next generation wireless systems. IEEE communications magazine, 52(2):186–195, 2014.
- [31] Tadilo Endeshaw Bogale and Long Bao Le. Massive mimo and mmwave for 5g wireless hetnet: Potential benefits and challenges. IEEE Vehicular Technology Magazine, 11(1):64–75, 2016.

- [32] Thomas L Marzetta. How much training is required for multiuser mimo? In 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pages 359–363. IEEE, 2006.
- [33] Olakunle Elijah, Chee Yen Leow, Tharek Abdul Rahman, Solomon Nunoo, and Solomon Zakwoi Iliya. A comprehensive survey of pilot contamination in massive mimo—5g system. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 18(2):905–923, 2015.
- [34] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah. Massive mimo in the ul/dl of cellular networks: How many antennas do we need? IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 31(2):160–171, 2013.
- [35] Xiang Gao, Ove Edfors, Fredrik Rusek, and Fredrik Tufvesson. Massive mimo performance evaluation based on measured propagation data. IEEE Transactions on Wireless Communications, 14(7):3899–3911, 2015.
- [36] Ulf Gustavsson, Cesar Sánchez-Perez, Thomas Eriksson, Fredrik Athley, Giuseppe Durisi, Per Landin, Katharina Hausmair, Christian Fager, and Lars Svensson. On the impact of hardware impairments on massive mimo. In 2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), pages 294–300. IEEE, 2014.
- [37] Emil Björnson, Mats Bengtsson, and Björn Ottersten. Optimal multiuser transmit beamforming: A difficult problem with a simple solution structure [lecture notes]. IEEE Signal Processing Magazine, 31(4):142–148, 2014.
- [38] Quoc Hien Ngo, Erik G Larsson, and Thomas L Marzetta. Uplink power efficiency of multiuser mimo with very large antenna arrays. In 2011 49th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, Allerton 2011; Monticello, IL; United States, pages 1272–1279. IEEE, 2011.
- [39] Xiang Gao, Ove Edfors, Fredrik Rusek, and Fredrik Tufvesson. Linear pre-coding performance in measured very-large mimo channels. In 2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), pages 1–5. IEEE, 2011.
- [40] Bhagwandas Pannalal Lathi. Modern Digital and Analog Communication Systems 3e Osece. Oxford University Press, Inc., 1998.
- [41] RW Chang. High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals. Bell Sys. Tech. J, 45(10):1775–1796, 1966.
- [42] John AC Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. IEEE Communications magazine, 28(5):5–14, 1990.



- [43] Mariam El Hassan, Ammar El Falou, and Charlotte Langlais. Performance assessment of linear precoding for multi-user massive MIMO systems on a realistic 5G mmWave channel. In 2018 IEEE Middle East and North Africa Communications Conference (MENACOMM), pages 1–5, 2018.
- [44] Mattia Rebato, Luca Rose, and Michele Zorzi. Performance Assessment of MIMO Precoding on Realistic mmWave Channels. arXiv preprint arXiv:1903.11330, 2019.
- [45] L. F. N. Veríssimo and C. J. Bordin Jr. Simulação de um sistema 5G NR em mmWave utilizando um modelo de propagação estatístico 3-D. In Anais do XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, volume 1, pages 1–5, 2019. doi: 10.14209/SBRT.2019.1570548941.
- [46] Harry L Van Trees. Detection, estimation, and modulation theory, part I: detection, estimation, and linear modulation theory. John Wiley & Sons, 2004.
- [47] Theodore S Rappaport. Comunicações sem fio: princípios e práticas. Pearson Prentice Hall, 2009.
- [48] Simon Haykin and Michael Moher. Sistemas modernos de comunicações wireless. Bookman Editora, 2009.
- [49] Steven M Kay. Fundamentals of statistical signal processing. Prentice Hall PTR, 1993.
- [50] Robert G Maunder. A vision for 5g channel coding. AccelerComm White Paper, 2016.
- [51] David Tse and Pramod Viswanath. Fundamentals of wireless communication. Cambridge university press, 2005.
- [52] John G Proakis, Masoud Salehi, Ning Zhou, and Xiaofeng Li. Communication systems engineering, volume 2. Prentice Hall New Jersey, 1994.
- [53] Bertrand Muquet, Zhengdao Wang, Georgios B Giannakis, Marc De Courville, and Pierre Duhamel. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions? IEEE Transactions on communications, 50(12):2136–2148, 2002.
- [54] Philip Schniter. Low-complexity equalization of ofdm in doubly selective channels. IEEE Transactions on Signal processing, 52(4):1002–1011, 2004.
- [55] Gerard J Foschini and Michael J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless personal communications, 6(3):311–335, 1998.

- [56] Andreas F Molisch. Wireless communications, volume 34. John Wiley & Sons, 2012.
- [57] Emre Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. European transactions on telecommunications, 10(6):585–595, 1999.
- [58] Jim Zyren and Wes McCoy. Overview of the 3gpp long term evolution physical layer. Freescale Semiconductor, Inc., white paper, 7:2–22, 2007.
- [59] Brian P Crow, Indra Widjaja, Jeong Geun Kim, and Prescott T Sakai. Ieee 802.11 wireless local area networks. IEEE Communications magazine, 35(9):116–126, 1997.
- [60] Mehri Mehrjoo and Xuemin Sherman Shen. Ieee 802.16 wireless metropolitan area networks (wmans): Resource management. In Encyclopedia of Wireless and Mobile Communications-Three Volume Set, pages 700–710. CRC Press, 2012.
- [61] Simon R Saunders and Alejandro Aragón-Zavala. Antennas and propagation for wireless communication systems. John Wiley & Sons, 2007.
- [62] Derek Gerlach and Arogyaswami Paulraj. Base station transmitting antenna arrays for multipath environments. Signal Processing, 54(1):59–73, 1996.
- [63] Ilya Bekkerman and Joseph Tabrikian. Target detection and localization using mimo radars and sonars. IEEE Transactions on Signal Processing, 54(10):3873–3883, 2006.
- [64] Thomas L Marzetta, Giuseppe Caire, Merouane Debbah, I Chih-Lin, and Saif K Mohammed. Special issue on massive mimo. Journal of communications and networks, 15(4):333–337, 2013.
- [65] Persefoni Kyritsi and Donald C Cox. Correlation properties of mimo radio channels for indoor scenarios. In Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat. No. 01CH37256), volume 2, pages 994–998. IEEE, 2001.
- [66] Jiann-Ching Guey and L Daniel Larsson. Modeling and evaluation of MIMO systems exploiting channel reciprocity in TDD mode. In IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004, volume 6, pages 4265–4269, 2004.
- [67] Ramjee Prasad. OFDM for wireless communications systems. Artech House, 2004.
- [68] Ari Hottinen, Pekka Ranta, Zhichun Honkasalo, and Harri Jokinen. Signal detection in a tdma system, November 30 1999. US Patent 5,995,499.

- [69] Wai M Tam, Francis CM Lau, and K Tse Chi. Digital communications with chaos: multiple access techniques and performance. Elsevier, 2010.
- [70] Hujun Yin and Siavash Alamouti. Ofdma: A broadband wireless access technology. In 2006 IEEE sarnoff symposium, pages 1–4. IEEE, 2006.
- [71] Thomas J Richardson, Mohammad Amin Shokrollahi, and Rüdiger L Urbanke. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. IEEE transactions on information theory, 47(2):619–637, 2001.
- [72] Oana Boncalo, Alexandru Amaricaei, Andrei Hera, and Valentin Savin. Cost-efficient fpga layered ldpc decoder with serial ap-llr processing. In 2014 24th International Conference on Field Programmable Logic and Applications (FPL), pages 1–6. IEEE, 2014.
- [73] Xiao Peng, Zhixiang Chen, Xiongxin Zhao, Dajiang Zhou, and Satoshi Goto. A 115mw 1gbps qc-ldpc decoder asic for wimax in 65nm cmos. In IEEE Asian Solid-State Circuits Conference 2011, pages 317–320. IEEE, 2011.
- [74] Christoph Roth, Alessandro Cevrero, Christoph Studer, Yusuf Leblebici, and Andreas Burg. Area, throughput, and energy-efficiency trade-offs in the vlsi implementation of ldpc decoders. In 2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS), pages 1772–1775. IEEE, 2011.
- [75] IEEE 802.11 Standard Working Group et al. Standard for information technology–telecommunications and information exchange between systems–lan/man specific requirements part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications, ansi. IEEE Std, 802(11), 1999.
- [76] IEEE 802.11 p Working Group et al. Ieee standard for information technology-local and metropolitan area networks-specific requirements-part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications amendment 6: Wireless access in vehicular environments. IEEE Std; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2010.
- [77] David Gómez-Barquero. Next generation mobile broadcasting. CRC press, 2013.
- [78] Sarah J Johnson. Iterative error correction: Turbo, low-density parity-check and repeat-accumulate codes. Cambridge university press, 2010.
- [79] Sven Mattisson. Overview of 5g requirements and future wireless networks. In ESSCIRC 2017-43rd IEEE European Solid State Circuits Conference, pages 1–6. IEEE, 2017.

- [80] Shao-Yu Lien, Shin-Lin Shieh, Yenming Huang, Borching Su, Yung-Lin Hsu, and Hung-Yu Wei. 5g new radio: Waveform, frame structure, multiple access, and initial access. IEEE Communications Magazine, 55(6):64–71, 2017.
- [81] Yifei YUAN and Xinhui WANG. 5g new radio: Physical layer overview g new radio: Physical layer overview. ZTE COMMUNICATIONS, 15(S1), 2017.
- [82] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, and Johan Skold. 5G NR: The next generation wireless access technology. Academic Press, 2018.
- [83] Andreas F Molisch, Jeffrey R Foerster, and Marcus Pendergrass. Channel models for ultrawideband personal area networks. IEEE wireless communications, 10(6):14–21, 2003.
- [84] Peter Almers, Ernst Bonek, A Burr, Nicolai Czink, Mérouane Debbah, Vittorio Degli-Esposti, Helmut Hofstetter, Pekka Kyösti, Dave Laurenson, Gerald Matz, et al. Survey of channel and radio propagation models for wireless mimo systems. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007(1):019070, 2007.
- [85] Rehan Hashmat, Pascal Pagani, Ahmed Zeddani, and Thierry Chonave. A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks. In 2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, pages 35–41. IEEE, 2011.
- [86] Mats Bengtsson Zetterberg, Kai Yu, Niklas Jaldén, Terhi Rautiainen, Kimmo Kalliola, Marko Milojevic, Christian Schneider, and Jan Hansen. Ist-2003-507581 winner d5. 4 v. 1.4 final report on link level and system level channel models, 2005.
- [87] Juha Meinilä, Pekka Kyösti, Tommi Jämsä, and Lassi Hentilä. Winner ii channel models. Radio Technologies and Concepts for IMT-Advanced, pages 39–92, 2009.
- [88] Juha Meinila, Pekka Kyosti, Lassi Hentila, Tommi Jamsa, Essi Suikkanen, E Kunnari, and M Narandzic. D5. 3: Winner+ final channel models. Wireless World Initiative New Radio WINNER, 2010.
- [89] J Medbo, K Börner, K Haneda, V Hovinen, T Imai, J Järveläinen, T Jämsä, A Karttunen, K Kusume, J Kyröläinen, et al. Channel modelling for the fifth generation mobile communications. In The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), pages 219–223. IEEE, 2014.
- [90] Vuokko Nurmela, Aki Karttunen, Antti Roivainen, Leszek Raschkowski, Veikko Hovinen, Juha Ylitalo EB, Nobutaka Omaki, Katsutoshi Kusume, Aki Hekkala,

- Richard Weiler, et al. Deliverable d1. 4 metis channel models. In Proc. Mobile Wireless Commun. Enablers Inf. Soc.(METIS), page 1, 2015.
- [91] Bishwarup Mondal, Timothy A Thomas, Eugene Visotsky, Frederick W Vook, Amitava Ghosh, Young-Han Nam, Yang Li, Jianzhong Zhang, Min Zhang, Qinglin Luo, et al. 3d channel model in 3gpp. IEEE Communications Magazine, 53(3):16–23, 2015.
- [92] Stephan Jaeckel, Leszek Raschkowski, Kai Börner, and Lars Thiele. Quadriga: A 3-d multi-cell channel model with time evolution for enabling virtual field trials. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 62(6):3242–3256, 2014.
- [93] Yvo de Jong Bultitude and Terhi Rautiainen. Ist-4-027756 winner ii d1. 1.2 v1. 2 winner ii channel models. EBITG, TUI, UOULU, CU/CRC, NOKIA, Tech. Rep., Tech. Rep, 2007.
- [94] Hideki Ochiai and Hideki Imai. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals. IEEE Trans. on Communications, 50(1):89–101, 2002.
- [95] Wookwon Lee. On explicit expressions of transfer function of OFDM systems in time-dispersive multipath channels. In 2004 IEEE Intl. Conf. on Communications, volume 4, pages 2492–2496, 2004.
- [96] Emil Björnson, Erik G Larsson, and Thomas L Marzetta. Massive mimo: Ten myths and one critical question. arXiv preprint arXiv:1503.06854, 2015.
- [97] Shu Sun, Theodore S Rappaport, and Mansoor Shaft. Hybrid beamforming for 5G millimeter-wave multi-cell networks. In IEEE INFOCOM 2018-IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), pages 589–596, 2018.
- [98] Lu Lu, Geoffrey Ye Li, A Lee Swindlehurst, Alexei Ashikhmin, and Rui Zhang. An overview of massive mimo: Benefits and challenges. IEEE J. Selected Topics in Signal Processing, 8(5):742–758, 2014.
- [99] Ami Wiesel, Yonina C Eldar, and Shlomo Shamai. Zero-Forcing Precoding and Generalized Inverses. IEEE Trans. Signal Processing, 56(9):4409–4418, 2008.
- [100] P.S.R. Diniz. Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation. Kluwer international series in engineering and computer science. Springer US, 2008.
- [101] Meng-Han Hsieh and Che-Ho Wei. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 44(1):217–225, 1998.

- [102] 3rd Generation Partnership Project. Ts 38.101-2: User equipment (ue) radio transmission and reception, Mar 2019. Acessado em 06-04-2019.
- [103] NYU WIRELESS. NYUSIM Application Version 1.6.1, Nov 2018. Disponível em: <<https://wireless.engineering.nyu.edu/nyusim/>>. Acesso em 17 de dezembro de 2019.
- [104] Tom Richardson and Shrinivas Kudekar. Design of low-density parity check codes for 5G new radio. IEEE Communications Magazine, 56(3):28–34, 2018.
- [105] Namshik Kim, Yujung Lee, and Hyuncheol Park. Performance analysis of mimo system with linear mmse receiver. IEEE Transactions on Wireless Communications, 7(11):4474–4478, 2008.
- [106] Alexandru Martian, Calin Vladeanu, Mahmood Jalal, and Mahmood Sammarraie. On the introduction of 5g networks in romania a novel architecture for spectrum occupancy evaluation. In The Fourteenth International Conference on Digital Telecommunications ICDT 2019, 03 2019.