



INSTITUTO
UNIVERSITÁRIO
DE LISBOA

Simulação a Nível de Sistemas 5G através da Utilização de Ondas Milimétricas

Carolina Loureiro Gonçalves

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador:

Prof. Doutor Américo Manuel Carapeto Correia, Professor
Catedrático,
ISCTE-IUL

Co-Orientador:

Prof. Doutor Nuno Manuel Branco Souto, Professor Associado com
Agregação,
ISCTE-IUL

novembro, 2021

Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

Simulação a Nível de Sistemas 5G através da Utilização de Ondas Milimétricas

Carolina Loureiro Gonçalves

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador:

Prof. Doutor Américo Manuel Carapeto Correia, Professor
Catedrático,
ISCTE-IUL

Co-Orientador:

Prof. Doutor Nuno Manuel Branco Souto, Professor Associado com
Agregação,
ISCTE-IUL

novembro, 2021

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de começar por agradecer à minha família, particularmente aos meus pais, por me terem proporcionado as melhores condições durante todo o meu percurso académico, providenciando apoio incondicional, motivação, acompanhamento e disponibilidade em todos os momentos. Sem eles não seria possível chegar a esta etapa. Ao meu irmão e avós, agradeço, também, todo o apoio, preocupação e aconselhamento oferecidos ao longo deste percurso.

A todos os meus amigos e colegas que me acompanharam ao longo destes anos, agradeço o vosso acompanhamento, apoio, compreensão e motivação proporcionados, fazendo com que a minha experiência nesta instituição fosse recompensadora e memorável. Um especial reconhecimento à minha colega e amiga que acompanhou, simultaneamente, todo este processo, agradeço o encorajamento, auxílio e presença proporcionados nesta fase.

Por fim, ao meu orientador, Professor Américo Correia, agradeço a disponibilidade, orientação, conhecimento e apoio oferecidos ao longo da elaboração desta dissertação, sem os quais a realização da mesma não seria possível. Gostaria, ainda, de agradecer ao meu coorientador, por parte da Deloitte, pela oportunidade oferecida aquando da execução de cotutela com a instituição em evidência, para além da assistência, flexibilidade e conhecimento proporcionados ao longo desta etapa.

A todos vós exprimo a minha gratidão.

Resumo

Devido à necessidade de atender aos requisitos associados ao mercado móvel cada vez mais exigente, a quinta geração (5G) de comunicações sem fio é caracterizada por proporcionar alta eficiência espectral (SE) e elevada eficiência energética (EE).

Neste enquadramento, surgem tecnologias fundamentais para redes de próxima geração, como os sistemas massivos com múltiplas entradas e múltiplas saídas (M-MIMO) baseados em modulação espacial generalizada (GSM), a qual constitui um caso específico de modulação de índices (IM). Nestes sistemas, torna-se possível a utilização de ondas milimétricas (mmWave), as quais permitem providenciar taxas de dados mais elevadas, embora introduzam limitações na cobertura, devido ao aumento da atenuação do sinal.

Com o intuito de avaliar o desempenho da comunicação milimétrica em sistemas 5G, efetuou-se o desenvolvimento e atualização de um simulador a nível de sistema, de forma a simular uma rede 5G New Radio (NR), incluindo a implementação de três cenários tridimensionais distintos (UMa, UMi – Street canyon e InO), aplicando diferentes modulações e a mesma numerologia e faixa de frequência.

Numa segunda etapa, procedeu-se à análise e discussão dos resultados obtidos, derivados das diversas simulações elaboradas, tanto a nível de *throughput*, em função do número de utilizadores e do número de antenas TRP ativas, como a nível de cobertura. Assim, os resultados indicam que os cenários *outdoor*, particularmente o cenário UMa, apresentam melhor desempenho e, a nível de *throughput*, a modulação 64QAM permite alcançar resultados mais elevados, enquanto que, a nível de cobertura, a modulação QPSK apresenta a melhor performance.

Palavras-Chave: Simulação a Nível de Sistema; Ondas milimétricas; 5G; Sistemas Massivos com Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (M-MIMO); Modulação Espacial (SM); Modulação Espacial Generalizada (GSM).

Abstract

Due to the need to meet the requirements of the increasingly demanding mobile market, the fifth generation (5G) of wireless communications is characterized by providing high spectral efficiency (SE) and high energy efficiency (EE).

Therefore, there are emerging fundamental technologies used for the next generation networks, such as massive multiple-input multiple-output systems (M-MIMO) based on generalized spatial modulation (GSM), which constitutes a particular case of index modulation (IM). In these systems, it is possible to use millimeter waves (mmWave), which provide extreme data rates, although limitations in coverage are introduced due to the increased signal attenuation.

With the purpose of evaluate the performance of millimeter wave communication in 5G systems, a system-level simulator was developed and updated, in order to simulate a 5G New Radio (NR) network, where three different three-dimensional scenarios (UMa, UMi – Street canyon and InO) were employed, using different modulations and the same numerology and frequency range.

In a second phase, the results obtained from the system level simulations were analysed and discussed, both in terms of throughput, depending on the number of users and the number of active TRP antennas, and in terms of coverage. Consequently, the results indicate that outdoor scenarios, particularly the UMa scenario, can achieve an improved performance and, in terms of throughput, 64QAM modulation is able to obtain superior results, while, in terms of coverage, QPSK modulation presents the best performance.

Keywords: System Level Simulation; Millimeter Waves; 5G; Massive Multiple Input Multiple Output (M-MIMO); Spatial Modulation (SM); Generalized Spatial Modulation (GSM).

Índice

Agradecimentos.....	i
Resumo.....	iii
Abstract	v
Índice de Figuras	ix
Índice de Tabelas.....	xi
Glossário de Siglas e Abreviaturas.....	xiii
Glossário de Símbolos.....	xvii
CAPÍTULO 1	1
Introdução	1
1.1. Motivação e Enquadramento.....	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Método de Investigação	2
1.4. Estrutura e Organização da Dissertação	3
1.5. Contribuições	4
CAPÍTULO 2	5
Revisão da Literatura	5
2.1. Sistemas 5G.....	5
2.2. Modulação de Índices.....	6
2.2.1. Modulação Espacial	8
2.2.1.1. Modulação Espacial para Sistemas M-MIMO	9
2.2.2. Modulação Espacial Generalizada	11
2.2.2.1. Modulação Espacial Generalizada para Sistemas M-MIMO	11
2.3. 5G New Radio.....	12
2.4. Ondas Milimétricas	15
2.4.1. Formatação de Feixe	16
2.4.1.1. Feixes Múltiplos.....	17
2.4.1.2. Formatação de Feixe Híbrida	19
2.4.2. Sistemas M-MIMO	20
2.4.3. Sistemas FD-MIMO.....	21
2.4.4. Topologia da Rede	23
CAPÍTULO 3	25
Implementação do Simulador de Sistema	25
3.1. Descrição do Simulador de Sistema.....	25

3.1.1	Cenários de Implementação	28
3.1.2	Atualização para 5G NR	31
CAPÍTULO 4	39
Resultados das Simulações.....		39
4.1.	Resultados de <i>Throughput</i>	40
4.2.	Resultados de Cobertura.....	52
CAPÍTULO 5	57
Conclusões e Trabalho Futuro.....		57
5.1.	Conclusões	57
5.2.	Trabalho Futuro.....	59
Referências Bibliográficas		61
ANEXO A	65
Publicação		65

Índice de Figuras

Figura 1 - Modelo de processo utilizado, adaptada de [8]	3
Figura 2 - Tecnologias essenciais para sistemas 5G e pós-5G, retirada de [7]	6
Figura 3 - Modelo básico correspondente à técnica de modulação de índices, retirada de [10] ...	7
Figura 4 - Diagrama de blocos correspondente a um modelo de SM para um sistema MIMO $n_T \times n_R$, retirada de [11]	9
Figura 5 - Sistema de MIMO massivo com a utilização de SM: (a) UL (b) DL, adaptada de [11]	10
Figura 6 - Bandas de frequência associadas a sistemas 5G, retirada de [16]	15
Figura 7 - Técnica de formatação de feixe – beamforming, retirada de [20]	17
Figura 8 - Operação com a utilização de feixes múltiplos, retirada de [16].....	18
Figura 9 - Processo de recuperação de falha do feixe: (a) Falha no feixe (b) Recuperação do feixe, retirada de [16]	19
Figura 10 - Arquitetura típica correspondente a sistemas de formatação de feixe híbrida, retirada de [19]	20
Figura 11 - Sistema de M-MIMO - Transmissão UL e DL, retirada de [7]	21
Figura 12 - Dimensões do array da antena na frequência de operação de 2.5 GHz, retirada de [27]	22
Figura 13 - Dimensões de diversos arrays possíveis na frequência de operação de 2.5 GHz, retirada de [16]	22
Figura 14 - Sistema FD-MIMO, retirada de [16]	23
Figura 15 - Topologia de rede UAB com 7 MBs e 21 células macro, retirada de [5].....	24
Figura 16 - Interligação entre o simulador a nível de ligação e o simulador a nível de sistema, adaptada de [28]	25
Figura 17 - Rede C-RAN considerada nas simulações a nível de sistema	26
Figura 18 - Visão geral do simulador de sistema, adaptada de [28].....	27
Figura 19 - Procedimento de geração das variáveis aleatórias AoA, adaptada de [31]	31
Figura 20 - Definições das distâncias para utilizadores outdoor (a) e indoor (b), adaptada de [31]	32

Figura 21 - Modelo de antena de matriz de painel retangular uniforme, adaptada de [31].....	36
Figura 22 - Throughput vs. número de utilizadores para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3... 41	41
Figura 23 - Throughput vs. número de utilizadores para UMi – Street canyon, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3	41
Figura 24 - Throughput vs. número de utilizadores para InO, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3... 42	42
Figura 25 - Throughput vs. número de utilizadores para os diferentes cenários, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1	43
Figura 26 - Throughput vs. número de utilizadores para os diferentes cenários, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 3	44
Figura 27 - Throughput vs. número de antenas TRP ativas para UMA, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do cluster da RAN = 3.....	46
Figura 28 - Throughput vs. número de antenas TRP ativas para UMi – Street canyon, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do cluster da RAN = 3	46
Figura 29 - Throughput vs. número de antenas TRP ativas para InO, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do cluster da RAN = 3.....	47
Figura 30 - Throughput vs. número de antenas TRP ativas para todos os cenários, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do cluster da RAN = 3	48
Figura 31 - Throughput vs. número de antenas TRP ativas para todos os cenários, com $N_{tx}/N_u = 12$, GSFIM para 16QAM, MU-MIMO e GSM para 64QAM e tamanho do cluster da RAN = 3	49
Figura 32 – Throughput vs. CDF do throughput para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3... 50	50
Figura 33 – CDF do throughput do TRP vs. throughput do TRP para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3	51
Figura 34 - Cobertura vs. potência para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3.....	52
Figura 35 - Cobertura vs. potência para UMi – Street canyon, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3... 53	53
Figura 36 - Cobertura vs. potência para InO, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3.....	53

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros 5G NR para as diferentes bandas de frequência, retirada de [15]	14
Tabela 2 - Parâmetros de avaliação para os cenários UMa e UMi - Street canyon, adaptada de [31, 32]	29
Tabela 3 - Parâmetros de avaliação para o cenário InO, adaptada de [31]	30
Tabela 4 - Características globais do simulador.....	31
Tabela 5 - Probabilidade de LOS, adaptada de [31].....	32
Tabela 6 - Pathloss, adaptada de [31].....	33
Tabela 7 - Parâmetros de grande escala (LOS), adaptada de [31].....	34
Tabela 8 - Parâmetros de grande escala (NLOS), adaptada de [31].....	34
Tabela 9 - Padrão de potência de radiação de um único elemento da antena, adaptada de [31].	36
Tabela 10 - Valores de TBS e SNR associados à modulação e ao valor de N_{tx} por utilizador (N_u), adaptada de [30]	39
Tabela 11 - Valores de TBS e SNR associados à modulação e ao valor de N_{tx} por utilizador (N_u) para os diferentes sistemas considerados, adaptada de [30].....	39

Glossário de Siglas e Abreviaturas

1G – Primeira Geração
2D – Duas Dimensões
3D – Três Dimensões
3GPP – *Third Generation Partnership Project*
4G – Quarta Geração
5G – Quinta Geração
AAA – *Active Antenna Array*
AAS – *Active Antenna System*
ADC – *Analog-to-Digital Converter*
AoA – *Azimuth Angle of Arrival*
AP – *Access Point*
ASA – *Angular Spread*
BER – *Bit Error Rate*
BLER – *Block Error Rate*
BP – *Breakpoint*
BS – *Base Station*
CDF – *Cumulative Distribution Function*
CP-OFDM – *OFDM with Cyclic Prefix*
C-RAN – *Cloud Radio Access Network*
CxLxA – Comprimento por Largura por Altura
DAC – *Digital-to-Analog Converter*
DFT-s-OFDM – *Discrete Fourier Transform-spread-OFDM*
DL – *Downlink*
DS – *Delay Spread*
EE – *Energy Efficiency*
eMBB – *enhanced Mobile Broadband*
FDD – *Frequency Division Duplex*
FD-MIMO – *Full Dimension MIMO*
FFT – *Fast Fourier Transform*
FR – *Frequency Range*
GSFIM – *Generalized Space-Frequency Index Modulation*
GSM – *Generalized Spatial Modulation*
ICI – *Inter-Carrier Interference*

IM – *Index Modulation*
InO – *Indoor Office*
IoT – *Internet of Things*
ISD – *Inter-Site Distance*
ITU – *International Telecommunication Union*
LOS – *Line-Of-Sight*
LTE – *Long Term Evolution*
MB – *Macro Base Station*
mB – *mmWave Base Station*
MIMO – *Multiple-Input-Multiple-Output*
ML – *Maximum Likelihood*
M-MIMO – *Massive MIMO*
mMTC – *massive Machine Type Communications*
mmWave – *millimeter Wave*
M-PSK – *M-ary Phase Shift Keying*
M-QAM – *M-ary Quadrature Amplitude Modulation*
MU-MIMO – *Multi-User MIMO*
NLOS – *Non-LOS*
NR – *New Radio*
NW – *Network*
O2I – *Outdoor-to-Indoor*
OFDM – *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*
OFDM-IM – *OFDM with Index Modulation*
PL – *Pathloss*
PRACH – *Physical Random Access Channel*
QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*
QoS – *Quality of Service*
QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*
RAN – *Radio Access Network*
RF – *Radio Frequency*
Rx – *Receiver*
SCS – *Subcarrier Spacing*
SE – *Spectral Efficiency*
SF – *Shadow Fading*
SINR – *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*
SM – *Spatial Modulation*
SM-MIMO – *Spatial Modulated MIMO*

SMX – *Spatial Multiplexing*
SNR – *Signal-to-Noise Ratio*
SR – *System Robustness*
std – *standard*
SUL – *Supplementary Uplink*
TBS – *Transport Block Size*
TDD – *Time Division Duplexing*
TRP – *Transmission Reception Point*
TTI – *Transmission Time Interval*
Tx – *Transmissor*
UAB – *Unified Access and Backhaul*
UE – *User Equipment*
UL – *Uplink*
ULA – *Uniform Linear Array*
UMa – *Urban Macrocell*
UMi – *Urban Microcell*
URLLC – *Ultra-Reliable Low Latency Communications*
UT – *User Terminal*
V-BLAST – *Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*

Glossário de Símbolos

$\lfloor x \rfloor$ – *floor*(x)

A_{\max} – Atenuação máxima

d_{2D} – Distância entre o Tx e o Rx no plano 2D

d_{3D} – Distância entre o Tx e o Rx no plano 3D

d'_{BP} – Distância do BP

f – Frequência

f_c – Frequência central

h_{BS} – Altura da antena da BS

h'_{BS} – Altura efetiva da antena da BS

h_{UT} – Altura da antena do UT

h'_{UT} – Altura efetiva da antena do UT

K – *Ricean K Factor*

Pr_{LOS} – Probabilidade de LOS

λ – Comprimento de onda

σ_{SF} – Desvio padrão de SF

ϕ_{3dB} – Largura do feixe horizontal de uma antena a 3dB

CAPÍTULO 1

Introdução

Neste capítulo, é apresentado, de uma forma introdutória, o tema da dissertação, nomeadamente a motivação e enquadramento do mesmo, bem como os principais objetivos. Adicionalmente, é, ainda, apresentado o método de investigação utilizado como base para a pesquisa efetuada, assim como a estrutura e organização do trabalho final. Por fim, são indicadas as contribuições associadas ao trabalho desenvolvido.

1.1. Motivação e Enquadramento

Atualmente, os sistemas de comunicações móveis constituem um fator indispensável no dia a dia de todos os indivíduos, pelo que é crucial acompanhar o aumento constante das necessidades dos utilizadores e o conseqüente aumento de dispositivos e conexões existentes [1]. Deste modo, a quinta geração (5G) de comunicações sem fio é caracterizada por proporcionar uma alta eficiência espectral (SE), bem como uma eficiência energética (EE) elevada [2].

Com o intuito de satisfazer os requisitos derivados de redes 5G, surgem tecnologias chave, como os sistemas massivos com múltiplas entradas e múltiplas saídas (M-MIMO), os quais são considerados elementos fundamentais para redes de próxima geração, visto que fornecem uma elevada eficiência espectral e de energia, derivada da utilização de dezenas ou mesmo centenas de antenas nas suas estações de base (BS) [3]. Neste contexto, esta tecnologia pode trazer melhorias de, pelo menos, dez vezes a nível de *area throughput*, que corresponde ao número total de bits transmitidos com sucesso numa determinada área [4], através do aumento da eficiência espectral. Este aumento é alcançado recorrendo à utilização da mesma largura de banda e densidade das estações de base das redes atuais [5].

Para além disso, um esquema especial de M-MIMO tem por base a modulação espacial generalizada (GSM), sendo esta uma técnica capaz de atingir alta eficiência espectral e de energia. Este tipo de modulação constitui um caso específico de modulação de índices (IM), que consiste numa técnica emergente com a finalidade de atender às exigências desafiantes de sistemas de quinta geração ou para além da mesma [6].

O M-MIMO é uma das tecnologias base do 5G que utiliza ondas milimétricas (mmWave), as quais possuem uma ampla banda espectral, levando a que a comunicação milimétrica seja alvo de investigação. As frequências típicas das ondas milimétricas variam de 25 GHz a 100 GHz, incluindo frequências de 28 GHz, 38 GHz e 60 GHz, bem como frequências na banda E (71–76 GHz, 81–86 GHz) [5]. Adicionalmente, as ondas em questão são capazes de providenciar uma largura de banda dez vezes superior à largura de banda celular de sistemas de quarta geração (4G) [7].

A partir de medições efetuadas em canais da rede, a perda de propagação para a transmissão de ondas milimétricas é bastante elevada, pelo que o seu alcance de transmissão é limitado. Deste modo, a transmissão deste tipo de ondas é mais adequada para células de pequenas dimensões, elevados *data rates* e cenários com múltiplos utilizadores. Devido a estas características, a transmissão de mmWave é adaptada para um cenário com *hotspot* e, para além disso, tornou-se numa candidata promissora para a quinta geração [5].

A simulação a nível de sistema de ondas milimétricas com M-MIMO para vários utilizadores requer uma abordagem distinta à utilizada em técnicas padrão de acesso múltiplo para bandas com uma frequência inferior a 6 GHz, a qual vai ser analisada/estudada na presente dissertação.

1.2. Objetivos

O foco principal deste trabalho passa por efetuar o *design* das principais tecnologias de mmWave em comunicações móveis, incluindo M-MIMO, com a finalidade de desenvolver algoritmos eficientes para esquemas baseados em GSM, aplicados à utilização de ondas milimétricas. Deste modo, deve-se avaliar uma rede heterogénea com células macro, micro e *hotspots*, onde são utilizadas ondas milimétricas de forma a aumentar a capacidade nos mesmos.

Assim, o desempenho dos métodos propostos será avaliado através de um novo simulador a nível de sistema, implementado em linguagem de programação JAVA, o qual será desenvolvido tendo como base simuladores já existentes. Desta forma, as simulações efetuadas a nível de sistema utilizam dados provenientes de um simulador de ligação, implementado em linguagem de programação MATLAB.

1.3. Método de Investigação

De forma a ser efetuada uma pesquisa objetiva e eficiente, irá utilizar-se como base o modelo de processo denominado de *Design Science Research Methodology* [8], tal como se encontra representado na Figura 1. Nesta perspetiva, o método adotado é composto por quatro fases distintas, onde se considera como etapa inicial a determinação dos objetivos, levando à fase final de avaliação do sistema desenvolvido, tal como se encontra descrito abaixo.

- 1ª Fase – Definição dos objetivos, onde foram identificados e analisados os objetivos do trabalho em questão, de modo a determinar quais as melhores tecnologias, métodos e plataformas a utilizar;
- 2ª Fase – Desenvolvimento do sistema, em que, tendo como base os objetivos definidos anteriormente, procedeu-se ao desenvolvimento do simulador de sistema, incluindo a definição das funcionalidades requeridas e respetivas arquiteturas, bem como o desenvolvimento de métodos e modelos a seguir, de forma a ser possível efetuar-se a avaliação do desempenho da rede heterogénea proposta;

- 3ª Fase – Implementação e análise do desempenho do sistema, que corresponde à elaboração e verificação do sistema desenvolvido, através da realização de testes ao simulador elaborado, com o intuito de determinar se o mesmo está a funcionar de acordo com o pretendido. Caso contrário, deverão efetuar-se alterações para atingir o resultado esperado;
- 4ª Fase – Testes e avaliação do sistema, etapa final em que o sistema desenvolvido, ainda em protótipo, deverá ser testado e avaliado, verificando se o mesmo está em concordância com os objetivos e expectativas definidos.

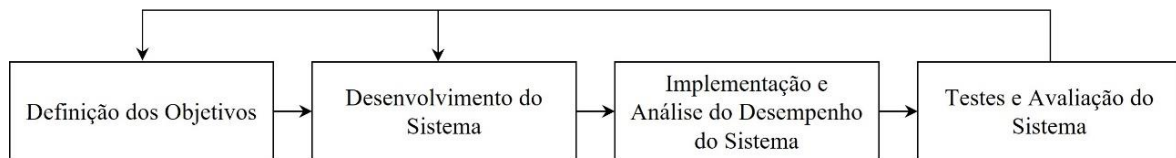


Figura 1 - Modelo de processo utilizado, adaptada de [8]

Assim, tal como se pode verificar pelo esquema representado, o modelo utilizado é um processo cíclico, tornando possível retornar à fase anterior sempre que necessário, isto é, sempre que for detetada alguma falha no mesmo, com a finalidade de alcançar os objetivos determinados com sucesso.

1.4. Estrutura e Organização da Dissertação

A presente dissertação é constituída por cinco capítulos, os quais se encontram divididos em diversas secções e subsecções.

Neste contexto, no primeiro capítulo da dissertação são abordados, de modo introdutório, os sistemas de comunicações móveis, no que diz respeito à quinta geração de comunicações sem fio, incluindo as tecnologias emergentes associadas à mesma.

Seguidamente, no segundo capítulo, é apresentada a revisão da literatura, a qual inclui uma descrição detalhada dos conceitos fundamentais relacionados com o tema estudado, nomeadamente no que toca às principais tecnologias e técnicas necessárias para o desenvolvimento do sistema proposto.

No terceiro capítulo são retratados os aspetos essenciais relativos à implementação do simulador de sistema desenvolvido, no âmbito da presente dissertação, incluindo uma descrição detalhada do mesmo, os cenários de implementação considerados, bem como as atualizações efetuadas para atender aos requisitos associados à quinta geração.

No quarto capítulo são expostos os resultados obtidos, derivados das diversas simulações de sistema efetuadas, bem como a sua respetiva análise, a nível de *throughput* e cobertura, incluindo, ainda, uma comparação dos diferentes cenários e técnicas implementadas.

Finalmente, no quinto capítulo, são indicadas as principais conclusões obtidas, provenientes da avaliação e discussão dos resultados alcançados, bem como algumas sugestões para a aplicação do trabalho desenvolvido numa perspetiva futura.

1.5. Contribuições

O trabalho desenvolvido na presente dissertação originou a implementação de um simulador a nível de sistema, em três dimensões, de acordo com as especificações do 3rd Generation Partnership Project (3GPP). O simulador em questão encontra-se descrito, detalhadamente, no Capítulo 3 desta dissertação.

Adicionalmente, foi submetido um artigo de publicação, como co-autora, para a revista Sensors do MDPI, tendo como base a análise realizada ao longo desta dissertação, designadamente o Capítulo 3 e 4 da mesma. O artigo em evidência encontra-se apresentado no Anexo A.

CAPÍTULO 2

Revisão da Literatura

Este capítulo destina-se à apresentação detalhada das principais tecnologias/técnicas necessárias para o desenvolvimento da dissertação, baseadas numa recolha e análise de literatura. Neste contexto, a Secção 2.1 expõe os sistemas 5G, dando ênfase à relação entre os mesmos e as ondas milimétricas, bem como com os sistemas M-MIMO. Na Secção 2.2 é abordado o tópico relativo à modulação de índices, especificando conceitos/mecanismos relevantes envolvidos na mesma. Seguidamente, a Secção 2.3 retrata os sistemas New Radio (NR) de quinta geração, evidenciando características e noções necessárias ao desenvolvimento do sistema pretendido. Por fim, na Secção 2.4, é abordado o tema referente às ondas milimétricas, nomeadamente características pertinentes para a elaboração do trabalho final.

2.1. Sistemas 5G

Com o desenvolvimento da tecnologia ao longo dos anos, o setor das comunicações sem fio enfrenta uma escassez de largura de banda, derivada de uma elevada requisição de tráfego, conseqüente do aumento constante das necessidades dos utilizadores [7], pelo que surgem os sistemas de quinta geração, com o intuito de atender aos requisitos impostos pelas redes atuais [5].

Neste contexto, a comunicações móvel sofreu um crescimento exponencial nas últimas décadas, tendo as redes celulares evoluído desde os sistemas de primeira geração (1G) até aos sistemas 5G e, posteriormente, pós-5G [7].

Desta forma, as redes móveis 5G são projetadas de forma a alcançar um maior número de *use cases*, em comparação com os sistemas 4G, visto que irão providenciar vantagens significativas, sendo estas:

- Possibilitar velocidades cerca de 100 vezes superiores às alcançadas com sistemas 4G [7];
- Providenciar taxas de dados até 10 Gbps (em *uplink* – UL) e 20 Gbps (em *downlink* – DL), baixa latência (aproximadamente 1ms), bem como uma elevada sustentabilidade e fiabilidade de rede [5, 9];
- Oferecer uma melhoria a nível de eficiência espectral de cerca de 3-5 vezes, quando comparadas com redes 4G;
- Providenciar uma melhoria em termos de eficiência energética e de custo, relativamente aos sistemas 4G, superior a 100 vezes;
- Possibilitar uma densidade de conexão mais elevada, devendo suportar um milhão de conexões por quilómetro quadrado [5];
- Providenciar sinalização eficiente para conectividade IoT, sendo este um *driver* essencial em sistemas 5G [5, 7].

Assim, tendo em consideração os *use cases* definidos para os sistemas em questão, as principais tecnologias classificadas como sendo essenciais para a implementação de sistemas de quinta geração, bem como para sistemas pós-5G, as quais se encontram sumarizadas na Figura 2, incluem a utilização de [7]:

- ondas milimétricas, uma vez que ao se operar no espectro correspondente a este tipo de ondas é possível providenciar taxas de dados mais elevadas, tal como mencionado anteriormente;
- células de dimensões reduzidas, bem como a técnica de formação de feixe (*beamforming*);
- arquiteturas centradas no dispositivo e tecnologias *full-duplex*;
- sistemas M-MIMO;
- ondas Terahertz, bem como o espectro de luz visível.

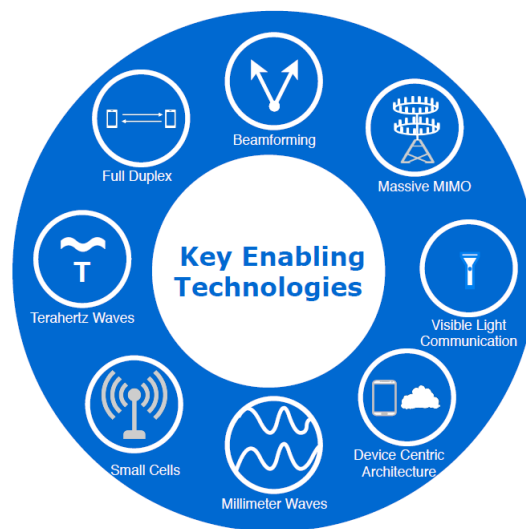


Figura 2 - Tecnologias essenciais para sistemas 5G e pós-5G, retirada de [7]

Para além das técnicas emergentes mencionadas, os sistemas de comunicação 5G devem oferecer suporte aos requisitos de qualidade de serviço (QoS) em ambientes desafiadores, como cenários de elevada mobilidade [2].

Desta forma, das tecnologias chave mencionadas, o estudo elaborado foca-se na utilização de ondas milimétricas, incluindo o recurso a células de pequenas dimensões e à técnica de formação de feixe, bem como na aplicação de sistemas M-MIMO.

2.2. Modulação de Índices

Considerando os avanços tecnológicos das últimas décadas, tal como mencionado na Secção 2.1, os sistemas de comunicação sem fio de próxima geração devem seguir essa tendência através de um aumento significativo de EE e SE, bem como a nível de robustez de sistema (SR). Neste contexto, de forma a atender aos requisitos desafiadores proporcionados por esta geração de sistemas, surgiram técnicas emergentes como a modulação de índices. Esta técnica tem recebido especial atenção devido à

sua capacidade de ativar um determinado conjunto de elementos de recursos de comunicações, nomeadamente antenas, sub-portadoras e *slots* [6].

A modulação de índices corresponde a uma técnica de modulação digital altamente eficiente em termos de espectro e de energia, a qual utiliza os índices dos blocos de construção dos correspondentes sistemas de comunicação para transmitir bits de informação. Deste modo, os sistemas de IM fornecem formas alternativas de transmissão de informação, ao contrário do sucedido em esquemas de modulação digital tradicionais, os quais dependem da modulação de amplitude, fase e frequência de um sinal [3].

Desta forma, os esquemas de IM possuem a capacidade de mapear os bits de informação através do estado de ativação de determinados blocos/recursos de construção. Estes blocos/recursos podem ser classificados como físicos – antenas, sub-portadoras, *time slots* e portadoras de frequência – ou virtuais – canais virtuais paralelos, constelação de sinais, matriz de espaço-tempo e ordem de ativação das antenas [2]. Uma vez que os índices dos blocos de construção podem ser utilizados para transmitir informação por meio de um mecanismo que permite uma alteração de estado (ativo/desativo) das entidades de transmissão, os sistemas de IM possibilitam a transferência de informação de forma mais eficiente a nível de energia, o que desencadeia um desempenho de erro aprimorado em comparação com os esquemas tradicionais [3].

Os sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) convencionais, os quais, apesar de poderem atingir elevadas SEs com a utilização de antenas massivas, comprometem a EE devido ao consumo de energia em grande escala, derivado do elevado número de cadeias de radiofrequência (RF) utilizadas. Consequentemente, com a utilização de modulação de índices, é necessária uma quantidade bastante reduzida de cadeias RF para uma configuração de sistemas M-MIMO, através da seleção aleatória de antenas de transmissão de acordo com os bits de informação, permitindo, assim, atingir um equilíbrio favorável entre SE e EE. Os esquemas de MIMO resultantes deste processo denominam-se de MIMO modulados espacialmente (SM-MIMO).

As técnicas de IM existentes são, maioritariamente, aplicadas em *slots* de espaço, tempo e frequência, ou uma combinação dos mesmos, em que, em todos os casos, são utilizados recursos de rádio ativos para o transporte de informação. De uma forma geral, os esquemas de modulação de índice repartem a informação em bits de índice, responsáveis pela determinação dos canais de rádio (antenas, sub-portadoras, etc.) ativos, e em bits de constelação, os quais são mapeados para símbolos de constelação convencionais que devem ser transportados pelos recursos ativos [2]. Este procedimento, correspondente ao modelo básico de esquemas de IM, encontra-se ilustrado na Figura 3.

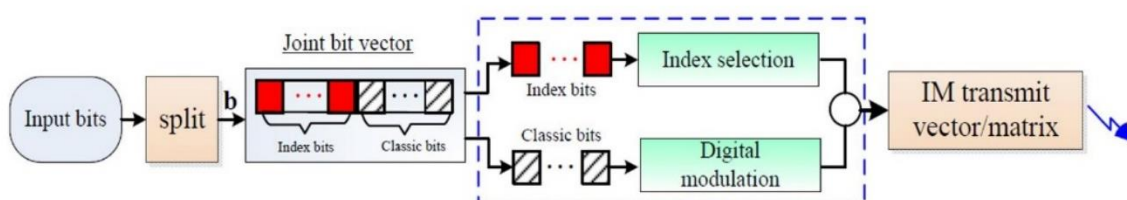


Figura 3 - Modelo básico correspondente à técnica de modulação de índices, retirada de [10]

2.2.1. Modulação Espacial

A modulação espacial (SM), a qual considera IM para as antenas de transmissão de um sistema MIMO, introduziu novas direções para a implementação deste tipo de sistemas, tornando-se numa técnica promissora nesta matéria [3]. Contudo, os esquemas de SM, apesar de terem fortes oponentes, como sistemas verticais de Laboratórios Bell (V-BLAST), são considerados como possíveis candidatos para sistemas MIMO de próxima geração, com elevada EE e SE [11].

Neste contexto, a modulação espacial é caracterizada com sendo uma abordagem inovadora para a transmissão de informação, através da utilização dos índices das antenas de transmissão de um sistema MIMO $n_T \times n_R$, para além das constelações de sinais *M-ary* convencionais, onde n_T e n_R denotam o número de antenas de transmissão e receção, respetivamente [11]. Este tipo de constelação – *M-ary* – é caracterizada pela transmissão de um grupo de bits em apenas um símbolo, isto é, a transmissão não é realizada bit a bit [12].

Em contrapartida, ao contrário do sucedido para sistemas MIMO tradicionais (sistemas V-BLAST), os quais utilizam multiplexagem espacial (SMX) com o intuito de aumentar a taxa de transmissão de dados ou variabilidade espacial de forma a melhorar o desempenho a nível de ocorrências de erros, as antenas de transmissão múltipla de um esquema MIMO são utilizadas com uma finalidade distinta em sistemas que recorram à modulação espacial.

Desta forma, existem duas unidades de transporte de informação em esquemas SM: os índices das antenas de transmissão e os símbolos da constelação *M-ary*. Assim, para cada intervalo de sinalização, um total de $\log_2 n_T + \log_2 M$ bits entram no transmissor de um sistema SM, onde M corresponde ao tamanho do sinal considerado na constelação (M-PSK ou M-QAM). No que toca à sequência de bits de entrada – $\log_2 M$ – esta é utilizada para modular a fase e/ou a amplitude de um sinal portador, enquanto que a restante sequência de bits – $\log_2 n_T$ – encontra-se destinada à seleção do índice correspondente à antena de transmissão ativa, responsável pela transmissão do sinal modulado equivalente.

Por outro lado, o detetor ótimo de máxima autenticidade (ML) do esquema de SM pesquisa, conjuntamente, por todas as antenas de transmissão possíveis, bem como por todos os símbolos das constelações *M-ary* correspondentes, com a finalidade de decidir sobre o símbolo transmitido e o índice da antena de transmissão que se encontra ativa. A Figura 4 representa, de uma forma esquematizada, o funcionamento descrito, correspondente a um modelo de modulação espacial com $n_T \times n_R$ antenas, em que s (ou \hat{s}) corresponde ao símbolo de constelação *M-ary* selecionado e I (ou \hat{I}) ao índice da antena de transmissão [11].

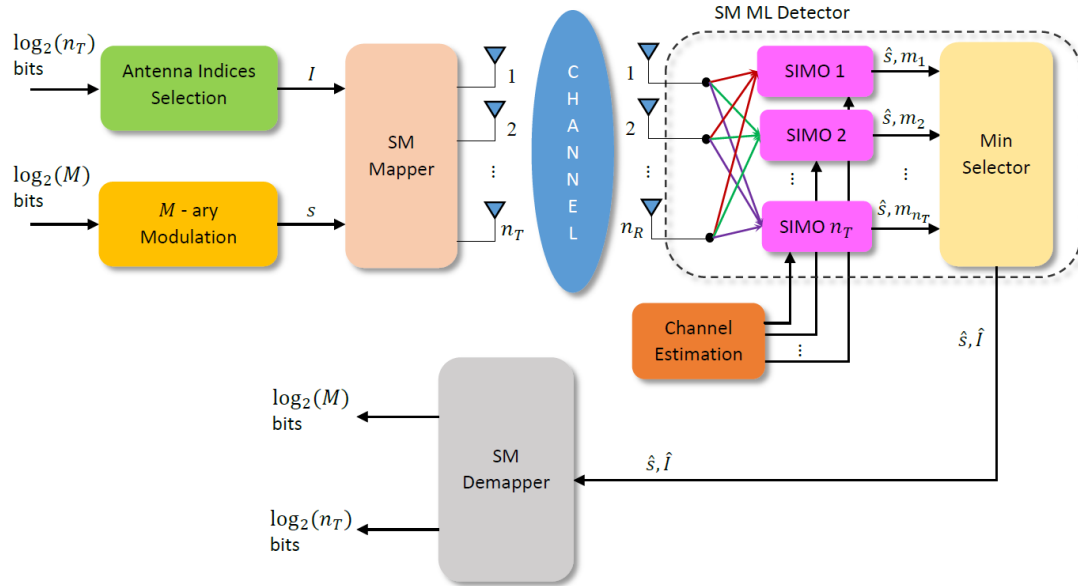


Figura 4 - Diagrama de blocos correspondente a um modelo de SM para um sistema MIMO $n_T \times n_R$, retirada de [11]

Deste modo, os sistemas SM possuem vantagens essenciais quando comparados com sistemas MIMO tradicionais, entre elas [3]:

- elevada eficiência espectral, devido à utilização dos índices da antena de transmissão como técnica adicional para transferência de informação;
- elevada eficiência energética, dado que um maior número de antenas pode ser explorado sem requerer transmissão adicional de energia;
- operações com sistemas de MIMO flexíveis, visto que a SM pode ser implementada para qualquer quantidade de antenas transmissoras e receptoras (n_T e n_R), ao contrário de esquemas de V-BLAST;
- menor complexidade a nível de *design*, uma vez que apenas uma antena é ativada durante a transmissão de informação, fazendo com que um único transmissor de corrente RF seja suficiente para os esquemas de modulação em questão.

Em termos de desvantagens, relativamente à SE, os sistemas de modulação espacial necessitam de um maior número de antenas de transmissão para alcançar a mesma SE dos sistemas V-BLAST, visto que, na SM, esta eficiência aumenta de forma logarítmica ($\log_2 n_T$).

Todavia, tendo em consideração os conceitos apresentados, os esquemas de SM providenciam um equilíbrio entre complexidade, eficiência espectral e de energia, bem como a nível de desempenho de erros, tornando este tipo de tecnologia como uma possível candidata para sistemas 5G [3].

2.2.1.1. Modulação Espacial para Sistemas M-MIMO

O conceito de MIMO massivo, no qual as estações de base possuem dezenas a centenas de antenas, é considerado uma das tecnologias chave para as redes 5G sem fio, devido aos elevados níveis de EE e SE proporcionados, tal como referido. Desta forma, neste tipo de sistemas, torna-se possível o suporte

simultâneo de vários utilizadores, visto que cada BS comunica, simultaneamente, com múltiplos utilizadores através da utilização das mesmas sub-portadoras [9].

Nesta perspetiva, os esquemas de M-MIMO proporcionam oportunidades únicas para os sistemas de modulação espacial, uma vez que se torna possível a transmissão de um maior número de bits de informação no domínio espacial, independentemente da limitação existente no número de cadeias RF disponíveis. No entanto, apesar da eficiência espectral dos sistemas SM ser consideravelmente menor quando comparada com os esquemas tradicionais (V-BLAST), para sistemas M-MIMO, a utilização do conceito de IM aplicado às antenas transmissoras deste tipo de sistemas pode fornecer soluções de implementação promissoras, como elevada EE e implementação simples e de baixo custo. Isto acontece devido às vantagens associadas aos sistemas SM, enumeradas na Secção 2.2.1 [11].

A Figura 5 ilustra um sistema M-MIMO, o qual pode ser definido como sendo um sistema MIMO com múltiplos utilizadores (MU-MIMO), constituído por M antenas e K utilizadores por BS. O sistema em questão é caracterizado por $M \gg K$ e opera em Time Division Duplex (TDD), onde as transmissões/receções são realizadas em diferentes *slots* de tempo, mas na mesma banda de frequência, utilizando processamento linear de UL e DL [5]. Neste esquema, são considerados dois cenários distintos para sistemas M-MIMO, onde K utilizadores implementam técnicas de SM para transmissão [11]:

- *uplink* – Figura 5 (a) – em que o utilizador “ K ” possui n_T^k antenas transmissoras disponíveis para SM e a BS apresenta, aproximadamente, 10-100 antenas recetoras;
- *downlink* – Figura 5 (b) – onde o utilizador “ K ” possui n_R^k antenas recetoras e a BS apresenta mais de 100 antenas transmissoras disponíveis para SM.

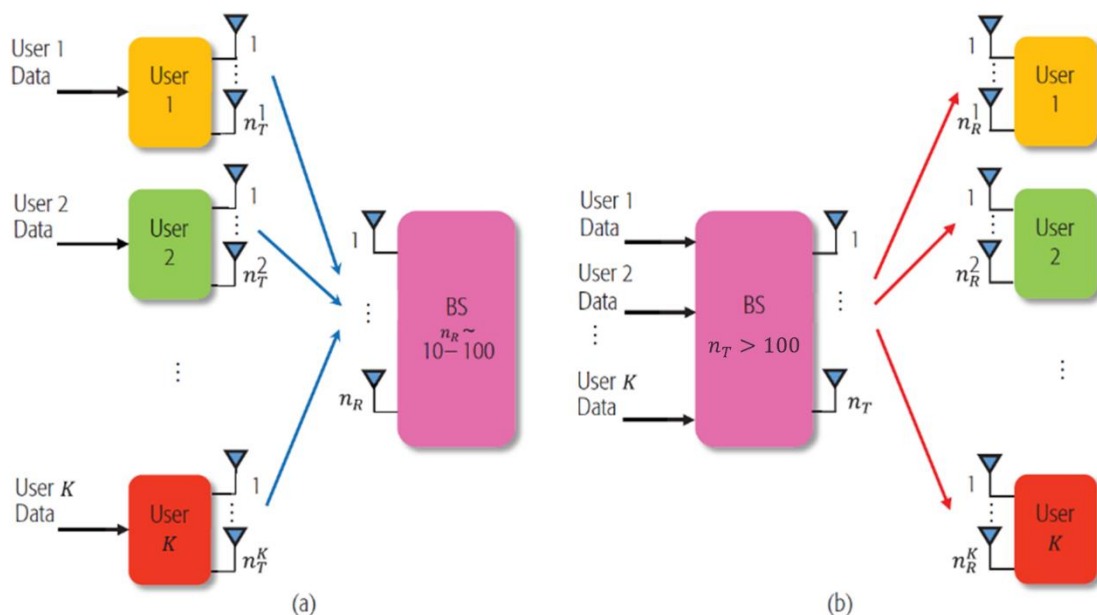


Figura 5 - Sistema de MIMO massivo com a utilização de SM: (a) UL (b) DL, adaptada de [11]

Em relação à transmissão UL, onde os utilizadores empregam técnicas de SM, é possível transmitir bits de informação adicionais sem aumentar a complexidade do sistema, em comparação com terminais de utilizadores com apenas uma antena.

Em contrapartida, na transmissão DL, onde a SM é aplicada às estações base de forma a suportar um elevado número de utilizadores, as antenas massivas de uma BS podem ser divididas em subgrupos, constituídos por uma quantidade inferior de antenas, onde as técnicas de SM podem ser aplicadas a cada utilizador [11].

2.2.2. Modulação Espacial Generalizada

Tal como referido na secção anterior, uma das principais desvantagens da modulação espacial corresponde à sua limitação a nível de eficiência espectral, em comparação com os esquemas tradicionais de V-BLAST, para o mesmo número de antenas transmissoras. Neste contexto, com o intuito de melhorar a SE em esquemas de modulação espacial através do aumento do número de antenas transmissoras ativas, surgiu a modulação espacial generalizada.

Neste tipo de modulação, a qual constitui um caso particular da IM, múltiplas antenas transmissoras são selecionadas como ativas, com o intuito de transmitir o mesmo símbolo de informação, permitindo, assim, evitar interferências entre canais [3]. Desta forma, a GSM pode atingir uma SE mais elevada, em comparação com comunicações efetuadas recorrendo a uma única antena transmissora ativa [6].

Assim sendo, denominando o número de antenas de transmissão ativas por n_A e considerando que n_T corresponde ao número de antenas transmissoras, em que $n_A < n_T$, o número de bits de informação que podem ser transmitidos para cada intervalo de sinalização é dado por $\left\lfloor \log_2 \binom{n_T}{n_A} \right\rfloor$, para além do número de bits transmitidos pelos símbolos de dados *M-ary* ($\log_2 M$).

É de notar que a modulação espacial constitui um caso especial de GSM, em que $n_A = 1$. Adicionalmente, para que o domínio espacial possa ser utilizado de forma mais eficiente pelos esquemas GSM, deve-se considerar a seguinte condição: $\log_2 n_T \leq \left\lfloor \log_2 \binom{n_T}{n_A} \right\rfloor$, em que $n_T = 2^n$ ($n = 1, 2, \dots$) [11].

2.2.2.1. Modulação Espacial Generalizada para Sistemas M-MIMO

No que toca aos sistemas de comunicação M-MIMO, os quais são equipados com centenas de antenas nas estações de base, estes possibilitam melhorias a nível de variabilidade espacial e SE. Deste modo, para este tipo de sistemas massivos, a solução com apenas uma cadeia de RF correspondente a uma antena (utilizada em tecnologias MIMO convencionais), provocará um aumento acentuado da energia consumida pelas cadeias de RF nas BSs [13].

Assim, para superar o consumo energético provocado pelo aumento do número de cadeias RF, a utilização de GSM torna-se adequada para esquemas de antenas de MIMO massivo, permitindo um aumento a nível de EE. Mais especificamente, dado que apenas um subconjunto de antenas de transmissão se encontra ativo por um determinado período de tempo, a GSM pode ser considerada como um intermédio entre as transmissões MIMO tradicionais e as transmissões de RF simples, reduzindo, assim, o número de cadeias RF requeridas, levando a um decréscimo acentuado no consumo de energia das cadeias em questão e, conseqüentemente, ao aumento da eficiência de energia referido [6, 13].

Relativamente à transmissão UL em sistemas M-MIMO apresentada anteriormente na Figura 5 (a) da Secção 2.2.1.1, em que são aplicadas técnicas de SM aos terminais dos utilizadores, é possível a implementação de GSM nos mesmos, de modo a melhorar a eficiência espectral.

Quanto à transmissão DL neste tipo de sistemas – Figura 5 (b) apresentada previamente na Secção 2.2.1.1 – onde, ao contrário do sucedido na transmissão UL, são utilizados mecanismos de SM nas estações de base, as técnicas de GSM podem ser aplicadas (na BS) com o intuito de transmitir a informação de diferentes utilizadores, através da utilização dos índices das antenas e/ou dos símbolos das constelações *M-ary* [11].

Em suma, atendendo à progressiva procura por taxas de dados mais elevadas em redes sem fio de próxima geração (5G e pós-5G) e considerando a sua estrutura flexível, a GSM surge como uma alternativa promissora para esquemas de SM e V-BLAST, podendo atingir valores mais elevados a nível de *throughput* e/ou desempenho de erros, quando comparada com sistemas V-BLAST [3]. Para além disso, quando combinada com sistemas M-MIMO, torna-se bastante eficiente a nível de EE e SE.

2.3. 5G New Radio

Com o aumento exponencial do tráfego de dados, o espectro de radiofrequência tornou-se congestionado, fazendo com que a largura de banda disponível para cada utilizador seja limitada, levando a uma conexão mais lenta e pouco confiável [7].

5G NR é a tecnologia padronizada pela organização tecnológica 3GPP que representa a solução de próxima geração mais promissora para atender às necessidades do mercado móvel, o qual tem vindo a tornar-se cada vez mais exigente. Esta tecnologia oferece diferentes tipos de serviço caracterizados por diferentes requisitos. Algumas das categorias de utilização principais definidas pela International Telecommunication Union (ITU) são [14]:

- banda larga aprimorada (eMBB) para serviços com altas taxas de dados;
- dispositivos interconectados, através da Internet das Coisas (IoT), para comunicações massivas do tipo máquina (mMTC), os quais exigem baixo custo, baixo consumo de energia e longa duração de bateria;

- Ultra-Reliable Low Latency Communications (URLLC) para transferências bidirecionais de baixa latência entre dispositivos com extrema confiabilidade de rede, através da introdução de *mini-slots*.

Em comparação com o padrão de redes de comunicação móveis Long Term Evolution (LTE), o 5G NR pode fornecer vários benefícios, começando pela extensão do espectro, de forma a serem suportadas operações em bandas de frequência desde valores inferiores a 1 GHz até aos 52.6 GHz. Na banda das ondas milimétricas, é possível a obtenção de alta capacidade e taxas de dados extremas, embora frequências mais altas introduzam limitações na cobertura, devido ao aumento da atenuação do sinal.

Esta tecnologia foi projetada para reduzir a interferência e aumentar a eficiência energética, alargando a vida útil dos dispositivos IoT. Outra característica do 5G NR está associada aos esquemas de formatação de feixe, uma vez que estes são estendidos, bem como várias antenas de transmissão de dados, aos procedimentos de plano de controle e acesso inicial. O 5G NR garante, também, compatibilidade futura, uma vez que se encontra preparado para a sua própria evolução em termos de *use cases* e outras tecnologias.

Uma grande inovação 5G, a qual oferece flexibilidade de rede, é a numerologia escalável. Ao contrário do LTE, cujo espaçamento entre sub-portadoras (SCS) é fixo em 15 kHz, no 5G NR este parâmetro pode ser ajustado. Além disso, o 5G NR estende o conceito LTE de agregação de portadoras através da adaptação do Uplink Suplementar (SUL) – uma portadora de *downlink/uplink* convencional está associada a uma portadora de *uplink* suplementar, operando em frequências mais baixas, em contraste com a agregação de portadoras, onde cada portadora de *uplink* está associada a uma certa portadora de *downlink*. Desta forma, o objetivo do SUL é estender a cobertura do *uplink* e aumentar as respetivas taxas de dados, no caso de potências limitadas devido a perdas de caminho (*pathloss*) reduzidas, no que toca a bandas de baixa frequência.

Relativamente à camada física NR, esta é responsável pela sincronização do *uplink* e controle de tempo, multiplexagem e codificação de canal, adaptação de *link*, mapeamento e processamento de multi-antena, gerenciamento de feixe, entre outros. Além disso, a camada física transfere informações para a camada superior através de canais de transporte, assim como lida com o mapeamento dos mesmos para canais físicos.

Como referido anteriormente, o sistema 5G NR opera a frequências que variam entre valores abaixo de 1 GHz até 52.6 GHz. Dentro deste espectro, estão disponíveis as faixas de frequência denominadas de faixa de frequência 1 (FR1) e faixa de frequência 2 (FR2), cuja escolha depende da implementação da estação de base. Em frequências mais baixas, estão disponíveis áreas de cobertura mais amplas – macrocélulas, ao passo que, em frequências mais altas, a cobertura é mais limitada – microcélulas e picocélulas [14].

A faixa de frequência 1 compreende as bandas de frequência abaixo dos 7 GHz, sendo estas projetadas para transportar grande parte do tráfego de comunicações móveis celulares tradicionais. Por sua vez, a faixa de frequência 2 compreende as bandas de frequência dos 24.25 GHz aos 52.6 GHz. Estas frequências mais altas têm como objetivo fornecer uma capacidade de taxa de dados bastante elevada e de curto alcance para o 5G NR [15].

Na Tabela 1 são apresentados alguns dos parâmetros especificados para a camada física 5G NR, resumindo as características do sinal e diferenciando as mesmas de acordo com a utilização de FR1 e FR2.

Tabela 1 - Parâmetros 5G NR para as diferentes bandas de frequência, retirada de [15]

Parâmetro 5G NR	FR1	FR2
Largura de banda por portadora [MHz]	5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100	50, 100, 200, 400
Espaçamento entre sub-portadoras [kHz]	15, 30, 60	60, 120, 240, 480
Máximo de sub-portadoras	3300 (FFT 4096)	3300 (FFT 4096)
Agregação de portadoras	Até 16 portadoras	Até 16 portadoras
Esquemas de modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
Comprimento da trama de rádio [ms]	10	10
Duração da subtrama [ms]	1	1
Modo <i>duplex</i>	FDD, TDD	TDD
Esquema de acesso múltiplo	<i>downlink</i> : CP-OFDM <i>uplink</i> : CP-OFDM; DFT-s-OFDM	<i>downlink</i> : CP-OFDM <i>uplink</i> : CP-OFDM; DFT-s-OFDM
Esquema MIMO	Máximo de 2 palavras-código mapeadas para, no máximo, 8 camadas no <i>downlink</i> e 4 camadas no <i>uplink</i>	Máximo de 2 palavras-código mapeadas para, no máximo, 8 camadas no <i>downlink</i> e 4 camadas no <i>uplink</i>

Mais concretamente, no que toca à numerologia OFDM escalável introduzida pelo NR, esta permite a introdução de espaçamentos entre sub-portadoras específicos (Δf) e intervalo de tempo de transmissão (TTI). Os índices numerológicos mais elevados correspondem a maiores SCSs, variando desde 15 kHz a 480 kHz, segundo a seguinte equação:

$$\Delta f = 15kHz \times 2^n \quad (1)$$

onde n é o índice de numerologia, o qual depende de vários fatores, tais como os requisitos de serviço e a frequência da portadora. A introdução de um SCS mais amplo é essencial para mitigar a interferência entre portadoras (ICI) e o ruído de fase existente nas frequências associadas às ondas milimétricas (i.e., entre os 6 GHz e os 100 GHz). Desta forma, à medida que o SCS aumenta, o TTI assume valores menores, variando de 1 ms a 31.25 μ s [14].

Adicionalmente, como se pode observar na Tabela 1, o sistema 5G NR possui Frequency Division Duplex (FDD), operando durante as transmissões no espectro emparelhado, enquanto o modo TDD é utilizado para o espectro desemparelhado [15].

Com base nos parâmetros referidos, a Figura 6 representa as bandas de frequência correspondentes a sistemas 5G, na qual é demonstrado o aproveitamento do espectro, com a utilização das faixas de frequência analisadas.

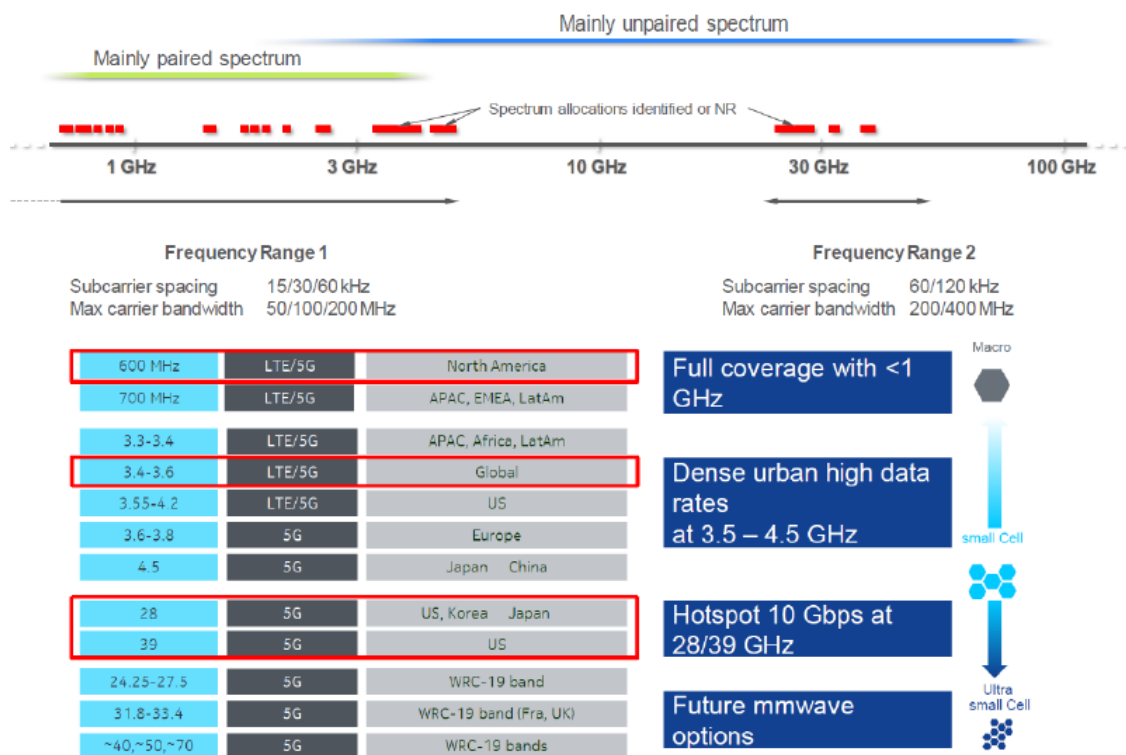


Figura 6 - Bandas de frequência associadas a sistemas 5G, retirada de [16]

Em suma, com a tecnologia sem fio 5G prevista para transportar dados em velocidades muito mais altas, a largura de banda adicional das bandas de frequência anteriormente analisadas será necessária. Assim, à medida que novas bandas são disponibilizadas em diferentes países, as alocações de banda de frequência para 5G NR são frequentemente atualizadas [15].

2.4. Ondas Milimétricas

A comunicação milimétrica possui uma extensa banda de espectro disponível, tornando este tipo de comunicação um alvo de investigação, tal como referido na Secção 1.1. Neste contexto, as ondas

milimétricas encontram-se associadas a frequências entre os 25 GHz e os 100 GHz, incluindo frequências de 28 GHz, 38 GHz e 60 GHz, bem como frequências na banda E (71–76 GHz, 81–86 GHz) e, conseqüentemente, correspondentes comprimentos de onda com tamanho reduzido.

Devido às altas frequências características deste tipo de comunicação, a transmissão de ondas milimétricas sofre perdas de propagação elevadas, pelo que o seu alcance de transmissão se torna bastante limitado. Por esta razão, a transmissão deste tipo de ondas é mais apropriada para cobertura de células de pequenas dimensões (*small cells*), bem como para cenários com múltiplos utilizadores [5]. Estas células correspondem a pequenas estações de base com uma potência reduzida, as quais podem ser situadas a distâncias inferiores, de modo a cobrir pequenas áreas geográficas [7].

Na comunicação milimétrica, as células referidas podem assumir tamanhos ainda mais reduzidos (*ultra-small cells*), podendo ser divididas em microcélulas, picocélulas e *femtocells*, tendo por base a área de cobertura e o número de utilizadores suportados. Assim, as células em questão proporcionam baixas latências e elevadas velocidades quando utilizadas em sistemas 5G [7]. Nestes sistemas, com o aumento da banda de frequência, o tamanho das células torna-se cada vez mais reduzido, sendo as ondas milimétricas unicamente aplicadas a *ultra-small cells*, tal como ilustrado na Figura 6 da Secção 2.3 [16].

Quando se opera em frequências rádio elevadas, as estações de base dos sistemas 5G utilizam dezenas ou mesmo centenas de antenas, pelo que são utilizadas técnicas de processamento de sinal específicas para a coordenação das mesmas, sendo estas: formação de feixe e M-MIMO. Estas tecnologias são consideradas essenciais para a comunicação milimétrica, particularmente devido ao comprimento reduzido associado à mesma, tornando possível posicionar várias antenas numa pequena área, pouco espaçadas entre si (com uma distância de cerca de meio comprimento de onda) [17].

2.4.1. Formação de Feixe

Tal como referido, as ondas milimétricas operam em bandas de alta frequência, pelo que este tipo de comunicação se encontra associado a elevadas perdas de propagação, bem como a elevadas perdas de caminho (*pathloss*), derivadas dos correspondentes comprimentos de onda na ordem dos milímetros. Com a finalidade de superar estas desvantagens, é possível aplicar a tecnologia de formação de feixe – *beamforming* – para um elevado número de antenas, de modo a compensar as perdas de propagação/caminho sofridas [18].

Nesta perspetiva, a formação de feixe corresponde, essencialmente, a uma operação de filtragem, realizada através da utilização de um conjunto de radiadores, com o intuito de capturar ou irradiar energia numa direção específica. A melhoria alcançada através da transmissão/receção omnidirecional ocorrida corresponde ao ganho de transmissão/receção [19]. Nesta tecnologia, a BS utiliza antenas que se encontram pouco espaçadas entre si, tipicamente intervaladas por meio comprimento de onda, e que possuam a mesma polarização, de forma a assegurar uma elevada correlação aquando da receção dos sinais [9].

Para além disso, a formatação de feixe é utilizada, tanto para a transmissão DL, como para a receção UL, tornando possível a receção de um sinal forte por parte do utilizador, uma vez que, se o utilizador se encontrar no feixe principal, este recebe um sinal forte da BS presente no DL e, conseqüentemente, a BS recebe um sinal forte do utilizador no UL, contribuindo para uma melhoria de cobertura e velocidade dos sistemas [9]. Deste modo, o ganho realizado através da utilização da técnica descrita pode compensar as perdas sofridas nas comunicações de banda milimétrica.

A Figura 7 esquematiza, de uma forma simplificada, a técnica de formatação de feixe descrita.

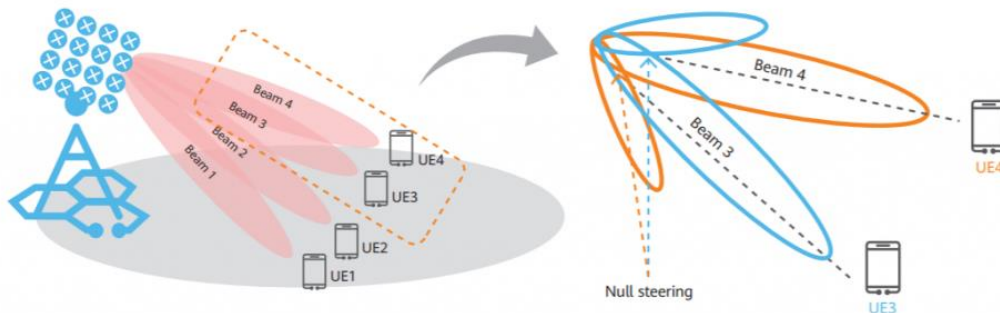


Figura 7 - Técnica de formatação de feixe – *beamforming*, retirada de [20]

2.4.1.1. Feixes Múltiplos

No que toca aos sistemas 5G NR, é importante salientar o facto dos mesmos poderem suportar operações de feixes múltiplos (*multi-beam*). Neste sentido, múltiplas antenas são utilizadas, não só para maximizar a SE, mas também para garantir cobertura suficiente para frequências mais elevadas, onde a perda de propagação é superior. Por exemplo, a atenuação do sinal de 28 GHz é 100 vezes maior do que a de 2.8 GHz.

Desta forma, a operação de *multi-beam* é empregue para superar esta perda de propagação, através da geração de múltiplos feixes altamente direcionáveis, utilizando um grande número de elementos da antena. Num determinado instante, apenas um dos múltiplos feixes gerados, aquele que fornece uma qualidade de sinal suficiente, é usado para a transmissão de informação [21].

Com a utilização de sistemas baseados no conceito de múltiplos feixes orientáveis, torna-se possível melhorar, significativamente, os sistemas celulares com ondas milimétricas, a nível de qualidade do sinal e diminuição das perdas de caminho, conduzindo a uma cobertura mais elevada [22].

Assim, com a utilização desta abordagem, torna-se possível direcionar um determinado número de feixes independentes para diferentes grupos de utilizadores, melhorando, então, a qualidade dos *links* correspondentes e minimizando a interferência indesejada para grupos de utilizadores adjacentes [23]. Adicionalmente, os *multi-beams* em questão constituem uma parte integrante de sistemas MIMO [24].

O esquema que se segue, apresentado na Figura 8, ilustra uma operação de feixes múltiplos para acesso inicial e canal de dados/controlado, em que são efetuadas três atividades distintas [16]:

- Inicialmente, ocorre o estabelecimento da conexão no ponto de transmissão/receção (TRP) do feixe, através da técnica de *sweeping* (operação de cobertura de uma área espacial, com feixes transmitidos e/ou recebidos num dado intervalo de tempo, de forma predeterminada [25]);
- Posto isto, ocorre a aquisição do feixe, tanto no recetor, como no transmissor;
- Finalmente, efetua-se, no equipamento do utilizador (UE), a seleção do feixe específico e executa-se a técnica de formatação de feixe, descrita na Secção 2.4.1.

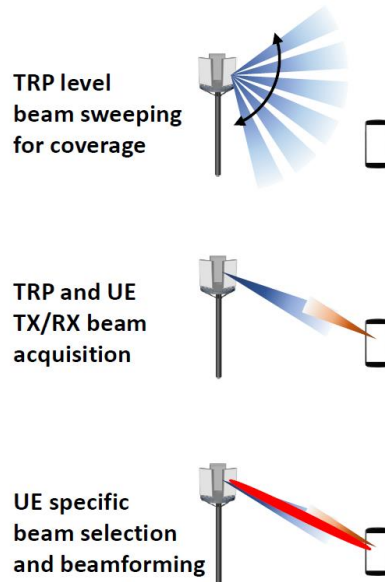


Figura 8 - Operação com a utilização de feixes múltiplos, retirada de [16]

A Figura 9 ilustra o processo de recuperação de falha do feixe. No caso de ocorrência de falhas no feixe – Figura 9 (a) – isto é, quando o mesmo é bloqueado devido a um obstáculo existente entre o terminal (UE) e a rede (NW), a conexão é interrompida. Neste sentido, após a deteção da falha, é necessário proceder-se à recuperação do feixe bloqueado – Figura 9 (b) – a qual é realizada da seguinte forma [16]:

- Primeiramente, o terminal solicita uma nova atribuição de feixe utilizando como recurso o canal físico de acesso aleatório (PRACH), de modo a acelerar o processo de recuperação e assegurar a receção do pedido com sucesso [25];
- Posto isto, a rede reatribui um novo feixe disponível, tendo por base o pedido de recuperação recebido do UE;
- Por fim, é estabelecido um novo *link* de *beam-pairs*.

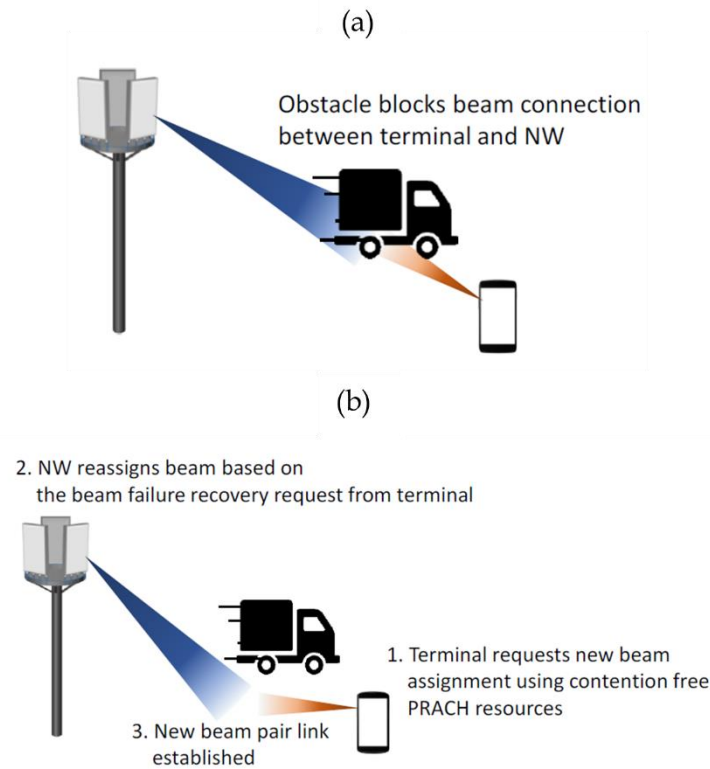


Figura 9 - Processo de recuperação de falha do feixe: (a) Falha no feixe (b) Recuperação do feixe, retirada de [16]

2.4.1.2. Formatação de Feixe Híbrida

A técnica em análise – *beamforming* – pode ser implementada de diversas formas, no entanto, devido às restrições a nível de custo e complexidade, bem como à necessidade de suporte de múltiplos utilizadores, a formatação de feixe híbrida constitui um método promissor para aplicação nas comunicações com recurso às ondas milimétricas no 5G NR.

Neste contexto, o princípio do mecanismo de formatação de feixe híbrida passa por dividir o processamento do sinal em domínios digitais e analógicos, de forma a suportar a comunicação *multi-stream* e *multi-user*, com o objetivo de minimizar a ocorrência de interferências. Numa cadeia RF típica, o consumo de energia é atribuído, maioritariamente, aos componentes de sinal, como o conversor analógico-digital (ADC) e o conversor digital-analógico (DAC), sendo este consumo particularmente grave quando aplicado à comunicação milimétrica. Assim, a arquitetura de formatação de feixe híbrida consiste num número limitado de cadeias RF que facilitam o processamento de banda base digital *multi-stream*, seguido pelo processamento analógico, com o intuito de alcançar o ganho derivado da aplicação de formatação de feixe à antena.

Na Figura 10, representada abaixo, encontra-se esquematizada a arquitetura correspondente à técnica híbrida descrita, onde os dados de cada utilizador são, inicialmente, pré-codificados e, posteriormente, passados ao bloco de formatação de feixe digital, através de uma cadeia RF dedicada. Posto isto, o sinal é transmitido utilizando um determinado conjunto de elementos da antena [19].

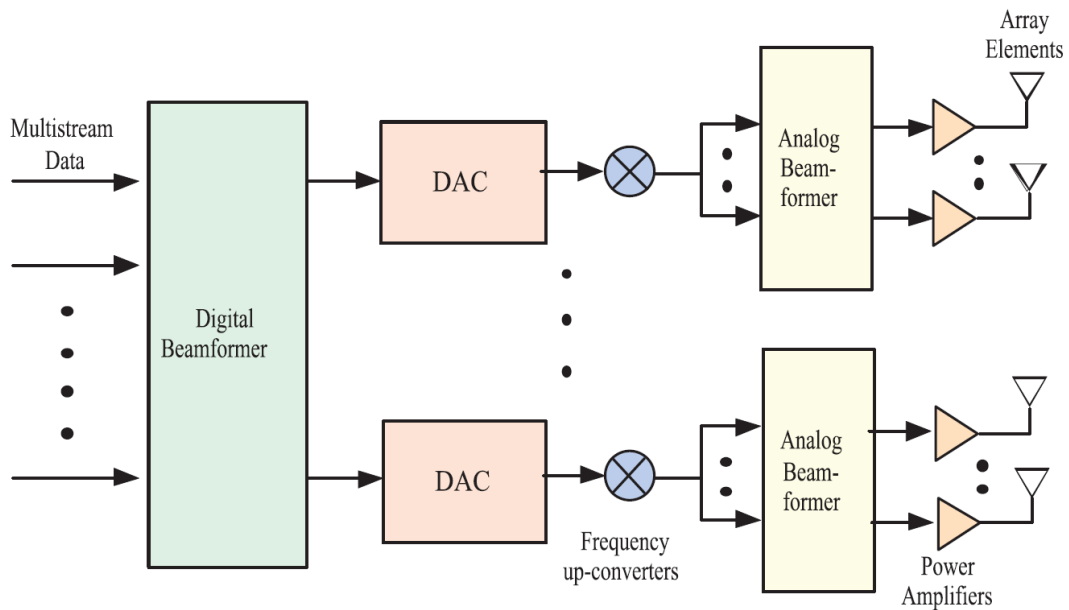


Figura 10 - Arquitetura típica correspondente a sistemas de formação de feixe híbrida, retirada de [19]

Em suma, a formação de feixe híbrida permite obter ganhos superiores, evitando a complexidade e o consumo de energia elevados, derivados de arquiteturas puramente digitais [16].

2.4.2. Sistemas M-MIMO

No que toca aos sistemas M-MIMO, estes constituem uma tecnologia fundamental para o 5G, especialmente quando aplicados na banda correspondente às ondas milimétricas.

Nesta perspetiva, este tipo de sistemas pode ser adaptado para a utilização em bandas de frequência características das mmWave, através da aplicação da técnica de *beamforming*, causando melhorias significativas nos mesmos. Tal acontece visto que, com a combinação de ambas as tecnologias mencionadas (M-MIMO e *beamforming*), os feixes são capazes de atingir diversos utilizadores em localizações espaciais dispersas e não correlacionadas, provocando um aumento da capacidade da célula.

Deste modo, o M-MIMO é uma solução promissora capaz de aumentar, consideravelmente, o *throughput* do utilizador e a capacidade da rede, uma vez que permite a aplicação de formação de feixe aos dados recebidos/transmitidos, bem como efetuar uma coordenação de interferências.

Devido ao comprimento de onda significativamente reduzido associado às ondas milimétricas, os sistemas M-MIMO podem ser equipados com um elevado número de antenas na BS de forma altamente compacta. Assim, as perdas de caminho (*pathloss*) sofridas na comunicação milimétrica, derivadas das elevadas frequências em que os sistemas NR operam, são compensadas pelos altos ganhos de antena proporcionados. Tal acontece devido ao aumento do número de antenas na BS referido, o qual é atingido através da utilização de formação de feixe e esquemas de antena ativa [26].

A Figura 11 ilustra um sistema de M-MIMO, nomeadamente as transmissões de UL e DL, sendo a formação de feixe aplicada na transmissão DL [7].

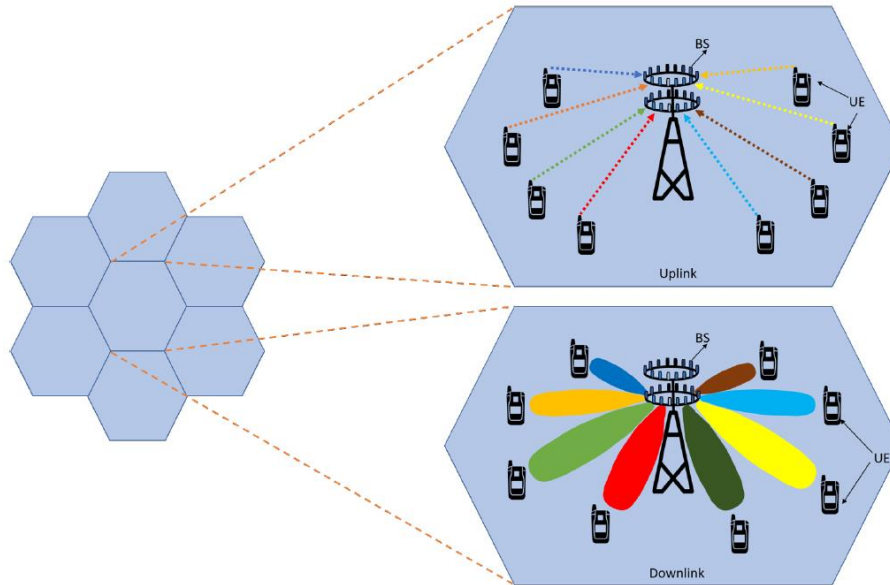


Figura 11 - Sistema de M-MIMO - Transmissão UL e DL, retirada de [7]

2.4.3. Sistemas FD-MIMO

A tecnologia Full Dimension MIMO (FD-MIMO) corresponde a uma técnica promissora para redes de comunicação sem fio de próxima geração.

Apesar das técnicas de M-MIMO conseguirem alcançar elevados desempenhos quando se aplica um elevado número de antenas no domínio horizontal, as limitações espaciais existentes no topo das torres das BSs, em cenários realistas, tornam o posicionamento horizontal das mesmas inexecutável.

De forma a lidar com esta limitação, surgem os esquemas FD-MIMO, onde são utilizados sistemas de antena ativa (AAS) no plano 2D que, para além de providenciarem um elevado número de antenas posicionadas nas estações de base, de forma viável, fornecem a capacidade de controlo da formação de feixe, tanto a nível vertical – *elevation beamforming* – como a nível horizontal – *azimuth beamforming*. Mais especificamente, o FD-MIMO utiliza um *array* de antena ativa (AAA) 2D que integra uma antena passiva e um transceptor ativo num AAS. Esta estrutura de *array* 2D permite que um elevado número de elementos de uma antena seja posicionado, corretamente, numa BS.

Quanto ao fator de limitação, em termos de posicionamento, existente nas BSs, este encontra-se ilustrado na Figura 12 em que, a título de exemplo, considerou-se a implementação de 64 antenas num *array* 2D plano, com um espaçamento entre as mesmas de $\frac{\lambda}{2}$, que exigiria um conjunto de dimensões de, aproximadamente, 50cmx50cm, o qual pode ser facilmente instalado nas estações de base [27].

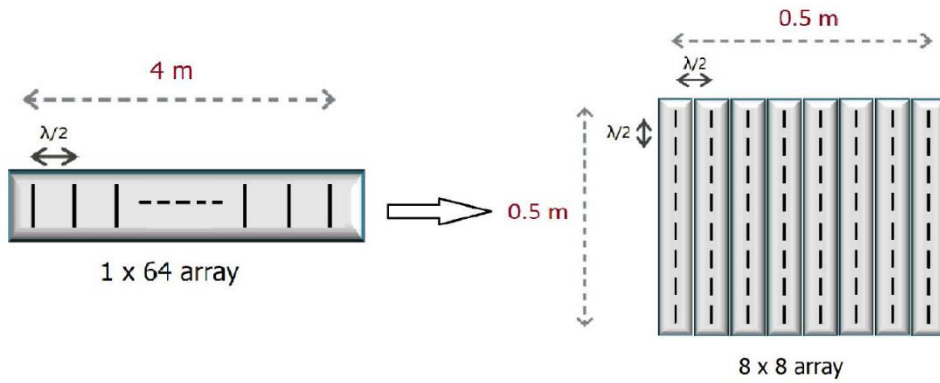


Figura 12 - Dimensões do *array* da antena na frequência de operação de 2.5 GHz, retirada de [27]

Adicionalmente, considerando, ainda, a frequência de operação de 2.5 GHz e a implementação de 64 antenas, outros *arrays* com dimensões distintas podem ser realizáveis nas BSs, os quais se encontram ilustrados na Figura 13.

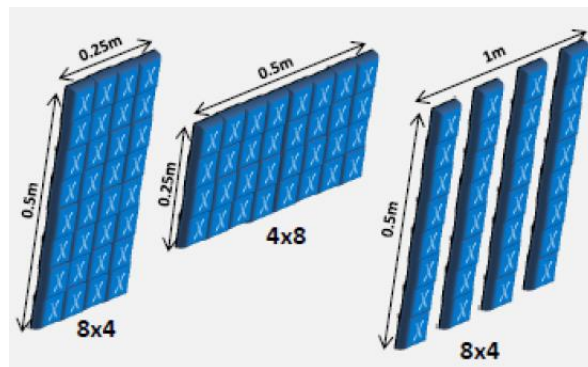


Figura 13 - Dimensões de diversos *arrays* possíveis na frequência de operação de 2.5 GHz, retirada de [16]

Relativamente às ondas milimétricas, o *array* básico utilizado é, substancialmente, o mesmo, sendo a única diferença a sua dimensão, devido ao comprimento de onda reduzido característico deste tipo de ondas [16].

Neste contexto, em sistemas FD-MIMO, a utilização de um AAS fornece a capacidade de adaptação de um padrão de feixe dinâmico no espaço 3D sendo, então, possível realizar a técnica de *elevation beamforming* (domínio vertical), adicionalmente à técnica tradicional efetuada no domínio horizontal.

Deste modo, a formatação de feixe vertical permite a execução de transmissões mais direcionadas e afastadas espacialmente, para um maior número de utilizadores. Assim, é possível obter um aumento adicional de *throughput* e de cobertura dos sistemas [27]. Na Figura 14 encontra-se representado um cenário típico de FD-MIMO.

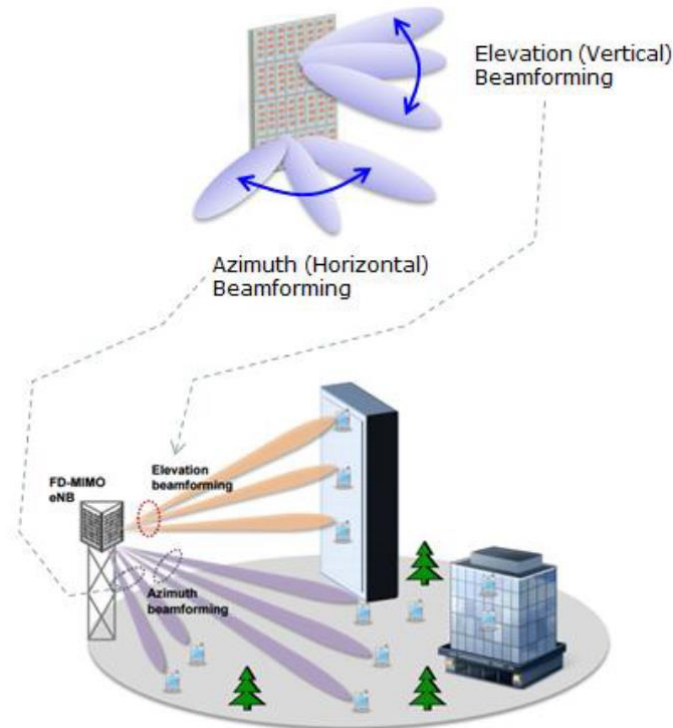


Figura 14 - Sistema FD-MIMO, retirada de [16]

Assim, quando aplicados às ondas milimétricas, estes sistemas, uma vez que, tal como referido, utilizam a técnica de formatação de feixe, tanto no domínio vertical, como no horizontal, permitem o envio dos feixes apenas nas direções dos terminais dos utilizadores, tornando-os mais eficazes.

2.4.4. Topologia da Rede

Relativamente à topologia da rede em sistemas 5G, é esperado que a banda milimétrica funcione como complemento da banda de baixa frequência, sendo a estrutura base uma rede híbrida onde a comunicação de alta e baixa frequência coexistem. Neste sentido, as ondas milimétricas são utilizadas para o aumento da capacidade em *hotspots* e a rede de baixa frequência é aplicada para cobertura contínua [5].

Tendo por base estes dois conceitos, foi introduzida, pelos autores de [5], a topologia de rede de acesso unificado e *backhaul* (UAB), a qual utiliza uma configuração de divisão C/U. Neste tipo de configuração, o plano de controlo (*C-plane*) é coordenado por estações de base macro (MBs), através de bandas de baixa frequência, enquanto que, o plano do utilizador (*U-plane*) é processado por intermédio de estações de base das mmWave (mBs), através de bandas de elevada frequência. Esta topologia encontra-se ilustrada na Figura 15.

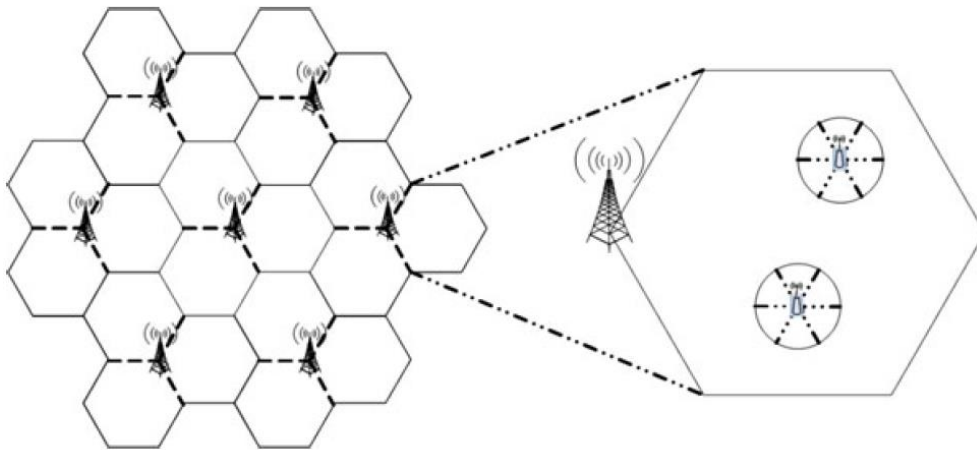


Figura 15 - Topologia de rede UAB com 7 MBs e 21 células macro, retirada de [5]

Nesta rede, tal como representado na Figura 15, cada MB cobrirá três macrocélulas, pelo que toda a rede se encontra revestida pelas mesmas. Dentro de cada macrocélula são implementadas mBs, as quais funcionam como células de tamanho reduzido – *small cells*. Consequentemente, cada mB pode suportar seis picocélulas (com tamanho inferior às mencionadas anteriormente) e, dentro de cada uma delas, existirá um elevado número de UEs conectados às mBs, os quais comunicam com as correspondentes mBs através de bandas de altas frequências ou, caso não consigam estabelecer essa comunicação, podem utilizar a banda de baixa frequência para conexão com as MBs.

Nas redes UAB aplicadas às ondas milimétricas, o acesso de rádio e o *backhaul* partilham uma largura de banda contínua na banda de frequência associada a esse tipo de ondas. Para que não ocorram interferências entre as estações de base, todas as mBs partilham a mesma proporção de recursos [5].

Deste modo, tal como se pode constatar pela informação apresentada, em sistemas de comunicação 5G, a utilização de tecnologias M-MIMO e ondas milimétricas em BSs constitui uma mais-valia em termos de aumento da eficiência espectral e de energia, aumento da taxa de transmissão de informação e da qualidade do sinal, bem como aumento da performance, quando aplicadas a cenários com múltiplos utilizadores.

Implementação do Simulador de Sistema

3.1. Descrição do Simulador de Sistema

De forma a avaliar o comportamento de um sistema 5G NR a operar numa banda de frequências elevadas – FR2 – onde se considerou uma frequência de portadora de 28 GHz, correspondente à banda das ondas milimétricas, foram efetuadas diversas simulações computacionais, a nível de sistema, com configurações de rede específicas, correspondentes a três cenários tridimensionais distintos.

Por conseguinte, na banda de frequência considerada (28 GHz), é utilizada a numerologia 2 do 5G NR, onde foi seleccionada para utilização, no sistema considerado, a largura de banda de 50 MHz e um espaçamento entre sub-portadoras de 60 kHz, tendo como base a informação presente na Tabela 1 da Secção 2.3. Adicionalmente, são transmitidos 28 símbolos OFDM em cada TTI.

O modelo 3D de simulação de canal utilizado é aplicável tanto para simulações a nível de ligação, como para simulações a nível de sistema. Deste modo, o simulador a nível de ligação permite determinar quais os valores da relação sinal-ruído (SNR) que uma determinada ligação, entre um UE e uma BS, deve atingir de forma a receber um bloco de bits com uma percentagem de taxa de erros de bloco (BLER) específica. Quanto ao simulador a nível de sistema, este é utilizado para avaliar o comportamento de uma rede 5G NR, com o intuito de analisar a interação existente entre os diferentes terminais móveis e as estações de base, em três condições distintas, aquando da receção/transmissão de informação. Os resultados de desempenho mencionados, obtidos através do simulador de ligação, são, posteriormente, utilizados para parametrizar o simulador a nível de sistema, tal como se encontra esquematizado na Figura 16.

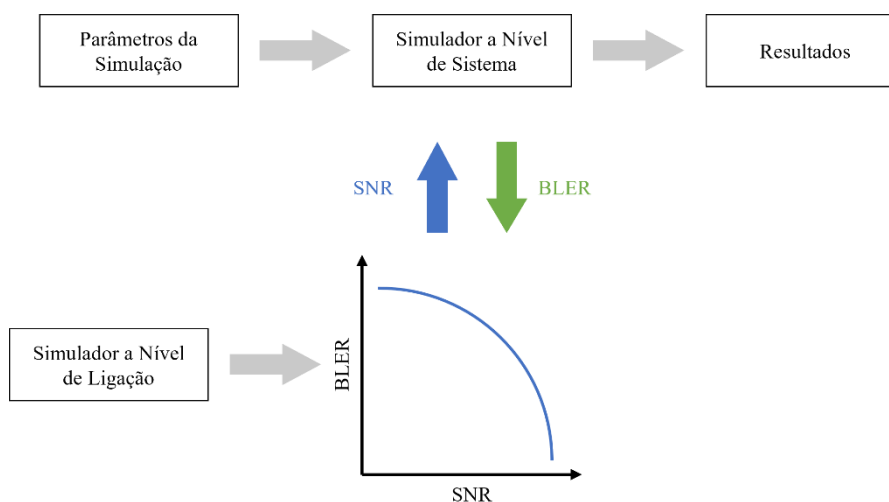


Figura 16 - Interligação entre o simulador a nível de ligação e o simulador a nível de sistema, adaptada de [28]

O simulador de sistema utilizado, implementado em linguagem de programação JAVA, corresponde a uma atualização do descrito em [6, 29], de forma a simular um sistema 5G NR. No entanto, as atualizações efetuadas permitiram manter, maioritariamente, a estrutura do código original. Deste modo, foram realizadas as alterações necessárias para suportar algumas das novas funcionalidades relativas ao 5G NR, nomeadamente, a introdução de três cenários, em ambientes *indoor* e *outdoor*, associados a esta tecnologia, sendo estes Urban Macrocell (UMa), Urban Microcell (UMi) – Street canyon e Indoor Office (InO). Outra atualização efetuada diz respeito à introdução da distribuição das variáveis correspondentes ao ângulo de chegada (AoA), associadas a cada UE, bem como a implementação de antenas do tipo *Uniform Linear Array* (ULA). Estas modificações encontram-se esquematizadas, com maior detalhe, na Figura 19, apresentada na Secção 3.1.2.

Mais especificamente, o simulador a nível de sistema avalia a performance de uma rede de acesso rádio virtualizada (C-RAN), ilustrada na Figura 17, onde a determinação de quais estações de base – em ambiente *outdoor* – ou pontos de acesso (APs) – em ambiente *indoor*, representados pelos pontos a preto, devem ser associados a cada terminal móvel, representados a vermelho, é efetuada pela própria rede [30]. Adicionalmente, as células da rede considerada, ilustradas a verde, seguem um padrão hexagonal composto por três setores. No que diz respeito ao número total de BSs ou APs, este depende do tipo de cenário considerado e encontra-se definido na Tabela 4, presente na Secção 3.1.2.

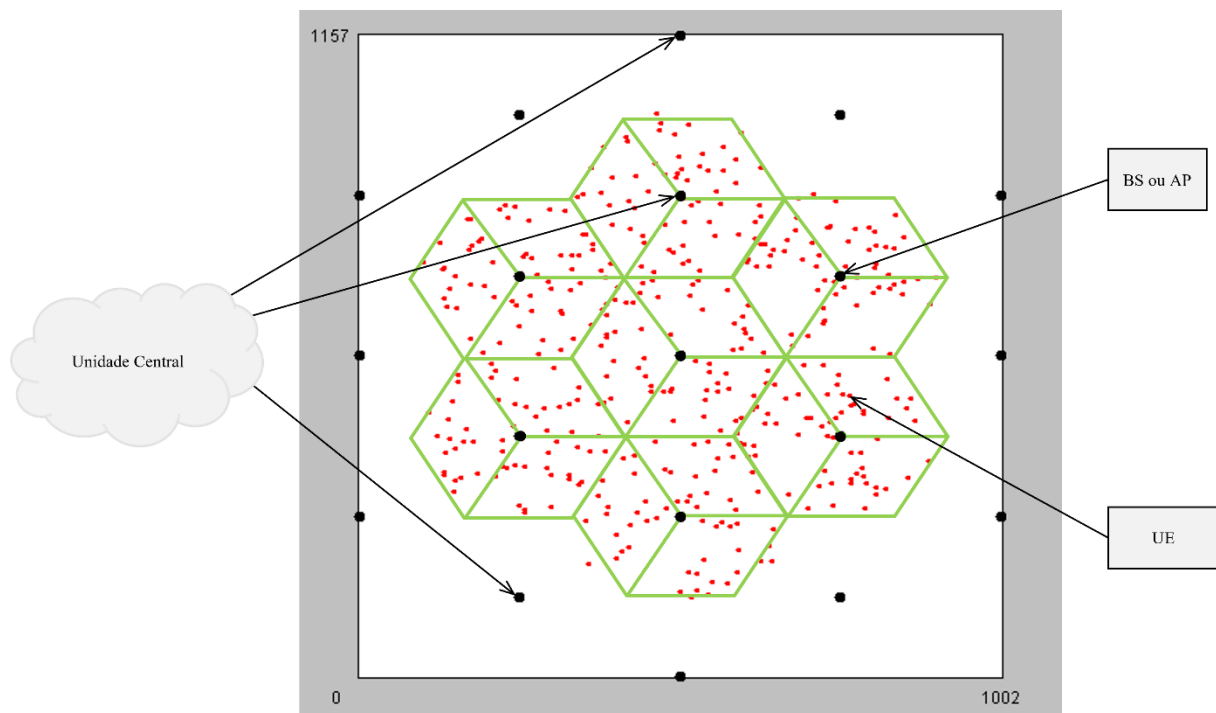


Figura 17 - Rede C-RAN considerada nas simulações a nível de sistema

De um modo genérico, o processo de simulação adotado consiste, maioritariamente, em três fases distintas: configuração, simulação e análise do desempenho do sistema [28], tal como se encontra esquematizado na Figura 18.

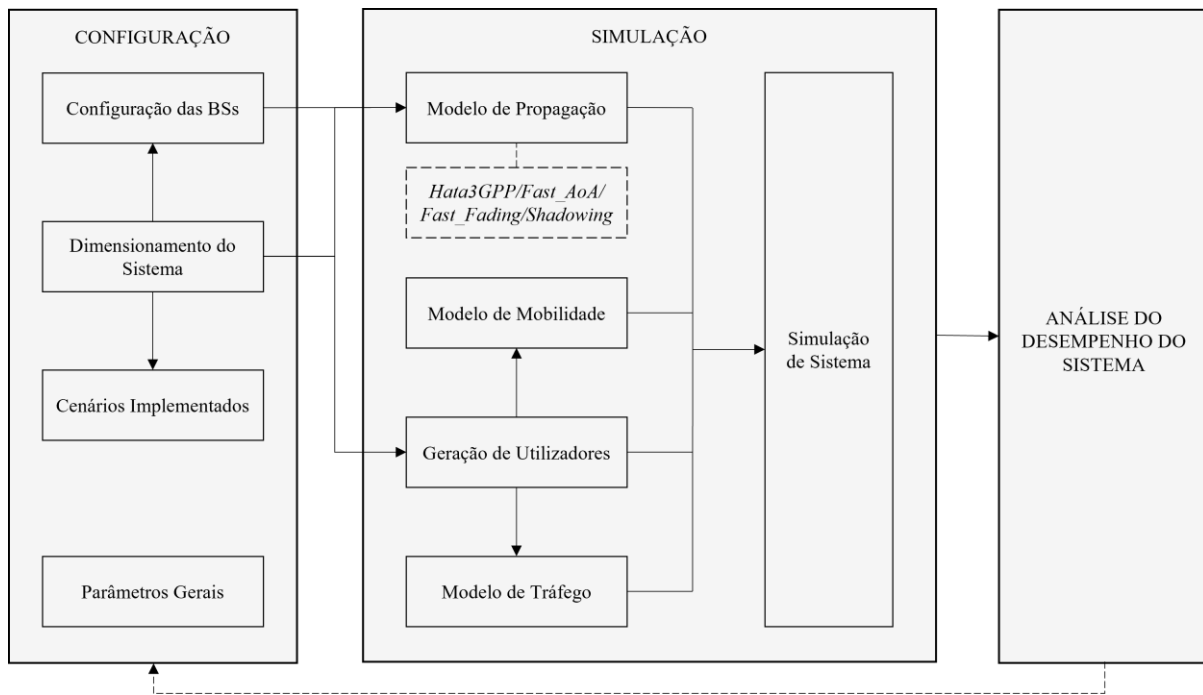


Figura 18 - Visão geral do simulador de sistema, adaptada de [28]

A primeira fase do processo mencionado passa pela configuração do sistema, a qual consiste no dimensionamento e caracterização do mesmo. Nesta perspetiva, foram definidos os modelos de propagação e mobilidade a implementar, os diferentes cenários de simulação, os parâmetros gerais a utilizar, bem como a localização das estações de base.

No que toca à fase de simulação, esta é o foco principal deste processo, visto que corre os modelos de simulação, como o modelo de propagação, mobilidade e tráfego, bem como os diferentes cenários implementados. Neste procedimento, a topologia correspondente aos diferentes cenários analisados é preenchida uniformemente e torna-se possível proporcionar, aos terminais móveis, um modelo de mobilidade característico do cenário estudado.

Quanto ao modelo de propagação, este é composto por quatro classes JAVA predominantes: três classes de desvanecimento – Fast_AoA, Fast_Fading e Shadowing – e uma classe relativa às perdas de propagação – Hata3GPP. Neste sentido, a classe Fast_AoA é responsável por indicar as flutuações rápidas na variação do ângulo de chegada, bem como a distribuição de probabilidade das variáveis em questão. Em relação à classe Fast_Fading, esta origina as flutuações de pequena escala com o desvanecimento de Rayleigh, ao passo que, a classe denotada como Shadowing, reflete as flutuações de grande escala com o desvanecimento Lognormal. Finalmente, a classe denominada Hata3GPP retrata as perdas médias de propagação, em função da distância entre os UEs e as BSs.

Por fim, a fase final do processo de simulação consiste na análise do desempenho do sistema, onde se procede à avaliação da performance da rede, tendo como base os resultados obtidos nas diversas simulações de sistema elaboradas para os diferentes casos de estudo, essencialmente a nível de *throughput* e cobertura.

Neste contexto, foram realizadas diversas simulações a nível de sistema, onde os valores de SNR utilizados, em dB, foram obtidos através da seguinte equação:

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} + 10 \log\left(\frac{R_s}{B}\right) \quad (2)$$

onde R_s corresponde ao ritmo de símbolo total transmitido por antena e por utilizador, B corresponde à largura de banda total considerada (i.e., 20 MHz ou 50 MHz dependendo da frequência selecionada) e E_s/N_0 indica a relação entre a energia de símbolo e a densidade espectral de ruído, em dB. Mais concretamente, os valores de E_s/N_0 são obtidos através dos resultados de BLER a nível de ligação, nomeadamente, a partir dos gráficos de BLER em função de E_s/N_0 oriundos do simulador de ligação, onde os valores em questão, associados ao valor de BLER de referência de 10^{-1} , são retirados. Adicionalmente, os valores de R_s , em símbolos por segundo, são obtidos utilizando a seguinte expressão:

$$R_s = \frac{R_b}{10 \log(\log_2 M)} \quad (3)$$

onde R_b corresponde ao ritmo binário considerado na simulação e M ao índice da modulação utilizada. Os valores de R_b , em bits por segundo, podem ser expressos da seguinte forma:

$$R_b = \frac{TBS}{TTI} \quad (4)$$

onde TBS corresponde ao tamanho do bloco de bits transmitidos antes da codificação e TTI à duração necessária para a transmissão do bloco de bits por completo (i.e., 0.5 ms). Mais especificamente, os valores de TBS , em bits, são obtidos através da utilização da seguinte expressão:

$$TBS = N_{sc} \times SE \times N_{símbolos\ OFDM} \quad (5)$$

onde N_{sc} corresponde ao número de sub-portadoras com dados utilizado na multiplexagem ortogonal por divisão em frequência (OFDM), i.e., 256 sub-portadoras, SE corresponde à eficiência espectral, em número de bits por utilização de canal (bpcu) e $N_{símbolos\ OFDM}$ corresponde ao número de símbolos OFDM transmitidos em cada TTI.

3.1.1 Cenários de Implementação

Tal como mencionado anteriormente, foram implementados três cenários 5G NR (UMa, UMi – Street canyon e InO) com o intuito de testar o desempenho do sistema.

Neste contexto, todos os cenários elaborados foram simulados para uma frequência de portadora de 28 GHz, correspondente à banda das ondas milimétricas, tendo como base a numerologia selecionada e os respetivos parâmetros mencionados anteriormente, na Secção 3.1.

O cenário Urban Macrocell – UMa – corresponde a um cenário de implementação homogênea macro urbana, focado em células de grandes dimensões e cobertura contínua, onde as BSs, com 25 m de altura, encontram-se instaladas acima do nível do telhado dos edifícios envolventes [31]. Neste contexto, o cenário em questão é limitado a nível de interferência, através da utilização de TRPs macro, isto é, pontos de transmissão e recepção, pontos de acesso por rádio acima do nível do telhado, sendo assumido um modelo *full-buffer* (existem sempre dados para transmitir na fonte de tráfego). Adicionalmente, neste caso de estudo, são distribuídos vinte UEs por setor de cada célula hexagonal, com dezanove macro *sites* e três setores por *site*, onde a distância entre *sites* (ISD) é de 500 m. Quanto aos utilizadores, 80% dos mesmos encontram-se em ambientes fechados e estão a movimentar-se a uma velocidade de 3 km por hora, enquanto 20% encontram-se em carros com velocidade de 30 km por hora [30]. Os parâmetros específicos do cenário descrito apresentam-se na Tabela 2.

Relativamente ao cenário de implementação micro urbana, denominado de Urban Microcell (UMi) – Street canyon, este concentra-se em microcélulas urbanas, altas densidades de utilizadores, bem como em quantidades elevadas de tráfego nos centros das cidades e em áreas urbanas de grande densidade [30]. Ao contrário do cenário UMa, nesta situação, as BSs, possuindo uma antena com 10 m de altura, encontram-se localizadas abaixo do nível do telhado dos edifícios circundantes [31]. Nesta perspetiva, o cenário em questão é limitado a nível de interferência, através da utilização de TRPs micro com microcélulas, sendo assumido um modelo *full-buffer*, tal como se sucede no cenário UMa descrito anteriormente. Para além disso, neste caso, existem três microcélulas por macrocélula, onde cada microcélula apresenta uma distância entre *sites* de 200 m. No que toca ao *layout* da célula, este segue o mesmo modelo associado ao cenário UMa, com dezanove micro *sites* e três microssetores por *site*, porém, neste contexto, são distribuídos dez UEs por cada microssetor. Quanto aos utilizadores, estes são distribuídos de forma equivalente à descrita no cenário UMa [30]. Os parâmetros específicos do cenário em questão encontram-se sumarizados na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros de avaliação para os cenários UMa e UMi - Street canyon, adaptada de [31, 32]

Parâmetros		UMa	UMi – Street canyon	
<i>Layout</i>	<i>Layout</i> da célula	Padrão hexagonal, 19 macro <i>sites</i> , 3 setores por <i>site</i>	Padrão hexagonal, 19 micro <i>sites</i> , 3 setores por <i>site</i>	
	ISD [m]	500	200	
Altura da antena da BS – h_{BS} [m]		25	10	
Localização do UT	<i>Outdoor/Indoor</i>	<i>Outdoor e Indoor</i>	<i>Outdoor e Indoor</i>	
	LOS/NLOS	LOS e NLOS	LOS e NLOS	
	Altura - h_{UT} [m]	Equação Geral	$h_{UT} = 3(n_{fl} - 1) + 1.5$	$h_{UT} = 3(n_{fl} - 1) + 1.5$
		n_{fl} <i>outdoor</i>	1	1

	n_{fl} <i>indoor</i>	$n_{fl} \sim \text{uniform}(1, N_{fl})$ onde $N_{fl} \sim \text{uniform}(4, 8)$	$n_{fl} \sim \text{uniform}(1, N_{fl})$ onde $N_{fl} \sim \text{uniform}(4, 8)$
Porcentagem de UTs <i>indoor</i> [%]		80%	80%
Mobilidade dos UTs - plano horizontal [km/h]		3	3
Distância mínima entre a BS e o UT - 2D [m]		35	10
Distribuição dos UTs (horizontal)		Uniforme	Uniforme

Por último, o cenário Indoor Office – InO – permite retratar cenários de implementação típicos em ambientes interiores, incluindo ambientes de escritório, com uma área total de 120mx50m, compostos por áreas de cubículos abertas, escritórios com paredes, áreas abertas, bem como corredores. Neste sentido, o cenário em questão é caracterizado pela existência de uma cobertura reduzida por célula, assim como um elevado *throughput*/densidade de utilizadores em edifícios, onde as BSs são instaladas a uma altura de 3 m no teto ou nas paredes. À semelhança de ambos os cenários mencionados anteriormente, foi seguido um modelo *full-buffer*. Por outro lado, neste caso, foram implementadas doze células de pequenas dimensões, com ISD de 20 m, onde são distribuídos, uniformemente, 5 utilizadores por setor de cada célula. Contrariamente ao sucedido nos cenários anteriores, todos os utilizadores localizam-se em ambientes interiores, movimentando-se com uma velocidade de 3 km por hora [30]. Os parâmetros específicos do cenário InO encontram-se sintetizados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros de avaliação para o cenário InO, adaptada de [31]

Parâmetros		Indoor Office
<i>Layout</i>	Dimensões da área (CxLxA)	50mx120mx3m
	ISD [m]	20
Altura da antena da BS – h_{BS} [m]		3
Localização do UT	LOS/NLOS	LOS e NLOS
	Altura - h_{UT} [m]	1
Mobilidade dos UTs - plano horizontal [km/h]		3
Distância mínima entre a BS e o UT - 2D [m]		0
Distribuição dos UTs (horizontal)		Uniforme

3.1.2 Atualização para 5G NR

Tendo em vista o objetivo de atualizar o simulador de sistema de acordo com a tecnologia de acesso por rádio 5G NR, foi seguido, passo a passo, o procedimento ilustrado na Figura 19, com base nas especificações 3GPP detalhadas no relatório técnico apresentado em [31]. O procedimento segue o modelo de *fast fading* e é composto por três etapas principais, nas quais é assumida a ligação *downlink*. Além disso, foram implementadas condições de *shadowing*, uma vez que, para cada combinação estação de base/terminal móvel, as condições do canal variam com o tempo e dependem da localização.

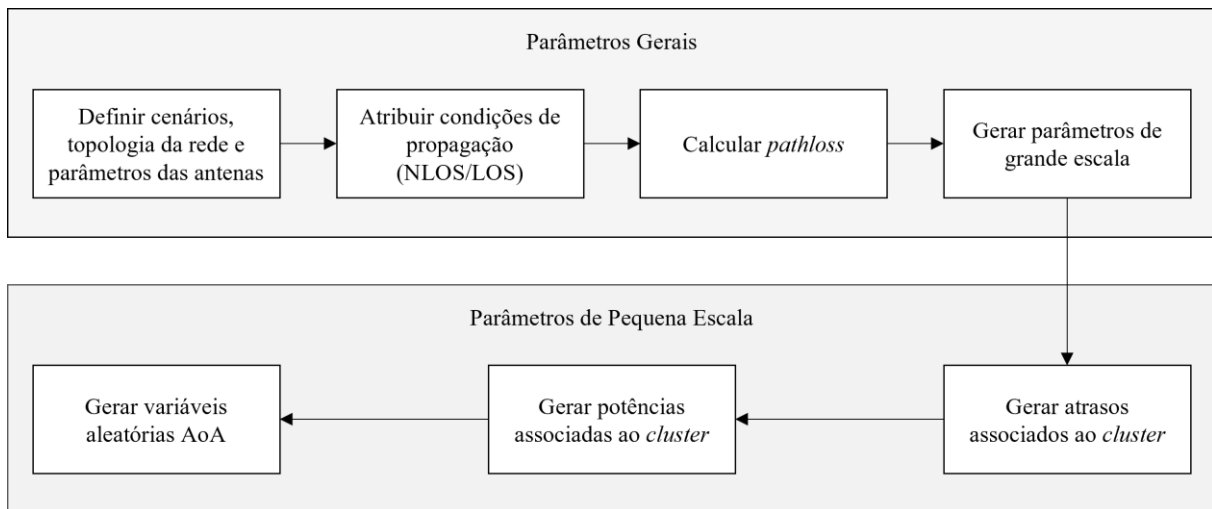


Figura 19 - Procedimento de geração das variáveis aleatórias AoA, adaptada de [31]

A primeira etapa do processo passa pela caracterização dos parâmetros gerais da simulação, sendo formada por quatro passos e começando pela definição dos cenários 5G NR em utilização, bem como a definição da topologia da rede e dos parâmetros das antenas.

De acordo com a escolha dos cenários, a Tabela 4 apresenta as características globais implementadas no simulador, com base na numerologia utilizada e considerando que cada BS consiste em três TRPs, cada um equipado com $N_{tx,total} = 256$ antenas, enquanto que os utilizadores possuem N_{rx} antenas. Além disso, cada BS é constituída por antenas tri-setoriais, criando três setores por *site*. A configuração utilizada em termos de topologia de rede segue vários parâmetros previamente adotados em [6, 29]. Neste sentido, a Figura 17, apresentada na Secção 3.1, ilustra as topologias em questão e exemplifica a distribuição dos utilizadores nos cenários analisados.

Tabela 4 - Características globais do simulador

Cenário	UMa	UMi – Street canyon	Indoor Office
Número de BSs ativas	7	7	12
Número de UEs/setor	20	10	5
Raio da célula [m]	167	67	7
Potência máxima de transmissão por antena [W]	$80/N_{tx,total}$	$25/N_{tx,total}$	$1/N_{tx,total}$

Na tabela acima apresentada, os valores de potência máxima de transmissão por antena, em Watts, para os cenários UMa e UMi – Street canyon, foram aplicados com base nas especificações 3GPP indicadas para o modo FDD do 5G NR. No caso do cenário Indoor Office, o valor do parâmetro em questão não é baseado na potência da estação de base, mas sim na potência dos terminais móveis, assumindo o modo TDD. Neste, em parte do tempo, a potência é transmitida pela estação de base, enquanto que, no tempo restante, a potência é transmitida pelos terminais móveis, significando que a potência dos terminais deve estar próxima da potência das BSs.

O segundo passo da definição dos parâmetros gerais da simulação é destinado à atribuição das condições de propagação, designadamente o cálculo das probabilidades de *line-of-sight* (LOS). Este cálculo foi efetuado na classe Hata3GPP, de acordo com o esquema ilustrado na Figura 20, referente às definições das distâncias consideradas entre as BSs e os utilizadores, em metros, e com a Tabela 5, onde h_{BS} é a altura da antena da estação de base e h_{UT} é a altura da antena do terminal do utilizador (UT).

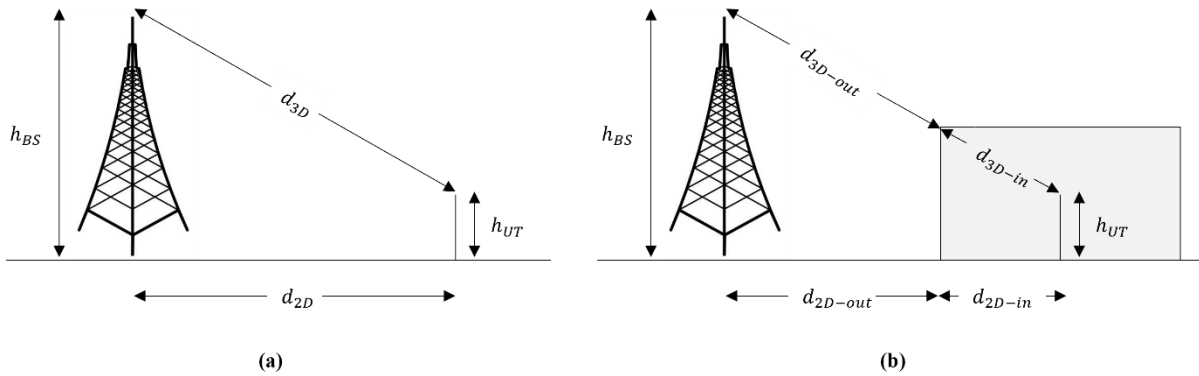


Figura 20 - Definições das distâncias para utilizadores *outdoor* (a) e *indoor* (b), adaptada de [31]

Tabela 5 - Probabilidade de LOS, adaptada de [31]

Cenário	Probabilidade de LOS
UMa	$Pr_{LOS} = \begin{cases} Pr_{LOS,1}, & d_{2D-out} \leq 18m \\ Pr_{LOS,2}, & 18m < d_{2D-out} \end{cases}$ $Pr_{LOS,1} = 1$ $Pr_{LOS,2} = \left[\frac{18}{d_{2D-out}} + \exp\left(-\frac{d_{2D-out}}{63}\right) \left(1 - \frac{18}{d_{2D-out}}\right) \left(1 + C'(h_{UT}) \frac{5}{4} \left(\frac{d_{2D-out}}{100}\right)^3 \exp\left(-\frac{d_{2D-out}}{150}\right) \right) \right]$ <p>onde</p> $C'(h_{UT}) = \begin{cases} 0, & h_{UT} \leq 13m \\ \left(\frac{h_{UT} - 13}{10}\right)^{1.5}, & 13m < h_{UT} \leq 23m \end{cases}$
UMi – Street canyon	$Pr_{LOS} = \begin{cases} 1, & d_{2D-out} \leq 18m \\ \frac{18}{d_{2D-out}} + \exp\left(-\frac{d_{2D-out}}{36}\right) \left(1 - \frac{18}{d_{2D-out}}\right), & 18m < d_{2D-out} \end{cases}$
Indoor Office	$Pr_{LOS} = \begin{cases} 1, & d_{dD-in} \leq 1.2m \\ \exp\left(-\frac{d_{2D-in} - 1.2}{4.7}\right), & 1.2 < d_{2D-in} < 6.5m \\ \exp\left(-\frac{d_{2D-in} - 6.5}{32.6}\right) 0.32, & 6.5m \leq d_{2D-in} \end{cases}$

Uma vez atribuídas as condições de propagação dos utilizadores – LOS ou *non-line-of-sight* (NLOS), procedeu-se ao cálculo da atenuação causada pelas perdas de caminho – *pathloss* – e desvanecimento de sombra – *shadow fading* (SF), desenvolvido na classe Hata3GPP, considerando as mesmas noções de distância demonstradas na Figura 20 e de acordo com os parâmetros e fórmulas apresentados na Tabela 6. Nesta, d'_{BP} é a distância do ponto de interrupção, em metros, dada pela seguinte expressão:

$$d'_{BP} = 4h'_{BS}h'_{UT} \frac{f_c}{c} \quad (6)$$

onde f_c é a frequência central em Hz, c é a velocidade de propagação no espaço livre, em metros por segundo, e h'_{BS} e h'_{UT} são as alturas efetivas da antena da BS e do utilizador, respetivamente [31].

Tabela 6 - Pathloss, adaptada de [31]

Cenário	LOS/NLOS	<i>Pathloss</i> [dB]	<i>Shadow fading</i> std [dB]
UMa	LOS	$PL_{UMa-LOS} = \begin{cases} PL_1, & 10m \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2, & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5km \end{cases}$ $PL_1 = 28.0 + 22 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 28.0 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 9 \log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$	$\sigma_{SF} = 4$
	NLOS	$PL_{UMa-NLOS} = \max(PL_{UMa-LOS}, PL'_{UMa-NLOS}) \quad \text{para } 10m \leq d_{2D} \leq 5km$ $PL'_{UMa-NLOS} = 13.54 + 39.08 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 0.6(h_{UT} - 1.5)$	$\sigma_{SF} = 6$
UMi – Street canyon	LOS	$PL_{UMi-LOS} = \begin{cases} PL_1, & 10m \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2, & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5km \end{cases}$ $PL_1 = 32.4 + 21 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 32.4 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 9.5 \log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$	$\sigma_{SF} = 4$
	NLOS	$PL_{UMi-NLOS} = \max(PL_{UMi-LOS}, PL'_{UMi-NLOS}) \quad \text{para } 10m \leq d_{2D} \leq 5km$ $PL'_{UMi-NLOS} = 22.4 + 35.3 \log_{10}(d_{3D}) + 21.3 \log_{10}(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5)$	$\sigma_{SF} = 7.82$
Indoor Office	LOS	$PL_{InO-LOS} = 32.4 + 17.3 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 3$
	NLOS	$PL_{InO-NLOS} = \max(PL_{InO-LOS}, PL'_{InO-NLOS})$ $PL'_{InO-NLOS} = 32.4 + 31.9 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 8.29$

Desta forma, para cada um dos cenários em estudo, o valor de *pathloss* total, em dB, é expresso do seguinte modo:

$$PL_{total} = Pr_{LOS} \times PL_{LOS} + (1 - Pr_{LOS}) \times PL_{NLOS} \quad (7)$$

Adicionalmente, no caso dos cenários UMa e UMi – Street canyon, foram calculadas as perdas de caminho através da parede externa PL_{tw} e as perdas internas PL_{in} , segundo o modelo de perda de penetração em edifícios *outdoor-to-indoor* (O2I). A composição destas perdas é um parâmetro de simulação que depende da utilização de material em vidro revestido de metal nos edifícios, bem como dos cenários de implementação. Desta forma, à expressão (7) são somados os valores calculados pelas seguintes fórmulas, em dB:

$$PL_{tw} = 5 - 10 \log_{10} \left(0.7 \cdot 10^{\frac{-L_{II Rglass}}{10}} + 0.3 \cdot 10^{\frac{-L_{concrete}}{10}} \right) \quad (8)$$

$$PL_{in} = 0.5d_{2D-in} \quad (9)$$

onde as perdas de penetração dos materiais, em dB, são dadas pelas expressões abaixo, com f em GHz:

$$L_{II Rglass} = 23 + 0.3f \quad (10)$$

$$L_{concrete} = 5 + 4f \quad (11)$$

O terceiro passo do procedimento destina-se à geração dos parâmetros de grande escala, nomeadamente *delay spread* (DS), *angular spread* (ASA), SF – previamente mencionado na Tabela 6, Ricean K factor (K), parâmetro de *delay scaling* r_τ , número de *clusters* (N) e *shadowing* por *cluster* ζ [31]. As Tabelas 7 e 8 dizem respeito aos valores implementados na classe Fast_AoA, para os diferentes cenários e para a condição de LOS e NLOS, respetivamente.

Tabela 7 - Parâmetros de grande escala (LOS), adaptada de [31]

Cenários	UMa	UMi – Street canyon	Indoor Office
DS	-6.955 - 0.0963 $\log_{10}(f_c)$	-0.24 $\log_{10}(1+f_c)$ - 7.14	-0.01 $\log_{10}(1+f_c)$ - 7.692
ASA	1.81	-0.08 $\log_{10}(1+f_c)$ + 1.73	-0.19 $\log_{10}(1+f_c)$ + 1.781
K [dB]	9	9	7
r_τ	2.5	3	3.6
N	12	12	15
<i>Shadowing</i> por <i>cluster</i> std ζ [dB]	3	3	6

Tabela 8 - Parâmetros de grande escala (NLOS), adaptada de [31]

Cenários	UMa	UMi – Street canyon	Indoor Office
DS	-6.28 - 0.204 $\log_{10}(f_c)$	-0.24 $\log_{10}(1+f_c)$ - 6.83	-0.28 $\log_{10}(1+f_c)$ - 7.173
ASA	2.08 - 0.27 $\log_{10}(f_c)$	-0.08 $\log_{10}(1+f_c)$ + 1.81	-0.11 $\log_{10}(1+f_c)$ + 1.863
K [dB]	N/A	N/A	N/A
r_τ	2.3	2.1	3
N	20	19	19
<i>Shadowing</i> por <i>cluster</i> std ζ [dB]	3	3	3

O número de *clusters*, o número de *subrays* (*scatterers*) por *cluster* (S_c) e as posições dos *clusters* podem ser determinados pelas etapas e procedimentos detalhados em [31, 32]. De acordo com os modelos de canal 5G 3GPP 3D, os números de *clusters* e de *scatterers* são determinados usando distribuição de Poisson e distribuição uniforme, com parâmetros específicos [33].

Neste sentido, cada *cluster* é caracterizado pelos parâmetros de grande escala, referidos anteriormente, os quais são empregues na atribuição dos atrasos e das potências associadas ao *cluster*, bem como dos ângulos de partida e de chegada, para cada caminho. Por sua vez, estes são designados por parâmetros de pequena escala [34], cuja geração corresponde à segunda etapa do procedimento, a qual foi implementada, na sua totalidade, na classe Fast_AoA.

No quinto passo do processo, os atrasos associados ao *cluster* τ_n são gerados, aleatoriamente, a partir da distribuição de atrasos definida nas Tabelas 7 e 8 (r_r) e aplicando distribuição uniforme. Posteriormente, os atrasos são normalizados subtraindo o atraso mínimo e ordenados por ordem crescente. No caso da condição de LOS, é necessário um escalonamento adicional dos atrasos, para que sejam compensados os efeitos associados ao *DS*. Foi, então, calculada a constante de escala C , dependente do fator K , a qual originou os valores de atrasos τ_n , em caso de LOS.

Relativamente ao passo seguinte, referente à geração das potências associadas ao *cluster*, à semelhança do passo anterior, este é dependente da distribuição de atrasos r_r . Estas potências foram calculadas com distribuição de atrasos exponencial e, seguidamente, normalizadas de forma a que o somatório das mesmas fosse igual a um. No que toca à condição de LOS, um componente especular complementar é adicionado ao primeiro *cluster* e as potências não são normalizadas.

Finalmente, o último passo do procedimento implementado passa pela geração das variáveis aleatórias AoA. Estas foram determinadas através da aplicação da função Gaussiana inversa, aplicando as potências calculadas anteriormente como parâmetro de entrada, bem como o valor de ASA, apresentado nas Tabelas 7 e 8. Novamente, quando considerada a condição de LOS, é exigida a compensação dos efeitos associados ao ASA, através da implementação de um escalonamento adicional dos ângulos. Para que fosse atribuído um sinal positivo ou negativo aos ângulos, foi multiplicada uma variável aleatória com distribuição uniforme para o conjunto discreto de $\{1, -1\}$ e, por fim, foi aplicada a introdução da variação aleatória. Além disso, os valores de AoA foram limitados de modo a existirem, apenas, ângulos de módulo 360° [31].

As variáveis aleatórias AoA são atualizadas de acordo com a movimentação dos UEs, ou seja, de TTI em TTI (de 5 ms em 5 ms). Estas são, posteriormente, adicionadas ao ângulo de azimute entre a BS e o UE, dentro do setor, influenciando o cálculo do ganho da antena de transmissão.

Mais concretamente, no que diz respeito ao tipo de configuração da matriz da antena utilizado no sistema 5G NR simulado, introduziu-se a utilização de antenas do tipo ULA, tal como mencionado na Secção 3.1, as quais permitem a incorporação de formatação de feixe. Deste modo, a antena de interesse para o sistema em questão corresponde a um agregado de 256 (32x8) antenas, em que 8 antenas do agregado são utilizadas para formatar na vertical e 32 das mesmas para formatar em azimute (horizontal).

Neste enquadramento, a estrutura de cada antena associada à BS é modelada por uma matriz de painel retangular uniforme, a qual pode ser descrita utilizando a seguinte nomenclatura – (M_g, N_g, M, N, P) , que inclui painéis $M_g N_g$, tal como se encontra ilustrado na Figura 21, sendo M_g o número de painéis existentes numa coluna e N_g o número de painéis presentes numa linha. Quanto aos painéis da antena implementada, estes são uniformemente espaçados na direção horizontal, com um espaçamento de $d_{g,H}$, e na vertical, com um espaçamento de $d_{g,V}$. Em cada painel da antena, os elementos são colocados na direção horizontal e vertical, onde N corresponde ao número de colunas e M ao número de elementos da antena com a mesma polarização em cada coluna. É de notar que, na Figura 21, a numeração da antena no painel ilustrado assume uma visão frontal do conjunto de antenas, isto é, com o eixo dos xx a apontar para o *broad-side* das mesmas e aumentando o valor da coordenada y para, conseqüentemente, aumentar o número da coluna. Em termos de polarização, o painel da antena possui uma polarização simples, onde P apresenta o valor de 1, com orientação vertical [31].

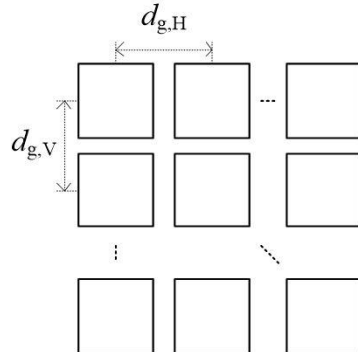


Figura 21 - Modelo de antena de matriz de painel retangular uniforme, adaptada de [31]

Relativamente ao padrão de potência de radiação de cada elemento da antena em evidência, este é gerado de acordo com a Tabela 9, onde apenas foi considerado o corte horizontal.

Tabela 9 - Padrão de potência de radiação de um único elemento da antena, adaptada de [31]

Parâmetros	Valores
Corte horizontal do padrão de potência de radiação [dB]	$A''_{dB}(\theta'' = 90^\circ, \phi'') = -\min\left\{12\left(\frac{\phi''}{\phi_{3dB}}\right)^2, A_{max}\right\}$ com $\phi_{3dB} = 65^\circ$, $A_{max} = 30$ dB e $\phi'' \in [-180^\circ, 180^\circ]$
Ganho direcional máximo de um elemento da antena [dBi]	8

Tal como mencionado na Secção 2.4, nas ondas milimétricas, isto é, na banda de 28 GHz (FR2), utiliza-se formatação de feixe e *beam pairing* entre DL e UL, pelo que, quer na BS, quer no UE, foram aplicadas antenas ULA para todos os cenários de implementação.

CAPÍTULO 4

Resultados das Simulações

O presente capítulo destina-se à apresentação e discussão dos resultados experimentais obtidos através das simulações a nível de sistema elaboradas, para o sistema 5G NR desenvolvido. Os resultados em questão demonstram o comportamento do sistema proposto, o qual utiliza como entrada os valores obtidos através do simulador a nível de ligação, tal como mencionado na Secção 3.1, recorrendo a uma análise a nível de *throughput* e cobertura, com o intuito de avaliar a performance dos três cenários implementados, bem como o impacto dos diferentes parâmetros considerados, entre eles o tipo de modulação, o número de antenas de transmissão (N_{tx}) por utilizador (N_u), sendo este 5, 8 e 12 antenas por utilizador, e o tipo de sistema utilizado.

Desta forma, foram consideradas três modulações M-QAM distintas, sendo estas QPSK (4QAM), 16QAM e 64QAM, bem como os respetivos valores de SNR – obtidos através da equação (2), TBS – calculados recorrendo à equação (5) e SE associados, utilizando o valor constante de 256 sub-portadoras (N_{sc}). Estes parâmetros encontram-se sumarizados na Tabela 10, para 5 e 8 antenas de transmissão por utilizador, e na Tabela 11, para 12 antenas de transmissão por utilizador, correspondente ao caso específico de variação do tipo de sistema considerado, sendo estes o esquema de modulação de índices generalizada no espaço-frequência (GSFIM), o sistema MU-MIMO e o esquema GSM. Nesta situação, foi considerado um valor contante de SE igual a 12 bpcu para os sistemas MU-MIMO e GSM.

Tabela 10 - Valores de TBS e SNR associados à modulação e ao valor de N_{tx} por utilizador (N_u), adaptada de [30]

SNR [dB]	TBS [bits]	Modulação	SE [bpcu]	Nº Antenas de Transmissão (N_{tx})
9.4	41216	QPSK	5.75	5/ N_u
18.1	84224	64QAM	11.75	5/ N_u
4.5	46592	QPSK	6.50	8/ N_u
13.2	89600	64QAM	12.50	8/ N_u

Tabela 11 - Valores de TBS e SNR associados à modulação e ao valor de N_{tx} por utilizador (N_u) para os diferentes sistemas considerados, adaptada de [30]

SNR [dB]	TBS [bits]	Modulação	SE [bpcu]	Nº Antenas de Transmissão (N_{tx})	Sistema
4.5	85568	16QAM	11.9375	12/ N_u	GSFIM
3.8	43008	64QAM	12.0000	12/ N_u	MU-MIMO
12.0	64512	64QAM	12.0000	12/ N_u	GSM

Neste contexto, tal como se pode verificar na Tabela 11, para além dos sistemas analisados anteriormente – MU-MIMO e GSM – descritos no Capítulo 2, foi considerado o esquema GSFIM, que corresponde a uma versão de IM baseada em esquemas multidimensionais [35]. Este tipo de esquema utiliza, tanto o domínio espacial, como o domínio de frequência para efetuar a codificação de bits, através da atribuição de índices. Desta forma, o sistema multiantena multiportadora referido consiste numa fusão simultânea dos esquemas de SM e OFDM com modulação de índices (OFDM-IM) [36], onde os bits de índice podem seleccionar qual antena e sub-portadora deve ser ativada em cada transmissão. A utilização desta técnica demonstra resultados promissores a nível de BER e taxa de transmissão, para casos com utilizadores únicos [30].

No que diz respeito à rede de acesso rádio virtualizada implementada, foi utilizada a técnica de *clustering* (agrupamento) estático, a qual é responsável pela divisão da rede em três conjuntos adjacentes de TRPs, onde cada utilizador é servido por, pelo menos, um TRP, enquanto os restantes realizam interferência entre utilizadores. Relativamente ao tamanho do *cluster* da RAN utilizado na rede em questão, quando o mesmo tem o valor de um (1C), não existe *clustering* na estação de base da RAN. Por outro lado, quando o tamanho do *cluster* é igual a três (3C), a rede é repartida em três conjuntos de *sites* adjacentes, onde cada utilizador é servido, simultaneamente, por três *sites*, gerando uma interferência entre utilizadores inferior [30].

4.1. Resultados de *Throughput*

Esta secção destina-se à apresentação dos resultados obtidos a nível de *throughput*. Neste enquadramento, os gráficos que se seguem representam a variação de *throughput* em função do número de utilizadores, para cada um dos três cenários implementados (UMa, UMi – Street canyon e InO) e para ambos os tamanhos de *clusters* considerados (1C e 3C), em que, para a sua elaboração, foram considerados 50 utilizadores (N_u) e 5 antenas de transmissão (N_{tx}) e receção (N_{rx}) por utilizador, num total de 250 antenas ativas em cada setor ($N_{tx,total}$).

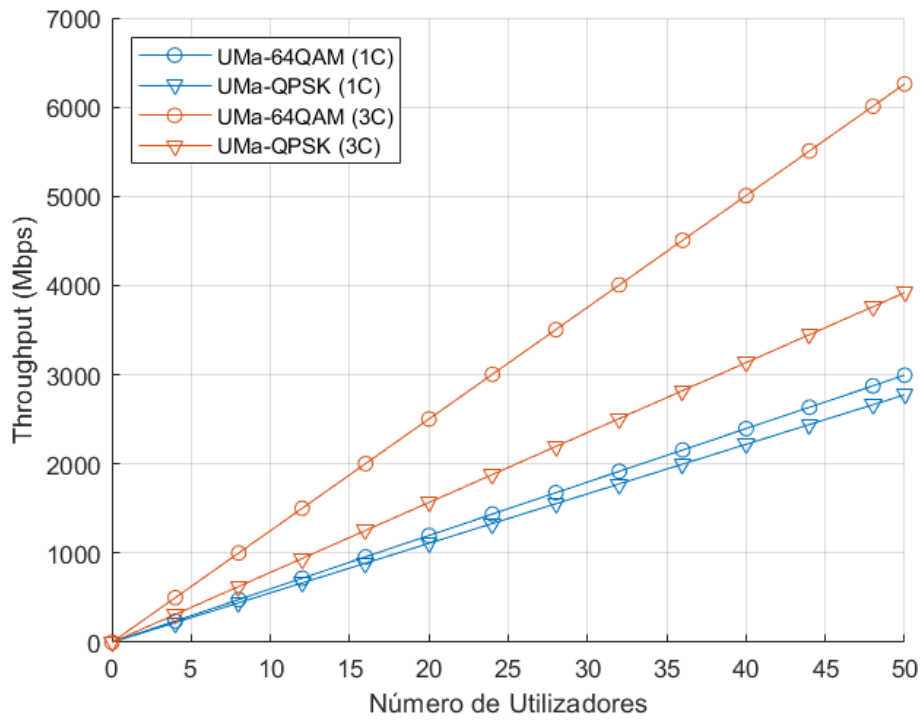


Figura 22 - *Throughput* vs. número de utilizadores para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1 e 3

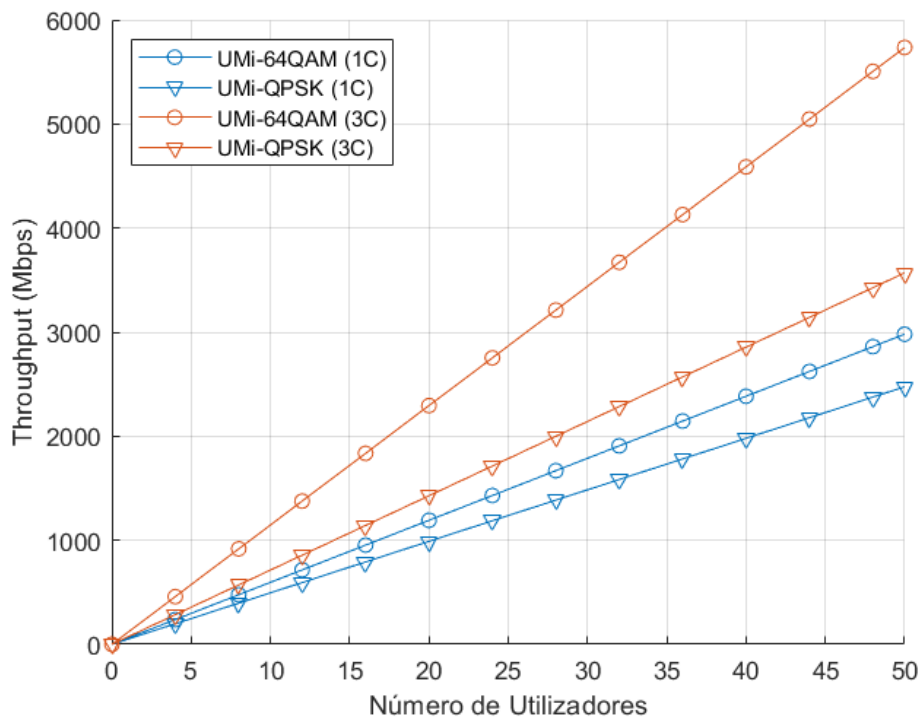


Figura 23 - *Throughput* vs. número de utilizadores para UMi – Street canyon, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1 e 3

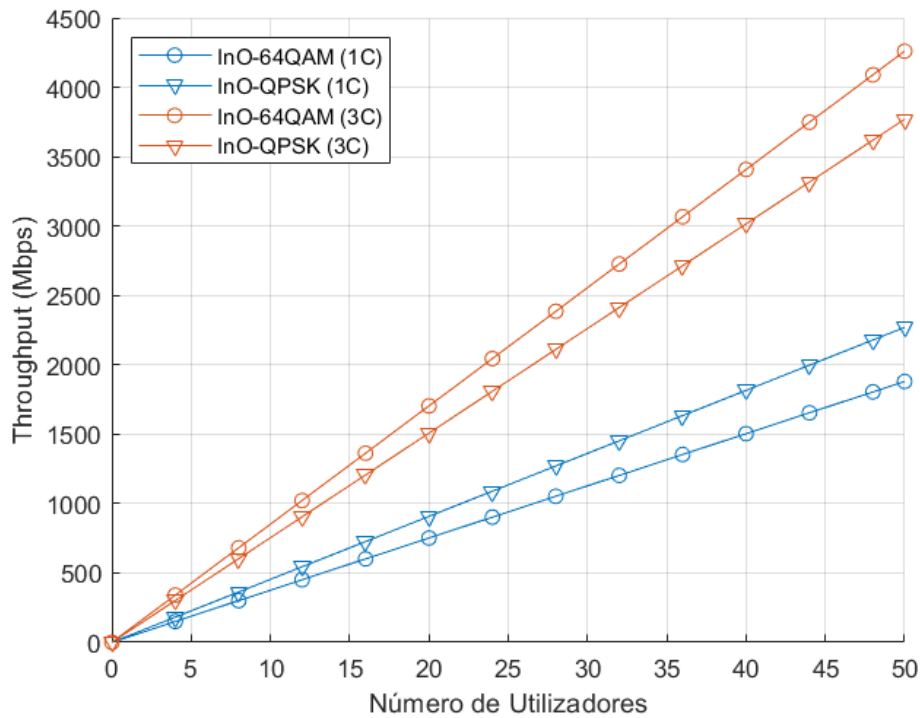


Figura 24 - *Throughput* vs. número de utilizadores para InO, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1 e 3

Analisando os resultados apresentados, relativos à variação de *throughput*, verifica-se que o *cluster* da RAN com tamanho igual a três (3C) alcança valores de *throughput* mais elevados, para todos os cenários e modulações em estudo, apresentando, assim, um melhor desempenho, quando comparado com o *cluster* da RAN de tamanho igual a um (1C).

Mais especificamente, considerando o gráfico correspondente ao cenário UMa (Figura 22), observa-se que a modulação 64QAM atinge valores de *throughput* mais elevados, tanto para o *cluster* de tamanho um, como para o *cluster* de tamanho três, em comparação com a modulação QPSK, sendo a modulação 64QAM para 3C significativamente superior em relação aos restantes casos considerados, tal como sucedido no cenário UMi – Street canyon (Figura 23).

No que toca ao cenário InO – Figura 24 – verifica-se que a modulação que permite alcançar valores de *throughput* mais elevados e, conseqüentemente, apresentar um desempenho superior, é a QPSK para 1C e 64QAM para 3C.

De um modo genérico, independentemente do cenário considerado, a modulação 64QAM para 3C é aquela que apresenta um melhor desempenho. Para a modulação QPSK, o aumento de *throughput* entre os casos de 1C e 3C é menos considerável, em relação à modulação 64QAM, visto que este tipo de modulação apresenta uma eficiência espectral inferior, permitindo uma cobertura de células mais elevada.

Neste contexto, os gráficos que se seguem correspondem à junção dos resultados de *throughput* em função do número de utilizadores apresentados acima (Figuras 22, 23 e 24), para os três cenários de implementação, quando o tamanho do *cluster* da RAN considerado possui o valor de um (1C) e três (3C), respetivamente. Uma vez que é considerada a numerologia 2 do 5G NR e a mesma frequência de portadora (28 GHz) e largura de banda (50 MHz) para os cenários em análise, é possível efetuar uma comparação direta entre os mesmos.

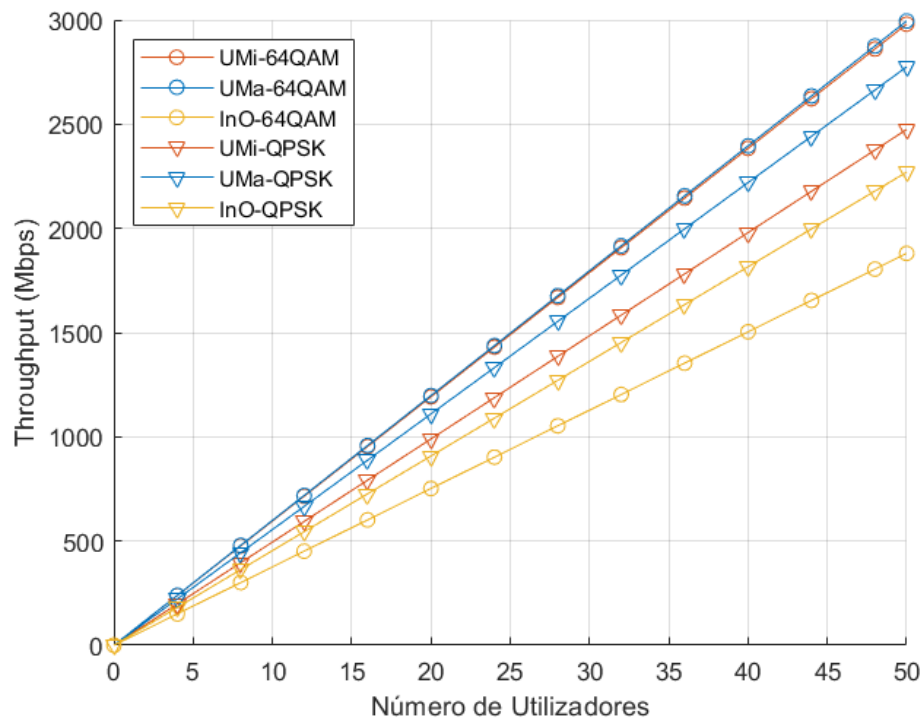


Figura 25 - *Throughput* vs. número de utilizadores para os diferentes cenários, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1

Realizando uma análise direta ao gráfico da Figura 25, no que diz respeito ao tipo de cenário implementado, verifica-se que os cenários UMa e UMi – Street canyon apresentam resultados mais favoráveis, visto que permitem obter valores de *throughput* mais elevados, em comparação com o cenário InO, sendo a modulação 64QAM mais benéfica para os cenários em evidência, ao contrário do sucedido com o cenário InO, tal como verificado na análise anterior. Neste enquadramento, dado que o cenário InO possui elevada interferência e perdas de propagação superiores, vários pacotes 64QAM são recebidos com erro, resultando num alcance de *throughput* inferior e, por consequência, numa performance menos favorável.

Quanto à modulação QPSK, observa-se que o cenário UMa é aquele que apresenta um melhor comportamento a nível de *throughput*, alcançando um valor máximo de 2775 Mbps ($N_u = 50$ utilizadores), seguido do cenário UMi – Street canyon (2475 Mbps) e, finalmente, o cenário InO (2270 Mbps).

Assim, pode-se concluir que, quando o tamanho do *cluster* da RAN tem o valor de um, o cenário que permite alcançar o *throughput* mais elevado é o cenário UMa com modulação 64QAM (2995 Mbps), seguido do cenário UMi – Street canyon com a mesma modulação, que, apesar de apresentar um comportamento bastante semelhante ao cenário UMa, atinge um *throughput* máximo de 2980 Mbps. Por outro lado, o cenário que alcança o menor valor de *throughput* é o cenário InO com modulação 64QAM, atingindo um máximo de 1880 Mbps.

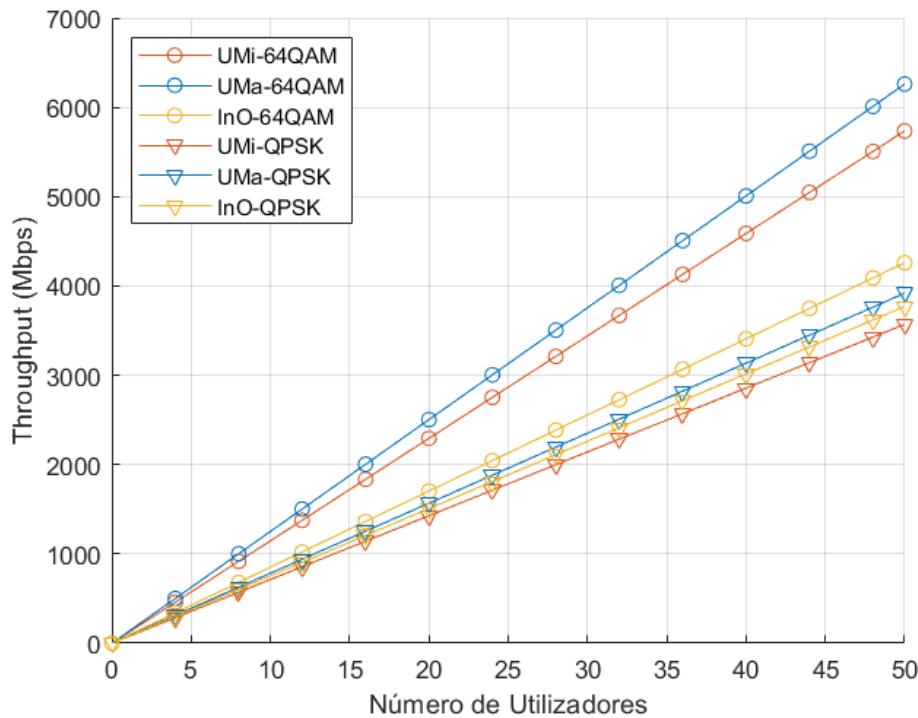


Figura 26 - *Throughput* vs. número de utilizadores para os diferentes cenários, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 3

Pela observação dos resultados presentes na Figura 26, constata-se que, à semelhança do sucedido no caso anterior, isto é, quando considerado o tamanho do *cluster* da RAN igual a um (Figura 25), o cenário UMa com modulação 64QAM permite obter o valor de *throughput* mais elevado (6260 Mbps) e, conseqüentemente, o melhor desempenho, seguido do cenário UMi – Street canyon para o mesmo tipo de modulação (5735 Mbps). Relativamente à modulação 64QAM, o cenário que apresenta um *throughput* inferior é o cenário InO, atingindo um valor máximo de 4260 Mbps para $N_u = 50$ utilizadores.

No entanto, nesta situação, o cenário que possui uma performance menos favorável é o cenário UMi – Street canyon com modulação QPSK, alcançando um valor de *throughput* máximo de 3570 Mbps. No que toca a este tipo de modulação, verifica-se que a mesma apresenta um desempenho inferior para os três cenários em estudo.

Considerando o cenário UMa com 64QAM para 50 utilizadores, o valor de *throughput* total alcançado, para 3C, corresponde a 6260 Mbps, tal como referido, e, por conseguinte, a eficiência espectral de setor associada possui o valor de 125.2 bps/Hz, o que equivale a uma eficiência espectral por utilizador de 2.5 bps/Hz. De forma a obter o valor de eficiência espectral de setor referido, em bits por segundo por Hertz, foi utilizada a seguinte expressão:

$$\eta \approx \frac{R}{B} \quad (12)$$

onde R corresponde ao valor total de *throughput* atingido, em bits por segundo, e B corresponde à largura de banda total considerada, em Hertz.

Desta forma, de um modo genérico, foram alcançados valores de *throughput* mais elevados para 3C (6290 Mbps), em comparação com 1C, onde o valor máximo atingido foi de 2995 Mbps. Tal acontece devido à interferência entre *sites* bastante inferior associada aos *clusters* RAN de tamanho três (3C), especialmente para os cenários UMa e UMi – Street canyon com modulação 64QAM.

Numa análise quantitativa, constata-se que o ganho médio de *throughput* alcançado devido à adoção do tamanho do *cluster* de valor três apresenta, para o cenário UMa, o valor de 2.09, quando aplicada a modulação 64QAM e 1.41 para a modulação QPSK. Quanto ao cenário UMi – Street canyon, este adquire o valor de 1.92 para a modulação 64QAM e 1.44 para QPSK, enquanto que, no cenário InO, aquando da adoção da modulação 64QAM, passa a possuir um valor de 2.27 e 1.66, quando aplicada a modulação QPSK. Assim, verifica-se que o cenário InO com modulação 64QAM apresenta o ganho mais elevado e, em contrapartida, o cenário UMa com modulação QPSK possui o menor ganho, aquando do aumento do tamanho do *cluster* de 1C para 3C.

Passando, agora, a uma análise da variação de *throughput* em função do número de antenas TRP ativas, os gráficos que se seguem retratam os resultados obtidos para os três cenários em estudo: UMa, UMi – Street canyon e InO, respetivamente, quando consideradas 5 e 8 antenas de transmissão por utilizador (N_{tx}/N_u) e um total de 256 antenas TRP ativas. Neste caso, apenas é considerado o tamanho do *cluster* da RAN com valor três (3C), visto que este apresentou o melhor desempenho, quando comparado com o *cluster* da RAN de tamanho um (1C), tal como observado na análise efetuada anteriormente.

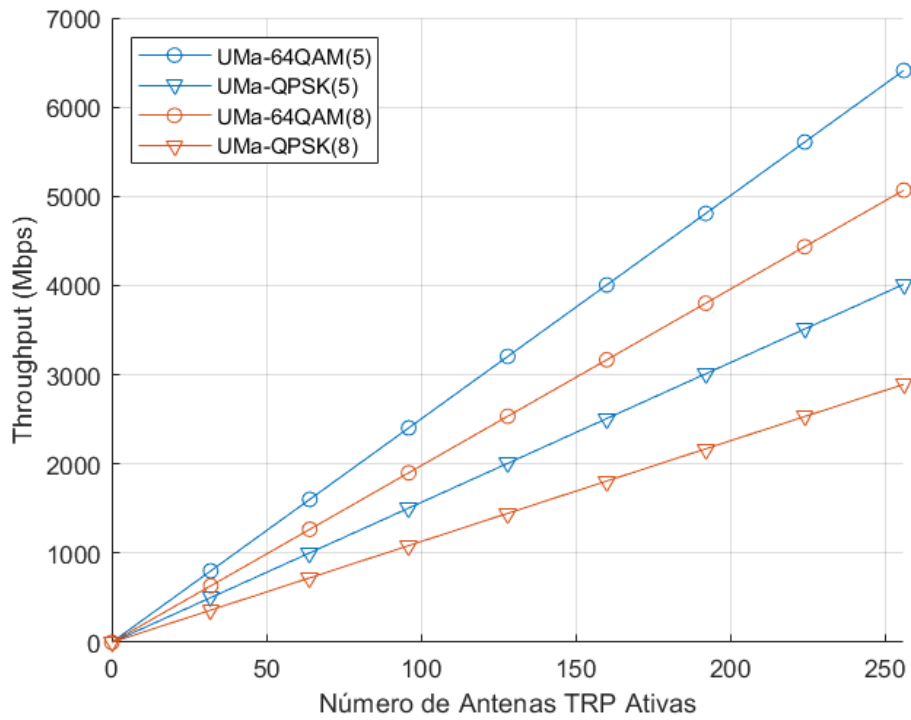


Figura 27 - *Throughput* vs. número de antenas TRP ativas para UMA, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do *cluster* da RAN = 3

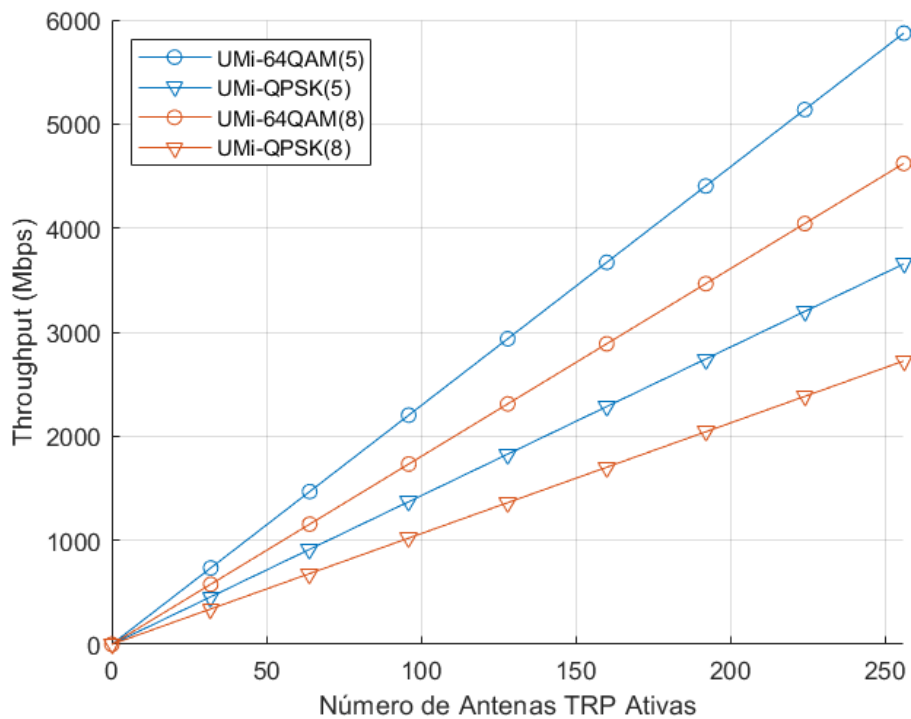


Figura 28 - *Throughput* vs. número de antenas TRP ativas para UMi – Street canyon, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do *cluster* da RAN = 3

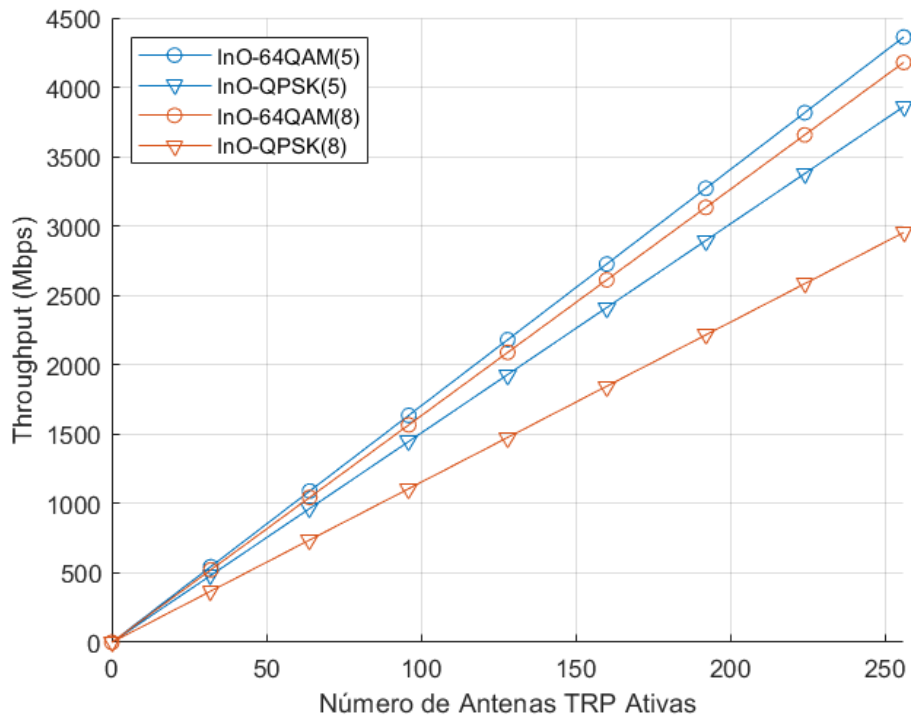


Figura 29 - *Throughput* vs. número de antenas TRP ativas para InO, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do *cluster* da RAN = 3

Tendo como base os resultados apresentados acima, verifica-se que, independentemente do cenário considerado, a modulação 64QAM com 5 antenas de transmissão por utilizador ($N_{tx}/N_u = 5$) permite alcançar valores de *throughput* mais elevados, apresentando, assim, uma performance mais favorável. Para além disso, é possível observar que o segundo melhor desempenho está associado ao mesmo tipo de modulação, porém, para a aplicação de 8 antenas de transmissão por utilizador ($N_{tx}/N_u = 8$).

Em contrapartida, a modulação QPSK com 8 antenas de transmissão por utilizador é o caso que apresenta valores de *throughput* inferiores, tornando-se a menos benéfica.

Numa visão genérica, pode-se concluir que a modulação 64QAM possui um desempenho superior, em relação à modulação QPSK, com a utilização de 5 ou 8 antenas de transmissão por utilizador. Adicionalmente, tanto para a modulação 64QAM, como para a modulação QPSK, a adoção de 5 antenas transmissoras por utilizador é o caso que atinge valores superiores de *throughput*.

Seguidamente, encontra-se representado o gráfico relativo à combinação dos resultados de *throughput* em função do número de antenas TRP ativas apresentados acima (Figuras 27, 28 e 29), para os três cenários de implementação e tamanho do *cluster* da RAN igual a três (3C), tal como mencionado.

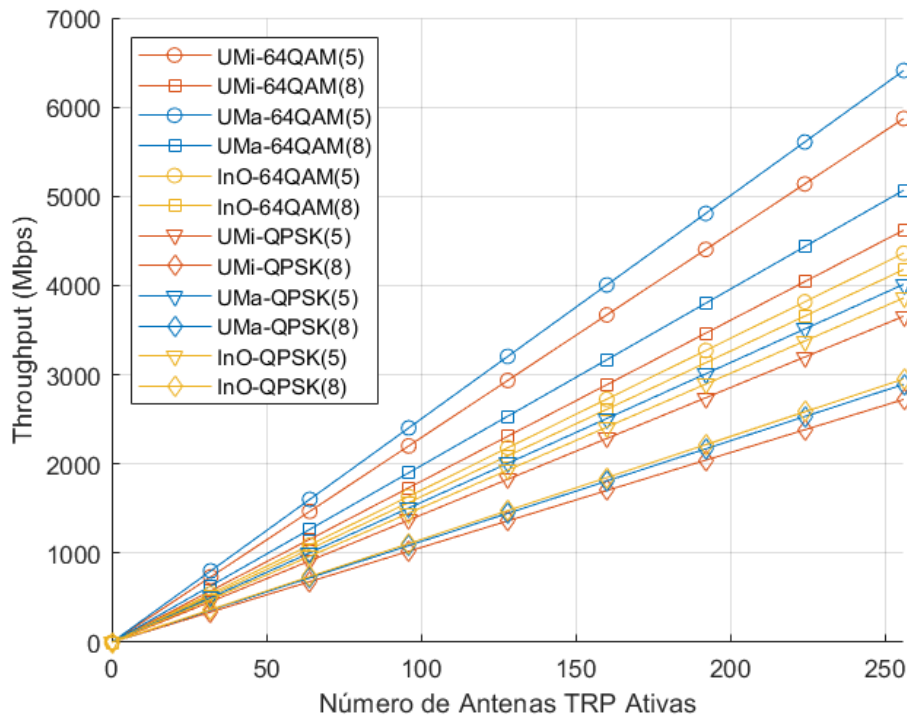


Figura 30 - *Throughput* vs. número de antenas TRP ativas para todos os cenários, com $N_{tx}/N_u = 5$, 64QAM (5), QPSK (5), $N_{tx}/N_u = 8$, 64QAM (8), QPSK (8) e tamanho do *cluster* da RAN = 3

Através da análise da Figura 30, verifica-se que os resultados obtidos não permitem identificar, de uma forma notória, qual o número de antenas de transmissão por utilizador ($N_{tx}/N_u = 5$ ou $N_{tx}/N_u = 8$) que permite atingir o *throughput* mais elevado, no entanto, é possível observar que a razão N_{tx}/N_u mais favorável depende do tipo de cenário e modulação implementados.

Neste contexto, os cenários UMa e UMi – Street canyon, com modulação 64QAM e com a adoção de 5 antenas transmissoras por utilizador, são aqueles que apresentam valores superiores de *throughput*, atingindo um valor máximo, para 256 antenas ativas do TRP, de 6410 Mbps e 5873 Mbps, respetivamente.

Mais concretamente, considerando o cenário UMa com 64QAM para 3C, quando utilizadas 5 antenas de transmissão por utilizador, isto é, aquele que apresenta a melhor performance, a eficiência espectral de setor associada, calculada aplicando a expressão (12), possui o valor de 128.2 bps/Hz, o que equivale a uma eficiência espectral por utilizador de 6.4 bps/Hz.

No que toca à modulação QPSK, pode-se concluir que, com a configuração $N_{tx}/N_u = 5$, independentemente do cenário considerado, são alcançados valores de *throughput* mais elevados, sendo o cenário UMa aquele que possui um melhor desempenho, atingindo um *throughput* de 4014 Mbps, seguido do cenário InO, o qual permite alcançar um valor, para 256 antenas ativas do TRP, de 3860 Mbps. Por conseguinte, os valores de *throughput* menos favoráveis encontram-se associados à utilização de 8 antenas de transmissão por utilizador, para os três cenários em estudo, sendo o cenário UMi – Street canyon o caso que possui o menor valor (2723 Mbps).

Assim, após a análise efetuada, constata-se que os cenários *outdoor*, isto é, UMa e UMi – Street canyon, em que é considerado um maior número de utilizadores, nomeadamente 20 e 10 UEs por setor, respetivamente, tal como indicado na Tabela 4 da Secção 3.1.2, apresentam uma melhor performance a nível de *throughput*.

No que toca ao tipo de sistema utilizado, de forma a se efetuar a comparação da variação de *throughput* em função do número de antenas TRP ativas para os três sistemas considerados (GSFIM, MU-MIMO e GSM), foi elaborado o gráfico apresentado abaixo, com 12 antenas de transmissão por utilizador (N_{tx}/N_u), para os três cenários em análise, considerando o tamanho do *cluster* da RAN com valor três (3C).

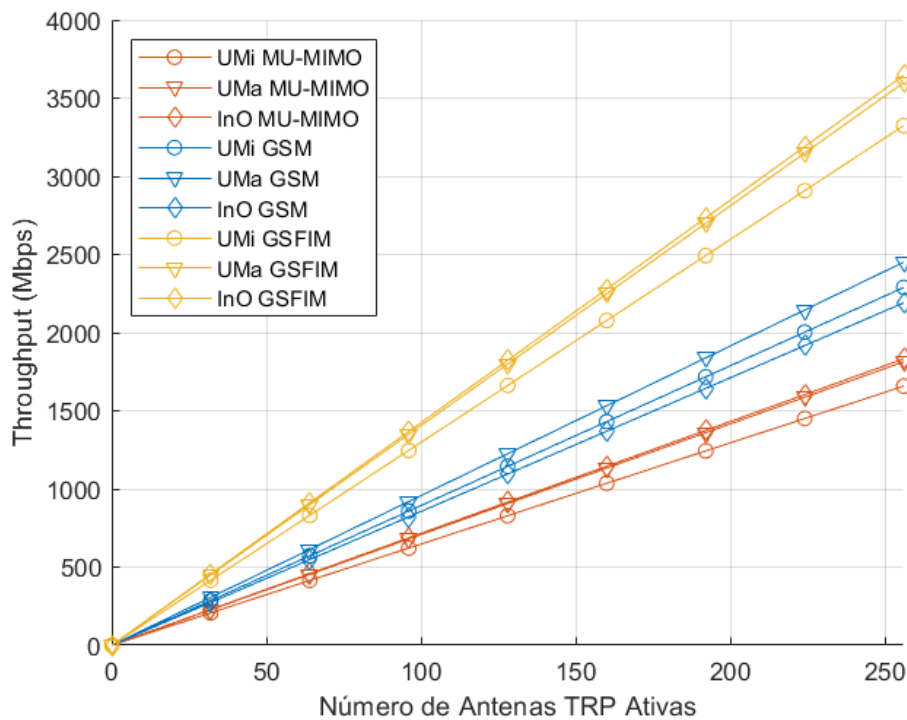


Figura 31 - *Throughput* vs. número de antenas TRP ativas para todos os cenários, com $N_{tx}/N_u = 12$, GSFIM para 16QAM, MU-MIMO e GSM para 64QAM e tamanho do *cluster* da RAN = 3

Analisando o gráfico presente na Figura 31, pode-se observar que, independentemente do tipo de sistema considerado, a performance do *throughput* de cada cenário é similar. Tal acontece devido à combinação da aplicação de 12 antenas transmissoras por utilizador, isto é, $N_{tx}/N_u = 12$, com o tamanho do *cluster* da RAN de valor três, resultando na existência de um número de utilizadores com baixa interferência.

Tendo como base os resultados obtidos, verifica-se que o sistema GSFIM permite alcançar valores de *throughput* mais elevados, relativamente aos sistemas GSM e MU-MIMO, atingindo um valor máximo, para 256 antenas ativas do TRP, de 3646 Mbps, quando aplicado ao cenário InO.

Além disso, é de notar que os sistemas GSM e MU-MIMO apresentam resultados semelhantes entre si, sendo o sistema MU-MIMO o que possui um pior desempenho. Neste sistema, o cenário UMi – Street canyon é aquele que atinge o menor valor de *throughput* (1658 Mbps), quando consideradas 256 antenas ativas do TRP.

Os gráficos que se seguem retratam a função de distribuição cumulativa (CDF) dos utilizadores, para ambos os tamanhos de *cluster* RAN considerados na rede implementada (1C e 3C).

Nestes tipos de gráficos, os quais são baseados nas medições de *throughput* metro a metro, apenas foi considerado o cenário UMA, visto que apresenta uma distância entre *sites* superior ($ISD = 500$ m), em comparação com os restantes cenários estudados, tornando-se possível obter dados suficientes para a elaboração dos gráficos em evidência. Para além disso, para ambos os casos representados, cada TRP apresenta $N_{tx,total} = 250$ antenas ativas, servindo 50 utilizadores, em que cada utilizador possui $N_{rx} = 5$ antenas de receção.

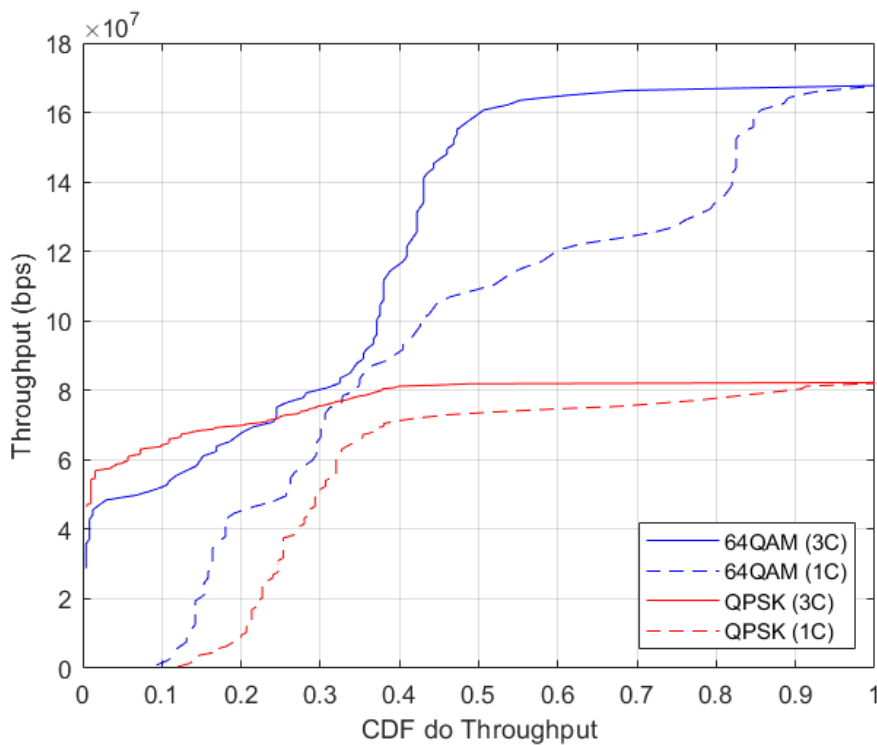


Figura 32 – *Throughput* vs. CDF do *throughput* para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3

Neste contexto, a Figura 32 apresenta a função de distribuição cumulativa de cada utilizador, servido por um TRP do cenário em análise – UMA, tendo como base os resultados de *throughput* apresentados nas Figuras 25 e 26. Este tipo de gráfico é baseado nas medições de *throughput* por utilizador obtidas em função da distância entre os terminais e os TRPs em serviço.

Através da observação dos resultados obtidos, constata-se que, tal como esperado, apenas existe uma percentagem considerável de utilizadores que atingem o *throughput* máximo, quando considerado o *cluster* da RAN de tamanho três (3C), independentemente do tipo de modulação, uma vez que, a utilização deste tipo de *cluster*, permite a obtenção do valor máximo de *throughput* para um maior número de utilizadores, ao invés de somente aos utilizadores localizados perto dos TRPs.

Assim, considerando o *cluster* da RAN 3C, para a modulação 64QAM, sensivelmente 30% dos utilizadores alcançam o valor máximo de *throughput*, enquanto que, para a modulação QPSK, cerca de 60% dos mesmos atingem o valor em questão.

Em contrapartida, quando aplicado o *cluster* da RAN 1C, para a modulação 64QAM, menos de 10% dos utilizadores são capazes de alcançar o *throughput* máximo, devido à elevada interferência associada ao *cluster* em questão, porém, no que toca à modulação QPSK, aproximadamente 10% dos mesmos são capazes de atingir o valor máximo.

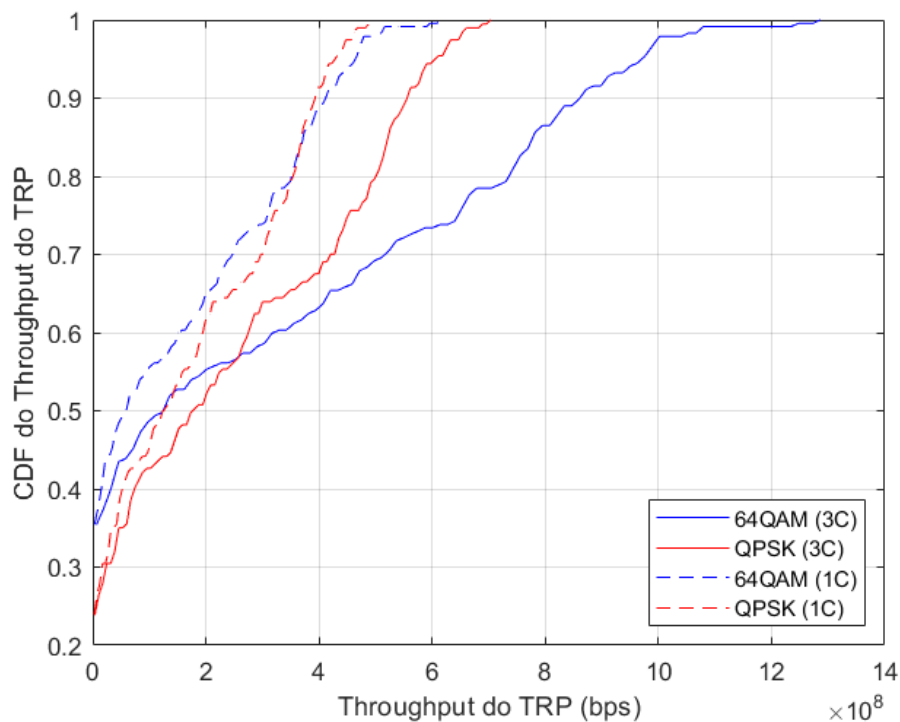


Figura 33 – CDF do *throughput* do TRP vs. *throughput* do TRP para UMA, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do cluster da RAN = 1 e 3

Finalmente, na Figura 33, encontra-se representada a função de distribuição cumulativa de um TRP para o cenário UMA, servindo 20 utilizadores.

Analisando o gráfico apresentado, verifica-se que, quando adotada a modulação 64QAM, existe uma diferença de, sensivelmente, duas vezes mais *throughput* alcançado pelo *clustering* da RAN do tipo 3C, relativamente à utilização do *cluster* 1C. Em contrapartida, quando aplicada a modulação QPSK, esta diferença é menos significativa, sendo de, aproximadamente, 1.4 vezes mais *throughput* atingido pelo *cluster* com tamanho igual a três, quando comparado com o *cluster* de tamanho um.

Mais especificamente, para 3C, é notável a existência de um ganho considerável, a nível de *throughput*, para pacotes modulados com 64QAM, em comparação com pacotes onde foi aplicada a modulação QPSK. Por outro lado, quando se utiliza o *clustering* da RAN do tipo 1C, observa-se um ganho pouco significativo associado à adoção da modulação 64QAM, em relação à modulação QPSK.

Numa visão quantitativa e efetuando uma comparação entre os resultados obtidos no gráfico em análise (Figura 33), com os apresentados anteriormente (Figura 32), para 3C, constata-se a existência de um aumento de 7.67 para a modulação 64QAM e 8.58 para a modulação QPSK, verificando-se, assim, a menor interferência associada ao tipo de *clustering* em questão.

4.2. Resultados de Cobertura

Esta secção destina-se à apresentação dos resultados obtidos a nível de cobertura. Assim, os gráficos que se seguem representam a taxa de cobertura em função da percentagem da potência de transmissão, para os três cenários implementados e para ambos os tamanhos de *clusters* utilizados (1C e 3C), em que, para a sua elaboração, foram considerados 20 utilizadores por setor e 5 antenas de transmissão (N_{tx}) e receção (N_{rx}) por utilizador, num total de 256 antenas ativas em cada setor ($N_{tx,total}$).

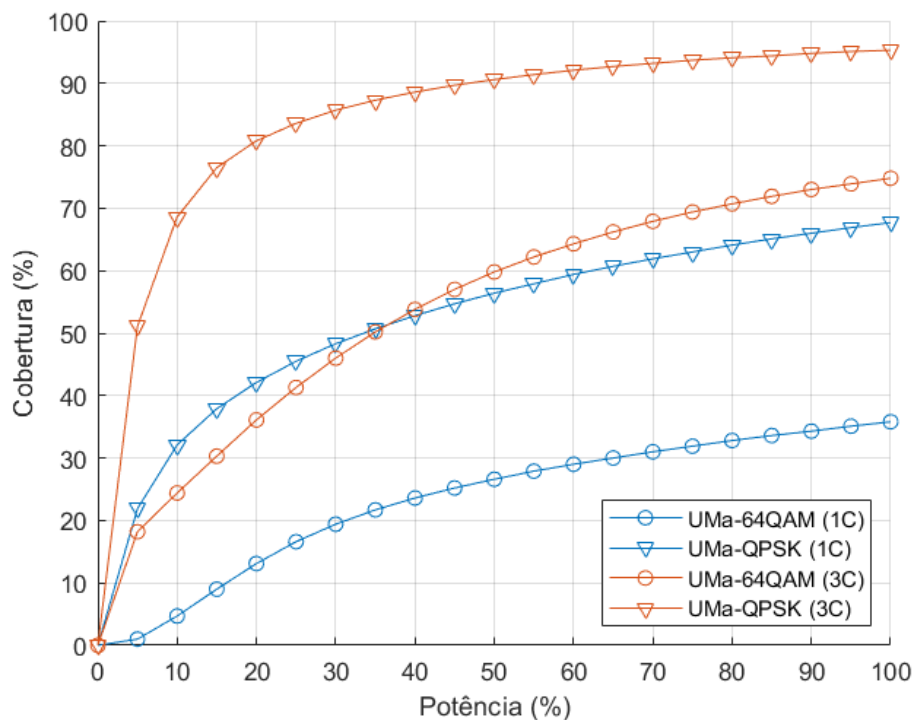


Figura 34 - Cobertura vs. potência para UMa, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1 e 3

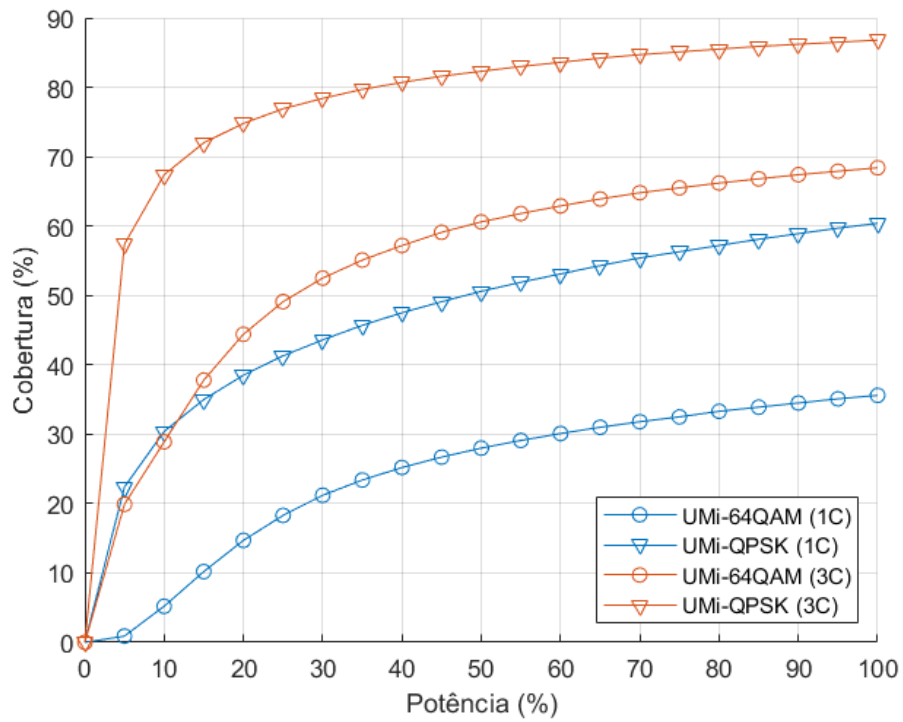


Figura 35 - Cobertura vs. potência para UMi – Street canyon, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1 e 3

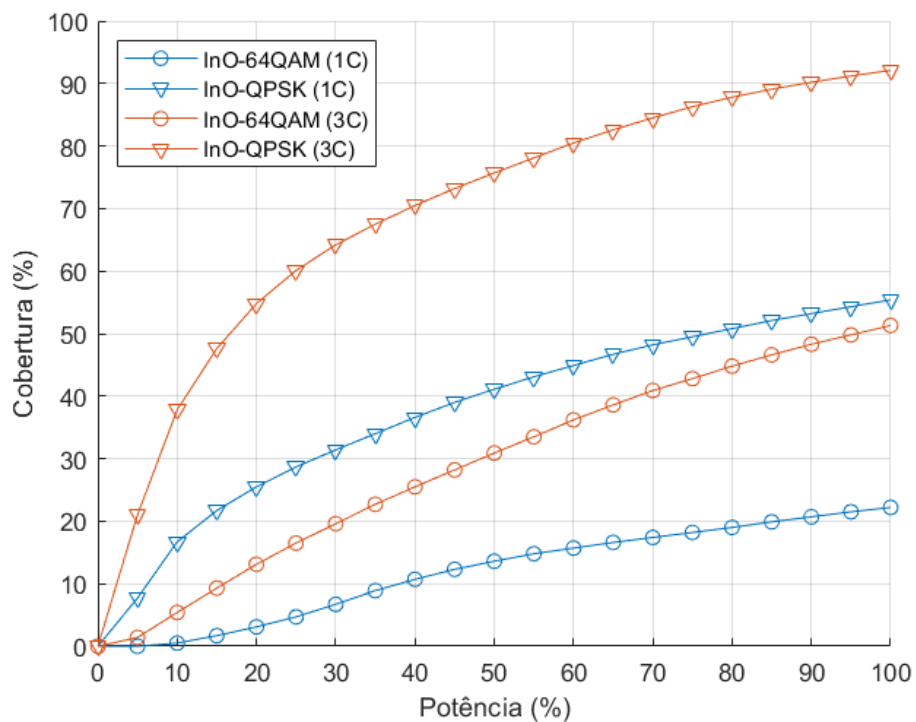


Figura 36 - Cobertura vs. potência para InO, com $N_{tx,total} = 5N_u$, 64QAM (11.75 bpcu por utilizador), QPSK (5.75 bpcu por utilizador) e tamanho do *cluster* da RAN = 1 e 3

Analisando os gráficos representados nas Figuras 34 e 35, relativos à variação de cobertura, verifica-se que, tanto para o cenário UMa, como para o cenário UMi – Street canyon, o *cluster* da RAN com tamanho igual a três (3C) permite atingir uma taxa de cobertura mais elevada, independentemente do tipo de modulação, apresentando, assim, um melhor desempenho, quando comparado com o *cluster* da RAN de tamanho igual a um (1C).

Quanto ao tipo de modulação adotado, observa-se que, independentemente do cenário implementado, a modulação QPSK é aquela que apresenta um melhor desempenho, em comparação com a modulação 64QAM, visto que permite alcançar uma percentagem superior de cobertura, tanto para o *cluster* de tamanho um, como para o *cluster* de tamanho três, ao contrário do sucedido relativamente aos resultados de *throughput* descritos na Secção 4.1.

Mais concretamente, considerando o tamanho do *cluster* da RAN igual a três (3C) e efetuando uma análise direta ao gráfico da Figura 34, verifica-se que, no cenário UMa, a modulação QPSK permite atingir a taxa de cobertura mais elevada (95.3%), seguida da modulação 64QAM, na qual a percentagem de cobertura para a potência máxima possui o valor de 74.8%. Quando considerado o cenário UMi – Street canyon (Figura 35), pode-se observar que, para 3C, à semelhança do cenário anterior, os resultados mais favoráveis encontram-se associados à modulação QPSK (86.8%), seguida da modulação 64QAM (68.4%).

Em contrapartida, no cenário InO, representado na Figura 36, constata-se que a modulação QPSK apresenta resultados mais favoráveis, independentemente do tamanho do *cluster* da RAN adotado, em que a percentagem mais elevada de cobertura, associada a este tipo de modulação, possui o valor de 92.1% para 3C e 55.4% para 1C.

No que toca ao desempenho do sistema em estudo, conclui-se que os piores resultados encontram-se associados à modulação 64QAM, com a utilização de *clustering* da RAN do tipo 1C, para os três cenários apresentados. Neste contexto, a taxa de cobertura máxima alcançada é de 35.8%, para o cenário UMa (Figura 34), 35.6% quando considerado o cenário UMi – Street canyon (Figura 35) e, por fim, 22.2%, aquando da adoção do cenário InO (Figura 36), sendo este o menor valor atingido.

Adicionalmente, verifica-se que, para todos os cenários em análise, quando considerado o tamanho do *cluster* da RAN com valor três, a taxa de cobertura atingida com modulação QPSK é significativamente superior, relativamente aos restantes casos apresentados. Além disso, é de notar que a performance da modulação 64QAM para 3C e QPSK para 1C é bastante semelhante entre si, em todos os gráficos evidenciados.

Desta forma, de um modo genérico, independentemente do cenário considerado, a modulação QPSK para 3C é aquela que possui um desempenho superior, enquanto que a modulação 64QAM para 1C apresenta os resultados menos benéficos. Tal acontece devido à interferência entre *sites* bastante inferior associada aos *clusters* RAN de tamanho três (3C), tal como verificado na análise, a nível de *throughput*, efetuada na Secção 4.1.

Por fim, numa análise quantitativa, constata-se que o ganho médio de cobertura alcançado devido à adoção do tamanho do *cluster* de valor três apresenta valores bastante semelhantes aos atingidos a nível de *throughput*, indicados na Secção 4.1.

Desta forma, para o cenário UMa, o ganho referido possui o valor de 2.09, quando aplicada a modulação 64QAM e 1.41 para a modulação QPSK. Quanto ao cenário UMi – Street canyon, este adquire o valor de 1.92 para a modulação 64QAM e 1.44 para QPSK, enquanto que, no cenário InO, quando adotada a modulação 64QAM, passa a apresentar um valor de 2.31 e 1.66, quando aplicada a modulação QPSK. Assim, à semelhança dos resultados obtidos em termos de *throughput*, verifica-se que o cenário InO com modulação 64QAM apresenta o ganho mais elevado e, em contrapartida, o cenário UMa, para a modulação QPSK, é aquele que possui o menor ganho, aquando do aumento do tamanho do *cluster* de 1C para 3C.

Conclusões e Trabalho Futuro

5.1. Conclusões

O intuito principal da presente dissertação consistiu no estudo e avaliação de vários cenários 5G NR, onde se procedeu ao desenvolvimento de algoritmos eficientes para esquemas baseados em GSM, aplicados à utilização de ondas milimétricas.

Neste contexto, o desempenho dos métodos indicados foi analisado através de um simulador a nível de sistema, elaborado e atualizado de modo a simular uma rede 5G NR heterogénea (C-RAN), recorrendo à implementação de arquiteturas de antenas de grande escala, como os sistemas M-MIMO, bem como de três cenários tridimensionais distintos (UMA, UMi – Street canyon e InO). Para tal, foram empregues diferentes tipos de modulações, essencialmente QPSK e 64QAM, utilizando uma única numerologia, i.e., a numerologia 2 do 5G NR, e faixa de frequência (FR2), sendo considerada uma frequência de portadora de 28 GHz. A avaliação de desempenho do sistema descrito foi efetuada tendo como base a variação da performance do *throughput* da rede, tanto em função do número de utilizadores, como em função do número de antenas TRP ativas, bem como da taxa de cobertura alcançada pela mesma, em função da percentagem de potência transmitida.

Desta forma, os resultados derivados das diversas simulações de sistema desenvolvidas demonstram que, de um modo genérico, a implementação de uma rede de acesso rádio virtualizada (Cloud RAN), em cenários *outdoor* e *indoor*, permite atingir um aumento significativo de desempenho e cobertura, quando comparada com as redes celulares típicas. Tal acontece visto que, com a utilização de C-RAN, onde a própria rede determina quais BSs ou APs devem ser associados a cada terminal móvel, é proporcionada uma experiência centralizada na célula em toda a rede, em que cada célula se movimenta, simultaneamente, com o terminal e envolve o mesmo.

Adicionalmente, a técnica de *clustering* estático aplicada no sistema, a qual é responsável pela divisão da rede em três conjuntos adjacentes de TRPs, permite que cada utilizador seja servido por, pelo menos, um TRP, enquanto os restantes realizam interferência entre utilizadores. Deste modo, quando o tamanho do *cluster* da RAN possui o valor de um (1C), não existe *clustering* na BS da RAN, no entanto, quando o tamanho do *cluster* é igual a três (3C), a rede é repartida em três conjuntos de *sites* adjacentes, onde os terminais recebem a mesma informação das três BSs mais próximas dos mesmos, o que lhes possibilita maximizar a relação sinal-interferência-ruído (SINR). Assim, tendo como base os resultados obtidos, tanto a nível de *throughput*, como a nível de cobertura, constatou-se que, independentemente do cenário implementado, a utilização de *clustering* 3C apresenta um melhor desempenho, em comparação com o *clustering* 1C, devido à baixa interferência associada.

No que toca aos resultados adquiridos a nível de *throughput*, estes indicam que modulações com eficiência espectral superior (64QAM) apresentam uma melhor performance, em comparação com modulações com eficiência espectral inferior (QPSK). Neste enquadramento, para o tamanho do *cluster* da RAN igual a três (3C), o cenário mais favorável corresponde ao cenário UMa, quando adotada a modulação 64QAM, o qual permite alcançar um valor máximo de *throughput* de 6260 Mbps para 50 utilizadores, correspondendo a uma eficiência espectral de setor de 125.2 bps/Hz, equivalente a uma eficiência espectral por utilizador de 2.5 bps/Hz em 50 MHz. Consequentemente, devido ao aumento do tamanho do *cluster* da RAN considerado, de 1C para 3C, obteve-se um ganho médio de 2.1.

Em contrapartida, a nível de cobertura, os resultados demonstram que modulações com eficiência espectral inferior (QPSK) possuem um melhor desempenho, em oposição ao ocorrido a nível de *throughput*. Mais especificamente, o cenário UMa para a modulação QPSK apresenta os melhores resultados, atingindo uma cobertura de 95%, quando adotado o *clustering* 3C. Por conseguinte, é de notar a existência de um ganho médio de cobertura de, sensivelmente, 1.4, em relação à aplicação de *clustering* 1C.

Relativamente aos resultados obtidos aquando da comparação de diferentes números de antenas de transmissão por utilizador (N_{tx}/N_u), concluiu-se que, a nível de *throughput*, para o cenário que permite atingir a melhor performance do sistema desenvolvido, isto é, o cenário UMa, a utilização de 5 antenas transmissoras por utilizador ($N_{tx}/N_u = 5$) possibilitou a obtenção de resultados mais elevados, em comparação com a configuração $N_{tx}/N_u = 8$, tanto para a modulação 64QAM, como para a modulação QPSK, em que o valor máximo atingido, para 256 antenas TRP ativas, foi de 6410 Mbps e 4014 Mbps, respetivamente.

Neste sentido, aquando da utilização de 12 antenas de transmissão por utilizador, i.e., $N_{tx}/N_u = 12$, constatou-se que o sistema GSFIM apresenta o melhor desempenho a nível de *throughput*, atingindo um valor máximo de 3646 Mbps, quando considerado o cenário InO. Tal deve-se ao facto de, no esquema em evidência, ser utilizado, tanto o domínio espacial, como o domínio de frequência para realizar a codificação de bits, através da atribuição de índices, e, para além disso, do sistema corresponder a uma fusão dos esquemas de SM e OFDM-IM, tornando-o mais eficiente em relação aos sistemas MU-MIMO e GSM.

Em suma, pode-se concluir que a aplicação de ondas milimétricas em sistemas 5G é mais adequada para cenários *outdoor* (UMa e UMi – Street canyon), os quais são caracterizados por um maior número de utilizadores, possuindo 20 e 10 UEs por setor, respetivamente, sendo o cenário UMa o mais vantajoso, uma vez que apresenta o melhor desempenho, relativamente aos restantes cenários analisados, tanto a nível de *throughput*, como a nível de cobertura, independentemente do tipo de modulação considerada.

5.2. Trabalho Futuro

No que toca ao possível trabalho futuro a efetuar como continuidade da presente dissertação, este encontra-se associado à automatização do simulador a nível de sistema desenvolvido, bem como à introdução de um maior número de cenários de implementação, de forma a ser possível avaliar diversos *use cases* a utilizar num sistema 5G NR, recorrendo à aplicação de ondas milimétricas.

Adicionalmente, numa perspetiva prática associada ao meio corporativo, os resultados obtidos no estudo realizado poderão ser utilizados como uma ferramenta de suporte aos operadores no processo de planeamento de rede, designadamente na seleção de equipamento adequado em cenários de comunicação milimétrica em sistemas 5G.

Referências Bibliográficas

- [1] L. J. Cabral, *Massive MIMO*, 2017.
- [2] X. Cheng, M. Zhang, M. Wen e L. Yang, “Index Modulation for 5G: Striving to Do More with Less,” *IEEE Wireless Communications (Volume 5, Issue 2)*, pp. 126-132, abril 2018.
- [3] E. BASAR, M. WEN, R. MESLEH, M. DI RENZO, Y. XIAO e H. HAAS, “Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks,” *IEEE Access (Volume 5)*, pp. 16693 - 16746, 19 setembro 2017.
- [4] R. Muhammad Asif, J. Arshad, M. Shakir, S. M. Noman e A. Ur Rehman, “Energy Efficiency Augmentation in Massive MIMO Systems through Linear Precoding Schemes and Power Consumption Modeling,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, 17 setembro 2020.
- [5] X. S. Shen, W. Xiang e K. Zheng, *5G Mobile Communications*, Suíça: Springer, 2017.
- [6] J. P. Pavia, V. Velez, B. Brogueira, N. Souto e A. Correia, “Precoded Generalized Spatial Modulation for Downlink MIMO Transmissions in Beyond 5G Networks,” *Applied Sciences*, 22 setembro 2020.
- [7] R. Chataut e R. Akl, “Massive MIMO Systems for 5G and beyond Networks—Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction,” *Sensors*, 12 maio 2020.
- [8] K. Peffers, T. Tuunanen, M. A. Rothenberger e S. Chatterjee, “A Design Science Research Methodology for Information Systems Research,” *Journal of Management Information Systems (Volume 24, Number 3)*, pp. 45-77, janeiro 2008.
- [9] W. Castle, *5G Air Interface*, 2018.
- [10] Y. Ping, Y. Xiao, Y. L. Li, M. Di Renzo, S. Li e L. Hanzo, “Multidomain Index Modulation for Vehicular and Railway Communications: A Survey of Novel Techniques,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, setembro 2018.
- [11] E. Basar, “Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks,” *IEEE Communications Magazine (Volume 54, Issue 7)*, pp. 168 - 175, julho 2016.
- [12] K. Vasudevan, “M-ary Signalling Schemes,” em *Digital Communications and Signal Processing*, Índia, 2020.
- [13] S. Zheng, J. Yang, X. Ge, Y. Li, L. Tian e J. Shi, “Energy Efficiency of Generalized Spatial Modulation Aided Massive MIMO Systems,” *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 31 outubro 2019.
- [14] F. Rinaldi, A. Raschellà e S. Pizzi, “5G NR System Design: A Concise Survey of Key Features and Capabilities,” *Sensors*, pp. 1-18, 5 março 2021.
- [15] I. Poole, “5G Frequency Bands, Channels for FR1 & FR2,” [Online]. Available: <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/5g-mobile-wireless-cellular/frequency-bands-channels-fr1-fr2.php>. [Acedido em 9 setembro 2021].

- [16] A. Correia, *5G Tecnologias Chave/5G NR MIMO*, 2020/2021.
- [17] M. Xiao, S. Mumtaz, Y. Huang, L. Dai, Y. Li, M. Matthaiou, G. K. Karagiannidis, E. Björnson, K. Yang, C.-L. I e A. Ghosh, “Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (Volume 35, Issue 9)*, pp. 1909 - 1935, setembro 2017.
- [18] M. Wen, B. Zheng, K. . J. Kim, M. Di Renzo, T. A. Tsiftsis, K.-C. Chen e N. Al-Dhahir, “A Survey on Spatial Modulation in Emerging Wireless Systems: Research Progresses and Applications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (Volume 37, Issue 9)*, pp. 1949 - 1972, setembro 2019.
- [19] S. Kutty e D. Sen, “Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials (Volume 18, Issue 2)*, pp. 949 - 973, 2016.
- [20] R. Griffiths, “Huawei Blog,” [Online]. Available: <https://blog.huawei.com/2020/08/17/the-wonders-of-5g-beamforming/>. [Acedido em 6 janeiro 2021].
- [21] Y. Kim, Y. Kim, J. Oh, H. Ji, J. Yeo, S. Choi, H. Ryu, H. Noh, T. Kim, F. Sun, Y. Wang, Y. Qi e J. Lee, “New Radio (NR) and Its Evolution toward 5G-Advanced,” *IEEE Wireless Communications*, 2019.
- [22] S. Sun e T. S. Rappaport, “Multi-beam Antenna Combining for 28 GHz Cellular Link Improvement in Urban Environments,” *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 12 junho 2014.
- [23] C. Tsokos, E. Mylonas, P. Groumas, L. Gounaridis, H. Avramopoulos e C. Kouloumentas, “Optical Beamforming Network for Multi-Beam Operation With Continuous Angle Selection,” *IEEE Photonics Technology Letters (Volume 31, Issue 2)*, pp. 177 - 180, 15 janeiro 2019.
- [24] S.Kirthiga e M.Jayakumar, “Performance Studies and Review of Millimeter Wave MIMO Beamforming at 60 GHz,” *Procedia Technology*, p. 658 – 666, dezembro 2015.
- [25] Y.-N. R. Li, B. Gao, X. Zhang e K. Huang, “Beam Management in Millimeter-Wave Communications for 5G and Beyond,” *IEEE Access (Volume 8)*, pp. 13282 - 13293, 22 janeiro 2020.
- [26] A. R. Fragoso, A. Rodrigues e D. X. Almeida, “Impact of Massive MIMO Antennas on High Capacity 5G-NR Networks”.*Instituto Superior Técnico*.
- [27] Q.-U.-A. Nadeem, A. Kammoun e M.-S. Alouini, “Elevation Beamforming With Full Dimension MIMO Architectures in 5G Systems: A Tutorial,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials (Volume 21, Issue 4)*, pp. 3238 - 3273, 2019.
- [28] A. Correia, *Ferramentas de Simulação*, 2006.
- [29] M. M. d. Silva e A. Correia, “Link and system level simulations for MIMO,” em *MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution*, USA, CRC Press, 2014.
- [30] V. Velez, J. Pavia, C. Rita, C. Gonçalves, N. Souto, P. Sebastião e A. Correia, “A Multi-user MIMO Scheme based on Generalized Space-Frequency Index Modulation for 5G New Radio and Beyond,” *Sensors*, setembro 2021.
- [31] “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 14),” 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TR 38.901 v14.1.1, 2017.
- [32] “Study on 3D channel model for LTE (Release 12),” 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TR 36.873 v2.0.0, 2014.

- [33] E. Basar e I. Yildirim, “SimRIS Channel Simulator for Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered Communication Systems,” 30 agosto 2020. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2006.00468>. [Acedido em 9 setembro 2021].
- [34] Z. Yigit, E. Basar e I. Altunbas, “SimMBM Channel Simulator for Media-Based Modulation Systems,” 6 abril 2021. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2104.02336>. [Acedido em 9 setembro 2021].
- [35] S. D. Tusha, A. Tusha, E. Basar e H. Arslan, “Multidimensional Index Modulation for 5G and Beyond Wireless Networks,” *Proceedings of the IEEE (Volume: 109, Issue: 2)*, pp. 170-199, fevereiro 2021.
- [36] T. Datta, H. S. Eshwaraiah e A. Chockalingam, “Generalized Space-and-Frequency Index Modulation,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology (Volume: 65, Issue: 7)*, pp. 4911-4924, julho 2016.

ANEXO A
Publicação



Type of the Paper (Article, Review, Communication, etc.)

A Multi-user MIMO Scheme based on Generalized Space-Frequency Index Modulation for 5G New Radio and Beyond

Vasco Velez ^{1,2,*}, João Pedro Pavia ^{1,2}, Catarina Rita ¹, Carolina Gonçalves ¹, Nuno Souto ^{1,2}, Pedro Sebastião ^{1,2} and Américo Correia ^{1,2}

- ¹ Department of Information Science and Technology, ISCTE-Instituto Universitário de Lisboa, 1649-026 Lisbon, Portugal ;Joao_Pedro_Pavia@iscte-iul.pt (J.P.P); Catarina_Rita@iscte-iul.pt (C.R.); Carolina_Loureiro@iscte-iul.pt (C.G.); Nuno.Souto@iscte-iul.pt (N.S.); Pedro.Sebastiao@iscte-iul.pt (P.S.); Américo.Correia@iscte-iul.pt (A.C.)
- ² Instituto de Telecomunicações, 1049-001 Lisbon, Portugal
- * Correspondence: Vasco_Velez@iscte-iul.pt (V.V.)

Abstract: Index Modulations (IM) schemes are appearing as a solution for rising demand of mobile traffic. Alternative to conventional modulations, multidimensional IM can provide significant advantages for imminent wireless networks. In this paper, we describe a multiuser multiple-input multiple-output (MIMO) scheme for the downlink in 5G and beyond systems where a base station transmits precoded space-frequency domain IM symbols, which we refer to as precoding-aided transmitter side generalized space-frequency IM (PT-GSFIM). Besides applying a precoder at the transmitter side to remove multiuser interference (MUI), the proposed approach also incorporates complex rotation matrices (CRM) and subcarrier-level interleaving so as to exploit the inherent diversity in frequency selective channels and improve the performance without requiring any additional power or bandwidth. To evaluate the multidimensional PT-GSFIM scheme we employed three different three-dimensional scenarios taken from standardized 5G New Radio, using two different numerologies and frequency ranges. Throughput performance results indicate that lower spectral efficient modulations are better than high spectral efficient modulations for the 28 GHz band, whereas the opposite occurs for the 3.5 GHz band.

Keywords: Index Modulation; Precoding; PT-GSFIM; Multi-user MIMO; System level simulation; 5G and beyond 5G

Citation: Velez, V. *et al.*; A Multi-user MIMO Scheme based on Generalized Space-Frequency Index Modulation for 5G New Radio and Beyond. *Sensors* **2021**, *21*, x. <https://doi.org/10.3390/xxxxx>

Academic Editor: Firstname Last-name

Received: date
Accepted: date
Published: date

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2021 by the authors. Submitted for possible open access publication under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Sensors **2021**, *21*, x. <https://doi.org/10.3390/xxxxx>

www.mdpi.com/journal/sensors

that has been done in the physical layer, one of the potential candidates to improve future and current networks is the use of index modulation (IM) schemes [3,4].

IM as surged in recent years as a promising technique to convey additional information bits, named as index bits, that are distributed through a certain order, and select certain resource elements such as antennas, subcarriers, slots and/or channels. This capability of activating certain resources of communications, through the indices of the building blocks, can result in improvements on energy efficiency (EE) and SE, and also reduces the complexity of the receivers [2,5]. Spatial modulation (SM) and OFDM-IM schemes are well-known examples of IM schemes where index bits are conveyed through their antennas or subcarriers [3,6]. IM can be applied together with current technologies like massive MIMO and be used in high mobility scenarios, like mobile communications [4].

SM was first introduced in order to simplify the MIMO schemes to a lower computational complexity and implementation, as it only requires a single RF chain to convey the index bits [7]. This type of scheme can be combined with conventional modulation techniques such as amplitude and phase modulation (APM), phase shift keying (PSK) or quadrature amplitude modulation (QAM). Although SM only uses one active transmitter, in [8] the concept of SM was generalized to enable multiple active antennas simultaneously, which was named as generalized SM (GSM). IM schemes are usually more suitable in large scale communications similar to MIMO schemes, allowing superior EE and better BER results than conventional MIMO [4, 8, 9]. The addition of precoding techniques allows the implementation of IM relying on the activation of antennas at the receiver instead of the transmitter, enabling lower implementation complexity at the receiver [9].

An IM scheme that can be seen as a version of SM applied to the subcarriers of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) communications, is OFDM with IM (OFDM-IM) [10]. This approach explores IM applied at the frequency domain instead of the spatial domain, relying on the indexes of subcarriers of conventional OFDM transmission [11]. Like SM/GSM, in OFDM-IM only a portion of subcarriers are activated according to their indices, and only those convey M -ary modulated signals [12]. Various authors have modified and improved the basic OFDM-IM scheme. An example is using precoding techniques to improve further the communications in downlink between base stations (BS) and receivers. This results in reduced complexity at the receiver side, which tends to lower the interference [13]. Layered OFDM-IM (L-OFDM-IM) is another example of an IM scheme which divides the OFDM subcarriers into multiple layers [14]. Dual Mode OFDM-IM (DM-OFDM-IM), Multi-Mode OFDM-IM (MM-OFDM-IM), and their generalized versions, are other good examples of IM based OFDM schemes. Both of these schemes use groups of designed constellations, which can be selected according to their indices and desired communication [15-18]. All of these mentioned schemes are trying to improve SE over OFDM-IM.

It is important to note that IM can also be applied to time and channel domains. In [19], the authors presented a scheme where IM is applied in the time domain. It uses the concept of time slots, similar to Time Division Multiple Access (TDMA), which is named as IM Multiple Access (IMMA). On the other hand, the IM approach in [20] uses the channel approach to convey additional information through channel realizations. This is also known as MBM (media base modulation).

Many recent works on IM are focused on multiuser (MU) communications, especially in downlink situations. The receivers usually have a limited number of antennas, which are prone to multiuser interference (MUI). On the other hand, the uplink has less complexity, and can be addressed like an extension of GSM [21]. Some authors have proposed versions of IM based on multidimensional schemes, that are built with a combination of spatial and frequency domains [6]. In [22], the authors have merged both SM and OFDM-IM schemes simultaneously to produce a scheme named as Generalized Space-Frequency IM (GSFIM). In this new technique, the index bits, can select which an-

tenna and subcarrier should be activated at each transmission. Although only single user (SU) cases were explored, the authors showed good results in BER performance and transmission rates, when compared with other schemes. More recently, in [23] the authors extended the same concept, proposing multidimensional IM schemes that work in multiuser scenarios. Both frequency and spatial domains are exploited for downlink multiuser communications with assistance of Signal Space Diversity (SSD), showing promising results.

5G and beyond networks using radio access virtualization strategies and advanced computational platforms will exploit network densification. The virtual cell concept removes the traditional cell boundary for the device and provides a consequent reduction of the detrimental “cell-edge experience” by the terminal. Traditionally, devices are associated with a cell and, as a consequence, the link performance may degrade as a terminal moves away from the cell center. In a virtualized radio access network (Cloud RAN), the network determines which base station(s) or access point(s) are to be associated with each terminal. The cell moves with and always surrounds the terminal in order to provide a cell-center experience throughout the entire network. Each terminal is served by its preferred set of access points. The actual serving set for a terminal may contain one or multiple base stations and the terminal’s data is partially or fully available at some or a small set of potential serving base stations. The base station controller (Central Processor) will accommodate each terminal with its preferred set and transmission mode at every communication instance while considering load and Channel State Information (CSI) knowledge associated with the base stations [24].

5G new radio (5G NR) system [25–27] uses scalable OFDM numerology introducing specific subcarrier spacings (Δf), Transmission Time Interval (TTI), Cyclic Prefix (CP), and the number of slots. Higher numerology indexes correspond to larger subcarrier spacings (SCSs), ranging from 15 kHz up to 480 kHz according to the equation: $\Delta f = 15\text{kHz} \times 2^n$. The numerology index n depends on various factors (i.e., service requirements, deployment type, carrier frequency, etc.). The introduction of wider SCS is essential for mitigating inter-carrier interference (ICI) and phase noise at mm-Wave frequencies. As SCS widens, the TTI assumes smaller values ranging from 1 ms to 31.25 μs .

5G NR was designed to lower interference and increase EE by reducing always-on transmissions, which is a crucial aspect to extend the lifetime of IoT devices. 5G NR ensures forward compatibility as it is prepared for its future 6G evolution in use cases and technologies. The introduction of mini-slots made 5G NR capable to guarantee low-latency requirements for ultra-reliable and low latency communications (URLLC). At millimeter wave (mm-Wave) frequencies, high capacity and extreme data rates are possible, even though higher frequencies introduce limitations in coverage due to increased signal attenuation [28].

5G NR specifications, are projected to accommodate dense urban scenarios, but with the introduction of mm-Wave, it gets easy to block some part of signal propagation by smaller objects or by distance, which decreases the signal strength, becoming hard to compensate with advanced signal processing techniques [29, 30].

Motivated by the work above, in this paper we study the adoption of precoding-aided transmitter side generalized space-frequency IM (PT-GSFIM) as an alternative multi-user MIMO (MU-MIMO) scheme for the downlink in 5G and beyond systems. Besides exploiting both frequency and space domain resources through IM, different M -QAM constellation orders can be supported so as to accommodate flexible tradeoffs between SE, performance and complexity. Through precoding, the presented scheme removes the MUI between BS and receivers, breaking the (MU) communication into equivalent small SU links and achieving a lower complexity at receiver side. Furthermore, subcarrier-level interleaving combined with SSD techniques allows the proposed approach to exploit the inherent diversity in frequency selective channels and achieve improved performance without requiring additional power or bandwidth. System level evaluation demonstrates that cloud-RAN (C-RAN) deployments in several indoor and

outdoor scenarios, including urban or mixed, can achieve significant performance and coverage improvements over typical cellular networks. The paper is organized as follows: Section 2 presents the model for the PT-GSFIM system, Section 3 presents the transmitter and receiver structure as well as the different 5G NR scenarios that are considered in the evaluation. Section 4 presents and discusses the link and system level simulations results, whereas the conclusions are outlined in Section 5.

Notation: Matrices and vectors are denoted by uppercase and lowercase boldface letters, respectively. $(\cdot)^T$ and $(\cdot)^H$ denote the transpose and conjugate transpose of a matrix/vector, $\|\cdot\|_p$ is the ℓ_p -norm of a vector, $\|\cdot\|_0$ is its cardinality, $\text{supp}(\mathbf{x})$ returns the support of \mathbf{x} , $\lfloor \cdot \rfloor$ is the floor function and \mathbf{I}_n is the $n \times n$ identity matrix.

2. System Model

We consider the downlink of an OFDM based MU-MIMO system, where a BSE equipped with N_{tx} antennas transmits to N_u users. Each user is assumed to have N_{rx} antennas each, as seen in Figure 1.

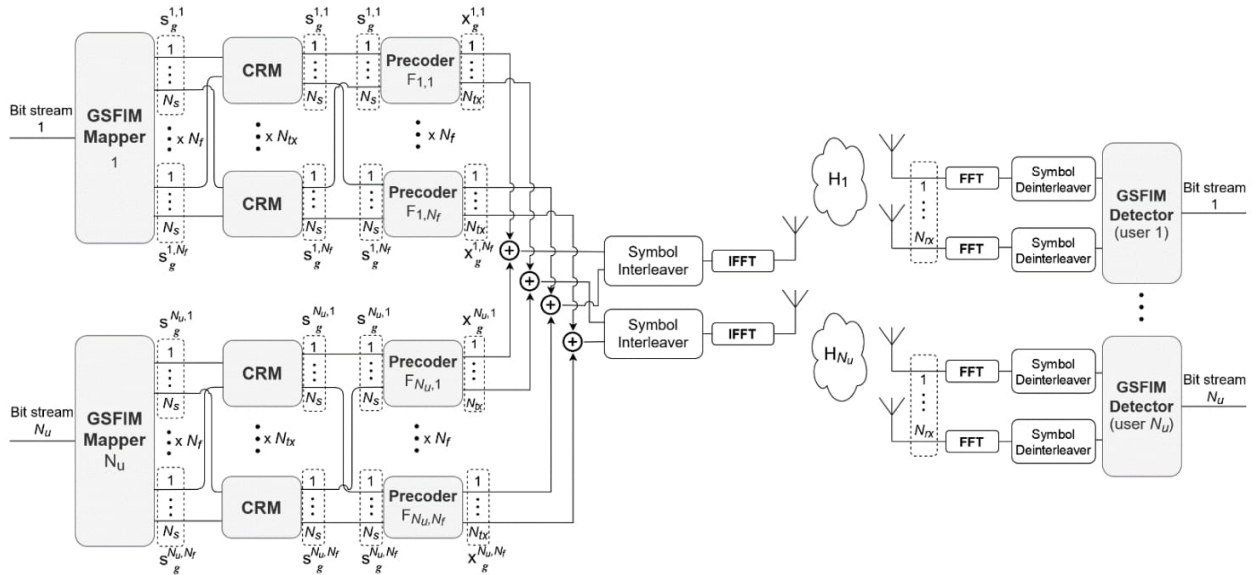


Figure 1. Transmitter and Receiver structure.

2.1. Precoding-aided Transmitter side Generalized Space-Frequency Index Modulation (PT-GSFIM)

We adopt the OFDM scheme as basis, where part of the information is mapped to conventional M -sized APM symbols and the remaining is encoded according onto spatial and frequency indexes. We assume a transmission block matrix where the bits are mapped in a simple way, with the encoding of the spatial indexes executed independently from the frequency indexes. In this case simple look-up-tables (LUTs) are inside each subblock: one for the spatial resources and another for the frequency resources. Although some SE is sacrificed when the mapping is done independently (the number of available space-frequency blocks that are indexed, normally is reduced), it simplifies the detection process as well the mapping/de-mapping process, as we will show further below. It is important to highlight that the approach based on a pair of LUTs is only adequate when a small number of both active antenna combinations and active subcarrier

combinations exists. When this number is large, a different strategy can be employed, as described in [31] and [32].

Defining a PT_GSFIM symbol as $\mathbf{s}_g^u \in \mathbb{C}^{N_s N_f + 1}$, for the u^{th} user, it can be written as $\mathbf{s}_g^u = \left[\left(\mathbf{s}_g^{u,1} \right)^T \dots \mathbf{0} \dots \left(\mathbf{s}_g^{u,N_{af}} \right)^T \right]^T$, which corresponds to the concatenation of $(N_f - N_{af})$ length- N_s vectors of zeros with N_{af} GSM symbol vectors $\mathbf{s}_g^{u,i} \in \mathbb{C}^{N_s + 1}$. These symbols are defined as $\mathbf{s}_g^{u,i} = \left[0 \quad s_{g,1}^{u,i} \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad s_{g,N_a}^{u,i} \quad 0 \right]^T$, where $i = 1, \dots, N_{af}$, $u = 1, \dots, N_u$ and $g = 1, \dots, N_{GSFIM}$ (N_{GSFIM} is the number of PT-GSFIM symbols in a OFDM block). The symbols $s_{g,j}^{u,i}$, where $j = 1, \dots, N_a$, are selected from an APM constellation. Since we are considering a MU downlink situation, where precoding is applied, the expression for the transmitted signal can be written as

$$\mathbf{x}_g = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{F}_u \mathbf{s}_g^u = \mathbf{F} \mathbf{s}_g \quad (1)$$

where $\mathbf{s}_g = \left[\left(\mathbf{s}_g^1 \right)^T \dots \left(\mathbf{s}_g^{N_u} \right)^T \right]^T$ and $\mathbf{F} = \left[\mathbf{F}_1 \dots \mathbf{F}_{N_u} \right]$, with $\mathbf{F}_u \in \mathbb{C}^{N_s N_f + N_s N_f}$, represents the precoder matrix. After the precoders and interleavers (which are explained further ahead), the frequency domain symbols are concatenated into N -sized blocks, and converted to time domain through a inverse fast fourier transform (IFFT). Before the transmission occurs, a cyclic prefix (CP) with length greater than the delay spread of the channel is added to each block. It is important to observe that each PT-GSFIM symbol can carry a total of bits per user calculated through

$$N_{bits} = N_{af} \left(\left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_s}{N_a} \right) \right\rfloor + N_a \log_2 M \right) + \left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_f}{N_{af}} \right) \right\rfloor. \quad (2)$$

2.2. 5G New Radio 3D Scenarios

There are several 5G test scenarios. The three most important ones are described here and later evaluated using the multidimensional PT-GSFIM signals [23].

2.2.1 Urban macro (Table 1)

The urban macro (UMa) homogeneous deployment scenario focuses on large cells and continuous coverage. This scenario will be interference-limited, using macro TRPs (transmission/reception points, radio access points above rooftop level). The inter site distance (ISD) in this scenario is 500 m, with the BS antenna height being 25 m. The carrier frequency is 3.5 GHz or around 30 GHz. The bandwidth for 3.5 GHz is up to 100 MHz. Full buffer model is assumed. A total of 20 UEs are distributed per sector of each cell, with 80% users being indoor with 3 km per hour velocity and the remaining 20% being in cars with 30 km per hour velocity.

2.2.2 Urban micro - Street canyon (Table 1)

The urban micro (UMi) deployment scenario focuses on urban micro cells and high user densities and traffic loads in city centers and dense urban areas. This scenario will be interference-limited, using micro TRPs with micro cells. The ISD for the micro cells is 200 m. There are 3 micro cells per macro cell, with the micro-BS antenna height being 10 m. The carrier frequency for micro cell is also 3.5 GHz and around 30 GHz, with the same bandwidths of the urban macro (up to 100 MHz for the 3.5 GHz carrier and up to 1 GHz for the for 30 GHz carrier). Full buffer traffic model is assumed. A total of 10 UEs are distributed per micro sector with 80% users being indoor with a moving speed of 3 km per hour and the remaining 20% being in cars with a velocity of 30 km per hour.

Table 1. Evaluation parameters for UMi-street canyon and UMa scenarios [33,34].

223

Parameters	UMi - street canyon	UMa
Cell layout	Hexagonal grid, 19 micro sites, 3 sectors per site (ISD = 200m)	Hexagonal grid, 19 macro sites, 3 sectors per site (ISD = 500m)
BS antenna height h_{BS}	10m	25m
Outdoor/indoor	Outdoor and indoor	Outdoor and indoor
UT location	LOS/NLOS	LOS and NLOS
Height h_{UT}	Same as 3D-UMi in TR36.873	Same as 3D-UMa in TR36.873
Indoor UT ratio	80%	80%
UT mobility (horizontal plane only)	3km/h	3km/h
Min. BS - UT distance (2D)	10m	35m
UT distribution (horizontal)	Uniform	Uniform

224

2.2.3 Indoor hotspot (Table 2)

225

The indoor hotspot deployment scenario focuses on small coverage per cell and high user throughput or user density in buildings. This scenario represents indoor offices with a total area of 120mX50m. There are 12 small cells which are deployed with an ISD of 20 m. In this case the BS antenna height is 3 m. The carrier frequency options are 30 and 70 GHz (mmWaves). The bandwidth for both 30 and 70 GHz carriers is up to 1 GHz. A total of 10 users per cell are distributed uniformly and all users are indoors with 3 km per hour velocity. Full buffer model is assumed. In Table 2, the only difference between the open office and mixed office models is the line of sight (LOS) probability.

226

227

228

229

230

231

232

233

234

Table 2. Evaluation parameters for indoor-office scenarios [34].

235

Parameters	Indoor - office open office	Indoor - office mixed office
Layout	Room size (WxLxH)	120mx50mx3m
	ISD	20m
BS antenna height h_{BS}		3 m (ceiling)
UT location	LOS/NLOS	LOS and NLOS
	Height h_{UT}	1 m
UT mobility (horizontal plane only)		3 km/h
Min. BS - UT distance (2D)		0
UT distribution (horizontal)		Uniform

236

237

238

239

240

241

242

243

244

Our 3D simulation channel model considers the above mentioned indoor and outdoor wireless propagation environments in terms of physical aspects of mmWave frequencies while numerous 5G New Radio (5G NR) channel models issues are adopted [33, 34]. For any considered operating frequency and scenario, the number of clusters, number of subarrays (scatterers) per cluster, and the positions of the clusters can be determined by the detailed steps and procedures of [33, 34]. According to the 5G 3GPP 3D channel models, the number of clusters and scatterers are determined using the Poisson and uniform distributions with specific parameters.

Since, 5G NR extends the operating frequency range by comprising the frequency bands below 7 GHz (i.e., FR1) and in the range from 24.25 GHz to 52.6 GHz (i.e., FR2), different antenna solutions and techniques need to be employed depending on the utilized spectrum. For lower frequencies, up to a moderate number of antennas can be activated (i.e., 64). In higher frequency bands, the transmission is characterized by a considerable signal attenuation that limits the network coverage. To overcome this limitation, one of the key features is the adoption of a large number of multi-antenna elements having a given aperture to increase the transmission/reception capability of MU-MIMO and beamforming. Since, managing transmissions in higher frequency bands is complicated, beam management is necessary to establish the correspondence between the directions of the transmitter and the receiver-side beams by identifying the most suitable beam pair for both downlink and uplink.

3. Transmitter and Receiver Structure

In this section we describe the transmitter and receiver structures adopted. Sub-section 3.2. addresses the use of complex rotation matrices CRM so as to integrate SSD into PT-GSFIM symbol design. The last sub-section, the adopted receiver algorithm.

3.1. Precoder Design

Assuming the time domain samples have been converted to the frequency domain through an N-point Fast Fourier Transform (FFT) and the CP has been discarded, the g^{th} PT-GSFIM symbol received by the user can be written as

$$\mathbf{y}_g^u = \mathbf{H}_g^u \mathbf{x}_g + \mathbf{n}_g^u = \mathbf{H}_g^u \mathbf{F}_u \mathbf{s}_g^u + \mathbf{H}_g^u \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^{N_u} \mathbf{F}_j \mathbf{s}_g^j + \mathbf{n}_g^u \quad (3)$$

where $\mathbf{y}_g^u \in \mathbb{C}^{N_{rx} N_f}$, $\mathbf{n}_g^u \in \mathbb{C}^{N_{rx} N_f}$ represents the noise and $\mathbf{H}_g^u \in \mathbb{C}^{N_{rx} N_f \times N_{tx} N_f}$ is the frequency domain channel matrix between the base station and the user u . Since, we are considering an OFDM scheme, the channel matrix follows a block diagonal structure, and can be written as

$$\mathbf{H}_g^u = \text{blkdiag} \left\{ \mathbf{H}_g^{u,1}, \dots, \mathbf{H}_g^{u,f}, \dots, \mathbf{H}_g^{u,N_f} \right\} \quad (4)$$

with $\mathbf{H}_g^{u,f} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{tx}}$, $f = 1, \dots, N_f$. As seen in the right side of (3), the second term represents the interference between users. Using the approach of block diagonalization (BD) described in [35] for the design of the precoder matrices \mathbf{F}_u , it is possible to eliminate all MUI from all the receivers. It is important to note that the signals conveyed on each subcarrier only generate interference on that subcarrier due to the block diagonal structure of \mathbf{H}_g^u . This means that the precoder matrices \mathbf{F}_u , for each subcarrier can be built independently and follow a block diagonal structure, i.e.

$$\mathbf{F}_u = \text{blkdiag} \left\{ \mathbf{F}_{u,1}, \dots, \mathbf{F}_{u,N_f} \right\} \quad (5)$$

with $\mathbf{F}_{u,f} \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times N_{tx}}$, $f = 1, \dots, N_f$. Each of the component precoder matrices $\mathbf{F}_{u,f}$ is generated so as to enforce $\mathbf{H}_g^{v,f} \mathbf{F}_{u,f} = \mathbf{0}$ for all $v \neq u$, cancelling all MUI. Let us define the matrix that concatenates all the channel matrices between the base station and all users, except the user k , for the subcarrier f as

$$\tilde{\mathbf{H}}_g^{u,f} = \left[(\mathbf{H}_g^{1,f})^T \dots (\mathbf{H}_g^{u-1,f})^T (\mathbf{H}_g^{u+1,f})^T \dots (\mathbf{H}_g^{N_u,f})^T \right]^T. \quad (6)$$

This matrix models the transmission of the signal targeted at user u when it reaches all of the other receivers, which causes interference, thus corresponding to the interference channel matrix. The appropriate precoder matrix $\mathbf{F}_{u,f}$ can be designed using an orthonormal basis of the null space of $\tilde{\mathbf{H}}_g^{u,f}$. Starting from the singular value decomposition (SVD) of $\tilde{\mathbf{H}}_g^{u,f}$, which is given by

$$\tilde{\mathbf{H}}_g^{u,f} = \tilde{\mathbf{U}}_{u,f} \tilde{\mathbf{\Lambda}}_{u,f} \left[\tilde{\mathbf{V}}_{u,f}^{(1)} \tilde{\mathbf{V}}_{u,f}^{(0)} \right]^H, \quad (7) \quad 289$$

where $\tilde{\mathbf{U}}_{u,f}$ is the matrix with the left-singular vectors, $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_{u,f}$ is a rectangular diagonal 290
matrix with the decreasing nonzero singular values, $\tilde{\mathbf{V}}_{u,f}^{(1)}$ contains the right singular 291
vectors corresponding to the nonzero singular values and $\tilde{\mathbf{V}}_{u,f}^{(0)}$ contains the remainder 292
right singular vectors. To guarantee zero MUI in each precoder matrix, each precoder can 293
be set as $\mathbf{F}_{u,f} = \tilde{\mathbf{V}}_{u,f}^{(0)}[:, 1:N_s]$. In this case, at each receiver, the resulting signal is reduced 294
to 295

$$\mathbf{y}_g^u = \hat{\mathbf{H}}_g^u \mathbf{s}_g^u + \mathbf{n}_g^u, \quad (8) \quad 296$$

where $\hat{\mathbf{H}}_g^u = \mathbf{H}_g^u \mathbf{F}_u$ is the equivalent SU channel. It can be observed that there is no pres- 297
ence of MUI in the resulting signal. Keeping in mind that both \mathbf{H}_g^u and \mathbf{F}_u have a block 298
diagonal structure, $\hat{\mathbf{H}}_g^u$ will be block diagonal as well. Only a few positions of \mathbf{s}_g^u will 299
tend to be nonzero, according to the stated system model. As a result, \mathbf{s}_g^u is a sparse 300
vector, and its sparsity can be used to lower the transmitted power. To do this, we can 301
use the same strategy that we considered in [36] for virtual GSM transmissions, in which 302
an alternative signal is generated to reduce the transmitted power while assuring that the 303
signals arriving at receivers are similar to the original ones. Although, we assume ful- 304
ly-digital precoders in this paper, it is possible to simplify the implementation complexity 305
of the proposed solution by using a hybrid precoder design comprising a reduced digital 306
part and an analog part supported for example on analog phase shifters (and which are 307
the same for all subcarriers). The hybrid design can be easily accomplished following the 308
approximation-based approach described in [37]. 309

3.2. Complex Rotation Matrices 310

A GSM symbol vector forming a PT-GSFIM is subject to the influence of the channel 311
on a single subcarrier since, according to the signal model (8), $\hat{\mathbf{H}}_g^u$ is block diagonal. 312
However, we can incorporate SSD techniques into the design of PT-GSFIM in order to 313
take advantage of the inherent diversity of frequency selective channels commonly seen 314
in mobile propagation situations. SSD was first proposed in [38], and may be used to in- 315
crease the performance without requiring more power or bandwidth. In the proposed 316
approach we apply SSD by spreading each GSM symbol that makes up the primary 317
PT-GSFIM symbol over different subcarriers through the use of CRM. Working with a 318
rotating super-symbol is part of the CRM application procedure. In this situation, we 319
only apply the spreading in the frequency direction, which means that all of the spatial 320
components are rotated simultaneously. For each user u , the rotated length- $N_s N_f$ su- 321
per-symbol can be expressed as 322

$$\tilde{\mathbf{s}}_g^u = \left(\mathbf{A}_{N_f} \otimes \mathbf{I}_{N_s} \right) \cdot \mathbf{s}_g^u, \quad (9) \quad 323$$

and the transmitted signal becomes (1) 324

$$\mathbf{x}_g = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{F}_u \left(\mathbf{A}_{N_f} \otimes \mathbf{I}_{N_s} \right) \mathbf{s}_g^u = \mathbf{F} \left(\mathbf{I}_{N_u} \otimes \left(\mathbf{A}_{N_f} \otimes \mathbf{I}_{N_s} \right) \right) \mathbf{s}_g. \quad (10) \quad 325$$

Matrix $\mathbf{A}_{N_f} \in \mathbb{C}^{N_f \times N_f}$ can be chosen from the orthonormal complex matrices (OCRM) 326
family, which is defined as 327

$$\mathbf{A}_{M_{CRM}} = \begin{cases} \begin{bmatrix} e^{j\varphi} & je^{-j\varphi} \\ je^{j\varphi} & e^{-j\varphi} \end{bmatrix} / |\mathbf{A}_2|^{1/2}, M_{CRM} = 2 \\ |\mathbf{A}_2| = \det(\mathbf{A}_2) = 2 \\ \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{M_{CRM}/2} & \mathbf{A}_{M_{CRM}/2} \\ \mathbf{A}_{M_{CRM}/2} & -\mathbf{A}_{M_{CRM}/2} \end{bmatrix} / |\mathbf{A}_{M_{CRM}}|^{1/M_{CRM}}, M_{CRM} > 2 \end{cases} \quad (11) \quad 328$$

where $M_{CRM} = 2^n$, $|\mathbf{A}_{M_{CRM}}| = \det(\mathbf{A}_{M_{CRM}})$ and φ is the rotation angle [39]. To get the most out of frequency diversity, a subcarrier-wise interleaver is applied so that the effective group of subcarriers assigned to each PT-GSFIM symbol is spread out across the entire bandwidth.

3.3. Receiver Design

In the previous section, the transmitter side was described, where the use of precoder removes all MUI from the receiver side. This means that only SU detection needs to be implemented at the receivers.

Due to the use of CRM, each GSM symbol comprising a PT-GSFIM block is dispersed across numerous subcarriers. As a consequence, the received signal can be written as

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_g^u &= \hat{\mathbf{H}}_g^u \tilde{\mathbf{s}}_g^u + \mathbf{n}_g^u \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_g^u \mathbf{s}_g^u + \mathbf{n}_g^u \end{aligned} \quad (12)$$

where $\tilde{\mathbf{H}}_g^u = \hat{\mathbf{H}}_g^u (\mathbf{A}_{N_f} \otimes \mathbf{I}_{N_s})$ is the overall equivalent channel that the user u “perceives” for the g^{th} PT-GSFIM symbol.

To design the detector, first, we formulate the maximum likelihood detection (MLD) problem as

$$\min_{\mathbf{s}_g^u} f(\mathbf{s}) \triangleq \|\mathbf{y}_g^u - \tilde{\mathbf{H}}_g^u \mathbf{s}_g^u\|_2^2 \quad (13)$$

$$\text{subject to } \mathbf{s}_g^u \in \mathcal{A}_0^{N_s N_f} \quad (14)$$

$$\text{supp}(\mathbf{s}_g^{u,i}) \in \mathbb{S}_0, \quad i = 1, \dots, N_f \quad (15)$$

$$\text{supp}(\mathbf{s}_g^u) \in \mathbb{J} \quad (16)$$

where \mathcal{A}_0 represents the set with the complex valued symbols from the adopted APM constellation, including symbol 0. \mathbb{S}_0 denotes the set of valid supports of $\mathbf{s}_g^{u,i}$, according to the possible GSM symbols. \mathbb{J} represents the set of valid supports of $\mathbf{s}_g^{u,i}$ according to all possible active subcarrier combinations. Applying the alternating direction method of multipliers (ADMM), following the approach described in in [40], results in the algorithm of table 3. In the algorithm, \bar{I} designates the complement of the support set I and Q is the number maximum of iterations.

In line 6, $\Pi_{\mathbb{S}_0}(\cdot)$ denotes the projection over \mathbb{S}_0 which can be completed by choosing the N_a largest magnitude elements, and whose indices also correspond to a valid active antenna combination. If set \mathbb{S}_0 is very large, the projection can be simplified to a basic cardinality-based one. In this situation the projection can be obtained by turning to zeros the $N_s - N_a$ smallest magnitude elements. Step 7 requires computing the projection over set \mathbb{J} , $\Pi_{\mathbb{J}}(\cdot)$, which may be achieved by nulling all, except the N_{af} columns of the matrix $\mathbf{R} = \text{vec}_{N_s \times N_f}^{-1}(\mathbf{s}^{(t+1)} + \mathbf{v}^{(t)})$ which have a higher Euclidean norm and which also match a valid active subcarrier combination. If set \mathbb{J} is very large, the projection can also be simplified to a basic cardinality-based projection. In this case we simply need to zero the $N_f - N_{af}$ columns of \mathbf{R} with smaller Euclidean norm. Step 8, involves a projection over set $\mathcal{A}_0^{N_s N_f}$, $\Pi_{\mathcal{A}_0^{N_s N_f}}(\cdot)$ which can be computed elementwise through simple rounding to the nearest element in \mathcal{A}_0 . The projection in step 11 can be performed in a similar way.

Table 3. Algorithm based in ADMM used for GSFIM detection.

370

1:	Input: $\mathbf{x}^0, \mathbf{r}^0, \mathbf{z}^0, \mathbf{u}^0, \mathbf{v}^0, \mathbf{w}^0, \bar{\mathbf{H}}_g^u, \mathbf{y}_g^u, \rho_x, \rho_r, \rho_z, Q$
2:	$f_{best} = \infty$
3:	$\Phi \leftarrow \left((\bar{\mathbf{H}}_g^u)^H \bar{\mathbf{H}}_g^u + (\rho_x + \rho_r + \rho_z) \mathbf{I}_{N_r N_s} \right)^{-1}$
4:	for $t=0,1,\dots,Q-1$ do
5:	$\mathbf{s}^{(t+1)} \leftarrow \Phi \left((\bar{\mathbf{H}}_g^u)^H \mathbf{y}_g^u + \rho_x (\mathbf{x}^{(t)} - \mathbf{u}^{(t)}) + \rho_r (\mathbf{r}^{(t)} - \mathbf{v}^{(t)}) + \rho_z (\mathbf{z}^{(t)} - \mathbf{w}^{(t)}) \right)$
6:	$(\mathbf{x}^i)^{(t+1)} \leftarrow \Pi_{\mathcal{S}_0} \left((\mathbf{s}^i)^{(t+1)} + (\mathbf{u}^i)^{(t+1)} \right)$
7:	$\mathbf{r}^{(t+1)} \leftarrow \Pi_{\mathcal{J}} \left(\mathbf{s}^{(t+1)} + \mathbf{v}^{(t)} \right)$
8:	$\mathbf{z}^{(t+1)} \leftarrow \Pi_{\mathcal{A}_0^{N_r N_s}} \left(\mathbf{s}^{(t+1)} + \mathbf{w}^{(t)} \right)$
9:	$I \leftarrow \text{supp}(\mathbf{x}^{(t+1)}) \cap \text{supp}(\mathbf{r}^{(t+1)})$
10:	If $t=Q-1$ then
11:	$\tilde{\mathbf{s}}_g^u[\bar{I}] \leftarrow 0$ $\tilde{\mathbf{s}}_g^u[I] \leftarrow \Pi_{\mathcal{A}^{N_r N_s}} \left(\left((\bar{\mathbf{H}}_g^u[:, I])^H \bar{\mathbf{H}}_g^u[:, I] + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_r N_s} \right)^{-1} \times (\bar{\mathbf{H}}_g^u[:, I])^H \mathbf{y}_g^u \right)$
12:	else
13:	$\tilde{\mathbf{s}}_g^u[\bar{I}] \leftarrow 0, \tilde{\mathbf{s}}_g^u[I] \leftarrow \mathbf{z}^{(t+1)}[I]$
14:	end if
15:	If $f(\tilde{\mathbf{s}}_g^u) < f_{best}$ then
16:	$\hat{\mathbf{s}}_g^u[\bar{I}] \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_g^u[I] \leftarrow \tilde{\mathbf{s}}_g^u[I]$
17:	$f_{best} = f(\tilde{\mathbf{s}}_g^u)$
18:	end if
19:	$\mathbf{u}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{u}^{(t)} + \mathbf{s}^{(t+1)} - \mathbf{x}^{(t+1)}$
20:	$\mathbf{v}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{v}^{(t)} + \mathbf{s}^{(t+1)} - \mathbf{r}^{(t+1)}$
21:	$\mathbf{w}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{w}^{(t)} + \mathbf{s}^{(t+1)} - \mathbf{z}^{(t+1)}$
22:	end for
23:	Output: $\hat{\mathbf{s}}_g^u$

371

4. Numerical Results

372

In this section we present numerical simulations, both link and system level, for the PT-GSFIM based downlink scheme integrated into a 5G NR system. Results are presented in bit error rate (BER) and measure the performance of the signal across the entire communication chain, from transmitter to receiver. Link performance results, namely, block error rate (BLER) results are used as input by the system level simulator. We consider a virtualized radio access network (Cloud RAN), where the network determines which BSs or access points (APs) are to be associated with each terminal. The total number of BSs or APs depends on the scenario and are indicated on Tables 1 and 2. Each BS or APs consists of three transmission and reception points (TRP) each one equipped with N_{tx} antennas while users have N_{rx} antennas. The BS or AP array configuration corresponds to 3 uniform linear arrays, each with 256 antennas, where the separation between antennas of the array is half wavelength [41]. The system level block diagram can be found in references [33, 34, 43, 44].

373
374
375
376
377
378
379
380
381
382
383
384
385

4.1. Link level simulations

In this section, the performance of the proposed PT-GSFIM scheme is assessed and compared against other MU-MIMO systems. Monte Carlo simulations were run according to the system model presented previously.

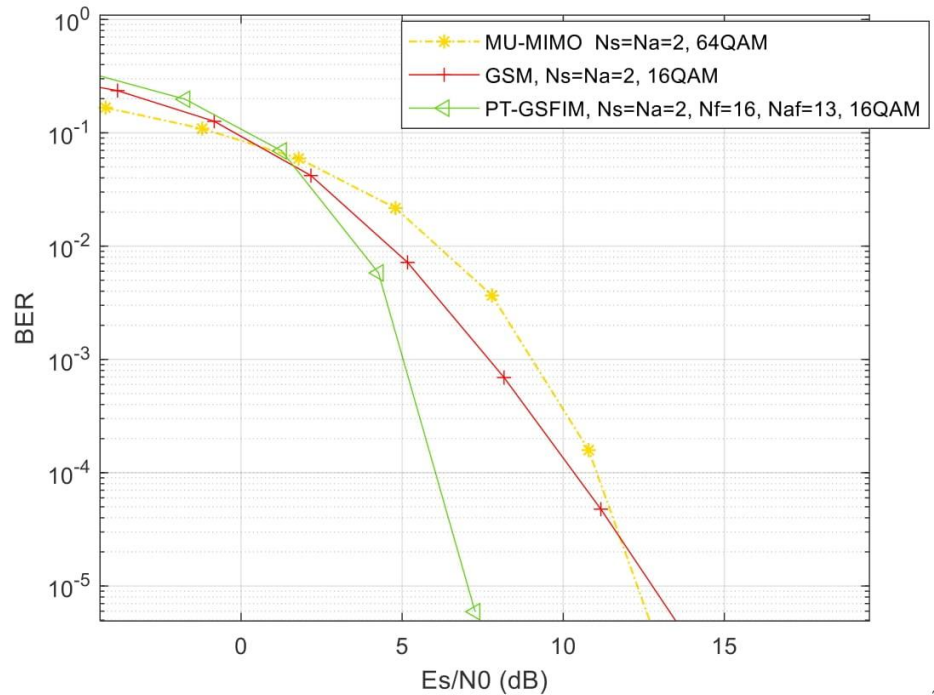


Figure 2. Comparison of BER performances of PT-GSFIM, GSM and conventional BD MU-MIMO, with $N_u=8$, and $SE=12$ bpcu.

Figure 2 shows a comparison of block diagonalization (BD) based MU-MIMO scheme from [35], GSM MU-MIMO from [36], and the PT-GSFIM from [23]. We assume a scenario with $N_u=8$, $N_a=2$ and $N_{rx}=5$ for all schemes, while keeping the same SE, close to 12 bits per channel use (bpcu). SE is computed through eq. (2), divided by N_f . We also employ a total of $N_{tx}=12N_u$ antennas for all 3 schemes, with PT-GSFIM and BD MU-MIMO using the ADMM algorithm for the detection, and GSM using the OB-MMSE algorithm from [42]. The CRM adopted in the PT-GSFIM scheme, considers a rotation angle φ of 30° . Both GSM and PT-GSFIM are using an 16QAM constellation whereas 64QAM is used in BD MU-MIMO. To ensure a fair comparing, all schemes have a SE close to 12 bpcu per user. It can be observed that the PT-GSFIM scheme outperforms both GSM and traditional MU-MIMO, and the gains are greater when the symbols are distributed over a larger number of subcarriers (N_f).

A second set of simulations were performed in order to analyze the BLER performance versus the energy per symbol to noise power spectral density (E_s/N_0) in dB for the proposed PT-GSFIM system. For these BLER simulations, a minimum of 25000 blocks were transmitted for computing each BLER result.

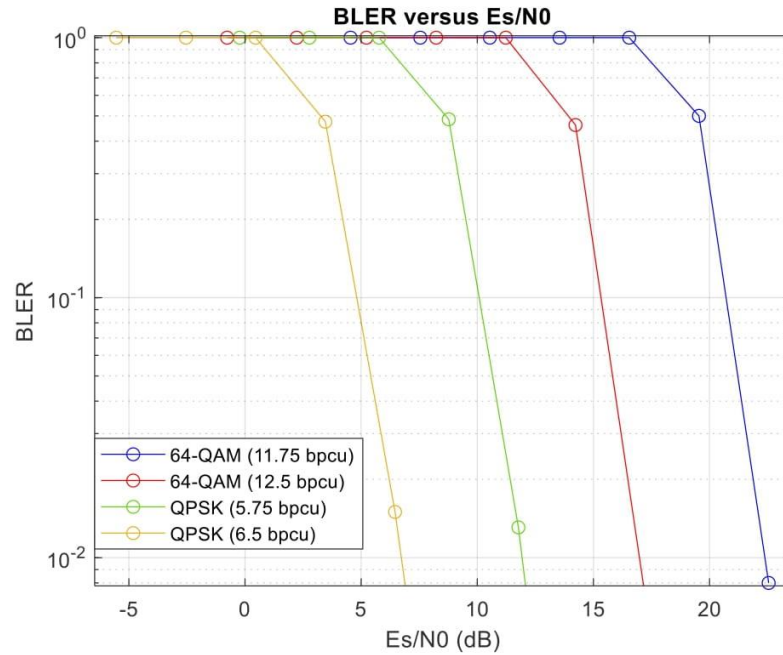


Figure 3. BLER vs SNR(dB) curves, for PT-GSFIM in a MU scenario with $N_u=4$, $N_f=4$, $N_g=3$, $N_r=2$, $N_r=5$, 64QAM(11.75 bpcu and 12.5 bpcu), QPSK(5.75 and 11.75 bpcu).

In Figure 3, BLER is presented versus (E_s/N_0) in dB, for two cases of M -QAM modulations namely, $M \in \{4, 64\}$. We have different SEs for 64QAM, with 12.5 bpcu and 11.75 bpcu, and for 4QAM (QPSK), with 6.5 bpcu and 5.75 bpcu. The difference between the two is the number of transmitting antennas per user which were 8 antennas per user and 5 antennas per user, respectively. As expected, higher values of M require higher values of E_s/N_0 (dB) to reach the reference BLER=10⁻¹. Higher number of antennas per user increases the bpcu and decreases the E_s/N_0 (dB) required to reach the reference BLER.

4.2. System level Simulations

The signal-to-noise ratio (SNR) in dB considered in the system level simulations is obtained from $SNR = (E_s/N_0) + 10 \log(R_s/B)$ dB, where R_s is the total transmitted symbol rate per antenna and user, B is the total bandwidth (we considered 20MHz and 50MHz), and E_s/N_0 is the ratio of symbol energy to noise spectral density in dB. Values of E_s/N_0 are obtained from the link level BLER results. 5G NR frame structure has both Frequency Division Duplex (FDD) used in the paired spectrum, while Time Division Duplex (TDD) is used for the unpaired spectrum. We chose TDD in this work and 5G NR numerology 1 for UMi and UMa scenarios at 3.5 GHz and numerology 2 for Indoor office scenario at 28 GHz [41]. For UMi and UMa scenarios the $B = 20$ MHz with normal CP, where the subcarrier spacing is 30 kHz and 28 OFDM symbols are transmitted in every subframe of 1ms. For InD scenario the $B = 50$ MHz, the subcarrier spacing is 60 kHz and 28 OFDM symbols are transmitted in every subframe of 0.5ms. Other simulator parameters are: maximum TRP transmit power of 49 dBm for UMa, 44 dBm for UMi, or 30 dBm for InD, receiver spectral noise power density -174 dBm/Hz, CP overhead 5%, pilots/TRP = 50 and uniform linear arrays with uni-polarized antennas. Each user feedbacks all CSI and signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) to TRPs during uplink time slots. Equal duration of downlink and uplink time slots is assumed. The static clustering tech-

nique partitions the network into three adjacent TRPs sets where each user is served by at least one TRP, while the others perform inter-user interference. When RAN cluster size is one it means that there is no RAN base station clustering. The UMi street canyon scenario is a high dense urban one where 80% of users are inside buildings and 20% of users are in the streets (such as UMa). However, the inter-site distance is 200m which allows to decrease the total transmitted power from 49dBm (UMa) to 44dBm. Scenarios UMa and UMi street canyon can be directly compared because they use both numerology 1 and the same carrier frequency (3.5 GHz) and bandwidth. Scenario Indoor office (InD) should not be directly compared with the others because it uses numerology 2 with an upper frequency range (FR2) and carrier frequency of 28 GHz.

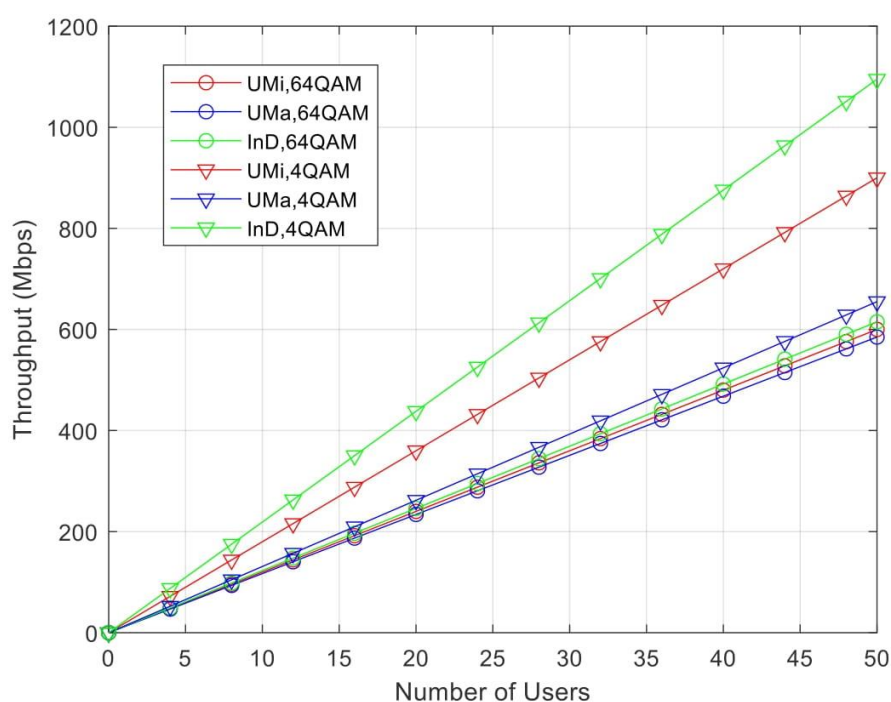


Figure 4. Throughput vs number of users for different scenarios with $N_{tx}=5N_u$, $N_f=4$, $N_g=3$, $N_s=5$, $N_r=2$, $N_{rx}=5$, 64-QAM (11.75 bpcu per user) and QPSK (5.75 bpcu per user), RAN cluster size 1.

Based on the parameters of Figure 4, and noting that we considered $N_u = 50$, 5 transmit antennas per user and $N_{rx} = 5$ receive antennas per user, there are a total of 250 active antennas at each sector (one TRP per sector). 64QAM requires an higher SNR compared to 4QAM. Indoor office (InD) is expected to offer the highest throughput due to its smaller size. This occurs independently of the modulation. UMi scenario assures the next best throughput performance whereas UMa is the scenario with the lowest throughput. It is observed that the highest throughput performance is for InD with QPSK modulated packets. However, scenario InD has strong inter-interference and high propagation losses and, therefore, many 64QAM packets are received with error, resulting in lower throughput. Scenario UMi has also strong inter-interference between sites and there is additional outdoor to indoor propagation loss for pedestrians that are inside the buildings. The throughput performance of 64QAM packets is lower than QPSK packets in all scenarios. Scenario UMa has also strong inter-interference between sites, and due to the highest ISD, users at the cell borders suffer the smallest signal to interference plus noise ratio. It has also additional outdoor to indoor propagation loss for

pedestrians that are inside the buildings. As consequence, the throughput performance of UMa is the worst of the three scenarios. In UMa, the throughput performance of QPSK packets is slightly higher than 64QAM packets.

466
467
468

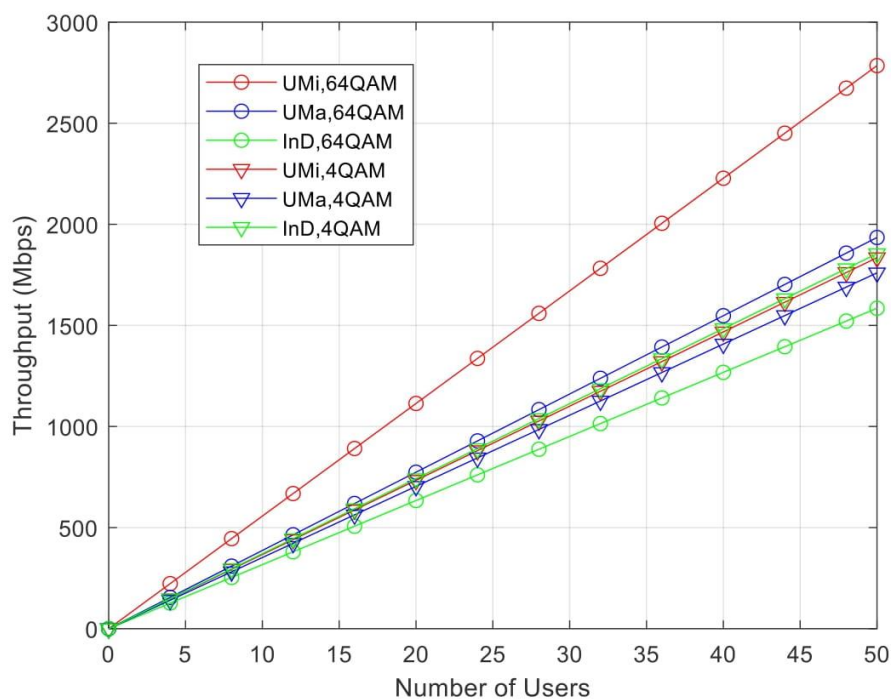


Figure 5. Throughput vs number of users for different scenarios with $N_{rx}=5N_{tx}$, $N_f=4$, $N_{\eta}=3$, $N_s=5$, $N_{ir}=2$, $N_{ra}=5$, 64-QAM (11.75 bpcu per user) and QPSK (5.75 bpcu per user), RAN cluster size 3.

469
470
471

In Figure 5 the RAN cluster size is 3, so the network is partitioned into three adjacent site sets and each user is served at the same time by three sites (generating much less inner-interference). It is also considered the same $N_{tx} = 50$ from previous scenario. The From the comparison between Figures 5 and 4, it is clear that there is an improved throughput for clusters of 3 sites, due to much lower inter-interference between sites, specially for 64QAM in UMi & UMa scenarios. The average throughput gain due to cluster size 3 for UMi is 4.6 for 64QAM and 1.9 for 4QAM. The gain for UMa is 3.3 for 64QAM and 2.7 for 4QAM. The gain for InD is 2.6 for 64QAM and 1.7 for QPSK. For QPSK (5.75bpcu), the increase of throughput between 3C and 1C is less obvious due to its lower spectral efficiency allowing higher cell coverage. For 50 users in UMi with 3C, the total throughput of 64QAM is more than 2.785 Gbps, which corresponds to a sector spectral efficiency of almost 140bps/Hz that is equivalent to 2.8 bps/Hz per user.

472
473
474
475
476
477
478
479
480
481
482
483

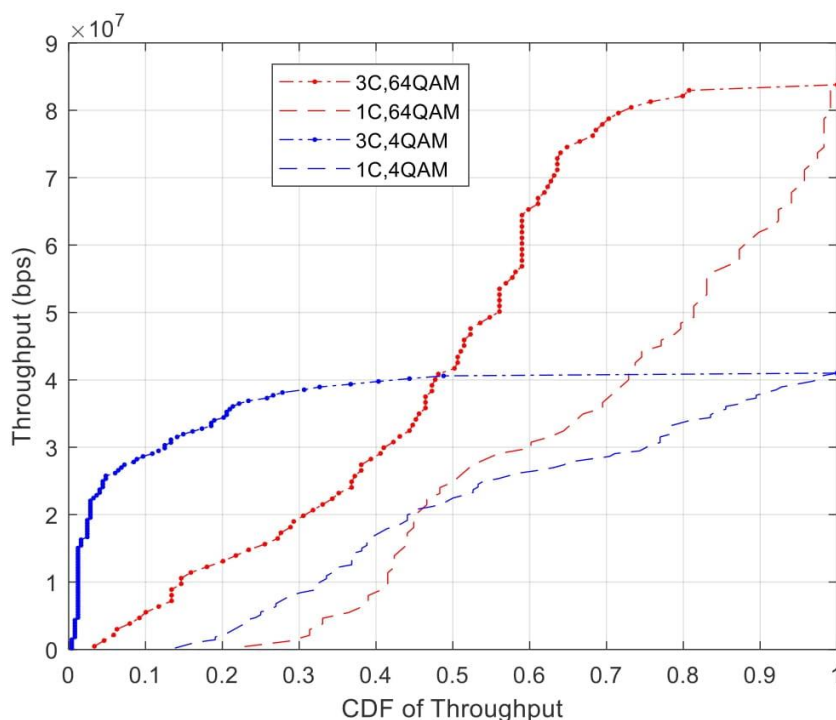


Figure 6. Throughput performance (bps) vs CDF of Throughput for UMa scenario with $N_{tx}=5N_u$, $N_f=4$, $N_d=3$, $N_s=5$, $N_r=2$, $N_{rx}=5$, 64-QAM (11.75 bpcu per user) and QPSK (5.75 bpcu per user).

Figure 6 presents the cumulative distribution function (CDF) of each user served by one TRP of UMa scenario, based on the throughput results presented on Figure 4 and Figure 5. This CDF statistics is based on the throughput per user achieved as a function of the distance between terminals and serving TRPs. Each TRP has $N_{tx} = 250$ active antennas serving 50 users each with $N_{rx} = 5$ antennas. We consider the C-RAN UMa scenario with two different cluster sizes namely, a cluster of size one (1C) and a cluster of size three (3C). As expected, only for 3C there is a percentage of users that achieve the maximum throughput. With 3C, not only users that are close to the TRPs are able to get the maximum throughput. About 20% of users for 64QAM and 50% of users for 4QAM are in this situation of achieving maximum throughput. For 4QAM with 1C, only users that are located quite close to the TRP antenna (less than 1%) are able to get maximum throughput. For 64QAM with 1C no user is able to get the maximum throughput due to high inter-interference.

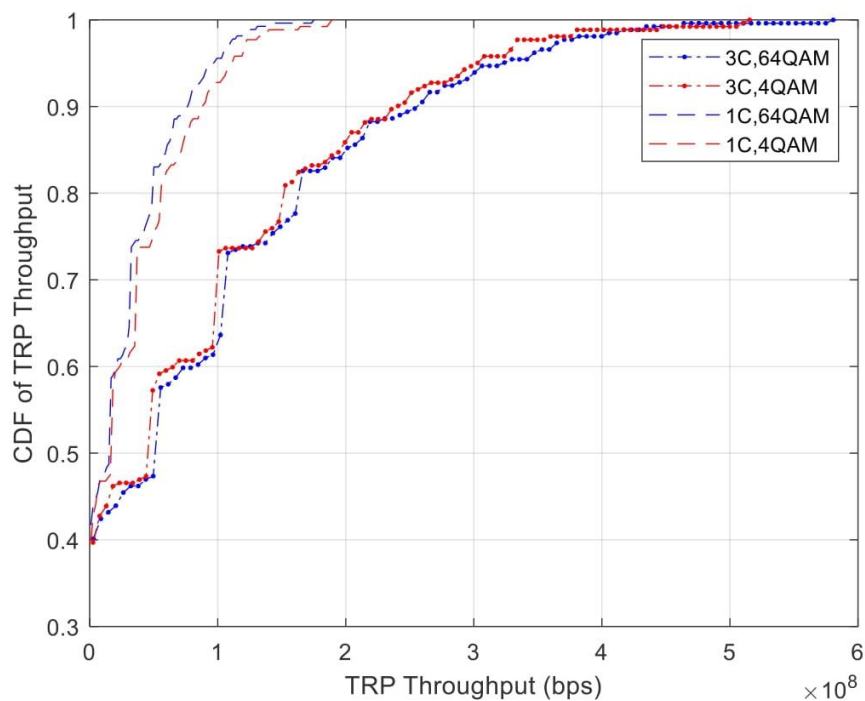


Figure 7. CDF of TRP Throughput vs TRP throughput (bps) for UMa scenario with $N_{ra}=5N_u$, $N_f=4$, $N_{of}=3$, $N_s=5$, $N_r=2$, $N_{ra}=5$, 64-QAM (11.75 bpcu per user) and QPSK (5.75 bpcu per user).

Figure 7 presents the CDF of a TRP for UMa scenario serving 20 users, during the simulation run with a duration of 100 seconds. These statistics are based on the throughput performance of each one of all users measured at each TTI=0.5ms during the simulation run. When we compare the maximum throughput values of Figure 7 and Figure 6 we can check an increase of 14 for 4QAM and 7 for 64QAM. These numbers refer to 3C RAN clustering confirming its lower inter-interference. We can also observe in Figure 7, the difference of three times more throughput achieved by RAN clustering 3C compared to the case 1C. This occurs independently of the modulation. For 3C, there is a slight throughput gain of 64QAM modulated packets compared to 4QAM packets. For 1C, there is a slight throughput gain of 4QAM packets compared to 64QAM. This is in agreement with the results of Figures 4 and Figure 5, for the value of $N_u=20$.

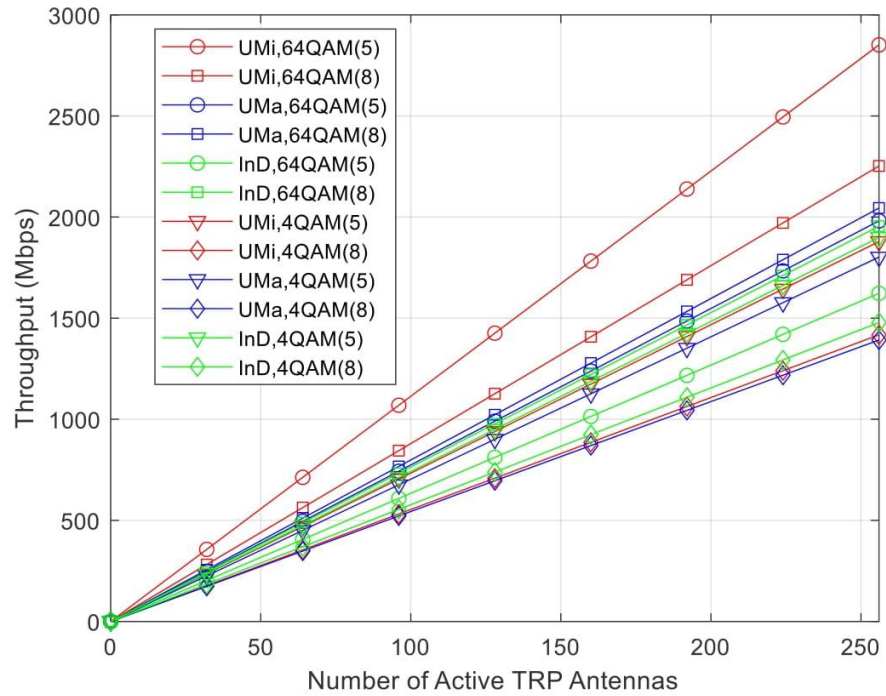


Figure 8. Throughput vs number of active TRP antennas, with RAN cluster size 3, $N_f=4$, $N_g=3$, $N_a=2$, $N_{rx}=5$, for different scenarios modulations and number of antennas per user, namely, with $N_{rx}/N_u=5$, 64-QAM(5), 4QAM(5) and $N_{rx}/N_u=8$, 64-QAM(8), 4QAM (8).

In Figure 8, we compare the throughput for two cases of number of transmitting antennas per user N_{tx} / N_u , with RAN cluster size of 3. Based on the BLER results of Figure 3, the best BLER performance and highest bpcu per user belongs to $N_{tx} / N_u = 8$ compared to $N_{tx} / N_u = 5$. However, it requires higher a number of transmitting antennas per user as the receiving antennas per user is kept fixed and equals to 5. The total number of TRP antennas is fixed and equals to 256. It should be point out, that it is not clear what N_{tx} / N_u would provide higher throughput. From Figure 8, we conclude that the best N_{tx} / N_u depends on the scenario. In Umi, using 64QAM achieves the highest throughput and the best configuration is $N_{tx} / N_u = 5$ independently of the modulation. However, for the other scenarios it depends on the modulation. For UMa and InD with 64QAM the highest throughput is for $N_{tx} / N_u = 8$, but for 4QAM the highest throughput is for $N_{tx} / N_u = 5$. From these results we conclude that there is an optimum N_{tx} / N_u to achieve the highest throughput, but it depends on the scenario and modulation. Higher N_{tx} / N_u is recommended for the indoor scenario where $f_c=28\text{GHz}$ with high propagation losses and lower number of users per scenario. Lower N_{tx} / N_u is recommended for outdoor scenarios where $f_c=3.5\text{GHz}$ with lower propagation losses but higher number of users per scenario.

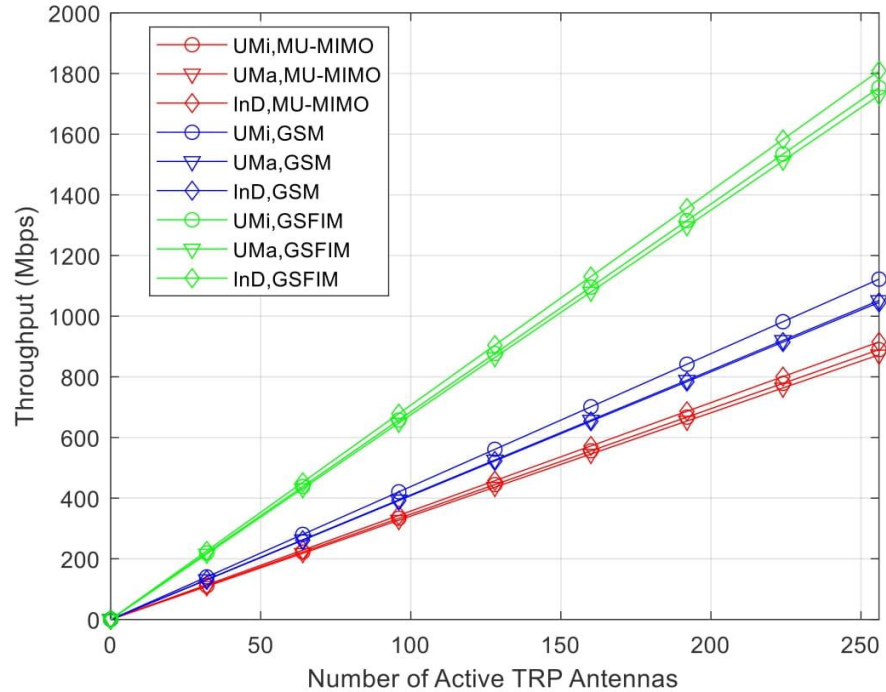


Figure 9. Throughput vs number of active TRP antennas, RAN cluster size 3, for different systems and scenarios, with $N_{tx}/N_u=12$, $N_{sc}=256$, $N_u=2$, $N_{rx}=5$, 12bpcu, GSM and MU-MIMO with 64-QAM and GSFIM with 16QAM $N_f=16$, $N_{of}=13$.

In Figure 9, we compare the throughput for three different systems, namely, the proposed GSFIM, BD MU-MIMO scheme from [35] and GSM MU-MIMO from [36], where we keep constant $N_{tx}/N_u=12$ and $N_{sc}=256$, resulting in approximately 12bpcu. We evaluate the throughput for three scenarios, namely, UMa, UMi and InD. We observe that independently of the system the throughput performance of each scenario is similar. This is due to the combination of $N_{tx}/N_u=12$, with cluster size 3, resulting in smaller number of users having lower inter-interference. Based on the results of Figure 9, the proposed GSFIM scheme clearly outperforms both GSM and conventional MU-MIMO, taking advantage of the symbols being spread over a larger number of subcarriers, exactly, $N_f=16$, $N_{of}=13$, thus exploiting the frequency diversity.

5. Conclusions

In this paper we described an alternative MU-MIMO downlink scheme aimed at 5G and beyond systems, where base stations transmit precoded space-frequency domain IM symbols. In the proposed approach, part of the information is transmitted implicitly on the indexes of the active OFDM subcarriers and antennas, which also transmit normal APM signals carrying the remaining bits. The proposed PT-GSFIM scheme adopts SSD techniques which allows it to benefit from the diversity effects inherent to frequency selective channels. At the BS, a precoder is used to eliminate inter-user interference, while at each receiver, a low-complexity iterative SU PT-GSFIM detector is used. The system evaluation of PT-GSFIM signals with standardized 5G New Radio scenarios indicates that the throughput performance of lower spectral efficient modulations is better than high spectral efficient modulations for the 28 GHz band and the opposite occurs for the 3.5 GHz band. Higher number of transmit antennas per user is recommended for indoor scenario and the opposite for outdoor scenarios with higher number of users.

Author Contributions: For research articles with several authors, a short paragraph specifying their individual contributions must be provided. The following statements should be used “Conceptualization, V.V., J.P.P., N.S., and A.C.; methodology, V.V., J.P.P., N.S., and A.C.; software, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; validation, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; formal analysis, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; investigation, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; resources, A.C. and N.S.; data curation, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; writing—original draft preparation, V.V., J.P.P., N.S. and A.C.; writing—review and editing, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; visualization, V.V., J.P.P., C.R., C.G., N.S., P.S. and A.C.; supervision, A.C. and N.S.; project administration, A.C. and N.S.; funding acquisition, A.C. and N.S. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This work was supported by the FCT—Fundação para a Ciência e Tecnologia under the grant 2020.05621.BD. The authors also acknowledge the funding provided by FCT/MCTES through national funds and when applicable co-funded EU funds under the project UIDB/50008/2020.

Institutional Review Board Statement: Not applicable.

Informed Consent Statement: Not applicable.

Data Availability Statement: The data presented in this study are available on request from the corresponding author. The data are not publicly available due to privacy.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.”

References

- Marques da Silva, M.; Dinis, R. “Power-Ordered NOMA with Massive MIMO for 5G Systems”. *Appl. Sci.* **2021**, *11*, 3541. <https://doi.org/10.3390/app11083541>
- E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, and H. Haas, “Index modulation techniques for next-generation wireless networks,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1669316746, 2017.
- E. Basar, “Index modulation techniques for 5G wireless networks,” in *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 7, pp. 168-175, July 2016, doi: 10.1109/MCOM.2016.7509396.
- X. Cheng, M. Zhang, M. Wen, and L. Yang, “Index Modulation for 5G: Striving to Do More with Less,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 25, no. 2, pp. 126-132, Apr. 2018.
- Correia, A.; Souto, N.; Sebastião, P.; Gomez-Barquero, D.; Fuentes, M. “Broadcasting Scalable Video with Generalized Spatial Modulation in Cellular Networks”. *IEEE Access* 2020, 8, 22136–22144.
- S. D. Tusha, A. Tusha, E. Basar, and H. Arslan, “Multidimensional index modulation for 5G and beyond wireless networks,” *Proc. IEEE*, vol. 109, no. 2, pp. 170199, Feb. 2021.
- R. Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn and S. Yun, “Spatial Modulation,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 4, pp. 2228-2241, July 2008.
- A. Younis, N. Serafimovski, R. Mesleh and H. Haas, “Generalised spatial modulation,” 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2010, pp. 1498-1502.
- R. Zhang, L. Yang and L. Hanzo, “Generalised Pre-Coding Aided Spatial Modulation,” in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 11, pp. 5434-5443, November 2013, doi: 10.1109/TWC.2013.100213.130848.

10. E. Basar et al., "Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 61, no. 22, Nov. 2013, pp. 5536–49. 604
11. E. Basar, "On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 64, no. 15, pp. 38683878, Aug. 2016. 605
12. J. Li, M. Wen, X. Jiang, and W. Duan, "Space-time multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 2321223222, 2017. 606
13. S. Gao, M. Zhang, and X. Cheng, "Precoded index modulation for multiinput multi-output OFDM," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 1, pp. 1728, Jan. 2018. 607
14. J. Li, S. Dang, M. Wen, X.-Q. Jiang, Y. Peng, and H. Hai, "Layered orthogonal frequency division multiplexing with index modulation," *IEEE Syst. J.*, vol. 13, no. 4, pp. 37933802, Dec. 2019. 608
15. T. Mao, Z. Wang, Q. Wang, S. Chen, and L. Hanzo, "Dual-mode index modulation aided OFDM," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 5060, 2017. 609
16. T. Mao, Q. Wang, and Z. Wang, "Generalized dual-mode index modulation aided OFDM," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 4, pp. 761764, Apr. 2017. 610
17. M. Wen, E. Basar, Q. Li, B. Zheng, and M. Zhang, "Multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 65, no. 9, pp. 38923906, Sep. 2017. 611
18. M. Wen, Q. Li, E. Basar, and W. Zhang, "Generalized multiple-mode OFDM with index modulation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 10, pp. 65316543, Oct. 2018. 612
19. S. Althunibat, R. Mesleh, and T. F. Rahman, "A novel uplink multiple access technique based on index-modulation concept," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 67, no. 7, pp. 48484855, Jul. 2019. 613
20. E. Basar, "Media-based modulation for future wireless systems: A tutorial," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 26, no. 5, pp. 160166, Oct. 2019. 614
21. N. Souto and A. Correia, "Frequency domain equalization for single and multiuser generalized spatial modulation systems in time dispersive channels," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 316320, Mar. 2020. 615
22. T. Datta, H. S. Eshwaraiah, and A. Chockalingam, "Generalized space and- frequency index modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 7, pp. 49114924, Jul. 2016. 616
23. V. R. J. Velez, J. P. C. B. B. Pavia, N. M. B. Souto, P. J. A. Sebastião and A. M. C. Correia, "A Generalized Space-Frequency Index Modulation Scheme for Downlink MIMO Transmissions With Improved Diversity," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 118996-119009, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3106547. 617
24. S. Zaidi et al., "User-Centric Base-Station Wireless Access Virtualization for Future 5G Networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 7, pp.5190-5202, Jul. 2019 618
25. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 38211 v15.2.0. 5G/NR Physical Channels and Modulation, (Release 15), 2018. 619
26. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 38.214; NR; Physical layer procedures for data; (Release 16),, 2020. 620
27. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 38.213; NR; Physical layer procedures for control; (Release 16), 2020. 621
28. Zaidi, A.; Baldemair, R.; Tullberg, H.; Björkegren, H.; Sundström, L.; Medbo, J.; Kilinc, C.; Da Silva, I. "Waveform and Numerology to Support 5G Services and Requirements," *IEEE Communications Magazine* 2016, 473 vol. 54, no. 11, pp. 90-98. 622
29. Begishev, Vyacheslav & Samuylov, Andrey & Moltchanov, Dmitri & Machnev, Egor & Koucheryavy, Yevgeni & Samouylov, Konstantin. (2018). "Connectivity Properties of Vehicles in Street Deployment of 3GPP NR Systems", 1-7. 10.1109/GLOCOMW.2018.8644102. 623
30. P. K. Gkonis, P. T. Trakadas, and D. I. aklamani, "A comprehensive study on simulation techniques for 5g networks: State of the art results, analysis, and future challenges," *Electronics*, vol. 9, no. 3, p. 468, 2020 624
31. T. L. Narasimhan and A. Chockalingam, "On the Capacity and Performance of Generalized Spatial Modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 252-255, Feb. 2016. 625
32. E. Başar, Ü. Aygözü, E. Panayırçı, and H. V. Poor, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 22, pp. 5536-5549, Nov. 2013. 626
33. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TR 36.873 Study on 3D channel model for LTE (Release 12), 2014 627
34. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TR 38.901 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 14), 2017. 628
35. Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004. 629
36. N. Souto and A. Correia, "A precoding aided space domain index modulation scheme for downlink multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 10, pp. 12333_12337, Oct. 2020. 630
37. J. Pavia, V. Velez, R. Ferreira, N. Souto, M. Ribeiro, J. Silva, and R. Dinis, "Low Complexity Hybrid Precoding Designs for Multiuser mmWave/THz Ultra Massive MIMO Systems" *Sensors* 21, no. 18: 6054. 631
38. J. Boutros and E. Viterbo, "Signal Space Diversity: A Power-and Bandwidth-Efficient Diversity Technique for the Rayleigh Fading Channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 4, pp. 1453-1467, Jul. 1998. 632
39. A. Correia, "Optimized Complex Constellations for Transmitter Diversity," *Wireless Personal Communications Journal*, vol. 20, no. 3, pp. 267-284, Mar. 2002. 633

-
40. H. Lopes and N. Souto, "Iterative Signal Detection for Large-Scale GSM-MIMO Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 8, pp. 7734-7738, Aug. 2018. 662
 41. Van Chien, T.; Björnson, E. "Massive MIMO Communications. In *5G Mobile Communications*;" Xiang, W., Zheng, K., Shen, X., Eds.; Springer: Berlin, Germany, 2017. 663
 42. Y. Xiao, Z. Yang, L. Dan, P. Yang, L. Yin, and W. Xiang, "Low-Complexity Signal Detection for Generalized Spatial Modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 403-406, Mar. 2014. 664
 43. Correia, A.; Silva, M.M. "Link and system level simulation for MIMO. In *MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution*;" Silva, M.M., Monteiro, F.A., Eds.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2014. 665
 44. Pavia, J.P. et al.. "Precoded Generalized Spatial Modulation for Downlink MIMO Transmissions in Beyond 5G Networks," *MDPI, Applied Sciences*, Sep, 2020. 666