



DEPARTAMENTO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIAS
MESTRADO EM ENGENHARIA INFORMÁTICA E DE TELECOMUNICAÇÕES
UNIVERSIDADE AUTÓNOMA DE LISBOA
“LUÍS DE CAMÕES”

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMA NOMA PARA M-MIMO

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Informática e de
Telecomunicações

Autor: Eng.º. Gelson Martins Pembele

Orientador: Professor Doutor Mário Pedro Guerreiro Marques da Silva

Número do candidato: 30005668

Julho de 2021

Lisboa

Dedicatória

Dedico esta dissertação aos meus irmãos Maria Magalhães, Laura Pembele, Arleth Pembele, Aldair Pembele, Odeth Pembele, Jeovania, Danilson, Julieta, Mimososa, Vicente, Lucénia, em especial ao Lázaro Pembele, foi muito difícil ter-te distante durante esses anos de Mestrado mas com paciência e persistência já estamos juntos. Aos meus sobrinhos, Antonica Bunga, Anderson Magalhães, Claudino Mateus, Márcia Menga, Aron Magalhães, Márcio Menga, Gerson Menga, Maria Letícia Gomes e Aldair Jr. Pembele, não posso ser um exemplo para vocês e nunca almejei em ser, apenas continuarei sempre disponível para tudo o que precisarem e nunca se esqueçam que na vida é preciso ter coragem.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por ainda me manter vivo e por me permitir chegar no fim desta jornada que sem dúvidas foi muito rica a nível de conhecimentos. Por uma questão de fé e não de religião, acredito que nunca estive só, obrigado por estar comigo naquelas áridas e longas tardes em frente do computador, naquelas noites em claro em que só se ouvia o som das teclas do computador, por vezes da chuva e vento da madrugada. Agradeço aos meus Pais, Donda Pembele e Maria Letícia João Martins. Pai, aqueles dias que me acompanhavas a escola quando fazia o ensino primário, são as mais ricas recordações tuas que tenho da minha infância, hoje estou longe, mas nunca me esqueço de onde vim. Mãe, não tenho sido um bom filho e sempre carregarei esse peso comigo. Nunca me esquecerei que é graças a ti que hoje estou aqui, muito obrigado. Agradeço a minha irmã, Odeth Josefina Martins Pembele, foste tu quem me acompanhaste a Universidade para a inscrição e matrícula. Devo a ti os meus primeiros meses de adaptação a rotina até a Universidade. Agradeço em especial ao meu orientador Professor Doutor Mário Marques da Silva, obrigado pelas aulas desde o início do mestrado, sempre foram fascinantes pra mim. Obrigado por acreditar em mim, pela orientação exemplar pautada por um elevado e rigoroso nível científico, por apresentar sempre uma visão crítica e um empenho saudavelmente exigente. Lembro-me das palavras de motivação desde o início da elaboração desta dissertação que com certeza ajudaram-me muito. Obrigada por me ter corrigido quando necessário sem nunca me desmotivar. Admiro-o muito e com certeza é um exemplo de excelência pra mim, um verdadeiro Mestre. Agradeço a todos os meus Professores, Professor Doutor Laércio Cruvinel, Professora Doutora Isabel Alvarez, Professor Doutor António Cabeças, Professor Mestre António Caldeira, Professora Doutora Sofia Reis, Professor Doutor Joaquim Viana, Professor Doutor Marco Costa e Professor Doutor Daniel Silvestre, deram um enorme contributo para a minha formação académica, sempre serei muito grato. Agradeço aos Assuntos Académicos em nome de Luisa Ferreirinho e Helda Lopes, fui muito bem recebido e sempre fui muito bem tratado. Agradeço ao Professor Doutor Laércio Cruvinel, Professor Doutor Héctor Orrillo a ao Professor Doutor André Sabino por aceitarem fazer parte da mesa de Júris.

A todos o meu sincero e profundo Muito Obrigado!

Epígrafe

A aprendizagem não pode ser observada, mas pode ser demonstrada com base no que se fala, escreve e se faz.

Alexandre João Belengue Alexandre

Resumo

A 4ª revolução industrial integra um ecossistema unificado de tecnologias emergentes como a *Internet of Things* (IoT), Computação Quântica, Inteligência artificial, Machine Learning, Robótica, etc. O 5G, oferecendo acesso de banda larga através de uma enorme área de cobertura, e alta velocidade, comunicações com muito baixa latência, tornando – as praticamente instantâneas e a capacidade de suportar uma quantidade massiva de dispositivos conectados, irá impulsionar para que as referidas tecnologias emergentes se tornem uma realidade. A variedade de requisitos e necessidades de espectro impõem um grande desafio, porém, as *Millimeter wave* (mm-wave) trazem um elevado benefício em termos de densidade celular, ou seja, maior capacidade de números de dispositivos conectados na mesma área física, sendo que benefícios como grande largura de banda, raio de alcance curto, latência muito baixa e mais capacidade, são garantidos. Com as técnicas de *Massive Multiple Input Multiple Output* (m-MIMO) que implementam centenas a milhares de micro antenas (com maior largura de banda), grandes ganhos na eficiência espectral são atingidos. O m-MIMO é capaz de fornecer a eficiência espectral necessária, trazendo melhorias de eficiência de espectro, eficiência energética e supressão de interferência entre os utilizadores. Outra técnica usada para minimizar os sinais interferentes e garantir um melhor desempenho é o Beamforming que permite transmitir uma maior potência de sinal direcionado para a estação desejada, enquanto minimiza a potência transmitida para as outras estações. Espera-se que o *Non-Orthogonal Multiple Access* (NOMA) possa cumprir a expectativa em alguma escala, uma vez que o número de utilizadores/ dispositivos NOMA compatíveis não é estritamente limitado pelo número de recursos ortogonais disponíveis, o NOMA é capaz de atendê-los usando menos recursos. O *Low-Density Parity-Check* (LDPC) aparece como um forte candidato devido ao seu desempenho próximo do limite de Shannon e baixa complexidade na implementação e decodificação, todavia, nesta dissertação a combinação do NOMA com LDPC apresentou melhor desempenho e alto rendimento de decodificação.

Palavras-chave: mm-wave; m-MIMO; Beamforming; NOMA; LDPC; 5G.

Abstract

The 4th industrial revolution integrates a unified ecosystem of emerging technologies such as the *Internet of Things* (IoT), Quantum Computing, Artificial Intelligence, Machine Learning, Robotics, etc. 5G, offering broadband access over a huge coverage area, and high-speed, very low-latency communications, making them virtually instantaneous and the ability to support a massive amount of connected devices, will boost such technologies emerging markets become a reality. The variety of spectrum requirements and needs pose a great challenge, however, the *Millimeter wave* (mm-wave) brings a high benefit in terms of cell density, that is, greater capacity of numbers of devices connected in the same physical area. Benefits such as high bandwidth, short range, very low latency and more capacity are guaranteed. With *Massive Multiple Input Multiple Output* (m-MIMO) techniques that implement hundreds to thousands of micro antennas (with higher bandwidth), large gains in spectral efficiency are achieved. M-MIMO can provide the necessary spectral efficiency, bringing improvements in spectrum efficiency, and energy efficiency and interference suppression among users. Another technique used to minimize interfering signals and ensure better performance is *Beamforming*, which allows you to transmit a higher signal power directed to the desired station, while minimizing the power transmitted to other stations. It is expected that *Non-Orthogonal Multiple Access* (NOMA) can meet the expectation to some extent, as the number of NOMA compatible users/devices is not strictly limited by the number of orthogonal features available, NOMA is able to meet the requirements. Then using fewer resources. *Low-Density Parity-Check* (LDPC) appears as a strong candidate due to its performance close to Shannon's limit and low complexity in implementation and decoding, however, in this dissertation the combination of NOMA and LDPC presented better performance and high decoding yield.

Keywords: mm-wave; m-MIMO; Beamforming; NOMA; LDPC; 5G.

Índice

DEDICATÓRIA	3
AGRADECIMENTOS	4
EPÍGRAFE	5
RESUMO.....	6
ABSTRACT	7
ÍNDICE.....	8
LISTA DE TABELAS	12
LISTA DE FIGURAS.....	13
LISTA DE EQUAÇÕES	15
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	16
1. INTRODUÇÃO	19
1.1. MOTIVAÇÃO.....	22
1.2. DELIMITAÇÃO	23
1.3. OBJETIVO GERAL	23
1.3.1. Objetivos específicos	23
1.4. ORGANIZAÇÃO	23
2. COMUNICAÇÕES 5G	25
2.1. CASOS DE USO DO 5G	25
2.2. ESPECTRO.....	28
2.2.1. mm-wave	29
2.3. ARQUITETURA DA REDE 5G	31
2.3.1. Standardização do 5G definidas pelo 3GPP	31
2.3.2. Modos Standalone e Non-standalone	32
2.4. NETWORK SLICING.....	35
2.5. TRANSFORMAÇÕES PARA AS CONDIÇÕES DE IMPLEMENTAÇÃO DO 5G	37
2.6. APLICAÇÕES E PERSPETIVAS DO 5G	39
2.6.1. Condução Autônoma	39
2.6.2. Realidade virtual	41

2.6.3.	Realidade Aumentada	42
2.6.4.	Cirurgias Remotas.....	43
3.	MULTIPLE INPUT AND MULTIPLE OUTPUT (MIMO).....	45
3.1.	ARQUITETURAS MIMO	45
3.2.	SISTEMAS MIMO	46
3.2.1.	Space-Time Block Coding (STBC)	46
3.2.2.	Space Division Multiple Access (SDMA).....	47
3.2.3.	Beamforming	48
3.3.	M-MIMO	49
4.	MASSIVE MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT (M-MIMO).....	50
4.1.	CONCEITO DO M-MIMO.....	50
4.1.1.	Transmissão Uplink	53
4.1.2.	Transmissão de Downlink	54
4.2.	BENEFÍCIOS DO M-MIMO	55
4.3.	POTENCIALIDADES DO M-MIMO NO 5G.....	56
4.3.1.	Aumento da eficiência energética.....	56
4.3.2.	m-MIMO com componentes de baixa potência.....	57
4.3.3.	Redução da latência	57
4.4.	DESAFIOS EM M-MIMO E TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO	58
4.4.1.	Contaminação Piloto.....	58
4.4.2.	Estimativa de Canal	59
4.4.3.	Precodificação.....	60
4.4.4.	Programação do utilizador	61
4.4.5.	Deficiências de hardware.....	62
4.4.6.	Deteção de Sinal	63
5.	NON-ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS (NOMA).....	64
5.1.	CONCEITOS DO NOMA	64
5.1.1.	NOMA baseado em domínio de potência.....	65
5.1.1.1.	Downlink	65
5.1.1.2.	Uplink	67
5.1.1.3.	Alocação de recursos	68

5.1.1.4.	Alocação de energia.....	68
5.1.2.	NOMA baseado em domínio de código	69
5.1.2.1.	Sparse code multiple access (SCMA).....	69
5.1.2.2.	Space Time Block Coding (STBC)	70
5.1.2.3.	Multiuser Shared Access (MUSA)	70
5.2.	TIPOS DE NOMA.....	70
5.3.	VANTAGENS DO NOMA.....	72
6.	6G.....	73
7.	LOW DENSITY PARITY CHECK CODES (LDPC).....	75
7.1.	FUNDAMENTOS DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS.....	75
7.1.1.	Shannon e a teoria da informação.....	75
7.1.2.	Hamming e os códigos de canal	75
7.1.3.	Modelo de um sistema de comunicação digital	75
7.2.	CÓDIGOS DE BLOCO LINEARES.....	76
7.2.1.	Códigos de controlo de erros	77
7.2.1.1.	Códigos de deteção de erros	77
7.2.1.1.1.	Códigos de Hamming	77
7.2.1.1.2.	Peso da palavra-código	78
7.2.1.1.3.	Bits de paridade	78
7.2.1.1.4.	Cyclic Redundancy Check (CRC).....	78
7.2.1.2.	Códigos de correção de erros.....	78
7.2.1.2.1.	Códigos Convolucionais	78
7.2.1.2.2.	Códigos de bloco	79
7.2.1.2.3.	Interleaving	79
7.2.1.2.4.	Puncturing.....	80
7.2.2.	Matriz geradora do código ou matriz de codificação	81
7.2.3.	A verificação de paridade	81
7.2.4.	Matriz de Verificação de Paridade ou Matriz de descodificação	82
7.2.5.	Códigos de Verificação de Paridade.....	82
7.2.6.	Deteção de Erro: Síndrome.....	83
7.3.	CÓDIGOS LDPC	84
7.3.1.	Introdução	84

7.3.2.	Representação Matricial	85
7.3.3.	Grafos Bipartidos	86
7.3.4.	Girth	88
7.3.5.	Códigos LDPC Regulares e Irregulares	88
7.3.6.	Construção de códigos LDPC	89
7.3.6.1.	Códigos de Gallager	89
7.3.6.2.	Códigos de Mackay	90
7.3.7.	Codificação de códigos LDPC	90
7.3.8.	Decodificação de códigos LDPC	91
7.4.	LDPC NO 5G	91
8.	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	93
9.	CONCLUSÕES	100
10.	TRABALHO FUTURO	102
11.	BIBLIOGRAFIA	103

Lista de Tabelas

Tabela 4. 1 - Comparação entre o MIMO tradicional e o m-MIMO [51].....	52
Tabela 6. 1 - Recursos do 6G [51].	74

Lista de figuras

Figura 1: Principais casos de uso do 5G [1].....	25
Figura 2: Resumo da aplicabilidade dos três casos de uso do 5G [17]	28
Figura 3: Capacidade vs Cobertura considerando o espectro por categoria [20].....	29
Figura 4: Duas abordagens para o efeito de bloqueio [21]	30
Figura 5: Processo de standardização definidos pelo 3GPP [22].....	32
Figura 6: Comparação entre a arquitetura 5G SA e NSA [24].....	32
Figura 7: Arquitetura do 5G SA [24]	33
Figura 8: Arquitetura do 5G NSA [24].	34
Figura 9: Visão geral das opções de SA e NSA [20].	35
Figura 10: Plano de migração do 5G [20].	35
Figura 11: Especificação das camadas do Network Slicing [28]	36
Figura 12: Estrutura de slices do 5G [29].	37
Figura 13: Resumo das transformações na rede para garantir a implementação do 5G [32]...	39
Figura 14: Ilustração do Audi A8 com os Sensores que fornecem informações aos sistemas de direção Autônoma [33].....	40
Figura 15: Tipos de aplicações V2X definidos no 3GPP [35].	40
Figura 16: Sistema de condução virtual, com ecrãs, sensores e computador [40].	42
Figura 17: Vodafone 5G Healthcare Surgery em Milão [41].....	44
Figura 18: Diagrama genérico de um esquema MIMO [42].....	45
Figura 19: Diferentes configurações de Múltiplas antenas [43].	46
Figura 20: Sistema SDMA com dois utilizadores [44].	47
Figura 21: Visualização da transmissão beamforming em um cenário LoS [45].	48
Figura 22: m-MIMO e a exploração de grandes conjuntos de antenas para multiplexar espacialmente muitos terminais [63].....	50
Figura 23: Uplink e downlink m-MIMO [51].	51
Figura 24: Padrão de feixe com configuração de antena diferente. (a) 4×4 MIMO (b) 16×16 MIMO (c) 32×32 MIMO (d) 64×64 MIMO [51].	52
Figura 25: Operação massiva de uplink e downlink de MIMO. (a) Uplink (b) Downlink [51].	54
Figura 26: Desafios na implantação do m-MIMO.	58
Figura 27: Efeito de contaminação do piloto m-MIMO [51].	59

Figura 28: (a) Modo Duplex por Divisão de Frequência (FDD) e Duplex por Divisão de Tempo (TDD): Massive funciona melhor no modo TDD. (b) Transmissão piloto típica e mecanismo de feedback CSI em modo FDD e TDD [51].	60
Figura 29: Pré-codificação em um sistema m-MIMO com antenas M na estação base se comunicando com N utilizadores [51].	61
Figura 30: Agendamento de utilizador m-MIMO [51].	62
Figura 31: Enormes deficiências de hardware MIMO [51].	62
Figura 32: Um sistema m-MIMO de uplink [51].	63
Figura 33: Downlink NOMA com 2 utilizadores no domínio de potência [78]	65
Figura 34: Uplink NOMA com 2 utilizadores no domínio de potência [78].	67
Figura 35: Classificação de tecnologias de eficiência energética para NOMA sob o esquema de alocação de energia.	69
Figura 36: Ilustração de um esquema NOMA, considerando um cenário de dois utilizadores.	71
Figura 37- Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicação digital [93]	76
Figura 38 - Codificação de bloco [95]	77
Figura 39 - Codificador convolucional [98]	79
Figura 40 - Correção de erro e interleaving [96]	80
Figura 41 - Variação da taxa de código com Puncturing [92]	80
Figura 42- Matriz LDPC H_1 [93]	85
Figura 43 - Grafo Bipartido de um código LDPC regular (3,4) para a matriz H_1 [93]	87
Figura 44 - Exemplo de um girth de comprimento 4 [93]	88
Figura 45 - Resultados de 2 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [1 0,5], com 8x64 MIMO.	94
Figura 46 - Resultados de 2 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [0,5 1], com 8 x 64 MIMO.	96
Figura 47 - Resultados de 4 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [1 0,5 2 4], com 8 x 64 MIMO.	97
Figura 48 - Resultados de 5 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [2 1 0,5 4 8], com 8 x 64 MIMO.	98
Figura 49 - Resultados de 5 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [2 1 0,5 4 8], com 8 x 256 MIMO versus 8 x 64 MIMO.	99

Lista de Equações

EQUAÇÃO 4.1	53
EQUAÇÃO 4.2	54
EQUAÇÃO 4.3	54
EQUAÇÃO 4.4	55
EQUAÇÃO 4.5	57
EQUAÇÃO 5.1	65
EQUAÇÃO 5.2	65
EQUAÇÃO 5.3	66
EQUAÇÃO 5.4	66
EQUAÇÃO 5.5	67
EQUAÇÃO 5.6	68
EQUAÇÃO 5.7	68
EQUAÇÃO 7.1	77
EQUAÇÃO 7.2	81
EQUAÇÃO 7.3	81
EQUAÇÃO 7.4	82
EQUAÇÃO 7.5	82
EQUAÇÃO 7.6	82
EQUAÇÃO 7.7	83
EQUAÇÃO 7.8	83
EQUAÇÃO 7.9	83
EQUAÇÃO 7.10	87
EQUAÇÃO 7.11	87
EQUAÇÃO 7.12	87
EQUAÇÃO 7.13	87
EQUAÇÃO 7.14	88
EQUAÇÃO 7.15	88

Lista de Abreviaturas e siglas

IoT	Internet das Coisas
5G	Quinta geração da telefonia móvel
MIMO	<i>Multiple Input and Multiple Output</i>
m-MIMO	<i>Massive Multiple Input and Multiple Output</i>
OFDMA	<i>Orthogonal frequency-division multiple access</i>
NOMA	<i>Non-Orthogonal Multiple Access</i>
SIC	<i>Successive interference cancellation</i>
6G	Sexta geração da telefonia móvel
QoS	<i>Quality of Service</i>
eMBB	<i>enhanced mobile broadband</i>
mMTC	<i>massive machine-type communications</i>
URLLC	<i>ultra-reliable and low-latency communications</i>
PER	<i>Packet error rate</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
V2V	<i>Vehicle-to-vehicle</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
D2D	<i>Device to device</i>
NLOS	<i>Non-line-of-sight</i>
V2X	<i>Vehicle-to-everything</i>
NR	<i>New Radio</i>
SA	<i>Standalone</i>
NSA	<i>Non-Standalone</i>
5GC	<i>5G Core</i>
4G	Quarta geração da telefonia móvel
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
EPC	<i>Evolved Packet Core</i>
NGMN	<i>Next Generation Mobile Network Alliance</i>
BS	<i>Base Station</i>
APDC	Associação Portuguesa para o Desenvolvimento das Comunicações
TDD	<i>Time Division Duplexing</i>

FDD	<i>Frequency-Division Duplexing</i>
V2I	<i>Vehicle-to-infrastructure</i>
V2N	Vehicle-to-Network
V2P	<i>Vehicle to pedestrian</i>
AR	Realidade Aumentada
TIC	Tecnologias de Informação e Comunicação
QoE	<i>Quality of Experience</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
SISO	<i>single-input single-output</i>
SIMO	<i>Single-input and multiple-output</i>
MISO	<i>Multiple-input and single-output</i>
STBC	<i>Space-Time Block Coding</i>
SDMA	<i>Space Division Multiple Access</i>
SNIR	<i>signal-to-noise ratio</i>
UE	<i>user equipment</i>
RF	Radio Frequência
ZF	<i>Zero forcing</i>
EE	Eficiência Energética
CSI	Informação do Estado do Canal
PLL	loop de bloqueio de fase
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
SCMA	<i>Sparse code multiple access</i>
MUSA	<i>Multi User Shared Access</i>
M2M	<i>Machine-to-Machine</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Check Codes</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
SP	<i>Sum-Product</i>
BP	<i>Belief Propagation</i>
WiMAX	<i>World Interoperability for Microwave Access</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
MMC	Método de Monte Carlo

SC-FDE	<i>Single-Carrier Frequency Domain Equalization</i>
QPSK	<i>Quaternary Phase Shift Keying</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combiner</i>
mm-wave	<i>Millimeter wave</i>

1. Introdução

A 4ª revolução industrial integra um ecossistema unificado de tecnologias emergentes como a IoT, Computação Quântica, Inteligência artificial, Machine Learning, Robótica, Realidade Aumentada, Realidade Virtual, etc. Grandes modificações perspetivam – se acontecer em nossa vida de maneira ativa no que concerne a forma de produzir, comunicar e armazenar a informação.

O 5G, oferecendo acesso de banda larga através de uma enorme área de cobertura, e alta velocidade, comunicações com muito baixa latência, tornando – as praticamente instantâneas e a capacidade de suportar uma quantidade massiva de dispositivos conectados, irá impulsionar para que as referidas tecnologias emergentes se tornem uma realidade. Áreas como Big Data, ganham um grande destaque pela capacidade de gerar enormes quantidades de dados. Esta grande capacidade, os seus casos de uso que fazem com que uma rede tenha maior desempenho a nível da *Quality of Service* (QoS), permitem considerar o 5G muito mais do que uma rede de comunicação móvel.

Num artigo publicado por Mário M. da Silva e João Guerreiro “*On the 5G and Beyond*” [1], uma visão geral do 5G é apresentada com as técnicas de transmissão atuais e as que se esperam. No mesmo artigo é feito uma introdução ao 6G e as tecnologias emergentes que referi acima (IoT, Machine Learning, e.t.c).

Grandes desafios são impostos quanto a variedade de requisitos e necessidades de espectro, todavia, as mm-wave trazem um elevado benefício em termos de densidade celular, ou seja, maior capacidade de números de dispositivos conectados na mesma área física, sendo que benefícios como grande largura de banda, raio de alcance curto, latência muito baixa e mais capacidade, são garantidos. As mm-wave são especialmente bem ajustados para células pequenas, como pico células ou femto células, devido às altas perdas de propagação e alta largura de banda.

Em [23], Theodore S. Rappaport et al., apresentam um estudo sobre a propagação celular das mm-Wave em ambientes densamente povoados internos e externos, do qual os dados obtidos permitem o desenvolvimento de modelos de canais estatísticos para ambientes urbanos e valiosos para o desenvolvimento de comunicações 5G utilizando as mm-Wave.

Para dar suporte as grandes células, surgem as técnicas de m-MIMO, que implementam centenas a milhares de micro antenas (com maior largura de banda), permitindo grandes ganhos na eficiência espectral.

Dois ingredientes importantes que permitem que as comunicações 5G atinjam os objetivos iniciais em termos de taxas de transferência, eficiência espectral e capacidade de rede são: m-MIMO e comunicações de mm-Wave.

Várias pesquisas têm sido desenvolvidas no âmbito do m-MIMO. Em [42], Mário M. da Silva, Rui Dinis, João Guerreiro, descrevem as diferentes técnicas e recetores MIMO e apresentam uma comparação entre os algoritmos *Maximal-ratio combining* (MRC) e *equal-gain combining* (EGC) com relação ao *zero-forcing* (ZF). O ZF exige a computação do pseudo-inverso da matriz do canal para cada componente de frequência, tal processamento não é necessário para o MRC/EGC, mantendo os requisitos de complexidade em baixo nível, mas gerando um certo nível de interferência. Em [47], Emil Björnson et al., descrevem aspectos importantes da estimativa do canal, eficiência espectral, eficiência energética, eficiência de hardware e várias considerações práticas de implementação. No artigo descrito em [48], Geoffrey Ye Li et al., apresentam as vantagens conjecturadas de m-MIMO, e questões de implementação relacionadas a estimativa de canal, detecção e esquemas de pré-codificação. Na sequência, analisam a eficiência energética alcançada por sistemas MIMO, e demonstram como os graus de liberdade fornecidos por sistemas m-MIMO permitem uma transmissão de portadora única eficiente.

Empregando frequências portadoras de cerca de 60 GHz, em comparação com comunicações de ondas centimétricas (por exemplo, 3 GHz), mm-Wave apresenta a vantagem de ter largura de banda de coerência de canal muito maior, mas experimentando perda de caminho muito maior. Além disso, o comprimento de onda muito baixo de mm-Wave facilita a implementação de m-MIMO, tanto devido aos tamanhos baixos da antena quanto à baixa distância entre os elementos da antena MIMO (normalmente 3 a 4 comprimentos de onda para os sinais em antenas adjacentes não estarem correlacionados). mm-Wave é especialmente adequado para comunicações *Vehicle-to-Everything* (V2X).

As técnicas de transmissão utilizadas na atual versão 5G são baseadas em *Orthogonal frequency-division multiple access* (OFDMA), entretanto, para futuras atualizações, o NOMA apresenta – se como um forte candidato. A multiplexação não ortogonal de um utilizador usando codificação de sobreposição no transmissor e *successive interference cancellation* (SIC) no recetor não apenas supera a multiplexação ortogonal, mas também é boa no sentido de atingir a região de capacidade do canal de transmissão downlink.

Em [78], Islam et al., comparam o NOMA com às técnicas de acesso múltiplo ortogonal (OMA), todavia, o NOMA é superior em termos de eficiência espectral. Os

mesmos, discutem a forma básica do Cooperative NOMA e suas variantes e abordam várias oportunidades e desafios associados à compatibilidade do NOMA com outros paradigmas de comunicação, como redes heterogêneas e mm-Wave.

Tabassum et al., em [79], discutem os fundamentos das transmissões NOMA de uplink e downlink em um sistema celular, delinearam suas principais distinções em termos de complexidade de implementação, detecção e decodificação nos recetores SIC e apresentam algumas pesquisas e futuros desafios.

Em outro artigo muito recente, Mário M. da Silva e Rui Dinis [88], estudam o NOMA convencional e cooperative NOMA na ordem de potência usando a técnica de transmissão em bloco de Portadora Única com Equalização de Domínio de Frequência (SC-FDE), associada a m-MIMO, evidenciando seu valor agregado em termos de eficiência espectral. O artigo mostra que a combinação de NOMA convencional e cooperative NOMA com m-MIMO e SC-FDE, tende a obter ganhos de capacidade, enquanto o desempenho sofre apenas uma degradação moderada, sendo uma alternativa aceitável para futuras evoluções do 5G.

Para garantir com que haja uma significativa redução da Latência, e assim um determinado recetor corrigir um ou mais bits corrompidos dentro de um bloco recebido, sem precisar solicitar uma retransmissão, o LDPC aparece como um forte candidato devido ao seu desempenho próximo do limite de Shannon e baixa complexidade na implementação e decodificação.

Já Gallager em 1963 [107], na sua tese de doutorado tinha proposto uma nova classe de códigos baseados em matrizes esparsas de verificação de paridade, conhecidos por Low-Density Parity-Check (LDPC), e um algoritmo de decodificação iterativa chamado Algoritmo Soma-Produto (Sum-Product Algorithm — SPA). Essas técnicas passaram despercebidas por quase duas décadas quando foram revistas por Tanner [109]. Em 1996, Mackay e Neal [103], publicaram um artigo onde confirmaram as excelentes propriedades dos códigos LDPC para a correção de erros, onde provaram que, à semelhança dos códigos Turbo, os códigos LDPC conseguiam atingir uma probabilidade de erro muito próxima do limite de Shannon. Desde essa data, muitas pesquisas têm sido realizadas. Em [119], Richardson e Kudekar, descrevem a filosofia de design de código LDPC e como os amplos requisitos da codificação do canal 5G NR levaram à introdução de novos recursos estruturais no design de código. O estudo culmina em um código LDPC que satisfaz todas as demandas do 5G NR.

Nesta dissertação, será analisado o NOMA como sendo uma potencial técnica de acesso múltiplo a ser adotada em futuras atualizações do 5G. Em termos de desempenho, o ambiente será com m-MIMO que tem a capacidade de proporcionar maior eficiência espectral e capacidade. Essas características serão exploradas associadas aos códigos LDPC. A escolha dessa codificação é devido ao seu ótimo desempenho na correção de erro e a flexibilidade para a decodificação. Os códigos LDPC permitem um processo de decodificação iterativo, que faz com que o seu desempenho chegue muito próximo do limite de capacidade de Shannon para canais com ruído aditivo gaussiano. A fácil implementação do codificador e do decodificador para esses códigos também aumenta o interesse pelo estudo e aplicação dos mesmos.

1.1. Motivação

As comunicações celulares ao longo dos anos foram se afirmando como o futuro no que diz respeito a comunicação. Desde o surgimento da primeira geração, novos serviços passaram a ser disponibilizados e as taxas de dados foram aumentando. Serviços como videoconferência, jogos online e televisão móvel tornaram – se possíveis, os dispositivos móveis passaram a ser uma constante no dia a dia de cada um sendo que o número de dispositivos conectados e o tráfego aumentaram de uma forma expressiva. Com o surgimento do 5G, teremos um aumento das taxas de dados de até 10 Gbps, baixa latência (em milissegundos) e maior confiabilidade, sendo que essas características impulsionarão áreas como a IoT, Condução Autônoma, Realidade virtual e muitas outras que fazem parte do que hoje consideramos ser a 4ª geração industrial. Deste quesito, surge a motivação de aprofundar estudos sobre o 5G e as tecnologias que o tornam possível como o m-MIMO, que envolve o uso de centenas e até milhares de antenas conectadas a uma estação base para melhorar a eficiência espectral e o rendimento, o NOMA que dará a possibilidade a conectividade de bilhões de dispositivos, objetos e máquinas mesmo nos locais mais remotos e o código LDPC adotado pela *3rd Generation Partnership Project (3GPP)* como esquema de codificação de canal de dados para o padrão 5G, devido à sua excelente vantagem no suporte taxa de transferência de dados muito alta com baixa complexidade.

1.2. Delimitação

As técnicas de transmissão utilizadas na atual versão 5G são baseadas em OFDMA associado a m-MIMO e mm-wave. No entanto, o NOMA tende a conduzir a ganhos em termos de eficiência espectral, sendo uma potencial técnica de acesso múltiplo a ser adotada em futuras atualizações do 5G. Esta dissertação visa estudar, com mais detalhes, o 5G, o m-MIMO e o NOMA. Assim sendo, serão feitas simulações em cenários com e sem o LDPC, que apresenta um desempenho próximo do limite de Shannon.

1.3. Objetivo Geral

O objetivo geral desta Dissertação, é estudar o 5G, o m-MIMO o NOMA e o LDPC.

1.3.1. Objetivos específicos

- Estudar o 5G e analisar as características que o tornam na geração de comunicação celular mais promissora do que as anteriores;
 - Estudar o m-MIMO e analisar o que faz com que o mesmo proporcione maior eficiência espectral e capacidade;
 - Estudar o NOMA como sendo uma potencial técnica de acesso múltiplo a ser adotada em futuras atualizações do 5G;
 - Estudar o LDPC como esquema de codificação de canal de dados para o padrão 5G;
- Realizar um conjunto de simulações em cenários com utilizadores NOMA com e sem LDPC e das mesmas extrair análises e conclusões.

1.4. Organização

A estrutura da Dissertação é a seguinte:

No capítulo 2, são abordados os conceitos do 5G, sendo que os principais casos de uso são descritos de forma detalhada. O espectro é também abordado culminando com as mm-wave. O mesmo capítulo também descreve a arquitetura do 5G e cita aplicações que compõem a 4ª revolução industrial. O capítulo 3 faz uma abordagem sobre o MIMO.

Os conceitos de m-MIMO são detalhados no capítulo 4, assim como os seus benefícios. Este capítulo, abrange as potencialidades, desafios e técnicas de mitigação do m-MIMO. Conceitos do NOMA, são apresentados no capítulo 5 bem como tipos e vantagens. No capítulo 6, é abordado um breve resumo sobre o 6G, perspectivas e os recursos garantidos pelo mesmo.

No capítulo 7, códigos LDPC são descritos bem como questões essenciais sobre Shannon e a teoria da informação. Simulações e Resultados são apresentados no capítulo 8 e o capítulo 9 aborda as conclusões e que trabalhos futuros podem ser realizados.

2. Comunicações 5G

Neste capítulo, são abordados conceitos do 5G, os seus casos de uso que potenciam melhorias na área de cobertura, na latência ponta a ponta e na quantidade de dispositivos conectados a estação base são apresentados como características promissoras para tornarem no 5G mais do que uma simples geração de comunicação celular.

Conceitos ligados ao espectro são discutidos, sendo que as mm-wave ganham um papel de enorme destaque fornecendo velocidades e capacidade de dados extremas.

Questões ligadas a arquitetura do 5G também são aqui abordadas, e o capítulo termina com um estudo sobre as diferentes aplicações impulsionadas pelo 5G como a condução Autônoma e muitas outras.

2.1. Casos de uso do 5G

A capacidade dos sensores de recolher dados e usá-los para gerir recursos tornou possível o conceito de cidades inteligentes, todavia, associado a IoT, o 5G estimula o surgimento desses dois conceitos assegurando altas velocidades e baixa latência.

Comunicações 5G envolvem três casos de uso principais: *enhanced mobile broadband* (eMBB), *massive machine-type communications* (mMTC) e *ultra-reliable and low-latency communications* (URLLC), conforme figura 1.

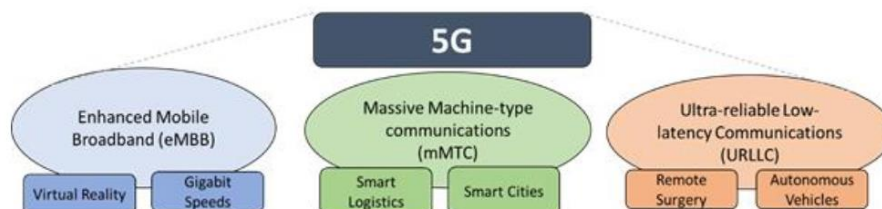


Figura 1: Principais casos de uso do 5G [1]

O eMBB, define-se por oferecer acesso de banda larga através de uma enorme área de cobertura, sendo capaz de atender localizações concorridas, áreas comerciais ou de escritórios e também em sistemas de transporte público de alta velocidade. O mesmo, pode ser considerado uma extensão direta do serviço de banda larga 4G e é caracterizado por grandes cargas úteis e por um padrão de ativação de dispositivo que permanece estável durante um intervalo de tempo prolongado.

O objetivo do serviço eMBB é maximizar a taxa de dados, enquanto garante uma confiabilidade moderada, com taxa de erro de pacote (PER) na ordem de 10^{-3} [2]. O eMBB pode ser avaliado como a primeira fase do 5G, englobado no padrão 3GPP Release 15 [3].

A primeira fase dos serviços eMBB inclui entretenimento informativo aprimorado no veículo, como alertas de tráfego em tempo real, acesso à Internet de alta velocidade, streaming de vídeo em tempo real ou jogos envolvendo 3D Vídeo 4K. A segunda fase envolveria veículos autônomos em uma escala de massa capaz de se conectar e interagir com outros veículos e/ou com a infraestrutura rodoviária próxima [4].

Como a maioria dos componentes de controle de rede são fixados em locais específicos, os serviços eMBB para dispositivos móveis de utilizador final também exigem suporte para mobilidade. Primeiro, o terminal móvel recebe o sinal de serviço eMBB de uma estação base e, em seguida, move-se gradualmente para a área de cobertura de outra estação base, de modo que um handover na rede interna é executado [5].

Combinando informações de localização com outras funcionalidades futuras, pode ser possível ajustar dinamicamente cargas de dados e roteamento e controlar a latência e seu desvio. As informações de localização compartilhadas são, portanto, um recurso valioso para utilizadores finais móveis e provedores de serviços eMBB para manter e operar seus dispositivos [5].

O eMBB trará banda larga móvel de alta velocidade para áreas populosas, permitindo que os consumidores desfrutem de *streaming* de alta velocidade para dispositivos em ambientes residenciais, aplicações em telas e dispositivos móveis sob demanda e permitirá que os serviços de colaboração entre empresas evoluam. Algumas operadoras também estão considerando o eMBB como a solução de última milha nas áreas sem conexões de cobre ou fibra para as residências [6].

A Fase 2 do 5G, como já foi referido, irá além dos serviços eMBB para URLLC e mMTC.

O URLLC é um dos modos genéricos de *Machine-Type Communications* (MTC). É, segundo [7] o recurso mais inovador do 5G, pois será usado para comunicações de missão crítica, como ação remota confiável com robôs ou coordenação entre veículos.

Segundo [8], em geral, os aplicativos e os casos de uso de URLLC podem ser divididos em dois grupos: (i) substituição de cabos e as extensões e (ii) aplicativos URLLC nativos. Os relacionados à substituição de cabos estão transformando algumas das aplicações atuais que dependem de conexões cabeadas, mas também agregam uma nova qualidade devido à flexibilidade do wireless. Por outro lado, uma aplicação URLLC nativa é aquela que não tem precedentes na comunicação com fio; um exemplo é a comunicação *Vehicle-to-vehicle* (V2V).

A visão geral dos requisitos de URLLC por 3GPP é apresentada em [9]:

Um requisito de confiabilidade de 99,999% com uma latência de rádio do plano do utilizador de 1 ms para uma única transmissão de pacote longo de 32 bytes.

Uma latência de rádio média no plano do utilizador de 0,5 ms para uplink e downlink, sem um valor de confiabilidade associado.

Esses requisitos cobrem apenas o plano do utilizador, o que significa que os requisitos de confiabilidade e latência de ponta a ponta de um aplicativo também devem levar em consideração as contribuições dos elementos entre a rede 5G e os dispositivos finais [8].

Os casos 5G URLLC automotivos representam um segmento importante da padronização 3GPP em andamento e podem ser divididos em [10],[11].:

- Sem direção assistida;
- Cooperativa;
- Teleoperada.

Para tornar qualitativamente diferente o 5G das gerações sem fio móveis anteriores, junto ao URLLC está o mMTC, que suporta uma quantidade massiva de dispositivos conectados a uma estação base, permitindo a possibilidade de haver ligações massivas simultâneas. O grande número de dispositivos mMTC, em princípio, inviabiliza a alocação de recursos para dispositivos mMTC individuais, entretanto, é necessário fornecer recursos que possam ser compartilhados por meio de acesso aleatório [14]. Em [2], é referido que o objetivo do serviço mMTC, é maximizar a taxa de chegada que pode ser suportada em um determinado recurso de rádio. O PER alvo de uma transmissão individual de mMTC é tipicamente baixo, na ordem de 10^{-1} . Segundo [15], um exemplo típico de mMTC é a coleta de medições de um grande número de sensores, como medição inteligente.

Os requisitos típicos para o mMTC são [16]:

Pacotes pequenos potencialmente diminuindo para alguns bytes;

Grande número de utilizadores, por exemplo, até 300.000 dispositivos em uma única célula;

Transmissões dominadas por uplink;

Baixas taxas de dados do utilizador, por exemplo, cerca de 10 kb / s por utilizador;

Atividade esporádica do utilizador, por exemplo, modelos de tráfego misto com tráfego direcionado por período e evento;

Dispositivos MTC de baixa complexidade e com restrição de bateria (baixa energia).

Contudo, o mMTC é considerado um paradigma promissor para o 5G e muitas aplicações de IoT. Na figura 2, é ilustrado o resumo da aplicabilidade dos três casos de uso, entretanto, nas seções seguintes serão abordadas as principais características da rede 5G.

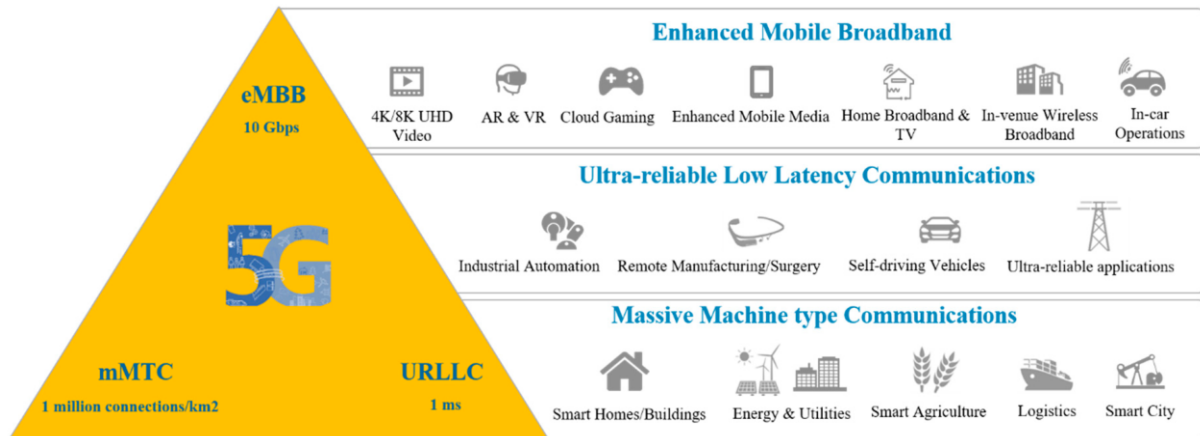


Figura 2: Resumo da aplicabilidade dos três casos de uso do 5G [17]

2.2. Espectro

O 5G impõe grandes desafios no que concerne a variedade de requisitos e necessidades de espectro, sendo que para suportar todos os casos de uso, serão necessárias diferentes bandas, sendo que as mesmas podem ser divididas em três grupos, segundo [18]: bandas de baixa, média e alta frequência (respectivamente, banda baixa, banda média e banda alta). A figura 3, mostra diferentes cenários de implementação.

Banda baixa: espectro em uma frequência abaixo de 1 GHz para permitir cobertura 5G de uma grande área. Este espectro pode ser usado para aplicações IoT.

Banda média: Espectro em frequências mais altas, entre 1 e 6 GHz, para oferecer a capacidade necessária para atender um grande número de dispositivos conectados e permitir velocidades mais altas para dispositivos conectados entre si.

Banda alta (mm-wave): Espectro em frequências muito altas acima de 6 GHz (acima dos 24 GHz no caso das mm-wave) com grande largura de banda, raio de alcance curto, latência muito baixa e mais capacidade.

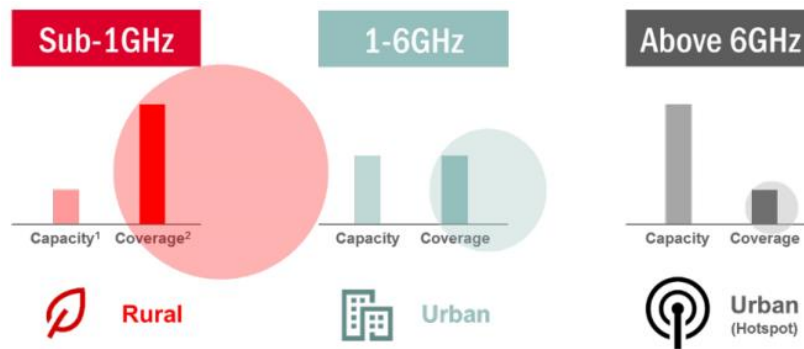


Figura 3: Capacidade vs Cobertura considerando o espectro por categoria [20]

Segundo [14], os requisitos técnicos estabelecidos pelo *International Telecommunication Union* (ITU) e que vão de encontro ao *International Mobile Telecommunications-2000* (IMT-2020), especificam que as operadoras de telefonia precisam de pelo menos 100 MHz de banda para garantir as aplicações e casos de uso inicialmente definidos. Para frequências acima de 6 GHz, o requisito é de até 1 GHz de banda por operadora.

2.2.1. mm-wave

As comunicações de mm-wave no 5G têm por objectivo acessar a tecnologia que inclui demanda crescente de alto crescimento de tráfego, latência muito baixa, demanda de alta largura de banda, confiabilidade, eficiência energética e dispositivos lotados.

O 5G não só permitirá o uso de frequências mais altas na faixa de 3 a 6 GHz para implantações de macro/pequenas células, mas também abrirá novas oportunidades de largura de banda móvel para mm-wave. O espectro abundante disponível nessas altas frequências é capaz de fornecer velocidades e capacidade de dados extremas que remodelarão a experiência móvel [14].

Segundo [21], existem seis elementos-chave para ativar as comunicações de mm-wave no 5G. Os primeiros três elementos estão relacionados às características de transmissão do mm-wave: características do canal; tecnologias de *beamforming* devido à perda do caminho; e efeito de bloqueio devido ao curto comprimento de onda dos sinais mm-wave. Os três últimos elementos-chave são preocupações decorrentes da aplicação de comunicações mm-wave em cenários típicos de rede 5G: mm-wave em comunicações *device to device* (D2D); mm-wave em redes heterogêneas e mm-wave para backhaul de pequenas células.

Enquanto os sinais nas frequências mais baixas podem penetrar mais facilmente através dos edifícios, os sinais mm-wave não penetram muito bem na maioria dos materiais

sólidos. Devido ao curto comprimento de onda dos sinais mm-wave, uma característica distinta das comunicações das mm-wave é que os links da mm-wave são suscetíveis a bloqueios, como paredes, madeira, vidro, árvores ou até mesmo o corpo humano e outros dispositivos [14].

Em [21], é salientado que uma possível abordagem para resolver o efeito de bloqueio é através de uma coleção de comunicações sem linha de visada (NLOS). Embora a reflexão e a difração reduzam o alcance das transmissões *mm-wave*, também pode facilitar as comunicações de enlace NLOS. Quando uma quebra de enlace com visada direta acontece, o transmissor precisa procurar rapidamente contornar os obstáculos através de diferentes direções de feixe, de forma que o recetor possa coletar alguns sinais de enlace NLOS para manter a qualidade aceitável do canal, como pode ser observado na figura 4.

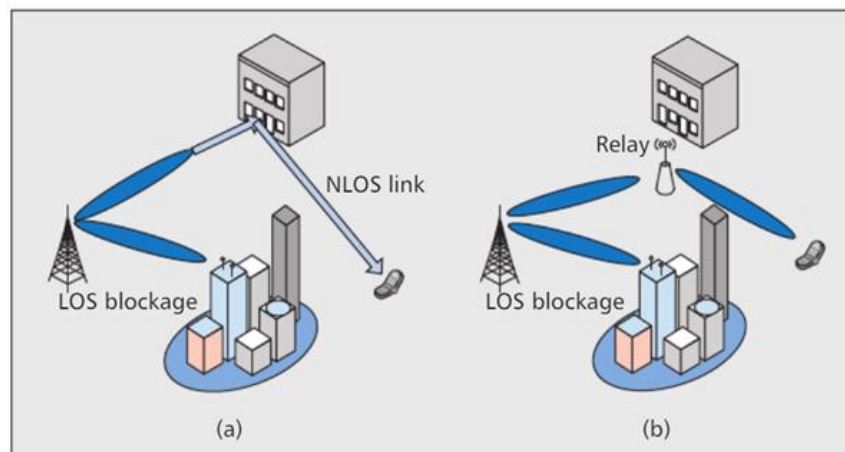


Figura 4: Duas abordagens para o efeito de bloqueio [21]

Um estudo feito em [23], refere que as frequências de ondas milimétricas, devido ao comprimento de onda muito menor, podem explorar a polarização e novas técnicas de processamento espacial, tais como m-MIMO e *beamforming* adaptativo. Dado esse salto significativo na largura de banda e novas capacidades oferecidas pelas mm-wave, os links entre estação base para dispositivos, bem como os links de *backhaul* entre estações base, serão capazes de lidar com capacidade muito maior do que as redes 4G em áreas altamente povoadas. O *beamforming* e o m-MIMO darão um grande suporte as mm-wave.

2.3. Arquitetura da Rede 5G

Para acelerar o processo de padronização do 5G, o 3GPP definiu duas fases ou modos distintos que são Standalone e Non-standalone, que definem a forma como é apresentada a sua arquitetura. O processo de padronização e os modos distintos são estudados a seguir.

2.3.1. Standardização do 5G definidas pelo 3GPP

Para o 5G, estão definidas três fases de standardização:

3GPP Release 15: Esta é a primeira versão 3GPP para o 5G, com implementações iniciais concentradas principalmente no aprimoramento do eMBB, com débitos mais elevados, trazendo a primeira fase de implementação conhecida como Non-standalone, que por exemplo, introduz melhorias no intretenimento a bordo e também segurança a nível automóvel.

3GPP Release 16: Com o objectivos principais de tornar realidade o IoT industrial e as comunicações V2X, nesta release são implementados os outros dois use cases, URLLC e mMTC que completam a segunda fase conhecida como Standalone, tornando realidade o 5G *New Radio* e o *Network Slicing* para diferenciar e tratar de forma separada diferentes casos de usos.

3GPP Release 17: Com o objectivo de melhorar as características do 5G, os recursos do release 17 a serem observados incluem novos trabalhos e aprimoramentos para: URLLC para IoT industrial sobre NR e suporte NR sobre redes não terrestres. A figura 5, ilustra o processo de standardização definidos pelo 3GPP.

3GPP 5G Timeline

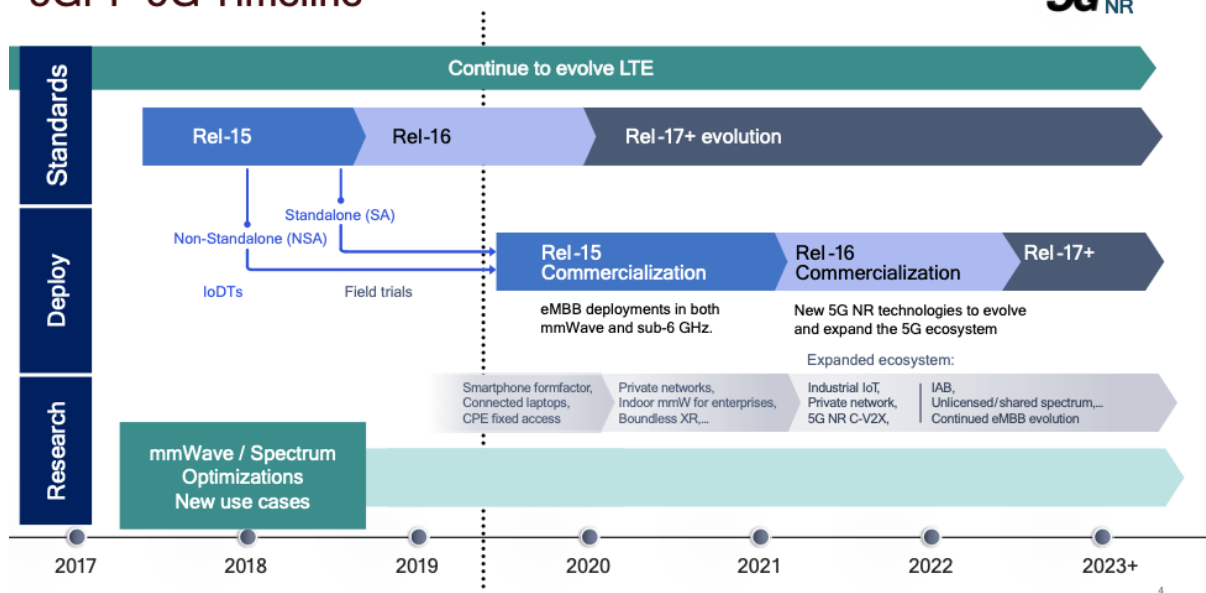


Figura 5: Processo de standardização definidos pelo 3GPP [22].

2.3.2. Modos Standalone e Non-standalone

Com o 5G é possível integrar elementos de diferentes gerações em diferentes configurações, nomeadamente *Standalone* (SA) usando apenas uma tecnologia de acesso rádio, e *Non-Standalone* (NSA) combinando múltiplas tecnologias de acesso rádio. É importante referir que para se chegar a SA, levará muito mais tempo, razão pela qual a implementação começará em NSA que oferece benefícios limitados de 5G porque a mesma é complementada e suportada pela rede 4G. Uma comparação inicial pode ser vista na figura 6.

	Standalone (SA)	Non-standalone (NSA)
Investment needed		
Short-term	High	Low to medium
Long-term	N/A	High
Spectrum availability		
Sub-6GHz band	Best choice for good network coverage	Depends on LTE network for good coverage
mmWave band	Can work with SA by using hotspot-based network	Needed for hotspot-based network deployment
Service offerings	Covers all use cases including eMBB and those dependent on URLLC and mMTC.	Supports only eMBB use cases
Network KPIs		
Data rate (DL/UL)	20Gbps/10Gbps	20Gbps/10Gbps
Latency	1ms	4ms
Network density	1 mil devices per km ²	1 mil devices per km ²

Figura 6: Comparação entre a arquitetura 5G SA e NSA [24]

Uma rede *StandAlone* refere-se a ter uma rede independente 5G com uma nova interface aérea 5G NR e o novo 5G Core (5GC) na arquitetura. Dessa forma, uma rede 5G independente fornece ao utilizador uma experiência 5G de ponta a ponta e ainda terá interoperabilidade com a rede 4G/LTE existente para fornecer continuidade de serviço entre as duas gerações de rede, conforme pode ser observado na figura 7 [24].

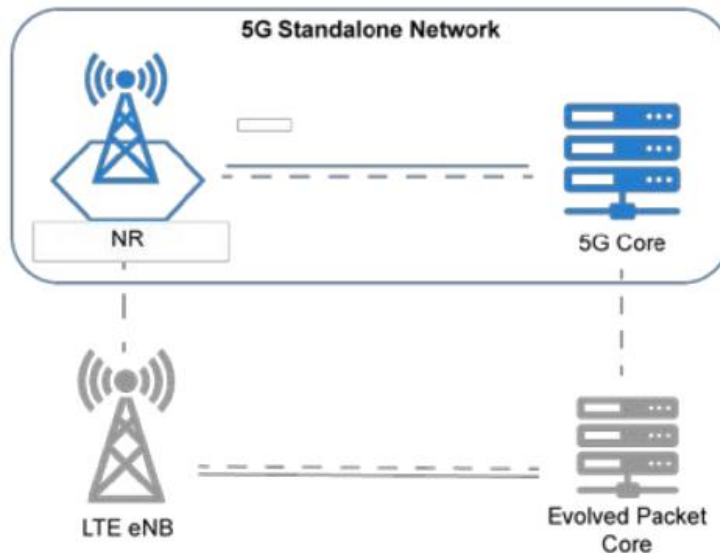


Figura 7: Arquitetura do 5G SA [24]

Em [24], é destacado que o 5G Core é verdadeiramente uma nova geração de rede *core* móvel, projetado para ser *cloud native* e altamente dependente da virtualização. O 5GC permitirá que as operadoras estendam as ofertas de serviços para além do eMBB e introduzam novos serviços, como o URLLC e mMTC.

Três variações de SA estão sendo definidas no 3GPP [5]:

Opção 1 usando acesso *Evolved Packet Core* (EPC) e *Long Term Evolution* (LTE) eNB (ou seja, de acordo com as redes 4G LTE atuais);

Opção 2 usando acesso 5GC e NR gNB;

Opção 5 usando acesso 5GC e LTE ng-eNB.

Por outro lado, o 5G Non-StandAlone, utiliza apenas células 5G NR, mas com EPC como *core* da rede. Sendo assim, as operadoras irão implantar células 5G e depender inteiramente da rede LTE existente para todas as funções de controle e serviços adicionais. Uma ilustração do NSA é representada na figura 8.

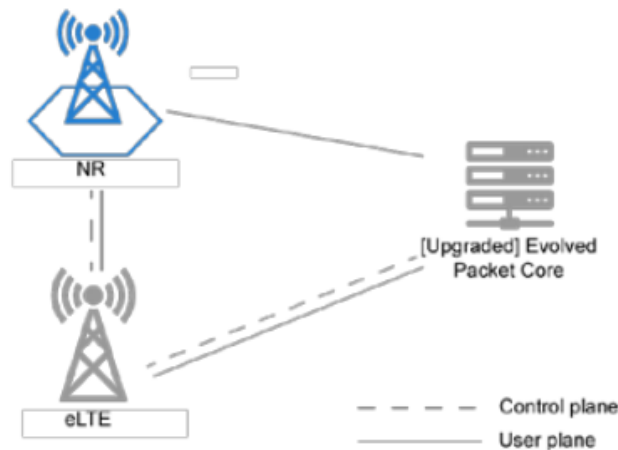


Figura 8: Arquitetura do 5G NSA [24].

No 5G NSA, a Rede de Acesso de Rádio 5G, também chamada de Novo Rádio (NR), é usada em conjunto com a infraestrutura LTE e EPC existente Rede Principal (respetivamente Rádio 4G e Core 4G) tornando a nova tecnologia de rádio baseada em 5G disponível sem substituição de rede. Nesta configuração, apenas os serviços 4G são suportados, mas usufruindo das capacidades oferecidas pelo Rádio 5G (menor latência, etc.). O NSA também é conhecido como *E-UTRA-NR Dual Connectivity* (EN-DC) ou Architecture Option 3.

Três variações do NSA são definidas no 3GPP [5]:

Opção 3 usando EPC e um LTE eNB atuando como mestre e NR en-gNB atuando como secundário;

Opção 4 usando 5GC e um NR gNB atuando como mestre e LTE ng-eNB atuando como secundário;

Opção 7 usando 5GC e um LTE ng-eNB atuando como mestre e um NR gNB atuando como secundário.

O resumo das variações do SA e NSA é ilustrado na figura 9.

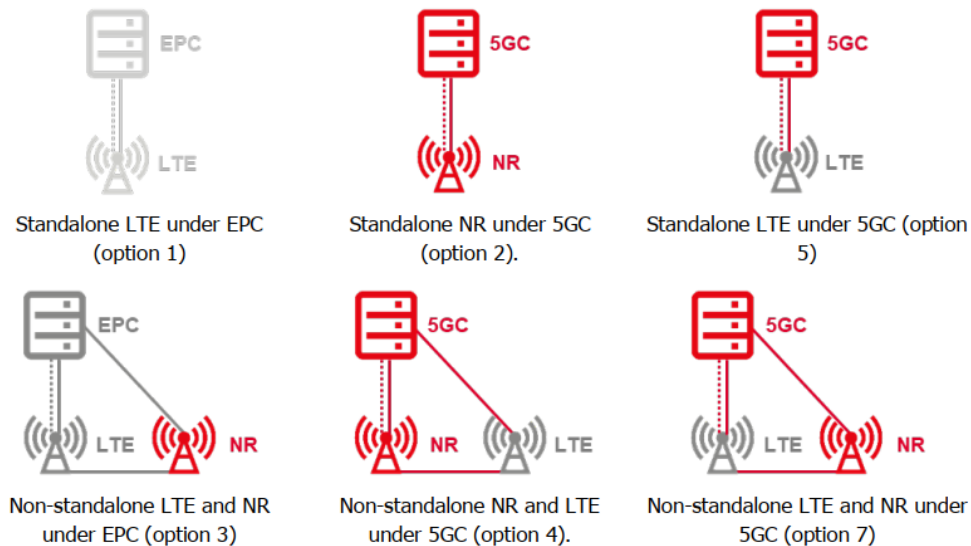


Figura 9: Visão geral das opções de SA e NSA [20].

Em resumo, o processo de migração para o 5G totalmente SA, decorrerá como ilustrado na figura 10.

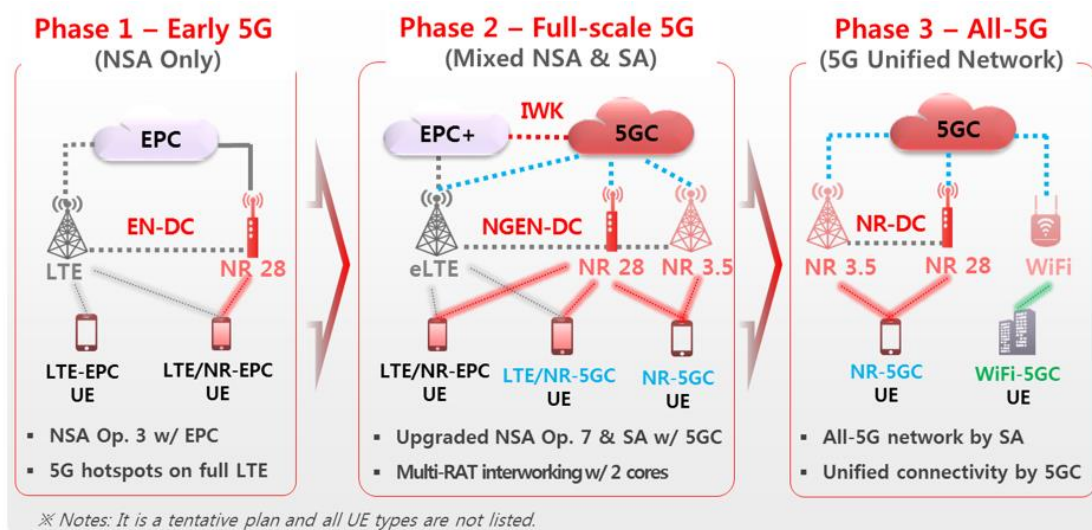


Figura 10: Plano de migração do 5G [20].

2.4. Network Slicing

O network slicing permite a criação de múltiplas redes Autônomas lógicas sobre uma plataforma de infraestrutura física comum, garantindo que os serviços do 5G sejam personalizados, isolados permitindo separação lógica e física dos recursos de rede.

A *Next Generation Mobile Network Alliance* (NGMN) define o network slicing como um conceito para executar várias redes lógicas como operações de negócios independentes em uma infraestrutura física comum. Segundo [26], cada slice representa uma rede end-to-end

virtualizada independente e permite que as operadoras executem diferentes implantações com base em diferentes arquiteturas em paralelo.

O Network Slicing pode ser entendido em termos de três camadas [27], conforme ilustrado na figura 11:

- 1) Camada de instância de serviço (Service Layer);
- 2) Camada de Instância de Network Slicing (Slicing Layer);
- 3) Camada de recursos (Resources Layer).

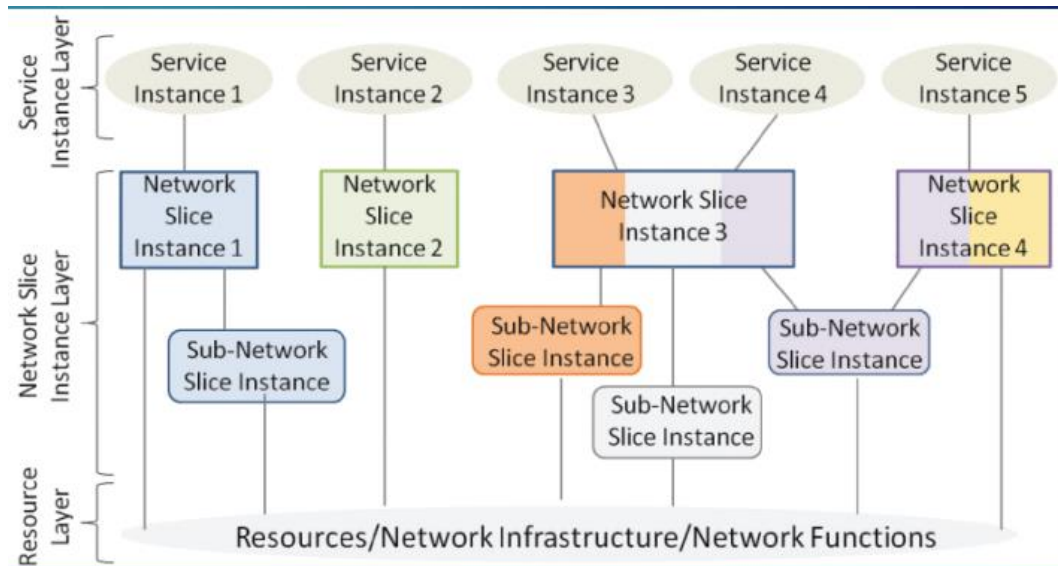


Figura 11: Especificação das camadas do Network Slicing [28]

A camada de instância de serviço representa os serviços de utilizador final ou serviços de negócios que devem ser suportados. Normalmente, os serviços podem ser fornecidos pelo operador de rede ou por terceiros. Na linha com isso, uma Instância de Serviço pode representar um serviço da operadora ou um serviço fornecido por terceiros [27].

Uma instância de network slicing fornece as características de rede exigidas por uma instância de serviço. Consiste em um conjunto de funções de rede e recursos para executar essas funções, que formam uma rede lógica instanciada para atender a certas características de rede exigidas pela Instância de Serviço. Uma instância de slice também pode ser compartilhada entre várias Instâncias de serviço fornecidas pela operadora de rede [27].

A camada de recursos consiste dos recursos físicos de infraestrutura e funções de redes. Ou seja, a base que suporta camadas apresentadas anteriormente [27].

Segundo [30], a definição de um slice está relacionado a onde na rede ou até que nível o slice deve ser aplicado.

Uma boa classificação desta faceta do slicing é apresentada em [31], onde diferentes níveis de slicing são detalhados:

Slicing de nível de espectro: O espectro pode ser dividido por tempo, espaço ou multiplexação de frequência, ou por um acesso sobreposto. Pode ser considerada uma virtualização de link.

slice de nível de infraestrutura: É a divisão de elementos físicos da rede, como: antenas, BSs, processadores, memória. Isso é realizado principalmente por virtualização.

Divisão no nível da rede: é a divisão de toda a infraestrutura de rede.

A Figura 12 ilustra um exemplo diferentes slices operando na mesma infraestrutura:

- Um slice que acomoda serviços de banda larga móvel;
- Um slice automotivo em que latência e confiabilidade são parâmetros críticos;
- Um enorme slice de IoT em que a escalabilidade é essencial para lidar com grandes quantidades de pequenos dados de maneira eficiente.

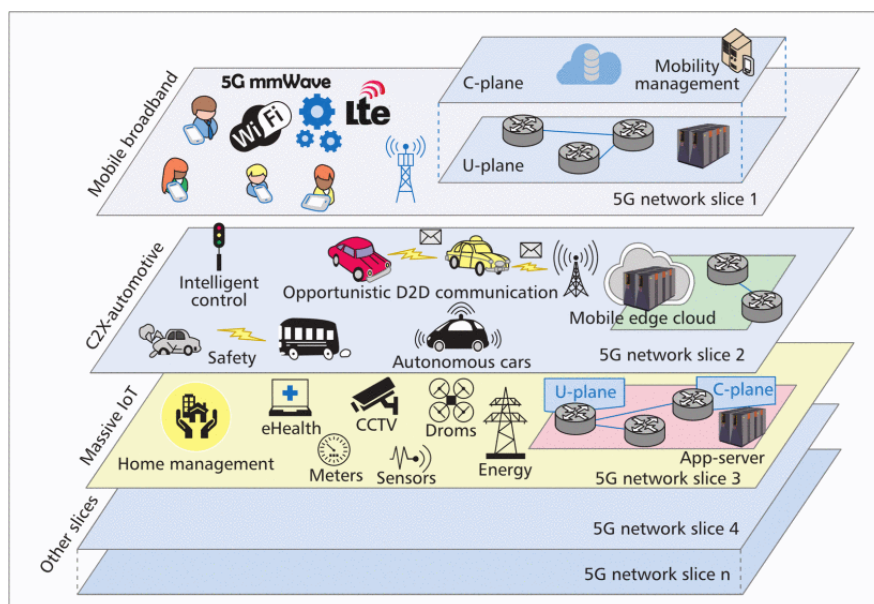


Figura 12: Estrutura de slices do 5G [29].

2.5. Transformações para as condições de implementação do 5G

Para que todos os use cases sejam possíveis, existem um conjunto de transformações que devem ser feitas. Carla Botelho (2020), *Access Network Engineering Director* na NOS, numa talkkommunicatios realizada pela Associação Portuguesa para o Desenvolvimento das Comunicações (APDC), refere que na primeira camada os operadores devem garantir a implementação de uma rede 5G New Radio suficientemente abrangente para atender a todas as necessidades da sociedade, da indústria e outras, sendo que a atribuição de espectro é feita

nesta mesma camada. As frequências nativas do 5G são de 3,5GHz *Time Division Duplexing* (TDD) e 700MHz *Frequency-Division Duplexing* (FDD), sendo as mesmas recomendadas para uma primeira fase da implementação que como vimos a sua evolução parte do eMBB para o URLLC e por fim para mMTC.

A segunda camada é a rede de transporte que precisa ser uma rede dinâmica permitindo a selecção dinâmica de caminhos otimizados, devido a capacidade de reacção instantânea e os débitos que conseguem processar, precisam de um sincronismo perfeito, que vão permitir viabilidade e resposta instantânea, sendo capaz de garantir a diferenciação da QoS dado que este último impulsiona a implementação dos slices abordados na secção anterior. A terceira camada é a camada do core que tem que evoluir de uma arquitetura NSA para SA cloud native, permitindo a diferenciação de serviços (slicing), trazendo uma característica diferenciadora do 5G que é a capacidade de descentralizar as funções de processamento do tráfego para datacenters capilares. No core tradicional os datacenters são mais centrais, no 5G, os mesmos irão se deslocar para próximo do cliente onde é necessário entregar o serviço juntamente com uma extrema capacidade de computação no *Mobile Edge Computing*, isto irá permitir com que haja latências muito baixas e processamento de grande quantidades de informação.

Na última camada, camada do controle e orquestração, expectasse que haja uma orquestração de serviços, permitindo uma criação e gestão dinâmica dos mesmos (slices), o que significa que a atribuição de slices a diferentes aplicações não precisa ser estática no tempo, podendo ser *on demand*, dependendo das necessidades, a medida da implementação dos use cases, sendo que tudo isto irá permitir maior elasticidade, flexibilidade a rede, capacidade de adaptação e capacidade de responder a requisitos diferentes.

Na figura 13, é ilustrado o cenário de um use case, existindo um ponto central onde são armazenados todas as informações que são colectadas, sendo que estas informações precisam de ser regularmente comunicadas aos veículos para tomarem decisões. Existe, neste caso, uma grande necessidade de tráfego de informação do qual é implementado o *slice* com eMBB voltado a altos débitos, a segunda opção de implementação é associada ao URLLC que com a sua baixa latência viabilizará o controle remoto de um veículo já que o mesmo *use case* irá permitir também a ultrapassagem assistida.

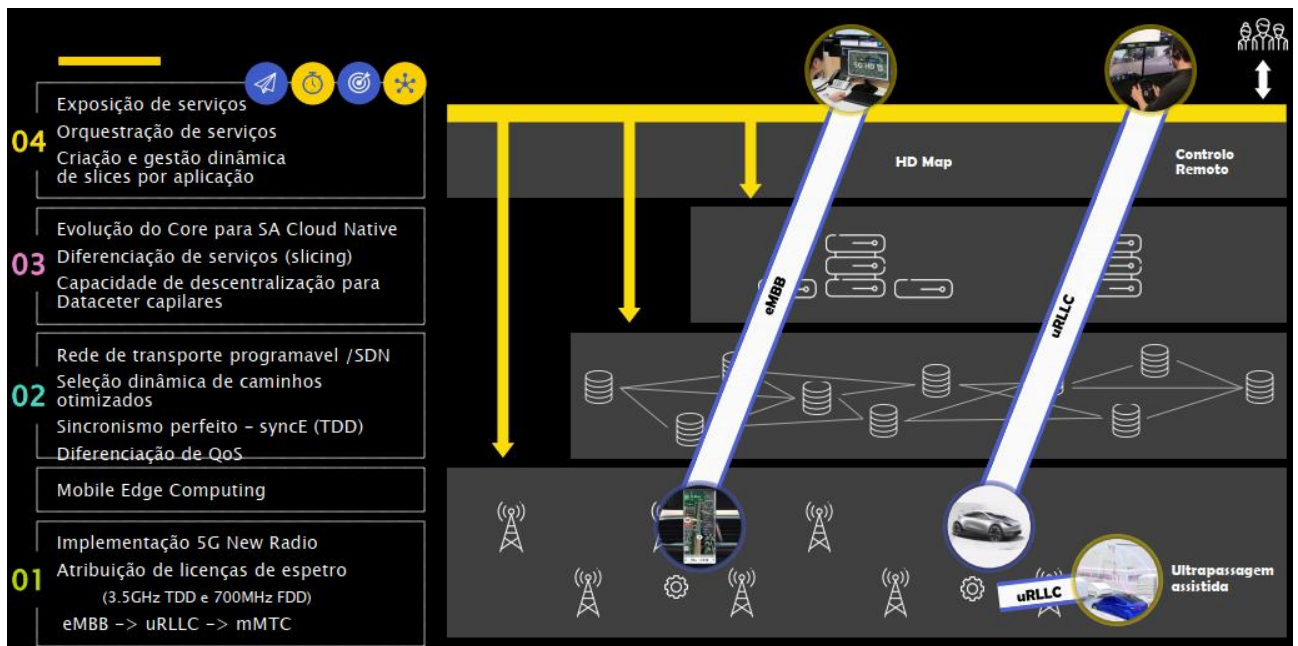


Figura 13: Resumo das transformações na rede para garantir a implementação do 5G [32]

2.6. Aplicações e Perspetivas do 5G

2.6.1. Condução Autônoma

Pela sua abrangência e universalidade, permitindo que tudo esteja ligado a tudo, o 5G estará no centro de grandes avanços a nível das tecnologias, sendo que a condução Autônoma não ficará de fora.

A condução Autônoma influenciou para que os automóveis fossem equipados com sensores, como ilustra a figura 14, e sistemas de bordo, contudo, o desempenho e segurança perspectivam – se serem melhorados com o 5G.

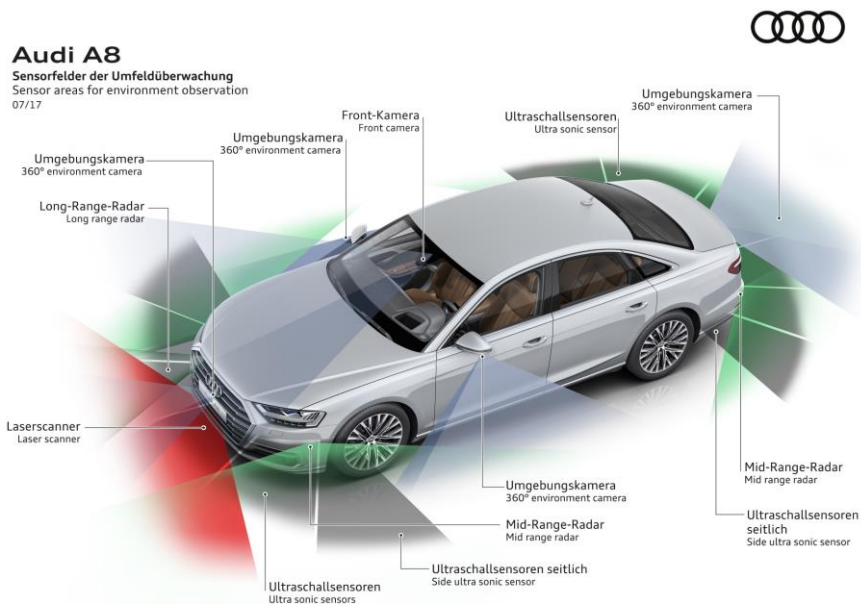


Figura 14: Ilustração do Audi A8 com os Sensores que fornecem informações aos sistemas de direção Autônoma [33].

Para que o compartilhamento de informações entre sensores seja realizado com eficiência, a chave é a alta taxa de dados e a tecnologia de comunicação de baixa latência entre os veículos que por conseguinte, melhoram a robustez e a segurança dos veículos de condução Autônoma. Assim, nos dias de hoje fala-se das comunicações V2X, que com o 5G terão grande relevância quando o assunto é a mobilidade.

Na especificação 3GPP, a comunicação V2X é apresentada com quatro tipos diferentes, conforme a figura 15: V2V, *Vehicle-to-infrastructure* (V2I), *Vehicle-to-Network* (V2N) e *Vehicle to pedestrian* (V2P) [34].

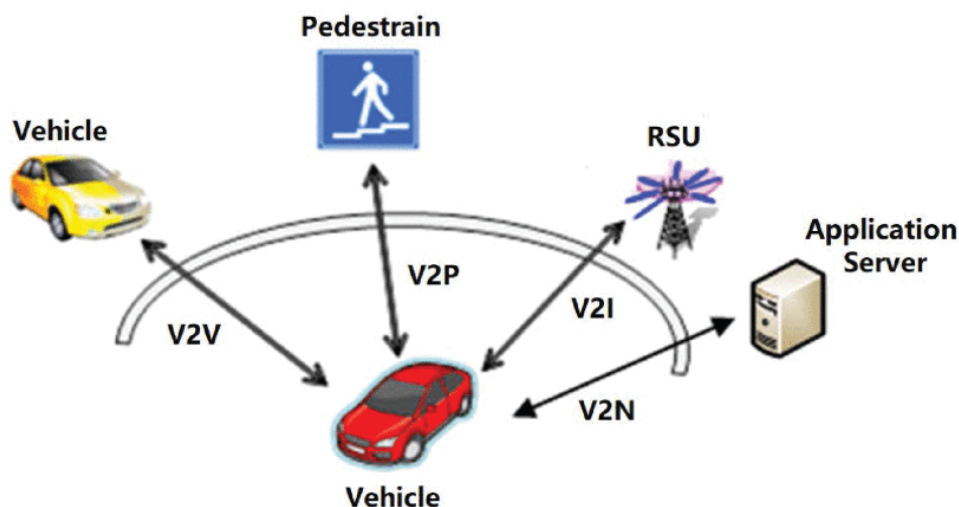


Figura 15: Tipos de aplicações V2X definidos no 3GPP [35].

Ainda sobre a especificação do 3GPP, a nível das tecnologias de acesso de rádio (RATs) que permitem comunicações V2X, o V2X é denominado *Cellular-V2X* (C-V2X), incluindo LTE-V2X, LTE-eV2X e 5G-V2X (NR-V2X).

Segundo [36], há uma série de outros benefícios das comunicações 5G e V2V e V2X além do gerenciamento de capacidade e fluxo. Alguns benefícios incluem: colisões reduzidas, porque as comunicações V2V e V2X melhoram a capacidade de detecção de um veículo, detecção de linha de visão, facilitam o compartilhamento de informações de vídeo entre carros; ou compartilhamento de informações de smartphones e carros de pedestres; estacionamento automático - se os carros souberem onde os lugares de estacionamento são ou se puderem identificar alternativas ao estacionamento na rua, isso acelera os fluxos de tráfego e também reduz o congestionamento.

O grande objetivo das comunicações V2X é alcançar a autonomia total dos automóveis, fazendo com que haja melhorias a nível das experiências de entretenimento e produtividade dentro dos veículos autônomos.

2.6.2. Realidade virtual

A realidade virtual enquadra - se na área de interação homem e máquina sendo que permite que o utilizador interaja e navegue em ambientes tridimensionais por meio de dispositivos, mouse, teclado ou dispositivos de captura de gestos.

De acordo com [40], a realidade virtual consiste num campo de estudo, que tem como objetivo criar um sistema que proporcione uma experiência “sintética” para os seus utilizadores. Esta experiência também pode ser apelidada “virtual” ou “ilusória”, uma vez que toda a estimulação sensorial é simulada e realizada por um sistema, que inclui três tipos de ferramentas essenciais, como demonstra a figura 16: 1. Ecrãs, responsáveis por estimular vários sentidos; 2. Sensores, para detetarem as ações dos indivíduos; e, por último, 2. Um computador capaz de processar essas mesmas ações e permitir a estimulação nos locais corretos.

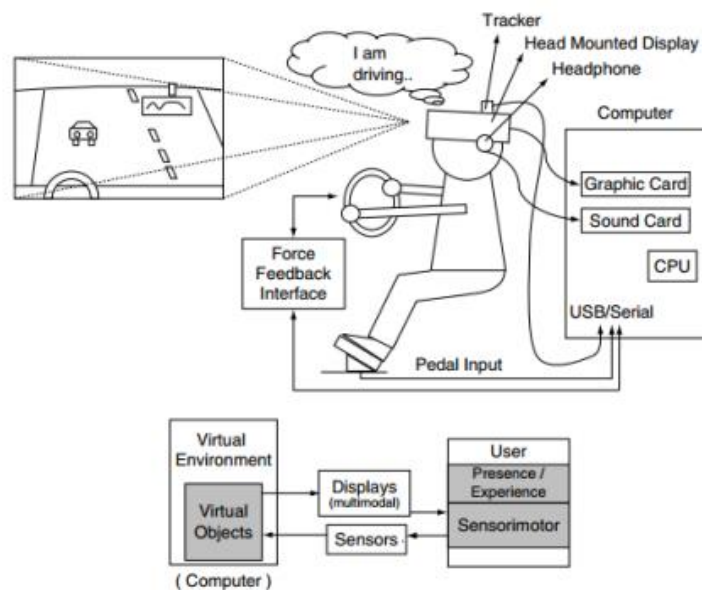


Figura 16: Sistema de condução virtual, com ecrãs, sensores e computador [40].

Sendo assim, segundo [40], o objetivo da tecnologia de realidade virtual está em esbater as barreiras entre aquilo que é real e aquilo que é simulado, permitindo aos indivíduos não apenas ver ou ouvir algo, mas sim viver a experiência, como se fosse verdadeira, projetando-o para a cena. Ela permite proporcionar experiências aos indivíduos que seriam muito difíceis de alcançar na vida real, tendo em conta um conjunto vasto de variáveis, que dependerão de cada um, como dificuldades financeiras, medo em conduzir ou fobia de alturas, por exemplo.

Um conjunto de perguntas acerca das indústrias e dos conhecimentos científicos são levantadas, algumas sobre o uso humano da tecnologia, e outras sobre todas as tecnologias que não existem ainda, mas que vão sendo projetadas graças a enormes capacidades na comunicação que o 5G perspectiva relançar com a implementação dos diferentes casos de uso, revolucionando a nossa maneira de se comunicar pela velocidade de transmissão e quantidade de informação em massa em pequeníssimas parcelas de tempo.

2.6.3. Realidade Aumentada

Segundo [37], a Realidade Aumentada (AR) surge da evolução da Realidade Virtual. A Realidade Aumentada é uma tecnologia que permite ao utilizador transportar o ambiente virtual para o seu espaço em tempo real, utilizando um dispositivo tecnológico, podendo usar a interface do ambiente real para manusear os objetos reais e virtuais [38]. Todavia, considera-se que o utilizador não precisa de um processo de aprendizagem para para interagir com os elementos virtuais de forma natural e espontânea.

A realidade aumentada é uma das tecnologias emergentes que permitem aplicações orientadas para o ser humano em tecnologias de informação e comunicação (TIC). A mesma, sobrepõe um conteúdo gerado por computador (por exemplo, imagem, vídeo, etc.) na visão do utilizador do mundo real, fornecendo assim uma visão composta.

A sobreposição de componentes virtuais adicionais nos dispositivos dos utilizadores em um ambiente de tempo real requer níveis maiores de larguras de banda. Em particular, espera-se que os aplicativos de AR requeiram mais de 100 Mbps e um atraso de quase 1 milissegundo. Além disso, aplicativos baseados em AR e *High-Quality of Experience* (QoE) exigem transmissão de dados com baixíssima latência, alta confiabilidade e cobertura estendida para garantir uma qualidade adequada também para dispositivos em posições desfavorecidas [39].

As características mencionadas acima são claramente impulsionadas pelo 5G, sendo o mesmo capaz de fornecer níveis de serviço de alta qualidade para tais aplicações e suportar uma quantidade maior de tráfego a bons custos operacionais, conforme exigido pelas novas tecnologias.

2.6.4. Cirurgias Remotas

Com a baixa latência prometida pelo 5G, transformando a internet móvel em uma comunicação praticamente instantânea, os hospitais ganham a capacidade de organizar cirurgias remotas por meio de uma rede 5G como se o cirurgião estivesse presente.

Segundo [41], durante um evento realizado pela Vodafone em Milão, figura 17, uma operação de cirurgia remota foi realizada pela primeira vez na ao vivo em colaboração com o Instituto Italiano de Tecnologia (IIT) e o Hospital IRCSS San Raffaele. A cirurgia foi realizada no palco do Vodafone Village, onde o professor Matteo Trimarchi realizou um procedimento para tratar doenças que afetavam as cordas vocais em modelo sintético de laringe, no hospital San Raffaele, no outro lado da cidade. Graças à latência extremamente baixa e alto grau de confiabilidade fornecido pelo 5G, o cirurgião foi capaz de operar o laser e as garras do micro manipulador do robô remotamente em tempo real, enquanto era capaz de assistir o que estava acontecendo por meio de um vídeo estereoscópico da área sendo operada.



Figura 17: Vodafone 5G Healthcare Surgery em Milão [41].

Com a possibilidade da realização de cirurgias remotas, os médicos poderão trabalhar juntos em locais diferentes na realização de exames radiológicos, compartilhando informações em vídeos e imagens, podendo examinar pacientes enquanto estão em movimento e em tempo real. Portanto, com o 5G, os médicos podem visualizar remotamente a tela do console da máquina radiológica, dando aos médicos a capacidade de visualizar dados radiológicos enquanto estão em trânsito e torna os diagnósticos mais rápidos, precisos e menos caros.

3. Multiple Input and Multiple Output (MIMO)

As técnicas MIMO baseiam-se na exploração dos vários caminhos de propagação de sinais entre múltiplas antenas de transmissão e múltiplas antenas de recepção, conforme a figura 18. O uso de múltiplas antenas, quer de transmissão quer de recepção, têm como objetivo melhorar o desempenho da taxa de símbolos do sistema (Symbol Rate) sem aumentar a largura de banda do espectro.

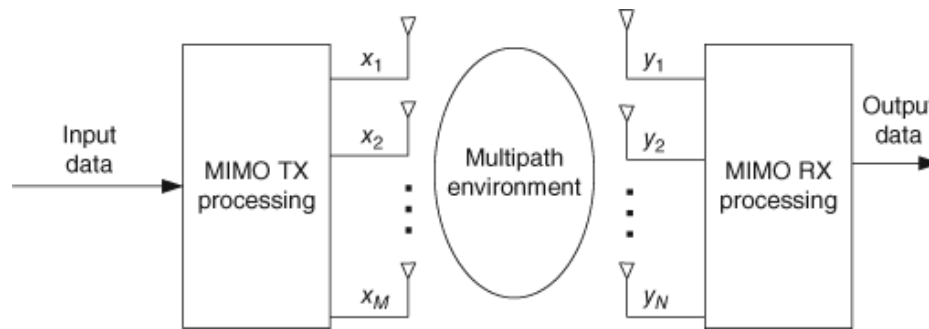


Figura 18: Diagrama genérico de um esquema MIMO [42]

A *Intersymbol Interference* (ISI) ocorre quando símbolos diferentes sofrem interferência um do outro. Este efeito tende a aumentar com o aumento da taxa do símbolo do sistema. Os sistemas MIMO podem ser usados para mitigar o efeito ISI, explorando a diversidade. O espaçamento entre antenas deve ser maior que a distância de coerência para garantir o desvanecimento independente em diferentes antenas, alternativamente, as diferentes antenas podem usar polarizações ortogonais para garantir o mesmo.

3.1. Arquiteturas MIMO

Existem 4 configurações de múltiplas antenas, como é ilustrado na figura 19:

single-input single-output (SISO) – consiste numa única antena no transmissor e uma única antena no recetor.

Single-input and multiple-output (SIMO) – consiste numa única antena no transmissor e múltiplas antenas no recetor.

Multiple-input and single-output (MISO) – é o contrário do SIMO, consiste em múltiplas antenas no transmissor e uma única antena no recetor.

MIMO – consiste em múltiplas antenas no transmissor e no recetor.

A arquitetura SISO Não têm diversidade especial, já as arquiteturas SIMO e MISO permitem transmitir ou receber diversidade assim como Beamforming. A arquitetura MIMO

pode ser usada para transmitir e receber diversidade, bem como para a transmissão paralela de dados ou multiplexagem espacial.

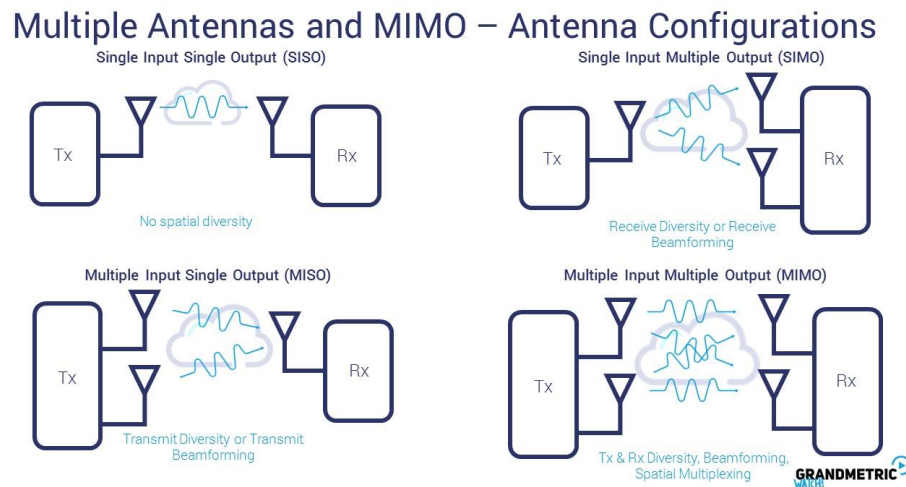


Figura 19: Diferentes configurações de Múltiplas antenas [43].

A tecnologia MIMO usada para multiplexagem espacial é de grande importância para os utilizadores pois promete altas taxas de bits numa largura de banda estreita. Os sistemas MIMO transmitem um sinal diferente para cada elemento de transmissão de forma que a antena de recepção receba uma sobreposição de todos os sinais transmitidos. Desta forma, e como é possível verificar no diagrama da figura 19, os sistemas mimos compreendem um pré-processamento no lado do transmissor ou um pósprocessamento no lado do recetor ou em ambos. Para M antenas de transmissão e N de recepção, Foschini e Telatar demonstraram que a capacidade cresce linearmente com $m = \min(M, N)$ para canais não correlacionados.

3.2. SISTEMAS MIMO

Os sistemas MIMO são implementados com base em técnicas de múltiplas antenas que podem ser de diferentes formas.

3.2.1. Space-Time Block Coding (STBC)

A codificação espaço tempo é um sistema MISO, no entanto o uso de diversidade de recetores torna este sistema um sistema MIMO. O STBC é uma técnica de TD utilizada quando a estação base utiliza várias antenas de transmissão e o terminal possui tipicamente uma única. Esta técnica concentra-se em alcançar uma melhoria no desempenho através da exploração de diversidade adicional mantendo a taxa de símbolo inalterada.

A codificação em blocos no espaço-tempo, também conhecida como esquema de Alamouti, requer algum processamento no transmissor. Os símbolos são transmitidos usando

uma estrutura em bloco ortogonal, permitindo um algoritmo simples de decodificação no recetor.

Pode ser implementado no domínio do tempo, no domínio da frequência dando-se o nome de codificação em bloco de frequência espacial, ou pode ser implementado em ambos os domínios simultaneamente dando-se o nome de código em bloco de espaço-tempo-frequência.

3.2.2. Space Division Multiple Access (SDMA)

O objetivo do SDMA é melhorar a capacidade mantendo a alocação do espectro inalterada. Esta técnica permite que múltiplos utilizadores explorem a diversidade espacial como uma técnica de múltiplo acesso, enquanto se utiliza o mesmo espectro, conforme ilustra o exemplo da figura 20.

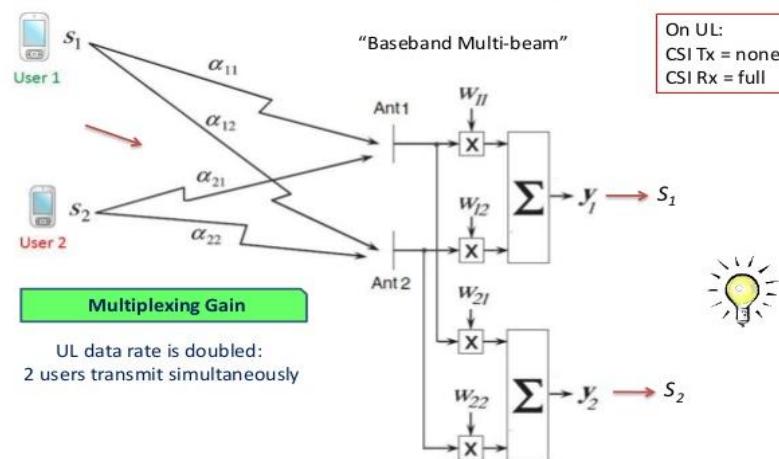


Figura 20: Sistema SDMA com dois utilizadores [44].

O SDMA e a técnica de transmissão multicamada pertencem ao mesmo grupo de multiplexagem espacial, no entanto, enquanto na transmissão multicamada um aumento da taxa de símbolos é alcançado com várias antenas do lado do transmissor, ao usar o SDMA supõe-se que cada transmissor tenha uma única antena, e o número múltiplo de antenas de receção é que permitem direcionar os diferentes fluxos de dados correspondentes a diferentes utilizadores.

Semelhante à transmissão multicamada, no SDMA para ser possível o uso do algoritmo de nulidade no recetor assume-se que o número de antenas no recetor é igual ou superior ao número de utilizadores que compartilham o mesmo espectro. Com esta abordagem o recetor pode decodificar os sinais de cada transmissor, evitando os sinais dos outros transmissores.

3.2.3. Beamforming

Enquanto que por um lado nas técnicas de comunicação STBC e Multiplexagem espacial os elementos das antenas que formam um vetor são geralmente amplamente separados de forma a transmitir uma diversidade de vetores com baixa correlação entre eles. Por outro lado, o beamforming é implementado por um conjunto de antenas com os elementos do conjunto no transmissor ou no recetor alocados perto uns dos outros de forma a formarem um feixe. O feixe é gerado por um conjunto de antenas linearmente uniformes, com um espaçamento típico de metade do comprimento de onda.

O Beamforming é uma solução eficaz para maximizar o SNIR, pois redireciona o feixe de transmissão ou receção em direcção à antena de receção ou transmissão, resultando num melhor desempenho enquanto reduz a interferência gerada para os outros.

O beamforming permite transmitir uma maior potência de sinal direccionado para a estação desejada, enquanto minimiza a potência transmitida para as outras estações. Isto vem minimizar os sinais interferentes.

Na figura 21, temos a visualização da formação de feixes de transmissão em um cenário LoS. A formação de feixe é adaptada à localização do utilizador pretendido, de modo que um lóbulo principal com uma forte potência de sinal seja alcançado em direcção a este utilizador, enquanto os lóbulos laterais que causam interferência a outros utilizadores não pretendidos são fracos.

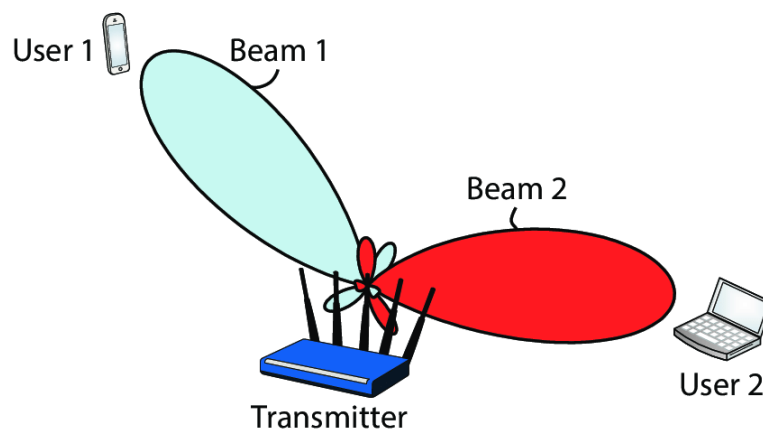


Figura 21: Visualização da transmissão beamforming em um cenário LoS [45].

No 5G, a abordagem tradicional baseada em setorização não conseguirá suprir as reais necessidades que estão por vir, abrindo espaço para novas técnicas e tecnologias em antenas, como o *beamforming*.

Para mm-wave, o *beamforming* pode ser utilizado para resolver um conjunto diferente de problemas, onde talvez o principal seja o problema de enfraquecimento de sinal a medida que distância aumenta e/ou se inclui mais obstáculos entre o transmissor e receptor. Nesse caso, o *beamforming* pode ajudar concentrando um sinal em um feixe concentrado que aponta apenas na direção de um utilizador, em vez de transmitir em várias direções ao mesmo tempo. Essa abordagem pode reforçar as chances de o sinal chegar intacto e reduzir a interferência para todos os outros [46].

Utilizando o *beamforming* em redes móveis, várias vantagens são encontradas em relação aos padrões de antena setorizada usados nas gerações anteriores e atuais. Nessas redes, as estações base transmitem os recursos de canal designados para um utilizador específico em todo o setor, portanto, apenas uma percentagem muito pequena da energia é irradiada na direção do utilizador pretendido.

Com o *beamforming*, o uso de um feixe diretivo concentra a intensidade do sinal transmitido e a sensibilidade do receptor na direção do link sem fio pretendido, aumenta o alcance do link e a taxa de transferência disponível à medida que se deslocam para um determinado utilizador móvel. No âmbito do 5G, as frequências de mm-wave, tornam o *beamforming* imperativo para serviços de gigabit.

3.3. m-MIMO

O m-MIMO é uma tecnologia emergente que evoluiu a partir da tecnologia MIMO. O objetivo principal do m-MIMO é extrair todos os benefícios da tecnologia MIMO, mas em uma escala maior. Em geral, m-MIMO é uma tecnologia em evolução do 5G, com o propósito de eficiência energética, robustez, segurança e eficiência do espectro. É reservado uma secção de desenvolvimento sobre o mesmo a seguir.

4. Massive Multiple Input Multiple Output (m-MIMO)

Quando o número de antenas na *Base Station* (BS) torna-se significativamente maior do que o número de utilizadores de terminais na célula, estamos no contexto do m-MIMO. Com a introdução de conceitos como IoT, comunicação máquina a máquina, realidade virtual e realidade aumentada, o m-MIMO é capaz de fornecer a eficiência espectral necessária, sendo que os benefícios do mesmo, como já foi abordado anteriormente, incluem melhorias de além da eficiência de espectro, eficiência energética, supressão de interferência entre os utilizadores [47] e processamento de sinal linear mais eficaz na BS [48].

O MIMO se torna amplamente atraente quando se trata de bandas de frequência mais altas, que incluem uma banda de onda milimétrica. Normalmente, uma única antena tem uma má diretividade com um padrão de radiação aproximadamente amplo. As redes 5G exigem diretividade muito alta. Isso pode ser feito construindo arranjos de antenas, em determinada composição geométrica e elétrica, sem reduzir os tamanhos dos elementos da antena, que é o motivo por trás do m-MIMO [56], portanto, o mesmo é descrito como a tecnologia para atender a demanda de altas taxas de dados do 5G e assim suportar o tráfego massivo de dados e utilizadores.

Nesta secção, estudaremos uma visão geral do m-MIMO, e seus enormes desafios.

4.1. Conceito do m-MIMO

O m-MIMO é um sistema MIMO multiutilizador que serve vários utilizadores por meio de multiplexação espacial em um canal com propagação favorável [60, 61], onde os vetores de canal entre a estação base e o terminal de utilizador são quase ortogonais. O conceito principal de m-MIMO é usar grandes conjuntos de antenas em Estações base M para servir simultaneamente terminais autônomos K ou utilizadores, onde $M \gg K$. Um exemplo básico de m-MIMO pode ser visto na figura 22, onde conjuntos de antenas numa estação base servem simultaneamente muitos terminais autônomos.

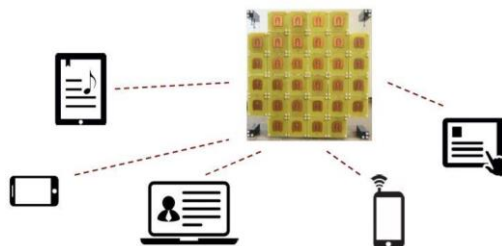


Figura 22: m-MIMO e a exploração de grandes conjuntos de antenas para multiplexar espacialmente muitos terminais [63].

As antenas extras que o m-MIMO usa ajudarão a concentrar a energia em uma região menor do espaço para fornecer melhor eficiência espectral e rendimento. O downlink m-MIMO e o sistema de uplink são mostrados na figura 23. Conforme o número de antenas aumenta em um sistema m-MIMO, os feixes irradiados tornam-se mais estreitos e focados espacialmente em direção ao utilizador. Os padrões de feixe para diferentes configurações de antena são mostrados na figura 24. Esses feixes de antena focalizados espacialmente aumentam o rendimento para o utilizador desejado e reduzem a interferência para o utilizador vizinho [49]. O m-MIMO oferece uma vantagem imensa sobre o sistema MIMO tradicional, que está resumido na tabela 1 [50].

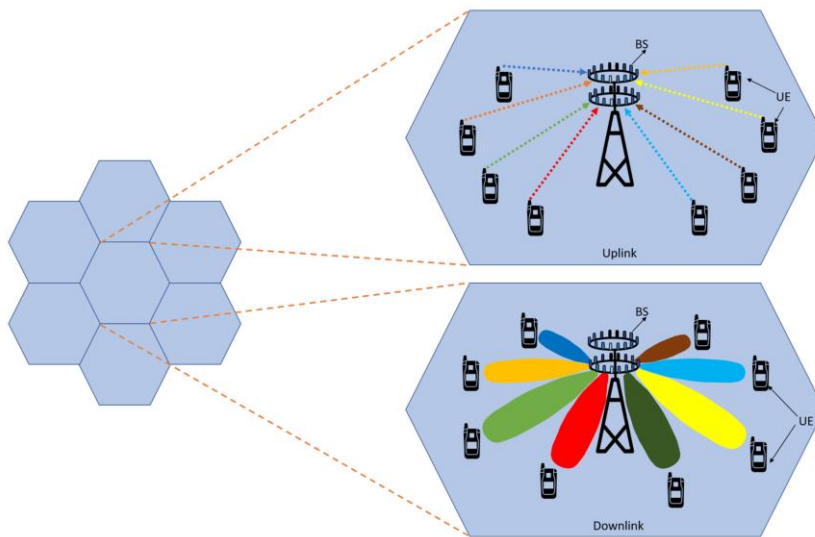


Figura 23: Uplink e downlink m-MIMO [51].

A ISI representa a maior limitação para permitir o envio de taxas de transferência mais altas [4]. Técnicas de transmissão de bloco, como OFDM ou *Single-Carrier Frequency Domain Equalization* (SC-FDE) são amplamente empregues para mitigá-lo. Devido à relação de energia de pico para a média mais baixa, SC-FDE tende a ser uma solução melhor [89]. Sistemas MIMO é outra técnica que combate o ISI, todavia, a combinação de SC-FDE com m-MIMO resulta em um sistema que faz uso do espectro disponível de uma maneira muito mais eficiente.

Os recetores MIMO estão normalmente associados a um alto nível de complexidade e requisitos de processamento, sendo ainda mais exigentes no caso do m-MIMO. Os recetores Zero Forcing (ZF) requerem a inversão da matriz do canal para cada componente de frequência do canal [90]. O *maximum ratio combining* (MRC) é um recetor que pode ser empregue para reduzir a complexidade, evitando a necessidade de computar a inversão da matriz do canal, para cada componente de frequência do canal [91].

4.1.1. Transmissão Uplink

Segundo [51], o canal de uplink é usado para transmitir dados e o sinal piloto do terminal do utilizador para a estação base, conforme mostrado na figura 25a. Vamos considerar um enorme sistema de uplink MIMO equipado com M antenas na estação base e simultaneamente se comunicando com N ($M \gg N$) utilizadores de antena única. Se o sinal transmitido pelo utilizador ou o sinal piloto determinístico para estimar o canal é $x \in \mathbb{C}^N$ o sinal recebido na estação base durante o uplink é dado como:

Equação 4. 1

$$y = H_x + n_{uplink}$$

Onde $y \in \mathbb{C}^M$ é o sinal recebido na estação base, H é o vetor de canal entre o terminal do utilizador e a estação base, e os elementos de $H \in \mathbb{C}^{M \times N}$ são independentes e distribuídos de forma idêntica com média zero e variância unitária, ou seja, $H \sim \mathcal{CN}(0,1)$. O termo adicional $n_{uplink} \in \mathbb{C}^M$ é a adição de interferência de várias transmissões e do ruído do recetor. A interferência adicional é independente do sinal de utilizador x , mas pode ser dependente do canal de H .

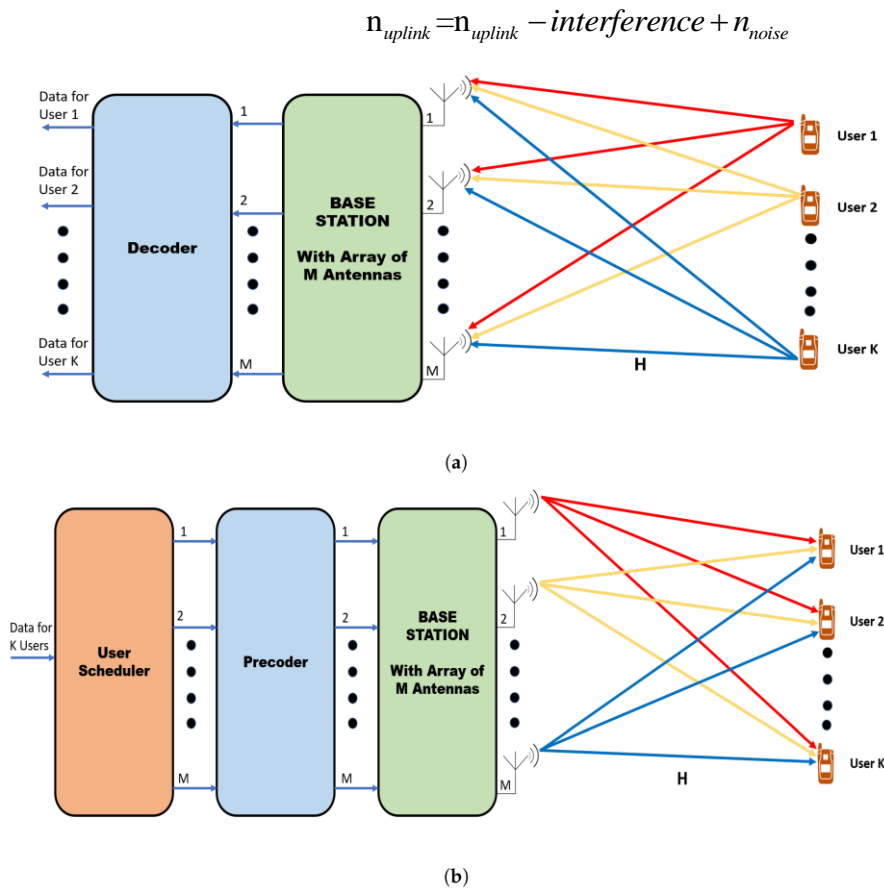


Figura 25: Operação massiva de uplink e downlink de MIMO. (a) Uplink (b) Downlink [51].

4.1.2. Transmissão de Downlink

O canal de downlink é usado para transmitir dados ou estimar o canal entre o utilizador e a estação base. A estação base usa pilotos de treinamento para estimar o canal. Uma transmissão de downlink com vários *user equipment* (EU) e uma estação base é mostrada na figura 25b [51].

Num sistema m-MIMO de downlink, em que a estação base está equipada com M antenas e está servindo N utilizadores com uma única antena simultaneamente. A estação base envia informações independentes para vários utilizadores simultaneamente. O sinal recebido, $y_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ no k_{th} o utilizador é:

$$y_k = h_k x_k + n_{downlink}$$

Onde h_k é um vetor de canal entre k_{th} utilizador e estação base, cujos elementos são independentes e distribuídos de forma idêntica com média zero e variância unitária, ou seja, $h \sim \mathcal{CN}(0,1)$.

$x_k \in \mathbb{C}^M$ é o sinal transmitido pela estação base para o utilizador k e, $n_{downlink}$ é o ruído adicional que é composto pelo ruído do recetor $n_{noise} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 1)$ e a interferência durante o downlink $n_{downlink} - interference$ causado pela transmissão simultânea para outros utilizadores e é dado como:

Equação 4. 4

$$N_{downlink} = n_{downlink} - interface - n_{noise}$$

4.2. Benefícios do m-MIMO

O m-MIMO oferece dois benefícios principais [62]:

- Excelente eficiência espectral;
- Maior Eficiência energética.

As principais características tecnológicas do m-MIMO que suportam os benefícios acima são:

- Processamento totalmente digital: Cada antena tem sua própria RF e banda base digital. Os sinais de todas as antenas em cada estação base são processados de forma coerente juntos. As principais vantagens do processamento totalmente digital incluem evitar suposições específicas sobre o canal de propagação, a possibilidade de medir a resposta completa do canal no uplink e resposta rápida às mudanças no canal. Curiosamente, avaliações recentes mostram que o processamento digital completo pode não só oferecer desempenho superior, mas também melhor eficiência energética [64], uma tendência que pode ser reforçado pelo desenvolvimento contínuo de circuitos de baixa potência sob medida.

- Reciprocidade de propagação e operação de TDD, possibilitando canais de downlink a serem estimados a partir de pilotos de uplink, e evitando a necessidade de conhecimento prévio ou estrutural do canal de propagação.

- Algoritmos de pré-codificação/decodificação de baixo custo computacional, assumindo a forma de razão máxima (também conhecido como formação de feixe conjugado) ou força zero em processamento. O m-MIMO funciona igualmente bem com transmissão de portadora única e OFDM. Notavelmente, a formação de feixe conjugada com OFDM é equivalente à reversão de tempo em um sistema de portadora única.

- Ganho de matriz, resultando, em princípio, em um aumento de orçamento de link de circuito fechado proporcional ao número de antenas da estação base.

- Fortalecimento do canal, que remove efetivamente os efeitos do desbotamento rápido.

Operacionalmente, cada link de estação base terminal se torna um canal escalar cujo ganho estabiliza a uma constante determinística e independente da frequência. Isso muito simplifica os problemas de alocação de recursos.

- Boa qualidade de serviço para todos terminais em uma célula, facilitado pela melhoria de orçamento de link oferecida pelo ganho de array, e a capacidade de supressão de interferência oferecida pela resolução espacial da matriz. Algoritmos de controle de potência de linha de base típicos alcançam justiça máxima-mínima entre os terminais.

- Operação Autônoma das estações base, sem compartilhamento de dados de carga ou canal de informações de estado com outras células, e sem requisitos de tempo preciso de sincronização.

- Possibilidade de reduzir a precisão e resolução de front-ends de transceptor, e o processamento digital e representações de números em cálculos.

4.3. Potencialidades do m-MIMO no 5G

4.3.1. Aumento da eficiência energética

O m-MIMO aumenta a capacidade em mais de 10 vezes e melhora a eficiência da energia irradiada 100 vezes. O aumento na capacidade é devido à multiplexação espacial agressiva que é usada em m-MIMO. Princípio importante para aumentar a eficiência energética pelo uso de muitas antenas, a energia pode ser direcionada para uma pequena região ou espaço. A física fundamental é a superposição de frentes de onda. Ao moldar adequadamente os sinais que são enviados pelas antenas, as estações base podem garantir que todas as frentes de onda emitidas por todas as antenas se juntem de forma benéfica nas localizações dos terminais dados. A supressão de interferência entre os terminais pode ser feita usando o Zero forcing (ZF).

Segundo [58], a eficiência energética é basicamente uma análise de benefício e custo em que a entrada para a rede celular é o consumo de energia e a saída é definida como a taxa de transferência fornecida pela rede que representa o benefício da rede. Portanto, eficiência energética é definida como:

$$EE = \frac{\textit{Throughput}}{\textit{Energy Consumption}}$$

Então, eficiência energética pode ser definida como o número máximo de bits que podem ser transmitidos de forma confiável consumindo uma unidade de joule de energia.

A análise de eficiência energética é necessária devido a 2 fatores:

À medida que aumenta o consumo de energia pela rede celular, mais será necessária a produção de energia, poluindo o meio ambiente, portanto o consumo de energia deve ser minimizado de todas as formas possíveis.

À medida que aumenta a necessidade de energia da rede celular, o custo para fornecer essa grande quantidade de energia também aumenta, aumentando assim o custo para o utilizador. Portanto, a análise de EE é necessária para minimizar o uso de energia.

4.3.2. m-MIMO com componentes de baixa potência

Amplificadores ultra lineares de 50 W com m-MIMO usados em sistemas tradicionais podem ser substituídos por muitos dos amplificadores de menor custo. O contraste com os designs de array clássicos, que usam antenas limitadas alimentadas por amplificadores de alta potência, é importante. Diversos itens caros e volumosos, como grandes cabos coaxiais, podem ser removidos completamente. As restrições de precisão e linearidade de amplificadores individuais e cadeia de RF foram removidas no m-MIMO. O fator importante é sua ação combinada. Desta forma, o m-MIMO depende do conceito de grande número para fazer o ruído, as imperfeições de hardware e as médias de desvanecimento quando os sinais são combinados ao ar de muitas antenas [57].

4.3.3. Redução da latência

Também em [57], é referido que o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio é normalmente restringido por enfraquecimento. O desvanecimento reduz um pouco a força do sinal recebido em determinados momentos. Isso acontece devido ao sinal que é enviado de uma estação base antes de chegar ao terminal, ele viaja por caminhos múltiplos, e as ondas que são resultantes dos caminhos múltiplos interferem de forma prejudicial. Portanto, é o desvanecimento que torna difícil construir links sem fio de baixa latência. Se um terminal está preso em uma queda de desvanecimento, ele deve esperar até que o canal de propagação tenha mudado adequadamente até que quaisquer dados possam ser recebidos. A fim de evitar a queda de desbotamento, o m-MIMO depende do conceito de grandes números e formação de feixe, de modo que a latência não é limitada pelo desvanecimento.

Outras potencialidades do m-MIMO no 5G são:

A alta taxa de dados, onde o ganho de array e a multiplexação espacial fornecidos pelo m-MIMO aumentam a taxa de dados e a capacidade dos sistemas sem fio [51];

O Rastreamento do utilizador, como o m-MIMO usa feixes de sinal estreitos para o utilizador; o rastreamento do utilizador se torna mais confiável e preciso [51];

Menos desvanecimento, um grande número de antenas no recetor torna o m-MIMO resiliente contra desvanecimento [52];

Segurança reforçada, O m-MIMO fornece mais segurança física devido aos canais ortogonais da estação móvel e feixes estreitos [52].

4.4. Desafios em m-MIMO e técnicas de mitigação

A enorme tecnologia MIMO é mais do que apenas uma extensão da tecnologia MIMO e, para torná-la realidade, ainda existem muitos problemas e desafios que precisam ser resolvidos. Alguns dos desafios fundamentais em sistemas m-MIMO são mostrados na figura 26.



Figura 26: Desafios na implantação do m-MIMO.

4.4.1. Contaminação Piloto

Em sistemas m-MIMO, a estação base precisa da resposta do canal do terminal do utilizador para obter a estimativa do canal. O canal de uplink é estimado pela estação base quando o terminal do utilizador envia sinais piloto ortogonais para a estação base. Além disso, com a ajuda da propriedade de reciprocidade de canal do m-MIMO, a estação base estima o canal de downlink em direção ao terminal do utilizador [53]. Se os sinais piloto na célula local e nas células vizinhas forem ortogonais, a estação base obtém a estimativa precisa do

canal. No entanto, o número de sinais piloto ortogonais em determinada largura de banda e período é limitado, o que força a reutilização dos pilotos ortogonais em células vizinhas [48]. O mesmo conjunto de piloto ortogonal usado em células vizinhas irá interferir entre si, e a estação base receberá uma combinação linear de resposta de canal da célula local e das células vizinhas. Este fenômeno é conhecido como contaminação piloto e limita o rendimento alcançável, conforme mostrado na figura 27 [59]. Durante o downlink, a estação base enviará forma de feixe para o utilizador em sua célula doméstica, juntamente com utilizadores indesejados nas células vizinhas. O efeito da contaminação do piloto no desempenho do sistema foi estudado em [65, 66].

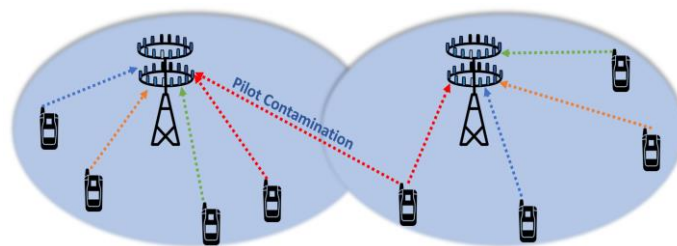


Figura 27: Efeito de contaminação do piloto m-MIMO [51].

4.4.2. Estimativa de Canal

Para detecção e decodificação de sinal, o m-MIMO depende do *channel state information* (CSI). CSI é a informação do estado do link de comunicação do transmissor ao recetor e representa o efeito combinado de desvanecimento, espalhamento e assim por diante. Se o CSI for perfeito, o desempenho do m-MIMO cresce linearmente com o número de antenas de transmissão ou recepção, o que for menor [67]. Para um sistema que usa FDD, o CSI precisa ser estimado durante o downlink e uplink. Durante o uplink, a estimativa do canal é feita pela estação base com a ajuda de sinais piloto ortogonais enviados pelo terminal do utilizador. E durante o downlink, a estação base envia sinais piloto para o utilizador, e o utilizador confirma com as informações do canal estimado para a transmissão do downlink. Para um sistema m-MIMO com muitas antenas, a estratégia de estimativa de canal de downlink em FDD se torna muito complexa e inviável para implementar em aplicativos do mundo real. A figura 28a mostra o modo FDD e TDD na comunicação sem fio, e a figura 28b mostra a transmissão piloto típica e o mecanismo de feedback CSI nos modos FDD e TDD.

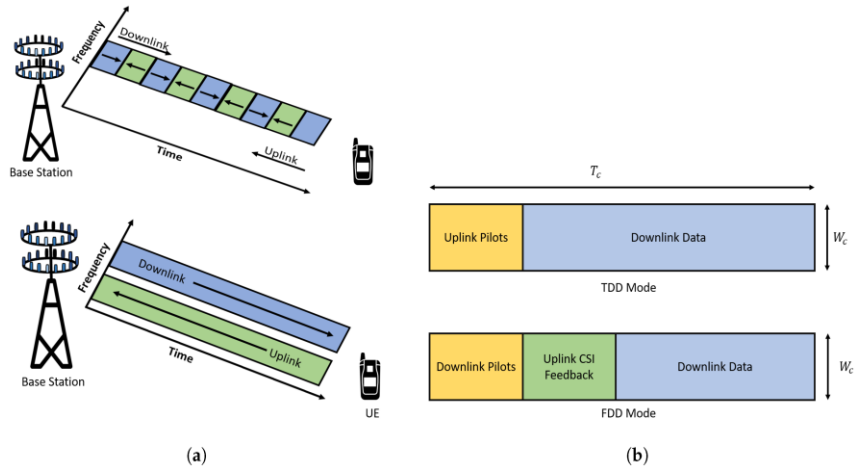


Figura 28: (a) Modo Duplex por Divisão de Frequência (FDD) e Duplex por Divisão de Tempo (TDD): Massive funciona melhor no modo TDD. (b) Transmissão piloto típica e mecanismo de feedback CSI em modo FDD e TDD [51].

O TDD fornece a solução para o problema durante a transmissão de downlink em sistemas FDD. Em TDD, explorando a propriedade de reciprocidade de canal, a estação base pode estimar o canal de downlink com a ajuda de informações de canal durante o uplink. Durante o uplink, o utilizador enviará os sinais piloto ortogonais para a estação base e, com base nesses sinais piloto, a estação base estimará o CSI para o terminal do utilizador [48]. Então, usando o CSI estimado, a estação base irá transmitir dados de downlink para o terminal do utilizador. Como há um número limitado de pilotos ortogonais que podem ser reutilizados de uma célula para outra, o problema de contaminação do piloto surge e é um desafio significativo durante a estimativa de canal m-MIMO. Outros desafios são o aumento do hardware e da complexidade computacional devido ao maior número de antenas. Assim, algoritmo de estimativa de canal de baixa complexidade e baixo overhead são muito desejáveis para sistemas m-MIMO [68].

4.4.3. Precodificação

A pré-codificação é um conceito de beamforming que oferece suporte à transmissão multi-stream em sistemas com várias antenas. A pré-codificação desempenha um papel fundamental em sistemas m-MIMO, pois pode atenuar o efeito criado pela perda de caminho e interferência e maximiza o rendimento. Em sistemas m-MIMO, a estação base estima o CSI com a ajuda de sinais piloto de uplink ou feedback enviado pelo terminal do utilizador. O CSI recebido na estação base não é incontrolável e não é perfeito devido a vários fatores ambientais no canal sem fio [69]. Embora a estação base não receba CSI perfeito, ainda assim o desempenho do downlink da estação base depende em grande parte do CSI estimado.

Assim, a estação base usa o CSI estimado e a técnica de pré-codificação para reduzir a interferência e obter ganhos de eficiência espectral. O desempenho do m-MIMO de downlink depende da estimativa precisa de CSI e da técnica de pré-codificação empregada. Embora a técnica de pré-codificação forneça benefícios imensos para sistemas m-MIMO, ela também aumenta a complexidade computacional do sistema geral, adicionando cálculos extras. A complexidade computacional aumenta junto com o número de antenas. Assim, precoders de baixa complexidade e eficientes são mais práticos para uso em sistemas m-MIMO. A figura 29 mostra a pré-codificação em sistemas m-MIMO com estação base de antena M e utilizadores N .

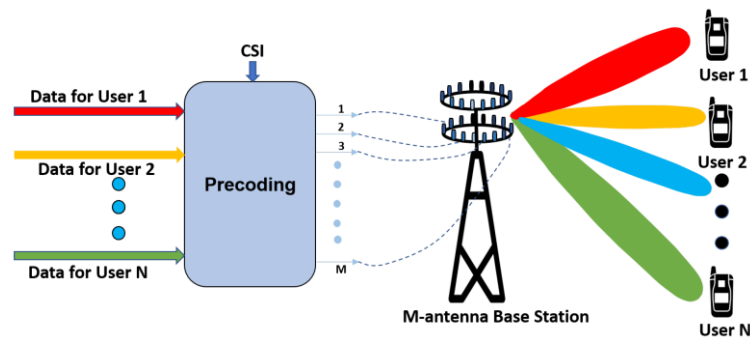


Figura 29: Pré-codificação em um sistema m-MIMO com antenas M na estação base se comunicando com N utilizadores [51].

4.4.4. Programação do utilizador

O m-MIMO equipado com um grande número de antenas na estação base pode se comunicar com vários utilizadores simultaneamente. A comunicação simultânea com vários utilizadores cria interferência multiutilizador e degrada o desempenho do rendimento. Os métodos de pré-codificação são aplicados durante o downlink para reduzir o efeito da interferência multiutilizador, conforme mostrado na figura 30. Uma vez que o número de antenas é limitado na estação base m-MIMO, se o número de utilizadores for maior do que o número de antenas, o esquema de agendamento do utilizador adequado é aplicado antes da pré-codificação para obter maior rendimento e desempenho de taxa de soma.

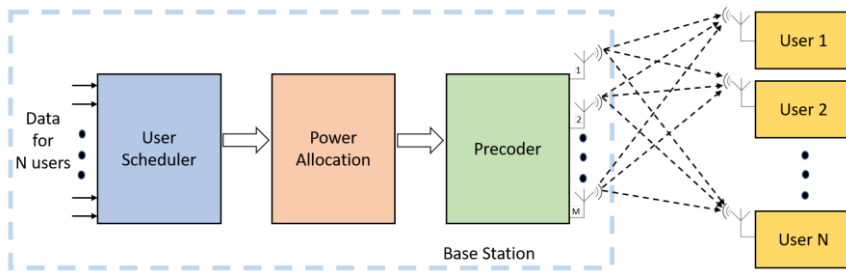


Figura 30: Agendamento de utilizador m-MIMO [51].

4.4.5. Deficiências de hardware

O sistema m-MIMO depende de um grande número de antenas para reduzir o efeito de ruído, desvanecimento e interferência. Um grande número de antenas em m-MIMO aumenta a complexidade do sistema e aumenta o custo de hardware. Para implantar m-MIMO, ele deve ser construído com baixo custo e componentes pequenos para reduzir a complexidade computacional e o tamanho do hardware. O uso de um componente de baixo custo aumentará as imperfeições do hardware, como ruído de fase, ruído de magnetização, distorção do amplificador e desequilíbrio de QI [70]. Essas imperfeições têm um grande impacto no desempenho geral do sistema. Devido ao grande número de antenas, há um acoplamento mútuo entre os elementos da antena, o que altera a impedância de carga e causa distorções [71]. Embora o m-MIMO prometa reduzir a energia irradiada 100 vezes do que os sistemas MIMO convencionais, o consumo de energia por hardware de banda base e conversores de dados aumenta linearmente com o aumento no número de antenas. O uso de *phase lock loop* (PLL) de baixo custo e osciladores aumenta o deslocamento de fase entre o momento em que o sinal piloto e o sinal de dados são recebidos em cada antena, o que também limita o desempenho m-MIMO [72]. A deficiência de hardware em uma enorme estação base MIMO é mostrada na figura 31.

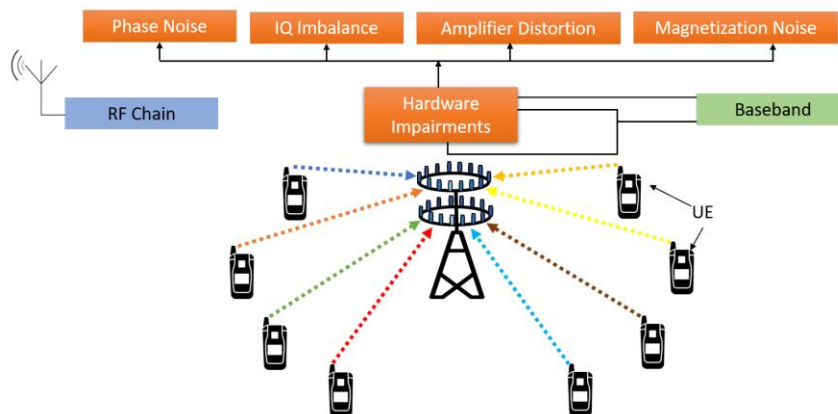


Figura 31: Enormes deficiências de hardware MIMO [51].

4.4.6. Detecção de Sinal

Em sistemas m-MIMO, devido a um grande número de antenas, a detecção do sinal de uplink torna-se computacionalmente complexa e reduz o rendimento alcançável. Além disso, todos os sinais transmitidos pelos utilizadores se sobrepõem na estação base para criar interferência, o que também contribui para a redução do throughput e da eficiência espectral. A figura 32 mostra um sistema m-MIMO com terminal de utilizador N e antena M na estação base. Todos os sinais transmitidos pelo terminal de utilizador N viajam por um caminho sem fio diferente e se sobrepõem na estação base, o que torna a detecção de sinal na estação base complexa e ineficiente. Tem havido uma extensa pesquisa para encontrar o método de detecção de sinal ideal para sistemas m-MIMO que podem fornecer melhor desempenho de rendimento com menor complexidade computacional. Os detectores não lineares convencionais, como o *Sphere Decoding* (SD) [73] e o *Successive Interference Cancellation* (SIC) [74], apresentam bom desempenho. Ainda assim, a complexidade computacional aumenta com mais número de antenas, o que as torna inviáveis para sistemas m-MIMO.

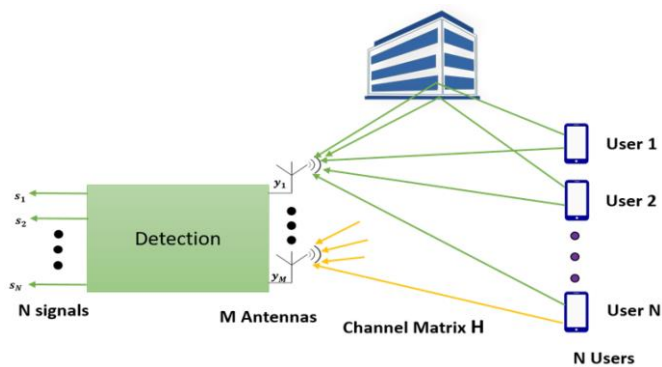


Figura 32: Um sistema m-MIMO de uplink [51].

O m-MIMO pode oferecer serviços aprimorados de banda larga (possibilitando a implementação do eMBB) no futuro e muito mais. Entretanto, o 5G deve oferecer suporte a uma grande variedade de serviços sem fio em áreas que variam de infotainment para saúde, casas e cidades inteligentes, manufatura e muitos outros.

A tecnologia M-MIMO pode ser adaptada para suportar um grande número de máquinas massivas e Dispositivos MTC. Além disso, é um excelente candidato para realizar o URLLC, pois pode estabelecer links físicos muito robustos.

5. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)

O acesso múltiplo, um dos blocos de construção fundamentais em sistemas de comunicação sem fio, tem um impacto significativo na utilização do espectro disponível, taxa de transferência do sistema e latência. No contexto do rádio celular, o acesso múltiplo refere-se a uma técnica pela qual vários utilizadores compartilham um recurso de rádio comum para estabelecer links de comunicação com uma BS. As técnicas de acesso consideradas pioneiras, são chamadas de acesso múltiplo ortogonal, sendo que, o acesso dos utilizadores é ortogonal por natureza e, idealmente, os mesmos não interferem em um outro enquanto compartilham o canal de comunicação.

Teoricamente, os sistemas baseados em acesso múltiplo ortogonal não experimentam interferências entre utilizadores devido a alocação ortogonal de recursos e, portanto, normalmente os recetores de baixa complexidade podem ser empregues para detetar o sinal do utilizador desejado. No entanto, como o número de recursos ortogonais são limitados, os sistemas de acesso múltiplo ortogonal não podem atender a um grande número de utilizadores, conforme imposto pelo 5G.

Em contraste com o acesso múltiplo ortogonal, o *Non-Orthogonal Multiple Access* (NOMA) permite a interferência entre utilizadores na alocação de recursos de utilizadores e, portanto, vários utilizadores são atendidos usando o mesmo bloco de recursos. Para mitigar o efeito da interferência, esquemas de cancelamento de interferência, como SIC são aplicados [75].

O NOMA demonstrou ter potencial para lidar com um grande número de conexões, ao mesmo tempo que oferece uma capacidade de soma superior, portanto, a compreensão do NOMA e sua utilização no 5G perspectiva ser extremamente importante.

5.1. Conceitos do NOMA

Os esquemas NOMA existentes podem ser classificados em duas categorias: NOMA baseado em domínio de potência e NOMA baseado em domínio de código. O primeiro atribui um nível de potência exclusivo a um utilizador e vários os utilizadores transmitem seus sinais compartilhando os mesmos recursos de código de tempo-frequência, cada um usando a sua potência alocada [76].

O nível de potência de um utilizador é decidido com base em seu ganho de canal: um utilizador com maior ganho de canal geralmente é atribuído um nível de potência inferior. No termino da receção, os sinais dos diferentes utilizadores podem ser separados explorando a diferença de energia dos utilizadores com base no SIC. O NOMA baseado em domínio de

código depende de livros de código, sequências de propagação, padrões de intercalação ou embaralhamento sequências para alocar recursos de forma não ortogonal aos utilizadores [77].

5.1.1. NOMA baseado em domínio de potência

5.1.1.1. Downlink

Em [78], um sistema NOMA simples que consiste em uma única BS e dois utilizadores, cada um equipado com uma única antena, como ilustra a figura 33. Supondo que x_1 e x_2 são os sinais a serem transmitidos da BS para utilizadores 1 e 2, respectivamente. A BS transmite o sinal codificado de superposição como:

Equação 5. 1

$$s = \sqrt{P_1}x_1 + \sqrt{P_2}x_2,$$

Onde P_i , $i = 1, 2$, é a potência de transmissão para o utilizador e o sinal de mensagem x_i , $i = 1, 2$, é da unidade de potência, ou seja, $E\{|x_i|^2\} = 1$, com $E\{\cdot\}$ como o operador de expectativa. A potência de transmissão total de os utilizadores 1 e 2 podem ser escritos como $P = P_1 + P_2$. Na prática, para uma configuração de sistema particular, P é predefinido e, portanto, é dividido em P_1 e P_2 de acordo com a alocação de energia adotada (PA) esquema. O sinal recebido pelo utilizador pode ser representado como

Equação 5. 2

$$y_i = h_i s + n_i,$$

Onde h_i é o ganho do canal entre a BS e o utilizador i e n_i representa o ruído gaussiano mais interferências com a densidade de potência espectral $N_{f,i}$. Para um cenário multicelular, a interferência intercelular também está incluída em n_i .

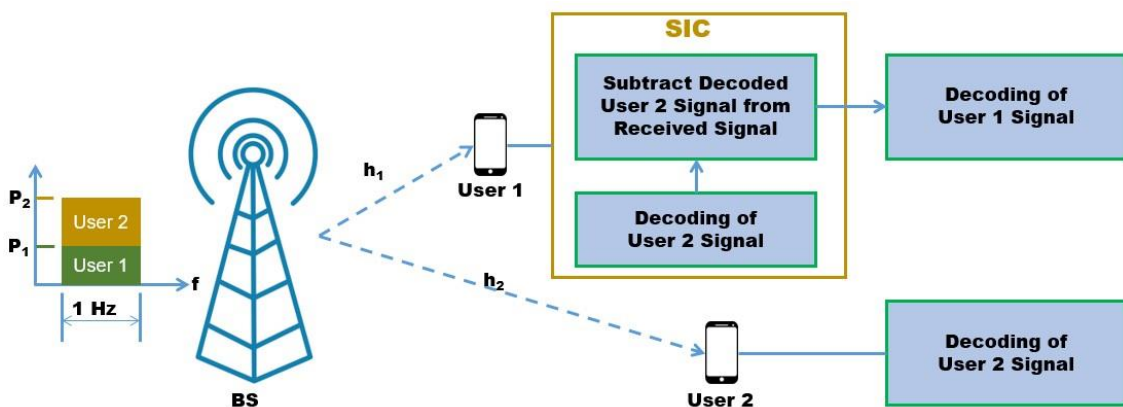


Figura 33: Downlink NOMA com 2 utilizadores no domínio de potência [78]

Para separar os sinais de diferentes utilizadores, o SIC é usado nos recetores. A ordem de decodificação ideal do SIC está na ordem decrescente das intensidades dos canais dos utilizadores, determinado por $|h_i|^2/N_{f,i}$. Com este pedido, cada utilizador pode eliminar substancialmente as interferências dos sinais de outros utilizadores cujas ordens de decodificação aparecem após esse utilizador. Portanto, o utilizador 1 (com a máxima intensidade do canal $|h_1|^2/N_{f,1}$), alternativamente chamado de utilizador forte, pode cancelar a interferência do utilizador 2 (com a menor intensidade do canal $|h_2|^2/N_{f,2}$), referido como o utilizador fraco.

Vale a pena observando que a BS realiza periodicamente o pedido SIC com base nas informações de estado do canal (CSI) feedback recebido dos utilizadores, e os utilizadores obtêm as informações atualizadas no SIC encomendando da BS. Sem perda de generalidade, pode-se afirmar que um utilizador fraco é alocado maior poder em comparação com um utilizador com intensidade do canal mais forte (utilizador forte) para aumentar sua relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR). Para o NOMA de 2 utilizadores com $|h_1|^2/N_{f,1} > |h_2|^2/N_{f,2}$ (e, portanto, $P_1 < P_2$), apenas o utilizador 1 executa SIC, decodificando x_2 , o sinal do utilizador 2, e o subtrai do sinal recebido y_1 , após o que ele decodifica seu próprio sinal.

O utilizador 2 trata x_1 , o sinal do utilizador 1, como ruído e, portanto, decodifica diretamente seu próprio sinal de y_2 sem SIC. Se o SIC for perfeito, a taxa de dados alcançável do utilizador NOMA i , R_i^{NOMA} para uma transmissão BW de 1 Hz pode, portanto, ser escrito com:

Equação 5.3

$$R_1^{NOMA} = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{N_{f,1}} \right)$$

Equação 5.4

$$R_2^{NOMA} = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{P_1 |h_2|^2 + N_{f,2}} \right)$$

A capacidade de soma alcançável é $R^{NOMA} = R_1^{NOMA} + R_2^{NOMA}$. As equações (5.3) e (5.4) sugerem que a BS pode controlar a taxa de dados de cada utilizador ajustando os coeficientes de alocação de energia α_1 e α_2 , com $\alpha_1 = \frac{P_1}{P}$ e $\alpha_2 = \frac{P_2}{P}$.

5.1.1.2. Uplink

Para o uplink, em [78] um esquema NOMA é apresentado onde os utilizadores transmitem simultaneamente seus sinais x_1 e x_2 para a BS, como ilustra a figura 34. Entretanto, o sinal recebido na BS é dado por:

Equação 5.5

$$y = \sum_{i=1}^2 \sqrt{P_i} h_i x_i + n,$$

Onde P_i é a potência de transmissão para o utilizador i , com $E\{|x_i|^2\} = 1$, e n representa o ruído gaussiano mais interferências com a densidade espectral de potência N_f . Em geral, a BS transmite um downlink sinal de referência com base no qual cada utilizador realiza estimativa de canal. Assim, eles podem regular sua potência de transmissão para P_1 ou P_2 , dependendo de seus ganhos de canal. O utilizador 1 é novamente marcado como o utilizador forte experimentando um ganho de canal maior em comparação ao utilizador 2, o utilizador fraco. Ao receber o sinal sobreposto, a BS realiza o SIC para separar os sinais dos utilizadores.

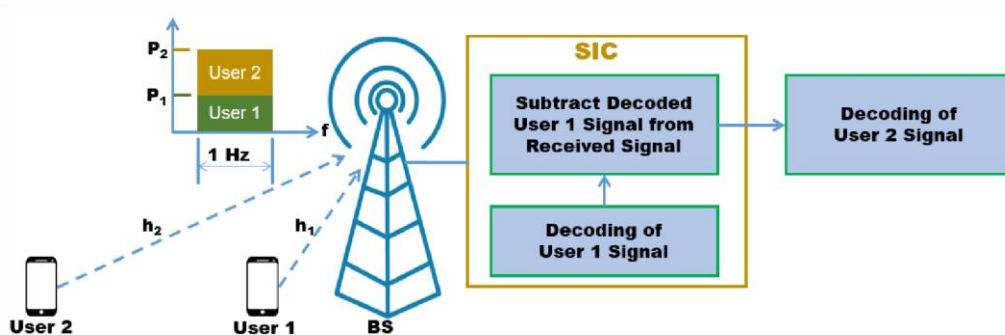


Figura 34: Uplink NOMA com 2 utilizadores no domínio de potência [78].

A BS primeiro decodifica o sinal do utilizador 1, tratando o sinal do utilizador 2 como ruído [79], a seguir subtrai o sinal decodificado do utilizador 1 (x_1) a partir do sinal recebido (y). Do restante, o sinal do utilizador 2 (x_2) é então decodificado. Portanto, no uplink NOMA, o utilizador 1 experimenta interferência do utilizador 2, enquanto o utilizador 2 não recebe nenhuma interferência do utilizador 1, uma vez que o sinal do utilizador 1 é removido antes de decodificado o sinal do utilizador 2. Em contraste, o utilizador 2 no downlink NOMA experimenta interferência de utilizador 1, enquanto o utilizador 1 não sofre interferências do utilizador 1, uma vez que o sinal do utilizador 2 é removido antes de

decodificar o sinal do utilizador 1. Se o SIC for perfeito, a taxa de dados alcançável do utilizador NOMA i , R_i^{NOMA} para uma transmissão BW de 1 Hz é expresso como:

Equação 5. 6

$$R_1^{NOMA} = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{P_2 |h_2|^2 Nf} \right)$$

Equação 5. 7

$$R_2^{NOMA} = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{Nf} \right)$$

A capacidade de soma alcançável é $R^{NOMA} = R_1^{NOMA} + R_2^{NOMA}$.

Ao contrário do NOMA de downlink, o NOMA de uplink pode acomodar um número relativamente maior de utilizadores porque a BS geralmente pode ser equipada com a potência e a energia de computação necessárias. Além disso, BS pode aplicar esquemas de decodificação com uso intensivo de computação para reduzir o impacto das interferências.

Portanto, no 5G, o uplink NOMA é preferível a downlink NOMA para o mMTC [80].

5.1.1.3. Alocação de recursos

A alocação de recursos é uma área chave para atingir o potencial total dos sistemas de comunicação com NOMA [81]. Com a noção de alcançar eficiência energética em sistemas NOMA sob alocação de recursos, as técnicas estão classificadas principalmente em alocação de energia, atribuição de canal, programação de transmissão, seleção de utilizador e esquemas conjuntos dessas técnicas.

5.1.1.4. Alocação de energia

As estratégias de alocação de energia desempenham um papel importante na alocação de recursos sendo que a figura 35 fornece uma visão geral das tecnologias de alocação de energia e campos relacionados que aumentam a eficiência energética de redes sem fio baseadas em NOMA.

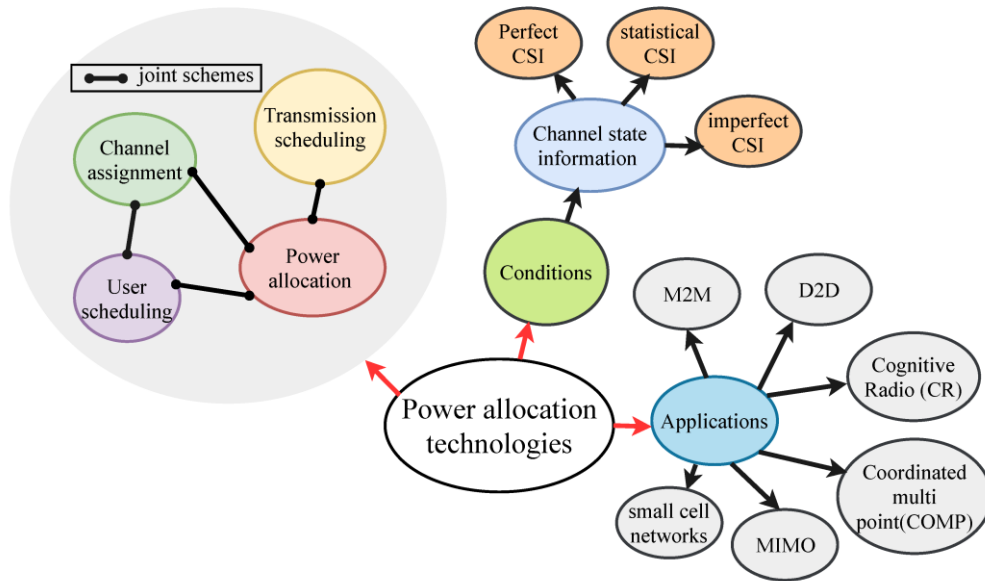


Figura 35: Classificação de tecnologias de eficiência energética para NOMA sob o esquema de alocação de energia.

O NOMA baseado no domínio de potência foi previamente discutidos, na seção seguinte, abordaremos os esquemas NOMA de eficiência energética propostos sob o NOMA baseado no domínio do código.

5.1.2. NOMA baseado em domínio de código

Em contraste com o NOMA de domínio de potência, em [78] é referido que o NOMA de domínio de código atinge a multiplexação no domínio de código. A noção deste último é motivada pelos sistemas *Code Division Multiple Access* (CDMA) clássicos, nos quais vários utilizadores compartilham os mesmos recursos de frequência de tempo, ao mesmo tempo em que utilizam sequências de distribuição única e específica do utilizador. No entanto, em comparação com CDMA, a característica única do NOMA baseado em domínio de código é que as sequências de propagação são limitadas a sequências esparsas (alternativamente chamadas de sequências de baixa densidade) ou sequências de correlação cruzada baixa não ortogonais.

Segundo [82], os conceitos do NOMA baseado em domínio de código estão divididos em três características sendo as mesmas descritas a seguir.

5.1.2.1. *Sparse code multiple access (SCMA)*

É importante referir que além da implementação do NOMA no domínio de potência, também há espaço para aumento da eficiência energética usando o NOMA no domínio de código. É mencionado em [83] que, dos esquemas NOMA testados, o acesso

múltiplo de código esparso (SCMA) mostra a menor taxa de erro de bit e probabilidade de interrupção em canais de alta interferência e utiliza baixa potência de transmissão. Conseqüentemente, o SCMA se enquadra em um algoritmo eficiente de espectro de eficiência energética que requer mais conhecimento de pesquisa. Em [84], um algoritmo é proposto para aumentar a eficiência energética usando SCMA no uplink. É mostrado que o esquema SCMA fornece capacidade extra de multiplexação enquanto otimiza o consumo de energia, o que resulta em uma abordagem de eficiência energética para o cenário de uplink NOMA. Conseqüentemente, o esquema SCMA pode suportar um número extra de utilizadores com a ajuda de transmissão não ortogonal, aumentando assim a eficiência energética média de um único utilizador. Aqui, um algoritmo de decodificação de baixa complexidade é utilizado, o que torna a implementação do hardware do transceptor menos complexa.

5.1.2.2. Space Time Block Coding (STBC)

Outro esquema de codificação, a saber, a codificação de STBC [85], é usada para aumentar a eficiência espectral e a eficiência energética do NOMA. Em [86], os autores apresentam um esquema cooperative NOMA utilizando STBC. Ambos ortogonais e não ortogonais são usados simultaneamente com STBC e é mostrado que a eficiência espectral e a eficiência energética são aprimoradas.

5.1.2.3. Multiuser Shared Access (MUSA)

O MUSA é uma técnica de domínio de código que pode ser usada para otimizar a eficiência energética, a taxa de transferência e as conexões simultâneas de uma rede sem fio baseada em NOMA. Em [87,55], MUSA é usado em um cenário IoT onde os grandes números de utilizadores são acomodados simultaneamente usando o mesmo recurso de rádio. Uma coleção de sequências de código de comprimento curto é usada, pois permitem o cancelamento de interferência sucessiva e gerenciam altas cargas do utilizador.

5.2. Tipos de NOMA

Segundo [1], existem dois tipos de NOMA: NOMA convencional e cooperative NOMA. Como pode ser visto na figura 36 com NOMA convencional, o SIC de um utilizador de referência apenas detecta, regenera e cancela os sinais dos utilizadores com potências superiores ao utilizador de referência. Portanto, os sinais do utilizador mais próximos da estação base (com menos energia, devido ao controle de energia) não são cancelados,

representando interferência e degradando o desempenho (consulte o Utilizador 1 na Figura 36).

Por outro lado, ainda em [1] o cooperative NOMA permite o cancelamento de todos os sinais de utilizadores interferentes e oferece diversidade. O Cooperative NOMA considera que os utilizadores mais próximos da estação base, que já detectaram e subtraíram utilizadores mais poderosos (mais distantes da estação base), enviam pelo ar cópias dos sinais dos referidos utilizadores mais poderosos. Na figura 36, o utilizador 2, o utilizador mais próximo da estação base (utilizador forte, devido a condições de canal mais fortes), usando SIC, detecta o utilizador 1 primeiro (um utilizador fraco, ou seja, um utilizador mais poderoso) e subtrai este sinal do sinal recebido antes de detectar seu próprio sinal (sinal do utilizador 2). Assumindo o NOMA cooperativo, o utilizador 2 envia pelo ar o sinal detectado anteriormente do utilizador 1. Enquanto com o NOMA convencional a detecção do sinal do utilizador 1 seria corrompida pelo sinal do utilizador 2 (menos potente e, portanto, não detectado pelo SIC), com o cooperativo NOMA, o utilizador 1 também recebe a cópia de seu sinal enviado pelo utilizador 2 e, em seguida, emprega um algoritmo eficiente para combinar as duas versões do sinal do utilizador 1. Observe que a versão do sinal do utilizador 1 detectada pelo utilizador 2 deve estar sujeita ao cancelamento do sinal do utilizador 2 antes de ser transmitido. Esta é uma ação que permite que tal cópia do sinal do utilizador 1 fique livre de interferências. Portanto, o cooperative NOMA traz um valor agregado especial para os utilizadores que estão mais distantes da estação base, ou seja, aqueles com potências mais altas.

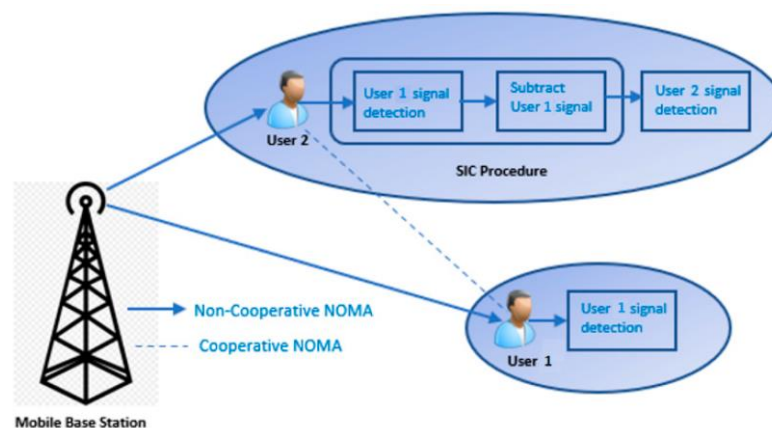


Figura 36: Ilustração de um esquema NOMA, considerando um cenário de dois utilizadores.

5.3. Vantagens do NOMA

Segundo [78], algumas das principais vantagens oferecidas pelo NOMA são resumidas da seguinte forma:

Alta eficiência espectral: uma vez que pode atender a vários utilizadores, empregando o mesmo bloco de recursos, O NOMA é altamente eficiente em termos de espectro e, portanto, melhora o rendimento do sistema.

Massive Connectivity: Massive IoT é uma referência à escala massiva, bilhões de dispositivos, objetos e máquinas que precisam de conectividade, mesmo nos locais mais remotos. Espera-se que o 5G suporte esta conectividade massiva e o NOMA pode cumprir a expectativa em alguma escala, uma vez que o número de utilizadores / dispositivos NOMA compatíveis não é estritamente limitado pelo número de recursos ortogonais disponíveis, o NOMA é capaz de atendê-los usando menos recursos.

Maior imparcialidade do utilizador: A alocação de energia do NOMA permite que um sistema faça uma troca entre justiça entre utilizadores e rendimento [54]. Portanto, se uma alocação de potência apropriado for adotada, os utilizadores da célula também podem desfrutar de taxas de dados mais altas, mantendo o rendimento do sistema.

Baixa latência: O acesso múltiplo ortogonal depende de solicitações de concessão de acesso - um utilizador de uplink primeiro precisa enviar uma solicitação de agendamento a BS. A BS então envia um sinal claro para o utilizador no canal de downlink. O processo de concessão de acesso, portanto, aumenta a latência (mesmo com sobrecarga de sinalização adicional), que não é desejável na conectividade do 5G. Além disso, com conectividade massiva, pilotos ortogonais não são suficientes e o procedimento de concessão de acesso torna-se ainda mais complexo. Em contraste, o acesso múltiplo sem concessão pode ser realizado em esquemas NOMA de uplink detectando cegamente utilizadores ativos e decodificando seus fluxos de dados [25]. Além disso, deve ser mencionado que uma redução na latência pode ser obtida, como os utilizadores são atendidos simultaneamente no NOMA.

Com todas as características aqui referidas, o NOMA apresenta – se como um forte candidato a acesso múltiplo para novos lançamentos 5G, especialmente adequado para mMTC, o use case que responde a ligações massivas.

6. 6G

Falar do 6G hoje com certeza não é uma surpresa, sendo que ao mesmo tempo que o 5G vai sendo implementado, as suas particularidades fazem – nos perspectivar o 6G que, segundo [51], são redes sem fio completas, sem limitações. Ele está atualmente em estágio de desenvolvimento e fornecerá uma velocidade de transmissão incrível na faixa de terabit. Essa tecnologia exigiria uma antena inteligente, maior capacidade de memória nos telemóveis e enormes redes óticas. As redes 6G não terão células e permitirão inteligência artificial em redes sem fio. Não está claro qual banda de frequência as redes 6G usarão, mas é evidente que uma banda de frequência muito mais alta será necessária para aumentar a taxa de dados necessária para redes 6G. Enquanto o 5G deve usar uma frequência maior que 30 GHz e até 300 GHz (mm-wave), o 6G está associado a uma frequência muito mais alta nas bandas THz (300 GHz a 3 THz), na tabela 2 é feita uma comparação de recursos 4G, 5G e 6G.

Ainda segundo [51], estima-se que o uso do espectro THz para 6G se torne comercial nos próximos 5-7 anos. Algumas das aplicações para redes 6G são robóticas conectada e sistemas autônomos, interfaces sem fio cérebro-computador, tecnologia blockchain, realidade estendida multissensorial, viagens espaciais, passeios em alto mar, internet tátil e internet industrial. Espera-se que as redes 6G sejam introduzidas no ano de 2030. Algumas das vantagens das redes 6G são:

Taxa de dados: espera-se que a rede 6G forneça uma taxa de dados de até 10 Tbps, que é quase cem vezes melhor do que as redes 5G.

Latência: a rede 6G forneceria latência de até 0,1 ms em comparação com a latência de 1 ms fornecida pelas redes 5G.

Sinalização eficiente: as redes 6G fornecem sinalização eficiente para conectividade IoT massiva e comunicação *Machine-to-Machine* (M2M).

Experiência do utilizador: 6G aprimora a realidade estendida, realidade aumentada, realidade virtual e inteligência artificial.

Eficiência espectral: 6G forneceria dez vezes mais eficiência espectral e de rede em comparação com redes 5G.

Eficiência energética: as redes 6G fornecem um uso de energia de rede 100 vezes mais eficiente em comparação com as redes 5G.

Conexão ubíqua: 6G fornecerá enormes dados de transmissão, que podem suportar mais de 1 milhão de conexões, o que é quase cem vezes mais do que redes 5G.

Tabela 6. 1 - Recursos do 6G [51].

Índice de Performance	4G	5G	6G
Taxa de pico de dados	100 Mbps	10 Gbps	Até 10 Tbps
Latência	10 ms	1 ms	Até 0,1 ms
Densidade de conexão	0,1 milhão de dispositivos / km ²	1 milhão de dispositivos / km ²	10 milhões de dispositivos / km ²
Eficiência energética	1 ×	100 × 4G	100 × 5G
Eficiência Espectral	1 ×	100 × 4G	100 × 5G
Espectro Disponível	Até 6 GHz	Até 300 GHz	Até 3 THz
Mobilidade	200 m / h	300 m / h	600 m / h
Inteligência artificial	Não	Parcial	Totalmente

7. Low Density Parity Check Codes (LDPC)

7.1. Fundamentos dos sistemas de comunicações digitais

7.1.1. Shannon e a teoria da informação

Dado um canal de comunicação, Shannon provou que existe um número chamado capacidade do canal (C), tal que transmissões confiáveis não podem ter taxas (R) que superem esta capacidade, mas que, no entanto, podem atingir um limite muito próximo desta [93].

Shannon introduziu em seu artigo uma métrica pela qual a informação pôde ser quantificada. Esta métrica permite determinar o número mínimo de símbolos necessários para uma representação livre de erros de uma dada mensagem. Uma mensagem maior contendo a mesma informação tem a característica de possuir símbolos redundantes [93].

Sendo assim, são conhecidos dois tipos de codificação:

Codificação de Fonte: é utilizada para remover a redundância não controlada que naturalmente ocorre em uma sequência de dados. A codificação de fonte reduz a taxa de transmissão efetiva requerida na transmissão dos dados.

Codificação de Canal: utilizam-se técnicas de controle de erro, sendo que estes códigos são empregues para aumentar a imunidade ao ruído. Isto é possível por meio da inserção de bits de redundância de maneira controlada e criteriosa, permitindo assim, que o receptor possa identificar e/ou corrigir erros.

7.1.2. Hamming e os códigos de canal

Hamming teve como foco a construção de códigos capazes de detectar e corrigir erros, da qual é considerado por muitos como o criador das técnicas de controle de erro.

Uma das características básicas dos códigos de canal em um sistema de comunicação é a inserção de bits de redundância na mensagem a ser transmitida. Estes bits são inseridos de maneira sistemática, para que seja possível a detecção e/ou correção de erros no momento da recepção dos dados [93].

7.1.3. Modelo de um sistema de comunicação digital

Um sistema digital usa uma sequência finita de símbolos que representam a informação, sendo que os códigos de fonte mais comuns utilizam os algoritmos de Huffman.

A fonte pode ser considerada como qualquer dispositivo capaz de gerar informação. Conforme é ilustrado na figura 37, em geral a fonte gera uma sequência de símbolos a uma média de R_s por segundo, que são então repassados ao codificador de fonte. O codificador de fonte tem como objetivo reduzir a quantidade de bits transmitidos levando-se em conta a

probabilidade de ocorrência de símbolos gerados, isto é, eles são utilizados para remover a redundância que normalmente ocorre em uma sequência de símbolos [94].

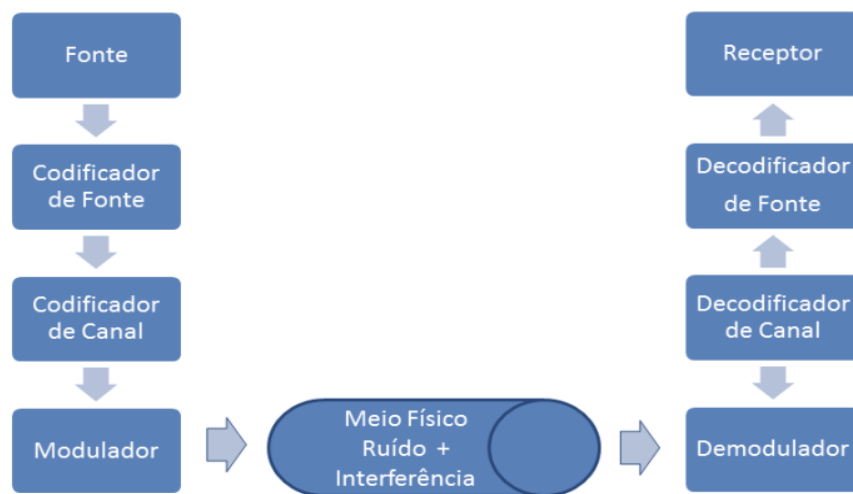


Figura 37- Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicação digital [93]

Após a codificação de fonte, a informação passa pelo bloco dos códigos controladores de erro (também chamada de codificação de canal). Após isto, a informação é enviada ao modulador que então converte os símbolos de informação em sinais, que podem ser eficientemente transmitidos através do canal de comunicação [93].

Ao escolher a modulação, devemos ter em conta a redução de maneira considerável da potência e da largura de banda requerida para a transmissão. Após o processo de modulação o sinal é então transmitido através de um meio físico, que nunca estará imune a efeitos indesejados, tais como o ruído e a interferência. Para ser entregue ao receptor, o sinal passará pelo processo inverso.

7.2. Códigos de bloco lineares

Os códigos de bloco introduzem a adição controlada de bits de redundância na sequência de dados, permitindo ao receptor ter a habilidade de detectar e corrigir erros causados por ruídos no canal de comunicação. Códigos de bloco lineares são os mais fáceis de serem implementados e conseqüentemente os que são mais largamente empregados. Uma das formas de representar estes códigos lineares é por meio de matrizes geradoras e matrizes de verificação de paridade [93].

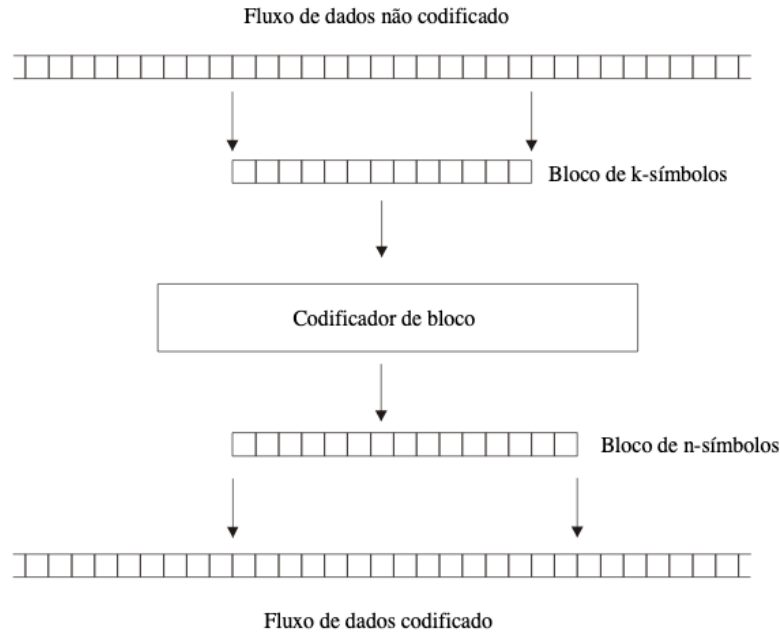


Figura 38 - Codificação de bloco [95]

De acordo com a figura 38 os blocos de k elementos são conhecidos como números de bits (ou dígitos) de informação. O valor n representa o comprimento do código, isto é, a quantidade de bits do bloco contendo a informação codificada.

7.2.1. Códigos de controlo de erros

O controle de erros pode ser realizado usando códigos de deteção ou correção de erros.

7.2.1.1. Códigos de deteção de erros

São mais facilmente implementadas devido a sua simplicidade, as quais solicitam a retransmissão de dados ao transmissor caso um erro seja encontrado. Existe uma outra possibilidade, onde o recetor descarta os dados corrompidos e uma camada superior implementa um mecanismo de controle de erros.

7.2.1.1.1. Códigos de Hamming

A distância de Hamming é o número mínimo de bits entre quaisquer duas palavras de código (blocos de bits codificados).

A distância de Hamming entre dois blocos a e b é o número de coordenadas em que os dois blocos diferem, sendo que a mesma, permite uma boa caracterização da capacidade de deteção e correção de um código de bloco em função da mínima distância.

Equação 7. 1

$$d_{hamming}(a,b) = d(a,b) = |\{i \mid a_i \neq b_i, i = 0, 1, \dots, n-1\}|$$

7.2.1.1.2. Peso da palavra-código

O peso da palavra código é o número de coordenadas não nulas do bloco. O peso da palavra-código m é normalmente escrito como $b(m)$.

Exemplo: $b(1,0,0,1,1,0,0,0) = 3$.

7.2.1.1.3. Bits de paridade

Um mecanismo básico de detecção de erros depende do uso de bits de paridade. Esses bits de paridade são bits redundantes usados pelo recetor para verificar se há erros. Os bits de paridade, resultantes de uma operação predefinida, são adicionados a um quadro no lado de transmissão. O recetor executa a mesma operação e observa esses bits redundantes. A paridade pode ser par ou ímpar.

7.2.1.1.4. Cyclic Redundancy Check (CRC)

O CRC é a técnica de detecção de erro mais comum atualmente usada [96].

A codificação CRC considera um bloco de n bits de informação para os quais m bits redundantes são adicionados, para permitir a capacidade de detecção de erros. Assim, o mesmo pode detetar todos os erros de bit único e de burst, este último se o número de bits alterados for par.

7.2.1.2. Códigos de correção de erros

Os códigos de correção de erros são utilizados para aumentar a confiabilidade de sistemas de fluxo constante em que a retransmissão da informação se torna inviável, é o caso dos sistemas de comunicação sem fio. Além disso, os mesmos também podem ser usados quando a transmissão é unidirecional ou quando a latência deve ser evitada permitindo com que o recetor corrija um ou mais bits corrompidos dentro de um bloco recebido, sem precisar solicitar uma retransmissão.

Existem dois tipos principais de códigos de correção de erros:

- Códigos convolucionais
- Códigos de bloco

7.2.1.2.1. Códigos Convolucionais

Nesse tipo de codificação uma seqüência contínua de bits de informação, com tamanho variável, é mapeada em uma seqüência também contínua de bits codificados. Um codificador convolucional é dito com memória, pois um determinado bit codificado depende de um ou mais bits de informação anteriores combinados linearmente [97].

A figura 39 (Diagrama do sistema de $k = 3$, taxa = $1/3$) ilustra um exemplo de codificador convolucional que consiste em um registrador de deslocamento de 3 bits e somadores de módulo 2 (XOR).

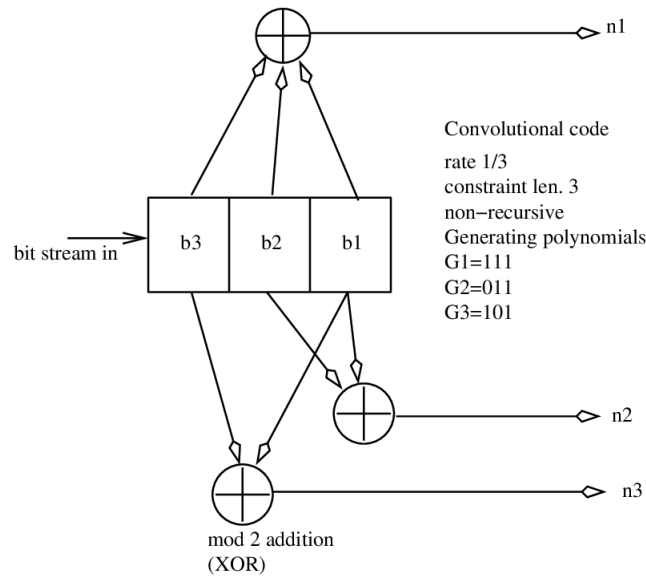


Figura 39 - Codificador convolucional [98]

7.2.1.2.2. Códigos de bloco

Os códigos de bloco codificam um grupo fixo de bits de entrada para gerar outro grupo fixo de bits de saída. Eles usam n bits de entrada para gerar uma palavra de código de comprimento k de um certo alfabeto [96].

Nos denominados códigos concatenados, vários sistemas de comunicação móvel utilizam codificações em cascata que podem conter somente codificadores de bloco, codificadores de bloco e convolucionais ou somente codificadores convolucionais.

7.2.1.2.3. Interleaving

A maioria dos códigos de correção de erros, tanto os códigos de bloco quanto os códigos convolucionais, não podem corrigir muitos erros se eles ocorrerem juntos. Normalmente, os códigos podem corrigir entre um e cinco erros em blocos de dados de talvez 10 a 100 bits [99].

Para melhorar o recurso de correção de erros, a correção de erros é normalmente associada ao interleaving. Segundo [100], o Interleaving é usado para remover as propriedades sequenciais dos erros e permitir que os códigos de correção de erros tenham um desempenho melhor.

Como ilustra a figura 40, o interleaving ocorre após a codificação no transmissor e o de-interleaving ocorre antes da decodificação no recetor. Ou seja, a sequência é codificação-interleaving-decodificação de canal- de-interleaving.

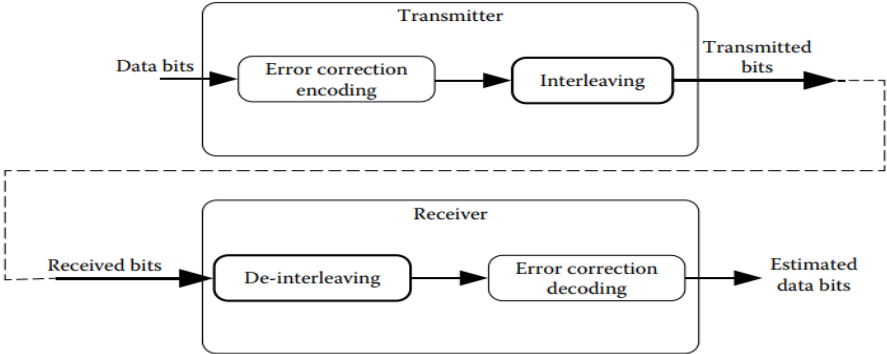


Figura 40 - Correção de erro e interleaving [96]

7.2.1.2.4. Puncturing

Puncturing é a exclusão sistemática de uma ou mais coordenadas de paridade em cada palavra código em um código [95]. A sua vantagem é que o mesmo decodificador de taxa 1/2 pode ser usado para decodificar códigos de taxas mais altas sendo que o mesmo foi aplicada pela primeira vez aos códigos convolucionais em [101].

Na figura 41, é ilustrado a variação da taxa de código uma vez que o transmissor e o recetor concordam com os bits codificados para omitir, a tabela de puncturing indica quais bits incluir contém p colunas, N linhas.

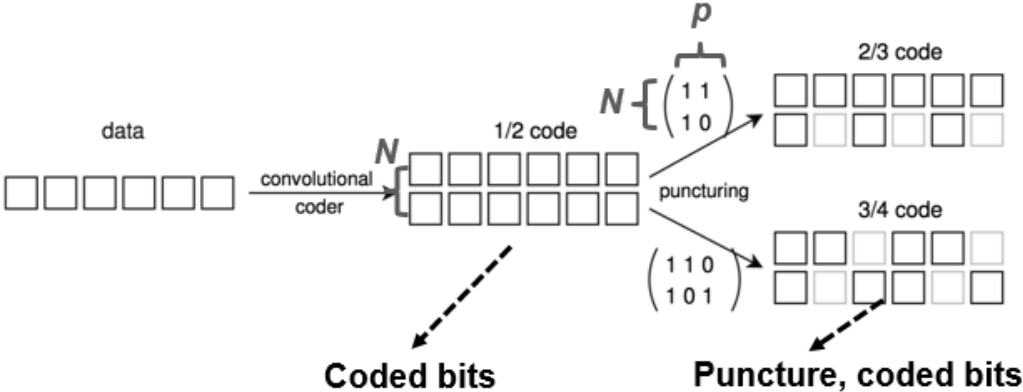


Figura 41 - Variação da taxa de código com Puncturing [92]

7.2.2. Matriz geradora do código ou matriz de codificação

Representando $\{g_0, g_1, \dots, g_{k-1}\}$ como a base para palavras-código (n, k) de um código C. A matriz **G** é definida como:

Equação 7.2

$$G = \begin{Bmatrix} g_0 \\ \vdots \\ g_{k-1} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} g_{0,0} & \cdots & g_{0,n-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k-1,0} & \cdots & g_{k-1,n-1} \end{Bmatrix}$$

A matriz **G** é chamada de matriz geradora para um código c (Matriz de codificação). Ela é usada para blocos de dados de k símbolos de acordo com a equação abaixo. Sendo que $u = (u_0, u_1, \dots, u_{k-1})$, é o conjunto de bits não codificados.

Equação 7.3

$$u.G = (u_0, u_1, \dots, u_{k-1}) \begin{bmatrix} g_0 \\ \vdots \\ g_{k-1} \end{bmatrix} = u_0 g_0 + u_1 g_1 + \cdots + u_{k-1} g_{k-1} = c$$

O vetor **c** é o resultado da codificação da mensagem (palavra-código) com base na multiplicação da matriz da mensagem não codificada **m** pela matriz geradora **G**.

Para um código binário com k bits de mensagem e comprimento n palavras-código, o gerador matriz, G, é uma matriz binária $k \times n$. A proporção k/n é chamada de taxa do código. Um código com k bits de mensagem contém 2^k palavras-código. Essas palavras-código são um subconjunto do total de vetores binários 2^n possíveis de comprimento n.

7.2.3. A verificação de paridade

Adicionar um bit no final de cada palavra não codificada, é uma forma simplificada de se detetar erros. Assim, este bit é chamado de bit de paridade e a sua escolha é em função da quantidade de bits 1s, ou seja, de forma a fazer com que a quantidade de bits 1s de cada palavra seja um número par.

Consideremos que sejam transmitidas 16 possíveis mensagens. As mesmas podem ser codificadas em 4 bits (2^4). Caso se adicione um bit extra, a quantidade de palavras possíveis será então 32 (2^5), das quais somente 16 palavras-código contêm informação. O bit de verificação de paridade introduziu redundância. Se a quantidade de bits 1's dos primeiros quatro dígitos for ímpar, será então adicionado o bit 1. Então 1011 passará a ser 10111. Se a

quantidade de bits 1's dos primeiros quatro dígitos for par, será então adicionado o bit 0. Então 1010 passará a ser 10100.

7.2.4. Matriz de Verificação de Paridade ou Matriz de descodificação

Seja H uma matriz contendo n-k vetores base como linhas, então, uma n-upla c é uma palavra código se, e somente se, ela for ortogonal a todo vetor linha de H, ou seja,

Equação 7.4

$$cH^T = 0$$

A matriz H é denominada matriz de verificação de paridade (Matriz de descodificação) do código (n, k) de dimensão $(n - k) \times n$.

A Equação (7.4) é uma condição necessária e suficiente para que c seja uma palavra do código (n, k) gerado pela matriz

G [104]. Como a relação $cH^T = 0$ é satisfeita quando c é ortogonal a qualquer linha de G, então

Equação 7.5

$$GH^T = 0$$

Um código linear, definido por uma matriz H, é sempre sistematizável e, nesse caso, por aplicação de operações lineares às linhas de H, essa pode ser escrita na forma sistemática

Equação 7.6

$$H = [I_{n-k} : P^T],$$

no qual I_{n-k} é a matriz identidade de dimensão $(n - k) \times (n - k)$ [104].

7.2.5. Códigos de Verificação de Paridade

Segundo [93], um código de verificação de paridade simples (single-parity-check code) é construído por meio da adição de um código de paridade simples em um bloco de bits de dados.

Para garantir que a soma de todos os bits da palavra código seja um resultado par (ou ímpar), o bit de paridade terá o valor de um ou zero conforme necessário.

Se a paridade é adicionada de maneira a se obter um resultado ímpar o método é chamado de paridade ímpar. Caso o bit seja adicionado de maneira a se obter um resultado par o método será chamado de paridade par. No recetor o processo de decodificação consiste em verificar se a soma módulo-2 da palavra código irá resultar em um resultado igual a zero (paridade par). Se o resultado encontrado for um ao invés de zero, isto significa que a palavra código contém erros [93].

A taxa do código pode ser expressa como $K/(K+1)$, sendo que neste caso o decodificador não pode corrigir automaticamente um bit recebido com erro. Ele pode somente detetar a presença de um número ímpar de erros de bits.

7.2.6. Detecção de Erro: Síndrome

Se, em determinado sistema de comunicação, o canal introduz ruído, então a palavra recebida é a transmitida acrescida

do ruído, ou seja,

Equação 7. 7

$$y = v + e,$$

em que e é o vetor de erro, v é a palavra código e y é a palavra recebida.

Por meio da síndrome, denotada por s , é possível verificar se o vetor recebido y contém ou não erros. A síndrome pode ser obtida por meio da expressão

Equação 7. 8

$$s = yH^T$$

em que H é a matriz de verificação de paridade para um código LDPC (n, k) [104].

Substituindo a Equação (7.7) em (7.8) é possível verificar que

Equação 7. 9

$$s = yH^T = (v + e)H^T = vH^T + eH^T = eH^T.$$

A síndrome contém alguma informação sobre o comportamento padrão de erros, embora geralmente insuficiente para o identificar sem ambiguidade. Um código (n, k) tem 2^k palavras admissíveis, em um total de 2^n palavras binárias de comprimento n . Conclui-se então que existem 2^{n-k} síndromes distintas [97].

O cálculo da síndrome é utilizado como a primeira etapa do processo de decodificação. Caso a síndrome encontrada seja nula, o vetor recebido y é considerado uma palavra código e admitido como vetor decodificado. Em caso contrário, admite-se que o vetor recebido contém erros, inseridos pelo canal de comunicação, e será necessária uma nova etapa de decodificação [105].

7.3. Códigos LDPC

7.3.1. Introdução

Em todos os sistemas de comunicações digitais a informação deve ser transmitida de forma confiável razão pela qual os códigos para correção de erro vêm ganhando maior preponderância. Os mesmos, utilizam informações redundantes codificadas para fazer a verificação e correção de erros no momento da recepção, sendo que aumentam significativamente a eficácia na transmissão de dados.

Uma importante classe de códigos para correção de erros usa os códigos LDPC, descobertos dos Robert Gallager em 1963. Os códigos LDPC, constituem um conjunto definido a partir de matrizes de verificação de paridade esparsas que apresentam excelentes desempenhos em uma grande variedade de canais [102]. Códigos LDPC têm maior capacidade de correção e diferenciam-se dos códigos clássicos pelo seu mecanismo de decodificação iterativo baseado nas probabilidades das mensagens recebidas [97].

Quando foram descobertos, os códigos LDPC eram impraticáveis a nível da implementação computacional, até que na década de 1980 R.M.Tanner introduziu uma representação gráfica para códigos denblocos, intitulada grafos de Tanner, que é útil nos algoritmos de decodificação dos códigos LDPC. Mackay, na década de 1990, mostrou que esses códigos atingem um desempenho muito próximo ao limite de Shannon, quando decodificados com o algoritmo Soma-Produto (SP – Sum-Product) [103].

O progresso foi tão rápido nesta área que a teoria da codificação hoje está em muitos caminhos irreconhecíveis de seu estado apenas uma década atrás. Além do forte interesse teórico em códigos LDPC, tais códigos já foram adotados em transmissão de vídeo digital baseada em satélite e comunicação ótica de longa distância, são altamente prováveis de serem adotados na rede local sem fio IEEE padrão, e estão sob consideração para o 5G.

7.3.2. Representação Matricial

Um código de bloco linear C com uma taxa $R = K/n$ pode ser definido em termos de uma matriz de verificação de paridade $H_{(n-k) \times n} = [h_1, h_2, \dots, h_n]$. Cada elemento h_{ij} da matriz H é um elemento de um campo finito do campo de *Galois* [106] $GF(p)$.

O código C é um conjunto de todos os valores \mathbf{x} que se encontram no espaço nulo de \mathbf{H} , tal que, $\mathbf{H} \cdot \mathbf{x} = 0$.

Dada uma matriz de paridade \mathbf{H} , é possível encontrar a matriz $G_{k \times n}$ tal que $GH^T = 0$. A matriz geradora pode ser utilizada como um codificador de acordo com $X^T = U^T \cdot G$.

Segundo [93], sua forma mais simples, um código LDPC é um código de bloco linear com a matriz de paridade esparsa, isto é, que possui uma baixa densidade de elementos não nulos. Em [107], Gallager propôs a construção de códigos LDPC por inserção randômica de 0's e 1's na matriz $H_{m \times n}$. Ele definiu que cada coluna da matriz \mathbf{H} deve ter o mesmo número d_v de 1's e que cada linha de \mathbf{H} deve ter o mesmo número d_c de 1's. Por exemplo, a matriz de paridade \mathbf{H} $m=15 \times n=20$ mostrada na figura 42 tem $d_v = 3$ e $d_c = 4$ e define um código LDPC com comprimento $n = 20$.

$$H_{1(m \times n)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 42- Matriz LDPC H_1 [93]

O percentual de 1's na matriz de paridade H de um código LDPC regular é igual a $\frac{d_c}{n}$ e tende a se aproximar de zero na medida em que o bloco fica maior. Em virtude disto é que o código LDPC é definido como de baixa densidade.

Assim, para [93], é necessário então determinar a taxa do código definido por H_1 . Levando-se em conta que a matriz é randomicamente construída, não existe nenhuma garantia de que as linhas são linearmente independentes, isto é, de que nenhum dos elementos da

matriz seja uma combinação linear dos outros. O maior conjunto de vetores linearmente independentes de uma matriz é conhecido como posto (*rank*). Neste caso o *posto* da matriz H_1 é $13 < m = 15$, e esta matriz de verificação paridade define um código com uma taxa $R = \frac{7}{20}$.

Em geral, esta matriz construída randomicamente não será uma matriz *full rank*, isto é, com todos os seus elementos linearmente independentes. Além disso, nesta matriz $m \neq n - k$. É possível com certeza eliminar a dependência linear das linhas para encontrar uma nova matriz $(n - k) \times n$, no entanto, esta matriz não será mais regular. Para códigos LDPC com um grande valor de n , é conveniente manter a matriz de verificação de paridade original, mesmo que não possua elementos totalmente linearmente independentes. É oportuno se referir a $1 - \frac{m}{n} = 1 - \frac{dv}{dc}$ como a taxa projetada do código.

Tendo definido a código LDPC regular (d_v, d_c) , o próximo passo é construir uma instância particular do código. Para fazer isto, é necessária a escolha de um d_v, d_c, n e k , e que necessariamente $md_c = nd_v$, para que seja um código regular. Além disso $d_v < d_c$ para que a taxa R seja menor ou igual a 1. Assumindo que o comprimento n do bloco e a taxa R sejam definidos pela aplicação, é ainda necessário escolher valores apropriados de d_v e d_c . Em [107], Gallager mostrou que a distância mínima de um código LDPC típico aumenta linearmente com n , tal que $d_v \geq 3$. Em virtude disto, a maioria dos códigos LDPC regulares são construídos com d_v e d_c na ordem de 3 ou 4, levando-se em conta as restrições acima. Para blocos com comprimentos de ordem maior, a inserção aleatória de 1's na matriz H , para que cada linha tenha exatamente a mesma quantidade d_c de 1's, necessita de um considerável esforço, mas vários métodos vêm sendo desenvolvidos para atingir este objetivo [103,108].

7.3.3. Grafos Bipartidos

Tanner [109], desenvolveu um importante avanço na teoria dos códigos LDPC usando grafos bipartidos para prover uma representação gráfica da matriz de verificação de paridade.

Um grafo bipartido (ou *Grafo de Tanner*), é um grafo representado por um diagrama com duas regiões distintas. Tais regiões são conectadas por linhas de acordo com o número de elementos 1's da matriz de verificação de paridade H . Estas duas regiões são conhecidas como *nós de variáveis* e *nós de verificação*.

Existe um nó de variável para cada um dos n bits do código e existe um nó de verificação para cada uma das m linhas de uma matriz H . Uma ligação existe entre um nó de variável e um nó de verificação somente se $h_{ij} = 1$.

Para a matriz de verificação de paridade H_1 , é mostrado na figura 43 o grafo bipartido correspondente. Segundo [93], o número de linhas que entram em um determinado nó, é chamado de grau do nó. Sendo assim, um grafo bipartido de um código LDPC (d_v, d_c) contém n nós de variáveis de grau d_v , e m nós de verificação de grau d_c .

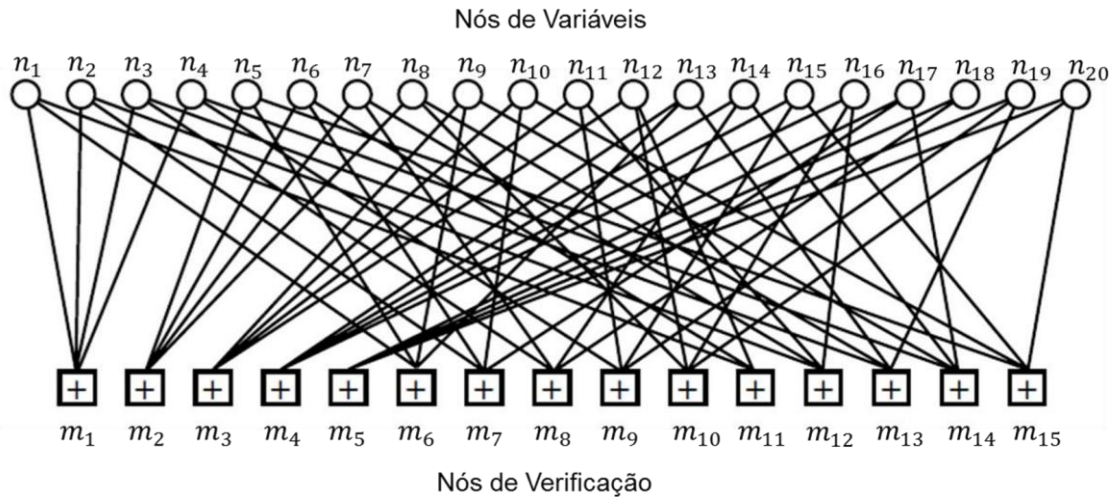


Figura 43 - Grafo Bipartido de um código LDPC regular (3,4) para a matriz H_1 [93]

Nota-se que o par (d_v, d_c) , juntamente com o comprimento n do código, define muito mais um conjunto de códigos do que um código específico. Este conjunto pode ser definido por $C^n(d_v, d_c)$. Tendo definido os graus dos nós de verificação e dos nós de variáveis, as ligações do grafo podem ser definidas aleatoriamente.

Segundo [93], as primeiras 6 das 15 equações de Verificação de Paridade da matriz H_1 são:

Equação 7.10

$$n_1 + n_2 + n_3 + n_4 = 0$$

Equação 7.11

$$n_5 + n_6 + n_7 + n_8 = 0$$

Equação 7.12

$$n_9 + n_{10} + n_{11} + n_{12} = 0$$

Equação 7.13

$$n_{13} + n_{14} + n_{15} + n_{16} = 0$$

$$n_{17} + n_{18} + n_{19} + n_{20} = 0$$

$$n_1 + n_5 + n_9 + n_{13} = 0$$

...

7.3.4. Girth

Segundo [93], um importante conceito dos grafos bipartidos é o do ciclo com comprimento γ e é definido como o percurso fechado formado por γ caminhos. O menor comprimento de todos os ciclos de um grafo bipartido é definido como *girth*, ilustrado na figura 44.

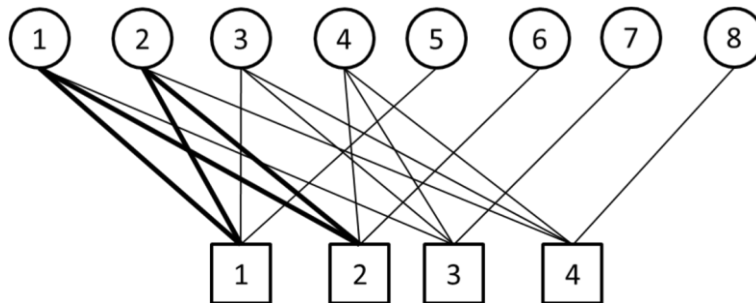


Figura 44 - Exemplo de um *girth* de comprimento 4 [93]

Para que um algoritmo de decodificação *Belief Propagation* (BP) de um código LDPC tenha um bom desempenho, procura-se sempre um *girth* elevado, isto é, os ciclos curtos devem ser evitados. Sendo assim, durante a construção de um código LDPC para que ele tenha boas propriedades (grande distância mínima e *girth*) algumas regras devem ser seguidas. Qualquer grafo bipartido deve ter um *girth* igual a um número par e o seu valor mínimo deve ser 4. Uma das formas de evitar a existência de ciclos de dimensão 4 é garantir que quaisquer duas colunas de uma matriz H contenham no máximo um elemento com o valor 1 na mesma posição [93].

7.3.5. Códigos LDPC Regulares e Irregulares

Os códigos LDPC podem ser divididos em regulares ou irregulares de acordo com a regularidade dos elementos das matrizes de verificação de paridade [110].

Um código LDPC é dito regular se d_v é constante para todas as colunas e se $d_c = d_v \cdot \left(\frac{n}{m}\right)$ também é constante para todas as linhas [93]. Um exemplo de um código regular foi observado na figura 4.2 em que $d_v = 3$ e $d_c = 4$. Usando uma representação gráfica, é

possível verificar a regularidade de uma matriz de verificação de paridade. Existe a mesma quantidade de linhas entrando em cada um dos nós de variáveis, bem como este valor também é constante para os nós de verificação.

Se a matriz de verificação de paridade H possui peso variável para as linhas e colunas, diz-se então que se trata de um código LDPC irregular. Códigos LDPC irregulares possuem desempenho muito próximo do limite de Shannon [111]. Esses códigos são comumente projetados e construídos em termos de grafos de Tanner.

Em um grafo de Tanner de um código LDPC irregular, com matriz de verificação de paridade H , tem-se que os nós das variáveis correspondem às colunas de H . O grau de um nó nesse grafo é definido como o número de nós conectados a ele. O grau do nó da variável é exatamente igual ao peso da correspondente coluna em H e o grau do nó de teste é exatamente igual ao peso da correspondente linha em H [107].

Em [111], Richardson e Urbanke provaram que os códigos LDPC irregulares têm um desempenho superior, se comparados com os códigos regulares para blocos longos. No entanto, devido a implementação de hardware dos códigos LDPC regulares ser mais simples em relação aos irregulares, eles são mais largamente aplicados.

7.3.6. Construção de códigos LDPC

A construção de códigos LDPC se dá na geração da matriz H ou de um grafo de Tanner [105]. Segundo [112], a primeira forma de construção requer que a matriz de verificação de paridade H atenda a um conjunto de requisitos previamente solicitados e a segunda maneira requer que um giro mínimo para o código seja assegurado. Para cada conjunto de restrições solicitadas, o conjunto de códigos que satisfazem as exigências impostas é elevado e torna-se necessário dispor de alguns critérios de seleção para escolher um código que apresente desempenho ótimo. Alguns critérios para avaliação de códigos LDPC são [112]: 1) obter um desempenho próximo da capacidade; 2) obter um desempenho com baixos patamares de erro; 3) obter uma estrutura que permita uma codificação eficiente.

7.3.6.1. Códigos de Gallager

A ideia de que a matriz de verificação de paridade satisfaça um conjunto de exigências foi originalmente proposta por Gallager [107]. Os códigos de Gallager são códigos que possuem matrizes H esparsas, entretanto, elas não são sistemáticas [105]. Para a construção do código, Gallager estabeleceu inicialmente que k fosse um inteiro positivo maior que 1 e introduziu a notação de uma tupla (n, ρ, γ) , em que n é o tamanho da palavra código, ρ e γ são, respectivamente, a quantidade de 1s em cada linha e a quantidade de 1s em cada coluna. A

técnica de Gallager oferece baixos patamares de erro e possui baixa complexidade para implementação quando comparado à outras técnicas de construção de códigos LDPC [113].

7.3.6.2. Códigos de Mackay

Conjuntos de estratégias para gerar bons códigos LDPC são descritos por Mackay [103]. A complexidade de construção pelo método de Mackay é maior comparada com o algoritmo de Gallager, mesmo assim não é garantido que sempre se obterá um desempenho melhor [113]. As estratégias de construção são:

A matriz H é gerada a partir de uma matriz de zeros de dimensão $(n - k) \times n$ e aleatoriamente adicionando ρ bits em cada coluna.

A matriz H é produzida ao criar aleatoriamente colunas de peso de Hamming W_ρ .

A matriz H é gerada com colunas aleatórias de peso de Hamming W_ρ e procurando uniformizar ao máximo o peso de Hamming W_γ de cada linha.

A matriz H é formada com colunas de peso de Hamming W_ρ , linhas de peso de Hamming W_γ , e não possuindo quaisquer duas colunas com mais de um 1 em comum.

A matriz H é gerada respeitando as regras anteriores, tendo como objetivo a maximização do giro do código.

Realizado esse conjunto de procedimentos, obtém-se a matriz verificação de paridade H .

7.3.7. Codificação de códigos LDPC

Diferentemente dos códigos lineares, a matriz de verificação de paridade H de um código LDPC não é sistemática, isto é, não é possível distinguir diretamente os bits de mensagem dos bits de paridade [97]. Para a codificação, pode-se obter uma matriz geradora G para códigos LDPC com o método de eliminação de Gauss com operação módulo 2 [102]. Porém, utilizando esse método, a esparsidade de H tende a ser perdida, descaracterizando a matriz de verificação de paridade LDPC. A matriz geradora para códigos LDPC também pode ser obtida por meio de métodos algébricos e geométricos em que a codificação possa ser realizada por circuitos simples baseados em registradores de deslocamentos [97].

Richardson e Urbanke [111] propuseram um método eficiente de codificação para códigos LDPC para qualquer matriz de verificação de paridade H , baseado em uma matriz triangular inferior aproximada, utilizando operações elementares e permutações de linhas e colunas, de modo a não afetar drasticamente o desempenho e nem a estrutura esparsa de H .

7.3.8. Decodificação de códigos LDPC

Gallager propôs dois algoritmos para decodificação de códigos LDPC, um baseado em decisão abrupta e outro em decisão suave, ambos obtendo excelentes desempenhos no processo de decodificação [107]. O mais comum e o mais utilizado em telecomunicações é o algoritmo Soma-Produto (SP) [102].

O SP baseado em decisão abrupta considera que o número de *bits* que chegam ao decodificador é finito, diferente do SP baseado em decisão suave que trabalha com a distribuição probabilística dos símbolos recebidos. O processo de decodificação por decisão suave funciona de forma iterativa [112].

A decodificação iterativa permite que o vetor recebido seja analisado várias vezes, até que se encontre um vetor considerado decodificado ou que seja declarado um erro, caso seja excedido o número máximo de iterações permitidas. Essa decodificação iterativa acontece com a troca de informações entre os nós de paridade e os nós de verificação por intermédio de ligações determinadas durante a construção do grafo de Tanner [114].

7.4. LDPC no 5G

Em 2005, a codificação LDPC quasi-cyclic (QC) [115] baseada na mudança cíclica da matriz de identidade, que também é chamada de código LDPC estruturado [116], foi aplicada pela primeira vez no padrão *World Interoperability for Microwave Access* (WiMAX). O código QC LDPC pode ser definido por um tamanho de levantamento e uma matriz de base. Em 2006, o código LDPC também foi recomendado para codificação de canal *Long Term Evolution* (LTE) [117]. Posteriormente, o código LDPC com a mesma estrutura do WiMAX foi adotado pelo IEEE802.11n e IEEE802.11ad devido ao seu notável desempenho e alto rendimento de decodificação. Em outubro de 2016, o código LDPC foi adotado pelo 3GPP como esquema de codificação de canal de dados para o padrão 5G, graças à sua excelente vantagem no suporte taxa de transferência de dados muito alta com baixa complexidade. No entanto, o código LDPC em 5G é principalmente orientado para o cenário eMBB e não é otimizado para ambos os cenários de URLLC e mMTC [118].

Em [119], é referido que os códigos turbos, que têm sido o esquema de codificação primário na terceira e quarta geração (3G e 4G), são substituídos pelo LDPC. O driver principal para esta transição é o requisito de alto rendimento (5Gb/s) para sistemas 5G. Os códigos turbos e os códigos LDPC são primos próximos no sentido de que os decodificadores de ambos são do tipo de passagem de mensagem, em que a informação é propagada dentro de uma estrutura gráfica que representa o código.

A correção de erros antecipada desempenha um papel extremamente importante em sistemas de comunicação de alta velocidade. A busca por um equilíbrio eficiente entre alto desempenho, recursos de alto rendimento, baixa complexidade de hardware, baixo custo e baixo consumo de energia torna a implementação de um decodificador LDPC em hardware ainda desafiadora. Além disso, o pesquisador tem que lidar com muitas opções possíveis de algoritmos, parâmetros de quantização, paralelismos, taxas de código e comprimentos de quadro. Além disso, uma área e energia reduzidas são particularmente obrigatórias para dispositivos móveis. Portanto, os designs da área e os chips *Forward Error Correction* (FEC) com eficiência energética são excessivamente desejáveis [121].

O LDPC, pode ser considerado como o esquema de codificação de canal mais promissor em sistemas comerciais, embora os requisitos para sistemas de radiodifusão e comunicação celular sejam diferentes em geral. Esses requisitos precisam ser considerados no projeto dos códigos LDPC, bem como na seleção do esquema de codificação do canal. Basicamente, o requisito mais importante para um esquema de codificação é suportar flexibilidade suficiente para que as mudanças na qualidade do canal e no tamanho da carga útil sejam atendidas. Por esse motivo, a flexibilidade em termos de taxa e comprimento de código também foi seriamente considerada no projeto de códigos LDPC para a padronização 5G [120].

8. Simulações e Resultados

Esta seção estuda os resultados de desempenho, tendo sido avaliado por meio das simulações de Monte Carlo, observando a taxa de erro de bit (BER) obtida com NOMA, associado ao m-MIMO.

Simulação de Monte Carlo também conhecida por Método de Monte Carlo ou (MMC) é uma metodologia estatística que se baseia em uma grande quantidade de amostragens aleatórias para se chegar em resultados próximos de resultados reais. Isto quer dizer que podemos fazer testes com variáveis em um número suficientemente grande de vezes para ter, com mais precisão, a chance de algum resultado acontecer.

Normalmente envolve um processo de três etapas:

- Gerir aleatoriamente “N” entradas (às vezes chamadas de cenários);
- Executar uma simulação para cada uma das entradas “N”. As simulações são executadas em um modelo computadorizado do sistema que está sendo analisado;
- Agregar e avaliar os resultados das simulações. As medidas comuns incluem o valor médio de uma saída, a distribuição dos valores de saída e o valor mínimo ou máximo de saída.

Para as simulações, trabalhei com o Professor e obtivemos os resultados que serão apresentados nesta seção, sendo que os gráficos têm ou não LDPC (para comparar um com o outro).

Os resultados foram obtidos com o NOMA. O BER é avaliado em função de E_b/N_0 , onde E_b é a energia dos bits recebidos e N_0 é a densidade espectral de potência unilateral do ruído.

Assumimos a estimativa de canal ideal e a técnica de transmissão em bloco SC-FDE, com modulação *Quaternary Phase Shift Keying* (QPSK) e com um comprimento de bloco de $N = 256$ símbolos (para outros valores de N foram observados resultados semelhantes, desde que $N \gg 1$). Foi considerado um canal de desvanecimento Rayleigh com 16 caminhos de energia iguais não correlacionados. A duração da parte útil dos blocos (N símbolos) é $1\mu s$ e o prefixo cíclico tem uma duração de $0,125\mu s$. A frequência da portadora é de 5 GHz, mas os esquemas de processamento de sinal adotados poderiam ser empregues com sucesso independentemente da frequência da portadora adotada. Quatro iterações do recetor MRC foram assumidas para detetar os sinais MIMO usando a técnica de transmissão SC-FDE (deteção e cancelamento interferência).

Além de quatro iterações, em termos de desempenho foram ínfimas as melhorias. MIMO usando multiplexação espacial (transmissão multicamadas) é adotado. Assim, os resultados com TxR (antenas transmissoras T e antenas recetoras R) significam que existem T fluxos paralelos de símbolos (a taxa de símbolos aumenta T vezes). Como no caso da transmissão multicamadas MIMO, R precisa ser igual ou superior a T para que a detecção seja possível. É importante notar que o SIC, como parte do recetor NOMA, foca nos níveis de potência recebidos, que dependem de vários fatores, como o problema próximo-longe, desvanecimento e controle de potência. Portanto, a referência às distâncias é utilizada apenas para fins de descrição de diferentes cenários, mas o mesmo se aplica aos demais fatores, como desvanecimento e controle de potência, que influenciam na variação dos níveis de potência recebidos.

Na figura 45, o NOMA Convencional (designado nas figuras como “NOMA”) e o NOMA com LDPC (designado nas figuras como “LDPC NOMA”), apresentam resultados de desempenho com 8X64 MIMO, tendo em conta dois recetores: ZF e MRC. Com níveis de potência de recepção [1 0,5], dois utilizadores foram considerados na simulação, sendo que o primeiro valor corresponde sempre à potência do utilizador de referência (utilizador mais distante da estação base e conseqüentemente maior perda de propagação), o outro valor é a potência do utilizador interferente, que neste cenário a sua potência é 3 dB (menor do que a do utilizador de referência).

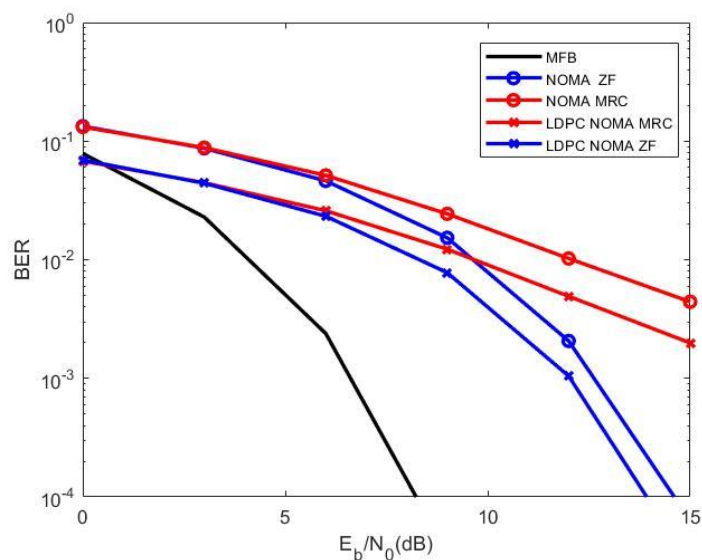


Figura 45 - Resultados de 2 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [1 0,5], com 8x64 MIMO.

Os resultados da figura 45 conseguidos com o NOMA Convencional são mais limitados em relação aos conseguidos com o NOMA com LDPC, isto porque o LDPC

apresenta um notável desempenho e alto rendimento de decodificação. No NOMA convencional, o utilizador interferente tem potência 0,5, que não é cancelada, isso explica o baixo desempenho obtido, tanto para ZF quanto para MRC.

Com o NOMA convencional, em relação ao MRC, o ZF tem melhor desempenho, todavia, o MRC é um recetor iterativo que estima os símbolos transmitidos e tem por objetivo aprimorar essa estimativa a medida que as iterações vão acontecendo. O utilizador NOMA de interferência não cancelado, agrega um alto nível de interferência sendo que as estimativas de símbolo realizadas em cada iteração do recetor MRC são péssimas. Por outro lado, apesar do aumento de ruído (característica do recetor ZF), tem um desempenho melhor em relação ao MRC.

Na figura 45, a combinação de sinais no NOMA com o LDPC, resulta em uma melhoria de desempenho quando comparado com o NOMA convencional, nos dois casos (MRC e ZF), sendo que os desempenhos são mais próximos do Match Filter Bound (MFB). O MFB, é uma forma de medir o canal modelado pela soma de raios com desvanecimento Rayleigh atrasados e independentes. Na figura 45, também é notável que com códigos LDPC, o NOMA (neste caso MRC), tem melhor desempenho que o ZF.

Baseando – se no mesmo cenário da figura 45, a figura 46 mostra o desempenho do BER sendo que para este caso a potência dos utilizadores é [0,5 1]. O utilizador de potência 0,5 (utilizador de referência), tende a estar mais próximo da estação base, todavia, o utilizador de potência 1 (utilizador interferente), tende a estar mais longe da estação base.

O recetor NOMA convencional compreende a detecção, regeneração e cancelamento dos sinais dos utilizadores por sua ordem decrescente de potências (até a potência do utilizador de referência), antes que a detecção do utilizador de referência ocorra. Consequentemente, a detecção do utilizador de referência tende a ser limpa de interferências e o desempenho obtido com o NOMA convencional já é bom.

Portanto, devido à sua menor potência, o SIC do utilizador de referência, utilizando o modo do NOMA convencional, agora é capaz de cancelar o sinal interferente, pois a potência do utilizador interferente é maior. Mas ainda assim, os resultados obtidos com o NOMA Convencional são mais limitados que os obtidos com o NOMA usando o LDPC, isto porque o uso de códigos LDPC reduz o BER significativamente. Essa melhoria é alcançada ao custo de uma codificação e complexidade de decodificação mais altas, bem como de uma taxa de informação reduzida.

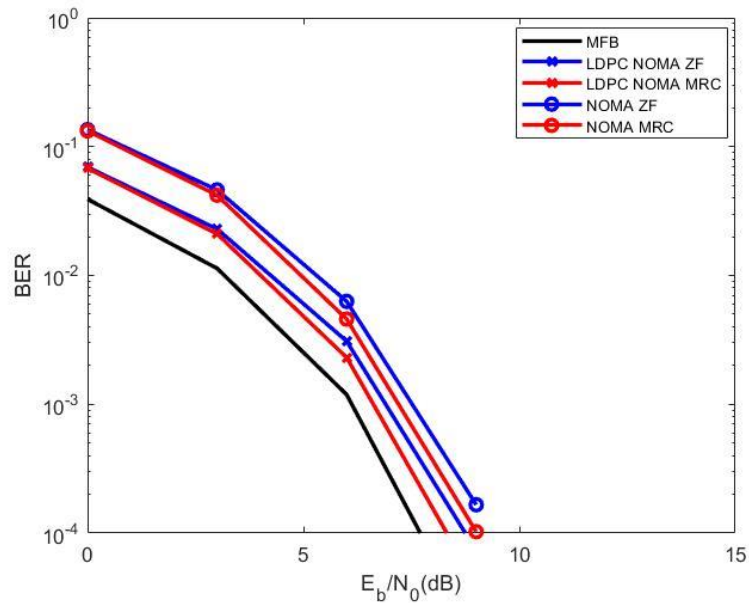


Figura 46 - Resultados de 2 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [0,5 1], com 8 x 64 MIMO.

Na figura 47, são ilustrados resultados de desempenho do NOMA convencional, com e sem LDPC. Quatro utilizadores compartilham o espectro com o NOMA tendo como potências [1 0,5 2 4], sendo que 1 é a potência do utilizador de referência e as outras representam potências de utilizadores interferentes para 4 antenas de transmissão e 32 antenas de recepção canal MIMO. Os resultados com o recetor MRC são piores do que os obtidos com o ZF isto devido a interferência residual.

Pode-se ver que o desempenho do NOMA convencional é melhor com o algoritmo LDPC em comparação com o sem correções de erro LDPC, isto porque o LDPC apresenta um notável desempenho e alto rendimento de decodificação. Notar que o ZF tem melhor desempenho em ambos os casos (com e sem LDPC), em relação ao MRC.

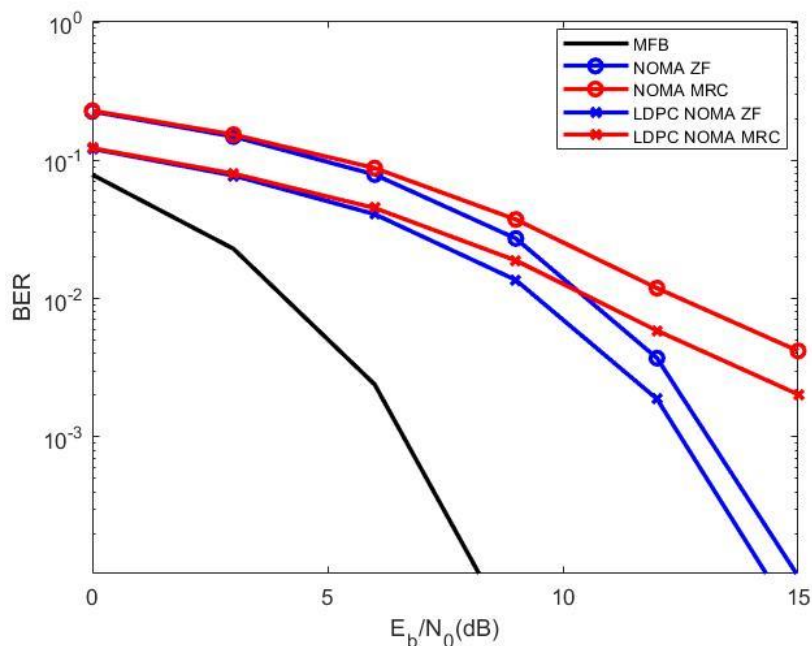


Figura 47 - Resultados de 4 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [1 0,5 2 4], com 8 x 64 MIMO.

Com cinco utilizadores a partilhar o espectro usando NOMA e potências [2 1 0,5 4 8], a figura 48 mostra os resultados de desempenho do NOMA convencional com códigos LDPC em relação ao sem LDPC. Das potências, 2 representa a potência do utilizador de referência, sendo que as potências 1, 0,5, 4 e 8 representam os utilizadores interferentes.

O noise floor (medida do sinal criado a partir da soma de todas as fontes de ruído e sinais indesejados dentro de um sistema de medição), limita o desempenho do NOMA convencional sem LDPC, isto porque o número de utilizadores do NOMA e a existência de dois utilizadores interferentes de menor potência não são cancelados pelo SIC. O MRC não consegue atingir um desempenho aceitável, apresentando desempenho inferior ao ZF. No entanto, ao observar os resultados do NOMA com códigos LDPC, uma melhoria de alto desempenho é registada em comparação com o NOMA Convencional sem LDPC e ainda assim o recetor ZF apresenta melhor desempenho em relação ao recetor MRC.

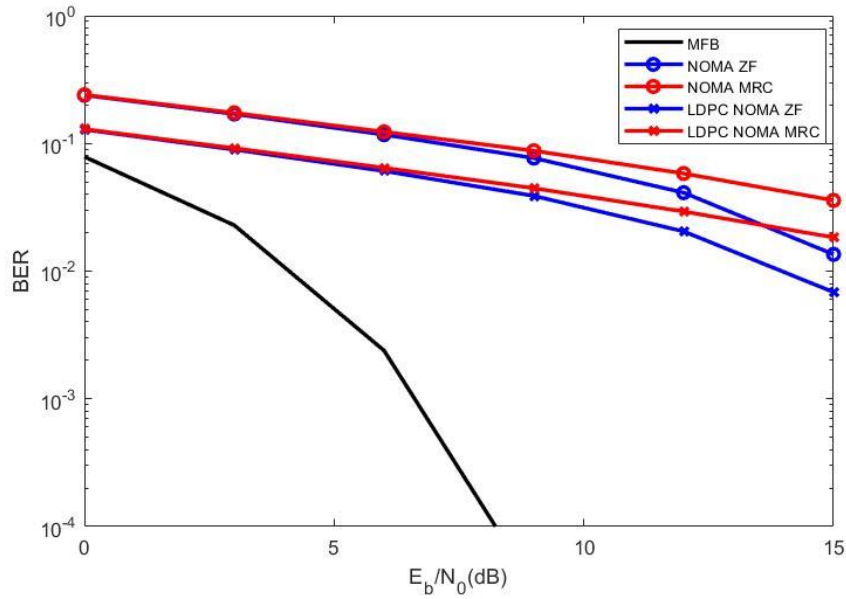


Figura 48 - Resultados de 5 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [2 1 0,5 4 8], com 8 x 64 MIMO.

A figura 49, mostra resultados do mesmo cenário da figura 48 sendo que agora fazendo uma comparação entre 8x256 MIMO e 8x64 MIMO com 5 utilizadores NOMA com níveis de recebidos de [2 1 0,5 4 8], 2 é a potência recebida do utilizador de referência. Em razão do nível mais alto de diversidade, 8 x 256 MIMO supera 8 x 64 MIMO (Em ambos casos, tanto para NOMA com códigos LDPC e sem LDPC). Sendo assim, maior diversidade MIMO pode ser vista como um mecanismo para mitigar a degradação do desempenho que resulta de um maior número de utilizadores NOMA, ou seja, o aumento de utilizadores NOMA pode ser compensado pelo emprego de um número maior de antenas recetoras MIMO.

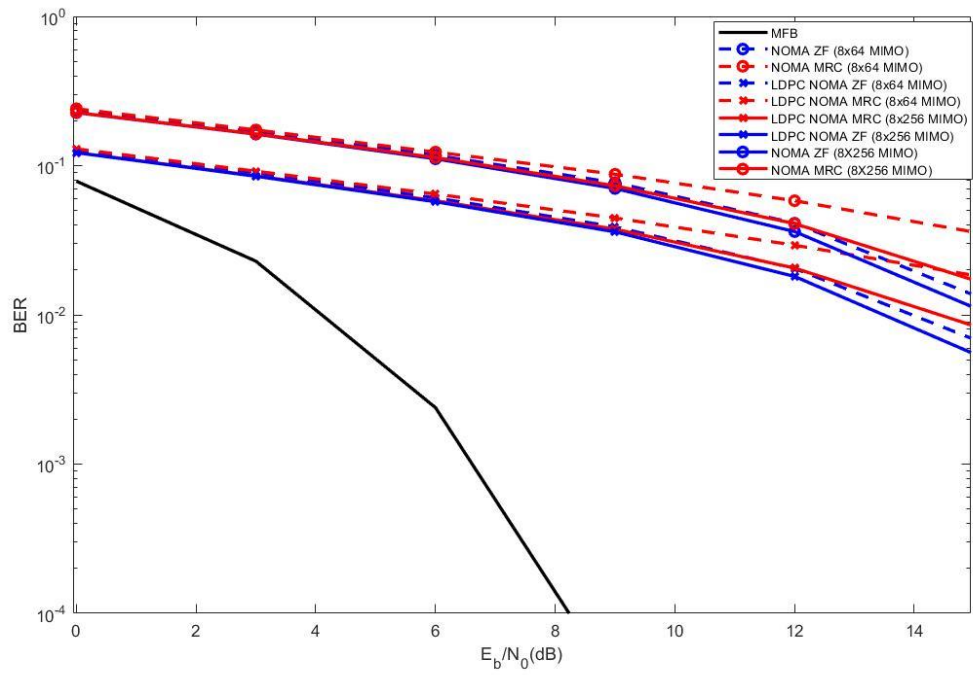


Figura 49 - Resultados de 5 utilizadores NOMA sem e com LDPC sem coop NOMA [2 1 0,5 4 8], com 8 x 256 MIMO versus 8 x 64 MIMO.

9. Conclusões

As características que tornam o 5G a geração de comunicação mais promissora do que as anteriores resumem – se nos três casos de uso principais, eMBB, mMTC e URLLC, que farão com que a realidade virtual, cidades inteligentes e a condução Autônoma sejam uma realidade indiscutível.

O conceito de QoS também ganha um maior significado devido a divisão de uma rede em *slices* sendo que uma instância de *network slicing* fornece as características de rede exigidas por uma instância de serviço, ou seja, os use cases podem ser diferenciados e tratados de forma separada.

O m-MIMO é uma tecnologia em evolução do 5G, com o propósito de eficiência energética, robustez, segurança e eficiência do espectro. O aumento na capacidade é devido à multiplexação espacial agressiva que é usada em m-MIMO. Princípio importante para aumentar a eficiência energética pelo uso de muitas antenas, a energia pode ser direcionada para uma pequena região ou espaço.

O m-MIMO pode ser adaptado para suportar um grande número de dispositivos mMTC.

Espera-se que o 5G suporte esta conectividade massiva e que o NOMA possa cumprir a expectativa em alguma escala, uma vez que o número de utilizadores/ dispositivos NOMA compatíveis não é estritamente limitado pelo número de recursos ortogonais disponíveis, o NOMA é capaz de atendê-los usando menos recursos.

Com o NOMA, os recursos de largura de banda alocados para os utilizadores com más condições de canal ainda podem ser acedidos pelos utilizadores com fortes condições de canal, o que melhora significativamente a eficiência espectral. Em outras palavras, o NOMA pode servir utilizadores com diferentes condições de canal em tempo hábil, o que oferece a possibilidade de atender aos exigentes requisitos de URLLC.

A medida que o número de utilizadores NOMA aumenta, tende a ocorrer uma deterioração do desempenho do BER sobretudo para utilizadores que possuem altos níveis de potência de recepção.

Os resultados com o NOMA Convencional são mais limitados em relação aos conseguidos com o NOMA com código LDPC, isto porque o LDPC apresenta um notável desempenho e alto rendimento de decodificação.

Em conclusão, constatou – se que maior diversidade MIMO pode ser visto como um mecanismo para mitigar a degradação do desempenho que resulta de um maior número de

utilizadores NOMA, ou seja, o aumento de utilizadores NOMA pode ser compensado pelo emprego de um número maior de antenas recetoras MIMO.

10. Trabalho futuro

A simulação foi feita a nível do NOMA Convencional, porém cenários com o Cooperative NOMA com e sem códigos LDPC associados ao m-MIMO são potencialidades de trabalho futuro.

11. Bibliografia

- [1]. Marques da Silva, M.; Guerreiro, J. On the 5G and Beyond. *Appl. Sci.* 2020, 10, 7091.
- [2]. Popovski, P.; et al. 5G Wireless Network Slicing for eMBB, URLLC, and mMTC: A Communication-Theoretic View. 2. ed. Nova York: IEEE, 2018.
- [3]. Technical Specification Group Services and System Aspects; Release 15 Description; Summary of Rel-15 Work Items (Release 15), 2019.
- [4]. Technical Specification Group Services and System Aspects; Enhancement of 3GPP support for V2X scenarios; Stage 1 (Release 16), 2018.
- [5]. Kostopoulos, A.; et al., "Use Cases and Standardisation Activities for eMBB and V2X Scenarios," *2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, Dublin, Ireland, 2020, pp. 1-7.
- [6]. ITU, Futuristic mobile technologies foresee "IMT for 2020 and beyond, setting the Scene for 5G: Opportunities & Challenges report; 10 September 2018
- [7]. Popovski, P.; et al., "Wireless Access for Ultra-Reliable Low-Latency Communication: Principles and Building Blocks," *in IEEE Network*, vol. 32, no. 2, pp. 16-23, March-April 2018, doi: 10.1109/MNET.2018.1700258.
- [8]. Popovski, P.; et al., "Wireless Access in Ultra-Reliable Low-Latency Communication (URLLC)," *in IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 8, pp. 5783-5801, Aug. 2019, doi: 10.1109/TCOMM.2019.2914652.
- [9]. Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies; (Release 15), Jun. 2018.
- [10]. Lorca, J.; Solana, B.; et al., "Deliverable D2.1: Scenarios KPIs use cases and baseline system evaluation", Nov. 2017, [online] Disponível em: https://one5g.eu/wp-content/uploads/2017/12/ONE5GD2.1_finalversion.pdf.
- [11]. Study on Enhancement of 3GPP Support for 5G V2X Services (Release 16), Jun. 2018.
- [12]. Service Requirements for the 5G System; Stage 1 (Release 16), Jun. 2018.
- [13]. Chen, H.; et al., "Ultra-reliable low latency cellular networks: Use cases challenges and approaches", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 12, pp. 119-125, Dec. 2018.
- [14]. Farias, G.F.d. 5G – Redes de comunicações móveis de quinta geração: evolução, tecnologia, aplicações e mercado. Universidade do Sul de Santa Catarina (2019)

- [15]. Bockelmann, C.; et al., "Massive machine-type communications in 5g: physical and MAC-layer solutions," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 9, pp. 59-65, September 2016, doi: 10.1109/MCOM.2016.7565189.
- [16]. Boccardi, F. "Five Disruptive Technology Directions for 5G", *IEEE Commun. Mag.*, pp. 74-80, 2014
- [17]. O'Connell, E.; Moore, D.; Neue, T. Challenges Associated with Implementing 5G in Manufacturing. *Telecom 2020*, 1, 48-67.
- [18]. Tripathi, P. S. M.; Prasad, R. "Spectrum for 5G services", *Wireless Personal Commun.*, vol. 100, no. 2, pp. 539-555, 2018.
- [19]. Nekovee, M.; Rudd, R. "5G spectrum sharing", arXiv preprint arXiv: 1708.03772, 2017.
- [20]. GSMA, Road to 5G Introduction and Migration. Abril, 2018.
- [21]. WEI, L.; et al. key elements to enable millimeter wave communications for 5g wireless systems. Logan: *IEEE Wireless Communications*, 2014.
- [22]. Yost, S. (2019, 12 de Novembro). Should We Even Be Talking About 6G? Acedido a 12 de janeiro de 2021, em: <https://semiengineering.com/should-we-even-be-talking-about-6g/>
- [23]. Rappaport, T. S.; et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! Nova York: *IEEE Wireless Communications*, 2013.
- [24]. Teral, S. 5G best choice architecture. *Londres: IHS Markit Technology*, 2019.
- [25]. Bayesteh, A.; Yi, E.; Nikopour, H.; Baligh, H. "Blind Detection of SCMA for Uplink Grantfree Multiple-Access," in Proc. *IEEE Wireless Communications Systems*, Barcelona, Spain, 2014, pp. 853–857
- [26]. Rost, P.; et al., "Network Slicing to Enable Scalability and Flexibility in 5G Mobile Networks," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 5, pp. 72-79, May 2017, doi: 10.1109/MCOM.2017.1600920.
- [27]. Afolabi, I.; et al. Network slicing and softwarization: A survey on principles, enabling technologies, and solutions. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 20, n. 3, p. 2429-2453, 2018.
- [28]. Gutierrez-Estevez, D.M.; et al., "The path towards resource elasticity for 5G network architecture," *2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, Barcelona, 2018, pp. 214-219, doi: 10.1109/WCNCW.2018.8369027.

[29]. Samdanis, K.; Costa-Perez, X.; Sciancalepore, V. "From network sharing to multi-tenancy: The 5G network slice broker," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 7, pp. 32-39, July 2016, doi: 10.1109/MCOM.2016.7514161.

[30]. Richart, M.; Baliosian, J.; Serrat, J.; Gorricho, J. "Resource Slicing in Virtual Wireless Networks: A Survey," in *IEEE Transactions on Network and Service Management*, vol. 13, no. 3, pp. 462-476, Sept. 2016, doi: 10.1109/TNSM.2016.2597295.

[31]. Liang, C.; Yu, Fr. "Virtualização de rede sem fio: Uma pesquisa sobre algumas questões e desafios de pesquisa", *IEEE Commun. Pesquisas Tuts.*, vol. 17, não. 1, pp. 358-380, 1.º quarto. 2015

[32]. Botelho, C. (2020, 4 de Nov.). O Futuro com 5G na Mobilidade. ADPC. Disponível em: <http://www.apdc.pt/iniciativas/agenda-apdc/o-futuro-com-5g-na-mobilidade>

[33]. News Byte (2017, 25 July). Report: Intel inside New Audi Autonomous Car System. Accessed: 12 Dez. 2020, <https://newsroom.intel.com/news/report-intel-technology-audi-a8/#gs.qjq906>

[34]. Service requirements for V2X services (v15.0.0 Release 15), Jun. 2018.

[35]. Ma, H.; Li, S.; Zhang, E.; Lv, Z.; Hu, J.; Wei, X. "Cooperative Autonomous Driving Oriented MEC-Aided 5G-V2X: Prototype System Design, Field Tests and AI-Based Optimization Tools," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 54288-54302, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2981463.

[36]. Teece, D. J. 5G Mobile: Disrupting the Automotive Sector. Berkeley: *Haas School Of Business*, 2017.

[37]. Kirner, C.; Tori, R.; Siscouto, R. (2006). Fundamentos e Tecnologia de Realidade Virtual e Aumentada. *Livro do Pré-Simpósio - VIII Symposium on Virtual Reality*. Belém

[38]. Silva, A.S. (2013). *Uso de Recurso Educacional com Mídias Interativas e Integradas On-Line em Ensino e Aprendizagem*. UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

[39]. "5th generation mobile networks: A new opportunity for the convergence of mobile broadband and broadcast services", *IEEE journals & magazine*, [online] Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7045409>.

[40]. Kim, G. (2005). *Designing Virtual Reality Systems: The Structured Approach*. Londres: *Springer*.

[41]. Baggioni, S. (2019, 28 de novembro). *Remote surgery, robotics and more – how 5G is helping transform healthcare*. Acedido a 2 de Janeiro de 2021, em:

<https://www.vodafone.com/business/news-and-insights/blog/gigabit-thinking/remote-surgery-robotics-and-more-how-5g-is-helping-transform-healthcare>

[42]. Marques da Silva, M.; Guerreiro, J.; Dinis, R. *Energy-Efficient and Spectrally-Efficient MIMO*. First published: 29 December 2019

[43]. Grandmetric (17.12.2018). Radio System e Antennas, Acedido a 3 de Janeiro de 2021, em: <https://www.grandmetric.com/topic/5-radio-system-antennas/>

[44]. Alsawah, A. (Published on Oct 19, 2014). Multiple-Antenna & MIMO Techniques in WiFi & 4G LTE-A.

[45]. Björnson, E.; Bengtsson, M.; Ottersten, B. (2014). Optimal Multiuser Transmit Beamforming: A Difficult Problem with a Simple Solution Structure [Lecture Notes]. *IEEE Signal Processing Magazine*. 10.1109/MSP.2014.2312183.

[46]. Nordrum, A.; Clark, K. 5G Bytes: *Beamforming Explained*. 2017. Disponível em: <<https://spectrum.ieee.org/video/telecom/wireless/5g-bytes-beamforming-explained>>. Acedido a: 3 Jan. 2021

[47]. Björnson, E.; Hoydis, J.; Sanguinetti, L. “M-MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency”, *Foundations and Trends R in Signal Processing*, v. 11, n. 3-4, pp. 154–655, November 2017

[48]. LU, L.; LI, G. Y.; Swindlehurst, A. L.; et al. “An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, v. 8, n. 5, pp. 742–758, October 2014.

[49]. 5G — M-MIMO.; Massive MIMO – Why Massive MIMO?. Available online: https://www.sharetechnote.com/html/5G/5G_MassiveMIMO_Motivation.html (access ed on 9 January 2021).

[50]. Hu, Q.; Zhang, M.; Gao, R. Key Technologies in M-MIMO. In *Proceedings of the 4th Annual International Conference on Wireless Communication and Sensor Network (WCSN 2017)*, Coimbatore, India, 14–16 February 2018; Volume 17, pp. 1–10. [[Google Scholar](#)]

[51]. Chataut, R.; Akl, R. M-MIMO Systems for 5G and beyond Networks—Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction. *Sensors* 2020, 20, 2753.

[52]. Nguyen, M. M-MIMO: A Survey of Benefits and Challenges. *ICSES Trans. Comput. Hardw. Electr. Eng.* 2018, 4, 1–4. [[Google Scholar](#)].

- [53]. Hoydis, J.; Brink, S.T.; Debbah, M. M-MIMO in the/DL of cellular networks: How many antennas do we need? *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2013, 31, 160–171. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)].
- [54]. Timotheou, s.; Krikidis, I. “Fairness for Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 22, no. 10, pp. 1647–1651, Oct. 2015.
- [55]. Yeom, J.S.; Chu, E.; Jung, B.C.; Jin, H. Performance Analysis of Diversity-Controlled Multi-User Superposition Transmission for 5G Wireless Networks. *Sensors* 2018, 18, 536. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [56]. Shaikh, A.; Kaur, M.J. "Comprehensive Survey of M-MIMO for 5G Communications," *2019 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET)*, Dubai, United Arab Emirates, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICASET.2019.8714426.
- [57]. Nam, J. "Joint Spatial Division and Multiplexing: Realizing M-MIMO Gains with Limited Channel State Information", *46th Annual Conf. Information Sciences and Systems*, 2012.
- [58]. Kamath, H.S.; Adarsh. "Overview On 5G-M-MIMO Cellular Communication," *2019 IEEE International Conference on Distributed Computing, VLSI, Electrical Circuits and Robotics (DISCOVER)*, Manipal, India, 2019, pp. 1-6.
- [59]. Jose, J.; Ashikhmin, A.; Marzetta, T.; Vishwanath, S. Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.* 2011, 10, 2640–2651. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)].
- [60] Marzetta, T.L.; Larsson, E.G.; Yang, H.; Ngo, H.Q. *Fundamentals of M-MIMO*, Cambridge University Press, 2016.
- [61] Ngo, H.Q.; Larsson, E.G.; Marzetta, T.L. “Aspects of favorable propagation in M-MIMO,” *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Lisbon, Portugal, Sept. 2014.
- [62] Ngo, H.Q.; Larsson, E.G.; Marzetta, T.L. “Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, Apr. 2013.
- [63]. Larsson, E.G.; Perre, L. “M-MIMO for 5 G.” (2017).
- [64]. Buzzi, S.; D’Andrea, C. “Are mm-wave Low-Complexity Beamforming Structures Energy-Efficient? Analysis of the Downlink MU-MIMO.”, *IEEE Globecom workshops 2016*, Washington D.C. USA, December 2016.

- [65]. Gopalakrishnan, B.; Jindal, N. An analysis of pilot contamination on multi-user MIMO cellular systems with many antennas. In *Proceedings of the IEEE 12th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, San Francisco, CA, USA, 26–29 June 2011; pp. 381–385. [[Google Scholar](#)]
- [66]. Krishnan, N.; Yates, R.; Mandayam, N. Cellular systems with many antennas: Large system analysis under pilot contamination. In *Proceedings of the 50th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, Monticello, IL, USA, 1–5 October 2012; pp. 1220–1224. [[Google Scholar](#)]
- [67]. Moqbel, M.A.M.; Wangdong, W.; Ali, A.Z. MIMO Channel Estimation Using the LS and MMSE Algorithm. *IOSR J. Electron. Commun. Eng.* 2017, 12, 13–22. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [68]. Wu, X.; Gu, L.; Wang, W.; Gao, X. Pilot design and AMP-based channel estimation for m-MIMO-OFDM uplink transmission. In *Proceedings of the 2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Valencia, Spain, 4–8 September 2016; pp. 1–7. [[Google Scholar](#)]
- [69]. Fatema, N.; Hua, G.; Xiang, Y.; Peng, D.; Natgunanathan, I. M-MIMO Linear Precoding: A Survey. *IEEE Syst. J.* 2018, 12, 3920–3931. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [70]. Studer, C.; Wenk, M.; Burg, A. MIMO transmission with residual transmit-RF impairments. In *Proceedings of the ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Bremen, Germany, 23–24 February 2010. [[Google Scholar](#)]
- [71]. Gustavsson, U.; Sánchez-Perez, C.; Eriksson, T.; Athley, F.; Durisi, G.; Landin, P.; Hausmair, K.; Fager, C.; Svensson, L. On the impact of hardware impairments on m-MIMO. In *Proceedings of the 2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Austin, TX, USA, 8–12 December 2014; pp. 294–300. [[Google Scholar](#)]
- [72]. Larsson, E.G.; Tufvesson, F.; Edfors, O.; Marzetta, T.L. M-MIMO for Next Generation Wireless Systems. *IEEE Commun. Mag.* 2014, 52, 186–195. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [73]. Jeon, Y.; Lee, N.; Hong, S.; Heath, R.W. One-Bit Sphere Decoding for Uplink M-MIMO Systems with One-Bit ADCs. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 2018, 17, 4509–4521. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [74]. Elghariani, A.; Zoltowski, M. Successive interference cancellation for large-scale MIMO OFDM. In *Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on*

Electro/Information Technology (EIT), Dekalb, IL, USA, 21–23 May 2015; pp. 657–661.

[\[Google Scholar\]](#)

[75]. Tse, D.; Viswanath, P. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.

[76]. Islam, S.M.R.; Avazov, N.; Dobre, O.A.; Kwak, K. "Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 721-742, Second quarter 2017.

[77]. Mohammadkarimi, M.; Raza, M.A.; Dobre, O.A. "Signature-Based Non-orthogonal Massive Multiple Access for Future Wireless Networks: Uplink Massive Connectivity for MachineType Communications," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 40-50, Dec. 2018

[78]. Islam, R.; Zeng, M.; Dobre, O.; Kwak, K. (2019). Nonorthogonal Multiple Access (NOMA): How It Meets 5G and Beyond. 10.1002/9781119471509.w5GRef032.

[79]. Tabassum, H.; Ali, M.S.; Hossain, E.; Hossain, M.J.; Kim, D.I. "Uplink Vs. Downlink NOMA in Cellular Networks: Challenges and Research Directions," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Sydney, Australia, 2017, pp. 1-7.

[80]. Islam, S.M.R.; Zeng, M.; Dobre, O. A. "NOMA in 5G Systems: Exciting Possibilities for Enhancing Spectral Efficiency," *IEEE 5G Tech Focus*, vol. 1, no. 2, Jun. 2017.

[81]. Kim, J.B.; Lee, I.H.; "Capacity Analysis of Cooperative Relaying Systems Using Nonorthogonal Multiple Access," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 11, pp. 1949-1952, Nov. 2015.

[82]. Basnayake, V.; Jayakody, D.N.K.; Sharma, V.; Sharma, N.; Muthuchidambaranathan, P.; Mamed, H. A New Green Prospective of Non-orthogonal Multiple Access (NOMA) for 5G. *Information 2020*, 11, 89.

[83]. Elsaraf, Z.; Khan, F.; Ahmed, Q. Performance Analysis of Code-Domain NOMA in 5G Communication Systems. In *Proceedings of the 2018 ELEKTRO*, Mikulov, Czech Republic, 21–23 May 2018. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)

[84]. Zhang, S.; Xu, X.; Lu, L.; Wu, Y.; Gaoning, H.; Chen, Y. Sparse code multiple access: An energy efficient uplink approach for 5G wireless systems. In *Proceedings of the 2014 IEEE Global Communications Conference*, Austin, TX, USA, 8–12 December 2014; pp. 4782–4787. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)

- [85]. Tarokh, V.; Jafarkhani, H.; Calderbank, A.R. Space-time block coding for wireless communications: performance results. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 1999, 17, 451–460. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [86]. Jamal, M.N.; Hassan, S.A.; Jayakody, D.N.K.; Rodrigues, J.J.P.C. Efficient Nonorthogonal Multiple Access: Cooperative Use of Distributed Space-Time Block Coding. *IEEE Veh. Technol. Mag.* 2018, 13, 70–77. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [87]. Yuan, Z.; Yu, G.; Li, W.; Yuan, Y.; Wang, X.; Xu, J. Multi-User Shared Access for Internet of Things. In *Proceedings of the 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Nanjing, China, 15–18 May 2016. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- [88]. Marques da Silva, M.; Dinis, R. Power-Ordered NOMA with M-MIMO for 5G Systems. *Appl. Sci.* 2021, 11, 3541. <https://doi.org/10.3390/app11083541>
- [89]. Marques da Silva, M.; Dinis, R. Iterative Frequency-Domain Detection and Channel Estimation for Space-Time Block Codes *European Transactions on Telecommunications*; JohnWiley & Sons, Ltd.: Hoboken, NJ, USA, 2011; Volume 22, pp. 339–351.
- [90]. Marques da Silva, M.; Dinis, R.; Guerreiro, J. A Low Complexity Channel Estimation and Detection for M-MIMO Using SC-FDE. *Telecom 2020*, 1, 3–17.
- [91]. Marques da Silva, M.; Dinis, R. A simplified m-MIMO implemented with pre or post-processing. *Phys. Commun.* 2017, 25, 355–362.
- [92]. COS 463: Wireless Networks Lecture 9 Kyle Jamieson [Parts adapted from H. Balakrishnan].
- [93]. Daniel, W. de M. Códigos de Verificação de Erros de Paridade de Baixa Densidade (LDPC). Curitiba: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.
- [94]. Huffman, D.A. "A Method for the Construction of Minimum-Redundancy Codes", *Proceedings of the I.R.E.*, September 1952, pp 1098–1102. Huffman's original article.
- [95]. Wicker, S. *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995.
- [96]. Marques da Silva, M. (2016). *Cable and Wireless Networks: Theory and Practice* (1st ed.). CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781315368658>
- [97]. Nazareth, F. J. F. Estudo de Códigos LDPC (Low-Density Parity Check): Matrizes Regulares e Irregulares. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2010.

- [98]. Slade, G. "The Viterbi Algorithm Demystified," Dec. 2012, <http://southernfriedsilicon.com/ViterbiAlgorithm121220.pdf>
- [99]. T305: *Digital Communication. Faculty of Computer Studies. Information Technology and Computing ... Block 5: Part 1; Channel Coding.*
- [100]. Benedetto, S.; Biglieri, E.; Castellani, V. *Digital Transmission Theory*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1997.
- [101]. Cain, J.B.; Clark Jr, G.C.; Geist, J.M. "Punctured convolutional codes of rate $(n-1)/n$ and simplified maximum likelihood decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-25, pp. 97-100, Jan. 1979.
- [102]. Vasconcelos, M.M. *Decodificação Iterativa de Códigos Baseados em Matrizes de Verificação de Paridade Esparsas*. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Pernambuco – UFPE, Recife, Brasil, 2006.
- [103]. Mackay, D.J.C.; Neal, R. M. Near Shannon Limit Performance of Low-Density Parity-Check Codes. *Electronic Letters*, vol. 32, no 6, p. 1645-1646, Setembro 1996
- [104]. Blahut, R.E. *Algebraic Codes for Data Transmission*. 3ª edição: Cambridge University Press, 2003.
- [105]. Magalhães, F. P. *Análise de Desempenho de Algoritmos de Decodificação para Códigos LDPC Regulares*. Dissertação de Mestrado – Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2009.
- [106]. Lidl, R.; Niederreiter, H. (1997) "Finite Fields" (2nd ed.), Cambridge University Press.
- [107]. Gallager, R.G. "Low-Density Parity-Check Codes", *MIT Press*, Cambridge, MA, 1963.
- [108]. Mackay, D. "Good Error correcting codes based on very sparse matrices", *IEEE Transactions on Information Theory*, March, 1999.
- [109]. Tanner, R.M. "A recursive approach to low complexity codes", *IEEE Transactions on Information Theory*, p.533-547, September, 1981.
- [110]. Lin, S.; Castello Jr., D.J. *Error Control Coding*. 2ª edição: *Pearson Prentice Hall*, 2011.
- [111]. Richardson, T.; Shokrollahi, M.; Urbanke, R. Design of Capacity Approaching Irregular Low-Density Parity-Check Codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no 3, p. 638-656, Fevereiro 2001.

[112]. Silva, H.S.; Pombo De Farias, J.E.; Sampaio De Alencar, M. Códigos Verificadores de Paridade de Baixa Densidade. *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação*, [S.l.], v. 6, n. 2, p. 26-33, out. 2016. ISSN 2237-5104. Disponível em: <<http://rtic.com.br/index.php/rtic/article/view/77>>. Acesso em: 21 jul. 2021.

[113]. Santos, L.F. Decodificadores de Baixa Complexidade para Códigos LDPC Q-ários. Dissertação de Mestrado – Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, Brasil, 2014.

[114]. Leven, A.; Schmalen, L. Status and Recent Advances on Forward Error Correction Technologies for Lightwave Systems. *Journal of Light- wave Technology*, vol. 32, no 16, p. 2735-2750, Agosto 2014.

[115]. Myung, S.; Yang, K.; Kim, J.B. "Quasicyclic LDPC codes for fast encoding", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 8, pp. 2894-2901, Aug. 2005.

[116]. Xu, J.; Xu, J. "Structured LDPC Applied in IMT-Advanced System", *International Conference on Wireless Communications Networking & Mobile Computing*, pp. 1-4, 2008.

[117]. "IMT-A_LTE+_07061 LDPC coding for PHY of LTE+ air interface", *IMT-Advanced group 4th meeting*, 2007.09.02.

[118]. Li, L.; Xu, J.; Xu, J.; Hu, L. "LDPC design for 5G NR URLLC & mMTC," *2020 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, 2020, pp. 1071-1076, doi: 10.1109/IWCMC48107.2020.9148187.

[119]. Richardson, T.; Kudekar, S. "Design of Low-Density Parity Check Codes for 5G New Radio," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 3, pp. 28-34, March 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700839.

[120]. Ahn, S.; Kim, K.; Myung, S.; Park, S.; Yang, K.; "Comparison of Low-Density Parity-Check Codes in ATSC 3.0 and 5G Standards," in *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 65, no. 3, pp. 489-495, Sept. 2019, doi: 10.1109/TBC.2018.2874541.

[121]. Thi Bao Nguyen, T.; Nguyen Tan, T.; Lee, H. Low-Complexity High Throughput QC-LDPC Decoder for 5G New Radio Wireless Communication. *Electronics* 2021, 10, 516. <https://doi.org/10.3390/electronics10040516>