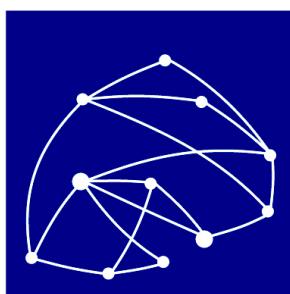


5G IoT

Atividade 2.1 - Estudos das soluções e tecnologias de camada física e camada MAC para o cenário de IoT em áreas remotas/rurais

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações



RNP

Histórico de Atualizações:

Versão	Data	Autor(es)	Notas
1	17/06/2019	Alex Rosa Alexandre Carvalho Ferreira Davi Brilhante Juliano Silveira Ferreira Luciano Leonel Mendes Roberto Kagami Tiago Reis Rufino Marins Wheberth Damascena Dias	Elaboração de conteúdo
2	31/07/2019	Luciano Leonel Mendes	Revisão de texto

Lista de Tabelas

2	Parâmetros utilizados na simulação de comparação de espectro de potência das forma de ondas candidatas.	9
3	Especificações do FEC (Forward Error Control).	11
4	Taxas de código e tamanhos de bloco suportados pelo 3GPP 5G NR BG (base graph) 1 e 2.	13
5	Parâmetros da simulação para comparação dos códigos Polar, LDPC e Turbo.	16
6	Resumo da comparação dos tamanhos de bloco <i>B</i> para os códigos Polar e LDPC.	17
7	Parâmetros para a simulação com GFDM.	18
8	Duração de símbolo em diferentes numerologias para a forma de onda GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing).	30
9	Taxa de bits bruto por RB (Resource Block) para forma de onda GFDM.	32
10	Taxa de bits bruta para 24 MHz de espectro TVWS (TV White Spaces).	32
11	Parâmetros para os modelos de canal.	33
12	Numerologias para a camada física com máximo alcance da célula e máxima mobilidade do terminal móvel.	34
13	Espaçamento entre pilotos para estimação de canal por numerologia do 5G-RANGE.	34
14	Especificação para a camada física.	36
15	Valores de CQI para o LTE.	51
16	Valores de δ_{PUSCH}	52
17	CQI e MCS no padrão LTE.	58
18	CQI e MCS no padrão 5G NR.	59

Sumário

1	Introdução	1
2	Camada física	2
2.1	Formas de onda	2
2.1.1	OFDM	3
2.1.2	F-OFDM	5
2.1.3	GFDM	5
2.1.4	B-OFDM	8
2.1.5	Análise espectral e emissão fora da faixa	9
2.2	Códigos corretores de erro	10
2.2.1	Código Turbo	12
2.2.2	Código LDPC (Low Density Check Parity Code)	12
2.2.3	Código Polar	14
2.2.4	Desempenho dos códigos corretores de erro	16
2.2.5	Comparação de complexidade	19
2.3	Técnicas MIMO	22
2.3.1	Diversidade Espacial	23
2.3.2	Multiplexação espacial	26
2.4	Estrutura flexível de quadro	28
2.4.1	Estrutura do quadro	29
2.4.2	Símbolos piloto	34
2.4.3	Definições e especificações para o 5G IoT	35
3	Camada MAC	37
3.1	Múltiplo Acesso Ortogonal	37
3.1.1	OFDMA	38
3.1.2	GFDMA	39
3.1.3	Alocação de Recursos em Sistemas com Múltiplas Portadoras	40
3.2	Múltiplo acesso não-ortogonal	42
3.2.1	SCMA	43
3.2.2	MUSA	47
3.3	Controle de potência	49
3.3.1	Controle de potência no LTE	50
3.3.2	Controle de potência no LoRaWan	53
3.4	Adaptive Coding and Modulation	56
3.4.1	Parametrização da qualidade de sinal	56
3.4.2	Aspectos gerais de implementação	58
4	Conclusões	60

Acrônimos

3GPP	3rd Generation Partnership Project	14
4G	Redes Móveis de 4a. Geração	7
5G	Redes Móveis de 5a. Geração	2
5G NR	5G New Radio	3
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	9
ACM	Adaptive Coding Modulation	56
ADR	Adaptive Data Rate	53
ASM	Adjacent Subcarrier Method	38
AWGN	Additive White Gaussian Noise	16
B-OFDM	Block OFDM	2
BER	bit error rate	19
BG	base graph	iii
BLAST	<i>Bell-Labs layered space-time architecture</i>	26
BLER	Block Error Rate	16
BPSK	binary phase shift keying	16
CA-Polar	CRC-Aided Polar	15
CDMA	Code Division Multiple Access	37
CP	Cyclic Prefix	2
CQI	Channel Quality Indicator	56
CRC	Cyclic Redundance Check	15
CS	Cyclic Suffix	9
CSI	Channel State Information	34
DCI	Downlink Control Information	51
DL	downlink	50
DSM	Diversity Subcarrier Method	38
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	47
ERB	estação radiobase	50
F-OFDM	Filtered OFDM	2
FDD	Frequency Division Duplexing	29
FDMA	Frequency Division Multiple Access	37
FEC	Forward Error Control	iii
FFT	Fast Fourier Transformer	3
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing	iii
GFDMA	Generalized Frequency Division Multiple Access	38
gNB	next generation NodeB	31
IAI	Inter Antenna Interference	23
ICI	Inter-Carrier Interference	5
IDMA	Interleaving Division Multiple Access	42
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	3
IoT	<i>Internet of Things</i>	1
IR-HARQ	Incremental Redundancy - Hybrid Automatic Repeat reQuest	14
ISI	Inter-Symbol Interference	2
LDPC	Low Density Check Parity Code	iv
LLR	Log-Likelihood Ratio	15
LoRaWAN	Long Range Wide Area Network	50

LTE	Long-Term Evolution	3
MAC	Medium Access Control	1
MCS	Modulation Coding Scheme	56
MF	Matched Filter	6
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	22
ML	maximum likelihood	25
MMSE	Minimum Mean Square Error	6
MPA	Massage Passing Algorithm	42
MRC	Maximal Ratio Combining	23
MSA	Min-Sum-Algorithm	22
MUD	Multi-user Detection	45
MUSA	Multi-User Shared Access	42
NOMA	Non Orthogonal Multiple Access	42
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	2
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	38
OOB	Out-of-Band	5
OSI	Open Systems Interconnection	37
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	6
PDMA	Pattern Division Multiple Access	42
PH	Power Headroom	52
PHY	physical layer	60
PIB	Produto Interno Bruto	1
PRB	Physical Resource Block	50
PSD	Power Spectrum Desnity	6
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel	51
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	3
QC-LDPC	Quasi-Cyclic LDPC	13
RB	Resource Block	iii
RC	Raised Cosine	9
RE	Resource Elements	31
RF	Radio Frequency	32
RMS	Root Mean Square	33
RNTP	Relative Narrow band Transmit Power	52
RSRP	Reference Signal Received Power	50
SC	Successive Cancelation	15
SC-FDE	Single Carrier Frequency Domain Equalization	7
SCL	Successive Cancelation List	15
SCMA	Sparse Code Multiple Access	42
SCS	Subcarrier Spacing	28
SER	Symbol Error Rate	18
SFC	space-frequency coding	24
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i>	26
SIMO	Single Input Multiple Output	23
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	38
SISO	Single Input, Single Output	28
SNR	Signal-to-Noise Ratio	6
SPA	Sum-Product Algorithm	16

SSB	Synchronization Signal Block	34
STC	space-time coding	24
TDD	Time Division Duplexing	51
TDMA	Time-Division Multiple Access	37
TR-STC	Time Reversal Space Time Coding	25
TVWS	TV White Spaces	iii
UE	User Equipment	34
UL	uplink	50
V-BLAST	<i>vertical Bell Labs Layered Space-Time</i>	26
ZF	Zero Forcing	6

1 Introdução

O projeto 5G IoT (*Internet of Things*) tem como um de seus objetivos principais conceber e desenvolver uma rede de comunicação que possa atender a demanda por IoT em áreas remotas e rurais, além de prover conectividade de dados e voz para usuários nestas localidades. Essa rede de comunicações irá viabilizar o uso de aplicações IoT voltadas para o agronegócio, aumentando a eficiência dos processos agropecuários, logística, segurança e monitoramento. Isso trará significativos impactos positivos em setores sociais e econômicos, uma vez que o agronegócio é o responsável por uma grande parcela do PIB (Produto Interno Bruto) nacional (cerca de 21,1% em 2018 [1]) e corresponde a um dos mais elevados percentuais de exportação, com forte contribuição para a balança comercial (42% das exportações totais do país em 2018 [2]).

O desenvolvimento de uma rede de comunicação para o ambiente rural e remoto deve considerar a superação de diversos desafios técnicos relacionados a flexibilidade necessária para atender a um elevado número de aplicações. Alguns destes desafios consistem em garantir baixa emissão de espúrios fora da faixa de transmissão para viabilizar o compartilhamento de espectro com outros serviços e garantir mobilidade espectral, alta eficiência espectral para viabilizar o atendimento de um elevado número de usuários e prover acesso banda larga de qualidade, e alta robustez do sinal para atingir grandes distâncias e atender um maior número de usuários com uma única célula.

A especificação da rede de comunicação 5G IoT deve, portanto, considerar técnicas e tecnologias que permitam compor uma rede que atenda efetivamente as demandas das aplicações e superem os desafios dos cenários considerados. O presente relatório apresenta o resultado de estudos das tecnologias de camada física e MAC (Medium Access Control) aplicáveis ao cenário de áreas rurais e remotas, que foram selecionadas em função de sua efetividade e complexidade de implementação e que podem, portanto, ser consideradas na concepção da rede prevista pelo projeto 5G IoT. Os avaliados neste relatórios são:

- Códigos corretores de erro;
- Formas de onda;
- Técnicas de controle adaptativo de codificação e modulação.
- Técnicas de transmissão e recepção com múltiplas antenas;
- Técnicas de controle de potência de transmissão;
- Técnicas de múltiplo acesso.

2 Camada física

A nova geração de redes móveis, denominada de 5G (Redes Móveis de 5a. Geração), não irá prover apenas maiores taxas de dados e confiabilidade na comunicação. Ela tem o desafio de aumentar em muito o número de dispositivos conectados para a implementação da IoT. As soluções que estão sendo propostas em diferentes projetos de pesquisa ao redor do mundo consideram o cenário do uso de IoT em ambientes urbanos ou em áreas industriais. No entanto, no Brasil há uma grande demanda para o uso de tecnologia IoT em áreas remotas e rurais, visando o aumento de produtividade nas atividades agropecuárias. As soluções de IoT desenvolvidas para o cenário urbano não são automaticamente aplicáveis no cenário rural. O alto custo das licenças de uso do espectro e as limitações de cobertura inviabilizam a utilização das soluções urbanas em ambientes remotos e rurais.

Para contornar esse problema, o projeto 5G IoT irá empregar o conceito de uso compartilhado do espectro de forma oportunista. Neste caso, os nós da rede analisam a disponibilidade de canais de TV ociosos na região de operação e alocam as bandas disponíveis de forma dinâmica e autônoma, sem causar interferências nos usuários primários. Esse modo de operação é conhecido como rádio cognitivo e permite a operação da rede móvel em ambientes rurais sem a necessidade de aquisição de custosas licenças de uso de espectro. O projeto 5G IoT também visa aumentar a área de cobertura do sinal, utilizando técnicas mais robustas de transmissão digital que garantam melhor qualidade de cobertura e maior raio de alcance.

Para atingir esses resultados, a camada física a ser proposta no projeto 5G IoT deve empregar formas de ondas que apresentem baixa emissão fora da faixa mesmo sem o uso de filtros de RF. Desta forma, será possível mudar de frequência de operação mediante o surgimento de um usuário primário, sem a interrupção do serviço. Logo, a baixa emissão fora da faixa é a característica principal que garante o acesso dinâmico e segmentado ao espectro de forma segura para os usuários primários e eficiente para a rede secundária. A elevada robustez necessária para cobrir longas distâncias e melhorar a qualidade de serviço deve ser alcançada com a maior proteção da informação. Além do uso de um CP (Cyclic Prefix) mais longo, capaz de combater a ISI (Inter-Symbol Interference) de forma mais eficiente, a camada física proposta pelo projeto 5G IoT deve usar códigos corretores de erros mais potentes e eficientes, juntamente com uma estrutura de quadro flexível que possa atender as diferentes aplicações previstas para as áreas remotas e rurais.

As próximas subseções detalham as técnicas mais promissoras para compor a camada física da rede 5G IoT.

2.1 Formas de onda

A forma de onda a ser utilizada no projeto 5G IoT deve ser flexível o suficiente para atender as diferentes aplicações previstas para as áreas rurais e remotas nos relatórios das atividades 1.4 [3] e 1.5 [4]. Os requisitos para estes cenários preveem que as formas de onda candidatas suportem o acesso dinâmico e fragmentado ao espectro de frequências, possuam baixa emissão fora da faixa de interesse e tenham alta eficiência espectral, além de permitir a reconfiguração de seus parâmetros de forma autônoma e em tempo real.

Nesta subseção será realizado um comparativo entre as formas de onda consideradas para as futuras redes sem fio móveis como o OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), B-OFDM (Block OFDM), F-OFDM (Filtered OFDM) e GFDM.

2.1.1 OFDM

O OFDM é uma forma de onda adotada por muitos padrões de comunicação sem fio devido à sua robustez aos efeitos da propagação em canais com múltiplos percursos e a relativa baixa complexidade de implementação utilizando FFT (Fast Fourier Transformer). No âmbito das comunicações móveis, o OFDM é a forma de onda utilizada no padrão LTE (Long-Term Evolution) e pelo 5G NR (5G New Radio).

A Figura 1 mostra o diagrama em blocos do modulador e demodulador OFDM. O modulador OFDM divide o fluxo de símbolos de dados mapeados em uma constelação QAM (Quadrature Amplitude Modulation) em vários fluxos paralelos com taxa $R_{MC} = R/K$, sendo R a taxa de dados de entrada e K o número de feixes paralelos. Cada feixe modula uma subportadora ortogonal às demais, que ocupa $1/K$ da largura de faixa total. O espaçamento entre as subportadoras de R_{MC} Hz, garantido pela IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), resulta em uma largura de faixa total equivalente à largura de faixa de um esquema de portadora simples. No entanto, no OFDM, como cada subportadora é de faixa estreita, esta passa a sofrer a ação de desvanecimento plano ao propagar em um canal com múltiplos percursos.

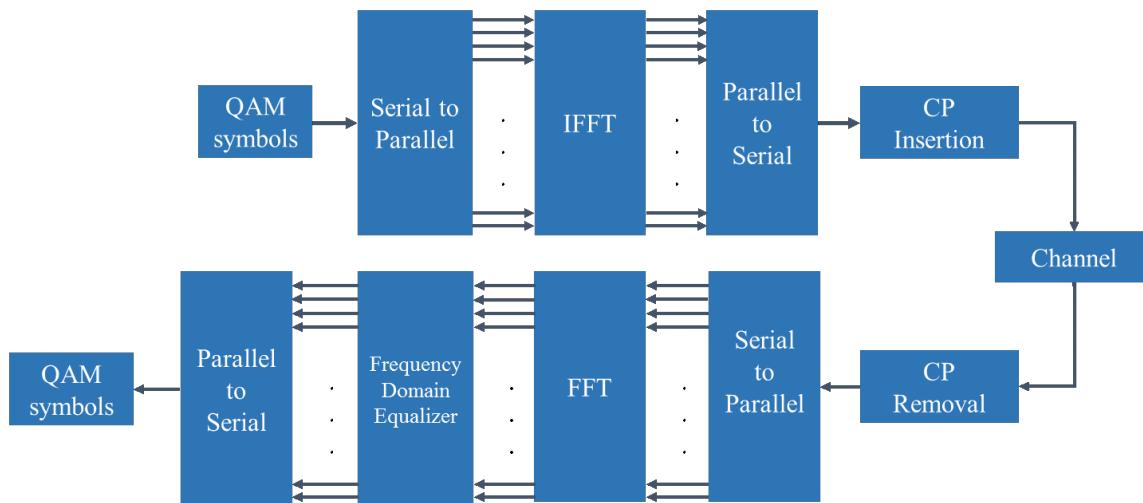


Figura 1: Diagrama em blocos de um modulador e demodulador OFDM.

Após a FFT inversa no lado do transmissor, um CP é adicionado a cada símbolo OFDM para proteger os dados contra um canal temporalmente dispersivo. Se o comprimento do CP é maior que o maior atraso do perfil de canal, o canal se torna circulante, simplificando o processo de equalização.

Após o sinal percorrer um canal seletivo em frequência e invariante durante a duração de um quadro do sinal, o mesmo é processado pelo receptor para a detecção da informação transmitida com a menor probabilidade de erro possível. O primeiro passo deste processo consiste em eliminar o CP. Isso resulta em uma convolução circular entre o símbolo OFDM transmitido e a resposta ao impulso do canal. Aplicando-se a FFT, temos a versão do sinal recebido no domínio da frequência, que consiste no produto da informação transmitida multiplicada pela resposta em frequência do canal e contaminada pelo ruído. Como a largura de faixa das subportadoras é estreita, estas sofrem um desvanecimento plano que pode ser mitigado dividindo-se cada elemento da saída da FFT pelo correspondente ganho introduzido pelo canal. Esse processo é conhecido como equalização no domínio da frequência e simplifica de forma significativa a mitigação da seletividade em frequência do canal no receptor. Uma vez equalizados, os dados

são serializados e entregues para o processo de detecção dos símbolos QAM, que irá extrair os bits de informação para serem encaminhados ao próximo subsistema de camada física.

O OFDM também possui algumas desvantagens. A primeira delas é a alta emissão fora da faixa de interesse. Os símbolos QAM que modulam cada subportadora mudam abruptamente a cada símbolo OFDM, criando uma descontinuidade no sinal gerado. Esta operação é equivalente a modular as subportadoras com um pulso retangular no domínio do tempo. No domínio da frequência, o pulso retangular tem um espectro mal localizado no formato de uma função sinc, o que leva a altas emissões fora da faixa, conforme mostrado na Figura 2.

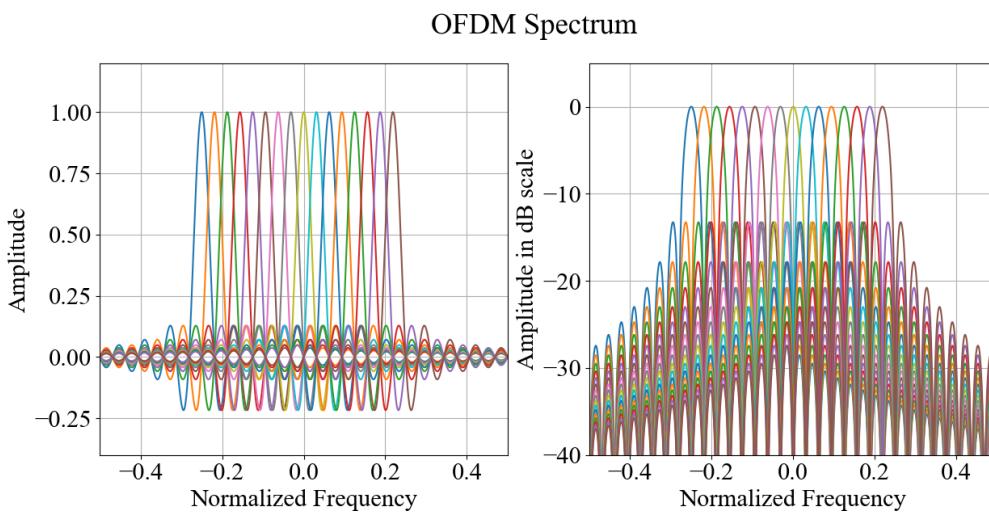


Figura 2: Espectro do sinal OFDM e sua emissão fora da faixa.

Outra desvantagem do OFDM é a eficiência do CP quando o atraso do perfil do canal é longo. Neste caso, a duração do CP deve ser elevada e pode representar uma grande parcela da duração do símbolo OFDM. Como o CP não carrega informação útil, isso acarreta em uma baixa eficiência espectral. O aumento do número de subportadoras também aumenta a duração do símbolo OFDM e compensa parcialmente a longa duração do CP. Entretanto, esta solução também aumenta a complexidade do sistema e reduz a robustez contra o efeito Doppler. A Figura 3 mostra a inserção de um CP longo e a diminuição de eficiência no símbolo OFDM gerada por ela.

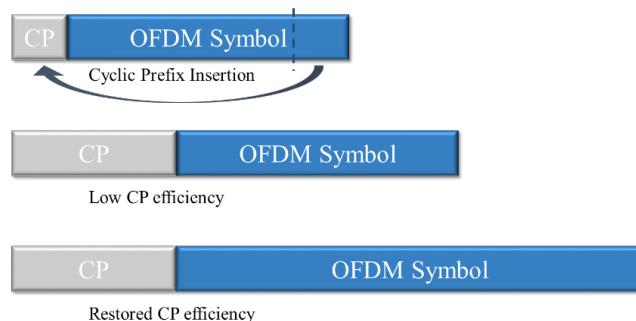


Figura 3: Diminuição de eficiência do símbolo OFDM devido à inserção de um CP longo.

2.1.2 F-OFDM

A forma de onda F-OFDM é uma variação do OFDM e possui suas mesmas vantagens. É também uma forma de onda com múltiplas portadoras robusta à propagação por múltiplos percursos e utiliza o CP para evitar ISI. A principal diferença entre o OFDM e o F-OFDM é que este último introduz um filtro de sub-banda para redução das emissões fora da faixa de interesse. Nesta forma de onda, o comprimento da resposta ao impulso do filtro é comparável ao símbolo OFDM e não é limitada pelo comprimento do CP. Isso permite filtros mais estreitos com transições abruptas entre as bandas de passagem e de rejeição, de maneira que é possível filtrar pequenos grupos de subportadoras ou blocos de recurso individualmente [5]. O longo comprimento do filtro resulta em potencial ICI (Inter-Carrier Interference) e ISI, mas o projeto apropriado do filtro reduz estas interferências a níveis aceitáveis. A Figura 4 mostra o diagrama em blocos de um sistema F-OFDM com os filtros para o *downlink*.

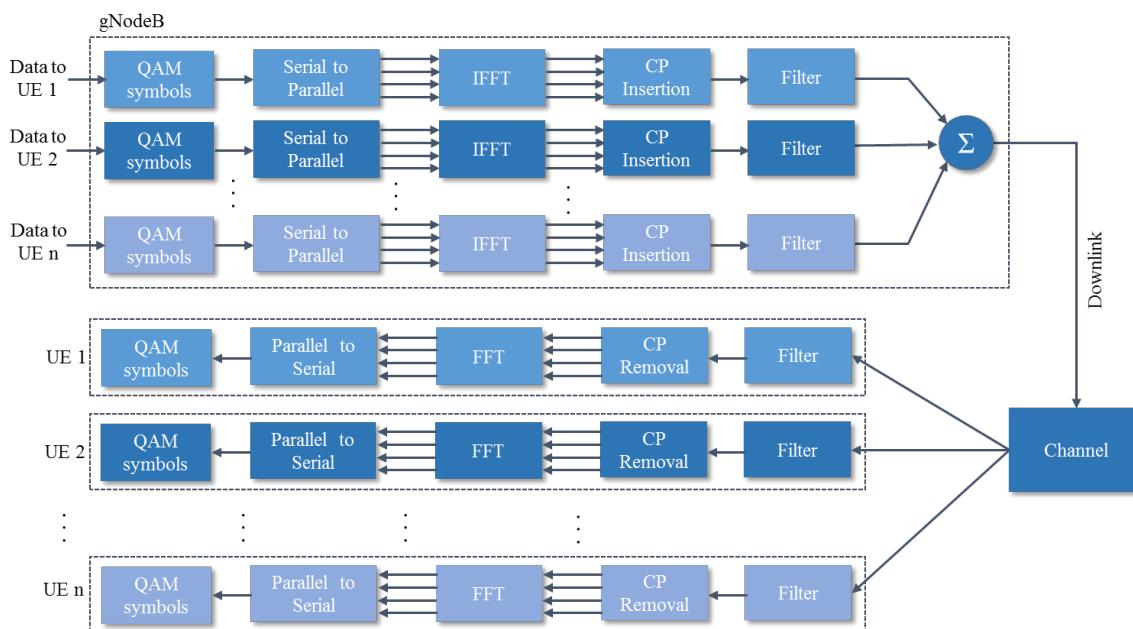


Figura 4: Diagrama em blocos do F-OFDM para o *downlink*.

A possibilidade de se filtrar um grupo de subportadoras permite que diferentes espaçamentos de frequência e durações de símbolo, chamados de numerologias, coexistam ao mesmo tempo. O filtro remove as emissões OOB (Out-of-Band) de cada grupo de subportadoras e reduz a interferência entre as sub-bandas, tornando possível a coexistência de diferentes modos de operação em uma mesma rede. Subportadoras de guarda entre as sub-bandas podem ser usadas para reduzir a ICI. Na direção do *uplink*, para que seja possível a utilização de diferentes numerologias, a forma de onda F-OFDM permite que usuários assíncronos compartilhem o espectro, sem interferência entre eles, caso uma banda de guarda seja utilizada. A Figura 5 mostra o espectro da forma de onda F-OFDM.

2.1.3 GFDM

Os casos de uso para o projeto 5G IoT necessitam de uma forma de onda flexível. O GFDM [6] é uma nova forma de onda que adiciona uma outra dimensão ao sinal transmitido através do arranjo dos símbolos de dados tanto nos domínios do tempo como frequência. Assim, um

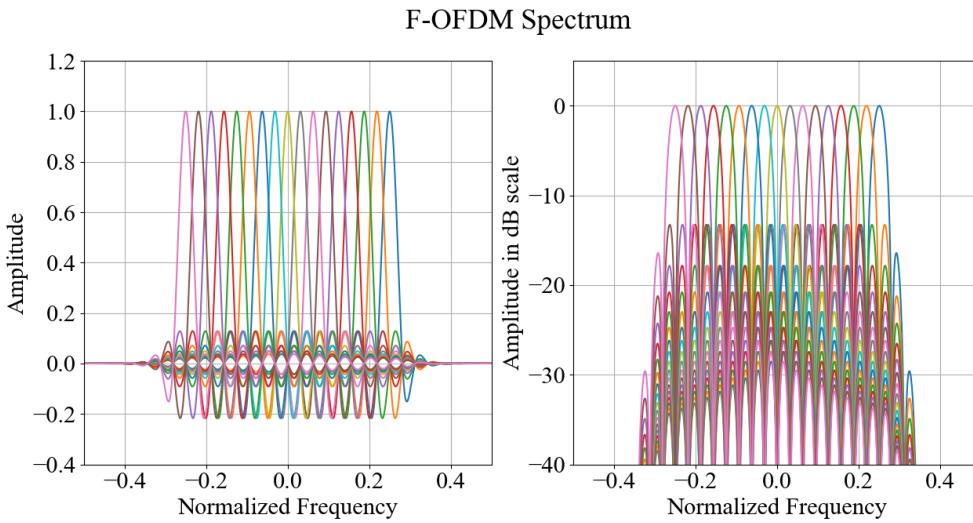


Figura 5: Espectro de uma forma de onda F-OFDM com emissões OOB reduzidas.

elevado número de subportadoras e um pequeno número de sub-símbolos podem ser utilizados para aumentar o desempenho do sistema em canais muito seletivos em frequência ou um número pequeno de subportadoras com um grande número de sub-símbolos pode ser utilizado para reduzir a PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) do sinal, caso o canal não seja seletivo e a restrição de potência do transmissor seja um requisito importante. Cada subportadora é filtrada individualmente e um único CP pode proteger múltiplos sub-símbolos, resultando em baixas emissões OOB e alta eficiência espectral.

O GFDM é uma forma de onda com múltiplas portadoras não-ortogonais que utiliza diferentes versões de um filtro protótipo, cada um circularmente deslocado tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência e multiplicados por um dado QAM correspondente. Assim, a informação é arranjada em uma grade de K subportadoras por M sub-símbolos a serem transmitidos por um bloco GFDM. Apenas um CP é adicionado para proteger o bloco, ou seja, um único CP protege M sub-símbolos.

O formato do pulso de transmissão e os sub-símbolos ativos na grade permitem o controle das características de PSD (Power Spectrum Desnity) e emissões OOB [7]. O projeto do filtro de recepção do demodulador linear permite a obtenção de objetivos específicos como cancelamento de auto interferência com o esquema ZF (Zero Forcing) ou maximização da SNR (Signal-to-Noise Ratio) com o MF (Matched Filter). O detector MMSE (Minimum Mean Square Error) é uma solução de compromisso, pois atua como MF para baixa SNR e como ZF para alta SNR, ao custo de uma maior complexidade de implementação. A Figura 6 mostra o diagrama em blocos da cadeia de transmissão e recepção do GFDM.

O GFDM utiliza o CP de maneira mais eficiente quando comparado à formas de onda baseadas no OFDM. Enquanto o OFDM utiliza um CP para proteger K símbolos de dado do canal com múltiplos percursos, o mesmo CP protege KM símbolos de dado em um bloco GFDM. A Figura 7 mostra a grade de tempo/frequência do GFDM com K subportadoras e M sub-símbolos.

Além do controle de emissões OOB e melhor eficiência de CP, a possibilidade de se escolher os parâmetros K , M e o pulso protótipo também garantem grande flexibilidade ao GFDM. Como exemplos, configurando $M = 1$, $K = N$ e utilizando um pulso retangular, leva à uma forma de onda OFDM. Utilizando a configuração $K = 1$, $M = N$ e uma pulso Dirichlet leva

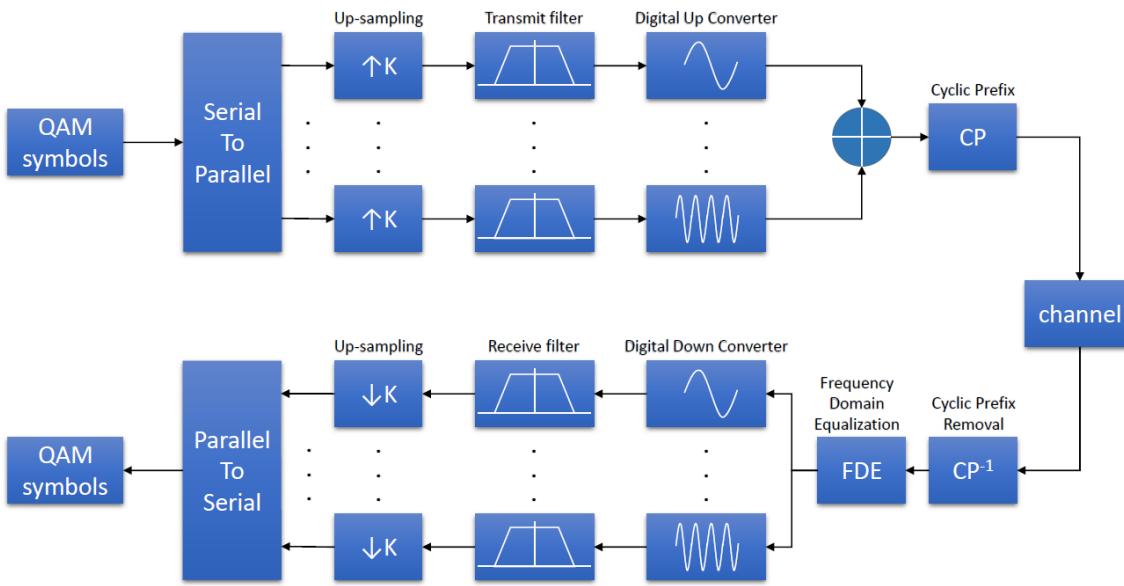


Figura 6: Diagrama em blocos de uma modulador e demodulador GFDM.

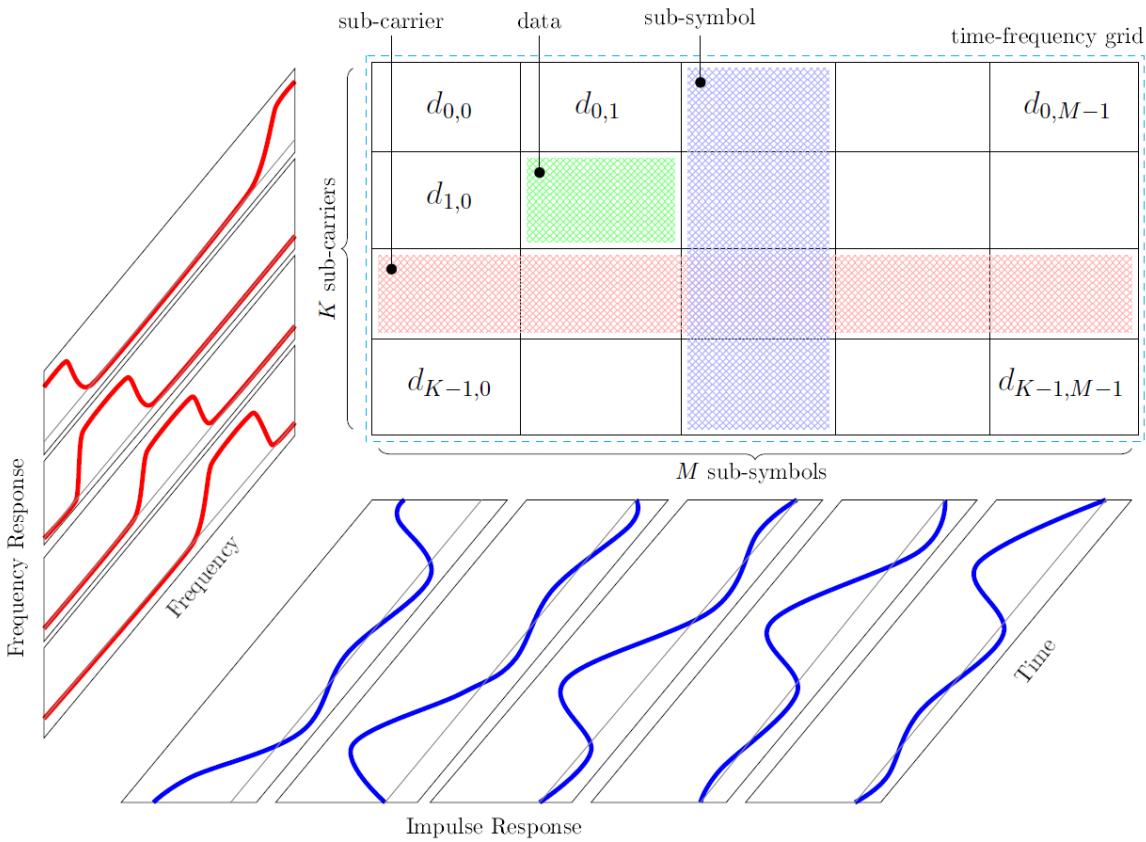


Figura 7: Estrutura de um símbolo GFDM como uma grade tempo/frequência.

à forma de onda SC-FDE (Single Carrier Frequency Domain Equalization). Desta forma, o GFDM cobre as formas de ondas usadas nas redes 4G (Redes Móveis de 4a. Geração) e 5G como casos particulares.

A principal desvantagem do GFDM quando comparado ao OFDM é o moderado aumento

de complexidade de implementação. Outro aspecto é o aumento de latência quando o número de subportadoras do GFDM e OFDM são iguais e o número de sub-símbolos é maior que um. Neste caso, a latência para demodular cada sub-símbolo é M vezes maior que o OFDM.

2.1.4 B-OFDM

O B-OFDM é uma forma de onda baseada no OFDM que utiliza um único CP para vários símbolos OFDM, conforme mostrado na Figura 8.

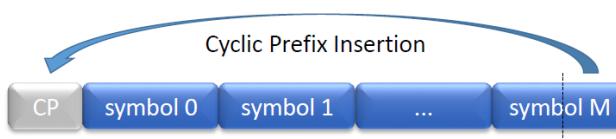


Figura 8: Estrutura em blocos do B-OFDM.

Este esquema permite ao B-OFDM alcançar alta eficiência de CP, especialmente quando a duração de símbolo é pequena e o perfil de atraso do canal é longo. A Figura 9 ilustra o diagrama em blocos demodulador e modulador B-OFDM.

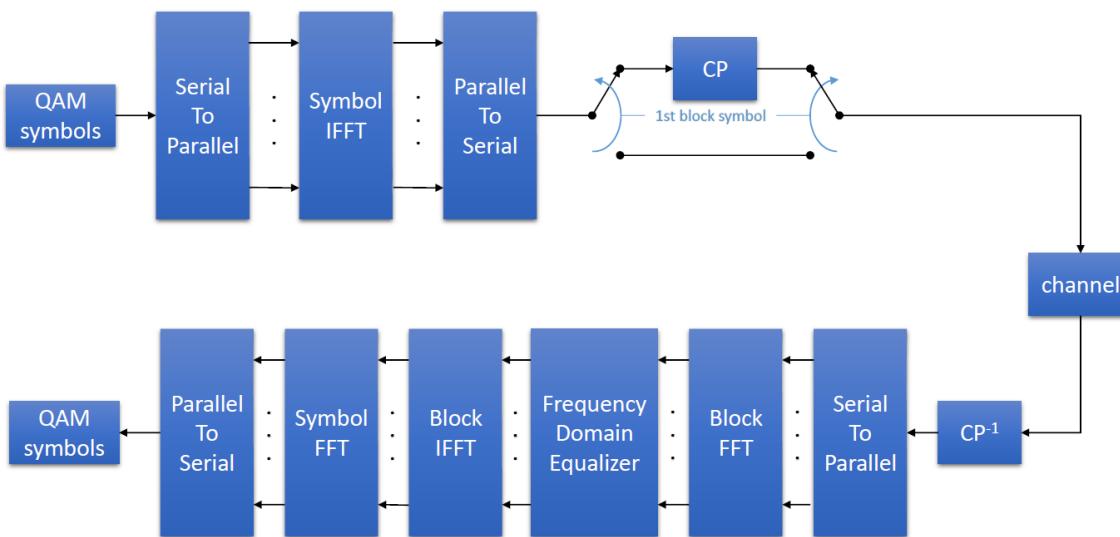


Figura 9: Diagrama em blocos de um modulador e demodulador B-OFDM.

O único CP inicial corresponde às amostras finais do último símbolo do bloco copiado para o início do primeiro símbolo, protegendo o bloco de símbolos OFDM inteiro da característica dispersiva do canal. Este esquema resulta em uma convolução circular do bloco transmitido com a resposta impulsiva do canal, o que permite a equalização do bloco no domínio da frequência, como no caso do OFDM. Essa abordagem eleva a eficiência espectral deste esquema aos mesmos patamares alcançados pelo GFDM.

A maior desvantagem deste esquema é o aumento da latência, uma vez que é necessário equalizar o bloco inteiro antes da demodulação de cada símbolo. Para aplicações onde a latência não é crítica (transmissão de dados em longas distâncias para áreas remotas), a única desvantagem é o aumento da complexidade devido à equalização no domínio da frequência de um bloco inteiro.

2.1.5 Análise espectral e emissão fora da faixa

Conforme mencionado anteriormente, o projeto 5G IoT deve adotar o conceito de compartilhamento do espectro com usuários primários de outros serviços. A alocação do espectro de maneira não contínua e a alocação de espectro não licenciado demanda o emprego de uma forma de onda robusta e que atenda adequadamente a limites de emissão fora da faixa ou OOB. A escolha da forma de onda para o projeto 5G IoT deve, portanto, levar em consideração a OOB de todas as candidatas.

Com objetivo de permitir comparar a OOB proporcionada pelas formas de ondas candidatas do projeto 5G IoT, foi desenvolvida uma simulação computacional que utilizou os parâmetros apresentados na Tabela 2. O espectro de potência resultante da referida simulação está apresentado na Figura 10.

Tabela 2: Parâmetros utilizados na simulação de comparação de espectro de potência das forma de ondas candidatas.

	OFDM	B-OFDM	F-OFDM	GFDM
Subportadoras (K)	16384	16384	16384	16384
Subsímbolos (M)	1	4	1	4
Pulso protótipo	sinc	sinc	sinc	RC (Raised Cosine)
Fator de roll-off (α)	—	—	—	0
Comprimento do filtro (L)	—	—	8193	65536
Tipo do filtro	—	—	sinc janelado	—

A Figura 10 mostra o espectro ocupado pelas formas de onda candidatas considerando que parte da banda de transmissão está reservada para um usuário primário de banda estreita (*narrowband*) e para um usuário primário de banda larga (emissora de TV), conforme destacado em vermelho. É possível verificar a partir da referida figura que a forma de onda que apresenta menor OOB é o F-OFDM, mas sua performance não se mantém quando se trata da emissão dentro da banda. Nas bandas reservadas do espectro, o F-OFDM apresenta performance aproximadamente igual ao OFDM. A performance do OFDM e o B-OFDM é inferior devido as transições abruptas entre símbolos. O GFDM apresenta uma performance ligeiramente melhor do que o OFDM, mas sua OOB não é satisfatória. Porém, para a configuração considerada na simulação, nenhuma das formas de onda atende ao requisito inicialmente estabelecida para emissão fora da faixa que é de -55 dBc ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio).

O janelamento temporal permite reduzir a emissão fora da faixa, pois esta operação suaviza a transição entre os símbolos, eliminando a transição abrupta entre os blocos da forma de onda. A operação de janelamento consiste na multiplicação das amostras da forma de onda por uma função do tipo janela. A simulação desenvolvida considera uma janela do tipo raiz de cosseno elevado. O espectro resultante das formas de onda candidatas após a operação de janelamento está apresentado na Figura 11. É importante destacar que $2N_W$ amostras afetadas pela operação de janelamento devem pertencer às extensões cíclicas do símbolo e não ao próprio símbolo. Portanto, é necessário adicionar o CS (Cyclic Suffix) aos símbolos, levando a uma pequena penalidade da eficiência espectral.

Na Figura 11 é possível verificar que as formas de onda OFDM, GFDM e F-OFDM atendem adequadamente aos requisitos estabelecidos de OOB. A forma de onda B-OFDM, entretanto, mesmo considerando a realização da operação de janelamento, não apresenta desempenho satisfatório com relação a OOB. Isto se deve ao fato desta forma de onda ser composta por vários

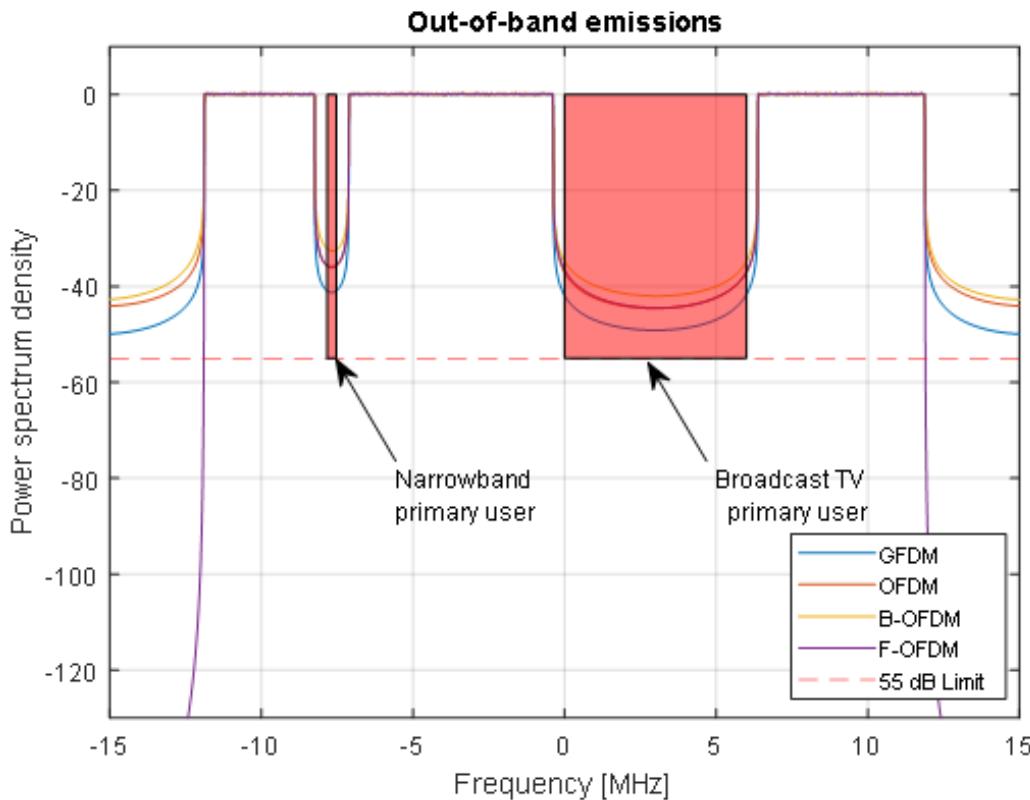


Figura 10: Comparação do espectro das formas de onda GFDM, OFDM, B-OFDM e F-OFDM.

subsímbolos OFDM e a transição entre os sub-símbolos gera elevadas emissões fora da faixa, pois o janelamento é aplicado somente ao começo e término do bloco. Devido a esta limitação, a forma de onda B-OFM deixa de ser considerada como forma de onda candidata para o projeto 5G IoT.

2.2 Códigos corretores de erro

Esta seção investiga os esquemas de FEC para aplicação ao 5G IoT. O cenário de aplicação do 5G IoT prevê canais de comunicação a grandes distâncias, onde espera-se que o sinal sofra fortes atenuações e distorções causadas pelos múltiplos percursos. Logo, em função dessas intempéries, a recepção do sinal com alta confiabilidade torna-se um desafio. O esquema de codificação da rede 5G IoT deve ser capaz de oferecer essa robustez a um custo computacional aceitável e com comprimento de palavras-código configurável.

Os objetivos do subsistema de codificação de canal são realizar: i) um entrelaçamento (desentrelaçamento) dos bits de entrada; ii) a codificação (decodificação) dos bits após o entrelaçamento e; iii) o ajuste de taxa (recuperação de taxa) na transmissão (recepção). A operação deste subsistema é especificada pelos parâmetros na Tabela 3. O tamanho de bloco B e a taxa de codificação R são determinados de maneira flexível pela camada MAC. Note na Tabela 3 que o tamanho do bloco e a taxa de código são os únicos parâmetros obrigatórios. Todos os demais são opcionais. Isso dá flexibilidade ao fabricante de oferecer soluções mais robustas, porém mais complexas, ou mais simples, mas com menor desempenho.

O principal esquema de codificação do LTE é o código Turbo [8]. O 5G NR emprega o código Polar para os canais de controle e LDPC para a camada de transporte transporte [9].

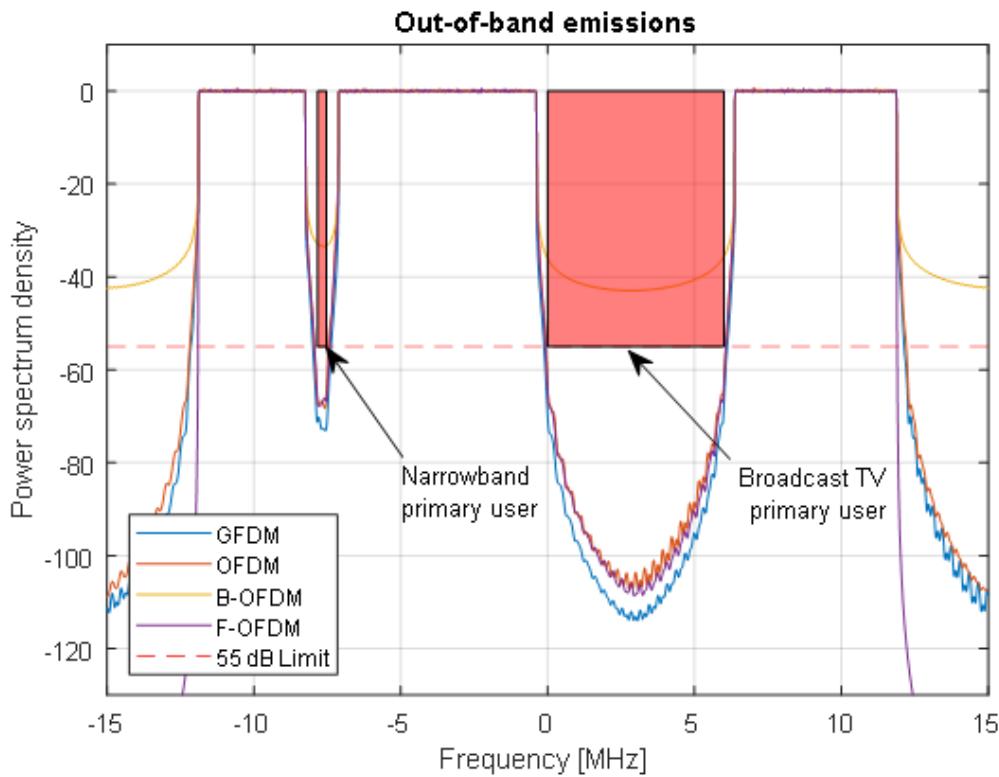


Figura 11: Comparação do espectro das formas de onda GFDM, OFDM, B-OFDM e F-OFDM considerando a operação de janelamento.

Parâmetro	Valor
comprimento do bloco B	Número de bits que formam as palavras código
Taxa de codificação $R = D/B$	Razão entre o número de bits de informação D e o comprimento do bloco B
Esquema FEC (opcional)	Escolha do esquema de FEC caso múltiplos esquemas sejam suportados
Tipo de entrelaçamento (opcional)	Escolha do tipo de entrelaçamento caso múltiplos entrelaçadores sejam suportados
Algoritmo de codificação/decodificação (opcional)	Escolha do algoritmo de codificação/decodificação caso múltiplos algoritmos sejam suportados
Número máximo de iterações/tamanho da lista (opcional)	Especificação do número de iterações do algoritmo de decodificação/tamanho da lista do decodificador para uma relação de desempenho e complexidade

Tabela 3: Especificações do FEC.

Os três esquemas de codificação de canal citados serão utilizados como ponto de partida para a escolha do subsistema de codificação de canal do 5G IoT. Cada um destes esquemas será apresentado a seguir.

2.2.1 Código Turbo

O código Turbo utilizado no LTE é baseado em códigos convolucionais [8]. A ideia básica é empregar dois ou mais códigos convolucionais simples em paralelo para obter um código combinado, que é muito mais poderoso que os códigos individuais. A Figura 12 mostra uma visão geral do codificador que é especificado para o LTE em [8]. O fluxo de entrada c_k é colocado diretamente no primeiro codificador convolucional e uma versão entrelaçada é utilizada pelo segundo codificador convolucional em paralelo. A palavra código é obtida pela concatenação da saída dos dois codificadores convolucionais.

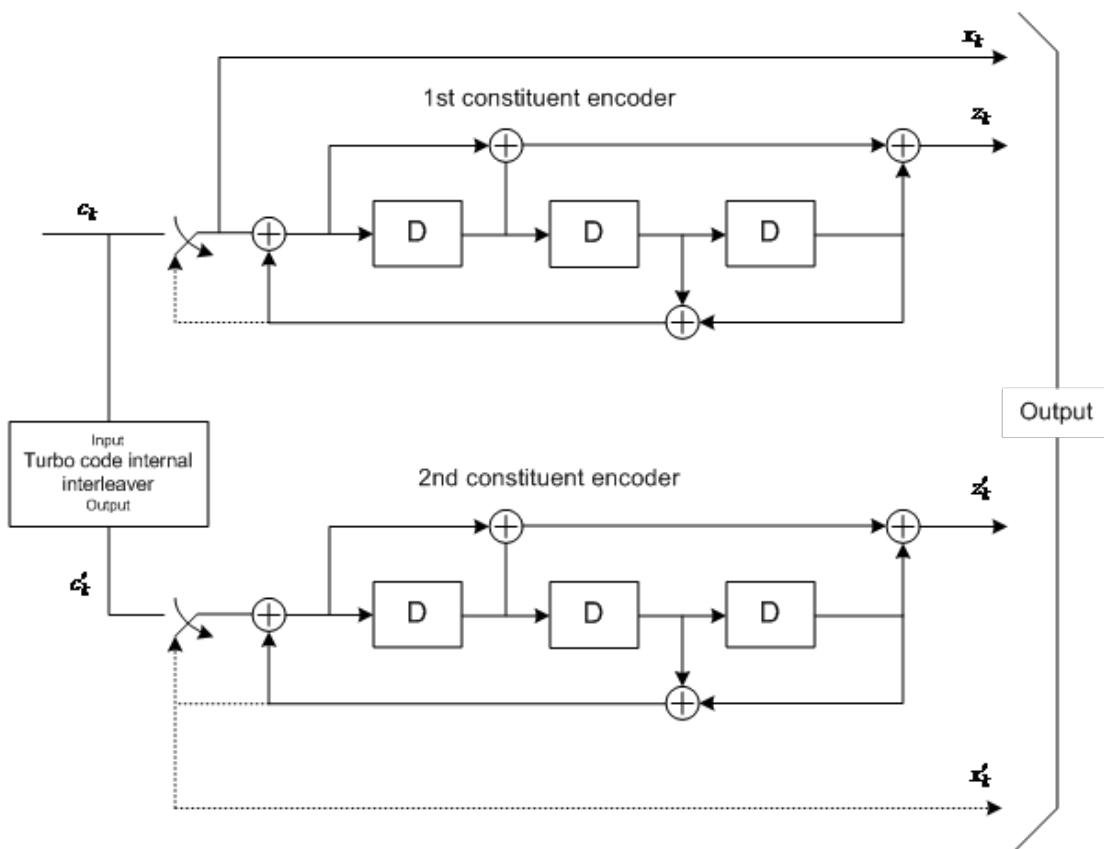


Figura 12: Estrutura de um codificador Turbo com taxa 1/3 especificado em [8].

Um exemplo típico para um decodificador Turbo é mostrado na Figura 13. O decodificador consiste de dois decodificadores convolucionais *soft*, chamados de *Soft decoder 1* e *Soft decoder 2*, um entrelaçador e um desentrelaçador. O decodificador é inicializado ao receber uma entrada z para produzir uma estimativa \hat{x}_1 . Esta estimativa é enviada ao entrelaçador para ser convertida na entrada \tilde{x}_2 para o segundo decodificador *soft* e produzir uma estimativa \hat{x}_2 . O desentrelaçamento de \hat{x}_2 produz \hat{x}_1 , que pode ser utilizada como entrada para o primeiro decodificador *soft*. Este processo pode ser repetido iterativamente para se obter uma maior capacidade de correção de erros e, consequentemente, melhor desempenho.

2.2.2 Código LDPC

Os códigos LDPC foram introduzidos por Gallager em 1963 [10] e eles são utilizados em muitos padrões de comunicação hoje em dia. Eles são tradicionalmente definidos por uma

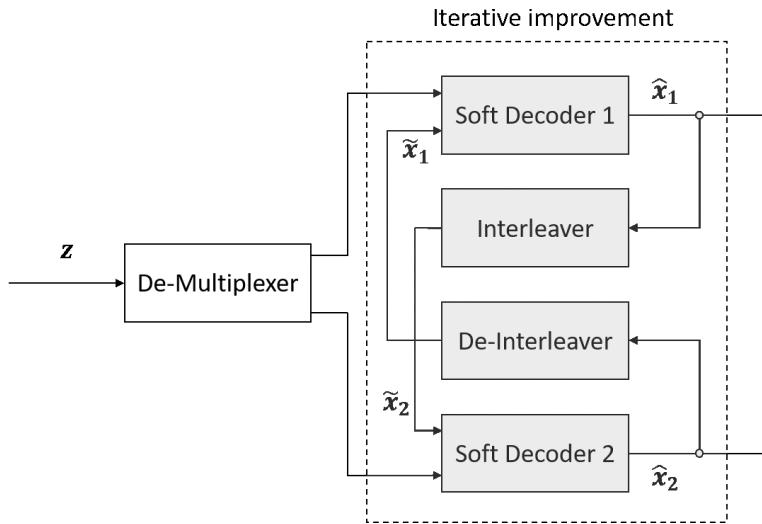


Figura 13: Princípio da decodificação Turbo.

matriz de paridade esparsa \mathbf{H} , onde esparso significa que a maioria dos elementos de \mathbf{H} são "0". A matriz de paridade é ortogonal ao espaço de sinais que contém todas as palavras código, ou seja, para qualquer palavra código \mathbf{c}_i , $\mathbf{H}\mathbf{c}_i^T = \mathbf{0}$, onde \mathbf{c}_i e $\mathbf{0}$ representam vetores coluna onde todos os elementos de $\mathbf{0}$ são "0". O código LDPC empregado na camada física do 5G NR pertence à classe QC-LDPC (Quasi-Cyclic LDPC) [11]. Código LDPC desta classe, que são também utilizados no padrão IEEE 802.11n, são definidos como blocos de matrizes, onde cada bloco é também uma matriz de elementos "0" ou uma versão deslocada circularmente da matriz identidade. Esta definição permite a utilização mais eficiente de bancos de memória para armazenar a matriz \mathbf{H} . A definição da matriz \mathbf{H} como um bloco para os códigos QC-LDPC é chamada de *protograph* ou BG. A definição de um BG flexível tem a vantagem de que a matriz de paridade atual pode ser construída em diferentes tamanhos (correspondendo a diferentes tamanhos de palavras código B) a partir do mesmo BG. Isso torna os códigos QC-LDPC altamente flexíveis.

O 5G NR especifica um código QC-LDPC, que é usado para proteger os dados no canal de transporte e consiste de dois BGs [9]. A Tabela 4 mostra um resumo das taxas de código e tamanhos de bloco suportados para cada BG. Ambos BGs são definidos na norma do 5G NR

Tabela 4: Taxas de código e tamanhos de bloco suportados pelo 3GPP 5G NR BG 1 e 2.

	BG1	BG2
Taxas de codificação R	1/3 - 8/9	1/5 - 2/3
Tamanho dos blocos B	300 - 8.448 bits	40 - 3.840 bits

[9], porém, na maioria das aplicações práticas, apenas o BG1 é utilizado. O projeto dos dois BGs possui diversas características especiais, que serão mostradas na sequência.

A Figura 14 mostra a estrutura simplificada da matriz de paridade do código 5G NR LDPC. As colunas podem ser separadas em três grupos: colunas de informação, que estão relacionadas aos bits de informação, colunas de *core parity*, que contém as paridades para a maior taxa de codificação possível, e as colunas de *extension parity*, que são usadas para diminuir a taxa de codificação pela inclusão de *parity checks*. Isso permite modificar a taxa de codificação de maneira flexível utilizando somente uma sub matriz na parte superior esquerda da matriz de

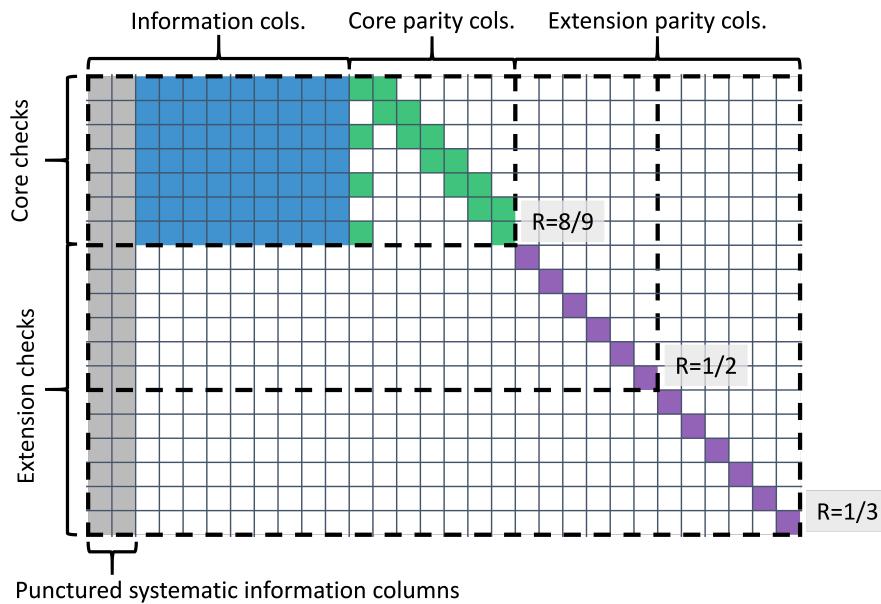


Figura 14: Resumo simplificado da estrutura da matriz de paridade do 5G NR BG.

paridade completa. Isso é graficamente ilustrado na Figura 14, onde onde os blocos com zeros são mostrados na cor branca e os não zeros são coloridos. Ao utilizar a parte superior esquerda da matriz, que contém as linhas de *core check* e as informações, e as colunas de *core parity*, uma matriz de paridade com uma taxa de codificação de $R = 8/9$ é obtida (para BG1). A taxa de codificação pode ser reduzida aumentando-se a matriz no sentido diagonal, de maneira a incluir uma ou mais colunas de *extension parity*. Se todas as colunas de *extension parity* forem utilizadas, o código resultante tem uma taxa de codificação de $R = 1/3$, o que corresponde a menor taxa de codificação possível, conforme a Tabela 4.

Este processo é um avanço de projeto considerável, pois permite aumentar a vazão do decodificador para taxas de codificação maiores, conforme mostrado em [12]. Em contraste, para os códigos Turbo, a vazão é independente da taxa de codificação. Como resultado, o projeto dos códigos 5G NR LDPC simplifica a tarefa de se atingir altas taxas de dados. Outro benefício desta estrutura flexível é a possibilidade de uso de IR-HARQ (Incremental Redundancy - Hybrid Automatic Repeat reQuest), o que significa transmitir bits adicionais de paridade que podem permitir o sucesso na decodificação de uma palavra código ao invés de solicitar a sua retransmissão [11][13]. Para mais informações sobre IR-HARQ, o leitor é encorajado a consultar a referência [14].

O código LDPC também permite o punctionamento das duas primeiras colunas de informação. A ideia é aumentar a redundância sem reduzir a taxa de codificação. Na avaliação de desempenho realizada pelo 3GPP (3rd Generation Partnership Project), demonstrou-se que este esquema aumenta o desempenho do subsistema de codificação de canal.

2.2.3 Código Polar

O código Polar foi proposto recentemente por Arikan [15]. O nome deste código se deve ao fato do mesmo gerar uma polarização do canal, resultando em um conjunto de canais paralelos, cada um com capacidade de trafegar um bit da palavra código. Esses canais podem ser divididos em dois grupos: os bits transmitidos no primeiro conjunto são recebidos com probabilidade de

erro próxima de zero, enquanto que os bits transmitidos no segundo conjunto são recebidos com elevada probabilidade de erro. A proteção da informação é obtida transmitindo-se os bits de paridade no grupo que apresenta baixa confiabilidade, enquanto que os bits de dados são transmitidos nos subcanais de alta confiabilidade. A operação básica de *channel polarization* para um bloco de tamanho $B = 2$ é mostrada na Figura 15. O primeiro canal, com entrada

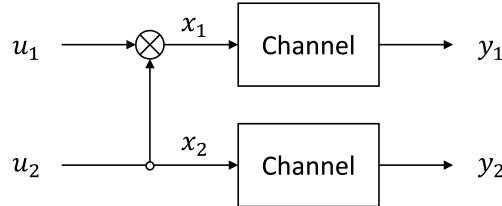


Figura 15: Codificador Polar para $B = 2$.

x_1 , é o resultado do XOR dos dois bits de entrada u_1 e u_2 . O segundo canal é simplesmente o segundo bit de entrada $x_2 = u_2$. Neste exemplo, o bit u_2 é transmitido com redundância, pois sua informação está presente nos dois canais. O decodificador é capaz de utilizar y_1 e y_2 para recuperar a informação x_2 com baixa probabilidade de erro de bit. Códigos polares existem para qualquer comprimento $B = 2^k$, $k \in \mathbb{N}$.

A decodificação de um código Polar pode ser implementada por SC (Successive Cancelation) [16][17]. Para o código Polar simples da Figura 15 com tamanho de bloco $B = 2$, o processo de decodificação é dado por

$$\hat{u}_1 = 2 \tanh^{-1} \left(\tanh \frac{\tilde{y}_1}{2} \tanh \frac{\tilde{y}_2}{2} \right), \quad (1)$$

$$\hat{u}_2 = (-1)^{\hat{u}_1} \tilde{y}_1 + \tilde{y}_2, \quad (2)$$

onde $\hat{\mathbf{y}} = [\tilde{y}_1, \tilde{y}_2]^T$ significa realizações das LLR (Log-Likelihood Ratio) recebidas. Assumindo um exemplo mais prático, o Código Polar pode ser configurado para uma taxa de código $R_c = 1/2$ forçando $u_1 = 0$ (nesse caso, u_1 é considerado como um *frozen bit*). Agora, o decodificador obtém uma estimativa suave \hat{u}_2 de u_2 utilizando (2), resultando em

$$\hat{u}_2 = (-1)^{\hat{u}_1} \tilde{y}_1 + \tilde{y}_2 = (-1)^0 \tilde{y}_1 + \tilde{y}_2 = \tilde{y}_1 + \tilde{y}_2. \quad (3)$$

Nesta configuração, o código Polar é idêntico à um código de repetição de tamanho $B = 2$ e a regra de decodificação pode ser entendida como a média de duas observações ruidosas. Uma palavra código binária decodificada é obtida pela realização abrupta da estimativas suaves. As equações (1) e (2) podem ser aplicadas recursivamente para decodificar códigos Polares com maior tamanho de bloco (ver [16] [17] para mais detalhes da decodificação SC de códigos polares).

O Código Polar, combinado com um CRC (Cyclic Redundance Check), é utilizado nos canais de controle do 5G NR [9]. O código resultante é chamado de código CA-Polar (CRC-Aided Polar). A vantagem dessa alteração é que o CRC pode ser usado para decodificação SCL (Successive Cancelation List), onde uma lista de palavras código candidatas é mantida e o CRC é utilizado para determinar uma palavra código mais confiável dentre as diversas opções disponíveis [18]. Com a utilização da decodificação por SCL, o desempenho do código Polar fica no mesmo nível de modernos códigos Turbo ou LDPC.

2.2.4 Desempenho dos códigos corretores de erro

O desempenho da codificação de canal é avaliado através de simulações no software MATLAB. A *Toolbox* de LTE¹ do MATLAB possui uma implementação do código Turbo empregado no LTE, conforme especificado em [8]. Para o código Polar, há uma biblioteca² de código aberto para MATLAB, em conformidade com o 5G NR [9], desenvolvida pela *University of Southampton*, UK. Esta biblioteca suporta decodificação SCL com flexibilidade na escolha do tamanho das listas e tamanho dos blocos de código.

Para o código LDPC, até a data da realização das simulações, não havia uma implementação compatível com o 5G NR disponível. Foi, então, criada uma biblioteca para MATLAB que está disponibilizada gratuitamente no *GitHub*³. Apesar da conformidade com [9], a biblioteca suporta apenas um sub conjunto das configurações possíveis. O decodificador implementa a decodificação SPA (Sum-Product Algorithm), de acordo com [19]. O SPA é um algoritmo ótimo de decodificação em termos de desempenho e, neste caso, uma escolha adequada para a avaliação de desempenho do código LDPC.

2.2.4.1 Avaliação de desempenho

O desempenho avaliado neste documento se refere à BLER (BLock Error Rate) versus SNR normalizada pela energia do símbolo da constelação, denotada por E_s/N_0 . As simulações comparam o desempenho dos códigos empregando a modulação BPSK (binary phase shift keying) sobre canal AWGN (Additive White Gaussian Noise). Todos os códigos suportam somente um conjunto finito de tamanho de bloco. Para uma comparação justa, os tamanhos dos blocos de código foram escolhidos de maneira mais similar possível. Os parâmetros da simulação estão resumidos na Tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros da simulação para comparação dos códigos Polar, LDPC e Turbo.

Canal	AWGN
Modulação	BPSK
Número de blocos	100.000
Tamanho de bloco B (Turbo/Polar/LDPC)	1056/1024/1056

Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 16. O código Turbo apresentou um desempenho pior do que os demais códigos. A diferença de desempenho do código Turbo torna-se pior a medida em que as taxas de codificação são aumentadas. A razão para isso é que a taxa de codificação base para o código Turbo é $R = 1/3$ e é realizado um punctionamento aleatório para se obter o ajuste de taxa para todas as taxas de código maiores. Entretanto, no geral, o punctionamento aleatório funciona bem para taxas baixas e, para taxas altas, o processo de *shortening* pode produzir melhores resultados. Mesmo para uma taxa de código de $R = 1/3$, onde não é aplicado o ajuste de taxa, o desempenho do código Turbo é显著mente pior do que o apresentado pelos códigos Polar e LDPC. Em função do baixo desempenho em comparação aos códigos Polar e LDPC, o código Turbo não será mais considerado como uma solução para o projeto 5G IoT.

¹Disponível em <https://de.mathworks.com/help/lte/ref/lteturboencode.html>

²Disponível em <https://github.com/robmaunder/polar-3gpp-matlab>

³Disponível em <https://github.com/vodafone-chair/5g-nr-ldpc>

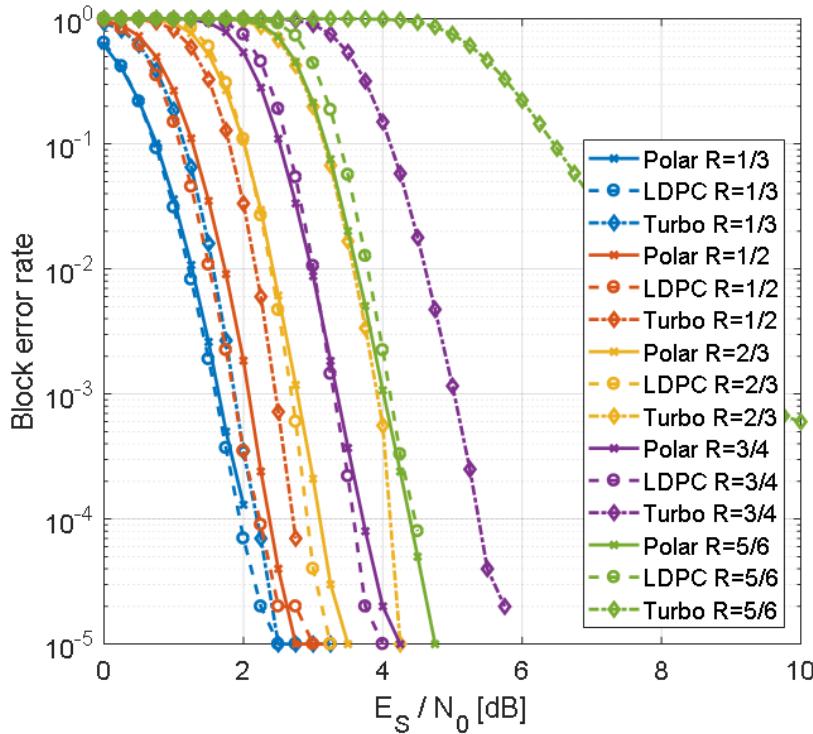


Figura 16: Comparação de desempenho da BLER para os códigos Polar, LDPC e Turbo para modulação BPSK sobre canal AWGN.

Em uma segunda comparação, o desempenho dos códigos LDPC e Polar, agora para o 5G NR, é avaliado para a mesma configuração da Tabela 5. Os resultados são mostrados na Figura 17. A comparação indica que o desempenho é bastante similar para todas as taxas de codificação investigadas de $R \in \{1/3, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6\}$ e tamanho de bloco de $B = 1024/1056$ para os códigos Polar e LDPC, respectivamente.

O impacto do tamanho dos blocos de código também foi avaliado para 100.000 blocos para uma mesma taxa de código de $R = 2/3$, modulação BPSK e AWGN. A Tabela 6 apresenta os tamanhos de bloco empregados para se obter as curvas apresentadas na Figura 18.

Tabela 6: Resumo da comparação dos tamanhos de bloco B para os códigos Polar e LDPC.

Código	Tamanho do bloco				
Polar	256	512	1024	2048	4096
LDPC	264	544	1056	2176	4224

Os resultados obtidos mostram que o código Polar superou o desempenho do código LDPC para tamanhos de bloco de código pequenos de 256/264 e 512/544. Para blocos de tamanhos superiores a 1024/1056, o LDPC apresentou valores menores de BLER. Resultados semelhantes foram obtidos durante as comparações realizadas pelo 3GPP em [20]. O desempenho superior do código Polar para blocos de codificação de tamanhos pequenos é a razão pela qual este código é utilizado no canal de controle do 5G NR.

Um outro parâmetro que impacta significativamente no desempenho do código Polar é o tamanho das listas e o número de iterações no decodificador Polar SCL. O resultado das

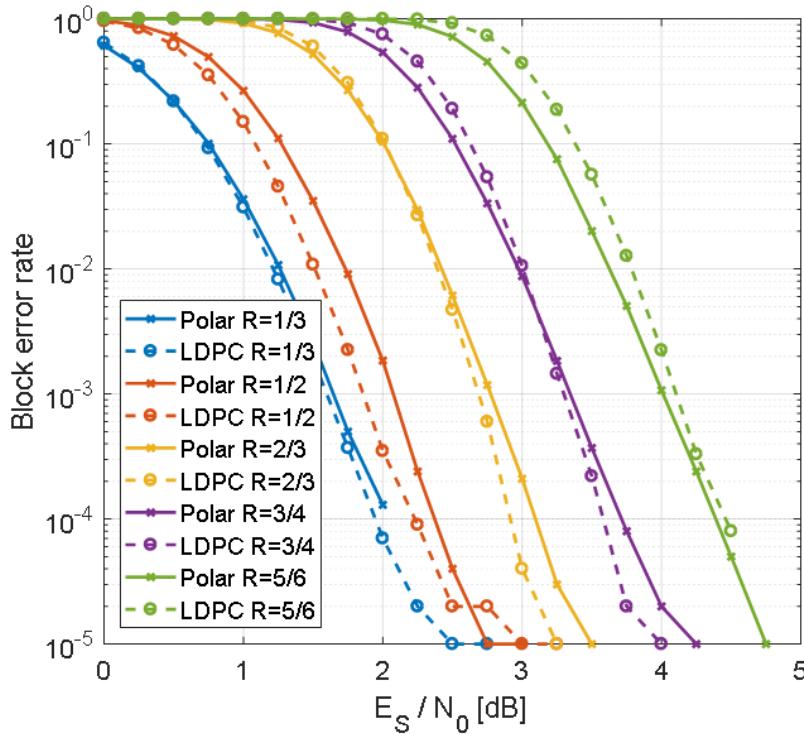


Figura 17: Comparação de desempenho da BLER para os códigos Polar e LDPC do 5G NR para modulação BPSK sobre canal AWGN.

simulações para o tamanho das listas e o número de iterações variando entre 1 e 32 é mostrado na Figura 19. A investigação revelou que o desempenho do decodificador Polar SCL aumenta significativamente com o tamanho das listas. Com uma lista de tamanho 8, o desempenho chega próximo da saturação. Na literatura dos decodificadores Polar SCL, os tamanhos de lista tipicamente entre 8 à 32 são considerados. De maneira similar, para o decodificador LDPC SPA, 16 iterações produzem um desempenho próximo ao da saturação. Essa fato justifica os resultados anteriores com um tamanho de lista de 8 e 20 iterações para o decodificador LDPC SPA, conforme mostrado na Tabela 5.

Uma avaliação adicional para os códigos Polar e LDPC foi realizada em uma simulação incluindo uma cadeia completa de transmissor e receptor com modulação GFDM empregando ZF sob canal AWGN). Os detalhes dos parâmetros utilizados nesta simulação e a configuração do GFDM são mostrados na Tabela 7. A SER (Symbol Error Rate) da constelação é mostrada na

Tabela 7: Parâmetros para a simulação com GFDM.

Parâmetro	Configuração
Modulação	GFDM
Subportadoras	16384
Sub símbolos	4
Constelação	64-QAM
Taxa de codificação	$R = 3/4$
Entrelaçador	aleatório
Canal	AWGN

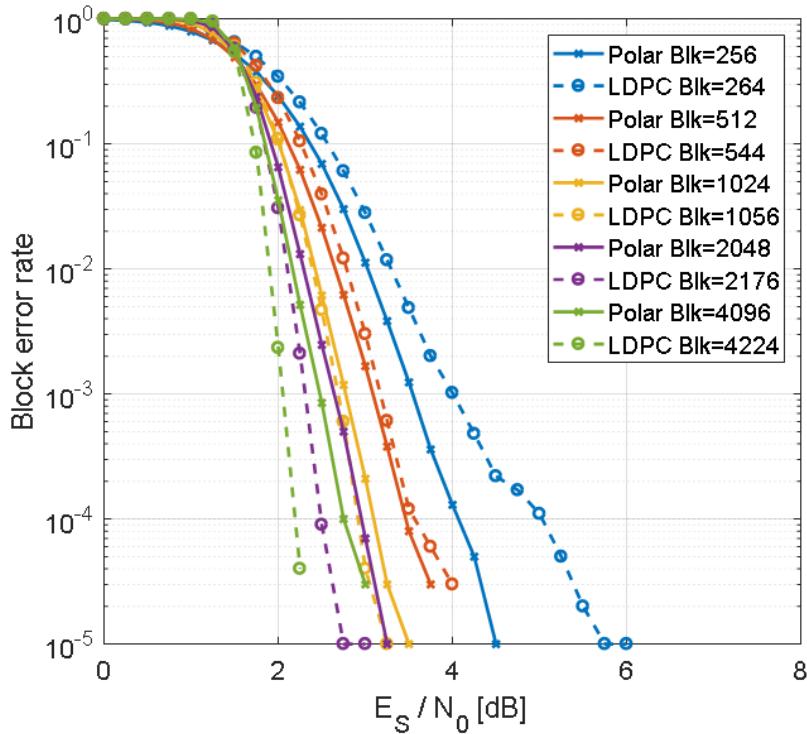


Figura 18: Comparação de BLER para os códigos Polar e LDPC do 5G NR para uma taxa de codificação $R = 2/3$ e diferentes tamanhos de bloco de código.

Figura 20. Conforme esperado, o desempenho é idêntico para todos os esquemas de codificação e tamanhos de bloco, pelo fato de que a SER não é afetada pelos códigos de canal que são aplicados aos bits. O desempenho em termos de BER (bit error rate) e BLER é mostrado nas Figuras 21 e 22, respectivamente, onde é possível observar que os resultados suportam as conclusões obtidas previamente sem a utilização da modulação GFDM. Com o aumento do tamanho do bloco de codificação, o desempenho aumenta para ambos os esquemas de codificação de canal. Para uma tamanho de bloco de $B = 256/264$, o código Polar supera o código LDPC, enquanto que o código LDPC supera o código Polar para uma tamanho de bloco $B = 4096/4224$.

2.2.5 Comparação de complexidade

Conforme já foi apontado no início desta seção, a complexidade do esquema de codificação de canal é de grande importância para o sistema 5G IoT pelo fato de que uma baixa complexidade pode reduzir custos de implementação e consumo de energia do sistema. Normalmente, os esquemas com complexidade reduzida são acompanhados de redução no desempenho. Desta forma, é necessário um equilíbrio entre complexidade e desempenho.

A avaliação da complexidade dos esquemas de codificação de canal é uma tarefa difícil pelo fato de que existe um compromisso entre complexidade e desempenho que não somente depende da codificação de canal em si, mas também do algoritmo de decodificação escolhido. Para a comparação numérica realizada na seção anterior, foram utilizados os melhores algoritmos conhecidos em termos de desempenho. Entretanto, avaliar a complexidade baseado neste algoritmos e nessas implementações não faz sentido porque:

- A complexidade na execução do MATLAB não necessariamente corresponde à complexi-

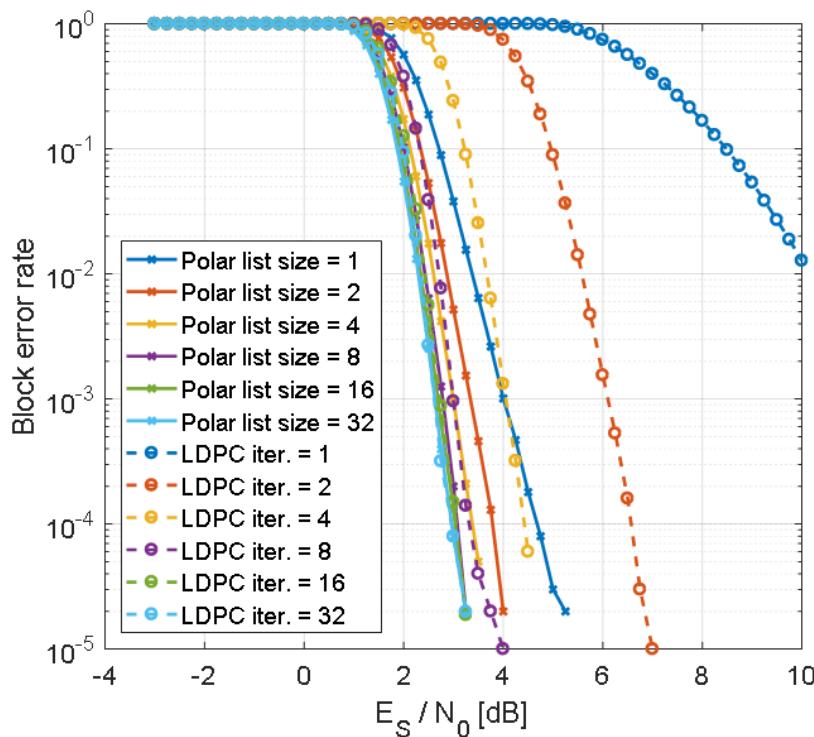


Figura 19: Resultados para o desempenho da BLER para o decodificador Polar SCL e o decodificador LDPC SPA para diferentes tamanhos de listas e número de iterações.

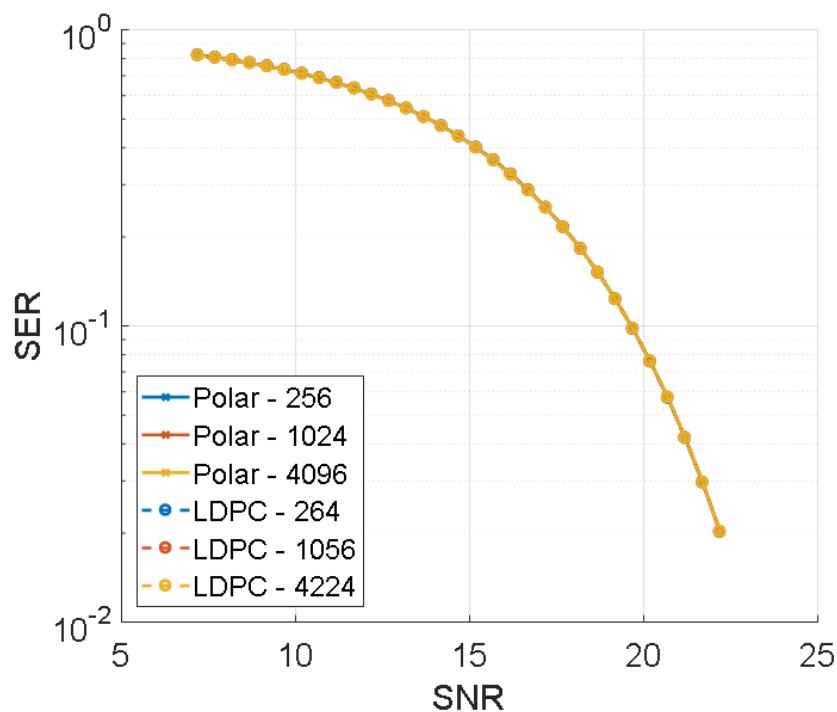


Figura 20: Comparação da SER QAM para os códigos Polar e LDPC com diferentes tamanho de bloco para a modulação GFDM sob canal AWGN.

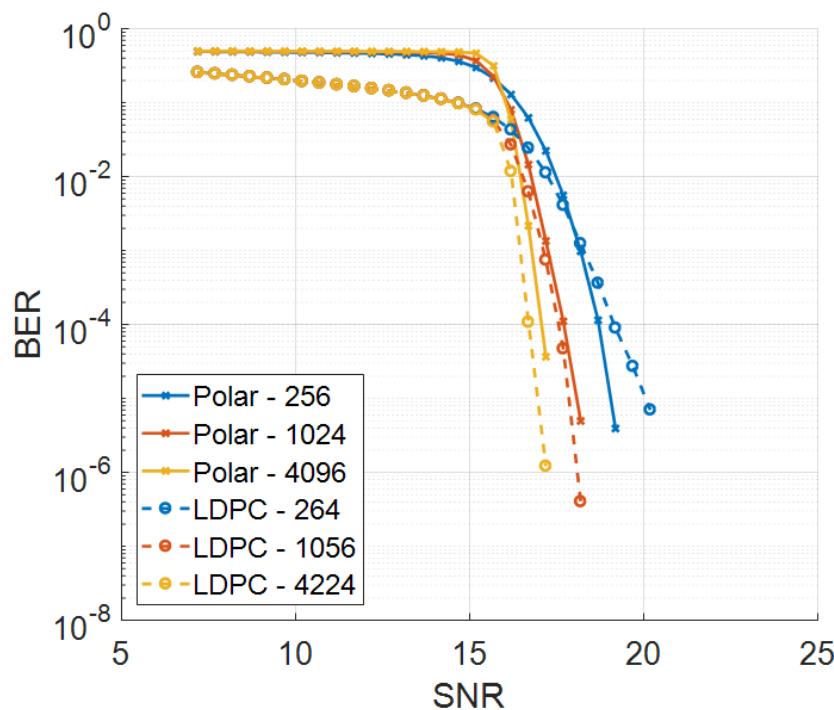


Figura 21: Comparação da BER para os códigos Polar e LDPC com diferentes tamanhos de bloco de codificação para modulação GFDM sob um canal AWGN.

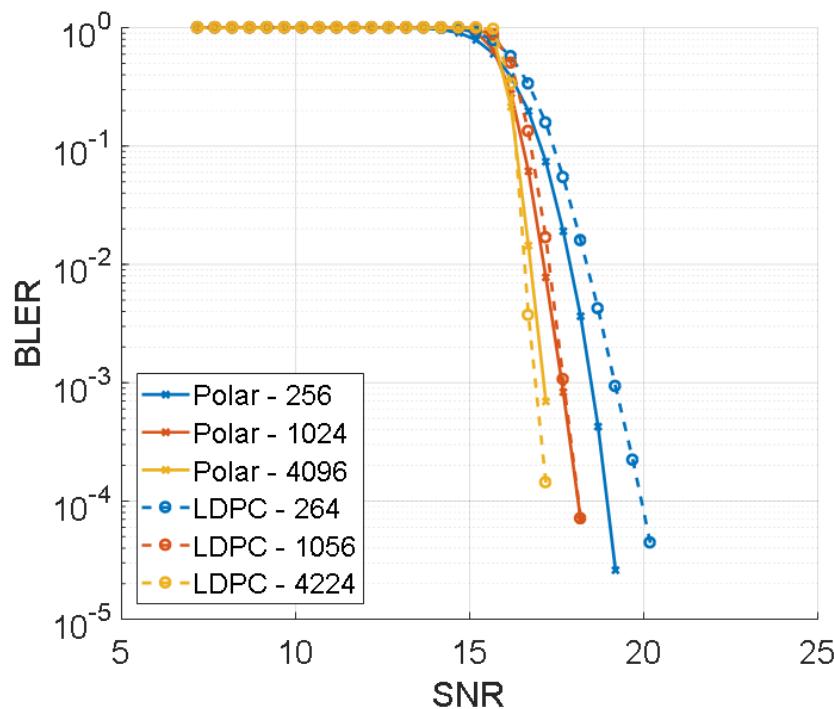


Figura 22: Comparação da BER para os códigos Polar e LDPC com diferentes tamanhos de bloco de codificação para modulação GFDM sob um canal AWGN.

dade de implementação em uma hardware otimizado;

- A implementação do MATLAB é otimizada para o melhor precisão e não para velocidade de processamento, de maneira que possam ser investigados os limites dos esquemas de codificação de canal;
- Sistemas práticos normalmente empregam soluções sub-ótimas para reduzir a complexidade.

O código Polar tem complexidade de codificação e decodificação SC de $O(B \log B)$ [15]. Entretanto, a decodificação SC tem um desempenho inferior aos esquemas mais avançados de decodificação. A decodificação SCL pode aumentar significativamente o desempenho ao custo de aumentar L vezes a complexidade de decodificação, ou seja, a complexidade passa a ser $O(LB \log B)$, onde L é o tamanho da lista [21]. Códigos CA-Polar podem também aumentar o desempenho com uma pequena penalidade em termos de complexidade [21].

Para os códigos LDPC, o algoritmo de decodificação ótimo é o SPA. Entretanto, sua complexidade impede o uso desta abordagem em casos práticos. O algoritmo comumente implementado é o MSA (Min-Sum-Algorithm) [22], embora este apresente uma queda de desempenho considerável em relação ao SPA. Em função disto, existem muitas variações do MSA para aumentar o desempenho ao custo de um pequeno aumento na complexidade. O MSA normalizado [23] recebe destaque na literatura em função do grau de liberdade entre desempenho e complexidade, que podem ser controlados através da escolha do número máximo de iterações do algoritmo de decodificação [24].

Em [25], a complexidade dos códigos Polar, LDPC e Turbo é investigada, porém a comparação não é conclusiva pelo fato de que uma comparação unificada da complexidade em termos de adições, multiplicações e chamadas em *look-up-tables* são altamente dependentes da estrutura de hardware para a qual estão sendo analisadas. Os autores concluem que a complexidade dos algoritmos é similar, mas que o código LDPC pode ser implementado com baixa complexidade e alta flexibilidade pelo fato dos algoritmos de decodificação serem normalmente iterativos e que podem ser paralelizados de forma eficiente. Essa é uma desvantagem dos decodificadores Polares convencionais, que decodificam as palavras código serialmente e, por esse motivo, sua complexidade e latência aumentam com B . Para resolver esse problema, pesquisas recentes focam em algoritmos de decodificação iterativa paralela para códigos Polares, sendo que a maioria das propostas são baseadas no algoritmo *belief-propagation* [26] [27].

Contudo, uma redução significativa na complexidade, sem uma penalidade de desempenho relevante, pode ser obtida ao utilizar-se um único código de canal para ambos os canais de controle e transporte. Uma vez que o decodificador para o código de canal é uma das estruturas mais complexas do transceptor, é interessante utilizar um único esquema de decodificação que possa ser empregado tanto na camada de dados quanto na camada de controle.

2.3 Técnicas MIMO

As aplicações de IoT para o agronegócio e área remotas demandam requisitos importantes da rede de comunicação, dentre os quais pode-se destacar a necessidade de uma grande área de cobertura, requerida pela maior parte das aplicações, e o suporte a transmissão de dados em alta vazão, requerida principalmente para prover acesso à internet em áreas remotas. Dentre as técnicas que podem auxiliar no atendimento dos requisitos mencionados, pode-se destacar as técnicas MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Estas se referem a um conjunto de técnicas

de processamento de sinais desenvolvidas para melhorar o desempenho de sistemas de comunicação sem fio a partir do emprego de múltiplas antenas de transmissão e recepção [28, 29]. Esta melhoria de desempenho é alcançada devido à exploração do domínio espacial, além dos domínios do tempo e da frequência. Dentre as técnicas MIMO podemos destacar duas categorias importantes que proporcionam uma melhoria de desempenho do sistema de comunicação que são denominadas de diversidade espacial e multiplexação espacial [28, 29].

As técnicas de diversidade espacial permitem melhorar o desempenho em termos de BER e ampliar a área de cobertura graças a redução dos efeitos de desvanecimento causados pelo canal de comunicação. Este melhoria de desempenho é alcançada, por exemplo, com a transmissão de informações redundantes em diferentes antenas associada ao emprego de codificações espaço-tempo[29]. Na recepção são empregadas técnicas para combinar os sinais redundantes que sofreram efeitos de desvanecimento idealmente independentes entre si, visando recompor o fluxo de dados original. A ordem de diversidade é uma métrica de desempenho de sistemas de diversidade espacial e corresponde ao número de réplicas independentes do sinal transmitido que estão disponíveis para combinação no receptor. Um sistema que utiliza M antenas de transmissão e N antenas de recepção possui ordem de diversidade máxima equivalente a $M \cdot N$ [28]. Quanto maior a ordem de diversidade, menores são os efeitos do desvanecimento no sistema de comunicação e, consequentemente, menor é a probabilidade de inoperância em uma dada região.

As técnicas de multiplexação espacial, por outro lado, permitem ampliar a taxa de transmissão do sistema, pois, empregam as múltiplas antenas para a transmissão de múltiplos fluxos de dados de maneira simultânea. Um sistema que utiliza M antenas de transmissão pode ampliar em até M vezes a vazão de dados quando comparado com o mesmo sistema com antena única [28], desde que o número de antenas receptoras seja $N \geq M$. Este aumento de vazão é obtido sem requerer o aumento da banda de transmissão e é chamado de ganho de multiplexação [29]. Os dados enviados pelas múltiplas antenas transmissoras se sobrepõem nas antenas receptoras, resultando em IAI (Inter Antenna Interference). Para separar os diferentes fluxos de dados transmitidos simultaneamente, utiliza-se algoritmos lineares ou não-lineares para mitigar essa interferência.

As subseções a seguir apresentam maiores detalhes a respeito das duas categorias de técnicas MIMO mencionadas.

2.3.1 Diversidade Espacial

Uma das técnicas empregadas para combater os efeitos do desvanecimento de sinal causado por múltiplos percursos se refere ao emprego de diversidade espacial. A técnica MRC (Maximal Ratio Combining) [28] é utilizada na implementação de diversidade de recepção em um sistema com uma antena de transmissão e múltiplas antenas de recepção ou seja, SIMO (Single Input Multiple Output). Neste caso, as múltiplas versões recebidas do sinal são combinadas de forma a maximizar a relação sinal ruído de recepção (SNR). Na recepção, o combinador MRC realiza uma soma ponderada dos sinais recebidos, de modo que o k -ésimo sinal na saída do combinador é dado por

$$\tilde{s}^{(k)} = \sum_{i=1}^N h_i^* r_i^{(k)} = \mathbf{h}^H \mathbf{r}^{(k)} \quad (4)$$

onde $r_i^{(k)}$ representa o sinal recebido em cada uma das N antenas de recepção no k -ésimo recurso de tempo-frequência (janela de sinalização ou subportadora), de modo que $\mathbf{r}^{(k)}$ seja o

vetor recebido em todas as antenas no dado recurso de tempo-frequência; h_i é o ganho entre a antena transmissora e a i -ésima antena receptora, de modo que \mathbf{h} seja o vetor de ganhos do canal [28]. O MRC é uma técnica de combinação linear de recepção considerada ótima no que tange a SNR de saída do combinador. O sinal resultante é empregado para a detecção da informação que foi transmitida com maior probabilidade.

As técnicas de transmissão com diversidade espacial, combinadas com formas de onda que utilizam múltiplas portadoras, proporcionam melhor desempenho em termos de BER, graças a transmissão de informações redundantes em diferentes antenas empregando-se codificações como STC (space-time coding), adequadas para canais com alta seletividade em frequência, mas com desvanecimento lento, ou SFC (space-frequency coding), adequadas para canais com desvanecimento rápido, porém com menor seletividade em frequência. Como exemplo de técnica de diversidade espacial pode-se destacar o esquema de codificação proposto por Alamouti [30]. Este esquema permite alcançar desempenho semelhante ao observado com o MRC, envolve complexidade computacional reduzida e não exige o conhecimento das condições de canal pelo transmissor [28].

A Figura 23 ilustra um diagrama em blocos de um sistema MIMO 2x2 que emprega a técnica de Alamouti em uma codificação espaço-tempo. A codificação considera o emprego de pares de símbolos codificados em dois períodos de símbolo consecutivos. Durante a duração do primeiro período de símbolo são transmitidos os símbolos x_1 e x_2 pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente. No segundo período de símbolo são transmitidos os símbolos $-x_2^*$ e x_1^* pelas antenas 1 e 2, respectivamente. Este código explora a diversidade do canal tanto no espaço como no tempo com o objetivo de alcançar um ganho de diversidade proporcional ao produto do número de antenas transmissoras pelo número de antenas receptoras.

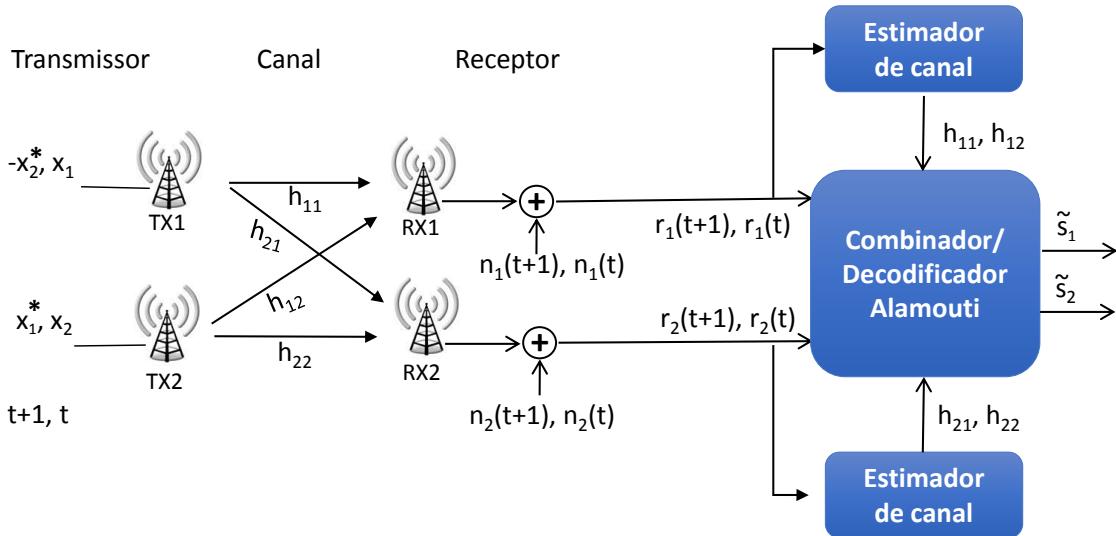


Figura 23: Sistema MIMO 2x2 com diversidade espacial empregando codificação espaço-tempo baseada na técnica de Alamouti.

No caso do sistema MIMO ilustrado na Figura 23, seja a matriz de canal dada por

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (5)$$

onde h_{nm} é o ganho de canal entre a n -ésima antena receptora e m -ésima antena transmissora.

Logo, os vetores de sinais nas antenas de recepção no k -ésimo e $(k + 1)$ -ésimo instantes de sinalização são dados respectivamente por

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}^{(k)}, \quad (6)$$

$$\mathbf{r}^{(k+1)} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{n}^{(k+1)}, \quad (7)$$

onde $\mathbf{x}^T = [x^{(k)} \ x^{(k+1)}]$, $\bar{\mathbf{x}}^T = [-(x^{(k+1)})^* \ (x^{(k)})^*]$ são os vetores contendo os dados transmitidos nos dois instantes de sinalização nas antenas 1 e 2, respectivamente, e $\mathbf{n}^{(k)}$ é o vetor de ruído no k -ésimo instante de sinalização.

Combinando (6) e (7), tem-se

$$\begin{aligned} [\mathbf{r}^{(k)} \ \mathbf{r}^{(k+1)}] &= \mathbf{H} [\mathbf{x} \ \bar{\mathbf{x}}] + [\mathbf{n}^{(k)} \ \mathbf{n}^{(k+1)}], \\ \mathbf{R} &= \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (8)$$

Assim, pode-se escrever que

$$\begin{aligned} r_1^{(k)} &= h_{11}x^{(k)} + h_{12}x^{(k+1)} + n_1^{(k)}, \\ r_2^{(k)} &= h_{21}x^{(k)} + h_{22}x^{(k+1)} + n_2^{(k)}, \\ r_1^{(k+1)} &= -h_{11}(x^{(k+1)})^* + h_{12}(x^{(k)})^* + n_1^{(k+1)}, \\ r_2^{(k+1)} &= -h_{21}(x^{(k+1)})^* + h_{22}(x^{(k)})^* + n_2^{(k+1)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Os dados na saída do combinador são obtidos por [30, 28]

$$\tilde{s}_1 = (h_{11}^*r_1(t)) + (h_{12}r_1^*(t+1)) + (h_{21}^*r_2(t)) + (h_{22}r_2^*(t+1)), \quad (10)$$

$$\tilde{s}_2 = (h_{12}^*r_1(t)) - (h_{11}r_1^*(t+1)) + (h_{22}^*r_2(t)) - (h_{21}r_2^*(t+1)), \quad (11)$$

A saída do combinador é empregada para estimar a informação transmitida fazendo-se uso, por exemplo, de um detector ML (maximum likelihood).

Conforme mencionado, o esquema de codificação MIMO proposto por Alamouti pode ser também empregado como base na codificação espaço-frequência. A técnica é semelhante a empregada na codificação espaço-tempo, sendo que a diferença está no fato de se aplicar a codificação entre símbolos que serão transmitidos em portadoras adjacentes e não mais nos pares de símbolos transmitidos em períodos subsequentes. No caso da modulação OFDM, por exemplo, a codificação espaço-frequência aplica o esquema de Alamouti nos pares de dados de portadoras adjacentes de um dado símbolo OFDM, enquanto a codificação espaço-tempo emprega o esquema aplicado a pares subsequentes de símbolos OFDM [31, 32]. A Figura 24 ilustra um transmissor OFDM que emprega duas antenas de transmissão e codificação espaço-frequência com a técnica de esquema de Alamouti.

O esquema de Alamouti também pode ser combinado com o GFDM [33]. Quando os pares de símbolos modulantes usados na codificação espaço-tempo pertencem a um mesmo símbolo GFDM, pode haver redução no ganho de diversidade devido à não-ortogonalidade do pulso protótipo. A técnica TR-STC (Time Reversal Space Time Coding) [34] resolve esse problema, pois a codificação espaço-temporal é aplicada nas amostras da forma de onda após a modulação, e não nos símbolos provenientes no mapeamento dos bits na constelação em fase e quadratura. Logo, neste caso, não há influência das interferências introduzidas pelo GFDM no desempenho do sistema de diversidade e os mesmos ganhos observados no OFDM são atingidos com o GFDM. Se o pulso protótipo for ortogonal, então os mesmos esquemas utilizados no OFDM podem ser diretamente aplicados no GFDM.

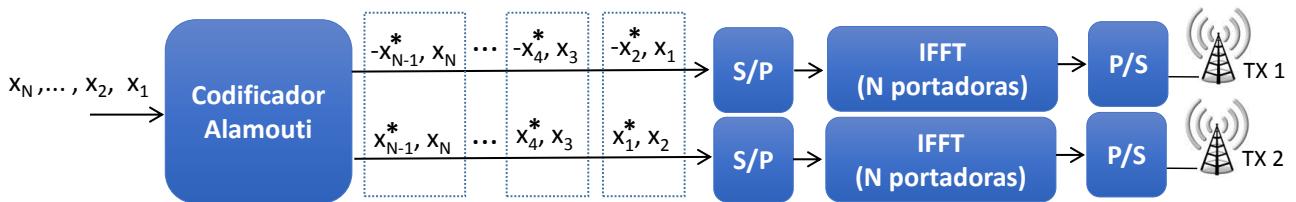


Figura 24: Transmissor OFDM com codificação espaço-frequência baseada na técnica de Alamouti.

2.3.2 Multiplexação espacial

A multiplexação espacial, inicialmente descrita em [35], consiste em enviar os dados de entrada em M fluxos, que são modulados e transmitidos simultaneamente na mesma frequência e ao mesmo tempo, através de M antenas transmissoras [28]. Para separar os diferentes fluxos na recepção, emprega-se $N \geq M$ antenas receptoras e algoritmos de cancelamento de interferência. A Figura 25 ilustra a arquitetura básica descrita para um sistema MIMO com multiplexação espacial.

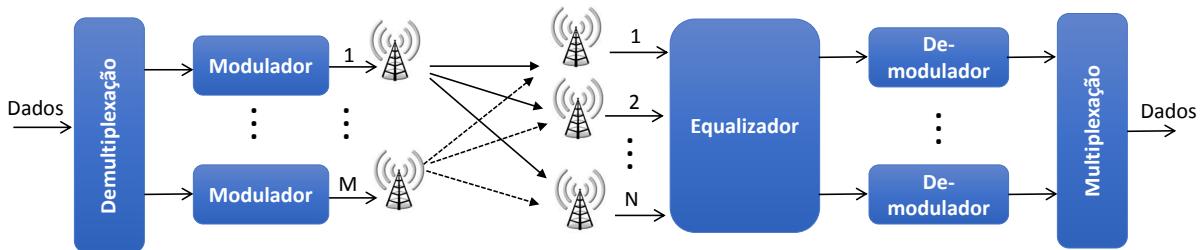


Figura 25: Arquitetura básica da técnica de multiplexação espacial.

Os algoritmos de cancelamento de interferência existentes, também chamados de detectores ou equalizadores de canal, apresentam diferentes desempenhos e diferentes níveis de complexidade de implementação. A classe de algoritmos denominada de linear emprega alguma transformação linear do sinal recebido para estimar os símbolos transmitidos, como por exemplo, os algoritmos ZF e MMSE. Embora apresentem baixa complexidade de implementação, esta classe de algoritmos não é ótima. Por outro lado, o algoritmo ML apresenta desempenho ótimo, utilizando uma técnica não-linear de estimativa.

Os algoritmos ZF, MMSE e ML serão detalhados a seguir. Estes servem de referência para outras técnicas como: SIC (*Successive Interference Cancellation*) [36], BLAST (*Bell-Labs layered space-time architecture*) [37], V-BLAST (*vertical Bell Labs Layered Space-Time*) [38], *sphere decoding* [39], dentre outros.

2.3.2.1 Introdução aos algoritmos *zero-forcing* e *minimum mean square error*

Por uma questão de simplificação, considere inicialmente um sistema MIMO com $N=M=2$ empregando multiplexação espacial. Os sinais recebidos para uma dada subportadora são expressados como

$$y_1 = (h_{11}x_1) + (h_{12}x_2) + n_1 \quad (12)$$

$$y_2 = (h_{21}x_1) + (h_{22}x_2) + n_2 \quad (13)$$

em que y_i é um símbolo QAM recebido pela antena i , x_j é um símbolo QAM transmitido pela antena j , h_{ij} é a informação do estado do canal entre a antena transmissora j e receptora i para a frequência da subportadora carregando o símbolo QAM em questão, e n_i representa o AWGN adicionado ao sinal recebido na antena i .

O sistema de equações de (12) e (13) pode ser representado de forma matricial, dada por

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (14)$$

em que $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T$, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$, e

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

A partir dos sinais recebidos, \mathbf{y} , e os canais estimados, \mathbf{H} , o objetivo é estimar os símbolos transmitidos, \mathbf{x} , genericamente dados por

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}\mathbf{y}. \quad (16)$$

O cálculo da matriz equalizadora \mathbf{W} , varia de acordo com o algoritmo adotado. Para ZF, a solução do sistema de equações lineares de (14), desconsiderando o ruído \mathbf{n} , é dada por

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (17)$$

em que \mathbf{W}_{ZF} corresponde a pseudo-inversa de \mathbf{H} [40, 41, 36].

O algoritmo MMSE difere do ZF por considerar a variância do ruído \mathbf{n} , e sua matriz equalizadora é dada [42, 40, 36] por

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{1}{\text{SNR}} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (18)$$

em que $\text{SNR} = \sigma_x^2 / \sigma_n^2$ é relação sinal ruído, dada pela relação das variâncias do sinal transmitido e do ruído.

Para uma SNR elevada, o algoritmo MMSE comporta-se de maneira semelhante ao ZF. Para os casos de SNR reduzida, o MMSE permite alcançar um desempenho superior ao ZF [42]. Esta diferença se deve ao fato do equalizador ZF amplificar significativamente o ruído nas frequências em que a resposta do canal possui baixas amplitudes. O MMSE, por outro lado, minimiza a amplificação do ruído para estes casos [36].

2.3.2.2 Introdução ao algoritmo de máxima verossimilhança

O algoritmo ML [43, 44] calcula a distância euclidiana quadrática d^2 entre os dados recebidos \mathbf{y} e os possíveis símbolos de recepção $\mathbf{H}\mathbf{x}_h$, dada por

$$d^2 = |\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}^{(k)}|^2 \quad (19)$$

O vetor $\mathbf{x}^{(h)}$ que minimizam a distância euclidiana quadrática é selecionado como sendo o vetor estimado $\hat{\mathbf{x}}$.

O algoritmo ML apresenta um melhor desempenho de taxa de erro de bits em relação ao ZF e MMSE [45]. Em contrapartida, o aumento no desempenho está associado à uma maior complexidade de implementação, que, por sua vez, aumenta exponencialmente com o número de antenas e com a ordem da constelação [45].

2.3.2.3 Número máximo de fluxos transmitidos simultâneos e capacidade de canal

O número máximo de fluxos de dados que pode ser transmitido simultaneamente por um sistema MIMO que emprega multiplexação espacial com M antenas de transmissão e N antenas de recepção é igual a $L_{\min} = \min(M, N)$ [28]. Sendo assim, a vazão de dados de um sistema que emprega o mesmo número de antenas de transmissão e recepção, $L = M = N$, cresce linearmente com o número de antenas utilizadas. O mesmo ocorre com a eficiência espectral, uma vez que a multiplexação espacial não requer aumento da largura de banda ocupada.

A capacidade de canal estabelece a máxima taxa de informação, em bits/s, que pode ser transmitida de forma confiável através de um canal AWGN limitado em largura de faixa. Para um sistema SISO (Single Input, Single Output), a capacidade de canal é dada por

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \text{SNR}). \quad (20)$$

Para um sistema MIMO, por outro lado, a capacidade pode ser calculada como sendo a soma da capacidade dos canais que são transmitidos simultaneamente.

A capacidade de canal média para um sistema operando em canal Rayleigh, com potência de transmissão igualmente distribuída entre as antenas, e sem conhecimento prévio das condições do canal, é dada [46] por

$$C = L_{\min} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \lambda \right), \quad (21)$$

em que ρ é a SNR média em cada antena de recepção, e λ são os autovalores da matriz \mathbf{K} , dada [46] por

$$\mathbf{K} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \quad \text{se } N > M \quad (22)$$

A Figura 26 mostra a curva de capacidade teórica média para um sistema MIMO $L \times L$ ($L = M = N$), para alguns valores de SNR. A curva obtida a partir de (21) evidencia o aumento da capacidade de transmissão média do sistema em função do arranjo de antenas utilizados e com o aumento da SNR. A capacidade de canal do sistema operando em uma SNR de 30 dB, é aumentada de 9,6 bps/Hz (SISO) para 60,6 bps/Hz, no caso de um arranjo de 7×7 antenas. É importante destacar, entretanto, que os resultados de capacidade apresentados são teóricos e levam em consideração canais idealmente descorrelacionados. Na prática, os valores de eficiência espectral são inferiores aos teóricos devido às limitações de implementação e das correlações entre os canais.

2.4 Estrutura flexível de quadro

A estrutura de quadro do 5G IoT tem como objetivo cobrir os vários canais de propagação impostos por aplicações de áreas remotas e, portanto, atender aos requisitos para longo alcance e operação em TVWS. Alguns dos requisitos implicam em parâmetros conflitantes para a camada física, o que faz necessário uma estrutura de quadro onde diferentes numerologias possam ser empregadas.

O quadro do 5G IoT adota o mesmo princípio de numerologia escalável presente no 5G NR, onde o SCS (Subcarrier Spacing) pode mudar a cada sub-quadro, para atender à diferentes usuários e casos de uso.

Outra importante função da estrutura de quadro é definir a posição para sinais específicos, como sinais de referência usados para sincronismo e estimativa de canal necessários para a

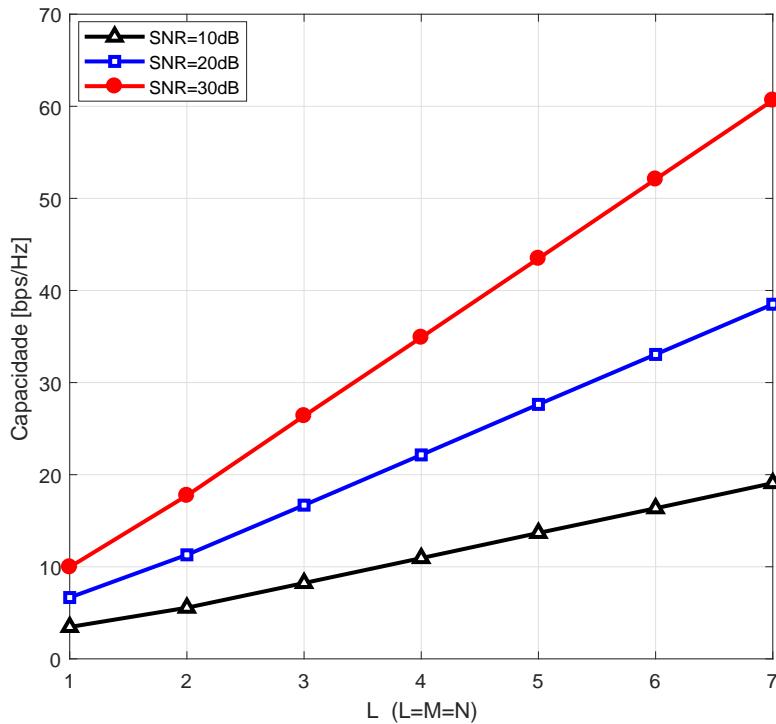


Figura 26: Capacidade de canal para um sistema MIMO $L \times L$ ($L = M = N$).

correta operação da cama física. Nesta seção serão descritos os principais aspectos da estrutura de quadro e também serão apresentadas as definições relacionadas à estrutura de quadro para operação em FDD (Frequency Division Duplexing) e fazendo uso secundário do espectro.

2.4.1 Estrutura do quadro

As transmissões de sinais no 5G IoT são organizadas em períodos de tempo chamados de quadros de rádio. Depois da transmissão de um desses quadros, a organização dos dados transmitidos no ar repetem no próximo quadro e assim por diante. Um número inteiro de sub-quadros com a mesma duração compõe o quadro de rádio. O número de símbolos no sub-quadro depende da numerologia empregada na camada física, como ordem da modulação, largura de faixa, taxa de codificação, etc.

2.4.1.1 Estrutura no domínio do tempo e flexibilidade

Devido à requisitos conflitantes, como mobilidade e proteção à múltiplos percursos, uma única numerologia não é capaz de oferecer uma solução eficiente. O quadro do 5G IoT deve, portanto, suportar múltiplas numerologias que coexistam na interface aérea para servir a diferentes usuários. O mesmo esquema utilizado no 5G NR é adotado aqui, onde o quadro suporta uma numerologia escalonável. Nesse caso, a duração do símbolo e do CP são definidos de forma inversa ao espaçamento de sub-portadoras, de maneira que um número inteiro de símbolos, para qualquer numerologia, se alinhe à duração de um sub-quadro. A Figura 27 mostra a estrutura de quadro no domínio do tempo destacando esse alinhamento.

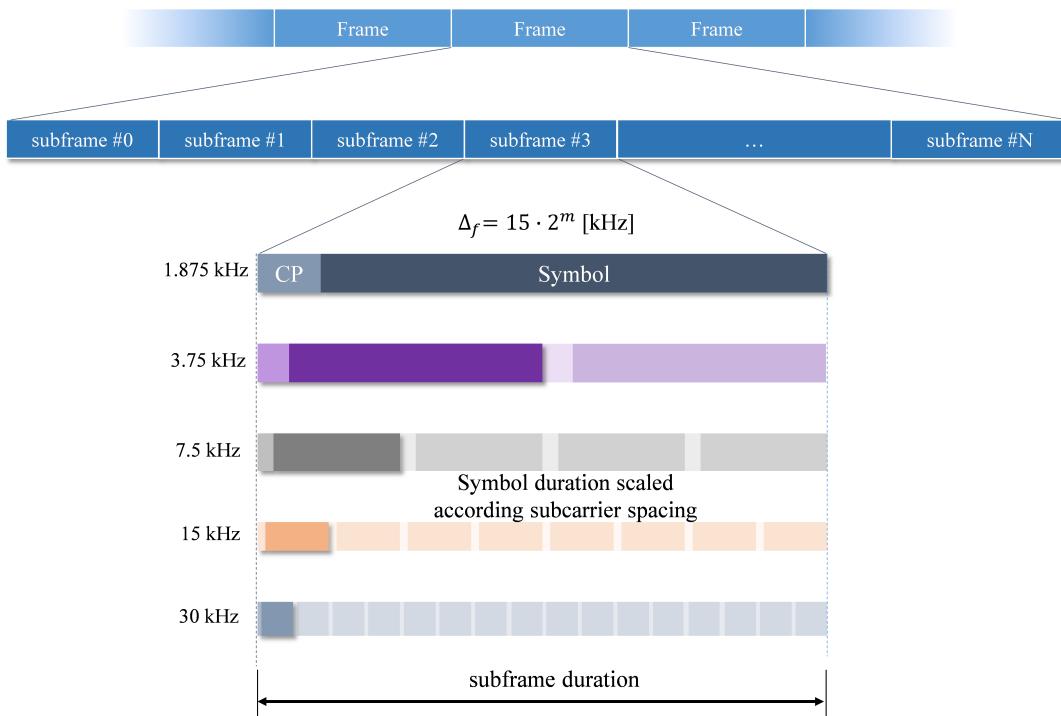


Figura 27: Estrutura de quadro no domínio do tempo com alinhamento de múltiplas numeroalogias.

A Tabela 8 mostra a duração do quadro e do sub-quadro para diferentes numeroalogias suportadas no 5G IoT. A razão para a escolha destes números está presente nas próximas seções.

Tabela 8: Duração de símbolo em diferentes numeroalogias para a forma de onda GFDM.

ID da numeroologia	SCS (kHz)	CP (μs)	CS (μs)	Símbolo (μs)	Sub-quadro (μs)	Símbulos por sub-quadro
0	1,875	141,7	25	2.133,33	4.600	2
1	3,75	70,8	12,5	1.066,67	4.600	4
2	7,5	35,4	6,25	533,33	4.600	8
3	15	17,7	3,13	266,67	4.600	16
4	30	8,9	1,57	133,33	4.600	32
5	30	4,4	0,78	66,67	4.600	64

A duração do sub-quadro do 5G IoT depende da forma de onda selecionada. Utilizando a forma de onda OFDM, onde cada símbolo é protegido por um CP ou utilizando a forma de onda GFDM, onde muitos símbolos ou sub-símbolos são protegidos por um único CP, leva a durações diferentes de sub-quadros.

2.4.1.2 Grade de recursos e uso fragmentado do espectro

A camada física do 5G IoT utiliza formas de onda com múltiplas portadoras com as transmissões arranjadas por símbolos, no domínio do tempo, e transportadas por subportadoras, no

domínio da frequência. Esta estrutura forma uma grade tempo/frequência onde a informação é organizada e transmitida em uma maneira similar ao 5G NR.

O uso fragmentado do espectro de frequências, necessário para explorar os canais ociosos, é alcançado pela seleção de grupos de subportadoras para transmissão, evitando posições no espectro onde os usuários primários estão localizados. Este esquema permite granularidade fina na utilização do espectro e permite evitar usuários de banda estreita de forma eficiente. A Figura 28 mostra a grade tempo-frequência.

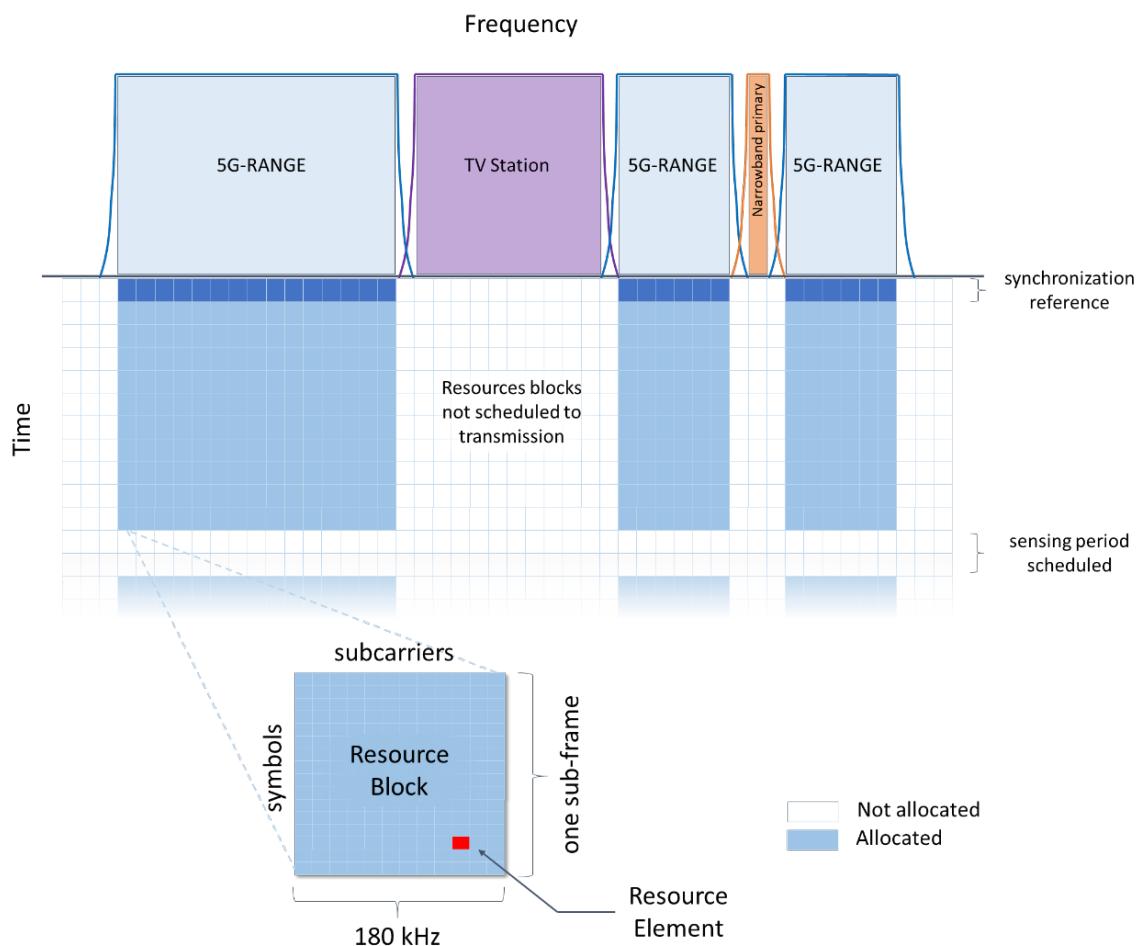


Figura 28: Grade de recursos tempo-frequência e utilização fragmentada do espectro.

O 5G IoT permite alocação com granularidade de um RB, que é composto por uma largura de banda fixa de 180 kHz. Esse RB é equivalente à 12 subportadoras de 15 kHz, portanto, a mesma largura que no LTE e no 5G NR. Entretanto, em oposição ao 5G NR, os RBs não são escaláveis com a largura de subportadoras e assim, permanecem constantes para qualquer numerologia. No domínio do tempo, os RBs têm uma duração de um sub-quadro.

A quantidade de RE (Resource Elements) contidos em um RB para as várias formas de onda são mostradas na Tabela 9. Nesta tabela, também é possível verificar a taxa de bits bruta para um RB, assumindo mapeamentos de QPSK até 256-QAM.

A Tabela 10 mostra a taxa de bits bruta na camada física considerando 24 MHz de largura de banda para o *downlink*, o que é equivalente a 132 RBs.

Uma fatia do tempo de quadro de rádio deve ser dedicada para o sensoriamento espectral dentro da banda. Durante esse tempo, não é permitida transmissão pela gNB (next generation

Tabela 9: Taxa de bits bruto por RB para forma de onda GFDM.

ID	SCS (kHz)	Número de subportadoras	Número de subsímbolos	RE's	Taxa de bits por RB (kbps)			
					QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
0	1,875	96	16	672	292,17	584,35	876,52	1314,78
1	3,75	48	16	720	313,04	626,09	939,13	1408,70
2	7,5	24	32	720	313,04	626,09	939,13	1408,70
3	15	12	64	720	313,04	626,09	939,13	1408,70
4	30	6	128	720	313,04	626,09	939,13	1408,70
5	30	6	256	736	320,00	640,00	960,00	1440,00

Tabela 10: Taxa de bits bruta para 24 MHz de espectro TVWS.

ID da numerologia	Taxa de bits bruta para 24 MHz (Mbps)			
	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
0	38,57	77,13	115,70	154,27
1	41,32	82,64	123,97	165,29
2	41,32	82,64	123,97	165,29
3	41,32	82,64	123,97	165,29
4	41,32	82,64	123,97	165,29
5	42,24	84,48	126,72	168,96

NodeB), viabilizando aos receptores sensoriar o espectro na banda do seu *front-end* de RF (Radio Frequency).

As amostras coletadas durante o período de sensoriamento serão processadas para que seja decidida pela ocupação ou disponibilidade do espectro e esta decisão é fornecida pelo MAC cognitivo, permitindo não somente a detecção de usuários primários, mas também a presença de transmissões não autorizadas, evitando interferências. A duração e periodicidade deste procedimento ainda será definida. Uma vez feito, a estrutura do quadro será ajustada.

2.4.1.3 Casos de uso e numerologia

Para formas de onda com múltiplas portadoras, quatro parâmetros no projeto da camada física são cruciais para que o sistema seja protegido contra propagação por múltiplos percursos e desvio Doppler:

- Modulações com múltiplas portadoras utilizam equalização no domínio da frequência com um único *tap*, o que assume que cada subportadora possui resposta em frequência plana. Para que esta suposição seja verdadeira, a largura de banda da subportadora deve ser menor que a banda de coerência do canal [47];
- Para evitar ISI, a duração do CP deve ser maior do que a duração máxima da resposta ao impulso do canal [48];
- No caso de estimativa de canal no domínio da frequência, o espaçamento entre os pilotos deve ser menor que a banda de coerência do canal [48];

- No caso de estimativa de canal por preâmbulo, o preâmbulo deve ser maior que a resposta impulsiva do canal [49];
- O canal deve ser constante durante a duração de um símbolo, portanto, a duração de um símbolo deve ser menor que o tempo de coerência do canal [47]

O modelo de canal é utilizado para especificar os requisitos da camada física. A banda de coerência de 90% é dada por [50]

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (23)$$

onde σ_τ é o espalhamento RMS (Root Mean Square) do canal. Ao aplicar (23) aos modelos de canais propostos no projeto 5G-RANGE [51] foi obtido 90% de banda de coerência e esse resultado é mostrado na Tabela 11. Através da tabela é possível observar que a largura de

Tabela 11: Parâmetros para os modelos de canal.

Modelo de canal	Espalhamento RMS do canal (σ_τ)	Duração da resposta impulsiva (τ_m)	Banda de coerência (B_c)
General (CDL-A)	100 ns	966 ns	200 kHz
General (CDL-D)	100 ns	1.256 ns	200 kHz
D2D (CDL-A)	500 ns	4.893 ns	40 kHz
D2D (CDL-D)	500 ns	6.263 ns	40 kHz

banda da subportadora nos canais deve ser menor que 40 MHz.

Além disso, para que a ISI seja evitada, o CP deve ser maior que a duração da resposta impulsiva do canal. Em [52], os autores sugerem que o CP seja 18% do tempo de propagação da onda eletromagnética da estação rádio base até o limite da célula, o que leva à

$$T_{CP} \geq 0.18R/c \quad (24)$$

onde R é o raio da célula e c é a velocidade da luz. Para atender o requisito de cobertura de 50 km do 5G IoT, o CP deve ter uma duração maior que 30 μ s.

A utilização de símbolos com essa longa duração é razoável quando os requisitos de mobilidade são relaxados, como para o caso de uma aplicação para *backhaul* sem fio. Para casos de uso onde se necessita de uma alta mobilidade, o símbolo mais longo pode degradar o desempenho quando a duração do símbolo é comparável ao tempo de coerência do canal. Considerando o canal variante no tempo com espectro de Jake, o tempo de coerência de 50%, $T_{C(50)}$, é dado por [53]

$$R(\Delta_t) = J_0 \left(2\pi \frac{f_D}{\lambda} \Delta_t \right), \quad (25)$$

onde $J_0(.)$ é a função Bessel de ordem zero do primeiro tipo, e λ é o comprimento de onda da portadora.

A utilização de um símbolo de longa duração, desejável por uma perspectiva de eficiência espectral, pode não atender aos requisitos de mobilidade para todos os casos de uso do sistema. Assim, é interessante permitir que diferentes numerologias possam coexistir a cada quadro, cada uma atendendo a diferentes usuários, conforme proposto nessa seção.

Utilizando múltiplas numerologias, é possível lidar com múltiplos percursos e efeito Doppler através da escolha da numerologia mais adequada para uma dada situação ou usuário. Esse

processo pode ser executado dinamicamente, em paralelo com a adaptação do enlace pelo MAC cognitivo. A Tabela 12 mostra os detalhes de cada numerologia no que tange a alcance e velocidade de deslocamento.

Tabela 12: Numerologias para a camada física com máximo alcance da célula e máxima mobilidade do terminal móvel.

ID da numerologia	SCS (kHz)	CP (μs)	Símbolo (μs)	Número de sub símbolos	Número de subportadoras	Distância alvo (km)	Velocidade alvo (km/h)
0	1,875	141,7	2.133,3	4	16.384	236,11	7
1	3,75	70,8	1.066,7	4	8.192	118,06	15
2	7,5	35,4	533,3	4	4.096	59,03	30
3	15	17,7	266,7	4	2.048	29,51	60
4	30	8,9	133,7	4	1.024	14,76	120
5	30	4,4	66,7	2	1.024	7,38	240

2.4.2 Símbolos piloto

A estrutura de quadro é também responsável pela definição das posições dos sinais de referência necessários para sincronismo e obtenção do CSI (Channel State Information), tal como detalhado adiante.

Tabela 13: Espaçamento entre pilotos para estimação de canal por numerologia do 5G-RANGE.

ID da numerologia	Espaçamento na frequência (subportadoras)	Espaçamento na frequência (kHz)	Espaçamento no tempo (símbolos)	Espaçamento no tempo (μs)
0	4	7,5	2	4.600,0
1	4	15,0	4	4.600,0
2	4	30,0	4	2.300,0
3	4	60,0	4	1.150,0
4	4	120,0	4	575,0
5	6	180,0	4	287,5

2.4.2.1 Sinais de sincronismo

Os sinais de referência seguem, em grande parte, as especificações definidas no 5G NR. Entretanto, o maior desafio do sincronismo quando comparado ao 5G NR é que, para o sincronismo inicial, tem que ser considerado que somente algumas áreas específicas do espectro estarão disponíveis para a extração das informações necessárias para sincronização. Portanto, um canal dedicado na banda licenciada será utilizado para esse acesso inicial, fornecendo informações essenciais como a frequência de portadora, canais alocadas pela rede 5G IoT, informações sobre a posição dos sinais de referência e parâmetros do sistema. Uma vez que o UE (User Equipment) tiver obtido esta informação inicial, o processo de sincronismo do 5G NR pode ser empregado, baseando-se na detecção do SSB (Synchronization Signal Block).

2.4.2.2 Sinais de estimação de canal

O sinal de referência usado para obter o CSI é definido na estrutura do quadro. A cada sub quadro, subportadoras pilotos são inseridas em posições que dependem da numerologia em uso. O espaçamento de tempo e frequência entre as pilotos deve respeitar o teorema de amostragem bidimensional, o que depende das estatísticas do canal.

Na Figura 29, são mostradas as posições dos sinais de referência para o sistema 5G IoT com uma, duas ou quatro antenas de transmissão. De forma detalhada, o espaçamento entre os sinais de referência na grade de recursos para cada numerologia é fornecido na Tabela 13.

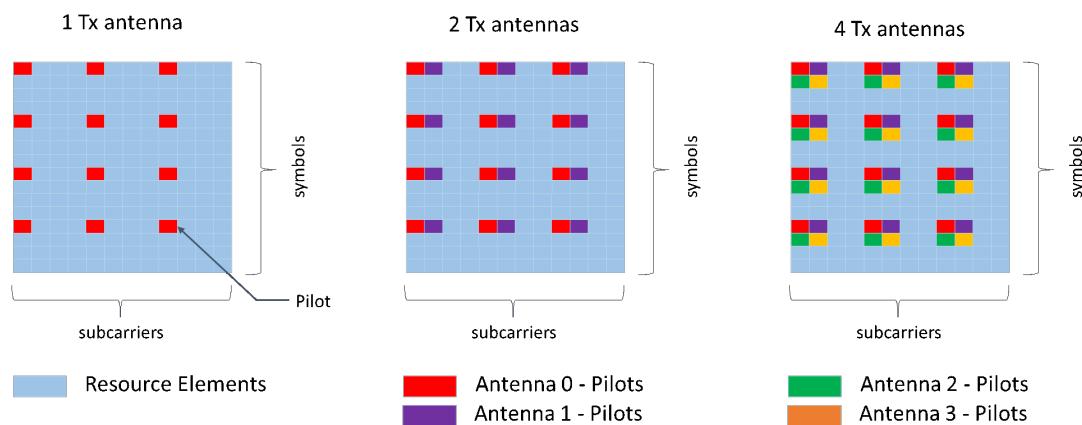


Figura 29: Posições dos sinais de estimação de canal na grade tempo-frequência.

2.4.3 Definições e especificações para o 5G IoT

A especificação para a camada física é apresentada na Tabela 14.

Tabela 14: Especificação para a camada física.

ID	Numerologias da forma de onda					
	0	1	2	3	4	5
Taxa de amostragem (MHz)	30,72					
Forma de onda	GFDM (OFDM como configuração especial)					
Pulso protótipo	Cosseno elevado					
Fator de roll-off	0					
Tipo do janelamento	Cosseno elevado					
Espaçamento entre subportadoras (MHz)	1,875	3,75	7,5	15	30	30
Número de subportadoras	16.384	8.192	4.096	2.048	1.024	1.024
Número de subportadoras ativas (banda de 23,76 MHz)	12.672	6.336	3.168	1.584	792	792
Número de sub símbolos	4	4	4	4	4	2
Duração CP (μs)	141,7	70,8	35,4	17,7	8,9	4,4
Duração CS (μs)	25	12,5	6,25	3,13	1,56	0,78
Duração do símbolo (μs)	2.133,3	1.066,7	533,3	266,7	133,7	66,7
Símbolo estendido (μs)	2.300	1.150	575	287	147,75	71,9
Eficiência da extensão cíclica	92,75%	92,75%	92,75%	92,75%	92,75%	92,75%
Modulação	QPSK até 256-QAM	QPSK até 256-QAM	QPSK até 256-QAM	QPSK até 256-QAM	QPSK até 256-QAM	QPSK até 256-QAM
Proteção do CP (km)	230	120	60	30	14	7
Velocidade do móvel (km/h)	7	15	30	60	120	240
Espaçamento entre pilotos (subportadoras)	4	4	4	4	4	8
Espaçamento entre pilotos (símbolos)	2	4	4	4	4	4
Taxa bruta sem codificação em Mbps (excluindo pilotos) para 23,76 MHz (132 RB)						
QPSK	38,57	41,32	41,32	41,32	41,32	42,24
16-QAM	77,13	82,64	82,64	82,64	82,64	84,48
64-QAM	115,70	123,97	123,97	123,97	123,97	126,72
256-QAM	154,27	165,29	165,29	165,29	165,29	168,96

3 Camada MAC

No modelo de comunicação OSI (Open Systems Interconnection), a camada MAC é uma das duas subcamadas da camada de Enlace de Dados. Ela é responsável por prover acesso a um canal de comunicação, determinar a forma como o canal será alocado e como é realizado o endereçamento, possibilitando a conexão de diversos dispositivos numa rede. Protocolos são utilizados para fornecer identificação exclusiva de endereçamento e mecanismo de controle de acesso ao canal para os nós da rede se comunicarem com outros nós através de um canal compartilhado. Entre as principais funções destinadas à camada MAC, pode-se destacar a o Múltiplo Acesso, Controle de Potência e ajuste automático do esquema de modulação e codificação.

As próximas seções detalham algumas das possíveis tecnologias a serem implementadas na camada MAC da rede 5G IoT.

3.1 Múltiplo Acesso Ortogonal

Os métodos ortogonais de múltiplo acesso são baseados na divisão dos recursos de rádio (no tempo ou na frequência) entre os diferentes usuários. A figura 30 mostra algumas técnicas de múltiplo acesso utilizadas para realizar a distribuição de diferentes usuários sobre o mesmo recurso. Em outras palavras, o acesso múltiplo não é nada mais do que a aplicação da multiplexação, mas considerando que os dados transmitidos são provenientes de usuários distintos. O múltiplo acesso ortogonal é garantido quando sinais de diferentes usuários são ortogonais entre si, ou seja, um sub-canal não causa interferência no outro e essa ortogonalidade pode ser alcançada em quatro domínios: Tempo, Espaço, Frequência e Código.

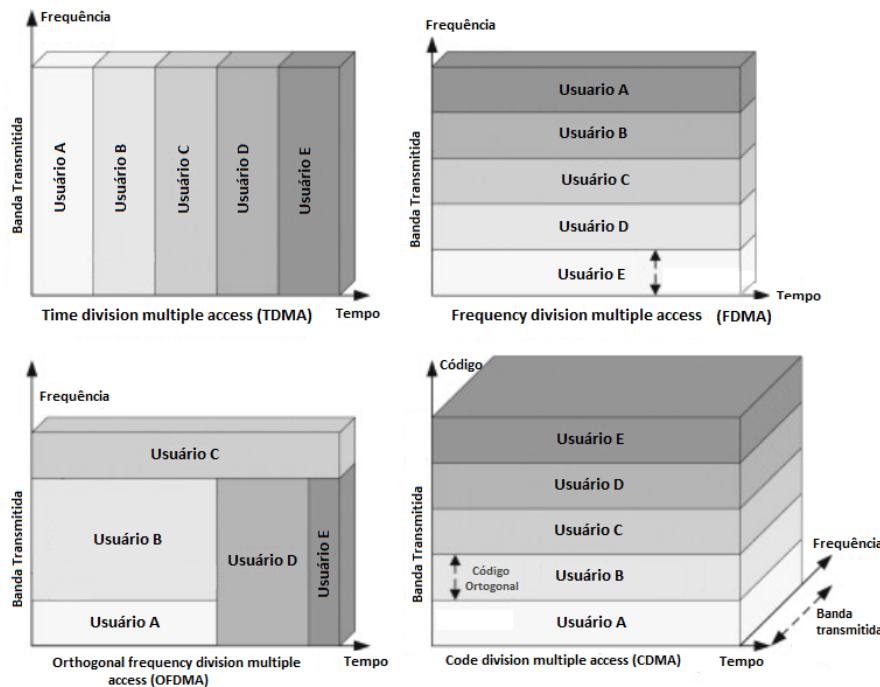


Figura 30: Ilustração do conceito de diferentes esquemas de acesso múltiplo.

Os esquemas de acesso múltiplos mais empregados são FDMA (Frequency Division Multiple Access), TDMA (Time-Division Multiple Access) e CDMA (Code Division Multiple Access).

A integração das formas de onda com esquemas de múltiplo acesso no tempo e na frequência geram derivações como o OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) e GFDMA (Generalized Frequency Division Multiple Access). Levando em consideração apenas um único ambiente com canais AWGN, todos os esquemas de acesso múltiplo ortogonais são praticamente equivalentes em relação à capacidade [54]. As diferenças entre esquemas de acesso múltiplo tornam-se visíveis quando os canais de transmissão exibem seletividade de frequência e variabilidade de tempo [55].

Nas próximas subseções serão abordados os possíveis métodos de múltiplo acesso ortogonal aplicáveis à rede 5G IoT.

3.1.1 OFDMA

Em um sistema OFDMA, para cada usuário é alocado um conjunto de subportadoras, ou seja, o símbolo OFDM transmitido em um dado instante de sinalização carrega informações provenientes de diversos usuários distintos. As taxas de bits dessas subportadoras podem ser diferenciadas entre si de acordo com a SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) que venham a apresentar. Um valor alto de SINR possibilita empregar uma modulação de ordem mais alta para um determinado conjunto de subportadoras, enquanto que valores baixos de SINR resultam no uso de modulações de ordem mais baixa [56].

No OFDMA, como uma técnica de múltiplo acesso, uma única subportadora ou um grupo de portadoras podem ser atribuídos de forma dinâmica aos usuários de acordo com a resposta do canal observada por cada um deles. Dessa maneira, cada usuário recebe uma parcela do espectro que resulta em melhor eficiência espectral, que é ortogonal às bandas alocadas para os demais usuários. Como o OFDMA é baseado em OFDM, ele herda sua prevenção de interferência entre símbolos e permite equalização simples para canais de desvanecimento seletivo em frequência. A forma mais eficiente de utilizar as subportadoras de um esquema OFDMA consiste em fazer a alocação dinâmica de acordo com a vazão demandada pelos usuários.

Na prática, a distribuição de recursos de transmissão entre os usuários em sistemas OFDMA não se dá pela atribuição de subportadoras, mas sim de grupos delas, denominados subcanais. Dois métodos para se agrupar subportadoras em subcanais podem ser empregados [57]. O primeiro é o ASM (Adjacent Subcarrier Method) e o segundo é o DSM (Diversity Subcarrier Method). Cada uma dessas abordagens serão descritas a seguir.

3.1.1.1 Método das subportadoras adjacentes

No ASM, os subcanais são formados por um conjunto de subportadoras adjacentes. A eficiência desta técnica depende da correlação da resposta do canal entre as subportadoras agrupadas, motivo pelo qual a largura de faixa para cada subcanal deve levar este fato em consideração.

O ASM é considerado o método mais simples de ser implementado e o que minimiza a possibilidade de ICI. Entretanto ele oferece pouca flexibilidade na alocação dos recursos entre os usuários que possuem diferentes respostas do canal e perfis de requisição (requerimento de banda, taxa de bits, BER etc.). Na Figura 31 é retratado o espectro de um sistema OFDMA com 16 subportadoras sendo divididas entre quatro usuários (cada usuário recebendo 4 subportadoras) usando o método ASM. A escolha pelo método ASM é por questões de simplicidade e por ser mais recomendado em sistemas que realizam filtragem espacial [57].

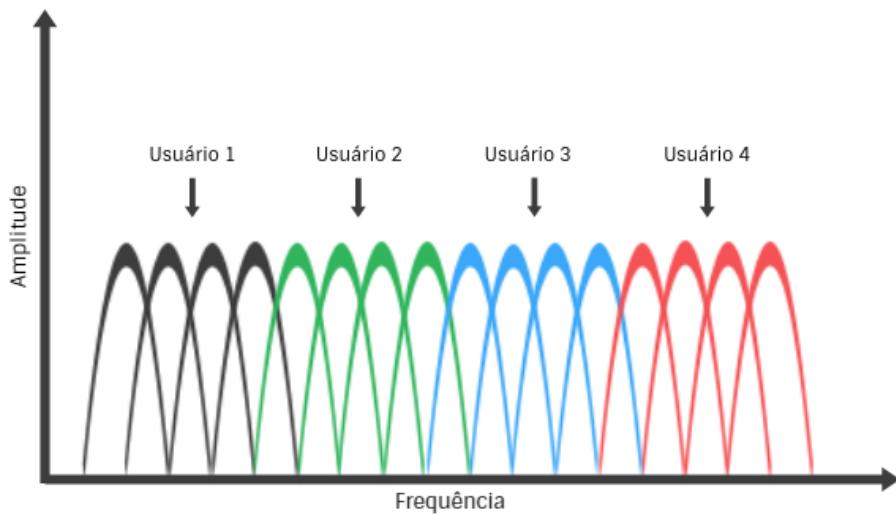


Figura 31: Divisão de 16 subportadoras entre 4 usuários usando o método ASM.

3.1.1.2 Método das subportadoras em diversidade

Já no método das subportadoras em diversidade DSM, as subportadoras de um subcanal são escolhidas de posições não-adjacentes do espectro. O agrupamento é um dos esquemas utilizados para selecionar as subportadoras, como mostra a Figura 32. Esta técnica consiste na divisão e distribuição sucessiva das subportadoras em *Clusters*, que são dispostos uniformemente ao longo de todo o espectro. Isso faz com que usuários atribuam subportadoras de posições diferentes do espectro, selecionando aquelas que, em um determinado momento, oferecem a melhor resposta em frequência para cada usuário (diversidade de frequência).

Logo, o método DSM é mais flexível e robusto que o ASM. Entretanto, ele é mais suscetível à ICI e demanda maior complexidade.

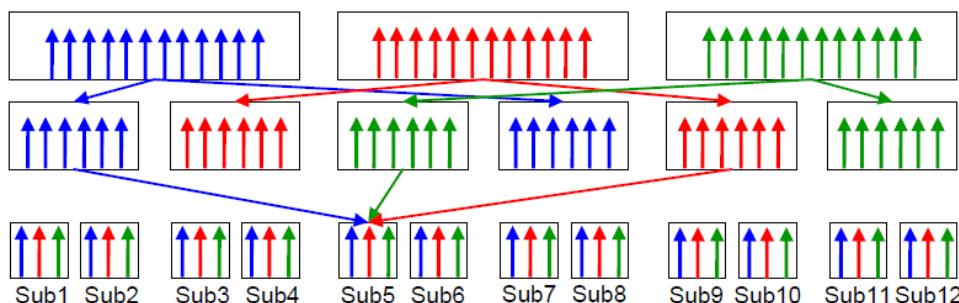


Figura 32: Esquema de alocação de subportadoras usando DSM [58].

3.1.2 GFDMA

Assim como o OFDM, o GFDM pode ser modificado para alocar conjuntos de subportadoras para diferentes usuários, resultando numa técnica de múltiplo acesso definida como GFDMA. No entanto, pelo fato do GFDM ser uma forma de onda não-ortogonal, há interação entre as subportadoras, resultando em ICI entre os usuários. Para garantir a ortogonalidade entre os dados enviados por fontes distintas, é necessário empregar um pulso protótipo ortogonal, como

o pulso de Dirichlet por exemplo, ou então empregar uma subportadora de guarda entre as sub-bandas alocadas aos diferentes usuários. A Figura 33 ilustra essa segunda opção.

O uso de subportadoras apagadas como banda de guarda no GFDMA permite que qualquer pulso seja usado como resposta ao impulso do filtro protótipo. No entanto, apenas a técnica ASM pode oferecer uma eficiência espectral aceitável neste caso. Já o pulso ortogonal permite também a utilização da técnica DSM, uma vez que não é preciso utilizar subportadoras de guarda entre as bandas destinadas à usuários distintos.

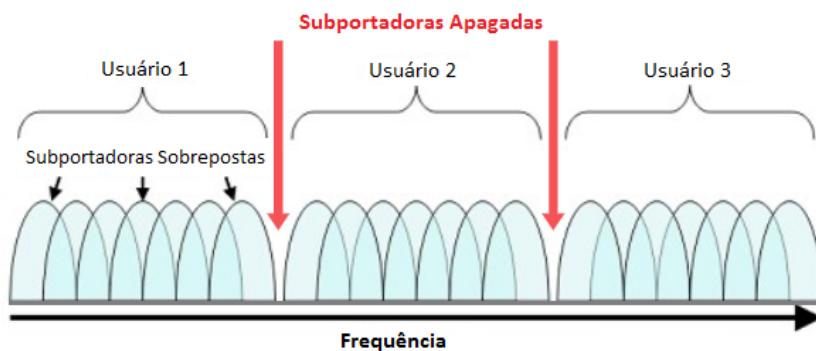


Figura 33: GFDMA: Representação do sinal GFDM sendo compartilhado por múltiplos usuários.

3.1.3 Alocação de Recursos em Sistemas com Múltiplas Portadoras

Assumindo um cenário onde os canais de comunicação de cada usuário são estatisticamente independentes [59], as subportadoras alocadas que sofrem desvanecimento seletivo no canal de um usuário têm baixa probabilidade de estarem nas mesmas condições para os outros usuários. O estudo realizado em [60] mostra que a ação dos múltiplos percursos faz com que a resposta do canal varie ao longo da frequência e que a independência entre os canais dos usuários resulte em respostas em frequências distintas entre eles. Dessa maneira, as chances de ambos os canais apresentarem uma elevada atenuação na mesma faixa de frequência é baixa. Já em ambientes com mobilidade, a resposta em frequência do canal se torna variante no tempo. Assim, os subcanais mais adequados para a transmissão dos dados para um dado usuário variam de acordo com tempo de coerência do canal. Isso significa que a alocação de recursos em um sistema de comunicação móvel deve ser realizado de forma dinâmica ao longo do tempo.

Basicamente, pode-se citar duas técnicas de alocação de recursos aos usuários, sendo elas a alocação de recursos estática e alocação de recursos adaptativa, ambas descritas resumidamente a seguir.

3.1.3.1 Alocação de recursos estática

Na alocação de recursos estática, as subportadoras são alocadas para os usuários sem levar em consideração a resposta em frequência observada pelos mesmos. Desta forma, a capacidade da rede fica prejudicada, pois não há garantia de que um dado usuário está transmitindo as suas informações nas frequências menos susceptíveis às atenuações do canal de comunicação. A Figura 34 apresenta dois cenários distintos para a alocação de subportadoras para dois usuários.

Na primeira situação, as subportadoras são alocadas para os usuários de acordo com a resposta de canal de cada um, o que significa que a atenuação sofrida pelo sinal de cada usuário é minimizada. Na segunda situação, a alocação é realizada à revelia da resposta em frequência dos usuários, resultando em forte atenuação do sinal e, consequentemente, a uma elevada BER ou na redução da vazão de dados. Em geral, a redução de complexidade proporcionada pela alocação estática não compensa a perda de desempenho em termos de eficiência energética e espectral.

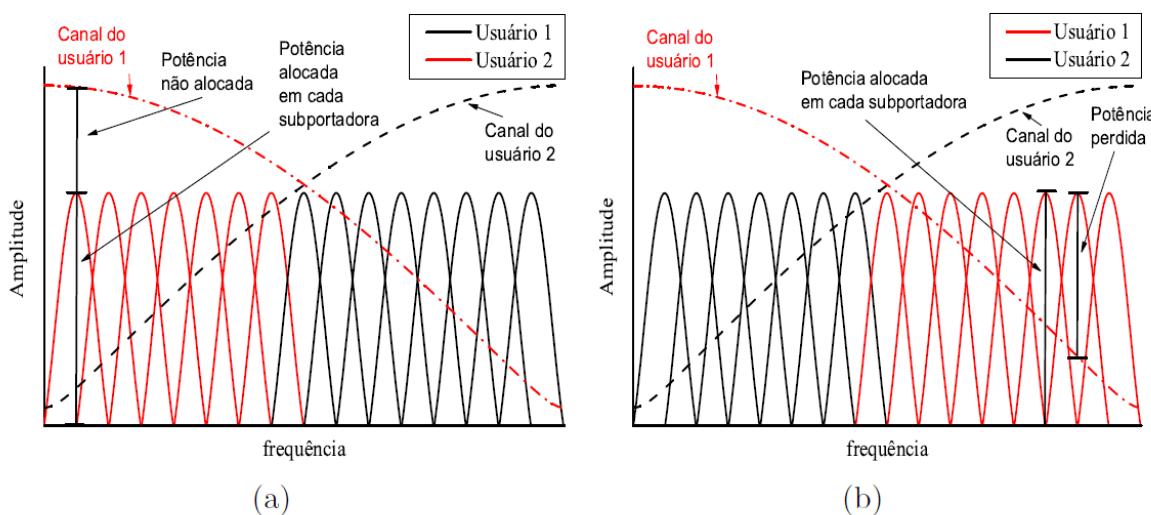


Figura 34: Utilização do canal de comunicação: (a) alocação das subportadoras de acordo com as respostas em frequência observadas pelos usuários e (b) alocação das subportadoras a revelia das respostas em frequência observadas pelos usuários.

3.1.3.2 Alocação de recursos adaptativa

A técnica de alocação adaptativa de recursos leva em consideração as demandas dos usuários por taxa e robustez, além de considerar a resposta em frequência observada pelos terminais. Deste modo, apenas as subportadoras ou sub-bandas que sofrem baixa seletividade em frequência são alocadas para um determinado usuário. Isso significa que cada recurso espectral pode carregar um conjunto maior de bits/Hz de banda ocupada ou uma menor potência de transmissão pode ser utilizada para atingir uma probabilidade de erro alvo.

A Figura 35 (a) mostra um exemplo da alocação adaptativa de dois usuários, onde são representados a resposta em frequência dos canais dos usuários e as potências alocada a cada subportadora. Pode-se ver que a potência alocada em cada subportadora é proporcional à resposta em frequência dos canais. Esta alocação é empregada nos casos em que é desejável maximizar a vazão de dados na rede.

A Figura 35 (b) apresenta um exemplo de alocação de recursos que varia em função da resposta em frequência do canal de cada usuário. Nesta figura, cada bloco corresponde a um conjunto de subportadoras alocadas a um usuário com uma determinada carga de bits. A tarefa de distribuição das subportadoras e da alocação da quantidade de bits é realizada pelos algoritmos de alocação de recursos, levando em conta as condições dos canais e também as demandas dos usuários.

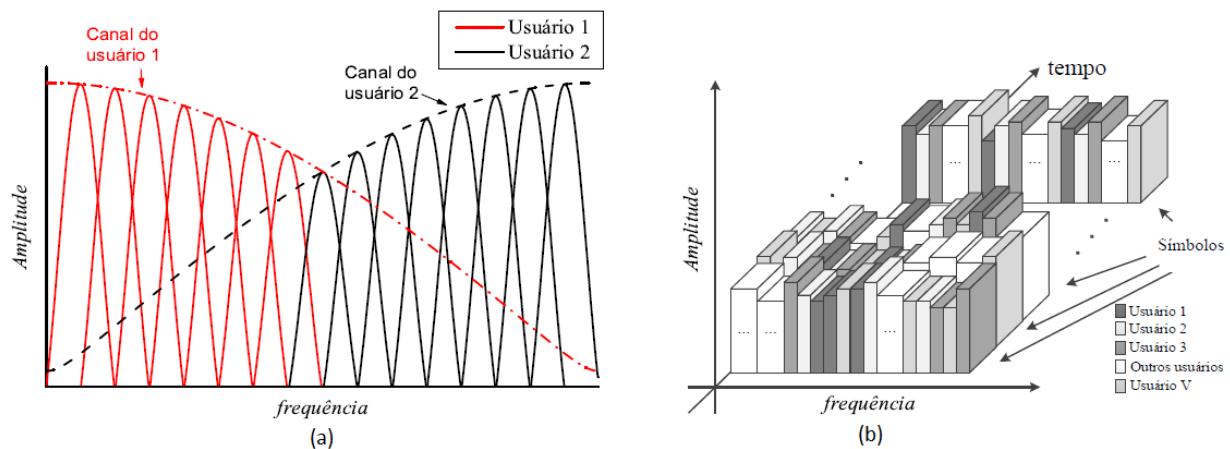


Figura 35: Distribuição das subportadoras com alocação adaptativa. (a) Distribuição de potência de acordo com a resposta do canal. (b) Alocação de recursos ao longo do tempo e da frequência para diferentes usuários.

Os algoritmos que mais se destacam na literatura são: (i) algoritmo que otimiza a vazão total, com o objetivo de maximizar a eficiência espectral do sistema; (ii) algoritmos de distribuição dos recursos para atingir as vazões mínimas de cada usuário e (iii) algoritmo de alocação que minimizam a potência dos usuários, mas atendendo uma vazão mínima.

3.2 Múltiplo acesso não-ortogonal

Nas camadas de controle, as propostas têm sido direcionadas para o uso de esquemas de múltiplo acesso não ortogonal, definido também como NOMA (Non Orthogonal Multiple Access). As técnicas NOMA permitem aumentar a capacidade em termos de número de usuários ou dispositivos conectados na rede sem a necessidade de incremento na largura de banda, melhorando assim a eficiência espectral do sistema. As informações de diferentes usuários são sobrepostas e seus recursos de comunicação, tanto no domínio do tempo quanto da frequência, são compartilhados, permitindo uma interferência mútua controlável entre os usuários. Contudo, o custo desse aumento da eficiência espectral acarreta numa maior complexidade no receptor, com o uso por exemplo, de algoritmos iterativos [61].

Na literatura, as propostas das técnicas NOMA se baseiam em esquemas que operam no domínio da potência [62] e os esquemas que operam no domínio do código [63], destacando-se as seguintes técnicas de múltiplo acesso: (i) SCMA (Sparse Code Multiple Access) [64]; (ii) MUSA (Multi-User Shared Access) [65]; (iii) PDMA (Pattern Division Multiple Access) [66] e; (iv) IDMA (Interleaving Division Multiple Access) [67].

Os resultados disponíveis na literatura [61, 68] mostram que o SCMA é a técnica que apresenta o melhor desempenho em termos de BER, quando comparado a outras técnicas que utilizam multiplexação no domínio de código. Este esquema é baseado em diferentes palavras-código esparsas que integram conjuntos denominados *codebooks*. Cada *codebook* representa uma camada de acesso que pode ser usada por um usuário na interface de rádio. O fato de utilizar palavras-código esparsas acarreta na redução das colisões entre usuários que compartilham o mesmo recurso de comunicação. Consequentemente, a implementação dos algoritmos iterativos de detecção utilizados na recepção, como o detector baseado no algoritmo MPA (Massage

Passing Algorithm) [68], se tornam menos complexos.

No MUSA, o objetivo é prover múltiplo acesso livre de contenção para conexões massivas de dispositivos de baixa complexidade. Nesta técnica, os dados de um dado usuário são espalhados por um código de espalhamento não-ortogonal. Cada usuário define o código de forma independente, não sendo necessário informar ou sinalizar ao sistema qual o código utilizado. Assim, as informações do usuário são espalhadas com o código definido pelo sistema e transmitidas ao receptor.

Devido a estas características, o MUSA vem se mostrando uma técnica interessante como proposta para o múltiplo acesso no cenário de IoT. Embora tenham algumas referências sobre está técnica na literatura [69, 70], elas não detalham a implementação dos receptores usados neste esquema. Isto dificulta possíveis comparações de desempenho e propostas de melhoria nos sistemas já existentes. Neste documento, devido a esta falta de informações sobre as etapas de implementação do MUSA, os estudos sobre esta técnica serão obtidos a partir de propostas de implementação tanto da etapa de transmissão quanto a de recepção.

O SCMA e o MUSA são técnicas que vem ganhando atenção como propostas de técnica de múltiplo acesso para cenários que demandam um aumento no número de dispositivos conectados a rede, como é o caso do cenário IoT. Esta seção aborda a utilização do SCMA e do MUSA em conjunto com o OFDM e o GFDM.

3.2.1 SCMA

O SCMA é baseado na multiplexação de recursos no domínio do código. Nesta técnica, cada usuário possui um conjunto de códigos esparsos, definidos como *codebooks*. Estes *codebooks* podem ser representados por uma matriz com dimensões $N \times J$, onde o N representa a quantidade de recursos de transmissão utilizados pelo usuário e J está relacionado a quantidade de bits por símbolo na entrada do codificador. Ou seja, a quantidade de bits por símbolo, n_b , na entrada do codificador SCMA é definido por $n_b = \log_2(J)$. A Eq. (26) mostra uma matriz ou *codebook* de um determinado usuário.

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1815 - 0.1318i & -0.6351 - 0.4615i & 0.6351 + 0.4615i & 0.1815 + 0.1318i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Cada coluna desta matriz corresponde a uma codificação SCMA, ou *codeword* SCMA, de modo que, a escolha da coluna é dada pelo conjunto de bits enviados pelo usuário. Assim, a cada combinação de bits que o usuário envia para o codificador, uma coluna desta matriz é selecionada e um novo código SCMA é gerado. A Figura 36 ilustra o processo de codificação SCMA.

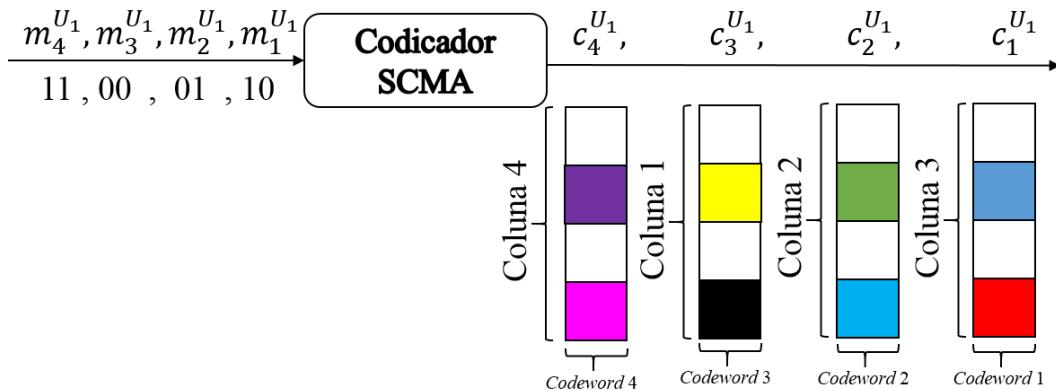


Figura 36: Codificação SCMA.

Após a codificação SCMA de cada usuário, as palavras-código resultantes são combinados de forma a gerar um único fluxo de dados contendo a informação de todos os usuários que compartilham os recursos do meio de comunicação. Assumindo o codificador SCMA mostrado na Figura 37, o sistema irá conter K usuários que transmitem informações usando $N = 4$ recursos de transmissão. Neste caso, o fator de sobrecarga do sistema é dado por

$$\lambda = K/U. \quad (27)$$

A Figura 37 ilustra a codificação de K usuários compartilhando $N = 4$ recursos do sistema.

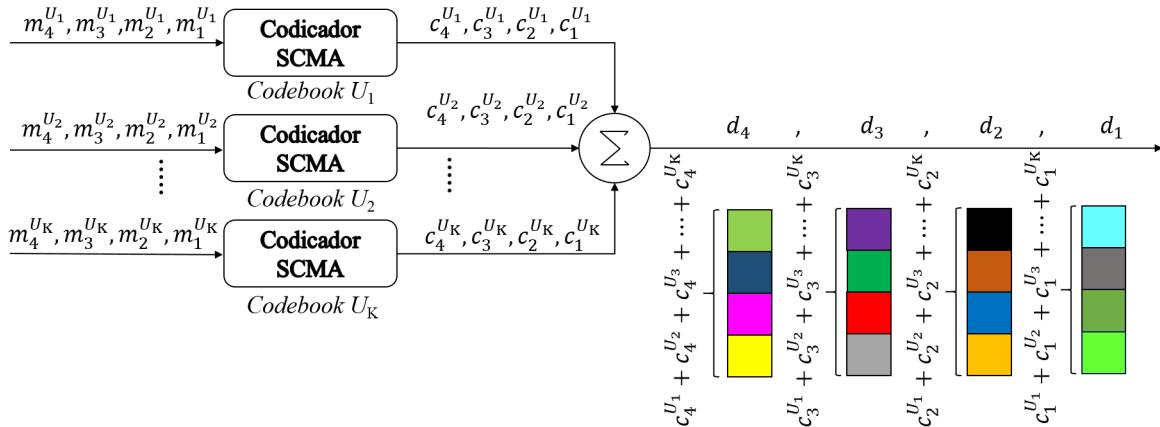


Figura 37: Codificação SCMA de K usuários compartilhando $N = 4$ recursos do sistema.

3.2.1.1 Receptor SCMA

A estrutura de codificação SCMA também pode ser representada através da utilização de um gráfico bi-partido denominado *factor graph*, definido por uma matriz $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \dots, \mathbf{e}_C]$. Nota-se na matriz descrita em (26) que existem linhas com elementos nulos e linhas com elementos não-nulos. Esta peculiaridade na estrutura da matriz permite que seja realizada uma interligação, também chamadas de nós, entre o código SCMA e as linhas do *codebooks* de cada usuário. Cada linha da matriz \mathbf{E} é determinada pela existência ou não de elementos não-nulos do *codebook* de cada usuário. Sendo que, na existência de elemento não-nulo, o valor assumido é 1 e na ausência, o valor é 0. A matriz \mathbf{E} formada por um codificador SCMA com $K = 6$ e

$N = 4$ é dada por

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Relacionando os elementos não-nulos das linhas e colunas como transições, é possível representar esta mesma matriz utilizando o chamado *factor graph*. Este *factor graph* representa as transições que ocorrem entre os *variable nodes* e os *factor nodes* ou também conhecido como *check nodes*. Assim, cada coluna da matriz E é definida como um *variable node* e cada linha como um *factor node*. A Figura 38 apresenta o *factor graph* de um sistema SCMA caracterizado pela matriz ilustrada em (28). Nesta figura existem um total de 6 *variable nodes* e 4 *factor nodes*.

Esta representação facilita o entendimento para a elaboração de algoritmos para detecção de múltiplos usuários, também chamado de MUD (Multi-user Detection). Existem diversas metodologias de MUD propostas na literatura, como o MUD empregando o MPA, que é baseado em um sistema iterativo onde os cálculos referentes as informações dos *variable nodes* e *factor nodes* são atualizadas constantemente. Ao se atingir o número máximo de iterações permitidas, o processo é interrompido e os dados dos usuários são enviados para as camadas superiores na forma de LLR. A Figura 39 ilustra os principais blocos que compõe o MUD-MPA.

Os sinais dos usuários são sobrepostos quando chegam ao receptor, cabendo ao algoritmo de detecção a separação dos dados de todos os usuários. Assim, o sinal recebido no n -ésimo recurso pode ser representado por

$$y_n = \sum_{k \in \xi(n)} h_{nk} x_{nk} + w_n, \quad (29)$$

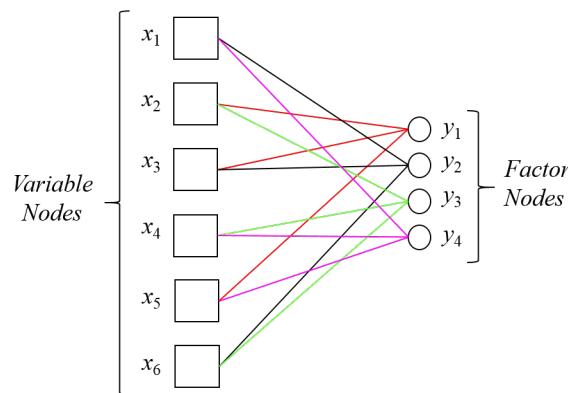


Figura 38: Factor Graph de $K = 6$ usuários compartilhando $N = 4$ recursos do sistema.

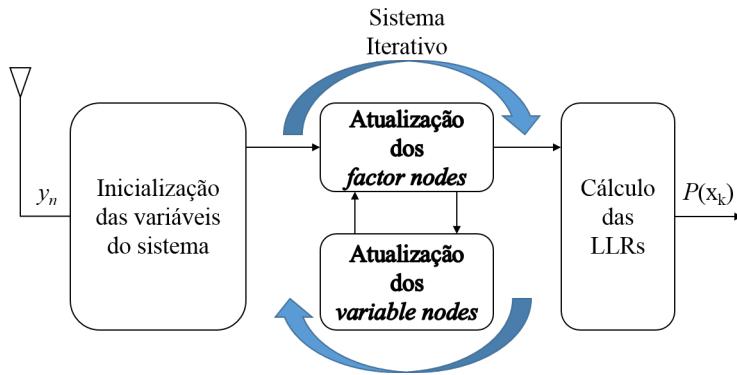


Figura 39: Diagrama com os principais blocos do algoritmo MDU-MPA.

onde x_{nk} indica o símbolo complexo transmitido no n -ésimo recurso da k -ésima camada e w_n é a amostra de ruído AWGN com média nula e variância σ^2 .

O receptor precisa separar a informação de d_f usuários que compartilham os mesmos recursos de transmissão n , utilizando o algoritmo MUD-MPA. As mensagens são calculadas de acordo com o algoritmo SPA e são definidas como [71]

$$m_{y_n \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(t)}(\mathbf{x}_k) = \sum_{\mathbf{x}_i | i \in V(n) \setminus k} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|y_n - \sum_{k \in V(n)} h_{nk} x_{nk}\|^2 \right\} \prod_{i \in V(n) \setminus k} m_{\mathbf{x}_i \rightarrow y_n}^{(t-1)}(\mathbf{x}_i), \quad (30)$$

onde $m_{y_n \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(t)}(\mathbf{x}_k)$ denota a mensagem transmitida do *factor node* y_n para o *variable node* \mathbf{x}_k na t -ésima iteração. A notação $V(n) \setminus k$ representa o conjunto formado por todos elementos presentes em $V(n)$ exceto o elemento k . Além disso, $V(n)$ é o conjunto formado pelos índices das colunas da matriz \mathbf{E} que contém elementos não-nulos na linha n , ou seja, $V(n) = \{k | x_{nk} \neq 0\}$. Por exemplo, o conjunto $V(n=1)$ é formado pelos elementos $\{k = 2, 3, 5\}$.

A mensagem transmitida do *variable node* \mathbf{x}_k para o *factor node* y_n na t -ésima iteração pode ser calculada por

$$m_{\mathbf{x}_k \rightarrow y_n}^{(t)}(\mathbf{x}_k) = \prod_{i \in F(k) \setminus n} m_{y_i \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(t-1)}(\mathbf{x}_k), \quad (31)$$

onde $F(k)$ é o conjunto formado por todos os recursos usados pela k -ésima camada. Ou seja, de acordo com a matriz \mathbf{E} ilustrada em 28, nota-se que o conjunto $F(k=1)$ é composto pelos elementos $\{n = 1, 4\}$.

Após T iterações, a distribuição de probabilidade marginal para cada palavra-código \mathbf{x}_k (relacionadas às LLRs) pode ser calculada por

$$p(\mathbf{x}_k) = \prod_{n \in F(k)} m_{y_n \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(T)}(\mathbf{x}_k). \quad (32)$$

Se for adotado um esquema de decisão abrupta, o sinal detectado será dado por

$$\hat{x}_{nk} = \arg \max_{x_{nk} \in \mathcal{X}} (p(\mathbf{x}_k)), \quad (33)$$

onde \mathcal{X} é o alfabeto da constelação usada pelos usuários. O algoritmo iterativo MUD-MPA é ilustrado na Figura 40.

```

while  $t \leq$  iteração máxima do
     $m_{y_n \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(t)}(\mathbf{x}_k) \leftarrow \sum_{\mathbf{x}_i | i \in V(n) \setminus k} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|y_n - \sum_{k \in V(n)} h_{nk} x_{nk}\|^2 \right\} \times$ 
     $\quad \times \prod_{i \in V(n) \setminus k} m_{\mathbf{x}_i \rightarrow y_n}^{(t-1)}(\mathbf{x}_i);$ 
     $m_{\mathbf{x}_k \rightarrow y_n}^{(t)}(\mathbf{x}_k) \leftarrow \prod_{i \in F(k) \setminus n} m_{y_i \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(t-1)}(\mathbf{x}_k);$ 
end
Result: Após as iterações
 $p(\mathbf{x}_k) \leftarrow \prod_{n \in F(k)} m_{y_n \rightarrow \mathbf{x}_k}^{(t)}(\mathbf{x}_k);$ 
 $\hat{x}_{nk} \leftarrow \arg \max_{x_{nk} \in \mathcal{X}} (p(\mathbf{x}_k));$ 

```

Figura 40: Algoritmo MUD-MPA iterativo

3.2.2 MUSA

O MUSA é outra técnica proposta para aumentar a capacidade em termos de número de dispositivos ou usuários conectados na rede. Em [65], os autores propõem um esquema de múltiplo acesso, denominado MUSA, voltado para aplicações no cenário de IoT. O conceito da utilização desta técnica é semelhante as demais técnicas NOMA, onde se busca compartilhar os recursos de transmissão com diversos usuários. Diferentemente da técnica SCMA, o MUSA utiliza a técnica de espalhamento da informação a partir de sequências complexas não-ortogonais. Os detalhes desta abordagem são descritos a seguir.

3.2.2.1 Princípios do transmissor MUSA

Proposta em [65], nesta técnica de múltiplo acesso não ortogonal, as informações dos usuários são espalhadas utilizando sequências complexas de tamanho reduzido, possibilitando que os usuários consigam compartilhar os mesmos recursos de transmissão. Esta solução é semelhante ao múltiplo acesso utilizado em comunicações móveis, como o CDMA, onde os dados do usuário são espalhados empregando sequências diretas, também conhecidas como DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum). Ao contrário do MUSA, o CDMA utiliza sequências quase-ortogonais, reduzindo a interferência entre um usuário e outro. No MUSA, como as sequências não são ortogonais, há interferência mútua controlável entre os dados dos usuários.

A proposta para a geração dos códigos de espalhamento citada em [65] consiste em utilizar códigos de espalhamento complexos em três níveis, onde a parcela real e a imaginária são provenientes de valores $\in \{-1, 0, 1\}$. Uma representação cartesiana de cada elemento da sequência de espalhamento complexa com três níveis pode ser visualizada na Figura 41.

O número total de códigos de espalhamento obtidos com essa abordagem é de 9^L , em que L é o tamanho dos códigos ou sequências. Assim, é formado um conjunto com diversas sequências não-ortogonais, de modo que os usuários possam selecionar uma delas para transmitir suas informações. A escolha das sequências é realizada de forma aleatória, o que pode ocasionar na seleção da mesma sequência por mais de um usuário, acarretando no aumento da interferência mútua entre eles. Vale ressaltar que o receptor deve ter o conhecimento prévio do conjunto de sequências que estão disponíveis para a utilização dos usuários, mas não da sequência escolhida por ele, ou seja, a detecção da sequência é realizada de forma cega. Como exemplo, um conjunto contendo 15 sequências de espalhamento e comprimento $L = 4$ é dado por

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1+j & -1-j & -1+j & -j & 1-j & 1 & -1-j & j & 1+j & -1+j & -1+j & -1 & 1+j & 1-j & 1-j \\ 1+j & j & 1+j & 1+j & -1-j & -1-j & j & 1-j & 1-j & 1+j & -j & 1 & -1+j & 1-j & -1+j \\ 1+j & j & -1+j & 1 & 1+j & -1-j & -1-j & 1-j & -1+j & 1-j & -1-j & 1-j & -1+j & -j & -1-j \\ 1 & -j & 1+j & -1+j & j & 1 & -1 & -j & -1 & -1-j & -1+j & 1+j & 1 & j & 1+j \end{bmatrix}^{(34)}$$

Como pode ser observado em (34), as sequências correspondem as colunas do conjunto representado pela matriz \mathbf{G} . Portanto, cada usuário escolhe aleatoriamente uma coluna desta matriz e a utiliza para a transmissão de seus dados. Antes, uma normalização é realizada na sequência escolhida, de forma que a energia desta sequência seja unitária. O processo de normalização é dado por

$$\mathbf{s}_k = \frac{\mathbf{g}_q}{\sqrt{\mathbf{g}_q^H \mathbf{g}_q}}, \quad (35)$$

onde \mathbf{s}_k é correspondente a sequência normalizada, \mathbf{g}_q definido como a q -ésima coluna da matriz \mathbf{G} apresentada em (34). A notação $(\cdot)^H$ denota a operação Hermitiana.

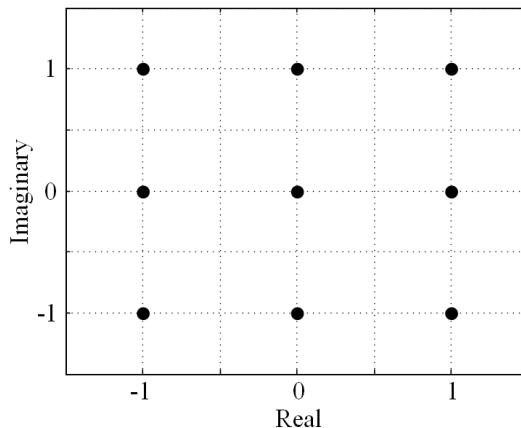


Figura 41: Representação cartesiana dos elementos de uma sequência de espalhamento complexa de três níveis.

Um dos objetivos do MUSA é não acrescentar informações de controle ou sinalização na rede. Em outras palavras, nenhuma sequência piloto ou de treinamento é transmitida para se fazer a estimativa de canal do lado do receptor. Isto, além de aumentar a eficiência espectral, também reduz a complexidade da implementação dos dispositivos móveis, ao custo de maior complexidade na estação radiobase. A Figura 42 mostra o diagrama de blocos de transmissores MUSA.

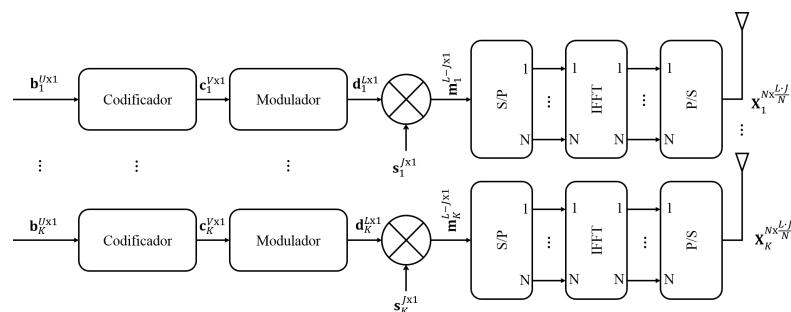


Figura 42: Diagrama em blocos de transmissores MUSA.

3.3 Controle de potência

Esta seção irá abordar conceitos e exemplos de mecanismos de controle de potência de transmissão. O controle de potência realizado pela camada MAC tem por objetivo determinar a potência ideal para uma transmissão. A potência ideal têm diferentes funcionalidades, como manter a SNR em um nível desejado para realizar a decodificação no receptor, reduzir a interferência co-canal mútua gerada nas redes sem fio ou ainda reduzir o consumo de energia em dispositivos com restrições de suprimento energético. Portanto, os mecanismos de controle de potência desempenham papel essencial no desenho de protocolos da camada MAC em redes sem fio, reduzindo limitações de capacidade da rede causadas por interferências e colisões, ou ainda aumentar do tempo de vida útil de dispositivos alimentados por baterias.

As Fig. 43 e 44 comparam sistemas com e sem controle de potência. Na Fig. 43, O nós A transmite para o nó B, enquanto que o nó D transmite para o nó C. As mensagens transmitidas por A sofrem interferência do sinal transmitido por D, reduzindo a probabilidade de B receber a informação corretamente. Por outro lado, ao aplicar o controle de potência tal como ilustrado na Fig. 44, D pode transmitir utilizando menos potência que A, evitando a colisão e viabilizando a operação dos dois enlaces simultaneamente.

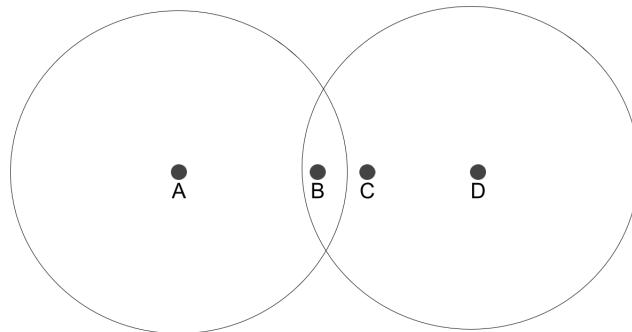


Figura 43: Transmissão sem controle de potência.

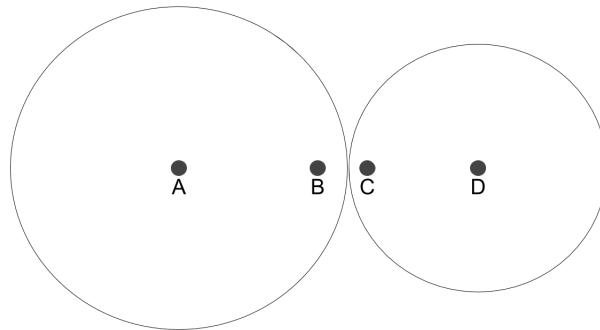


Figura 44: Transmissão com controle de potência.

Em geral, os mecanismos de controle de potência podem ser classificados de dois modos: malha aberta e malha fechada. O controle de potência em malha aberta não conta com retorno de informação entre os móveis. Por exemplo, um dispositivo *A* envia uma mensagem com potência de transmissão definida e explícita na mensagem enviada, e um outro dispositivo *B*, ao receber essa mensagem, estima a perda de potência gerada no percurso e usa esse dado nas futuras transmissões para o dispositivo *A*. No controle de potência em malha fechada há retroalimentação. Retomando o exemplo anterior, ao receber a mensagem do dispositivo *A*,

o dispositivo *B* enviaria uma mensagem de resposta ao dispositivo *A* contendo a potência de recepção para que o dispositivo *A* também faça ajustes nas transmissões futuras com o dispositivo *B*.

Também podemos classificar o controle de potência quanto à forma de envio de sondas, que pode ser ativa ou passiva. A potência de transmissão pode ser estabelecida empregando sondagem ativa, isto é, a troca de sucessivas mensagens entre dois ou mais nós até que a potência de transmissão seja estabelecida. A sondagem passiva se utiliza das mensagens de dados ou de controle para medir e reportar a potência transmissão.

O controle de potência está ligado a três variáveis: a distância entre os nós, a taxa de transmissão desejada e a potência média do ruído no ambiente. Indiretamente, outros fatores podem ser citados, como sensibilidade dos receptores ou o nível de bateria dos dispositivos. Portanto, o controle de potência é aplicado com dois objetivos: reduzir a energia consumida nos dispositivos e reduzir a interferência co-canais.

Apesar de sua relevância no escopo de IoT, o controle de potência de transmissão não é abordado em muitos dos padrões e protocolos de comunicação sem fio para IoT. Por exemplo, o padrão IEEE 802.15.4 [72] não define diretamente nenhum mecanismo de controle de potência, mas apenas define a potência mínima para cada modulação empregada. Outro exemplo, o SigFox, é um padrão proprietário e não possui documentos públicos [73]. Especula-se, no entanto, que o sistema Sigfox transmite sempre com a potência máxima do dispositivo (100 mW) [74] com redundância em diferentes canais. Essa política é tida como efetiva quanto ao consumo de bateria, pois, além da baixa periodicidade das transmissões do sistema Sigfox (até 6 transmissões de 12 bytes por hora), há poucas retransmissões dado à redundância que evita perdas de pacotes e eventuais retransmissões. A seguir, veremos alguns mecanismos de controle de potência empregados no LTE e no LoRaWAN (Long Range Wide Area Network).

3.3.1 Controle de potência no LTE

O padrão de comunicação sem fio LTE estabelecido pelo 3GPP especifica o controle de potência em dois sentidos: no DL (downlink), da estação base para o equipamento de usuário e no UL (uplink), do equipamento de usuário para a estação base [75]. O controle de potência é aplicado com o objetivo de reduzir o consumo de bateria dos equipamentos de usuário e a interferência entre células vizinhas. O controle de potência pode ser tanto em malha aberta como em malha fechada.

Para o UL no canal compartilhado, a potência de transmissão é dada pelo mínimo entre a potência máxima do equipamento de usuário P_{max} e a potência calculada pelos parâmetros de transmissão enviados pela ERB (estação radiobase), ou seja,

$$P_{UL-TX} = P_0 + 10\log(M) + \alpha PL + \delta_{MCS} + f(i) \quad [dBm]. \quad (36)$$

onde P_0 é a potência contida em um PRB (Physical Resource Block), definida pelas camadas superiores; M é o número de PRBs alocados para cada usuário; α é um fator de compensação da perda de percurso especificado pela ERB com valores que varia de 0 a 1 com passo de 0.1; PL é a perda de percurso estimada pelo equipamento de usuário para a ERB de serviço baseada no RSRP (Reference Signal Received Power); δ_{MCS} é dado por (37) e $f(i)$ é dado por (38). δ_{MCS} e $f(i)$ são controlados pela ERB e determinam se o controle de potência é em malha fechada ou malha aberta. Se esses fatores são iguais a zero, o controle é em malha aberta. Caso contrário, o controle é em malha fechada [76].

$$\delta_{MCS} \begin{cases} 10 \log_{10}[(2^{BPRE \times K_s} - 1)\beta_{offset}^{PUSCH}], & \text{se } K_s = 1.25 \\ 0, & \text{se } K_s = 0 \end{cases} \quad (37)$$

onde, $BPRE$ representa o número de bits do indicador de qualidade do canal; K_s é definido pelas camadas superiores através do parâmetro *deltaMCS-Enable* e $\beta_{offset}^{PUSCH} = \beta_{offset}^{CQI}$ para dados de controle enviados no PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) e $\beta_{offset}^{PUSCH} = 1$ para todos os outros casos. β_{offset}^{CQI} é definido pela Tabela 15.

Tabela 15: Valores de CQI para o LTE.

I_{offset}^{CQI}	β_{offset}^{CQI}
0	reservado
1	reservado
2	1.125
3	1.250
4	1.375
5	1.625
6	1.750
7	2.000
8	2.250
9	2.500
10	2.875
11	3.125
12	3.500
13	4.000
14	5.000
15	6.250

$$f(i) = f(i - 1) + \delta_{PUSCH}(i - K_{PUSCH}) \quad (38)$$

onde i denota o i -ésimo subframe e δ_{PUSCH} foi definido previamente no campo do comando de TPC (*Transmission Power Control*) do DCI (Downlink Control Information). Os valores que δ_{PUSCH} pode assumir para a maioria dos formatos de DCI são mostrados na Tabela 16. Para as formas de acesso FDD e FDD-TDD (Time Division Duplexing), $K_{PUSCH} = 4$. Mais valores para K_{PUSCH} podem ser obtidos em [75].

Em [77] o desempenho do mecanismo de controle de potência no canal de UL foi avaliado. Foram avaliadas as configurações banda larga de 10 MHz e banda estreita de 0,2 MHz, com mecanismo de controle de potência em malha aberta para diferentes configurações de α , em malha fechada e sem controle de potência. Constatou-se que o controle em malha aberta, além de reduzir a variância em relação a não aplicar controle de potência, também possui desempenho próximo ao do limite superior imposto pelo controle em malha fechada ideal (assume-se conhecimento prévio da interferência e taxa de atualização das informações do canal instantânea). Aumentar o valor de α diminui o fator da perda de percurso estimada pelos usuários na borda da célula [78]. Assim os terminais móveis na borda da célula irão transmitir com potência

Tabela 16: Valores de δ_{PUSCH} .

Comando TPC	δ_{PUSCH}
0	-1
1	0
2	1
3	3

mais baixa e a SINR dos usuários no centro da célula será menor. Em consequência disso, a taxa de bits será maior no centro em relação às bordas da célula. A taxa de bits obtida na transmissão, em média, é maior quando o valor de α é maior. No entanto, a energia empregada aumenta a medida que α aumenta. Para canais de 0,2 MHz, as avaliações feitas mostram que o controle de potência causa maior impacto. Devido à restrição na largura de banda, o efeito das interferências na taxa de bits é mais evidente. Com relação à potência de transmissão, nota-se uma redução significativa. Cerca 80% dos dispositivos transmitem com 0,05 W (17 dBm).

Para que seja possível alocar os blocos de recurso físicos a cada terminal móvel, a ERB recebe a margem de potência disponível nas transmissões no UL de cada usuário. Essa margem, denominada de PH (Power Headroom), estabelece a diferença entre a máxima potência de transmissão do terminal e a potência estimada do canal de UL. O envio do PH ocorre periodicamente ou quando há variação na perda de percurso. O PH é calculado para o quadro atual[79], a partir de

$$PH = P_{max} - \{10 \log_{10}(M) + \alpha PL + \delta_{MCS} + f(i)\}, \quad (39)$$

onde P_{max} é a potência máxima de transmissão do UE. Pode-se notar que a segunda parcela de (39) é igual à potência estimada no UL do canal compartilhado, dada por (36). Como (36) pode assumir um valor maior que P_{max} , o que não é fisicamente possível, o PH pode assumir valores negativos. Tipicamente, o intervalo de PH fica entre -23 dB e 40 dB.

A partir do PH, a ERB pode, estimar a largura de banda a ser alocada no UL no subquadro seguinte ao sub-quadro de envio do PH [80]. PH positivo significa que o terminal tem mais margem de potência para transmitir, ou seja, é possível transmitir mais dados se a ERB puder alocar mais recursos. No caso de PH negativo, o terminal já está transmitindo na potência máxima, não sendo possível enviar mais dados. Em [76], um mecanismo de controle de potência baseado nos envios de PH dos terminais às ERB estabelece as potências de transmissão considerando restrições de taxa de transmissão e interferência inter-célula. A partir desse mecanismo de controle baseado em PH, houve aumento na capacidade em relação ao controle de potência padrão do LTE de aproximadamente 49,9 para macro-célula e 5% femto-célula.

No DL, a ERB varia a potência de transmissão de acordo com o recurso (*resource element*) em questão. Como as ERBs são as maiores fontes de interferência inter-célula, a potência de transmissão deve ser controlada de modo a mitigar esse vetor de interferência. Para isso, foi estabelecido o parâmetro RNTP (Relative Narrow band Transmit Power). Esse parâmetro é definido como

$$RNTP(PRB) = \begin{cases} 0, & \text{se } \frac{E_{PRB}}{E_{\max \text{ nom}}} \leq RNTP_{thr} \\ 1, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (40)$$

onde, E_{PRB} representa a potência de transmissão do bloco de recurso físico em questão; $RNTP_{\text{thr}}$ é um inteiro do intervalo $[-\infty, -11, -10, \dots, +3]$ e $E_{\text{max nom}}$ definido como

$$E_{\text{max nom}} = \frac{P_{\text{max}} \frac{1}{\Delta f}}{N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}}, \quad (41)$$

sendo P_{max} é potência máxima da ERB, dada pela potência média medida no conector da antena por portadora; Δf é o espaçamento entre subportadoras; N_{RB}^{DL} é o número de blocos de recurso no DL e N_{sc}^{RB} é o número de subportadoras por bloco de recurso, em geral, $N_{sc}^{RB} = 12$.

Quando a razão entre a potência máxima para um bloco de recurso (E_{PRB}) e a potência máxima da ERB ($E_{\text{max nom}}$) é maior que o limite de RNTP, a ERB aumentará a potência do bloco de recurso para manter a SINR dentro do limite requerido. No entanto, se a razão entre a potência do bloco de recurso e a potência máxima da ERB estiver abaixo do limite de RNTP, envia uma mensagem de RNTP às ERBs vizinhas. O envio da mensagem RNTP às ERBs vizinhas tem como objetivo levar essas ERBs a reduzirem a potência de transmissão do bloco de recurso em questão. A redução da potência de transmissão das ERBs possivelmente reduzirá também os níveis de interferência inter-célula e com isso aumentará a SINR experimentada pela ERB que enviou a mensagem de RNTP.

3.3.2 Controle de potência no LoRaWan

Os dispositivos IoT em uma rede LoRaWAN são, em sua maioria, alimentados por baterias. Portanto, o mecanismo de controle de potência não só evita o desperdício de energia além do necessário nas transmissões, mas também evita que mais energia seja gasta em retransmissões devido a colisões.

O padrão LoRaWAN define um conjunto de parâmetros de transmissão, como potência de transmissão, taxa de transmissão e banda que podem ser ajustados automaticamente pelo algoritmo ADR (Adaptive Data Rate) ou programado de modo independente. O ADR estabelece os melhores parâmetros para um dispositivo empregar a partir da SNR medida pelo gateway para as mensagens desse dispositivo. No total, 5 parâmetros de configuração estão disponíveis: potência, fator de espalhamento, banda, taxa de codificação e frequência de portadora.

O ADR, conforme especificado pela Semtech, especifica um algoritmo preliminar para estabelecimento dos parâmetros de rede, documentado em [81]. O algoritmo, nos dispositivos de rede, avalia a SNR de N pacotes recebidos de um mesmo dispositivo e decrementa o fator de espalhamento da modulação em uma unidade e reduz a potência de transmissão pela metade, até que os valores mínimos desses parâmetros sejam obtidos para a taxa de transferência desejada. A Figura 45 mostra o algoritmo empregado nos dispositivos de rede. Para os dispositivos finais, uma vez que foi atingido o limite de pacotes transmitidos sem ACK, o algoritmo incrementa o fator de espalhamento e dobra a potência de transmissão atual, até que que esses valores não possam mais ser elevados ou que se receba um pacote da rede, como mostra o algoritmo da Figura 46.

```

SNR_Record = Vetor[N]
Pacotes Recebidos = 0
if ADR bit no Uplink = 1 then
    while Pacotes Recebidos < N do
        | SNR_Record ← SNR do pacote atual
    end
    max_SNR = max(SNR_Record)
    req_SNR ← SNR limite para demodulação na taxa de transmissão atual
    margem_SNR = max_SNR - req_SNR - 10 dBm
    número de passos = round(margem_SNR)
    while número de passos > 0 e SF > min_SF do
        | numero de passos = numero de passos -1
        | SF = SF - 1
    end
    while número de passos > 0 e TP > min_TP do
        | numero de passos = numero de passos -1
        | TP = TP - 3 dB
    end
    while número de passos < 0 e TP < max_TP do
        | número de passos = numero de passos + 1
        | TP = TP + 3 dB
    end
    Enviar {SF,TP} para o dispositivo
    if não houve sucesso no envio em até 3 tentativas then
        | remova a SNR do registro mais antigo de SNR_Record
    end
end

```

Figura 45: Algoritmo de ADR no *gateway* LoRa.

INIT

contador de ACK = 0

Requisição de ACK = Falso

ENVIO

Enviar pacote no *Uplink*

contador de ACK = contador de ACK + 1

if *Pacote recebido* **then**

| Vá para INIT

end

else

if *contador de ACK < limite de ACK* **then**

| Vá para ENVIO

end

else

TESTE

if *TP = max_TP e SF = max_SF* **then**

| Não é mais possível aprimorar o controle, encerrar

end

else

| enviar pacote com Requisição de ACK = Verdadeiro

INC

contador de ACK = contador de ACK + 1

if *Pacote recebido* **then**

| Vá para INIT

end

else

if *contador de ACK = limite de ACK + atraso de ACK* **then**

| **if** *TP < max_TP* **then**

| | TP = TP + 3 dB

| | contador de AK = limite de ACK

| | Vá para TESTE

| **end**

| **else**

| | SF = SF + 1

| | contador de AK = limite de ACK

| | Vá para TESTE

| **end**

| **end**

| **else**

| | Vá para INC

| **end**

end

end

end

Figura 46: Algoritmo ADR no dispositivo final LoRa.

A combinação dos parâmetros gera um espaço de estados muito grande para que a escolha dos parâmetros seja feita de forma exaustiva. Em [82], os autores propõem um algoritmo de controle de potência baseado no envio de sondas para estabelecimento automático dos parâmetros de transmissão. Primeiro, todas as possíveis configurações de parâmetros de transmissão foram testadas com relação à taxa de pacotes recebidos e à energia consumida. Assim é possível traçar a relação entre a potência de transmissão e a taxa de pacotes recebidos. Em seguida, o algoritmo proposto inicia as transmissões, com a potência máxima. A cada transmissão bem sucedida, a potência é reduzida pela metade. Quando uma transmissão falha, uma nova configuração é testada com a média das potências atual e anterior. O algoritmo proposto resultou em uma configuração com consumo de energia 44% acima da configuração ótima encontrada exaustivamente na primeira etapa do trabalho, testando apenas 12 configurações para 90% de taxa de pacotes recebidos.

3.4 Adaptive Coding and Modulation

Para atendimento da necessidade de maior vazão possível para os acessos dos usuários, a determinação do arranjo de modulação e codificação empregado nas respectivas subportadoras alocadas para um dado usuário tem que ser flexível. Os padrões mais recentes de comunicação digital empregam técnicas de codificação e modulação adaptativas para fazer melhor uso dos recursos disponíveis como potência, largura de faixa e tempo de sinalização.

Considerando também o interesse de cobertura de maiores distâncias, este é um requisito de projeto que se torna ainda mais importante, dada a maior suscetibilidade do enlace às intempéries introduzidas pelo canal de comunicação.

O princípio básico do ACM (Adaptive Coding Modulation) consiste em ter um conjunto pré-definido de combinações de modulações digitais e taxas de codificação de canal, denominadas de MCS (Modulation Coding Scheme), que são empregadas para a comunicação entre o dispositivo móvel e a ERB, de acordo com as condições do canal de comunicação. A ERB utiliza uma métrica, denominada de CQI (Channel Quality Indicator), que é enviada pelo terminal móvel para definir qual MCS deve ser empregado em cada quadro. O arranjo que proporcione a maior vazão com qualidade de serviço aceitável é selecionado para cada usuário. A correta determinação do limiar para a troca do MCS e da histerese é de fundamental importância para garantir a robustez e estabilidade do sistema.

3.4.1 Parametrização da qualidade de sinal

O principal parâmetro que deve ser empregado na decisão sobre qual MCS deve ser usado é a qualidade do canal, que pode ser mensurada a partir de duas formas distintas, a saber:

- BER - consiste em uma estimativa da razão entre o número de bits recebidos com erro no destino pelo número total de bits transmitido num intervalo de tempo (por exemplo, em um quadro). A BER pode ser estimada utilizando o número de bits corrigidos pelo decodificador de canal e também através da análise de bits errados em sequências de controle e sincronismo que sejam conhecidas pelo receptor. Apesar desta métrica representar a qualidade de serviço efetiva que está sendo entregue ao usuário, o seu cômputo pode sofrer problemas de instabilidade estatísticas em função de erros muito esparsos ou na presença de rajadas de erros esporádicas.

- Erro médio quadrático - esse parâmetro consiste na medida da distância média euclidiana entre os símbolos recebidos da modulação adotada e os valores de referência transmitidos pela fonte.

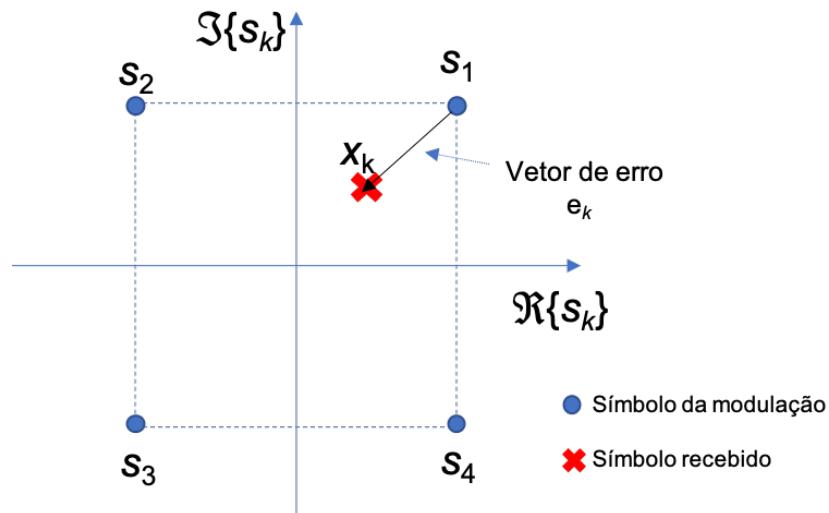


Figura 47: Vetor de erro empregado para o cálculo do CQI considerando uma modulação em fase e quadratura com 4 símbolos.

A utilização do erro médio quadrático como CQI traz vantagens práticas para a implementação do ACM, pois todos os símbolos recebidos podem ser utilizados para o cômputo da média deste parâmetro, garantindo uma maior estabilidade estatística para a medida. A Figura 47 ilustra o vetor de erro do k -ésimo símbolo recebido, \mathbf{x}_k , em relação ao símbolo transmitido com maior probabilidade \mathbf{s}_1 . O vetor de erro bidimensional incorpora todas as possíveis intempéries introduzidas pela cadeia de comunicação e, por este motivo, é um parâmetro adequado para ser empregado como CQI. O erro quadrático do k -ésimo símbolo recebido é dado por

$$\|\mathbf{e}_k\|^2 = \|\mathbf{x}_k - \mathbf{s}_i\|^2 = \sum_{j=1}^2 |x_k^{(j)} - s_i^{(j)}|^2, \quad (42)$$

onde s_i é o símbolo pertencente ao espaço amostral da constelação empregada com maior probabilidade de ter sido enviado, e a notação $a^{(j)}$ denota a projeção do vetor \mathbf{a} na j -ésima base ortonormal da constelação.

Assim, o cálculo do erro quadrático médio para um dado usuário U_l é dado por

$$\bar{e}_l = \frac{\sum_{k \in \mathcal{L}} \|\mathbf{e}_k\|^2}{L}, \quad (43)$$

onde \mathcal{L} é o conjunto com os índices de todos os símbolos recebidos do usuário U_l e L é a dimensão do conjunto \mathcal{L} .

O cálculo de \bar{e}_l assume que o símbolo da constelação mais próximo do símbolo recebido foi o símbolo efetivamente transmitido. No entanto, em situações de erro de símbolo, essa premissa é falsa e leva a um desvio na métrica, que passa a ser menor do que o erro efetivamente introduzido no canal. Erros esporádicos tendem a ser minimizados com o cálculo da média, mas em situações de baixa SINR, erros de símbolo sucessivo podem resultar em uma imprecisão da estimativa \bar{e}_l . No entanto, esse problema somente é relevante em condições próximas de inoperabilidade do sistema.

3.4.2 Aspectos gerais de implementação

A transmissão do CQI dos terminais móveis para a ERB deve acontecer através de canais de controle, que consomem recursos da rede e resultam na redução da eficiência espectral. Logo, é importante definir uma periodicidade para essas transmissões de tal modo que o impacto na eficiência seja reduzido, mas que não cause um atraso considerável na decisão de mudança do MCS que comprometa uma operação livre de erro ou que comprometa a vazão média da rede.

Tipicamente, os canais de controle são alocados na estrutura de quadro definida no padrão do sistema de comunicação visando obter robustez e diversidade. Esses canais de controle também são empregados para garantir que os terminais móveis utilizem os decodificadores e detectores corretos a cada mudança de MCS. Uma forma simples para a implementação do ACM consiste em associar um valor discreto para o CQI a ser reportado pelos terminais móveis a partir de faixas de valores de \bar{e}_l . Desta forma, a quantidade de bits reportados pelos terminais nos canais de controle é reduzida. As Tabelas 17 e 18 mostram qual MCS está associado a cada um dos possíveis valores de CQI no padrão LTE e 5G NR, respectivamente, onde cada CQI é representado com uma palavra de 4 bits.

Tabela 17: CQI e MCS no padrão LTE.

CQI	Modulação	Símbolos úteis em 1024 portadoras	Eficiência espectral
0	N/A	N/A	N/A
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	QAM16	378	1.4766
8	QAM16	490	1.9141
9	QAM16	616	2.4063
10	QAM64	466	2.7305
11	QAM64	567	3.3223
12	QAM64	666	3.9023
13	QAM64	772	4.5234
14	QAM64	873	5.1152
15	QAM64	948	5.5547

Tabela 18: CQI e MCS no padrão 5G NR.

CQI	Modulação	Símbolos úteis em 1024 portadoras	Eficiência espectral
0	N/A	N/A	N/A
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	193	0.3770
3	QPSK	449	0.8770
4	QAM16	378	1.4766
5	QAM16	490	1.9141
6	QAM16	616	2.4063
7	QAM64	466	2.7305
8	QAM64	567	3.3223
9	QAM64	666	3.9023
10	QAM64	772	4.5234
11	QAM64	873	5.1152
12	QAM256	711	5.5547
13	QAM256	797	6.2266
14	QAM256	885	6.9141
15	QAM256	948	7.4063

4 Conclusões

O acesso a uma rede de comunicação que disponibilize conectividade nas áreas rurais e remotas impacta positivamente no desenvolvimento econômico e social do país. Este impacto pode ser alcançado tanto pela disponibilidade de acesso a serviços de comunicação, quanto pela viabilidade de adoção de soluções monitoramento e controle previstas pelas aplicações de IoT em áreas importantes como a do agronegócio. O atendimento das aplicações e dos cenários que envolvem as áreas rurais e remotas requerem uma rede de comunicação flexível e adequada às restrições e desafios técnicos associados a tais aplicações e cenários.

O projeto 5G IoT se propõe a conceber e desenvolver uma rede de comunicação que atenda de maneira efetiva as demandas das áreas rurais e áreas remotas. Para orientar a concepção dessa rede, foram realizados estudos de técnicas e tecnologias que são aplicáveis às camadas PHY (physical layer) e MAC e que foram previamente selecionadas em função de sua efetividade e complexidade de implementação. O presente relatório apresentou um resumo dos resultados dos referidos estudos. Foram identificadas alternativas técnicas para etapas de processamentos principais das camadas consideradas e que atestam a viabilidade de conceber e implementar a rede de comunicação prevista pelo projeto 5G IoT.

Referências

- [1] Centro de Estudos Avançados em Economia Aplicada (Cepea) e Confederação da Agricultura e Pecuária do Brasil (CNA), “PIB do agronegócio brasileiro de 1996 a 2018.” . <https://www.cepea.esalq.usp.br/br/pib-do-agronegocio-brasileiro.aspx>, acesso: 12-Março-2019.
- [2] Cepea - Centro de estudos avançados em economia aplicada, “Índices de exportação do agronegócio,” . https://www.cepea.esalq.usp.br/upload/kceditor/files/Cepea_ExportAgro__2018_.pdf, acesso: 12 - Março - 2019.
- [3] Centro de Referência em Rádiocomunicação (CRR) Inatel, “Atividade 1.4 - Definição dos requisitos de desempenho das aplicações com maior potencial de impacto social e econômico e avaliação da exequibilidade técnica de implementação destas aplicações,” *5G IoT*, Maio 2019.
- [4] ——, “Atividade 1.5 - Definição das aplicações que serão utilizadas nos testes de campo e rede piloto,” *5G IoT*, Maio 2019.
- [5] J. Abdoli, M. Jia, and J. Ma, “Filtered ofdm: A new waveform for future wireless systems,” in *2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, June 2015, pp. 66–70.
- [6] N. Michailow, M. Matthé, I. S. Gaspar, A. N. Caldevilla, L. L. Mendes, A. Festag, and G. Fettweis, “Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, Sep. 2014.
- [7] M. Matthé, N. Michailow, I. Gaspar, and G. Fettweis, “Influence of pulse shaping on bit error rate performance and out of band radiation of generalized frequency division multiplexing,” in *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, June 2014, pp. 43–48.
- [8] “Technical specification (TS) 36.212 - E-UTRA; Multiplexing and channel coding,” 2017.
- [9] “Technical specification (TS) 38.212 - NR; Multiplexing and channel coding,” 2018.
- [10] R. G. Gallager, “Low-Density Parity-Check Codes,” *MIT Press*, 1963.
- [11] T. Richardson and S. Kudekar, “Design of low-density parity check codes for 5g new radio,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 3, pp. 28–34, March 2018.
- [12] Ericsson and Telstra - B, “R1-167451 Channel model for extreme rural scenario,” *Goteberg*, 2016.
- [13] F. Hamidi-Sepehr, A. Nimbalker, and G. Ermolaev, “Analysis of 5g ldpc codes rate-matching design,” in *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, June 2018, pp. 1–5.

- [14] P. Frenger, S. Parkvall, and E. Dahlman, “Performance comparison of harq with chase combining and incremental redundancy for hsdpa,” in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37211)*, vol. 3, Oct 2001, pp. 1829–1833 vol.3.
- [15] E. Arikan, “Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 55, no. 7, pp. 3051–3073, July 2009.
- [16] C. Leroux, I. Tal, A. Vardy, and W. J. Gross, “Hardware architectures for successive cancellation decoding of polar codes,” in *2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, May 2011, pp. 1665–1668.
- [17] G. Berhault, C. Leroux, C. Jego, and D. Dallet, “Partial sums generation architecture for successive cancellation decoding of polar codes,” in *SiPS 2013 Proceedings*, Oct 2013, pp. 407–412.
- [18] H. Zhang, R. Li, J. Wang, S. Dai, G. Zhang, Y. Chen, H. Luo, and J. Wang, “Parity-check polar coding for 5g and beyond,” *CoRR*, vol. abs/1801.03616, 2018. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1801.03616>
- [19] E. Sharon, S. Litsyn, and J. Goldberger, “An efficient message-passing schedule for ldpc decoding,” in *2004 23rd IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, Sep. 2004, pp. 223–226.
- [20] Huawei, HiSilicon, “RI-1611256: Performance evaluation of channel codes for small block sizes,” *Reno*, 2016.
- [21] I. Tal and A. Vardi, “List decoding of polar codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 61, pp. 2213–2226, 2015.
- [22] M. P. C. Fossorier, M. Mihaljevic, and H. Imai, “Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 5, pp. 673–680, May 1999.
- [23] Jinghu Chen and M. P. C. Fossorier, “Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 3, pp. 406–414, March 2002.
- [24] E. Sharon, S. Litsyn, and J. Goldberger, “Efficient serial message-passing schedules for ldpc decoding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 11, pp. 4076–4091, Nov 2007.
- [25] Nokia, Alcatel-Lucent Shanghai Bell, “R1-162897: Performance and complexity of Turbo, LDPC and Polar codes,” *Busan*, 2016.
- [26] C. Schnelling, Y. Amraue, and A. Schmeink, “On iterative decoding of polar codes: Schedule-dependent performance and constructions,” in *2017 55th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, Oct 2017, pp. 557–564.
- [27] A. Elkelesh, M. Ebada, S. Cammerer, and S. ten Brink, “Belief propagation list decoding of polar codes,” *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 8, pp. 1536–1539, Aug 2018.

- [28] J. R. Hampton, *Introduction to MIMO Communications*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2014.
- [29] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. H. Gerstacker, and P. A. Hoeher, "Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey," *Commun. Surveys Tuts.*, vol. 11, no. 2, pp. 87–105, Apr. 2009. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/SURV.2009.090207>
- [30] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on select areas in Communications*, vol. 16, no. 8, October 1998.
- [31] G. Bauch, "Space-time block codes versus space-frequency block codes," *57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 567 – 571, April 2003, doi:10.1109/VETECS.2003.1207606.
- [32] H. Bolcskei and A. Paulraj, "Space-frequency coded broadband OFDM systems," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 1–6, September 2000.
- [33] M. Matthe, L. L. Mendes, and G. Fettweis, "Space-time coding for generalized frequency division multiplexing," in *European Wireless 2014; 20th European Wireless Conference; Proceedings of*, May 2014, pp. 1–5.
- [34] M. Matthe, L. L. Mendes, I. Gaspar, N. Michailow, D. Zhang, and G. Fettweis, "Multi-user time-reversal stc-gfdma for future wireless networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2015, no. 1, p. 132, 2015. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1186/s13638-015-0366-6>
- [35] A. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (dtdr)," Sep. 6 1994, uS Patent 5,345,599. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US5345599>
- [36] R. Gupta and A. Grover, "BER Performance Analysis of MIMO System using Equalization Techniques," *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 3, no. 10, 2012.
- [37] F. J. G., "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, pp. 41–59, June.
- [38] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays," *Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, November 1999.
- [39] B. Hassibi and H. Vikalo, "On the Sphere Decoding Algorithm: Part I, The Expected Complexity," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, Aug 2005.
- [40] Y. Jiang, M. K. Varanasi, and J. Li, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, pp. 2008 – 2026, April 2011.
- [41] J. Penketh and M. Collados, "Performance and implementation complexity of receiver algorithms for mimo-ofdm based wireless lan systems," *IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, pp. 1522–1526, July 2004.

- [42] S. A. Bhagwatkar, B. P. Patil, and B. S. Satpute, "Performance of MMSE channel equalization for MIMO OFDM system," *Computing Communication Control and automation (ICCUBEAA)*, vol. 16, no. 8, August 2016.
- [43] R. BHAGYA and A. ANANTH, "Performance studies of 2x2 MIMO system for different modulation and OFDM multiplexing techniques using ML detector," *International Journal of Electronics and Communication Engineering (IJECE)*, vol. 3, pp. 11–22, Sep 2014.
- [44] A. v. Z. R. van Nee and G. A. Awater, "Maximum Likelihood Decoding in a Space Division Multiplexing System," *51st IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)*, vol. 1, pp. 6–10, May 2000.
- [45] N. Khan, S. S. Pawar, and M. S. Raeen, "An Architecture For Realizing Transmission For 2x2 MIMO Channel," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 2, Sep 2012.
- [46] M. Chiani, M. Z. Win, and A. Zanella, "On the Capacity of Spatially Correlated MIMO," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, October 2003.
- [47] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: information-theoretic and communications aspects," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619–2692, Oct 1998.
- [48] B. S. A. Bahai and M. Ergen, "Multi-carrier digital communications: Theory and applications of ofdm," *Springer*, 2004.
- [49] S. Pejoski and V. Kafedziski, "Estimation of sparse time dispersive channels in pilot aided ofdm using atomic norm," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 397–400, Aug 2015.
- [50] Q. T. Zhang and S. H. Song, "Exact expression for the coherence bandwidth of rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 7, pp. 1296–1299, July 2007.
- [51] 5G-RANGE, "Physical layer of the 5g-range part 1," 2018.
- [52] S. H. Hwang, J. S. Um, M. S. Song, C. J. Kim, H. R. Park, and Y. H. Kim, "Design and verification of ieee 802.22 wran physical layer," in *2008 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom 2008)*, May 2008, pp. 1–6.
- [53] T. S. Rappaport, "Wireless communications: principles and practice," *Prentice Hall*, 1996.
- [54] P.W. Baier, "Cdma or tdma? cdma for gsm?" in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, The Hague*, Sept 1994.
- [55] Afif Osseiran, Jose F. Monserrat e Patrick Marshch , "5g mobile and wireless communications technology," *Cambridge University Press*, pp. 160–170, Jul 2016.
- [56] Rappaport, Theodore S., "Comunicações sem fio - princípios e práticas," *Pearson Universidades*, p. 232–247, 2009.

- [57] SRIKANTH S., Kumaran V., Manikandan C., Murugesapadian, “Orthogonal Frequency Division Multiple Access: is it the multiple access system of the future?.” *AU-KBC Research center, Anna University, Chennai, India*, Ago 2009.
- [58] Francisco Carlos Ribeiro Júnior, “Arranjos De Antenas Adaptativas Em Sistemas OFDMA: Um comparativo entre as técnicas de filtragem pré e pós-FFT.” *Universidade Federal Do Pará*, 2009.
- [59] D. Guimarães, “Digital transmission: a simulation-aided introduction with VisSim Comm,” *Heidelberg;London: Springer*, 2009.
- [60] Anderson Daniel Soares, “Novas Propostas de Algoritmos de Alocação Adaptativa de Subportadoras e Bits para Sistemas OFDMA,” *Dissertação de Mestrado, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, MG, BR*, Dec 2012.
- [61] B. Wang, K. Wang, Z. Lu, T. Xie, and J. Quan, “Comparison study of non-orthogonal multiple access schemes for 5G,” in *Proc. of the IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, Ghent, Belgium, Junho 2015, pp. 1–5.
- [62] S. M. R. Islam, N. Avazov, O. A. Dobre, and K. Kwak, “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, Outubro 2017.
- [63] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. l. I, and Z. Wang, “Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities and future research trends,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 74–81, Setembro 2015.
- [64] H. Nikopour and H. Baligh, “Sparse code multiple access,” in *Proc. of the Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, London, UK, Setembro 2013, pp. 332–336.
- [65] Z. Yuan, G. Yu, W. Li, Y. Yuan, X. Wang, and J. Xu, “Multi-user shared access for Internet of things,” in *Proc. of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Nanjing, China, Maio 2016, pp. 1–5.
- [66] S. Chen, B. Ren, Q. Gao, S. Kang, S. Sun, and K. Niu, “Pattern division multiple access (PDMA) - A novel non-orthogonal multiple access for 5G radio networks,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 4, pp. 3185–3196, Julho 2016.
- [67] Y. Chen, F. Schaich, and T. Wild, “Multiple access and waveforms for 5G: IDMA and universal filtered multi-carrier,” in *Proc. of the Vehicular Technology Conference*, Seoul, South Korea, Maio 2014, pp. 1–5.
- [68] Y. Han, S. Zhang, W. Zhou, and Q. Ling, “Enabling SCMA long codewords with a parallel SCMA coding scheme,” in *Proc. of the International Conference on Wireless Communications Signal Processing*, Nanjing, China, Outubro 2015, pp. 1–6.
- [69] ZTE, “3GPP R1-164270: Receiver implementation for MUSA,” 2016.
- [70] ——, “3GPP R1-166404: Receiver details and link performance for MUSA,” 2016.

- [71] F. R. Kschischang, B. J. Frey, and H. A. Loeliger, “Factor graphs and the sum-product algorithm,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 498–519, Fevereiro 2001.
- [72] “Ieee draft standard for local and metropolitan area networks - part 15.4: Low-rate wireless personal area networks (wpans),” *Draft IEEE P802.15.4REV1/D09, April 2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006)*, pp. 1–311, May 2011.
- [73] G. Margelis, R. Piechocki, D. Kaleshi, and P. Thomas, “Low throughput networks for the iot: Lessons learned from industrial implementations,” in *2015 IEEE 2nd world forum on internet of things (WF-IoT)*. IEEE, 2015, pp. 181–186.
- [74] A. Ali, G. A. Shah, M. O. Farooq, and U. Ghani, “Technologies and challenges in developing machine-to-machine applications: A survey,” *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 83, pp. 124–139, 2017.
- [75] “Lte;evolved universal terrestrial radio access (e-utra); physical layer procedures,” *3GPP TS 36.213 version 14.2.0 Release 14*, pp. 1–456, Apr 2017.
- [76] W. Kim, Z. Kaleem, and K. Chang, “Power headroom report-based uplink power control in 3gpp lte-a hetnet,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2015, no. 1, p. 233, Oct 2015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1186/s13638-015-0466-3>
- [77] A. Simonsson and A. Furuskar, “Uplink power control in lte - overview and performance, subtitle: Principles and benefits of utilizing rather than compensating for sinr variations,” in *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference*. IEEE, Sep. 2008, pp. 1–5.
- [78] E. Tejaswi and B. Suresh, “Survey of power control schemes for lte uplink,” *power*, vol. 10, p. 2, 2013.
- [79] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, *4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic press, 2013.
- [80] S. Ahmadi, *LTE-Advanced: a practical systems approach to understanding 3GPP LTE releases 10 and 11 radio access technologies*. Academic Press, 2013.
- [81] S. Li, U. Raza, and A. Khan, “How agile is the adaptive data rate mechanism of lorawan?” in *2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. IEEE, Dec 2018, pp. 206–212.
- [82] M. Bor and U. Roedig, “Lora transmission parameter selection,” in *2017 13th International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems (DCOSS)*. IEEE, June 2017, pp. 27–34.