



INSTITUTO
UNIVERSITÁRIO
DE LISBOA

**Desenho de Pré-Codificadores e Combinadores para
Comunicações Multiutilizador Assistidas por Modulações de Índice
em Sistemas pós 5G**

Bernardo Brogueira Farto

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador(a):

**Doutor Nuno Manuel Branco Souto, Professor Auxiliar,
ISCTE-IUL**

Co-Orientador(a):

**Doutor Américo Manuel Carapeto Correia, Professor Catedrático,
ISCTE-IUL**

Outubro, 2020

Desenho de Pré-Codificadores e Combinadores para Comunicações Multiutilizador Assistidas por Modulações de Índice em Sistemas pós 5G

Bernardo Brogueira Farto

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador(a):

Doutor Nuno Manuel Branco Souto, Professor Auxiliar,
ISCTE-IUL

Co-Orientador(a):

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

Outubro, 2020

Direitos de cópia ou Copyright

©Copyright: Bernardo Brogueira Farto

O Iscte - Instituto Universitário de Lisboa tem o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicitar este trabalho através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, de o divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Gostava de começar por agradecer aos meus pais. A eles devo tudo! Todos os esforços que fizeram para que tivesse as melhores condições durante o meu percurso académico longe casa, dando-me um apoio incondicional, fazendo com que nunca baixasse os braços mesmo nas etapas mais difíceis, acompanhando-me sempre no meu percurso. Os últimos dois anos não foram fáceis, perdi o meu pai em 2019, vítima de cancro, e um dos seus últimos pedidos foi para que terminasse o mestrado, a ele dedico este feito! À minha mãe por ser uma guerreira, por me fazer acreditar todos os dias nas minhas capacidades e na pessoa que sou, por ser compreensiva, por ser um grande apoio, por todo o amor incondicional que sentimos um pelo outro, a ela dedico também este feito! À minha namorada quero também agradecer, por ser uma companheira em todas as batalhas, pelo apoio constante, por toda a ajuda que me deu e por toda a paciência que teve para comigo, obrigado por tudo o que é para mim.

Quero também agradecer a todos os meus familiares que sempre me acompanharam nesta etapa e a todos os meus amigos, aos da faculdade agradeço em específico por todas as horas que passámos juntos, seja nos melhores ou piores momentos durante este percurso, a sala de estudo será sempre um sítio que nos marcará.

Agradeço também ao Instituto de Telecomunicações (IT) por me proporcionar todas as condições e por me facultar todas as ferramentas necessárias para a realização deste trabalho.

Por último, mas não menos importante, gostaria de agradecer aos meus supervisores, Professor Nuno Souto e Professor Américo Correia. Este trabalho não seria possível sem a vossa ajuda, o vosso conhecimento, orientação e paciência.

A todos vocês o meu muito obrigado!

Resumo

Considerando os avanços tecnológicos das últimas décadas, espera-se que a próxima geração de comunicações sem fios siga a tendência de um aumento significativo da robustez do sistema, da eficiência espectral (SE) e da eficiência energética (EE). Atualmente na era do pós-5G, os esquemas de Multiple Input, Multiple Output (MIMO) baseados em modulações espaciais generalizadas (GSM) bem como noutras modulações de índices (IM), têm sido amplamente considerados como potenciais técnicas candidatas para as redes sem fios. Esta dissertação tem como objetivo desenhar e estudar um sistema MIMO para comunicações multiutilizador integrando símbolos GSM e símbolos de modulação de índices generalizada no espaço-frequência (GSFIM).

Numa primeira parte estuda-se um sistema MIMO multiutilizador, em que uma estação base (BS) transmite símbolos GSM pré-codificados para vários recetores. Na abordagem GSM adotada, múltiplas antenas transmitem simultaneamente diferentes símbolos M-QAM de alto nível, até $M=1024$. O pré-codificador é desenvolvido de modo a remover interferências entre utilizadores enquanto um algoritmo iterativo baseado no *alternating direction method of multipliers* (ADMM) é aplicado no recetor para realizar a deteção GSM de um único utilizador. Os resultados mostram que a abordagem GSM MU-MIMO apresentada é capaz de explorar eficazmente um grande número de antenas de transmissão implantadas no transmissor e também proporcionar ganhos de desempenho sobre esquemas convencionais MU-MIMO com eficiências espectrais idênticas.

Numa segunda parte, introduz-se uma nova dimensão (para além do espaço), a frequência. Estuda-se assim o comportamento dos recetores MMSE e OB-MMSE, num sistema MIMO baseado em GSFIM. Os resultados mostram que o sistema GSFIM MU-MIMO explora de forma competente as comunicações com grande número de antenas/sub-portadoras, apresentando melhores desempenhos quando usada com um recetor OB-MMSE.

Palavras-Chave: B5G; generalised spatial modulation (GSM); generalised Spatial frequency index modulation (GSFIM), Precoder design, multiple input multiple output (MIMO), quadrature amplitude modulation (QAM) constellations.

Abstract

Considering the technological advances of the last decades, the next generation of wireless communications is expected to follow the trend of a significant increase in system robustness, spectral efficiency (SE) and energy efficiency (EE). Today in the post-5G era, Multiple Input, Multiple Output (MIMO) schemes based on generalised spatial modulations (GSM) as well as other index modulations (IM) have been widely considered as potential candidate techniques for wireless networks. This dissertation aims to design and study a MIMO system for multi-user communications integrating GSM symbols and generalised space-frequency index modulation (GSFIM) symbols.

In a first part, a multi-user MIMO system is studied, in which a base station (BS) transmits pre-coded GSM symbols to several receivers. In the GSM approach adopted, multiple antennas transmit different high-level M-QAM symbols simultaneously, up to $M = 1024$. The precoder is designed to remove interference between users while an iterative algorithm based on the alternating direction method of multipliers (ADMM) is applied to the receiver to perform single user GSM detection. The results show that the GSM MU-MIMO approach presented is capable of effectively exploiting a large number of transmission antennas deployed on the transmitter and also provides performance gains over conventional MU-MIMO schemes with identical spectral efficiencies.

In a second part, a new dimension (beyond space) is introduced, frequency. The behaviour of MMSE and OB-MMSE receivers in a GSFIM-based MIMO system is thus studied. The results show that the GSFIM MU-MIMO system competently exploits communications with large numbers of antennas/sub-carriers and performs better when used with an OB-MMSE receiver.

Keywords: 5G; generalised spatial modulation (GSM); generalised Spatial frequency index modulation (GSFIM), Precoder design, multiple input multiple output (MIMO), quadrature amplitude modulation (QAM) constellations.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	iv
Índice	v
Índice de Figuras	vii
Índice de Tabelas	ix
Lista de Abreviaturas e Siglas	x
Capítulo 1 – Introdução	13
1.1. Motivação e Enquadramento.....	13
1.2. Objetivos	14
1.3. Métodos de Investigação.....	14
1.4. Estrutura e organização da dissertação.....	15
1.5. Contribuições	16
1.6. Notações	16
Capítulo 2 – Revisão da Literatura	17
2.1. O 5G e o Pós-5G.....	17
2.2. Modulação de Índices	20
2.2.1. Modulação Espacial.....	22
2.2.2. Modulação Espacial Generalizada (GSM)	25
2.2.3. Modulação de Índices na Frequência	26
2.3. Pré-Codificação para o Downlink em sistemas MIMO.....	27
2.3.1. Pré-Codificação Linear.....	27
2.3.2. Pré-Codificação para Modulações Espaciais.....	28
Capítulo 3 – Generalized Space Index Modulation for Multiuser MIMO Systems	31
3.1. Introdução.....	31
3.2. Modelo do Sistema.....	32
3.3. Estrutura do Emissor	33
3.4. Estrutura do Receptor.....	35
3.5. Resultados	38
Capítulo 4 – Generalized Space-Frequency Index Modulation	47
4.1. Modelo de Sistema para o GSFIM.....	47
4.2. Estrutura do Emissor	49
4.3. Estrutura do Receptor.....	53
4.4. Resultados	54
Capítulo 5 – Conclusões e Trabalho Futuro	59

5.1. Conclusões	59
5.2. Trabalho Futuro.....	60
Anexo A – Publicações	63
Referências	89

Índice de Figuras

Figura 1- Diferenças entre 4G e 5G, retirado de “Getting to 5G: Comparing 4G and 5G System Requirements”, https://www.qorvo.com/design-hub/blog/getting-to-5g-comparing-4g-and-5g-system-requirements	18
Figura 2- Especificações do 5G, retirado de “Introducing 5G technology and networks (definition, features, 5G vs 4G and use cases)”, https://www.gemalto.com/mobile/inspired/5G	18
Figura 3- O modelo básico de IM, retirado de [3].....	21
Figura 4- "Index Modulation" em diferentes domínios, retirado de [1].....	23
Figura 5- Três conceitos utilizados em MIMO, retirado de [6].....	23
Figura 6- Mecanismo de Codificação em SM, retirado de [6].	24
Figura 7- Esquema do transmissor e recetor GSM.....	32
Figura 8- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, QPSK (11bps/utilizador/utilizador canal).	39
Figura 9- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 16-QAM (15bps/utilizador/utilizador canal).....	40
Figura 10- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 64-QAM (19bps/utilizador/utilizador canal).....	41
Figura 11- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 256-QAM (23bps/utilizador/utilizador canal).....	42
Figura 12- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 1024-QAM (27bps/utilizador/utilizador canal).....	43
Figura 13 - Desempenho de cada modulação para $P = 19$, 10×50 , com “polishing” ativo.	44
Figura 14- Desempenho BER de um pré-codificador baseado em GSM MU-MIMO e um pré-codificador baseado em MU-MIMO convencional.	45
Figura 15- Esquema do GSFIM.	48
Figura 16- Desempenho BER dos diferentes recetores, 1024-QAM (17,75 bps/utilizador/utilizador canal).	54
Figura 17- Desempenho BER dos diferentes recetores, 256-QAM (14,75 bps/utilizador/utilizador canal).	55
Figura 18- Desempenho BER dos diferentes recetores, 64-QAM (11,75 bps/utilizador/utilizador canal).	55
Figura 19- Desempenho BER dos diferentes recetores, 16-QAM (8,75 bps/utilizador/utilizador canal).	56
Figura 20- Desempenho BER dos diferentes recetores, QPSK (5,75 bps/utilizador/utilizador canal).	56
Figura 21- Desempenho do BER para o recetor OB-MMSE com diferentes cenários em 1024-QAM.	57

Figura 22- Desempenho do BER para o recetor OB-MMSE com diferentes cenários em 256-QAM. 58

Índice de Tabelas

Tabela 1- Algoritmo de design iterativo geral para cada utilizador k	36
Tabela 2- Solução refinada para o algoritmo baseado na procura pelo vizinho mais próximo para o utilizador k	37

Lista de Abreviaturas e Siglas

5G	-	Quinta Geração
ADMM	-	<i>“Alternating Direction Method of Multipliers”</i>
AI	-	Índice Ativo
BD	-	Diagonalização por Blocos
BER	-	Taxa de Erros de Bits
BS	-	Estação Base
CDMA	-	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CSI	-	Informação do Estado de Canal
CSIT	-	Informação do Estado de Canal no Emissor
EE	-	Eficiência Energética
FDMA	-	Acesso Múltiplo por Divisão na Frequência
GSFIM	-	Modulação de Índices Generalizada no Espaço-Frequência
GSM	-	Modulação Espacial Generalizada
GSM-MIM	-	Modulação Espacial Generalizada com Modulação Multi-Indexada
IM	-	Modulação de Índices
IoT	-	Internet das Coisas
MA-SM	-	Modulação Espacial Multi-Ativa
MIMO	-	<i>“Multiple Input Multiple Output”</i>
MLD	-	<i>Detetor de Máximo Verossimilhança</i>

MMSE	-	<i>“Minimum Mean-Squared Error”</i>
MU	-	Multiutilizador
NOMA	-	Acesso Múltiplo Não-Ortogonal
OB-MMSE	-	<i>“Ordered Block - Minimum Mean-Squared Error”</i>
OFDM	-	Multiplexagem Ortogonal por Divisão na Frequência
OFDMA	-	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência Ortogonal
PAPR	-	<i>“Peak-to-Average Power Ratio”</i>
PSK	-	<i>“Phase Shift Keying”</i>
PSM	-	Pré Codificador para Modulação Espacial
QAM	-	<i>“Quadrature Amplitude Modulation”</i>
QoS	-	Qualidade de Serviço
QPSK	-	<i>“Quadrature Phase-Shift Keying”</i>
RF	-	Rádio-Frequência
SDMA	-	Acesso Múltiplo por Divisão no Espaço
SE	-	Eficiência Espectral
SINR	-	Relação Sinal-Interferência-mais-Ruídos
SM	-	Modulação Espacial
SM-OFDM	-	Modulação Espacial com Multiplexagem Ortogonal por Divisão na Frequência
SNR	-	Relação Sinal-Ruído
TDMA	-	Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo

- V-BLAST - *Vertical- Bell Laboratories Layered Space-Time*
- V2V - Veículo para Veículo
- ZF - *Zero-Forcing*

Capítulo 1 – Introdução

1.1. Motivação e Enquadramento

As comunicações sem fio 5G esperam trazer tanto a elevada eficiência de espectro como uma alta eficiência energética. Para atender aos requisitos, novas técnicas foram propostas, entre elas, a recente e emergente Modulação de Índices que atraiu um interesse significativo pois ativa judiciosamente um subconjunto de determinados elementos constitutivos das comunicações, tais como as antenas, sub-portadoras e/ou “time-slots”, tendo o potencial para cumprir as necessidades exigentes do 5G[1]. Um dos exemplos mais conhecidos corresponde aos esquemas de antenas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) baseados em modulações espaciais generalizadas (GSM) que surgiram recentemente como uma técnica atraente para alcançar uma maior eficiência energética (EE). As GSM podem ser consideradas como um compromisso entre as transmissões MIMO convencionais e as transmissões RF simples, já que apenas um subconjunto das antenas de transmissão disponíveis está ativo num determinado momento, reduzindo assim o número de cadeias de RF necessárias. Como a informação é codificada na combinação de antenas ativas e também nos símbolos modulados transmitidos nas antenas ativas, o GSM pode alcançar uma maior eficiência espectral do que as comunicações por antena simples.

Por outro lado, também existe a multiplexagem ortogonal por divisão na frequência (OFDM), que até agora tem estado no centro de uma vasta gama de sistemas de comunicação. Embora seja uma boa solução, poderá ser difícil usá-la para satisfazer todos requisitos das redes da próxima geração (pós-5G). Por isso foram exploradas novas técnicas onde surgiram os esquemas de modulação SM-OFDM (OFDM com modulação espacial) e OFDM-IM (OFDM com modulação de índice) que podem ser classificados na categoria de Modulação de Índices. Estes regimes de modulação transmitem informação adicional com pouco ou nenhum consumo de energia. De um modo geral, a modulação espacial (SM) mapeia um bloco de bits transmitidos por um símbolo a uma determinada antena de transmissão, na qual o mesmo símbolo transmitido a partir de diferentes antenas transmite diferentes informações (bits)[2].

Além disso, esquemas de pré-codificação linear desenhados para sistemas GSM de *downlink* multiutilizador podem trazer muitas melhorias e vantagens uma vez que permitem alcançar, não só uma interferência inter-utilizador (IUI) reduzida ou mesmo nula mas também uma relação sinal/ruído máxima, mantendo as características de seleção de antenas do GSM, o que significa que apenas algumas das antenas estão ativas, enquanto que as restantes são silenciadas.

1.2. Objetivos

Este trabalho terá um foco na conceção de pré-codificadores de baixa complexidade e no desenvolvimento de algoritmos combinadores para esquemas de comunicação multiutilizador em arquiteturas de antenas de grande escala assistidas com modulações de índice implementadas no espaço e na frequência. Para atingir este objetivo, a tarefa de pré-codificação será projetada com o objetivo de minimizar a interferência entre os utilizadores, enquanto que o problema da deteção será formulado numa forma adequada para a aplicação de técnicas de reconstrução de sinais esparsos discretos. O desempenho dos métodos propostos será avaliado e comparado usando simulações numéricas.

1.3. Métodos de Investigação

O método de pesquisa que é utilizado divide-se em quatro etapas. É um método cíclico, devido à possibilidade de regressão sempre que for necessário, a fim de garantir uma maior fiabilidade dos resultados. As quatro fases são:

- **1º fase: Definição dos Objetivos** - Na primeira fase, é necessário estudar e perceber quais são as melhores tecnologias e métodos que serão utilizados para alcançar o objetivo principal;
- **2º fase: Desenvolvimento do sistema** – Na segunda fase, o foco será no desenvolvimento do simulador utilizando em conjunto as novas tecnologias emergentes.

- **3º fase: Testes e análise dos resultados** – Na terceira fase o sistema deve ser testado para ver se funciona como pretendido e se atinge as componentes necessárias, de outra maneira devem ser feitas alterações para chegar ao sistema final pretendido.
- **4º fase: Avaliação** – O sistema final, ainda em protótipo, deve ser avaliado e testado.

Quando um problema é identificado após a fase de avaliação, é necessário repetir a segunda, terceira e quarta fases, a fim de alcançar os objetivos estabelecidos na primeira fase. Isto forma um processo de ciclo, como já referido, que terminará quando todos os objetivos forem alcançados.

1.4. Estrutura e organização da dissertação

Esta dissertação é composta por cinco capítulos, cada um com várias secções e subsecções. O primeiro capítulo inclui uma visão geral sobre o domínio das telecomunicações e das recentes técnicas emergentes no pós 5G.

No segundo capítulo, é apresentado um levantamento do estado da arte para compreender os conceitos fundamentais relacionados com este trabalho, as metodologias existentes no domínio destas novas técnicas e sistemas, o que já existe e o que foi desenvolvido na investigação internacional relacionada com o tema em estudo.

No terceiro capítulo, será apresentado o estudo de um sistema MU-MIMO, onde os símbolos GSM são transmitidos simultaneamente para vários utilizadores com a aplicação de um pré-codificador na estação base (BS).

No quarto capítulo é feita uma extensão do estudo feito no quarto capítulo, com a introdução da indexação da frequência no sistema, sendo feita uma comparação entre vários detetores.

No quinto capítulo são apresentadas as principais conclusões desta dissertação, e algumas sugestões que poderão ser desenvolvidas numa perspectiva de trabalho futuro.

1.5. Contribuições

O trabalho realizado nesta dissertação resultou em duas publicações, uma para uma conferência como 1º autor e outra para uma revista como co-autor, ambas tendo como base o capítulo 3 desta dissertação. As publicações foram:

- J. P. Pavia, V. Velez, B. Brogueira, N. Souto, and A. Correia, “Precoded Generalized Spatial Modulation for Downlink MIMO Transmissions in Beyond 5G Networks,” *Applied Sciences*, vol. 10, no. 18, p. 6617, Sep. 2020.
- B. Brogueira, J. P. Pavia, N. Souto and A. Correia, “Precoder and Combiner Design for Generalized Spatial Modulation based Multiuser MIMO Systems”, WPMC 2020 - The 23rd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, October 2020.

1.6. Notações

Ao longo desta dissertação, a seguinte notação é adotada: Matrizes e vetores são designados por letras maiúsculas ou minúsculas a negrito, respetivamente, $(\cdot)^T$ e $(\cdot)^H$ designam a matriz transposta e o conjugado transposto, $\lfloor \cdot \rfloor$ é a função “*floor*”, $\binom{N}{k}$ designa o número de combinações de N símbolos obtidos k de cada vez, e a função $\text{supp}(\mathbf{x})$ retorna o conjunto de índices de elementos não-zero de \mathbf{x} (i.e., o suporte de \mathbf{x}).

Capítulo 2 – Revisão da Literatura

Este capítulo é baseado numa investigação e numa pesquisa das principais tecnologias e mecanismos que vão permitir a realização do trabalho final. Na secção 2.1 abordam-se todos os conceitos sobre o 5G, o que esta geração trouxe de novo aos dias de hoje e o que poderá vir a trazer com o pós-5G. Na secção 2.2 aborda-se o tema da Modulação de Índices, os seus conceitos e técnicas utilizadas. Na secção 2.3 aborda-se o tema da Pré-Codificação para o *Downlink* em sistemas MIMO e todos os seus domínios. Todas estas secções se relacionam com o principal objetivo de, juntamente com o tema das Modulações Espaciais abordado na secção 2.2, desenvolver um sistema a fim de atingir o objetivo final.

2.1. O 5G e o Pós-5G

A tecnologia tem evoluído imenso ao longo dos anos e existem necessidades que nos trouxeram até ao 5G. Esta que é a quinta geração de rede móvel, que vem suceder ao 1G (criado em 1980), ao 2G (criado em 1990), ao 3G (criado em 2000) e ao 4G (criado em 2010). O 1G era apenas destinado a chamadas de voz e tinha uma velocidade de 2,4 kilobits (kbps) por segundo. O 2G passou a incluir também mensagens de texto e já tinha uma velocidade de 64 kbps. Com o 3G, no início do milénio, passou-se para uma velocidade de 384 kbps, incluindo então, além das chamadas de voz e das mensagens escritas, a internet através de dados móveis. Foi com o 4G que se chegou à banda larga móvel, numa velocidade entre 100 Mb (Mbps) e 1 Gb (Gbps) por segundo, mas com as redes de telecomunicações a implementarem o 5G aumentou-se ainda mais a velocidade, atingindo valores até 20Gbps[3]. Na Figura 1, observam-se algumas diferenças entre o 4G e o 5G, podendo já se verificar algumas evoluções que foram feitas.

Comparing 4G and 5G

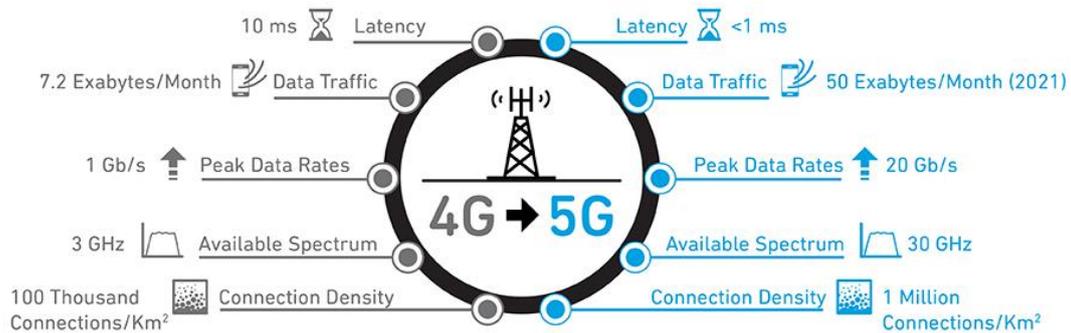


Figura 1- Diferenças entre 4G e 5G, retirado de “Getting to 5G: Comparing 4G and 5G System Requirements”, <https://www.qorvo.com/design-hub/blog/getting-to-5g-comparing-4g-and-5g-system-requirements>.

Além do aumento da velocidade, espera-se que o 5G desencadeie um grande aumento do conceito de IoT, onde as redes podem atender às necessidades de comunicação de bilhões de dispositivos conectados, com o compromisso certo entre a velocidade, a latência e o custo. Na Figura 2 observa-se mais em pormenor alguns requisitos e especificações do 5G.

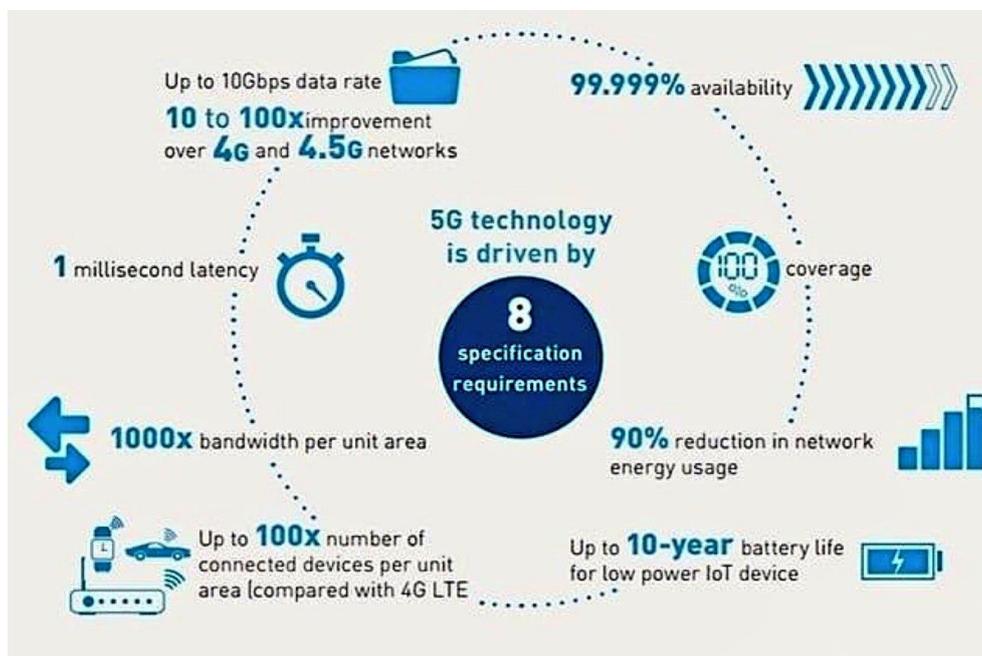


Figura 2- Especificações do 5G, retirado de “Introducing 5G technology and networks (definition, features, 5G vs 4G and use cases)”, <https://www.gemalto.com/mobile/inspired/5G>.

Em suma, pode-se fazer uma retrospectiva e tirar algumas conclusões acerca do 5G [4]:

- Latência do serviço menor que 1 milissegundo;
- Número de dispositivos móveis conectados até 2021 é de 11 bilhões;
- Velocidade de dados até 20 Gbps;
- Largura de Banda de 100MHz abaixo dos 6GHz e 400MHz acima dos 6GHz;
- Disponibilidade do Serviço nos 99,99%;
- Maior eficiência energética, com maior duração das baterias;

Cada geração de redes móveis trouxe as suas próprias inovações técnicas, tanto na rede bem como no terminal do utilizador. Múltiplos esquemas de acesso foram constantemente aprimorados, desde a utilização de uma única portadora por canal, passando pelo acesso múltiplo por divisão na frequência (FDMA), acesso múltiplo por divisão na frequência e no tempo (FDMA/TDMA), acesso múltiplo por divisão de código (CDMA), acesso múltiplo por divisão de frequência ortogonal (OFDMA) e mais recentemente o acesso múltiplo não ortogonal (NOMA), com um gigantesco e progressivo crescimento da capacidade da rede em termos do número de utilizadores “ligados” ao mesmo tempo com uma qualidade de serviço adequada (QoS).

Também ao nível da camada física das redes 5G foram feitas inovações fundamentais que fizeram com que fossem desenvolvidos sistemas MIMO em grande escala, sistemas de comunicação não ortogonais com multiportadora, tecnologias de retransmissão e comunicações de ondas milimétricas[5].

O 5G foi “construído” para ser a geração com mais inovação e evolução, sendo esta a mais dinâmica e flexível comunicação móvel até hoje. Mas a evolução continua e novas técnicas foram descobertas, técnicas essas que estão a ser desenvolvidas numa nova “era”, a do pós-5G.

As técnicas emergentes são[6]:

- Comunicações Terahertz
- Rede Integrada Espaço-Ar-Terra
- Eficiência Energética através da Modulação de Índices para Sistemas MIMO Avançados
- Técnicas de Full-Duplex
- “*Machine Learning*” e otimizações
- “*Exit Charts*” e Codificação Convolutacional Irregular

O foco desta dissertação será na melhoria da Eficiência Energética através de Modulação de Índices para Sistemas multiutilizador MIMO Avançados.

2.2. Modulação de Índices

Os sistemas MIMO convencionais podem alcançar uma eficiência de espectro alta, com muitas antenas, mas comprometem a eficiência energética devido ao consumo em grande escala de energia através do número das cadeias de RF necessários. A modulação OFDM é propensa à interferência entre portadoras induzida por Doppler. A sua inerente e alta “*Peak-to-Average Power Ratio*” (PAPR) também necessita de amplificadores de potência caros. Novas técnicas avançadas de modulação são, portanto, necessárias. Para este fim, as técnicas de modulação de índices (IM), recentemente emergentes surgem como um candidato promissor com potencial para satisfazer os requisitos do pós 5G[1].

Estas técnicas de IM referem-se a uma família de modulações que dependem dos estados de ativação de alguns recursos/blocos de construção para o envio de informação. Os recursos/blocos de construção podem ser físicos (por exemplo, antenas, sub-portadoras, “time-slots” e “frequency carrier”) ou virtuais (por exemplo, canais virtuais paralelos, constelação de sinais, matriz espaço-tempo e ordem de ativação das antenas). Uma característica distinta da IM é que parte da informação está implicitamente incorporada no sinal transmitido. Consequentemente, um número muito menor de cadeias de RF é necessário por exemplo para uma configuração MIMO maciça através da seleção aleatória de antenas de transmissão de acordo com os bits de informação. Isto é o caso do esquema designado por modulação espacial (SM-MIMO) o qual apresenta um equilíbrio favorável entre SE e EE.

As técnicas de IM existentes são aplicadas principalmente no espaço, no espaço-tempo, na frequência e no espaço-frequência, entre as quais, todas utilizam os canais de rádio ativos para transportar informação. De um modo geral, a IM divide os bits de informação em “index bits” e “classic bits”. Os primeiros determinam quais os canais de rádio (antenas, sub-portadoras, etc.) que estão ativas, e os segundos são mapeados para símbolos de constelação convencionais que devem ser transportados pelos recursos ativos. Suponhamos que k de entre os n índices de recursos estão ativos. O SE do sistema em termos de bits por segundo por Hertz é:

$$S_{IM} = \frac{1}{n} \log_2(C_k^n) + \frac{n}{k} \log_2(M) \quad (1)$$

index bits *constellation bits*

onde C_k^n representa o coeficiente binomial e M é o símbolo da constelação[1]. A Figura 3 representa um modelo básico desta técnica IM.

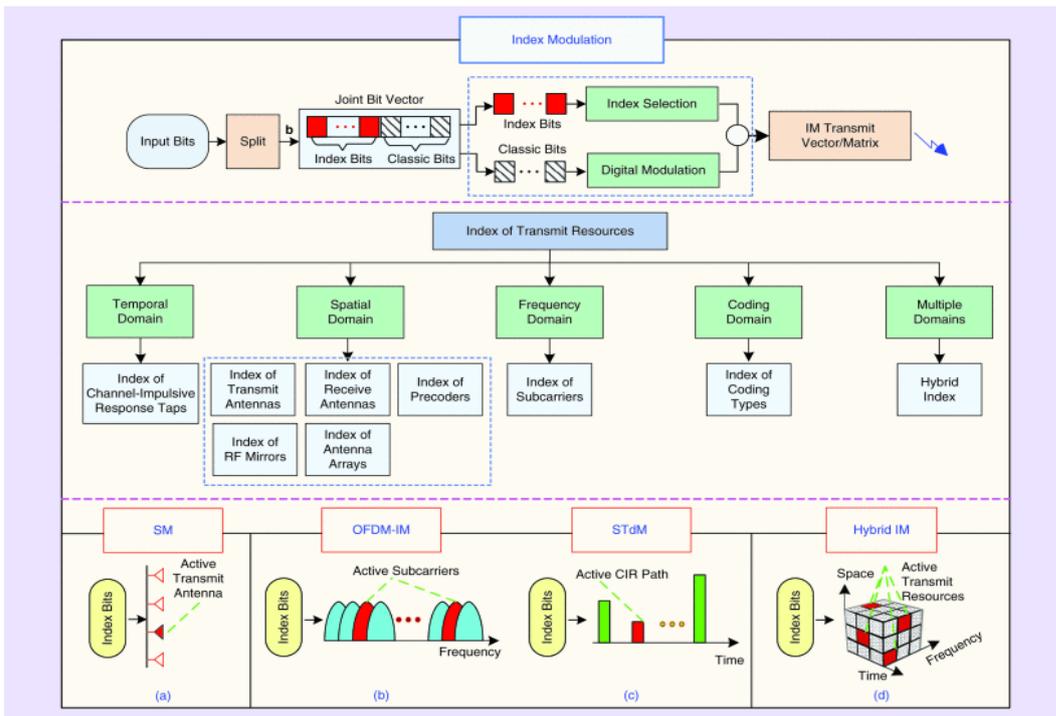


Figura 3- O modelo básico de IM, retirado de [3].

2.2.1. Modulação Espacial

A Modulação Espacial (SM) é uma forma inovadora de transmitir informação através dos índices das antenas de transmissão de um sistema MIMO $N_{rx} \times N_{tx}$, para além dos convencionais grupos de sinais M-ary, em que $N_{rx} \times N_{tx}$ indicam o número de antenas de transmissão e receção, respetivamente. Ao contrário dos esquemas MIMO convencionais que dependem da multiplexagem espacial para aumentar a velocidade de transmissão de dados ou da variabilidade espacial para melhorar o desempenho em termos de erros, as múltiplas antenas de transmissão de um sistema MIMO são utilizadas para um fim diferente num esquema que utilize SM. Mais especificamente, existem duas unidades de transporte de informação num sistema com SM: índices de antenas de transmissão e símbolos da constelação “M-ary” (constelação que transmite mais que um bit a bit de uma vez).

Para cada intervalo de sinalização, um total de $\log_2 N_{tx} + \log_2 M$ bits entram no transmissor de um sistema SM, em que M é a dimensão da constelação (aglomerado) de sinais considerada. A sequência de bits $\log_2 M$, que vêm da variável de entrada, é usada para modular a fase e/ou amplitude de um sinal portador tradicionalmente, enquanto a sequência de bits restantes $\log_2 N_{tx}$ são reservados para a seleção do índice da antena de transmissão ativa que realiza a transmissão do sinal modulado correspondente. Por outro lado, o detetor da máxima verosimilhança ótima do esquema de SM procura tanto por todas as antenas de transmissão possíveis como também pela constelação M -ary correspondente para decidir sobre ambos: o símbolo transmitido e o índice da antena de transmissão ativa.

A transmissão de informações por via da antena ativa, faz com que a SM desfrute do ganho de multiplexagem espacial com um único transmissor de corrente RF, como ilustrado na Figura 4 a). Portanto, a SM é mais eficiente em termos energéticos, e a sua complexidade de deteção é inferior à dos sistemas V-BLAST.

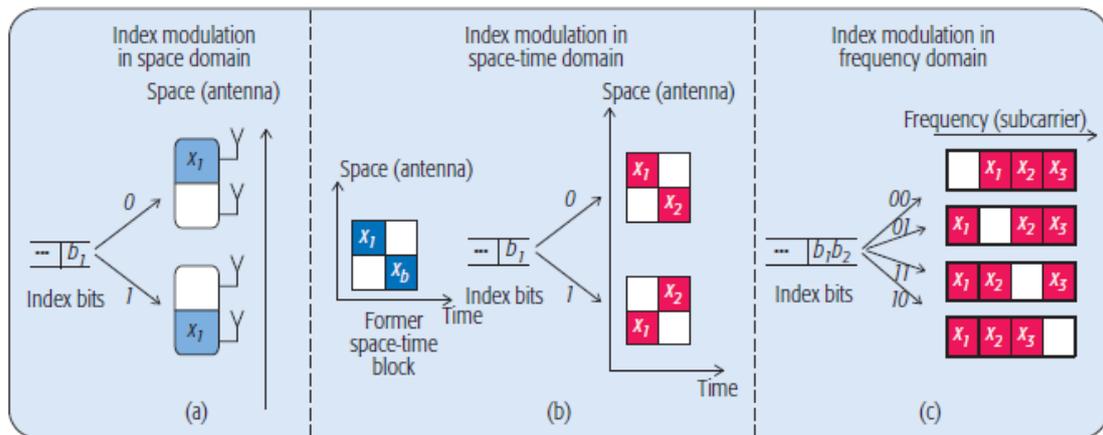


Figura 4- "Index Modulation" em diferentes domínios, retirado de [1].

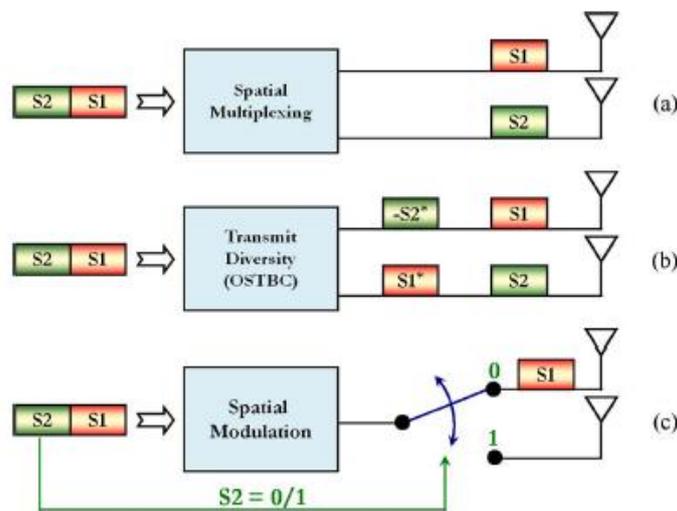


Figura 5- Três conceitos utilizados em MIMO, retirado de [6].

Para ajudar a perceber a diferença entre o SM e outros esquemas MIMO, na Figura 5 apresentam-se três conceitos utilizados nos sistemas MIMO. No conceito (c) representa-se a modulação espacial implementada em sistemas MIMO, onde apenas o símbolo S_1 é explicitamente transmitido, enquanto o outro S_2 é implicitamente transmitido através da determinação do índice do transmissor ativo em cada utilização do canal. Por outras palavras, no SM-MIMO, os bits de informação são modulados em duas unidades portadoras de informação: a) um símbolo PSK/QAM; e em b) num único transmissor ativo através de um mecanismo de comutação de antena orientado por informação.

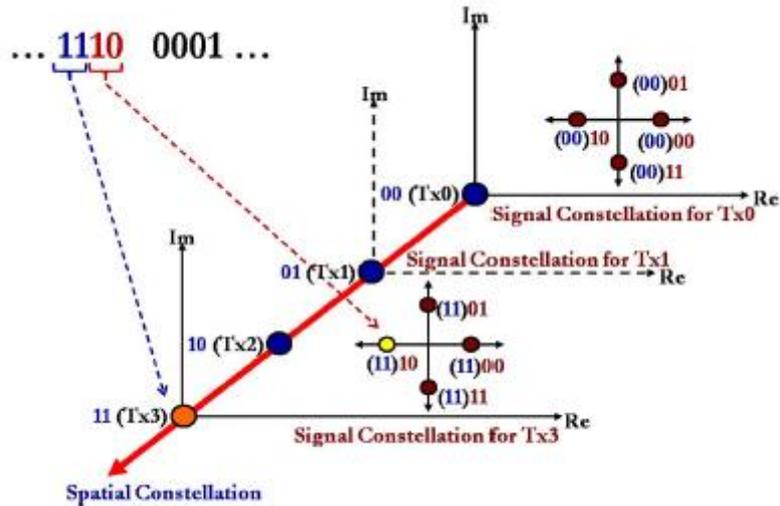


Figura 6- Mecanismo de Codificação em SM, retirado de [6].

Na Figura 6, o mecanismo de codificação do sistema de SM-MIMO é ilustrado para $n_T = M = 4$ considerando o uso de um canal genérico. Neste canal usado na Fig. 2.6, o bloco de bits a ser codificado é "1100". O primeiro bloco, $\log_2 n_T = 2$ bits, "11," determina a única antena de transmissão ativa, TX₃, enquanto o segundo bloco $\log_2 M = 2$ bits, "00," determina o símbolo PSK/QAM transmitido[7].

A Figura 2.6 ilustra algumas características dos sistemas de SM-MIMO:

- A antena de transmissão que é ativa pode alterar a utilização de cada canal de acordo com os bits de entrada. Assim, a comutação da antena de transmissão é feita num modo eficaz de mapear os bits de informação para transmitir os índices da antena e de aumentar a taxa de transmissão.
- Os bits de informação são modulados num diagrama de constelação 3D, que generaliza o conhecido 2D (complexo) diagrama de sinal-constelação de esquemas de modulação PSK/QAM. A terceira dimensão é fornecida pela matriz de antenas, onde alguns dos bits são mapeados para as antenas de transmissão.

Uma desvantagem da SM é que a informação transmitida pelo índice da antena aumenta de acordo com $\log_2 N_{tx}$, onde N_{tx} é o número de antenas transmissoras.

Pode-se concluir que o sistema de SM oferece um interessante equilíbrio entre complexidade, eficiência energética/espectral e desempenho de erros[5].

Em [8] foi proposta uma versão com pouca complexidade, pelos autores, da técnica de SM, para comunicações inter-veículos, onde foi utilizado um modelo geral de canal estatístico V2V (Veículo-para-Veículo: suporta a transmissão, sem fio, de dados entre veículos) para a análise do desempenho do sistema.

2.2.2. Modulação Espacial Generalizada (GSM)

O esquema de modulações espaciais generalizadas (GSM) melhora a eficiência espectral da SM aumentando o número de antenas ativas de transmissão. No GSM, várias antenas são selecionadas como ativas para transmitir o mesmo símbolo de informação. Considerando que a informação é codificada na combinação de antenas ativas e, também nos símbolos modulados, transmitidos nas antenas ativas, o GSM pode alcançar uma maior SE do que as comunicações com uma única antena. Além disso, o GSM pode ser considerado como um compromisso entre as transmissões convencionais MIMO e as transmissões simples de radiofrequência (RF), uma vez que apenas um subconjunto das antenas de transmissão disponíveis está ativo durante um determinado período de tempo, reduzindo assim o número de cadeias de RF necessárias.

Denominando o número de antenas de transmissão ativas por N_a e o número de antenas por N_{tx} , onde $N_a < N_{tx}$, então o número de bits de informação que podem ser transmitidos para cada intervalo de comunicação é dado por $\text{floor} \left[\log_2 \binom{N_{tx}}{N_a} \right]$, para além dos bits $\log_2 M$ transmitidos pelos símbolos de dados M-ary. Desde que $\log_2 N_{tx} \leq \text{floor} \left[\log_2 \binom{N_{tx}}{N_a} \right]$ onde $N_{tx} = 2^n$ ($n = 1, 2, \dots$), o “domínio espacial” pode ser utilizado mais eficazmente pelo sistema GSM[5].

Em [9], os autores exploraram a técnica da GSM, que foi estendida até à modulação espacial multi-ativa (MA-SM), onde diferentes símbolos de transmissão de dados são enviados a partir das antenas de transmissão escolhidas, para que assim haja um aumento ainda maior da eficiência espectral.

2.2.3. Modulação de Índices na Frequência

O IM-OFDM é uma técnica de IM implementada no domínio da frequência, que estende o princípio de SM às sub-portadoras OFDM. No IM-OFDM, nem todas as sub-portadoras carregam símbolos de informação, com os índices das sub-portadoras inativas a transmitirem informação adicional via IM, conforme ilustrado na Fig. 2.6 c). Vários estudos demonstraram que o IM-OFDM pode superar o OFDM comum em termos da taxa de erros de bits (BER) para uma mesma SE. É revelado que:

- O IM-OFDM atinge a taxa máxima se, e somente se, as sub-portadoras de cada grupo experimentarem um desvio de atenuação, independente, por alguns meios de propagação;
- O IM-OFDM com agrupamento intercalado pode obter um ganho de sinal-ruído até 3 dB sobre o OFDM comum para M (dimensão da constelação de símbolos modulados) pequeno (normalmente 2 ou 4), embora essa melhoria se torne menor e até diminua à medida que M cresce.
- A vantagem do IM-OFDM sobre o OFDM comum pode ser maximizada escolhendo um número específico de sub-portadoras inativas (normalmente 1 ou 2) e é mais perceptível no caso das modulações PSK (Phase Shift Keying)[1].

Com algumas das técnicas exploradas no capítulo 2.2, os autores em [10] propõem um novo esquema que alarga a dimensão dos índices com duas constelações de sinais distintas, denominada assim de modulação espacial generalizada com modulação multi-indexada (GSM-MIM)[11]. Através deste esquema são transmitidos mais bits de informação extra pelos índices no espaço, em comparação com os tradicionais sistemas GSM. Já os autores em [12] propõem construir um “candidato” excepcional para aplicações IoT (Internet das Coisas) onde a baixa complexidade, o baixo consumo de energia e o alto fluxo de dados é fundamental. Para isso focam-se nos sistemas de

modulação de índices, que apresentam baixo consumo de energia e baixa complexidade operacional para comunicações multiutilizador, reduzindo assim a PAPR da OFDM.

2.3. Pré-Codificação para o Downlink em sistemas MIMO

2.3.1. Pré-Codificação Linear

A pré-codificação linear é uma generalização do SDMA (Acesso Múltiplo por Divisão no Espaço) tradicional, onde são atribuídas aos utilizadores diferentes matrizes de pré-codificação no transmissor. Os pré-codificadores são desenhados conjuntamente com base na informação do estado do canal de todos os utilizadores tendo em conta a otimização de um determinado critério, sendo exemplos o "zero-forcing" (ZF) e o erro quadrático médio mínimo (MMSE)[13].

De um ponto de vista prático, os critérios mais relevantes são a probabilidade de erro, "sum rate", e a relação sinal-interferência-mais-ruídos (SINR). A dificuldade de projetar uma pré-codificação otimizada da capacidade de *downlink*, principalmente devido ao acoplamento entre a potência, a formação do feixe e o pedido do utilizador, levou a que surgissem várias abordagens diferentes, desde a minimização da potência de transmissão, mantendo as restrições individuais do SINR, até a maximização do SINR na pior das hipóteses sob uma restrição de potência.

Considere-se o sinal transmitido para o utilizador k dado por $\mathbf{W}_k \mathbf{s}_k$, onde \mathbf{W}_k denota a matriz de pré-codificação para um qualquer utilizador e \mathbf{s}_k é o símbolo que vai ser transmitidos (vetor). Assume-se que o serviço será fornecido a um conjunto de K utilizadores selecionados (entre todos os utilizadores ativos). O sinal recebido pelo utilizador k é:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{l=1, l \neq k}^k \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{n}_k \quad (2)$$

Assume-se que cada utilizador tem M_k antenas e que se descodificam as transmissões em que o número de símbolos transmitidos para o utilizador k seja menor que M_k , que constituem os seus dados. O objetivo da pré-codificação linear é projetar $\{\mathbf{W}_k\}_{k=1}^K$ baseado no conhecimento da matriz do canal, tendo em conta a maximização de um determinado desempenho para cada transmissão.

Uma das abordagens mais simples para encontrar o pré-codificador é pré-multiplicar o sinal transmitido por uma matriz ZF ou MMSE devidamente formatada de forma inversa à matriz do canal de múltiplos utilizadores. Neste caso, pode-se supor, para simplificação, que $M_k = S_k = 1$. Assim, $\mathbf{H}_k = \mathbf{h}_k$ é um vetor e \mathbf{W}_k (o vetor de pré-codificação para o k^{th} utilizador) é escolhido como a k^{th} coluna da matriz pseudo-inversa (ou MMSE inverso) do canal composto $[\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_K^T]^T$. No caso em que os utilizadores selecionados não são suficientemente diferenciáveis, esta abordagem pode resultar no uso ineficiente da potência de transmissão, causando uma grande perda de velocidade em relação à solução ótima. Uma desvantagem adicional é que esta abordagem não se estende prontamente a múltiplas antenas de receção ou fluxos sem degradação adicional.

Uma generalização da capacidade de transmissão ZF ou MMSE é combinar a capacidade de transmissão linear com uma política de controlo de potência adequada para maximizar a "sum rate" ou realizar requisitos individuais de SINR para cada utilizador. Várias abordagens foram propostas, vários estudos foram realizados e concluiu-se que o transmissor requer que o número de antenas de transmissão seja pelo menos a soma de todas as antenas de receção dos utilizadores para satisfazer a restrição de dimensionalidade necessária para cancelar a interferência para cada utilizador [14].

2.3.2. Pré-Codificação para Modulações Espaciais

A modulação espacial pré-codificada (PSM) não ortogonal (NOMA-PSM) foi proposta para transmissões de *downlink* onde existe uma grande sobrecarga. O NOMA-PSM junta vantajosamente o conceito de IM e as técnicas NOMA, e, portanto, herda tanto os méritos da IM com "transceiver" de baixa complexidade como também as vantagens do NOMA com alta eficiência de largura de banda.

O princípio básico do PSM é que o transmissor ativa todas as suas antenas e formata os sinais de transmissão usando um pré-codificador linear desenhado para ativar uma única antena recetora num recetor multi-antena. Como resultado, o sinal modulado tem características de um sinal esparsa no domínio do espaço, onde estas características podem ser exploradas para reduzir o custo do “transceiver”, incluindo a complexidade de deteção[15].

Motivados pelas técnicas de mudança constante de portadora, através de vários canais de frequência, o conceito de PSM foi apresentado, pelos autores, pela primeira vez em [16]. Uma versão generalizada de PSM foi proposta em [17] para proporcionar maiores fluxos de transmissão através do acionamento de um subconjunto de todas as antenas de receção. Para cenários de alta frequência, os modelos de PSM e mmWave-MIMO foram abordados pelos autores em [18] com o objetivo de reduzir os custos de hardware do "transceiver" e aumentar o fluxo de dados.

Em [19] foram também propostos diferentes conceitos com o objetivo de abordar o ganho da diversidade alcançável de PSM.

Capítulo 3 – Generalized Space Index Modulation for Multiuser MIMO Systems

3.1. Introdução

Embora o GSM possa ser aplicado diretamente a cenários de ligações "uplink" multiutilizador (MU) [20], apenas alguns trabalhos alargaram a utilização do GSM a MU de ligação *downlink*. Em [21], apesar de descrever um sistema para comunicações de transmissão de vídeo ("Broadcast"), o esquema proposto também considerou a utilização do GSM para múltiplos utilizadores. No entanto, a eliminação de interferências entre utilizadores é feita no recetor, o que exige um grande número de antenas nos utilizadores. Por outro lado, a interferência entre utilizadores pode ser removida no transmissor através de um pré-codificador. Um exemplo disso é apresentado em [22] para o MU-MIMO convencional, onde os autores propuseram um pré-codificador chamado diagonalização de bloco (BD), que garante zero interferência entre utilizadores e pode ser encarado como uma generalização da inversão de canal. Foram introduzidos alguns esquemas pré-codificados para modulações espaciais (SM). Em [23] foi proposto um novo esquema de pré-codificação para a ligação *dowlink* de sistemas MU-SM. Este pré-codificador explora a informação do estado do canal (CSI) na BS, onde é calculada uma matriz de pré-codificação que permite que o sistema MU *downlink* seja decomposto em vários sistemas SM independentes, de um único utilizador. Outro esquema pré-codificado foi desenvolvido em [24], neste caso para sistemas GSM multiutilizador, com o objetivo de eliminar todas as interferências entre utilizadores, mantendo as características de seleção de antena do GSM, o que significa que apenas algumas das antenas estão ativas, enquanto as restantes são silenciadas. Deve-se ter em conta que em [23], o esquema só foi definido para SM enquanto que em [24] foi concebido especificamente para uma versão do GSM onde os símbolos M-QAM são os mesmos em todas as antenas ativas. Considerando isto, pode concluir-se que ambos os casos são limitados em termos de eficiência espectral. Como solução alternativa, neste capítulo vamos então estudar um sistema MU-MIMO, onde os símbolos GSM são transmitidos simultaneamente para múltiplos utilizadores. Para aumentar a SE da transmissão, diferentes símbolos são enviados em diferentes antenas (virtuais) e também em modulações M-QAM de índice elevado, com o tamanho da constelação a atingir $M=1024$ símbolos.

Para remover as interferências entre utilizadores, é aplicado um pré-codificador BD na BS enquanto que uma versão modificada do detetor GSM-SU de baixa complexidade apresentado em [25] é utilizada no recetor.

3.2. Modelo do Sistema

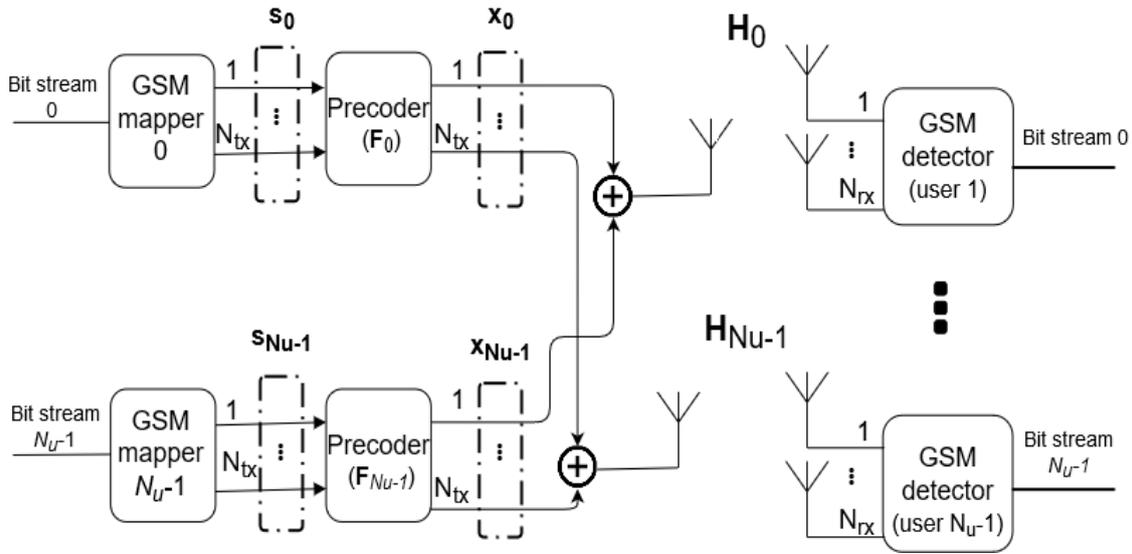


Figura 7- Esquema do transmissor e recetor GSM.

Neste estudo, considera-se um sistema MU-MIMO de *downlink* com uma BS e N_u utilizadores. A BS está equipada com N_{tx} antenas de transmissão e cada utilizador tem N_{rx} antenas de receção. O sinal é representado como $\mathbf{s} = \left[\mathbf{s}_0^T \dots \mathbf{s}_{N_u-1}^T \right]^T$, onde $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ contém a informação transmitida ao utilizador k , N_s indica o número de antenas por utilizador e $N_s \leq N_{tx}/N_u$. Considerando que o GSM está a ser utilizado, apenas N_a posições de \mathbf{s}_k podem ser diferentes de zero. Estas correspondem a índices ativos e transportam símbolos modulados. O vetor de sinal de cada utilizador pode ser escrito como

$$\mathbf{s}_k = [\dots, \mathbf{0}, \mathbf{s}_k^0, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}, \mathbf{s}_k^{N_a-1}, \mathbf{0}, \dots]^T \quad (3)$$

onde $\mathbf{s}_k^j \in \mathcal{A}$ ($j=0, \dots, N_a-1$) com \mathcal{A} designando um conjunto de símbolos de uma constelações M-QAM com valores complexos. Através deste modelo, a informação será dividida de tal forma que parte dos dados será utilizada para selecionar um índice ativo

(AI) a partir de um total de $N_{comb} = 2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{N_s}{N_a} \right) \right\rfloor}$ combinações de AI (AICs) que estão disponíveis por utilizador. Os restantes dados serão representados por N_a símbolos M-QAM de valor complexo. A SE resultante é então

$$N_{bits} = N_u \left\lfloor \log_2 \left(\frac{N_s}{N_a} \right) \right\rfloor + N_u N_a \log_2 M \quad (4)$$

bits por uso de canal (bpcu).

3.3. Estrutura do Emissor

A informação do estado do canal no emissor (CSIT) será utilizada para fazer o pré-processamento dos símbolos, utilizando um pré-codificador linear $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_0 \dots \mathbf{F}_{N_u-1}]$,

onde $\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times N_s}$. O sinal transmitido que será propagado através de um canal de desvanecimento plano, pode ser escrito como

$$\mathbf{x} = \sum_{k=0}^{N_u-1} \mathbf{x}_k = \sum_{k=0}^{N_u-1} \mathbf{F}_k \mathbf{s}_k. \quad (5)$$

O sinal de banda de base recebido pelo utilizador k pode ser representado por

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_u-1} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_k \quad (6)$$

onde $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{tx}}$ é a matriz do canal para a ligação entre a BS e o utilizador k e $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$ é o vetor de ruído com amostras que seguem uma distribuição gaussiana circular simétrica, com média nula e matriz de covariância $2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_{rx}}$. O primeiro termo desta expressão está relacionado com o sinal desejado e o segundo com a interferência causada pelos sinais dos outros utilizadores. A interferência multiutilizador pode ser eliminada utilizando um método BD, tal como proposto em [22], onde a matriz global equivalente do canal $\mathbf{H}\mathbf{F}$, com $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0^T & \dots & \mathbf{H}_{N_u-1}^T \end{bmatrix}^T$, se torna diagonal por blocos. Neste trabalho assumimos um pré-codificador BD simples, sem qualquer otimização potência, onde desenhamos cada matriz do pré-codificador de modo a fazer cumprir que $\mathbf{H}_i \mathbf{F}_k = 0$ para todos $i \neq k$. Esta condição pode ser satisfeita a partir do espaço nulo de $\tilde{\mathbf{H}}_k$ que é definida por

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0^T & \dots & \mathbf{H}_{k-1}^T & \mathbf{H}_{k+1}^T & \dots & \mathbf{H}_{N_u-1}^T \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

A fim de encontrar uma base ortonormal para o espaço nulo de $\tilde{\mathbf{H}}_k$, podemos calcular a sua decomposição em valores singulares (SVD) como

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_k^{(1)} & \tilde{\mathbf{v}}_k^{(0)} \end{bmatrix}^H \quad (8)$$

onde $\tilde{\mathbf{U}}_k$ é a matriz com os vetores singulares esquerdos e $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_k$ é uma matriz retangular diagonal que contém os valores não singulares não nulos. $\tilde{\mathbf{v}}_k^{(1)}$ e $\tilde{\mathbf{v}}_k^{(0)}$ contêm os vetores singulares direitos, correspondentes aos valores singulares não nulos e aos valores singulares nulos, respetivamente. Neste caso, o sinal recebido em cada recetor reduz-se a

$$\mathbf{y}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k, \quad (9)$$

onde $\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k$ é o canal equivalente de um único utilizador visto pelo recetor.

3.4. Estrutura do Recetor

Considerando o modelo do sistema, em combinação com a utilização de um pré-codificador BD, como descrito nas secções anteriores, cada recetor terá de efetuar uma deteção GSM mais simples para um único utilizador. Por esse motivo, podemos formular o problema do MLD relacionado com o recetor k como

$$\min_{\mathbf{s}} f(\mathbf{s}_k) \triangleq \left\| \mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k \right\|_2^2, \quad (10)$$

$$\text{subject to } \mathbf{s}_k \in \mathcal{A}_0^{N_s}, \quad (11)$$

$$\text{supp}(\mathbf{s}_k) \in \mathcal{S}, \quad (12)$$

onde $\mathcal{A}_0 \stackrel{\text{def}}{=} \mathcal{A} \cup \{0\}$ e \mathcal{S} representa o conjunto de AICs válidos, o qual tem um tamanho de N_{comb} . Neste trabalho, para resolver este problema não convexo, adota-se a mesma abordagem que se aplica em [25] e que se baseia no método de ADMM. Este método é usado como uma abordagem heurística para alcançar uma solução mais rapidamente que um método ótimo, embora possa não ser a melhor. Utilizando o ADMM, podemos dividir um problema complexo numa sequência de pequenos sub-problemas com soluções mais simples, conforme discutido em [26] com base na derivação apresentada em [25].

Tabela I

Tabela 1- Algoritmo de design iterativo geral para cada utilizador k

-
-
- 1: **Input:** $\mathbf{u}^0, \mathbf{w}^0, \mathbf{x}^0, \mathbf{z}^0, \hat{\mathbf{H}}_k, \mathbf{y}_k, \rho_x, \rho_z, Q$
 - 2: $f_{best} = \infty.$
 - 3: $\Phi \leftarrow \left(\hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k + (\rho_x + \rho_z) \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1}.$
 - 4: **for** $t=0, 1, \dots, Q-1$ **do**
 - 5: $\mathbf{s}_k^{(t+1)} \leftarrow \Phi \left(\hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{y}_k + \rho_x (\mathbf{x}^{(t)} - \mathbf{u}^{(t)}) + \right.$
 - 5: $\left. + \rho_z (\mathbf{z}^{(t)} - \mathbf{w}^{(t)}) \right).$
 - 6: $\mathbf{x}^{(t+1)} \leftarrow \prod_D \left(\mathbf{s}_k^{(t+1)} \right)$
 - 7: $\mathbf{z}^{(t+1)} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}} \left(\mathbf{s}_k^{(t+1)} + \mathbf{w}^{(t)} \right).$
 - 8: $I \leftarrow \text{supp} \left(\mathbf{x}^{(t+1)} \right).$
 - 9: $\hat{\mathbf{S}}_{\bar{I}}^{candidate} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{S}}_I^{candidate} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}^{N_a}} \left(\mathbf{s}_I^{(t+1)} \right).$
 - 10: **if** $f \left(\hat{\mathbf{S}}^{candidate} \right) < f_{best}$ **then**
 - 11: $\hat{\mathbf{S}}_{k, \bar{I}} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{S}}_{k, I} \leftarrow \hat{\mathbf{S}}_I^{candidate}.$
 - 12: $f_{best} = f \left(\hat{\mathbf{S}}^{candidate} \right).$
 - 13: **end if**
 - 14: $\mathbf{u}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{u}^{(t)} + \mathbf{s}_k^{(t+1)} - \mathbf{x}^{(t+1)}.$
 - 15: $\mathbf{w}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{w}^{(t)} + \mathbf{s}_k^{(t+1)} - \mathbf{z}^{(t+1)}.$
 - 16: **end for.**
 - 17: **Output:** $\hat{\mathbf{S}}_k$
-
-

A tabela I mostra o design do algoritmo iterativo geral resultante após aplicar-se o ADMM, que se propõe ser aplicado num recetor GSM. Nesta tabela $\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_u N_{tx} \times 1}$ são variáveis escaláveis duplas e ρ_x, ρ_z são parâmetros de penalização para assegurar que o algoritmo atinge um bom desempenho durante a sua execução. No algoritmo, Q é o número máximo de iterações, $\prod_D(\cdot)$ indica a projeção sobre o conjunto

$$D = \{s : \text{supp}(s) \in \mathcal{S}\} \text{ e } \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}}(\cdot) \text{ é a projeção sobre } \mathcal{A}_0^{N_s}.$$

Os valores iniciais \mathbf{u}^0 , \mathbf{W}^0 , $\mathbf{x}^{u(0)}$, \mathbf{Z}^0 exigidos pelo algoritmo, podem ser obtidos através de uma inicialização aleatória ou de outras estratégias, como descrito em [25]. Devido à natureza heurística do algoritmo proposto, não é garantido que este convergirá para a solução ótima do problema original do MLD (que não é convexo). Para aumentar as hipóteses de encontrar uma solução ótima e melhorar o desempenho do detetor GSM, neste trabalho propõe-se a utilização de várias estratégias diferentes. Uma delas é simples e consiste em reiniciar o algoritmo múltiplas vezes, utilizando diferentes inicializações [26]. Outra abordagem para melhorar o algoritmo pode ser conseguida verificando no final do algoritmo se algum dos P candidatos vizinhos, resulta numa melhoria de $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate})$. Estes vizinhos são escolhidos através dos símbolos que chegam ao recetor, onde neste caso consideram-se aquelas combinações menos prováveis (com potências mais baixas) e podem ser seleccionados entre os que têm os melhores suportes utilizando o algoritmo apresentado na Tabela II.

Tabela II

Tabela 2- Solução refinada para o algoritmo baseado na procura pelo vizinho mais próximo para o utilizador k

- 1: **Input:** $\hat{\mathbf{H}}_k, \mathbf{y}_k, \hat{\mathbf{s}}, \mathbf{s}_k^{(Q)}, f_{best}, P$
- 2: $\bar{D}_0 = D, I \leftarrow \text{supp}(\hat{\mathbf{s}})$
- 3: **for** $P = 1, \dots, P$ **do**
- 4: $\bar{D}_p = \bar{D}_{p-1} \setminus \{\mathbf{s} : \text{supp}(\mathbf{s}) = I\}$.
- 5: $\mathbf{x} \leftarrow \prod_{\bar{D}_p} (\mathbf{s}_k^{(Q)})$
- 6: $I \leftarrow \text{supp}(\mathbf{x})$.
- 7: $\hat{\mathbf{s}}_{\bar{I}}^{candidate} \leftarrow \mathbf{0}, \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}^{N_d}} (\mathbf{s}_I^{(Q)})$.
- 8: **if** $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate}) < f_{best}$ **then**
- 9: $\hat{\mathbf{s}}_{k, \bar{I}} \leftarrow \mathbf{0}, \hat{\mathbf{s}}_{k, I} \leftarrow \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate}$.
- 10: $f_{best} = f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate})$.
- 11: **end if**
- 12: **end for.**
- 13: **Output:** $\hat{\mathbf{s}}_k$

Um terceiro método de aperfeiçoamento possível consiste em resolver novamente o problema do MLD com o conjunto de suportes fixos de acordo com o ponto candidato $\hat{\mathbf{S}}_k$ gerado pelo algoritmo principal. Neste caso, quando se escolhem quais as antenas ativas, aplica-se uma simples estimativa MMSE projetada, ou seja, como

$$\hat{\mathbf{S}}_I^{candidate} = \Pi_{\mathcal{A}^{N_a}} \left(\left(\hat{\mathbf{H}}_{k,I}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,I} + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_a} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,I}^H \mathbf{y}_k \right), \quad (13)$$

onde se fixam os “0” da matriz resultante do algoritmo, descartam-se as colunas que estão preenchidas a 0 e as que restam são iguais ao número de antenas ativas.

Esta terceira abordagem é referida como a etapa de “polishing”.

3.5. Resultados

Nesta secção são apresentados os resultados das simulações obtidas experimentalmente, a fim de mostrar o desempenho do BER face à relação sinal/ruído (SNR) em dB, do sistema multiutilizador GSM proposto, com o objetivo de avaliar o impacto dos diferentes parâmetros de configuração do receptor, nomeadamente, o número de iterações, o número de inicializações, as etapas de “*polishing*” e o número de vizinhos. Foram para isso, consideradas várias modulações diferentes desde baixa até alta ordem: QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM e 1024-QAM. As figuras 8, 9, 10, 11 e 12, apresentam os resultados para um cenário com $N_{tx} = 170$, $N_{rx} = 10$, $N_u = 15$, $N_s = 17$ e $N_a = 2$, o que corresponde a uma eficiência espectral de 11 bps/utilizador canal para QPSK, 15 bps/utilizador canal para 16-QAM, 19 bps/utilizador canal para 64-QAM, 23 bps/utilizador canal para 256-QAM e 27 bps/utilizador canal para 1024-QAM. Na legenda de ambas as Figuras $n1 \times n2$ indica que o algoritmo do recetor foi executado com $n1$ reinicializações e $n2$ iterações. Introduzimos também os receptores OB-MMSE que são utilizados em [27], servindo assim de “*benchmark*”.

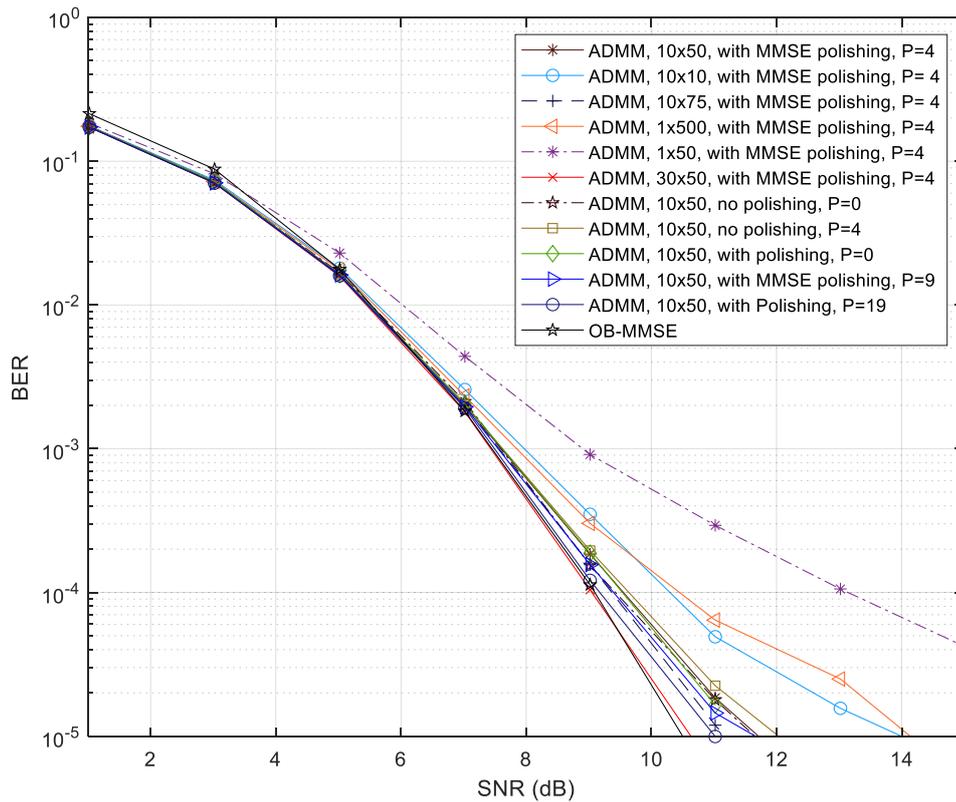


Figura 8- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, QPSK (11bps/utilizador/utilizador canal).

Começando por analisar a Figura 8 onde é apresentado o desempenho para QPSK, as curvas que apresentam melhores resultados é a do receptor OB-MMSE e a do ADMM que apresenta um valor de $P = 4$, 30 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, com um BER de 10^{-5} para um SNR de aproximadamente 10 dB. De seguida para um BER de 10^{-5} e um SNR de aproximadamente 11 dB apresentam-se duas curvas equivalentes, uma com um valor de $P = 19$, 10 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo e outra com $P = 4$, 10 reinicializações por 75 iterações e “*polishing*” ativo.

Como “piores” curvas destacam-se aquelas onde o valor de SNR é de aproximadamente 14 dB ou superior, com os valores de BER a serem superiores a 10^{-5} , com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 500 iterações e “*polishing*” ativo, outra curva com um valor de $P = 4$, 10 reinicializações por 10 iterações e “*polishing*” ativo, e por fim a curva onde $P = 4$, 1 reinicialização por 50 iterações e “*polishing*” ativo.

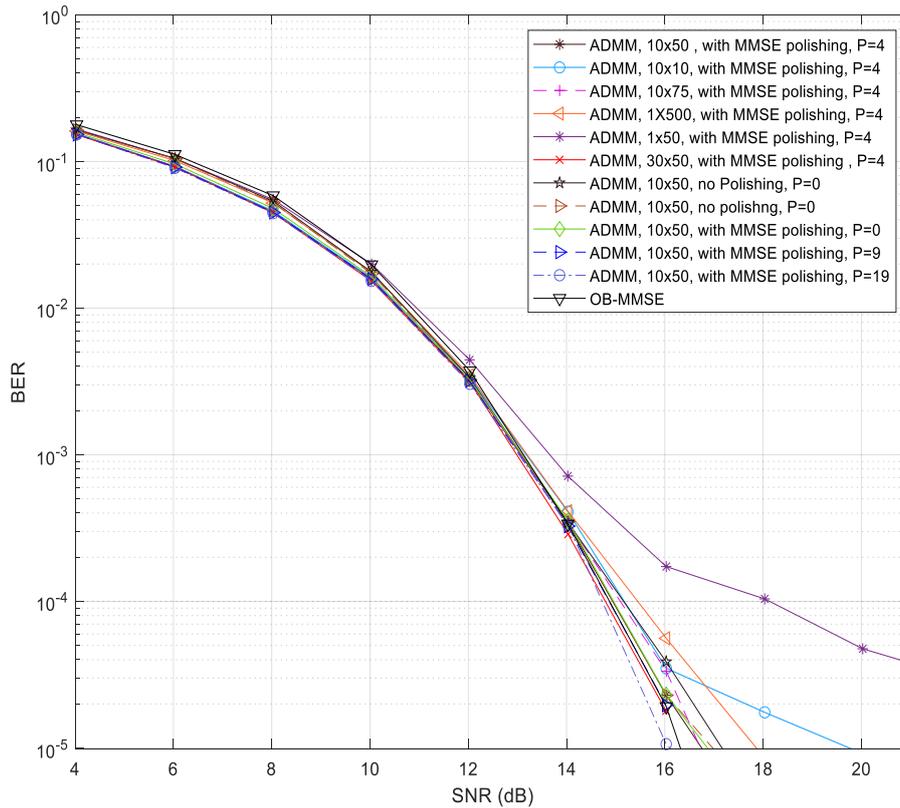


Figura 9- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 16-QAM (15bps/utilizador/utilizador canal).

Analisando a Figura 9 onde é apresentado o desempenho para 16-QAM, a curva que apresenta melhores resultados é a que tem um valor de $P = 19$, 10 reinicializações por 50 iterações, “*polishing*” ativo, com um BER de 10^{-5} para um SNR de 16 dB. De seguida para um BER de 10^{-5} e um SNR ≈ 16 dB apresentam-se três curvas equivalentes, uma com um valor de $P = 4$, 30 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, outra com os mesmos parâmetros que a anterior mas com $P = 9$ e por último a curva do recetor OB-MMSE.

Como “piores” curvas destacam-se aquelas onde o valor de SNR é de aproximadamente 18 dB ou superior, com os valores de BER a serem superiores a 10^{-5} , com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 50 iterações e “*polishing*” ativo, e também outra curva com um valor de $P = 4$, 10 reinicializações por 10 iterações e “*polishing*” ativo.

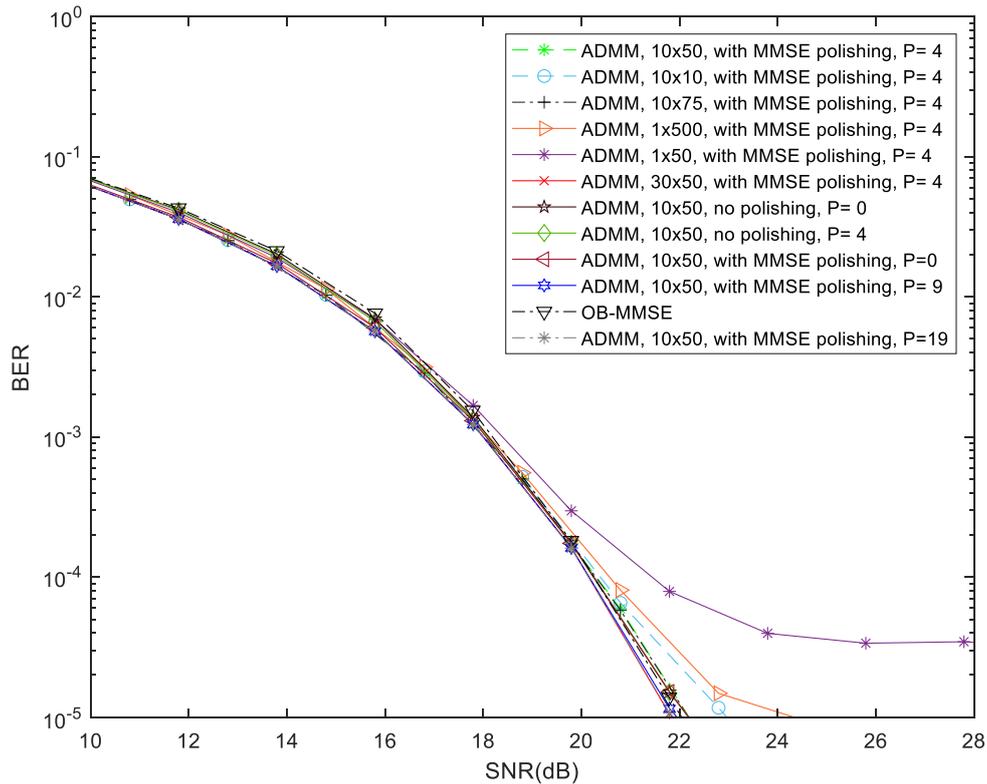


Figura 10- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 64-QAM (19bps/utilizador/utilizador canal).

Analisando também a Figura 10 onde se retrata o desempenho para 64-QAM, a curva que apresenta melhores resultados é a que tem um valor de $P = 19$, 10 reinicializações por 50 iterações, “*polishing*” ativo, com um BER de 10^{-5} para um SNR de aproximadamente 22 dB. De seguida para um BER de 10^{-5} e um SNR de aproximadamente 22 dB também se apresentam três curvas equivalentes, uma com um valor de $P = 4$, 30 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, outra com os mesmos parâmetros que a anterior mas com $P = 9$ e por último a curva do recetor OB-MMSE.

Como “piores” curvas destacam-se também aquelas onde o valor de SNR é de aproximadamente 23 dB ou superior, com os valores de BER a serem superiores a 10^{-5} , com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 50 iterações e “*polishing*” ativo, e também outra curva com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 500 iterações e “*polishing*” ativo.

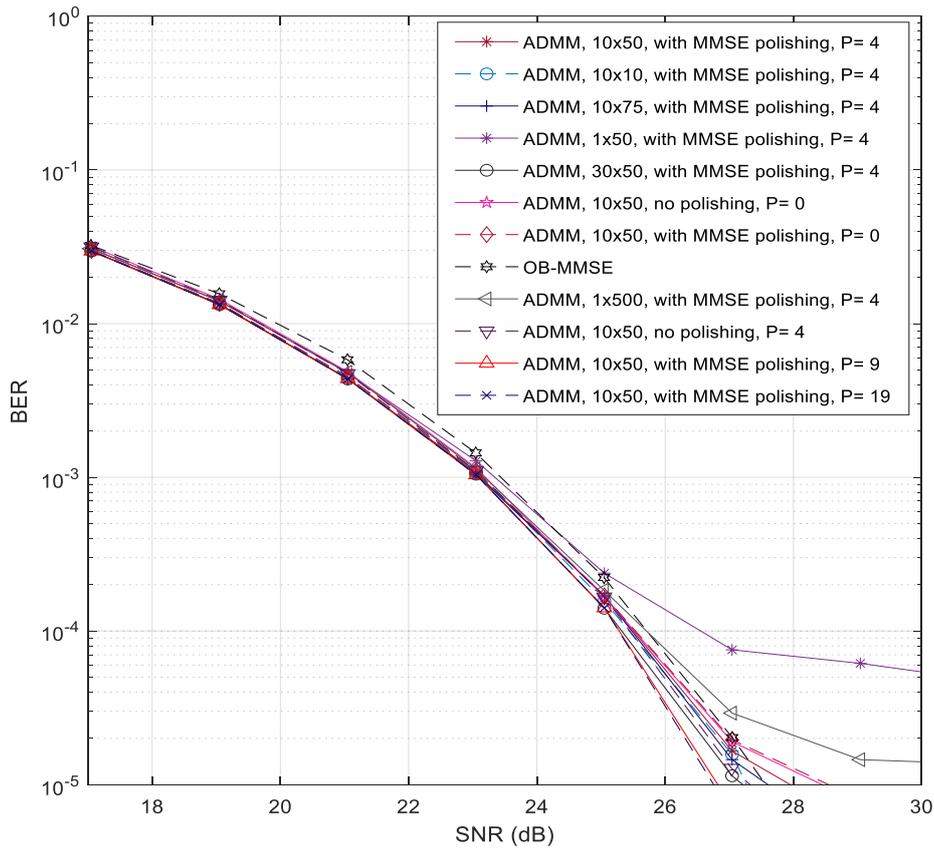


Figura 11- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 256-QAM (23bps/utilizador/utilizador canal).

Na Figura 11 é analisado também o desempenho para 256-QAM, onde se observa que existem duas curvas com um comportamento semelhante apresentando os melhores resultados, uma em que o valor de $P = 19$, 10 reinicializações por 50 iterações, “*polishing*” ativo, e outra com um valor de $P = 9$, 10 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, ambas com um BER de 10^{-5} para um SNR de aproximadamente 27 dB. De seguida para um BER de 10^{-5} e um SNR aproximadamente 27 dB também, apresentam-se duas curvas equivalentes mais destacadas, uma com um valor de $P = 4$, 30 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, outra onde $P = 4$, tem 10 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” desativo. Por último, ambas as curvas anteriores apresentam melhores resultados do que a curva do recetor OB-MMSE.

Como “piores” curvas destacam-se aquelas onde o valor de SNR é de aproximadamente 28 dB ou superior, com os valores de BER a serem superiores a 10^{-5} , com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 500 iterações e “*polishing*” ativo, e também outra curva com um valor de $P = 4$, 10 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo.

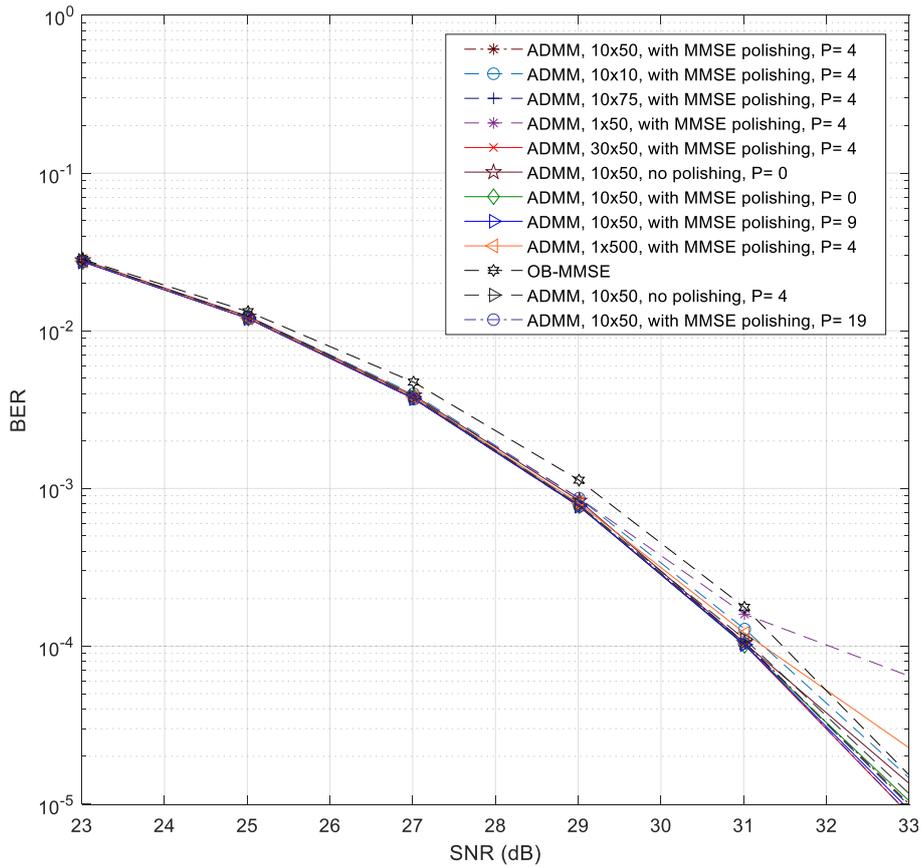


Figura 12- Desempenho BER do ADMM num cenário MU-MIMO com $N_{tx}=170$, $N_{rx}=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ e $N_a=2$, 1024-QAM (27bps/utilizador/utilizador canal).

Por fim, na Figura 12 é analisado também o desempenho para a modulação de 1024-QAM, onde se observa que o comportamento das curvas não diverge muito, no entanto podem-se destacar duas curvas como as que apresentam melhores resultados. A primeira é a do ADMM que apresenta um valor de $P = 4$, 30 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, a segunda é a que apresenta um valor de $P = 19$, 10 reinicializações por 50 iterações e “*polishing*” ativo, ambas estas com um BER de 10^{-5} e um SNR de aproximadamente 33 dB.

Como “piores” curvas destacam-se aquelas onde o valor de SNR é de aproximadamente 33 dB ou superior, com os valores de BER a serem superiores a 10^{-5} , com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 50 iterações e “*polishing*” ativo, e também outra curva com um valor de $P = 4$, 1 reinicialização por 500 iterações e “*polishing*” ativo. Em relação à curva do recetor OB-MMSE, só apresenta melhores resultados do que as curvas destacadas anteriormente como as “piores”, todas as outras têm melhor desempenho.

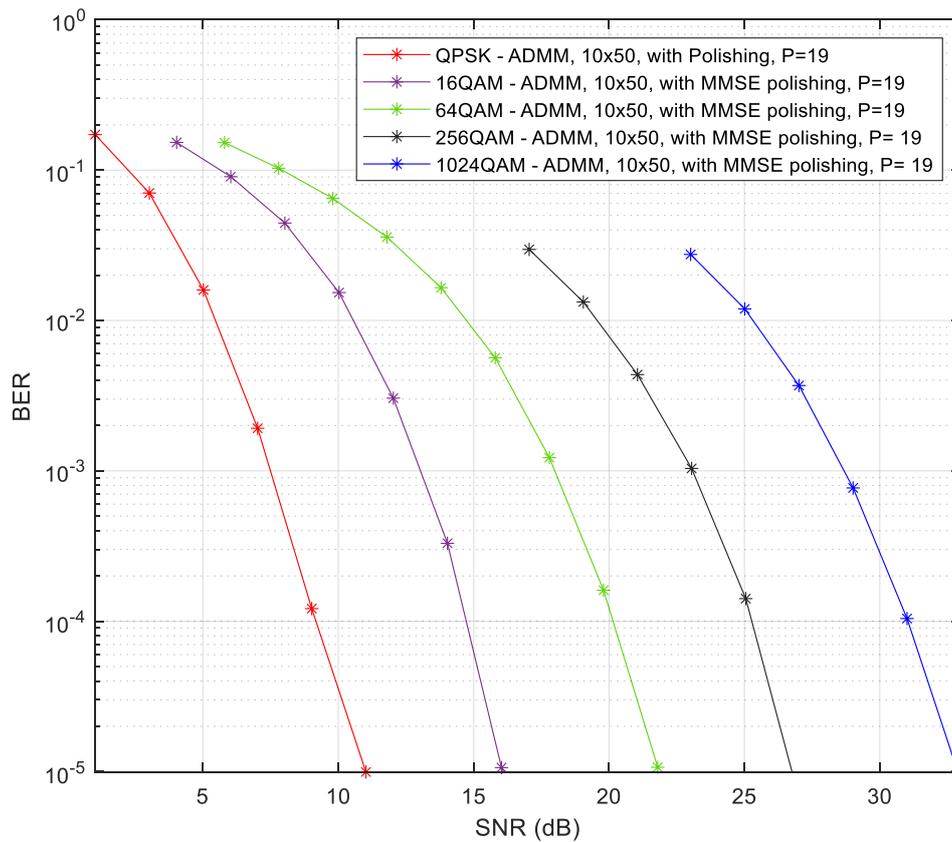


Figura 13 - Desempenho de cada modulação para $P = 19$, 10×50 , com “polishing” ativo.

Na Figura 13 estão reunidas as curvas que apresentaram bons resultados de desempenho, retiradas das Figuras 8, 9, 10, 11 e 12, cada uma para a sua modulação, desde QPSK até 1024-QAM, para valores de $P = 19$, 10 reinicializações por 50 iterações e “polishing” ativo. Como era esperado, podemos observar que à medida que passamos para modulações de maior ordem há uma degradação do desempenho, sendo a penalização adicional em SNR semelhante sempre que se passa para a modulação M-QAM imediatamente a seguir.

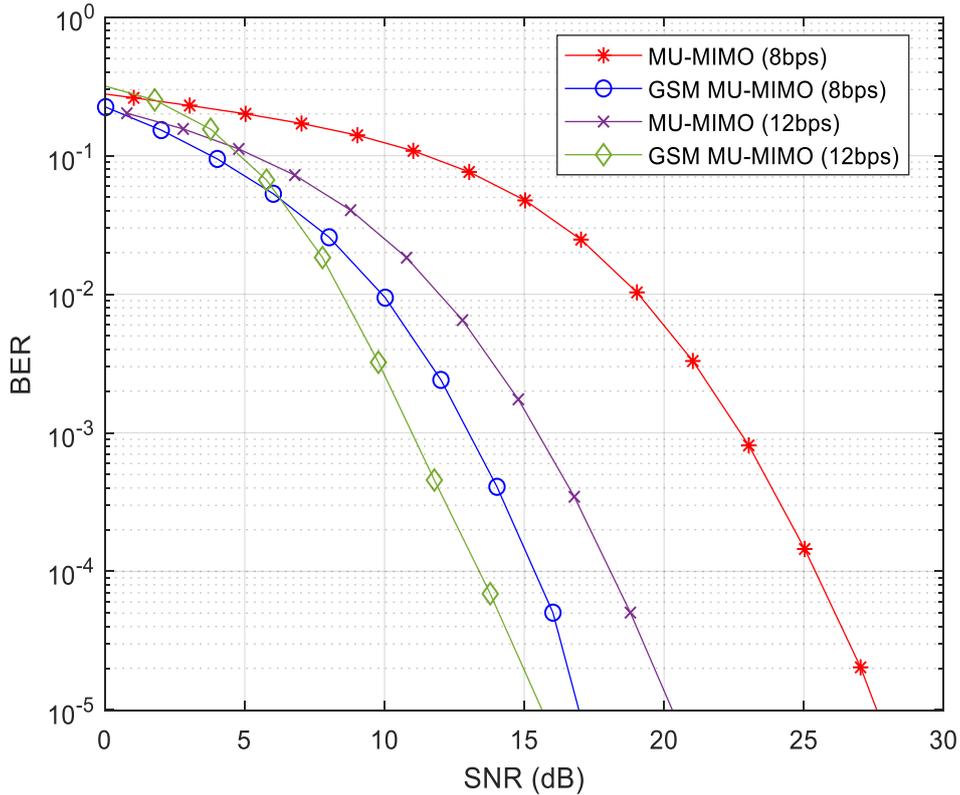


Figura 14- Desempenho BER de um pré-codificador baseado em GSM MU-MIMO e um pré-codificador baseado em MU-MIMO convencional.

Depois da análise do sistema, o objetivo agora é apresentar uma comparação entre um sistema MU-MIMO convencional e um sistema GSM MU-MIMO. A Figura 14 mostra os resultados para duas configurações diferentes, a primeira é uma comparação entre um pré-codificador BD num sistema GSM MU-MIMO com $N_{tx}=160$, $N_{rx}=6$, $N_u=10$, $N_s=16$, $N_a=1$, 16-QAM e um pré-codificador BD num sistema MU-MIMO convencional com $N_{tx}=60$, $N_{rx}=6$, $N_u=10$, $N_s=1$ e 256-QAM, ambos com uma SE de 8bps/user/channel. No segundo caso, uma comparação entre um pré-codificador BD num sistema GSM MU-MIMO com $N_{tx}=90$, $N_{rx}=8$, $N_u=10$, $N_s=9$, $N_a=3$, QPSK e um pré-codificador BD num sistema MU-MIMO convencional com $N_{tx}=80$, $N_{rx}=8$, $N_u=10$, $N_s=3$ e 16-QAM, ambos com uma SE de 12bps/user/channel.

Pode-se então verificar que o sistema GSM MU-MIMO apresenta melhor desempenho em relação ao sistema MU-MIMO convencional, mesmo com ordens de modulação inferiores.

Capítulo 4 – Generalized Space-Frequency Index Modulation

Neste capítulo, propõe-se a introdução da dimensão da frequência no GSM, criando-se assim um esquema de modulação de índices generalizada no espaço-frequência (GSFIM) que codifica os bits através da atribuição de índices, tanto no domínio espacial como no da frequência. Esta modulação de índices ao nível da frequência começou por ser inicialmente desenvolvida e estudada em [28] e [29].

O GSFIM pode ser visto como uma generalização do esquema de GSM apresentado no capítulo anterior, explorando o domínio da frequência também. No esquema proposto de GSFIM, os bits de informação são mapeados através da atribuição de índices para a combinação das antenas ativas no domínio espacial, da atribuição de índices para as sub-portadoras ativas (ou inativas) no domínio da frequência, e da modulação M-ary. Após o mapeamento, o sinal é modulado utilizando OFDM e é transmitido através das antenas selecionadas, melhorando o seu desempenho a nível de EE em relação ao GSM.

4.1. Modelo de Sistema para o GSFIM

Para este novo sistema propõe-se utilizar N_{tx} antenas de transmissão, N_{rf} canais RF de transmissão, onde $1 \leq N_{rf} \leq N_{tx}$, N sub-portadoras e N_{rx} antenas de receção. Assume-se que o canal entre cada par de antenas transmissoras e recetoras é seletivo na frequência, com um máximo de L multi-percursos. Quando o sistema é acionado, apenas N_{rf} antenas de transmissão vão ser ativadas enquanto que as restantes $(N_{tx} - N_{rf})$ continuam desativadas, ou seja, silenciadas. Considera-se então uma matriz \mathbf{B} com o tamanho de $N_{rf} \times N$, onde os bits de índice de frequência e os bits de modulação M-ary são incorporados nela. Esta matriz \mathbf{B} é dividida em várias sub-matrizes $\mathbf{B}_1 \dots \mathbf{B}_{N_b}$, ou seja, em N_b sub-matrizes, cada uma com o tamanho de $N_{rf} \times N_f$ em que $N_f = \frac{N}{N_b}$ é o número de sub-portadoras por cada sub-matriz.

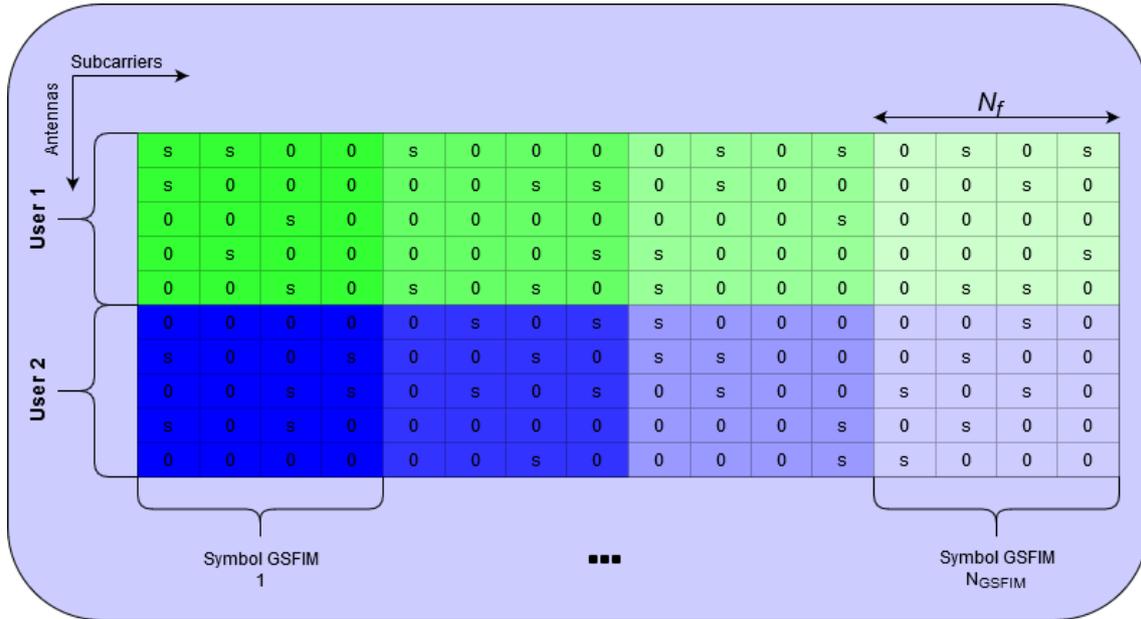


Figura 15- Esquema do GSFIM.

Para cada sub-matriz há $l_f = \binom{N_f}{N_{af}}$ padrões de ativação da frequência disponíveis, onde

N_{af} representa o número de sub-portadoras ativas em cada sub-matriz, em que um padrão de ativação de frequência para uma determinada sub-matriz refere-se a uma possível combinação de elementos a zero e não-zero nessa sub-matriz. Através dos bits K_f , onde

$$K_f = \left\lceil \log_2 \binom{N_f}{N_{af}} \right\rceil, \text{ forma-se assim o conjunto de padrões de ativação da frequência,}$$

designado por \mathbb{S}_f . Este padrão de ativação da frequência para uma determinada sub-matriz é formado através da escolha de um padrão do conjunto \mathbb{S}_f , utilizando para isso o auxílio dos bits K_f que são os bits de índice de frequência para essa determinada sub-matriz. Assim, através deste padrão podemos identificar quais são as sub-portadoras que irão estar ativas e inativas, mas com a particularidade de que se desligam sempre todas as antenas nas sub-portadoras inativas, como podemos ver na Figura 14.

Contudo, os bits de índices da frequência trabalham em conjunto com os bits de índice da antena, assim tem de se seleccionar quais são as N_{rf} antenas ativas de entre as N_{tx} totais através destes mesmos bits de índice da antena que vão escolher o padrão de

ativação da antena. Existem $l_a = \binom{N_{tx}}{N_{rf}}$ possíveis padrões de ativação da antena, onde há

$K_a = \left\lfloor \log_2 \binom{N_{tx}}{N_{rf}} \right\rfloor$ bits de índice da antena para escolher um desses padrões. Retiram-se

então 2^{K_a} padrões dos l_a totais, formando assim o padrão de ativação da antena, designado por \mathbb{S}_a .

Com o intuito de apresentar um melhor enquadramento da estrutura dos símbolos GSFIM, analisamos a Figura 14, onde podemos verificar que se consideram dois utilizadores, $N_u = 2$, onde número total de antenas disponíveis por utilizador é cinco, $N_{tx} = 5$, mas apenas duas delas é que estão ativas (por utilizador), $N_a = 2$, o número total de sub-portadoras é de dezasseis, $N = 16$, mas o número de sub-portadoras por símbolo GSFIM é quatro, $N_f = 4$, onde apenas se consideram três sub-portadoras ativas por cada símbolo GSFIM, $N_{af} = 3$. No total o número de símbolos/grupos GSFIM é de quatro, $N_{GSFIM} = 4$. O preenchimento da matriz dá-se posteriormente consoante as combinações do padrão da ativação da antena e da frequência.

4.2. Estrutura do Emissor

O emissor transmite os símbolos GSFIM, cada um identificado por um número g para o utilizador u , que podem ser representados por

$$\mathbf{S}_g^u = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_g^{u,1} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_g^{u,N_f} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Nestes símbolos \mathbf{S}_g^u , existem N_f vetores internos, $(\mathbf{s}_g^{u,i}, i = 1 \dots N_f)$, onde nesses vetores internos há N_{af} vetores que são diferentes de zero. Os restantes $N_f - N_{af}$ vetores são igual a zero e caracterizam-se por

$$\mathbf{S}_g^u = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{s}_{g,t}^{u,2} \\ \vdots \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{s}_{g,t}^{u,N_f} \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

com um tamanho de $N_{tx} \times N_f$, em que o primeiro vetor representa $\mathbf{s}_g^{u,1}$, o segundo vetor $\mathbf{s}_g^{u,2}$ e o último \mathbf{s}_g^{u,N_f} . Os restantes vetores $\mathbf{s}_g^{u,i} \neq 0$ correspondem a símbolos GSM, com um tamanho de N_{tx} representados por

$$\mathbf{s}_g^{u,i} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{s}_{g,1}^{u,i} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \mathbf{s}_{g,N_a}^{u,i} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

A seguir é aplicada uma pré-codificação a estes símbolos, que podem ser representados

por $\mathbf{X}_g = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{W}_u \times \mathbf{S}_g^u = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \cdots & \mathbf{W}_{N_u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_g^1 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_g^{N_u} \end{bmatrix}$, em que \mathbf{W}_u é uma matriz com o tamanho

de $N_f N_u N_{tx} \times N_{tx} N_f$. Se o pré-codificador for aplicado de forma independente a cada

sub-portadora, \mathbf{W}_u representa-se por

$$\mathbf{W}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{u,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{W}_{u,N_f} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

com $\mathbf{W}_{u,i}, i = 1 \dots N_f$, em que a dimensão de \mathbf{W}_u é $N_u N_{tx} \times N_{tx}$. Neste caso \mathbf{X}_g pode representar-se por

$$\mathbf{X}_g = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{1,1} & 0 & \cdots & 0 & & \mathbf{W}_{N_u} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots & & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 & \cdots & \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{W}_{1,N_f} & & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{W}_{N_u,N_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_g^1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_g^{N_u} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{1,1} & \cdots & \mathbf{W}_{N_u,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_g^{1,1} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_g^{N_u,1} \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{1,N_f} & \cdots & \mathbf{W}_{N_u,N_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_g^{1,N_f} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_g^{N_u,N_f} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{X}_g^1 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_g^{N_f} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

O símbolo GSFIM número g que é recebido pelo utilizador u pode ser representado por $\mathbf{Y}_g^u = \mathbf{H}_g^u \mathbf{X}_g + \mathbf{N}_g$, onde $\mathbf{Y}_g^u \in \mathbb{C}^{N_f N_{rx} \times 1}$, $\mathbf{H}_g^u \in \mathbb{C}^{N_f N_{rx} \times N_f N_u N_{tx}}$ é a matriz do canal de ligação entre a BS e o utilizador u , e $\mathbf{N}_g \in \mathbb{C}^{N_f N_{rx} \times 1}$ é o vetor de ruído.

Mais detalhadamente \mathbf{Y}_g^u pode ser decomposto em

$$\mathbf{Y}_g^u = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_g^{u,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{H}_g^{u,N_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_g^1 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_g^{N_f} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_g \quad (21)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_g^{u,1} \mathbf{X}_g^1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_g^{u,N_f} \mathbf{X}_g^{N_f} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_g \quad (22)$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_g^{u,1} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_g^{1,1} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_g^{N_u,1} \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_g^{u,N_f} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_g^{1,N_f} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_g^{N_u,N_f} \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_g. \quad (23)$$

Admitindo que $\tilde{\mathbf{H}}_g^{u,i}, i = 1, \dots, N_f$, são matrizes de canal equivalentes, podem ser representadas por

$$\tilde{\mathbf{H}}_g^{u,i} = \mathbf{H}_g^{u,i} \times [\mathbf{W}_{1,i} \quad \cdots \quad \mathbf{W}_{N_u,i}] = [0 \quad \cdots \quad \mathbf{H}_g^{u,i} \mathbf{W}_{u,i} \quad \cdots \quad 0], \quad (24)$$

em que estamos a utilizar um pré-codificador BD. No final de tudo, o símbolo GSFIM que vai ser transmitido e recebido pelo utilizador pode representado por

$$\mathbf{Y}_g^u = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_g^{u,1} \mathbf{W}_{u,1} \mathbf{s}_g^{u,1} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_g^{u,N_f} \mathbf{W}_{u,N_f} \mathbf{s}_g^{u,N_f} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_g. \quad (25)$$

4.3. Estrutura do Recetor

Considerando o modelo do sistema descrito na secção anterior, cada recetor terá de efetuar uma deteção GSFIM mais simples para cada utilizador. Para isso iremos utilizar um detetor MMSE e um ZF. Nestes dois detetores, para cada sub-portadora de $i = 1, \dots, N_f$ começa-se por calcular os símbolos

$\hat{\mathbf{s}}_g^{u,i} = \left[(\mathbf{H}_g^{u,i} \mathbf{W}_{u,i})^H \mathbf{H}_g^{u,i} \mathbf{W}_{u,i} + \sigma_u^2 \cdot \mathbf{I}_{N_{ix}} \right]^{-1} (\mathbf{H}_g^{u,i} \mathbf{W}_{u,i})^H \mathbf{Y}_g^{u,i}$, onde $\mathbf{I}_{N_{ix}}$ representa a matriz identidade e σ_u^2 representa a potência de ruído para MMSE e ZF, mas com a particularidade de que em ZF $\sigma_u^2 = 0$.

De seguida, no segundo passo, seleccionam-se os símbolos $\hat{\mathbf{s}}_g^{u,i}, i = 1, \dots, N_f$, com potência mais alta $\left(\|\hat{\mathbf{s}}_g^{u,i}\|^2 \right)$ para decidir quais as N_{af} sub-portadoras ativas. No terceiro passo, nas sub-portadoras ativas seleccionadas, escolhem-se as N_a posições mais fortes para decidir quais as antenas ativas. Por último, no quarto passo selecciona-se o símbolo M-QAM mais provável em cada antena ativa. Contudo, queremos ter e avaliar uma deteção com maior rigor e com melhores resultados. Para isso faz-se uma extensão para um detetor OB-MMSE. Começa-se por aplicar o primeiro e segundo passo que se fez anteriormente para os detetores MMSE/ZF, mas no terceiro passo aplica-se o detetor OB-MMSE, descrito em [27], a $\mathbf{Y}_g^{u,i}$ para as sub-portadoras 'i' que foram consideradas ativas no segundo passo. Com a utilização do OB-MMSE, são gerados automaticamente as estimativas dos símbolos QAM e as antenas ativas.

4.4. Resultados

Nesta secção são apresentados os resultados das simulações implementadas, a fim de mostrar o desempenho do BER face à relação SNR em dB, do sistema multiutilizador GSFIM proposto, com o objetivo de avaliar o impacto dos diferentes parâmetros, nomeadamente a variação de SE, a variação dos valores de N_f e N_{af} , em conjunto com os valores de N_{tx} e N_a , mas também o desempenho dos receptores. Para isso, consideraram-se várias modulações diferentes: QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM e 1024-QAM.

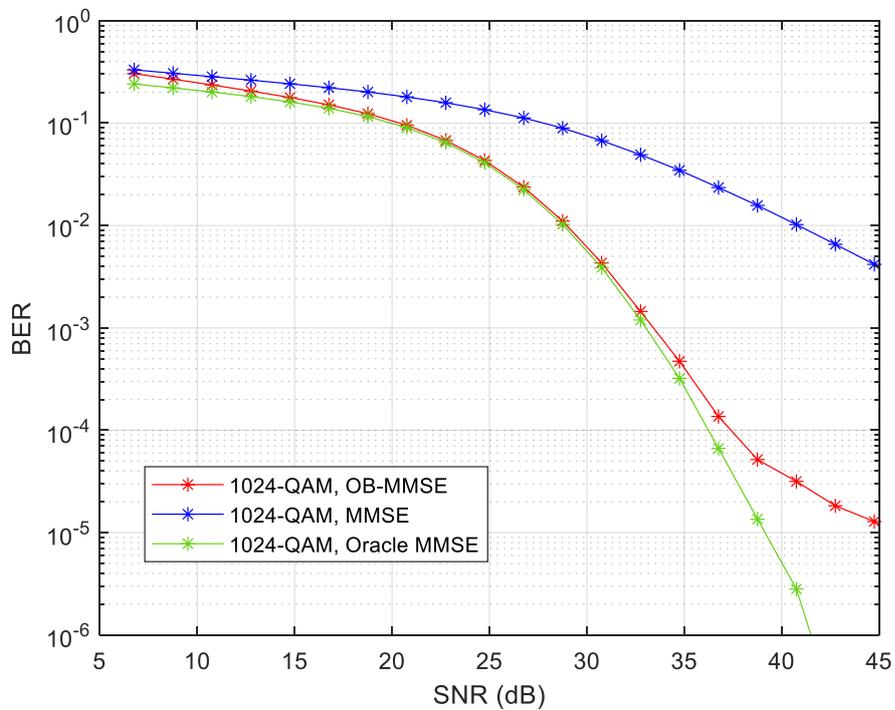


Figura 16- Desempenho BER dos diferentes recetores, 1024-QAM (17,75 bps/utilizador/utilizador canal).

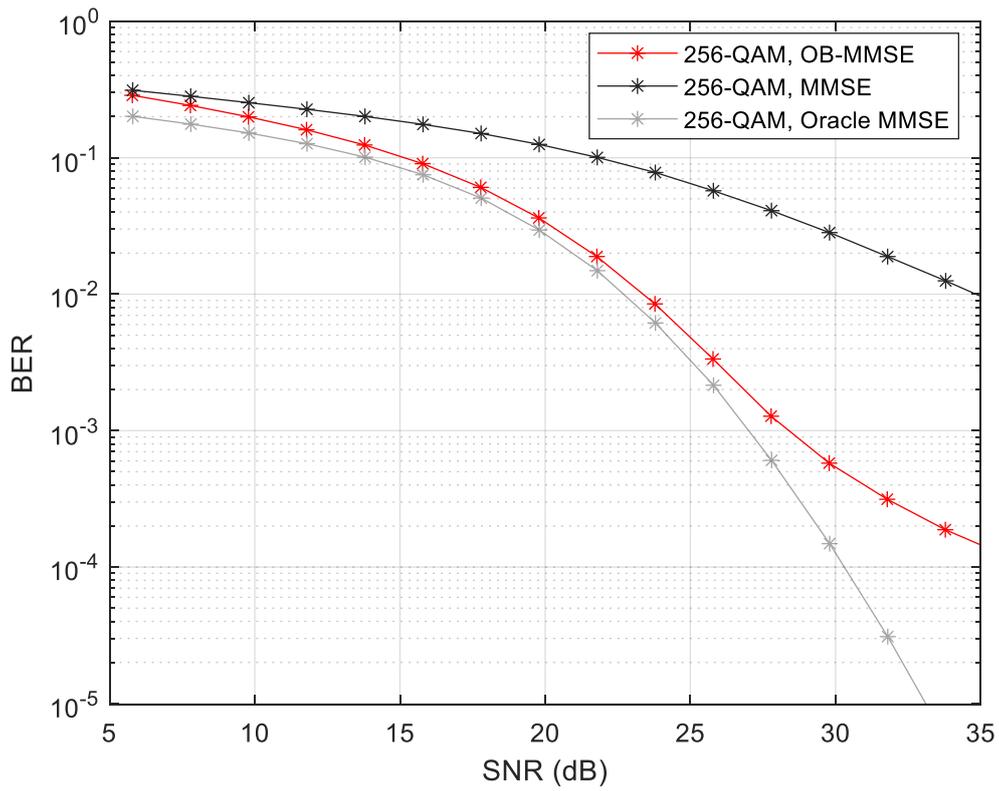


Figura 17- Desempenho BER dos diferentes recetores, 256-QAM (14,75 bps/utilizador/utilizador canal).

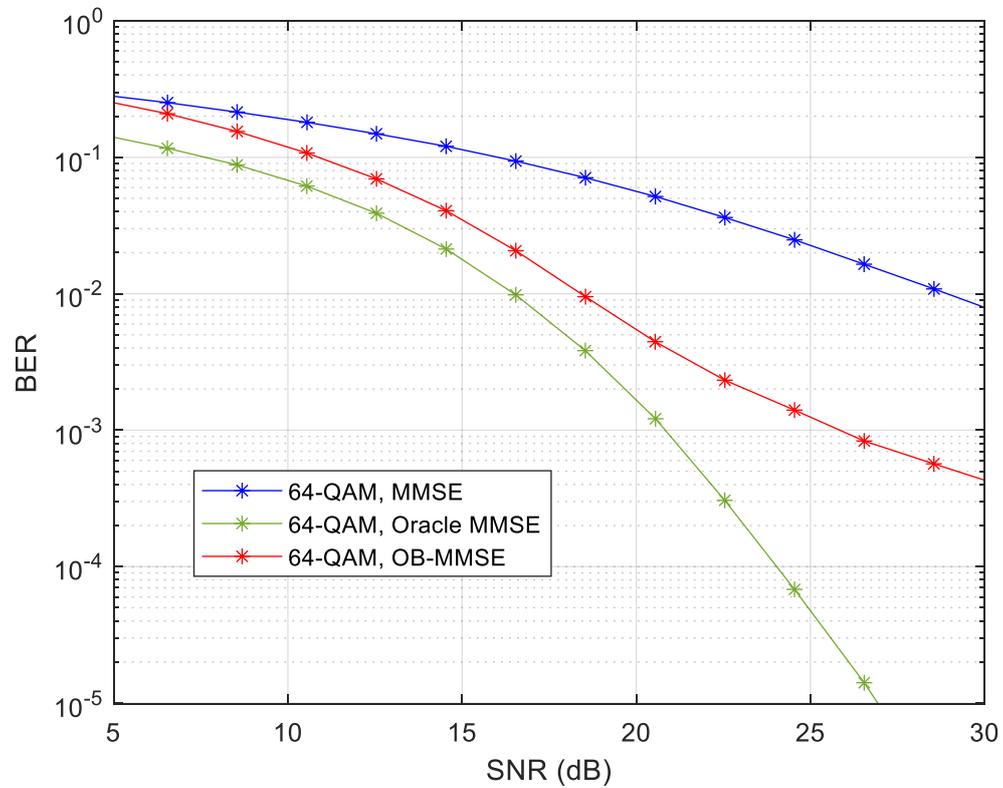


Figura 18- Desempenho BER dos diferentes recetores, 64-QAM (11,75 bps/utilizador/utilizador canal).

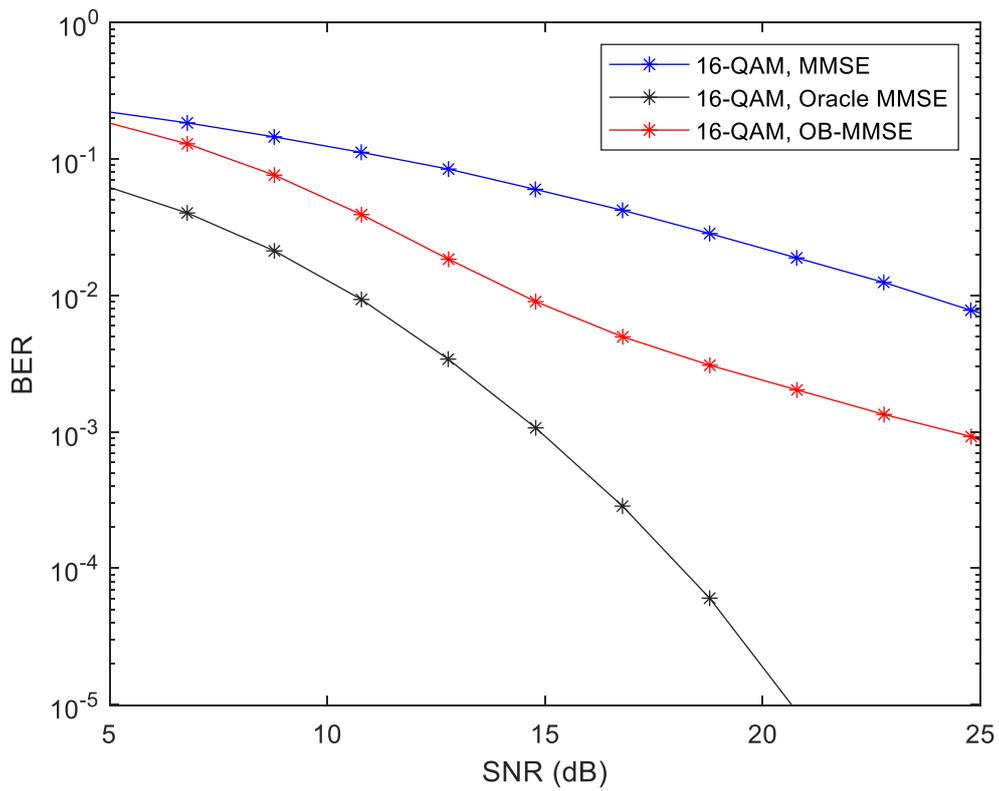


Figura 19- Desempenho BER dos diferentes recetores, 16-QAM (8,75 bps/utilizador/utilizador canal).

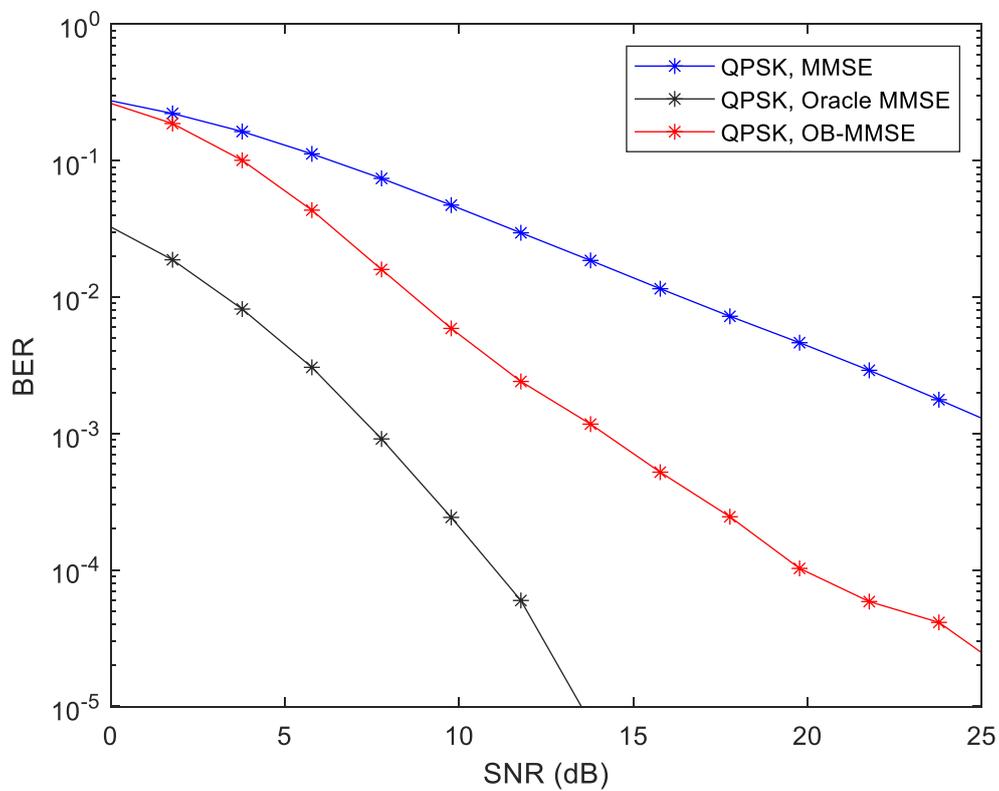


Figura 20- Desempenho BER dos diferentes recetores, QPSK (5,75 bps/utilizador/utilizador canal).

As Figuras 15, 16, 17, 18 e 19 apresentam os resultados da comparação dos diferentes receptores para um cenário com $N_{tx} = 5$, $N_{rx} = 5$, $N_u = 1$, $N_a = 2$, $N_f = 4$ e $N_{af} = 3$. Como se pode observar em todas as figuras, e focando nas curvas do recetor MMSE e OB-MMSE, a curva que apresenta melhor desempenho é a curva do OB-MMSE. À medida que se aumenta a ordem de modulação, verifica-se que as curvas apresentam maiores valores de SNR para um valor de BER fixo, sendo o detetor OB-MMSE a apresentar melhores valores. Para tal fez-se também uma comparação destes dois receptores com um recetor Oracle MMSE. Um recetor oracle MMSE corresponde a um recetor ideal, na medida em que sabe as posições das antenas/sub-portadoras que irão estar ativas e aplica sobre estas um algoritmo MMSE. Decidiu-se comparar os receptores já explicitados com este recetor ideal pois ajuda-nos a ter uma ideia do erro que é causado pelo facto de se tentar descobrir as antenas/sub-portadoras ligadas. Ao fazer a comparação entre todos estes receptores verifica-se que para as modulações QPSK e 16-QAM os receptores MMSE e OB-MMSE apresentam as suas curvas longe da curva do oracle MMSE, contudo à medida que vamos aumentando a ordem de modulação as curvas destes receptores aproximam-se da curva do oracle MMSE, principalmente no recetor OB-MMSE, bem visível na Figura 15.

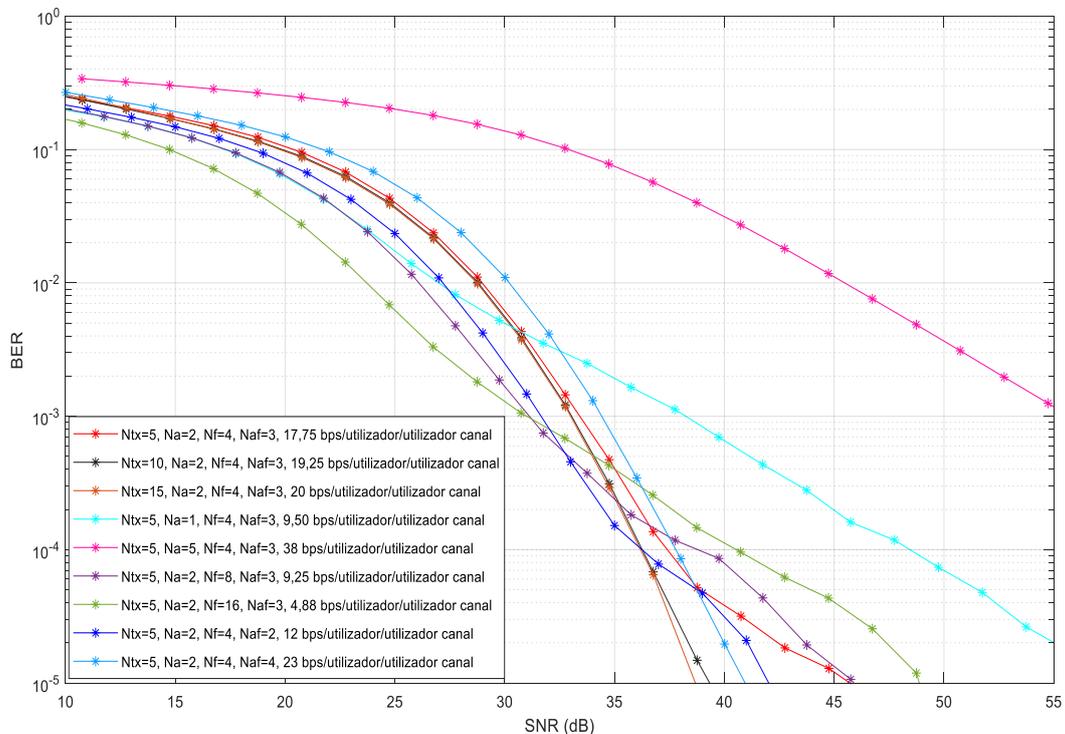


Figura 21- Desempenho do BER para o recetor OB-MMSE com diferentes cenários em 1024-QAM.

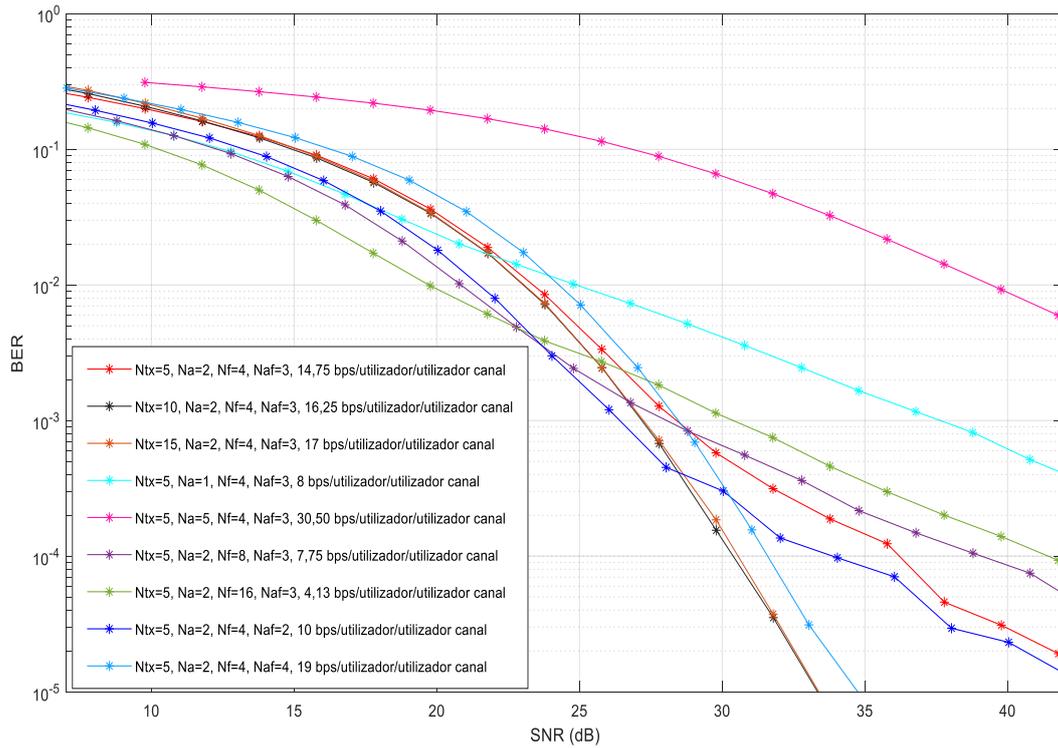


Figura 22- Desempenho do BER para o receptor OB-MMSE com diferentes cenários em 256-QAM.

Nas Figuras 20 e 21, é representado o comportamento de um receptor com as alterações dos valores de N_f e N_{af} , em conjunto com os valores de N_{tx} e N_a . Neste caso, o receptor escolhido foi o OB-MMSE para as modulações de alta ordem de 256-QAM e 1024-QAM.

Como podemos observar, em ambos, as curvas que apresentam melhores resultados são as que têm um maior número de antenas de transmissão, tendo o sistema neste caso um melhor desempenho. As curvas com pior desempenho são aquelas onde o número de antenas ativas e de sub-portadoras é maior.

Capítulo 5 – Conclusões e Trabalho Futuro

5.1. Conclusões

O objetivo principal desta dissertação foi efetuar um estudo sobre um sistema MIMO multiutilizador, baseado em IM com GSM e GSFIM.

Numa primeira parte, no capítulo 3, fez-se o estudo deste sistema MU-MIMO com os símbolos GSM, onde foi aplicado um pré-codificador BD na BS para remover as interferências entre utilizadores e um detetor de baixa complexidade baseado em ADMM no recetor. No final, para se observar o comportamento do sistema teve de se estudar o comportamento do recetor e o impacto dos diferentes parâmetros de configuração do receptor, nomeadamente, o número de iterações, o número de inicializações, as etapas de “*polishing*” e o número de vizinhos, aplicados no algoritmo ADMM. Para além da melhoria já esperada ao utilizar mais iterações, pôde observar-se que ao aumentar o número de inicializações do algoritmo melhor seria o desempenho do sistema, sendo evidente quando se consideraram os casos 1x500 e 10x50, pois têm o mesmo número total de iterações, sendo os melhores resultados alcançados no caso onde se apresentaram maior número de inicializações (10x50). Comparou-se também os cenários em que o “*polishing*” MMSE não é utilizado e aqueles em que é utilizado e observou-se que aqueles onde é aplicado têm melhor desempenho. Analisou-se a utilização do número de vizinhos para aperfeiçoar a estimativa dos símbolos transmitidos, estudou-se o impacto da alteração no desempenho do algoritmo e conclui-se que quanto maior for o número de vizinhos, melhor será o desempenho (casos em que $P = 1, 4, 9$ e 19). Finalmente, a combinação das 3 estratégias de melhoria propostas para o recetor ADMM convergem num melhor desempenho por parte do sistema, do que a utilização destas abordagens em separado.

Globalmente, o desempenho do algoritmo ADMM proposto conduz a melhores resultados quando comparado com o caso em que são utilizados recetores OB-MMSE (que incluímos como referência), exceto quando não são aplicadas reinicializações.

No final pode-se ver também as diferenças de desempenho do sistema GSM MU-MIMO em relação a um sistema MU-MIMO convencional, onde o sistema GSM mesmo

com ordens de modulação inferiores apresenta melhor desempenho em relação ao sistema MU-MIMO convencional com ordens de modulação mais altas.

Numa segunda parte, no capítulo 4, fez-se um estudo do sistema MU-MIMO baseado no capítulo 3 mas agora com GSFIM, onde se pretendeu analisar a combinação de antenas com sub-portadoras e avaliar o desempenho dos dois recetores MMSE e OB-MMSE, mas também o comportamento dos recetores à medida que se variam os parâmetros, isto para um recetor específico, neste caso o OB-MMSE por apresentar melhor desempenho que o MMSE. O que se pretendeu numa primeira fase foi verificar se para um BER fixo o valor de SNR está mais alto (pior) ou mais baixo (melhor). O que se esperava que acontecesse foi que quando a ordem da modulação aumentasse, o SNR aumentasse para um BER fixo, e é o que na realidade se verificou pela observação dos gráficos.

Quando passámos para a comparação da variação dos vários parâmetros para o recetor, observámos que os melhores resultados se obtêm quando o número de antenas de transmissão é maior, ou seja, à medida que se aumentou o número de antenas de transmissão, melhor foi o desempenho do sistema. Pelo contrário, quando se diminuiu o número de antenas de transmissão e se aumentou o número de antenas ativas, igualando os valores (o número de antenas de transmissão é sempre maior ou igual que o número de antenas ativas), o sistema apresentou a pior desempenho. O comportamento é semelhante quando se fez variar o número de sub-portadoras e sub-portadoras ativas. Neste caso, quando se aumentou o valor de sub-portadoras ativas e se diminuiu o número de sub-portadoras disponíveis, igualando estes valores (o número de sub-portadoras disponíveis é sempre maior ou igual que o número de sub-portadoras ativas), o sistema apresentou um bom desempenho, com bons valores de BER e SNR.

5.2. Trabalho Futuro

Como continuação desta dissertação, algumas melhorias podem ser feitas no futuro para lhe acrescentar ainda mais valor:

- No capítulo 4 quando as curvas dos recetores MMSE e OB-MMSE estão longes das curvas do recetor ideal oracle MMSE significa que a deteção das sub-portadoras/antenas ativas está a ter um impacto grande no desempenho do sistema, havendo por isso margem para melhorias no sistema.

- Estudar e implementar novos algoritmos de recepção adequados para o GSFIM, que garantam melhores desempenhos daqueles que foram estudados. Exemplo disso pode ser uma extensão do algoritmo ADMM do capítulo 4.
- Uma implementação de esquemas de pré-codificação que tirem um maior proveito das dimensões espaciais e de frequência em simultâneo para GSFIM, alargando e explorando ainda mais as dimensões dos sistemas deste trabalho.
- Estender o GSFIM a outras dimensões, como por exemplo no tempo. Exemplo disso pode ser desenvolver um sistema onde seja possível combinar o tempo, com o espaço e a frequência, e assim fazer a comparação com o GSFIM e com o GSM e verificar os diferentes desempenhos para as mesmas ordens de modulação.

Anexo A – Publicações

Publicação para a Conferência internacional WPMC 2020:

Precoder and Combiner Design for Generalized Spatial Modulation based Multiuser MIMO Systems

Bernardo Brogueira^{1,2}, João Pedro Pavia^{1,2}, Nuno Souto^{1,2} and Américo Correia^{1,2}

¹ Department of Information Science and Technology, ISCTE-University Institute of Lisbon, 1649-026 Lisboa, Portugal.

² Instituto de Telecomunicações, 1049 - 001 Lisboa, Portugal.

Correspondence should be addressed to Bernardo Brogueira: bernardo_brogueira@iscte-iul.pt

Abstract – Multiple input multiple output (MIMO) schemes based on generalized spatial modulations (GSM) have been widely considered as potential candidate techniques for next-generation wireless networks, as they can improve both spectral and energy efficiency. In this paper we propose a multi-user MIMO system, where a base station transmits precoded GSM symbols to several receivers. In the adopted GSM approach, multiple antennas transmit different high-level QAM symbols simultaneously. The precoder is designed in order to remove interference between users while an iterative algorithm is applied at the receiver to accomplish single-user GSM detection. Simulation results show that the presented GSM MU-MIMO approach is capable to effectively exploit a large number of transmit antennas deployed at the transmitter and also provide performance gains over conventional MU-MIMO schemes with identical spectral efficiencies.

Keywords—B5G, generalised spatial modulation (GSM), Precoder design, multiple input multiple output (MIMO), quadrature amplitude modulation (QAM) constellations.

I. INTRODUCTION

Future beyond fifth generation (B5G) wireless communications are expected to bring innovation and a solid system with high spectrum efficiency and high energy efficiency. To meet the challenging requirements of B5G, new emerging techniques have appeared as potential candidates such as index modulation (IM), which has been obtaining a significant attention due to its capability to activate a subset of certain elements of communication resources, namely antennas, subcarriers and time-slots[1], [2]. One specific case of IM suitable for large scale MIMO antenna schemes is based on generalized spatial modulations (GSM) which have recently emerged as an attractive technique for achieving greater energy efficiency (EE) with ease of implementation [3-5]. Considering that the information is encoded in the combination of active antennas and, also in the modulated symbols transmitted in the active antennas, GSM can achieve a greater spectral efficiency (SE) than single antenna communications. Moreover, GSM can be considered as a compromise between conventional MIMO and simple radio frequency (RF) transmissions, since only a subset of the available transmission antennas is active for a certain period of time, thus reducing the number of RF chains required.

Several detectors have been proposed in the GSM literature for single user. For example, in [6] the authors proposed a minimal average square block error detector (OB-

MMSE) that achieves an almost optimal performance, while its required complexity is much lower compared to other detectors. It starts with an algorithm that sorts the possible transmit antenna combinations (TAC), followed by the detection in sequence of the possible signal vector for each TAC using block minimum mean square error (MMSE). To reduce the number of tested TACs, a termination threshold is applied. This detector is able to achieve near-optimal performance but can incur in substantial complexity in large scenarios. In [7] a different GSM iterative detector is proposed, which is based on dividing the problem of the maximum likelihood detection (MLD) into a sequence of simpler steps: minimizing the unrestricted Euclidean distance, projection of the elements onto the signal constellation and a projection onto the set of valid active antenna combinations. This allows a substantial complexity reduction when compared with the optimal MLD while still achieving near-optimal performance.

While GSM can be directly applied to uplink multi-user (MU) scenarios [8, 9], only a few works have extended the use of GSM to downlink MU [10, 11]. In [2], despite describing a system for scalable video broadcast communications, the proposed scheme also considered the use of GSM for multiple users. However, the removal of inter-user interference is made at the receiver which demands a large number of antennas at the users. On the other hand, inter-user interference can be removed at the transmitter through a precoder. An example of this is presented in [12] for conventional MU-MIMO, where the authors proposed a precoder called block diagonalization (BD), which guarantees zero inter-user interference and can be thought of as a generalization of channel inversion. A few precoded schemes have been introduced for spatial modulations (SM). In [13] a new precoder scheme for the downlink of MU-SM systems was proposed. This precoder, exploits the channel status information (CSI) at the base station (BS), where a precoding matrix is computed which allows the MU downlink system to be broken down into several independent single user SM systems. Another precoded scheme was developed in [14], in this case for multi-user GSM systems, with the aim of eliminating all inter-user interference while maintaining the antenna selection features of GSM, which means that only some of the antennas are active, while the rest are silenced. It should be noted that in [13], the scheme was only defined for SM while in [14] it was designed specifically for a version of GSM where the M -QAM

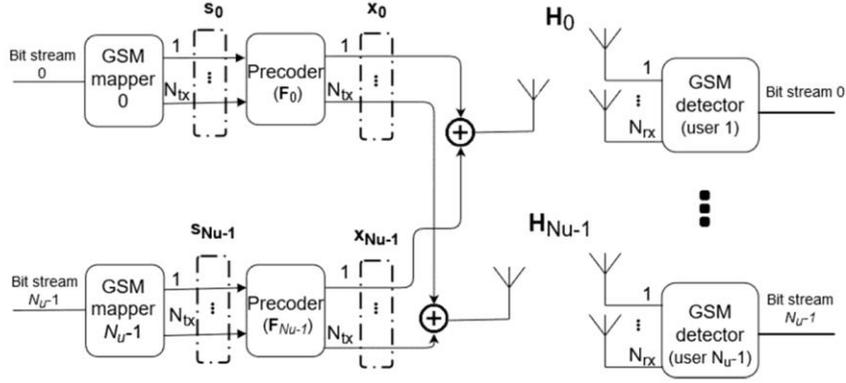


Figure 1. Transmitter and receiver scheme.

symbols are the same in all active antennas. Considering this, it can be concluded that both cases are limited in terms of spectral efficiency.

In this paper we will study a MU-MIMO system, where GSM symbols are transmitted simultaneously to multiple users. To increase the SE of the transmission, different symbols are sent on different (virtual) antennas and high-order M -QAM will be considered with the constellation size reaching $M=1024$ symbols. To remove inter-user interference, a BD precoder is applied at the BS while a modified version of the low-complexity SU GSM detector presented in [7] is used at the receiver. Simulation results show that the presented GSM MU-MIMO approach can provide better performance gains over conventional MU-MIMO. The paper is organized as follows: section II presents the model for the MU GSM system, section III presents the transmitter and receiver structure followed by the performance results obtained in section IV. Finally, the conclusions are outlined in section V.

Notation: Matrices and vectors are denoted by uppercase and lowercase boldface letters, respectively, $(\cdot)^T$ and $(\cdot)^H$ denote the transpose and conjugate transpose, $\lfloor \cdot \rfloor$ is the floor function, $\binom{N}{k}$ denotes the number of combinations of N symbols taken k at a time and $\text{supp}(\mathbf{x})$ returns the set of indices of nonzero elements in \mathbf{x} (i.e., the support of \mathbf{x}).

II. SYSTEM MODEL

In this study we consider a downlink MU-MIMO system with a BS and N_u users. The BS is equipped with N_{tx} antennas and each user has N_{rx} antennas, how we can see in Figure 1. The signal is represented as $\mathbf{s} = [s_0^T \dots s_{N_u-1}^T]^T$, where $s_k \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times 1}$ contains the information transmitted to user k and

$N_s \leq N_{tx}/N_u$. Considering that GSM is being used, only N_a positions of s_k can be nonzero. These correspond to active indexes and carry modulated symbols. The signal vector of each user can be written as

$$\mathbf{s}_k = [\dots, 0, s_k^0, 0, \dots, 0, s_k^{N_a-1}, 0, \dots]^T \quad (1)$$

where $s_k^j \in \mathcal{A}$ ($j=0, \dots, N_a-1$) with \mathcal{A} denoting an M -QAM complex valued constellation set. Through this model, the information will be divided in such a way that part of the data will be used to select an active index

(AI) from a total $N_{comb} = 2^{\lfloor \log_2 \binom{N_{tx}}{N_a} \rfloor}$ AI combinations (AICs) that are available per user. The remaining data will be mapped onto N_a complex-valued M-QAM symbols. The resulting SE is then

$$N_{bis} = N_u \lfloor \log_2 \binom{N_{tx}}{N_a} \rfloor + N_u N_a \log_2 M \quad (2)$$

bits per channel use (bpcu).

III. TRANSMITTER AND RECEIVER STRUCTURE

A. Transmitter Design

The channel state information at the transmitter (CSIT) will be used to pre-process the symbols by using a linear precoder $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_0 \dots \mathbf{F}_{N_u-1}]$, where $\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times N_s}$. The effective transmitted signal, which will be propagated through a flat fading channel, can be written as

$$\mathbf{x} = \sum_{k=0}^{N_u-1} \mathbf{x}_k = \sum_{k=0}^{N_u-1} \mathbf{F}_k \mathbf{s}_k. \quad (3)$$

The baseband signal received by user k can be expressed as

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_u-1} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_k \quad (4)$$

where $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ is the channel matrix for the link between the BS and user k and $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ is the noise vector with samples taken according to a zero-mean circularly symmetric Gaussian distribution with covariance $2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_r}$. The first term of this expression is related to the desired signal and the second one is the interference caused by the other users' signals. The multiuser interference can be eliminated by using a BD method as proposed in [8], where the equivalent overall channel matrix $\mathbf{H}\mathbf{F}$, with $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_0^T \dots \mathbf{H}_{N_u-1}^T]^T$, becomes block diagonal. In this paper we assume a simple BD precoder without any power loading optimization, where we design each precoder matrix \mathbf{F}_k so as to enforce that $\mathbf{H}_i \mathbf{F}_k = 0$ for all $i \neq k$. This condition can be satisfied from the null space of $\tilde{\mathbf{H}}_k$ which is defined as

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_0^T \dots \mathbf{H}_{k-1}^T \mathbf{H}_{k+1}^T \dots \mathbf{H}_{N_u-1}^T]^T \quad (5)$$

In order to find an orthonormal basis for the null space of $\tilde{\mathbf{H}}_k$, we can compute its singular value decomposition (SVD) as

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k [\tilde{\mathbf{V}}_k^{(1)} \tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)}]^H \quad (6)$$

where $\tilde{\mathbf{U}}_k$ is the matrix with the left-singular vectors and $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_k$ is a rectangular diagonal matrix containing the nonzero singular values. $\tilde{\mathbf{V}}_k^{(1)}$ and $\tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)}$ contain the right singular vectors corresponding to the nonzero singular values and the null singular values, respectively. In this case, the received signal at each receiver reduces to

$$\mathbf{y}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k, \quad (7)$$

where $\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k$ is the equivalent single user channel seen by the receiver.

B. Receiver Design

Considering the system model combined with the use of a BD precoder, as described in the previous sections, each receiver will have to perform a simpler single user GSM detection. Therefore, we can formulate the MLD problem related to receiver k as

$$\min_{\mathbf{s}_k} f(\mathbf{s}_k) \triangleq \|\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k\|_2^2, \quad (8)$$

$$\text{subject to } \mathbf{s}_k \in \mathcal{A}_0^{N_s}, \quad (9)$$

$$\text{supp}(\mathbf{s}_k) \in \mathcal{S}, \quad (10)$$

where $\mathcal{A}_0 \stackrel{\text{def}}{=} \mathcal{A} \cup \{0\}$ and \mathcal{S} denotes the set of valid AICs, which has a size of N_{comb} . In this paper, to solve this non-convex problem we adopt the same approach that we applied in [6] which is based on the alternating direction method of the multipliers (ADMM). However, heuristic based approaches can be considered to reach a faster solution even though it may not be the optimal one. Using ADMM as an heuristic, we can split a complex problem into a sequence of

TABLE I

GENERAL ITERATIVE DESIGN ALGORITHM FOR EACH USER k

1:	Input: $\mathbf{u}^0, \mathbf{w}^0, \mathbf{x}^0, \mathbf{z}^0, \hat{\mathbf{H}}_k, \mathbf{y}_k, \rho_x, \rho_z, Q$
2:	$f_{\text{best}} = \infty.$
3:	$\Phi \leftarrow \left(\hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k + (\rho_x + \rho_z) \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1}.$
4:	for $t=0, 1, \dots, Q-1$ do
5:	$\mathbf{s}_k^{(t+1)} \leftarrow \Phi \left(\hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{y}_k + \rho_x (\mathbf{x}^{(t)} - \mathbf{u}^{(t)}) + \rho_z (\mathbf{z}^{(t)} - \mathbf{w}^{(t)}) \right).$
6:	$\mathbf{x}^{(t+1)} \leftarrow \prod_D \left(\mathbf{s}_k^{(t+1)} \right)$
7:	$\mathbf{z}^{(t+1)} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}} \left(\mathbf{s}_k^{(t+1)} + \mathbf{w}^{(t)} \right).$
8:	$I \leftarrow \text{supp} \left(\mathbf{x}^{(t+1)} \right).$
9:	$\hat{\mathbf{s}}_I^{\text{candidate}} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_{I^c}^{\text{candidate}} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}} \left(\mathbf{s}_k^{(t+1)} \right).$
10:	if $f(\hat{\mathbf{s}}^{\text{candidate}}) < f_{\text{best}}$ then
11:	$\hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_{k,I^c} \leftarrow \hat{\mathbf{s}}_I^{\text{candidate}}.$
12:	$f_{\text{best}} = f(\hat{\mathbf{s}}^{\text{candidate}}).$
13:	end if
14:	$\mathbf{u}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{u}^{(t)} + \mathbf{s}_k^{(t+1)} - \mathbf{x}^{(t+1)}.$
15:	$\mathbf{w}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{w}^{(t)} + \mathbf{s}_k^{(t+1)} - \mathbf{z}^{(t+1)}.$
16:	end for.
17:	Output: $\hat{\mathbf{s}}_k$

smaller subproblems with simpler solutions as addressed in [11]. Based on the derivation provided in [6], Table I shows the general iterative design algorithm to be used for the GSM-MU receiver.

In this table, $\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_u N_r \times 1}$ are scaled dual variables and ρ_x, ρ_z are penalty parameters to assure that the algorithm reaches a good performance during its execution. In the algorithm, Q is the maximum number of iterations, $\prod_D(\cdot)$ denotes the projection onto set $D = \{s : \text{supp}(s) \in \mathcal{S}\}$ and $\prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}}(\cdot)$ is the projection over $\mathcal{A}_0^{N_s}$.

The initial values $\mathbf{u}^0, \mathbf{w}^0, \mathbf{x}^{(0)}, \mathbf{z}^0$ required by the algorithm can be obtained using a random start or other strategies as described by [6]. Due to the heuristic nature of the proposed algorithm, it is not guaranteed that it will converge to the optimal solution of the original MLD problem (which is nonconvex). To increase the chances of finding an optimal solution and improve the performance of the GSM detector, in this paper we propose the adoption of several different strategies. A simple one consists in restarting the algorithm

TABLE II

SOLUTION REFINEMENT ALGORITHM BASED ON A CLOSEST NEIGHBOR SEARCH FOR USER k

- 1: **Input:** $\hat{\mathbf{H}}_k, \mathbf{y}_k, \hat{\mathbf{s}}, \mathbf{s}_k^{(l)}, f_{best}, P$
- 2: $\bar{D}_0 = D, I \leftarrow \text{supp}(\hat{\mathbf{s}})$
- 3: **for** $p=1, \dots, P$ **do**
- 4: $\bar{D}_p = \bar{D}_{p-1} \setminus \{\mathbf{s} : \text{supp}(\mathbf{s}) = I\}$.
- 5: $\mathbf{x} \leftarrow \prod_{\bar{D}_p}(\mathbf{s}_k^{(l)})$
- 6: $I \leftarrow \text{supp}(\mathbf{x})$.
- 7: $\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow \prod_{A \in \bar{D}_p}(\mathbf{s}_I^{(l)})$.
- 8: **if** $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate}) < f_{best}$ **then**
- 9: $\hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate}$.
- 10: $f_{best} = f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate})$.
- 11: **end if**
- 12: **end for.**
- 13: **Output:** $\hat{\mathbf{s}}_k$

multiple times by using different initializations [11]. Another improvement approach may be accomplished by checking at the end of the algorithm if any of P neighboring candidates results in an improvement of $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate})$. These P neighbors can be selected amongst those with the closest supports using the algorithm presented in Table II.

A third possible refinement method consists in re-solving the MLD problem with the support set fixed according to the candidate point $\hat{\mathbf{s}}_k$ generated by the main algorithm. In this case, the resulting formulation becomes a conventional MIMO detection problem which can also be approximated by a simple projected MMSE estimate, i.e., as

$$\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} = \prod_{A \in \bar{D}_p} \left(\left(\hat{\mathbf{H}}_{k,I}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,I} + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,I}^H \mathbf{y}_k \right). \quad (11)$$

We refer to this third approach as the polishing step. It is important to note that these three strategies can be applied together, as we will show in the next section.

IV. NUMERICAL RESULTS

In this section, the results of Monte Carlo simulations are presented, in order to illustrate the BER performance versus the signal to noise ratio (SNR) in dB of the proposed MU GSM system.

In the first scenarios, the objective is to evaluate the impact of the different configuration parameters of the receiver, namely, the number of iterations, the number of initializations, the polishing steps and the number of neighbours. Two different high-order modulations were considered: 256-QAM and 1024-QAM. Figure 2 and 3, present the results for $N_a=170$, $N_r=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ and $N_v=2$, which corresponds to a spectral efficiency of 23 bps/user/channel use for 256-QAM and 27 bps/user/channel

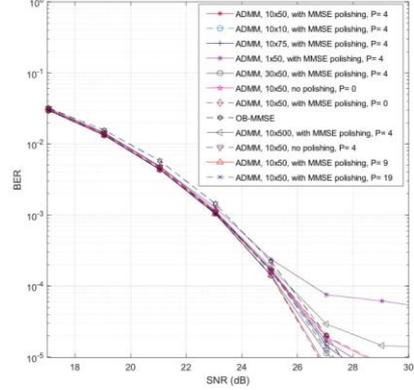


Figure 2. BER performance of ADMM in a MU-MIMO scenario with $N_a=170$, $N_r=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ and $N_v=2$, 256-QAM (23bps/user/channel use).

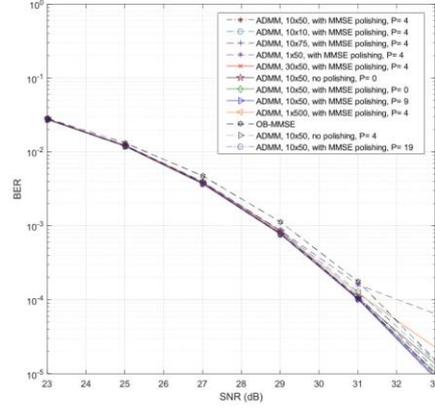


Figure 3. BER performance of ADMM in a MU-MIMO scenario with $N_a=170$, $N_r=10$, $N_u=15$, $N_s=17$ and $N_v=2$, 1024-QAM (27bps/user/channel use).

bps/user/channel use for 256-QAM and 27 bps/user/channel use for 1024-QAM.

In the legend of both figures $n_1 \times n_2$ denotes that the receiver algorithm was ran with n_1 restarts and n_2 iterations. The type of polishing step applied as well as the number of neighbours is also shown. Besides the expected improvement when using more iterations, it can be observed that by increasing the number of algorithm restarts, we can have a better system performance. This is clear when considering the 1x500 and 10x50 cases which have the same total number of iterations, with the best results being achieved by the case with more restarts (10x50).

By comparing the scenarios, where MMSE polishing is not used and those where it is used, one can observe that those

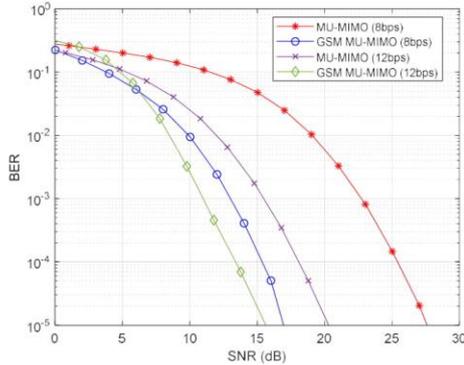


Figure 4. BER performance of a precoder based on GSM MU-MIMO and a precoder based on conventional MU-MIMO.

where polishing is applied have better performance.

Considering the use of neighbour based refinement, we studied the impact of changing the number of neighbours on the performance of the algorithm and we concluded that the greater the number of neighbours, the better the performance will be (see the cases where $P=1, 4, 9$ and 19). Finally, the combination of the 3 proposed improvement strategies for the ADMM receiver lead to a better performance than the usage of the individual approaches. Globally, the performance of the proposed ADMM algorithm leads to better results when compared to the case where OB-MMSE receivers (which we included as benchmark) are used [5], except when no restarts are applied.

In the second set of simulations, the objective was to provide a comparison between a conventional BD precoded MU-MIMO from [8] and the proposed GSM MU-MIMO. Figure 4 shows the results for two different configurations.

The first case concerns a comparison between the precoded GSM MU-MIMO with $N_x=160$, $N_x=6$, $N_u=10$, $N_s=16$, $N_u=1$, 16-QAM and the conventional BD precoded MU-MIMO with $N_x=60$, $N_x=6$, $N_u=10$, $N_s=1$ and 256-QAM, both with a spectral efficiency of 8 bps/user/channel. In the second case, we present a comparison between the precoder based on GSM MU-MIMO with $N_x=90$, $N_x=8$, $N_u=10$, $N_s=9$, $N_u=3$, QPSK and the precoder based on conventional MU-MIMO with $N_x=80$, $N_x=8$, $N_u=10$, $N_s=3$ and 16-QAM, both with a spectral efficiency of 12 bps/user/channel. In general, it can be observed that the performance of the GSM MU-MIMO precoder is better than the conventional MU-MIMO precoder, achieving better performances and better results. When we look at the curves in Figure 4, focusing at their behaviour for a 10^{-4} BER for the 8 bps/user/channel scenario, the GSM MU-MIMO shows a gain of about 10 dB over the conventional MU-MIMO. Moving on to the 12 bps/user/channel scenario and maintaining the BER at 10^{-4} , the GSM MU-MIMO has a gain of about 5 dB over the

conventional MU-MIMO. Through these results, it can be concluded that GSM MU-MIMO can be a potential alternative to increase the SE of the system when compared with the adoption of higher-level modulations in conventional MU-MIMO.

V. CONCLUSIONS

In this paper a novel multi-user MIMO system where GSM symbols are transmitted simultaneously to multiple users has been described. By combining large antenna settings at the BS with high-order M -QAM constellations, the proposed approach is capable of improving the SE and energy efficiency. A precoder is applied at the BS to completely remove inter-user interference while an iterative SU GSM detector is implemented at each receiver. Simulation results show that the proposed approach can achieve a very competitive and very promising performance compared to conventional MU-MIMO systems with identical SE.

ACKNOWLEDGMENT

This work was partially supported by the ISCTE-University Institute of Lisbon under the grant ISTA-BM-PDCTI-2019 and by the FCT/MCTES through national funds and when applicable co-funded by EU funds under the project UIDB/EEA/50008/2020.

REFERENCES

- [1] X. Cheng, M. Zhang, M. Wen, and L. Yang, "Index modulation for 5G: Striving to do more with less," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 126–132, 2018.
- [2] A. M. C. Correia, N. M. B. Souto, P. Sebastião, D. Gomez-Barquero, and M. Fuentes, "Broadcasting Scalable Video with Generalized Spatial Modulation in Cellular Networks," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 22136–22144, 2020.
- [3] T. Datta, H. S. Eshwaraiah, and A. Chockalingam, "Generalized Space-and-Frequency Index Modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 7, pp. 4911–4924, 2016.
- [4] P. Yang, Y. Xiao, M. Xiao, and Z. Ma, "NOMA-Aided Precoded Spatial Modulation for Downlink MIMO Transmissions," *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 13, no. 3, pp. 729–738, 2019.
- [5] Y. Jiang, Y. Xu, Y. Xie, S. Hong, and X. Wu, "Low-complexity detection scheme for generalized spatial modulation," *J. Commun.*, vol. 11, no. 8, pp. 726–732, 2016.
- [6] H. Lopes and N. Souto, "Iterative Signal Detection for Large-Scale GSM-MIMO Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 8, pp. 7734–7738, 2018.
- [7] N. Souto and A. Correia, "Frequency Domain Equalization for Single and Multiuser Generalized Spatial Modulation Systems in Time Dispersive Channels," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 316–320, 2020.
- [8] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 461–471, 2004.
- [9] X. Li, Y. Zhang, L. Xiao, X. Xu, and J. Wang, "A novel precoding scheme for downlink multi-user spatial modulation system," *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun. PIMRC*, pp. 1361–1365, 2013.
- [10] H. Zhang, M. Ma, and Z. Shao, "Multi-User Linear Precoding for Downlink Generalized Spatial Modulation Systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, no. 1, pp. 212–216, 2020.
- [11] S. Boyd, N. Parikh, E. Chu, B. Peleato, and J. Eckstein, "Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers," *Found. Trends Mach. Learn.*, vol. 3, no. 1, pp. 1–122, 2010.

- Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun. PIMRC*, pp. 1361–1365, 2013.
- [14] H. Zhang, M. Ma, and Z. Shao, “Multi-User Linear Precoding for Downlink Generalized Spatial Modulation Systems,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, no. 1, pp. 212–216, 2020.
- [15] S. Boyd, N. Parikh, E. Chu, B. Peleato, and J. Eckstein, “Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers,” *Found. Trends Mach. Learn.*, vol. 3, no. 1, pp. 1–122, 2010.

Article

Precoded Generalized Spatial Modulation for Downlink MIMO Transmissions in Beyond 5G Networks

João Pedro Pavia ^{1,2,*} , Vasco Velez ^{1,2}, Bernardo Brogueira ^{1,2}, Nuno Souto ^{1,2}  and Américo Correia ^{1,2} 

- ¹ Department of Information Science and Technology, ISCTE—Instituto Universitário de Lisboa, Av. das Forças Armadas, 1649-026 Lisbon, Portugal; Vasco_Velez@iscte-iul.pt (V.V.); Bernardo_Brogueira@iscte-iul.pt (B.B.); Nuno.Souto@iscte-iul.pt (N.S.); americo.correia@iscte.pt (A.C.)
² Radio Systems Group, Instituto de Telecomunicações, Av. Rovisco Pais, 1049-001 Lisbon, Portugal
* Correspondence: Joao_Pedro_Pavia@iscte-iul.pt

Received: 20 August 2020; Accepted: 16 September 2020; Published: 22 September 2020



Abstract: The design of multiple input multiple output (MIMO) schemes capable of achieving both high spectral and energy efficiency constitutes a challenge for next-generation wireless networks. MIMO schemes based on generalized spatial modulations (GSM) have been widely considered as a powerful technique to achieve that purpose. In this paper, a multi-user (MU) GSM MIMO system is proposed, which relies on the transmission of precoded symbols from a base station to multiple receivers. The precoder's design is focused on the removal of the interference between users and allows the application of single-user GSM detection at the receivers, which is accomplished using a low-complexity iterative algorithm. Link level and system level simulations of a cloud radio access network (C-RAN) comprising several radio remote units (RRUs) were run in order to evaluate the performance of the proposed solution. Simulation results show that the proposed GSM MU-MIMO approach can exploit efficiently a large number of antennas deployed at the transmitter. Moreover, it can also provide large gains when compared to conventional MU-MIMO schemes with identical spectral efficiencies. In fact, regarding the simulated C-RAN scenario with perfect channel estimation, system level results showed potential gains of up to 155% and 139% in throughput and coverage, respectively, compared to traditional cellular networks. The introduction of imperfect channel estimation reduces the throughput gain to 125%.

Keywords: B5G; generalized spatial modulation (GSM); precoder design; massive multiple input multiple output (MIMO); quadrature amplitude modulation (QAM) constellations

1. Introduction

Considering the technological advances over the last decades, the next generation of wireless communications is expected to follow this trend with a significant increase in system robustness (SR), spectral efficiency (SE) and energy efficiency (EE). In recent years, new emerging techniques have appeared in order to meet the increasingly challenging requirements of beyond fifth generation (B5G) communication systems, such as non-orthogonal multiple access (NOMA) schemes like Signaling Aided Sparse Code Multiple Access [1] or index modulations (IM). IM has received significant attention due to its ability to activate a subset of certain elements of communication resources, namely antennas, subcarriers, and slots [2,3]. Generalized spatial modulation (GSM) constitutes a particular case of IM, which is suitable for large scale multiple input multiple output (MIMO) antennas schemes enabling greater EE with ease of implementation [4,5]. Considering that the information is encoded in the

combination of active antennas and, also in the modulated symbols transmitted in the active antennas, GSM can also achieve a greater SE than single antenna communications.

GSM can be considered as a compromise between conventional MIMO and simple radio frequency (RF) transmissions, since only a subset of the available transmission antennas is active for a certain period of time, thus reducing the number of RF chains required. Several detectors have been reported in the literature for single user scenarios. The authors of [6] proposed a minimal average square block error detector (OB-MMSE) that can achieve a close to optimal performance, while its required complexity is much lower when compared to other detectors. This detector uses an algorithm that sorts the possible transmit antenna combinations (TAC), followed by the detection in sequence of the possible signal vector for each TAC using block minimum mean square error (MMSE). A termination threshold must be applied in order to reduce the number of tested TACs. Although this detector is able to achieve near-optimal performance, it can incur in substantial complexity in large scenarios. A different GSM iterative detector is proposed in [7], which is based on dividing the problem of the maximum likelihood detection (MLD) into a sequence of simpler steps, such as the minimization of the unrestricted Euclidean distance, the projection of the elements onto the signal constellation and the projection onto the set of valid active antenna combinations. This approach allows a substantial complexity reduction when compared with the optimal MLD while still achieving near-optimal performance.

Although the wide range of precoding schemes referred to in the literature for MIMO systems considering both uplink and downlink scenarios [8–12], there is a significant imbalance between the number of approaches aimed at those scenarios for GSM-based schemes. In fact, there are very few studies that have extended the use of GSM to downlink MU [13].

Despite describing a system for scalable video broadcast communications in [3], the proposed scheme also considered the use of GSM for multiple users. However, the removal of inter-user interference is made at the receiver, which demands a large number of antennas at the users. A better suited alternative for dedicated links relies on removing inter-user interference at the transmitter through a precoder. This approach is often applied for conventional MU-MIMO as presented in [14], where the authors describe a precoder that accomplishes block diagonalization (BD) of the equivalent channel matrix. The proposed BD precoding guarantees zero inter-user interference and can be thought of as a generalization of channel inversion. Despite the similarity of the approach proposed by the authors in [15], their method cannot only provide improved bit error rate (BER) and throughput performances, but also additional diversity gain by adopting a partial nulling technique for the generalized block diagonalization (GBD). A few precoded schemes have been introduced for spatial modulations (SM) and GSM since then. A new precoder scheme for the downlink of MU-SM systems was proposed in [16], which exploits the channel status information (CSI) at the base station (BS). Here, a precoding matrix is computed, which allows the MU downlink system to be broken down into several independent single user SM systems. A precoded scheme designed for multi-user (MU) GSM systems was reported in [17], with the aim of eliminating all inter-user interference while maintaining the antenna selection features of GSM, which means that only some of the antennas are active, while the rest are silenced. Both proposals of [16,17] are limited in terms of spectral efficiency, since the first one was only defined for SM, while the later was designed specifically for a version of GSM, where the M -quadrature amplitude modulations (M-QAM) symbols are the same in all active antennas.

CSI is fundamental in channel estimation process in order to enable uplink and downlink transmissions in MIMO systems. However, the channel estimation for downlink transmissions on massive MIMO systems operating at frequency division duplexing (FDD) represents a very complex problem, since it is unfeasible for practical applications [18,19]. Time Division Duplexing (TDD) represents an interesting solution that can be used as alternative in order to overcome the aforementioned problem in context of downlink transmission in FDD systems. Considering the use of TDD mode, it is possible to exploit the channel reciprocity, which allows the estimation of the downlink channel by the base station through the uplink channel information. In the uplink scenario, orthogonal pilot signals are sent from the users to the base station, and based on that, signals at the

base station will estimate the CSI to the user equipment (UE). After accomplishing this task, the base station beamforms the downlink data towards the UE. Considering that there is a limited number of orthogonal pilots that can be reused between cells, a pilot contamination issue may appear and become a critical problem for massive MIMO channel estimation [20]. In order to overcome this issue and others, such as the increasing amount of required hardware and computational complexity cost due to use of large number of required antennas in those schemes, several channel estimation algorithms have been developed over last few years [21–23]. The success of the channel estimation process affects the performance of massive MIMO schemes [24] and, such as, should also be taken into account in the system evaluation. It is important to highlight that even though we will not cover in this paper, massive MIMO systems such as the GSM schemes addressed here are prone to several hardware impairments such as non-linear distortions from power amplifier, I/Q imbalance, sampling jitter, and finite-resolution quantization in analog digital converters (ADCs) [20]. To reduce the impact of these effects on the overall performance of the system, compensation algorithms can be developed to mitigate the impairments.

Another issue that must be considered with the introduction of 5G and beyond is the extreme densification of the network, which requires an increase in the network capacity [25,26]. Poor cell-edge coverage and throughput are the most limiting factors of 4G cellular radio access network (RAN). Some research has been dedicated to decrease inter-cell interference by base station coordination and coordinated beamforming [27,28]. Coordinated multi-point (CoMP) transmission or reception is one of the key techniques in 5G that mitigates inter-cell interference (ICI) from neighboring cells, providing higher spectral efficiency and coverage. CoMP indeed extends the cell coverage area and improves cell edge throughput. Joint processing coordinated multipoint transmission (JP-CoMP) requires the clustering of neighboring cells and cooperative transmission within each cluster. Clustering algorithms can be static and dynamic, centralized or distributed [29,30]. Static clustering relies on a predetermined fixed base station cluster. Each static clustering algorithm utilizes different strategies to determine the efficient cluster formation. The network then decides on base station clusters. Dynamic clustering adapts to network changes, where the usual methods are designed based on centralized control on the network, which requires extensive information sharing. In our study, we only consider static clustering based on channel state information (CSI). The techniques mentioned above are essential to improve the overall spectral and energy efficiencies and also increase the throughput and coverage gains, when compared to traditional cellular networks [31].

Motivated by the work above, in this paper we provide a study on MU-MIMO systems, where GSM symbols are transmitted simultaneously to multiple users (differences between the proposed approach and a conventional MU-MIMO assumed as reference are shown in Table 1). To increase the SE of the transmission, different modulated symbols are sent on different (virtual) antennas, where high-order M-QAM constellation with sizes reaching $M = 1024$ symbols are considered. To remove inter-user interference and transform the MU transmission into several independent SU links, a BD precoder is applied at the BS, while a modified and improved version of the low-complexity SU GSM detector presented in [7] is used at the receiver.

The influence of imperfect channel estimation on the performance of this massive MIMO GSM-based system is also analyzed. Link level simulations show that the presented GSM MU-MIMO approach can provide substantial performance gains over conventional MU-MIMO. Additionally, system level simulations show that deployments based on cloud-RAN (C-RAN) comprising several radio remote units (RRUs) can achieve large throughput and coverage gains over traditional cellular networks. The paper is organized as follows: Section 2 presents the model for the MU GSM system, Section 3 presents the transmitter and receiver structure followed by the numerical results obtained in Section 4. Finally, the conclusions are outlined in Section 5.

Table 1. Comparison between the reference conventional multi-user multiple input multiple output (MU-MIMO) and the proposed generalized spatial modulations multi-user multiple input multiple output (GSM MU-MIMO).

	Conventional MU-MIMO	GSM MU-MIMO
Precoder	<ul style="list-style-type: none"> Block Diagonalization 	<ul style="list-style-type: none"> Block Diagonalization
Detector	<ul style="list-style-type: none"> conventional single user MIMO proposed ADMM-based receiver 	<ul style="list-style-type: none"> Single-user GSM detector capable of operating in undetermined scenarios (sMMP, OB-MMSE, ...) proposed ADMM-based receiver
Information Mapping	<ul style="list-style-type: none"> Modulated Symbols 	<ul style="list-style-type: none"> Modulated Symbols (Virtual) Antenna Indices
Possibilities for improving Spectral Efficiency	<ul style="list-style-type: none"> Increase modulation order Increase number of transmit antennas → additional transmit power needed 	<ul style="list-style-type: none"> Increase modulation order Increase number of transmit antennas → no additional transmit power needed

Notation: Matrices and vectors are denoted by uppercase and lowercase boldface letters, respectively, $(\cdot)^T$ and $(\cdot)^H$ denote the transpose and conjugate transpose, $\lfloor \cdot \rfloor$ is the floor function, $\binom{N}{k}$ denotes the number of combinations of N symbols taken k at a time, and $\text{supp}(\mathbf{x})$ returns the set of indices of nonzero elements in \mathbf{x} (i.e., the support of \mathbf{x}).

2. System Model

Let us consider a downlink MU-MIMO system where a BS transmits simultaneously to N_u users. The BS is equipped with N_{tx} antennas and each user has N_{rx} antennas, as illustrated in Figure 1. We assume that the signal can be represented as $\mathbf{s} = [s_0^T, \dots, s_{N_u-1}^T]^T$, where $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ contains the information transmitted to user k and $N_s \leq N_{tx}/N_u$.

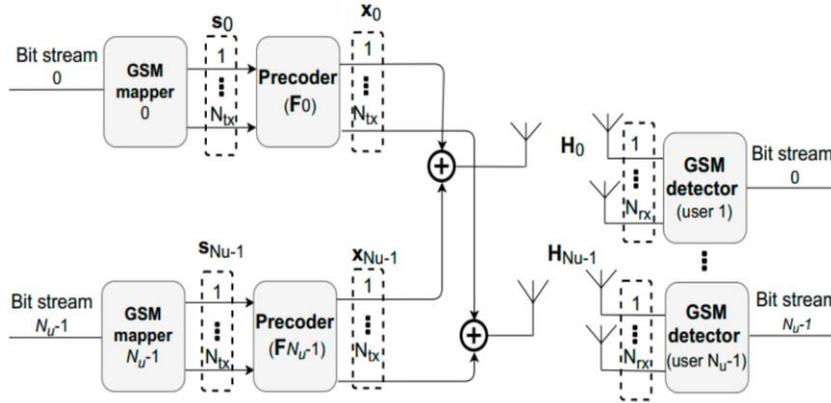


Figure 1. Transmitter and receiver scheme.

Considering that GSM is being used, only N_a positions of \mathbf{s}_k are nonzero. These correspond to active indexes, which carry M-QAM modulated symbols. The signal vector of each user can be written as

$$\mathbf{s}_k = [\dots, 0, s_k^0, 0, \dots, 0, s_k^{N_a-1}, 0, \dots]^T \tag{1}$$

where $s_k^j \in \mathcal{A} (j = 0, \dots, N_a - 1)$ with \mathcal{A} denoting an M -QAM complex valued constellation set. According to this model, the information will be divided in such a way that part of the data are used to select an active index (AI) from a total $N_{comb} = 2^{\lceil \log_2(N_a) \rceil}$ AI combinations (AICs) available per user. The remaining data are mapped onto N_a complex-valued M -QAM symbols. The resulting SE is then

$$N_{bits} = N_u \left[\log_2(N_a) \right] + N_u N_a \log_2(M) \quad (2)$$

bits per channel use (bpcu).

3. Transmitter and Receiver Structure

In this section the transmitter and receiver structures' design will be addressed. The receiver design will be based on the alternating direction method of the multipliers (ADMM), which will be explained further in Section 3.2.

3.1. Transmitter Design

Channel state information at the transmitter (CSIT) will be used to pre-process the symbols through a linear precoder $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_0, \dots, \mathbf{F}_{N_u-1}]$, where $\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_s}$. Considering that the transmitted signal propagates through a flat fading channel, the baseband signal received by user k can be written as

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_u-1} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_k. \quad (3)$$

where

$$\mathbf{x} = \sum_{k=0}^{N_u-1} \mathbf{x}_k = \sum_{k=0}^{N_u-1} \mathbf{F}_k \mathbf{s}_k. \quad (4)$$

In this expression, $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{tx}}$ corresponds to the channel matrix for the link between the BS and user k and $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$ is the noise vector with samples taken according to a zero-mean circularly symmetric Gaussian distribution with covariance $2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_{rx}}$. The first term in (4) is related to the desired signal and the second one is the interference caused by the other users' signals. Moreover, the multiuser interference can be eliminated by using a BD method as proposed in [9]. Following this approach, the equivalent overall channel matrix $\mathbf{H}\mathbf{F}$, with $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_0^T, \dots, \mathbf{H}_{N_u-1}^T]^T$, will become block diagonal. A simple BD precoder without any power loading optimization is assumed in this paper, with each precoder matrix \mathbf{F}_k designed so as to enforce that $\mathbf{H}_i \mathbf{F}_k = 0$ for all $i \neq k$. This particular condition can be satisfied using vectors selected from the null space of matrix $\tilde{\mathbf{H}}_k$, which is defined as

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_0^T, \dots, \mathbf{H}_{k-1}^T, \mathbf{H}_{k+1}^T, \dots, \mathbf{H}_{N_u-1}^T]^T. \quad (5)$$

$\tilde{\mathbf{H}}_k$ corresponds to the concatenation of the channel matrices between the BS and all users except user k . An orthonormal basis for the null space of $\tilde{\mathbf{H}}_k$ can be found by computing its singular value decomposition (SVD) as

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k [\tilde{\mathbf{V}}_k^{(1)} \tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)}]^H, \quad (6)$$

where $\tilde{\mathbf{U}}_k$ is the matrix with the left-singular vectors and $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_k$ is a rectangular diagonal matrix containing the nonzero singular values. $\tilde{\mathbf{V}}_k^{(1)}$ and $\tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)}$ contain the right singular vectors corresponding to the nonzero singular values and the null singular values, respectively. \mathbf{F}_k is obtained from $\tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)}$ by selecting its first N_s columns. In this case, the signal arriving at each receiver reduces to

$$\mathbf{y}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k, \quad (7)$$

where $\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k$ is the equivalent single user channel seen by the receiver.

3.2. Receiver Design

Considering the system model and the BD precoder described in the previous sections, each receiver will have to apply simple single user GSM detection. This can be seen as an attempt to solve the MLD problem related to receiver k , which is formulated as

$$\min_{\mathbf{s}} f(\mathbf{s}_k) \triangleq \|\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k\|_2^2 \quad (8)$$

$$\text{subject to } \mathbf{s}_k \in \mathcal{A}_0^{N_s} \quad (9)$$

$$\text{supp}(\mathbf{s}_k) \in \mathbb{S}, \quad (10)$$

where $\mathcal{A}_0 \stackrel{\text{def}}{=} \mathcal{A} \cup \{0\}$ and \mathbb{S} denotes the set of valid AICs, which has a size of N_{comb} . Solving this non-convex problem directly would require excessive or even unfeasible computational complexity for moderate to large problem settings. To tackle the problem, we adopt instead a similar approach to the one we applied in [7], which is based on the idea of using ADMM as a heuristic for splitting a complex problem into a sequence of simpler ones (as addressed in [32]). Being an heuristic based approach, there will be no guarantee that the resulting algorithm will converge to the solution of the original MLD problem. While this means that the detector will be suboptimal, it will require a much lower computational cost. Following a similar derivation to the one provided in [7], we can arrive at the iterative detection algorithm shown in Table 2 which can be used in each GSM receiver.

Table 2. Iterative GSM detection algorithm for each user k .

1:	Input: $\mathbf{u}^0, \mathbf{w}^0, \mathbf{x}^0, \mathbf{z}^0, \hat{\mathbf{H}}_k, \mathbf{y}_k, \rho_x, \rho_z, Q$
2:	$f_{\text{best}} = \infty$.
3:	$\Phi \leftarrow (\hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k + (\rho_x + \rho_z) \mathbf{I}_{N_s})^{-1}$.
4:	for $t = 0, 1, \dots, Q-1$ do
5:	$\mathbf{s}_k^{(t+1)} \leftarrow \Phi (\hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{y}_k + \rho_x (\mathbf{x}^{(t)} - \mathbf{u}^{(t)}) + \rho_z (\mathbf{z}^{(t)} - \mathbf{w}^{(t)}))$.
6:	$\mathbf{x}^{(t+1)} \leftarrow \prod_D (\mathbf{s}_k^{(t+1)})$.
7:	$\mathbf{z}^{(t+1)} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}} (\mathbf{s}_k^{(t+1)} + \mathbf{w}^{(t)})$.
8:	$I \leftarrow \text{supp}(\mathbf{x}^{(t+1)})$.
9:	$\hat{\mathbf{s}}_I^{\text{candidate}} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_I^{\text{candidate}} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}} (\mathbf{s}_I^{(t+1)})$
10:	if $f(\hat{\mathbf{s}}^{\text{candidate}}) < f_{\text{best}}$ then
11:	$\hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow \hat{\mathbf{s}}_I^{\text{candidate}}$.
12:	$f_{\text{best}} = f(\hat{\mathbf{s}}^{\text{candidate}})$.
13:	end if
14:	$\mathbf{u}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{u}^{(t)} + \mathbf{s}_k^{(t+1)} - \mathbf{x}^{(t+1)}$.
15:	$\mathbf{w}^{(t+1)} \leftarrow \mathbf{w}^{(t)} + \mathbf{s}_k^{(t+1)} - \mathbf{u}^{(t+1)}$.
16:	end for.
17:	Output: $\hat{\mathbf{s}}_k$

In this table, $\mathbf{u}, \mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_{rx}/N_u \times 1}$ are scaled dual variables and ρ_x and ρ_z are penalty parameters associated to constraints (9) and (10). A careful tuning of these parameters will ensure that the algorithm reaches a good performance during its execution. In the algorithm, Q is the maximum number of iterations, $\prod_D(\cdot)$ denotes the projection onto set $\mathcal{D} = \{\mathbf{s} : \text{supp}(\mathbf{s}) \in \mathbb{S}\}$, and $\prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}}(\cdot)$ is the projection over $\mathcal{A}_0^{N_s}$. The projection over set \mathcal{D} can be accomplished by keeping the N_u largest

magnitude elements whose indices also match a valid antenna combination, whereas $\prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}}(\cdot)$ can be computed as simple rounding of each component to the closest element in \mathcal{A}_0 .

Although heuristic-based approaches as the one adopted in the proposed GSM detector can reach a solution faster, it may not be the optimal one. Therefore, it is not guaranteed that the algorithm will converge to the optimal solution of the original MLD problem (which is nonconvex). To increase the chances of finding an optimal solution and to improve the performance of the GSM detector, we present several different strategies. The first method is the simplest and consists of restarting the algorithm multiple times by using different initializations [32] for the variables $\mathbf{u}^0, \mathbf{w}^0, \mathbf{x}^{u(0)}, \mathbf{z}^0$ required by the algorithm. Another improvement strategy that we propose relies on checking at the end of the algorithm if any of the P neighboring candidates result in an improvement of $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate})$. These P neighbors can be selected amongst those with the closest supports using the algorithm presented in Table 3. A last possible refinement method that we consider consists of re-solving the MLD problem with the support set fixed according to the candidate point $\hat{\mathbf{s}}_k$ generated by the main algorithm.

Table 3. Solution refinement algorithm based on a closest neighbor search for user k .

1:	Input: $\hat{\mathbf{H}}_k, \mathbf{y}_k, \hat{\mathbf{s}}, \mathbf{s}_k^{(Q)}, f_{best}, P$
2:	$\bar{D}_0 = D, I \leftarrow \text{supp}(\hat{\mathbf{s}})$
3:	for $p = 1, \dots, P$ do
4:	$\bar{D}_p = \bar{D}_{p-1} \setminus \{\mathbf{s} : \text{supp}(\mathbf{s}) = I\}$.
5:	$\mathbf{x} \leftarrow \prod_{\bar{D}_p}(\mathbf{s}_k^{(Q)})$
6:	$I \leftarrow \text{supp}(\mathbf{x})$.
7:	$\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow \prod_{\mathcal{A}_0^{N_s}}(\mathbf{s}_I^{(Q)})$
8:	if $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate}) < f_{best}$ then
9:	$\hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow 0, \hat{\mathbf{s}}_{k,I} \leftarrow \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate}$.
10:	$f_{best} = f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate})$.
11:	end if
12:	end for.
13:	Output: $\hat{\mathbf{s}}_k$

In this case, the resulting formulation becomes a conventional MIMO detection problem which can also be approximated by a simple projected MMSE estimate, i.e., as

$$\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} = \prod_{\mathcal{A}_0^{N_a}} \left((\hat{\mathbf{H}}_{k,I}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,I} + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_a})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,I} \mathbf{y}_k \right). \tag{11}$$

We refer to this third approach as the MMSE polishing step. In terms of computational complexity, the BD precoding requires the computation of N_u SVDs, which is the step with the heaviest cost resulting in a complexity order of $O(N_u^4 N_{rx}^3 + N_u^2 N_{rx}^2 N_{tx})$. This cost is supported by the BS which typically can have higher computational capabilities. More critical is the required computational complexity at the users. Regarding the receiver, the s-update step (line 5 of Table 2) has the highest cost as it involves an $N_{tx}/N_u \times N_{tx}/N_u$ matrix inversion (although it is only computed in the beginning of the algorithm). Considering a fixed number of iterations, the total complexity order is $O((N_{tx}/N_u)^3)$.

For comparison, the complexity order of MLD is $O(N_{comb} M^{N_a})$ (with $N_{comb} = 2^{\lceil \log_2 \binom{N_s}{N_a} \rceil}$), of a linear MMSE is $O((N_{tx}/N_u)^3)$, of OB-MMSE [33] is $O(N_{comb} N_a^3)$ and of multipath matching pursuit with slicing (sMMP) [34] is $O(\frac{N_{tx}}{N_u} N_{rx} (1 - T^K) / (1 - T) + (N_a^2 N_{rx} + N_a^3) T^K)$ (T is the number of child candidates expanded at each iteration). Therefore, the proposed approach has a similar complexity order to the linear MMSE. Note that the complexity of OB-MMSE does not grow exponentially with

the signal constellation size, M , like in the case of MLD, but it still depends on $N_{comb} = 2^{\lfloor \log_2(\frac{N_s}{N_a}) \rfloor}$ which can restrict its use when a large number of bits are conveyed on antenna indices.

4. Numerical Results

In this section, we present numerical simulations, both link level and system level. Link performance results, namely, block error rate (BLER), are used as input by the system level simulator. The system is illustrated in Figure 2, where the C-RAN is comprised of 19 radio remote units (RRUs) connected through fiber to a central unit (CU), each RRU with $N = 60$ active pedestrian users. Each RRU consists of three transmission and reception points (TRP), each one equipped with $N_{tx, total} = 256$ antennas while users have N_{rx} antennas (i.e., each RRU corresponds to a BS according to the system model presented in Section 2). The RRUs array configuration corresponds to cylindrical arrays: $16 \times 16 \times 3$, where the separation between antennas of the array is half wavelength [35].

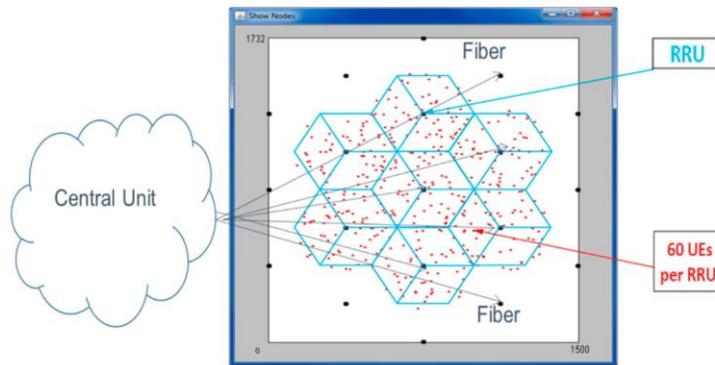


Figure 2. Cloud radio access network (C-RAN) considered for the system level simulations. RRU = radio remote unit.

The system level block diagram can be found in references [36,37]. This simulator is based on the one described in [37]. In the system level simulator, there are general parameters that must be defined, such as network layout and antenna parameters. The setup used considers several of the same parameters adopted in the case study presented in Section 7.7 of [38] for the deployment of a Massive MIMO based outdoor network. Our system level simulator considers the 3D urban macro 3D-Uma scenario [36], where the BSs are mounted above rooftop levels of surrounding buildings with antenna height: 25 m and pedestrians height: 1.5–2.5 m. To each pedestrian is assigned line-of-sight (LOS) or non-line-of-sight (NLOS) propagation conditions, depending on the distance to RRU. It is generated correlated large-scale and small-scale parameters to create channel coefficients and pathloss and shadowing are applied with $\sigma_{SF} = 7.8$ dB. For the NLOS pathloss distance, we have $PL = 32.4 + 20 \log(f_c) + 30 \log(d_{3D})$ dB, where d_{3D} is the distance in meters [36]. Other simulator parameters are: carrier frequency $f_c = 3.5$ GHz, maximum TRP transmit power 46 dBm, receiver spectral noise power density -174 dBm/Hz, cyclic prefix overhead 5%, pilots/TRP = 15 and arrays with uni-polarized antennas. We choose the 5G NR numerology 1 and slot configuration parameters taken from [39]: the bandwidth is $B_t = 20$ MHz with normal CP where the subcarrier spacing is 30 kHz and 28 OFDM symbols are transmitted in every subframe of 1ms. Each user feedbacks all CSI and signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) to TRPs. The static clustering technique partitions the network into three adjacent RRUs sets where each user is served by at least one RRU, while the

others perform inter-user interference. The RRU inter-site distance is 433 m corresponding to a radius of 250 m.

4.1. Link Level Simulations

The first simulation results had the objective of evaluating the behavior of the iterative GSM receiver and of the overall proposed GSM MU-MIMO transmitter/receiver scheme. Figures 3 and 4 present the results of BER performance versus the signal-to-noise ratio (SNR) in dB of the proposed GSM MU-MIMO system with $N_{tx} = 255$, $N_{rx} = 10$, $N_u = 15$, $N_s = 17$ and $N_a = 2$, which corresponds to a spectral efficiency of 23 bpcu/user for 256-QAM and 27 bpcu/user for 1024-QAM.

The expression $n_1 \times n_2$, mentioned in the legend of both figures, denotes that the receiver algorithm was ran with n_1 restarts and n_2 iterations. The type of polishing applied as well as the number of neighbors is also shown. Besides the expected improvement when using more iterations, it can be observed that by increasing the number of algorithm restarts, we can achieve a better system performance. When considering the 1×500 and 10×50 cases, which have the same total number of iterations, it is clear that the best results are achieved by the case with more restarts (10×50). Considering the scenarios where MMSE polishing is used and those where it is not, one can observe that those where polishing is applied have better performance. We also studied the impact of changing the number of neighbors on the performance of the algorithm and we concluded that the greater the number of neighbors, the better the performance will be (see the cases where $P = 1, 4, 9$ and 19). Moreover, the combination of the three proposed improvement strategies for the ADMM receiver lead to a better performance than the usage of the individual approaches. Globally, the proposed ADMM algorithm tends to lead to better results when compared to the case where the well-known OB-MMSE receiver (which we included as benchmark) is used [6].

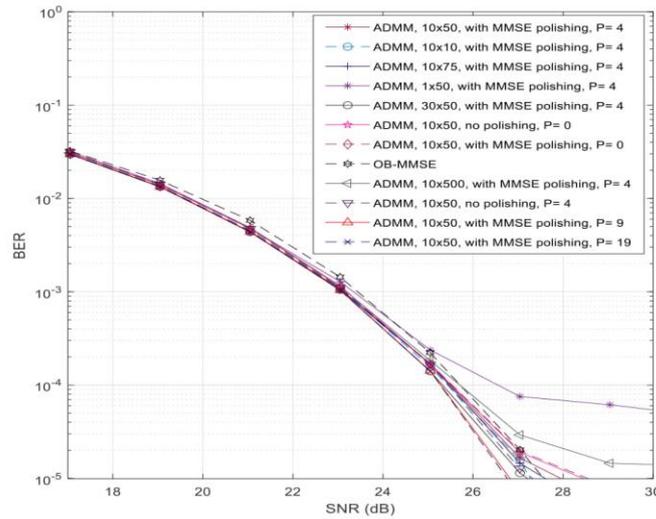


Figure 3. Bit error rate (BER) performance of ADMM in a MU-MIMO scenario with $N_{tx} = 255$, $N_{rx} = 10$, $N_u = 15$, $N_s = 17$ and $N_a = 2$, 256-QAM.

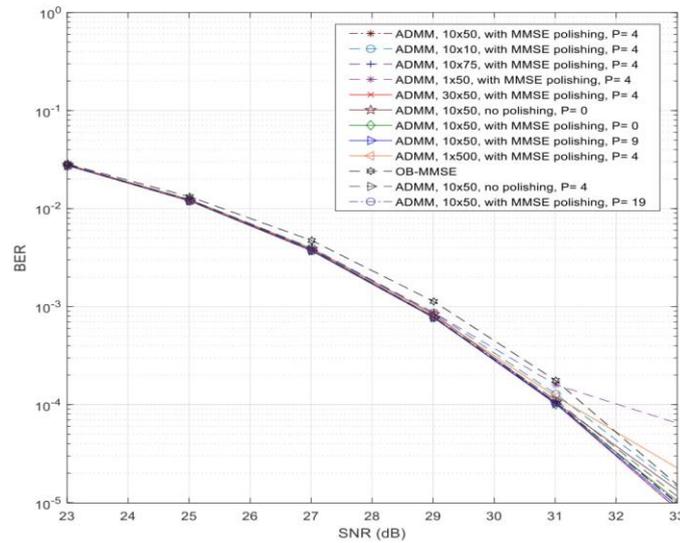


Figure 4. BER performance of ADMM in a MU-MIMO scenario with $N_{tx} = 255$, $N_{rx} = 10$, $N_u = 15$, $N_s = 17$ and $N_a = 2$, 1024-QAM.

Our next goal is to provide a comparison between a conventional BD precoded MU-MIMO [9] and the proposed GSM MU-MIMO. Figure 5 shows the results for two different configurations. The first case concerns a comparison between the precoded GSM MU-MIMO with $N_{tx} = 160$, $N_{rx} = 6$, $N_u = 10$, $N_s = 16$, $N_a = 1$, 16-QAM and the conventional BD precoded MU-MIMO with $N_{tx} = 60$, $N_{rx} = 6$, $N_u = 10$, $N_s = 1$ and 256-QAM, both with a spectral efficiency of 8 bpcu/user. In the second case, we present a comparison between the precoder based on GSM MU-MIMO with $N_{tx} = 90$, $N_{rx} = 8$, $N_u = 10$, $N_s = 9$, $N_a = 3$, quadrature phase-shift keying (QPSK) and the precoder based on conventional MU-MIMO with $N_{tx} = 80$, $N_{rx} = 8$, $N_u = 10$, $N_s = 3$ and 16-QAM, both with a spectral efficiency of 12 bpcu/user. Regarding the GSM MU-MIMO scheme, results with the proposed receiver as well as other alternative ones are included, namely with a linear MMSE and with the sMMP (from [34]). In the case of sMMP, a lower number of child nodes ($T = 3$) was adopted for 12 bpcu due to the very high computational complexity when operating with higher values in this scenario.

In the results, it is clear that the proposed ADMM receiver achieves the best results when compared against sMMP and MMSE. In the case of MMSE, it simply cannot correctly detect the information (8 bps) or it has a high irreducible BLER (12 bps). This is due to the fact that from a receiver point of view, both scenarios correspond to underdetermined systems ($N_{rx} < N_s$), which a simple MMSE has a high difficulty to cope with. Through this figure, it can also be seen that the GSM MU-MIMO precoder with the proposed ADMM receiver achieves a better performance when compared to the conventional MU-MIMO precoder (which also uses the same receiver). When we focus on the curve’s behavior for a 10^{-4} BER considering a 8 bpcu/user scenario, the GSM MU-MIMO shows a gain of about 10 dB over the conventional MU-MIMO. Moving on to the 12 bpcu/user scenario and maintaining the BER at 10^{-4} , the GSM MU-MIMO presents a gain of about 5 dB over the conventional MU-MIMO. These results suggest that GSM MU-MIMO can be a potential alternative to increase the SE of the system when compared with the adoption of higher-level modulations in conventional MU-MIMO.

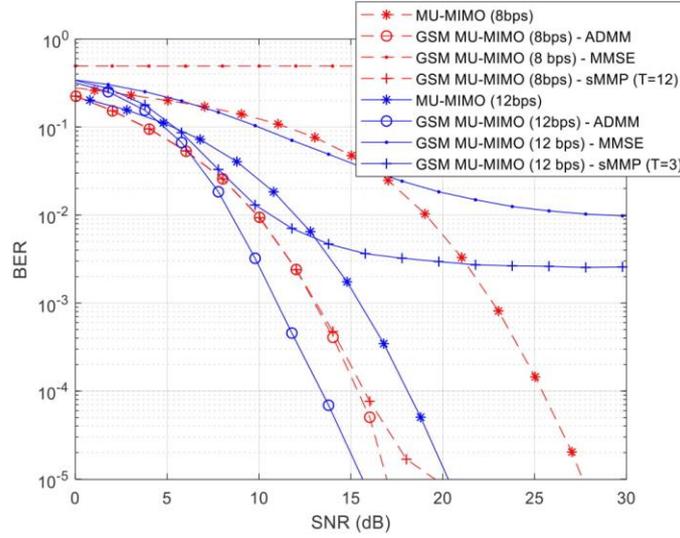


Figure 5. BER performance of a precoder based on GSM MU-MIMO and a precoder based on conventional MU-MIMO.

A second set of simulations were performed in order to analyze the block error rate (BLER) performance versus the energy per symbol to noise power spectral density (E_s/N_0) in dB of the proposed GSM MU-MIMO system. These results are required for the system level evaluation in the next subsection. Both perfect channel estimation and imperfect channel estimation curves are presented. For the imperfect channel estimation results we adopted the same model as in [40]. Denoting the CSI available at the transmitter as $\bar{\mathbf{H}}$ and the CSI error as \mathbf{H}_{error} we can express the channel matrix as $\mathbf{H} = \bar{\mathbf{H}} + \mathbf{H}_{error}$. The entries of $\bar{\mathbf{H}}$ and \mathbf{H}_{error} are drawn assuming complex Gaussian distributions of $CN(0, \sigma_{\bar{h}}^2)$ and $CN(0, \sigma_{h_{error}}^2)$, with $\sigma_{\bar{h}}^2 + \sigma_{h_{error}}^2 = 1$. In the presented results we considered $\sigma_{h_{error}} = 0.03$. In our simulations, a minimum of 25,000 blocks were transmitted for computing each BLER result. In Figures 6 and 7, we have $N_{sc} = 256$ subcarriers, $N_{tx} = 17$ antennas/user, $N_{rx} = 16$ antennas/user and $N_u = 15$ users. The number of active antennas are $N_a = 2$ and $N_a = 3$, respectively. The case $N_a = 3$ and 1024-QAM corresponds to a spectral efficiency of 39 bpcu/user. The peak bit rate per user achieved assuming 5G NR numerology 1 is 279.552 Mbps. This means that 1 bpcu/user is equivalent to bit rate of 7.168 Mbps.

Doubling $N_{sc} = 256$ to $N_{sc} = 512$ doubles the spectral efficiency to 78 bpcu/user use which is equivalent to a bit rate of 14.336 Mbps. In both figures, the BLER of GSM MU-MIMO is presented versus (E_s/N_0) in dB, for five uniform M-QAM constellations namely, $M \in \{4, 16, 64, 256, 1024\}$. As expected, independently of N_a , higher values of M require higher values of E_s/N_0 (dB) to reach the reference BLER = 10^{-1} . In Figure 6, 1024-QAM with perfect estimation requires an additional 24 dB of E_s/N_0 compared to 4-QAM(QPSK). With imperfect channel estimation there is an additional 15 dB penalty to reach BLER = 10^{-1} in the detection of 1024-QAM (it has a higher sensitivity to channel estimation errors).

In Figure 7, for $N_a = 3$, it is clear the higher sensitivity of 1024-QAM, as one can notice that with imperfect estimation there is the emergence of a BLER floor. The other modulations only reveal small or negligible degradation.

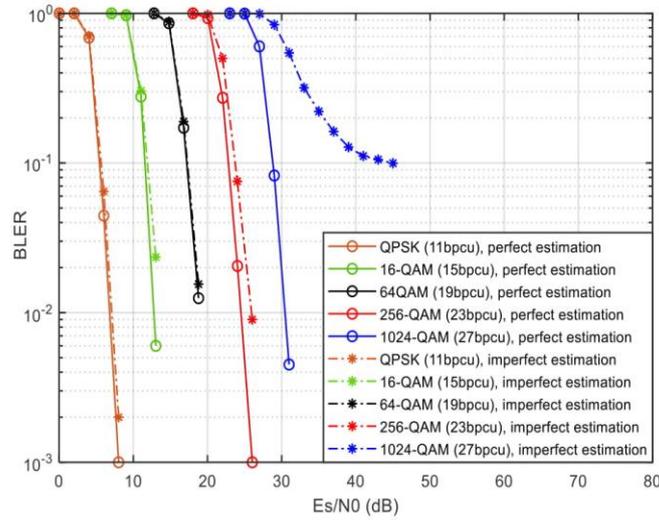


Figure 6. Block error rate (BLER) vs. E_s/N_0 for $N_a = 2$, $N_{sc} = 256$, $N_u = 15$, $N_{tx} = 17$ antennas/user, and $N_{rx} = 16$ antennas/user.

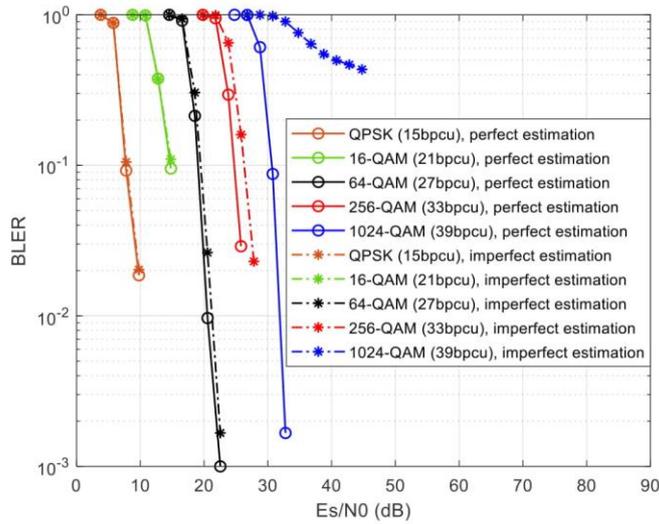


Figure 7. Perfect and imperfect estimation of BLER vs. E_s/N_0 for $N_a = 3$, $N_{sc} = 256$, $N_u = 15$, $N_{tx} = 17$ antennas/user, and $N_{rx} = 16$ antennas/user.

4.2. System Level Simulations

Using the BLER results described previously, several system level simulations were performed. The signal-to-noise ratio in dB used in the system level simulations is obtained using $SNR = (E_s/N_0) +$

$10 \log(R_s/B)$ dB, where R_s is the total transmitted symbol rate per antenna and user, B is the total bandwidth (we considered 20MHz), and E_s/N_0 is the ratio of symbol energy to noise spectral density in dB. Values of E_s/N_0 are obtained from the link level BLER results.

In Figure 8, we have chosen $N_a = 2$ with perfect estimation, and computed the SNR values corresponding to the BLER = 10^{-1} so as to obtain the coverage results vs. the percentage of transmitted carrier power. Based on the parameters $N_u = 15$, $N_{tx} = 17$ transmit antennas/user and $N_{rx} = 16$ receive antennas/user there are a total of 255 active antennas at each TRP. The coverage of each of the five different M-QAM constellations and the arithmetic average of the coverage of all constellations (labelled as AllQAM) is presented for two different clusterings. In the present cellular topology, RRUs correspond to base stations, and each user is served by one RRU while the other RRUs generate inter-interference when transmitting towards their users. The label 1C means that the cluster contains one RRU. According to BLER performance results of Figure 6, it is expected that the 1024-QAM constellation has the minimum coverage due to more demanding signal-to-noise ratio, while 4-QAM has the maximum coverage for 100% of the transmitted carrier power. Only users close to RRUs are able to decode correctly 1024-QAM symbols, whereas 4-QAM symbols are decoded everywhere. We can check in Figure 8 that only for 100% of transmitted carrier power, the average coverage of all constellations reaches 71.5% of the area. The remaining coverage curves correspond to clustering where the network is partitioned into three adjacent RRU sets and each user is served by three RRUs (labelled as 3C). It is clear that there is an improved coverage obtained for all constellations, which is due to a much lower inter-interference between RRUs. Now, the average coverage of all constellations for 100% of carrier power is 99.6%, which corresponds to a coverage gain of 139%.

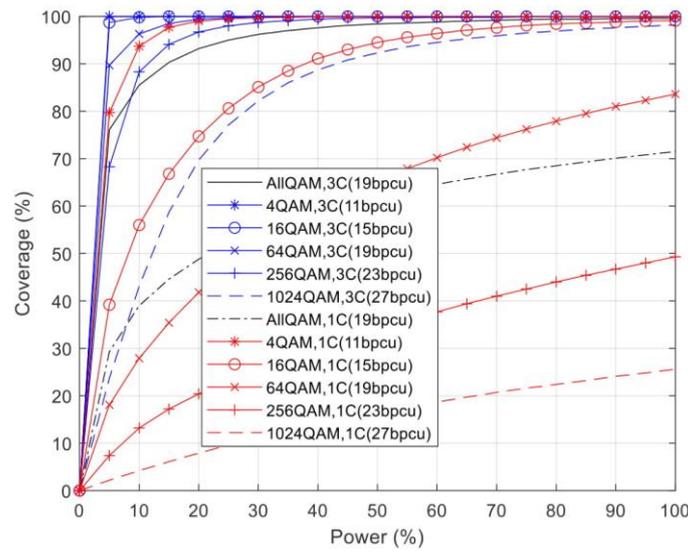


Figure 8. Coverage vs percentage of transmitted power for $N_a = 2$, $N_{sc} = 256$, $N_u = 15$, $N_{tx} = 17$ antennas/user and $N_{rx} = 16$ antennas/user.

In Figure 9, the average throughput results corresponding to the coverage results of the previous figure are presented. Considering the impact of clustering in which only one RRU (1C) is transmitting, the constellation with the lowest throughput is 1024-QAM and the highest result is achieved for 64-QAM. The latter presents a better tradeoff of coverage and spectral efficiency when compared to

the use of 16-QAM and 4-QAM constellations. For 15 users and 100% of transmitted carrier power, the average throughput obtained with all constellations is 1306.5 Mbps (87.1 Mbps/user). For the clustering where three RRUs (3C) transmit to each user, the constellation with the highest throughput is 1024-QAM, followed by 256-QAM, 64-QAM, 16-QAM, and 4-QAM. There is a match between the spectral efficiency (bpcu) of each constellation and the corresponding average throughput achieved at C-RAN system level. In fact, the same type of match is also observed for the curve of all constellations with spectral efficiency of 19 bpcu and the average throughput achieved at RAN. Notice that the spectral efficiency of 19 bpcu corresponds to a 64-QAM constellation and is equal to the average spectral efficiency of all constellations. For 15 users and 100% of transmitted power, the average throughput of all constellations is 2031.0 Mbps (135.4 Mbps/user), which gives a throughput gain of 155%.

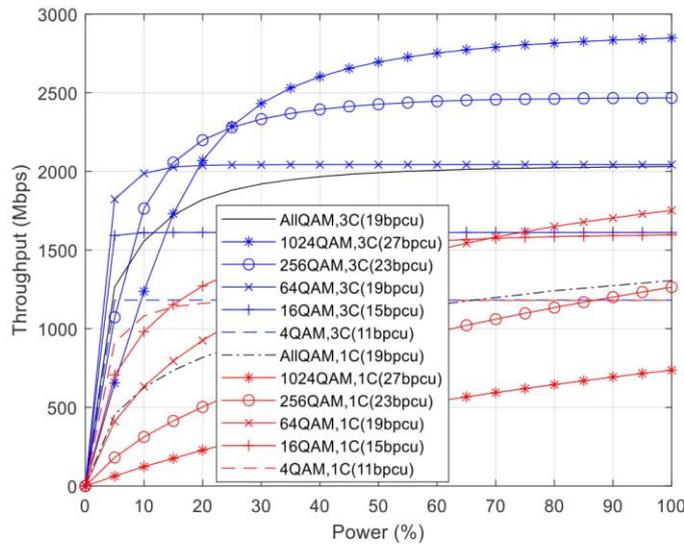


Figure 9. Average throughput vs percentage of transmitted power for $N_a = 2$, $N_{sc} = 256$, $N_u = 15$, $N_{tx} = 17$ antennas/user and $N_{rx} = 16$ antennas/user.

Figure 10 presents the throughput averaged over all users uniformly distributed, for the C-RAN scenario where three RRUs (3C) transmit to each user. The parameters of the previous figures are kept the same, namely $N_{tx} = 17$ antennas/user, $N_{rx} = 16$ antennas/user, $N_{sc} = 256$, and we vary the number of users N_u from 1 up to 15, considering 100% of transmitted carrier power. We consider that the channel estimation is perfect. We can confirm that the BD MU precoding used at the RRUs and the ADMM receivers are operating as expected because every throughput curve is a straight line with slope dependent of the constellation but independent of N_u . The increase in throughput depends on the spectral efficiency. We present two set of results. For $N_a = 2$, the minimum is 11 bpcu (4-QAM) and the maximum is 27 bpcu (1024-QAM). The second set of performance curves have $N_a = 3$, starting from 15 bpcu (4-QAM) up to a maximum of 39 bpcu (1024-QAM). We observe the same throughput results for 15 bpcu with 16-QAM and $N_a = 2$ or 4-QAM with $N_a = 3$. The throughput results are almost the same between the average of all constellations with $N_a = 2$ (19 bpcu) or $N_a = 3$ (27 bpcu) and the 64-QAM constellation having the same spectral efficiencies. This can be explained because the average coverage of all constellations is only slightly lower than the coverage of 64-QAM. The ratio of

throughput results for the average of all constellations with $N_a = 3$ (27 bpcu) compared to those of $N_a = 2$ (19 bpcu) is $2875.8/2031.0 = 1.42$, the same as the expected ratio $(27 \text{ bpcu}/19 \text{ bpcu}) = 1.42$.

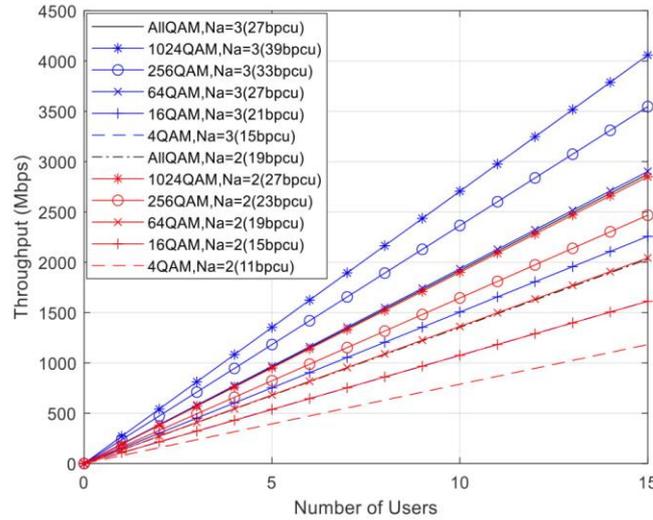


Figure 10. Average throughput vs number of users for $N_{sc} = 256$, $N_{tx} = 17$ antennas/user and $N_{rx} = 16$ antennas/user with perfect channel estimation.

Figure 11 considers the same parameters of Figure 10 but the channel estimation is imperfect instead of perfect. Some performance degradation due to imperfect channel estimation can be observed. The throughput results are not anymore the same between the average of all constellations with $N_a = 2$ (19 bpcu) or $N_a = 3$ (27 bpcu) and the 64-QAM constellation having the same spectral efficiencies. Indeed, the simulation results indicate that the throughput of the average of all constellations is lower than the 16-QAM constellation results with $N_a = 2$ (15 bpcu) or $N_a = 3$ (21 bpcu). For both numbers of active antennas, the throughput results for 1024-QAM become the lowest instead of the highest and for $N_a = 3$, the throughput is zero (does not attain a BLER of 10^{-1} as observed previously). There is an obvious decrease in the simulated throughput results compared to the expected results based on the constellation bpcu. The ratio of throughput results for the average of all constellations with $N_a = 3$ (27 bpcu) compared to those of $N_a = 2$ (19 bpcu) is $2062.5/1546.5 = 1.33$, lower than the expected ratio $(27 \text{ bpcu}/19 \text{ bpcu}) = 1.42$. The comparison between Figures 10 and 11 indicates that the throughput reduction due to imperfect channel estimation for $N_a = 2$ is $(1-1546.5/2031.0) = 0.24$ and for $N_a = 3$ is $(1-2062.5/2875.8) = 0.28$. Therefore, the throughput reduction due to imperfect estimation increases with the number of GSM active antennas which was expected based on the BLER results of Figures 6 and 7.

Figure 12 presents the cumulative distribution function (CDF) of a RRU with three TRPs, each TRP with $N_{tx} = 255$ active antennas serving 60 users each with $N_{rx} = 16$ antennas. The CDF of this figure corresponds to the case of 100% of carrier transmission power. We consider only the C-RAN scenario with clusters of three RRUs (3C), with curves for both perfect channel estimation and imperfect channel estimation cases. As expected, only for 1024-QAM there is an obvious difference in CDF results due to imperfect estimation compared to perfect estimation. For the other constellations, there are almost the same CDF results which is in agreement with the BLER results of Figure 6. The receiving throughput of all users exceeds 2.5 Gbps, 3.5 Gbps, 4.5 Gbps, 5.5 Gbps, and 6.5 Gbps for 10% of the users with 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, and 1024-QAM (perfect estimation), respectively. For 50%

of the users, the throughput received corresponds to the performance results presented on Figure 9. Only less than 10% of users receive a throughput level lower than 100 Mbps, with the exception of 1024-QAM users with imperfect estimation.

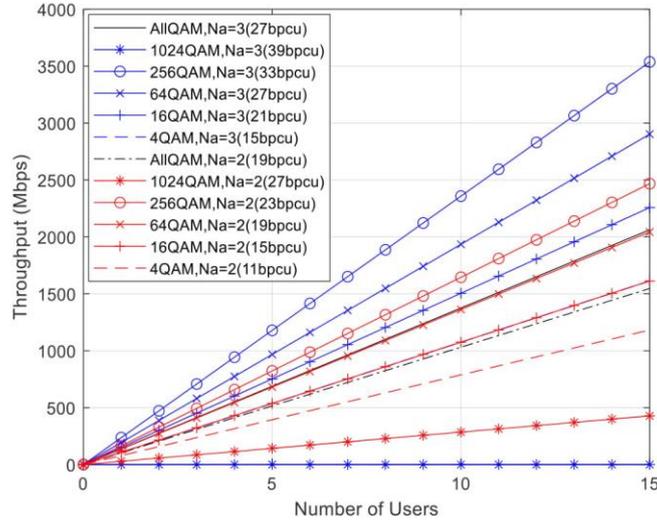


Figure 11. Average throughput vs number of users for $N_{sc} = 256$, $N_{tx} = 17$ antennas/user, and $N_{rx} = 16$ antennas/user with imperfect channel estimation.

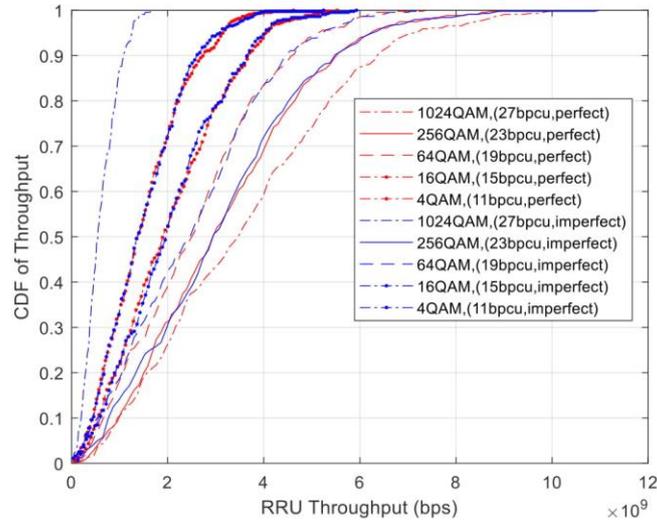


Figure 12. CDF of throughput for 100% transmitted power for $N_a = 2$, $N_{sc} = 256$, $N_u = 15$, $N_{tx} = 17$ antennas/user, and $N_{rx} = 16$ antennas/user.

Table 4 summarizes the average throughput per user with perfect and imperfect channel estimation for C-RAN with clusters 1C and 3C and the corresponding throughput gain. The maximum throughput gain is 1.55 and the minimum is 1.25.

Table 4. Average throughput per user with perfect and imperfect channel estimation and the corresponding throughput gain. CSI = channel status information.

Na	CSI	1C	3C	Gain
2	perfect	87.1 Mbps	135.4 Mbps	1.55
2	imperfect	82.5 Mbps	103.1 Mbps	1.25
3	perfect	125.4 Mbps	191.7 Mbps	1.53
3	imperfect	103.4 Mbps	137.5 Mbps	1.33

5. Conclusions

In this paper, a novel MIMO system where GSM symbols are transmitted simultaneously to multiple users has been described. By combining large antenna settings at the BS with high-order M -QAM constellations, the proposed approach is capable of improving the spectral efficiency and energy efficiency. A precoder is applied at the BS to completely remove inter-user interference, while a reduced complexity iterative SU GSM detector is implemented at each receiver. Simulation results show that the proposed approach can achieve a very competitive and very promising performance compared to conventional MU-MIMO systems with identical SE. In fact, system level results based on a C-RAN scenario with multiple RRU showed potential gains of up to 155% in throughput and 139% in coverage when compared to traditional cellular networks. The introduction of imperfect channel estimation reduces the throughput gain to 125%. Future work will include a thorough evaluation of the impact of several hardware impairments (such as phase-noise, non-linear distortion, and I/Q imbalances) and robust mitigation algorithms.

Author Contributions: Conceptualization, J.P.P., A.C., B.B. and N.S.; methodology, J.P.P., A.C., B.B. and N.S.; software, J.P.P., A.C., V.V., B.B. and N.S.; validation, J.P.P., A.C., B.B., V.V. and N.S.; formal analysis, J.P.P., A.C., B.B., V.V. and N.S.; investigation, J.P.P., A.C., B.B., V.V. and N.S.; resources, A.C. and N.S.; data curation, J.P.P., B.B., V.V., N.S. and A.C.; writing—original draft preparation, J.P.P., A.C., B.B. and N.S.; writing—review and editing, J.P.P., A.C., B.B., V.V. and N.S.; visualization, J.P.P., A.C., B.B., V.V. and N.S.; supervision, A.C. and N.S.; project administration, A.C. and N.S.; funding acquisition, A.C. and N.S. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was partially funded by the ISCTE—University Institute of Lisbon under the grant ISTA-BMPDCTI-2019 and by the FCT/MCTES through national funds and when applicable co-funded by EU funds under the project UIDB/50008/2020.

Acknowledgments: The authors acknowledge the support of ISCTE—University Institute of Lisbon, Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT) and Instituto de Telecomunicações (IT), as described above in funding.

Conflicts of Interest: The funders had no role in the design of the study; in the collection, analyses, or interpretation of data; in the writing of the manuscript, or in the decision to publish the results.

References

1. Yuan, W.; Wu, N.; Zhang, A.; Huang, X.; Li, Y.; Hanzo, L. Iterative Receiver Design for FTN Signaling Aided Sparse Code Multiple Access. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2020**, *19*, 915–928. [[CrossRef](#)]
2. Cheng, X.; Zhang, M.; Wen, M.; Yang, L. Index Modulation for 5G: Striving to Do More with Less. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2018**, *25*, 126–132. [[CrossRef](#)]
3. Correia, A.; Souto, N.; Sebastiao, P.; Gomez-Barquero, D.; Fuentes, M. Broadcasting Scalable Video with Generalized Spatial Modulation in Cellular Networks. *IEEE Access* **2020**, *8*, 22136–22144. [[CrossRef](#)]
4. Datta, T.; Eshwarajah, H.; Chockalingam, A. Generalized Space-and-Frequency Index Modulation. *IEEE Trans. Veh. Technol.* **2016**, *65*, 4911–4924. [[CrossRef](#)]
5. Murtala, S.; Holoubi, T.; Muchena, N.; Mohaisen, M.; Choi, K. On the Performance of the Multiple Active Antenna Spatial Modulation with 3-Dimensional Constellation. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 3718. [[CrossRef](#)]

6. Jiang, Y.; Xu, Y.; Xie, Y.; Hong, S.; Wu, X. Low-Complexity Detection Scheme for Generalized Spatial Modulation. *J. Commun.* **2016**, *11*, 726–732. [[CrossRef](#)]
7. Lopes, H.; Souto, N. Iterative Signal Detection for Large-Scale GSM-MIMO Systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.* **2018**, *67*, 7734–7738. [[CrossRef](#)]
8. Castaneda, E.; Silva, A.; Gameiro, A.; Kountouris, M. An Overview on Resource Allocation Techniques for Multi-User MIMO Systems. *IEEE Commun. Surv. Tutor.* **2017**, *19*, 239–284. [[CrossRef](#)]
9. Zu, K.; de Lamare, R.; Haardt, M. Generalized Design of Low-Complexity Block Diagonalization Type Precoding Algorithms for Multiuser MIMO Systems. *IEEE Trans. Commun.* **2013**, *61*, 4232–4242. [[CrossRef](#)]
10. Lopes, P.; Gerald, J. Leakage-based precoding algorithms for multiple streams per terminal MU-MIMO systems. *Digit. Signal Process.* **2018**, *75*, 38–44. [[CrossRef](#)]
11. Guerreiro, J.; Dinis, R.; Montezuma, P.; Marques da Silva, M. On the Achievable Performance of Nonlinear MIMO Systems. *IEEE Commun. Lett.* **2019**, *23*, 1725–1729. [[CrossRef](#)]
12. Chataut, R.; Akl, R. Massive MIMO Systems for 5G and beyond Networks—Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction. *Sensors* **2020**, *20*, 2753. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
13. Souto, N.; Correia, A. Frequency Domain Equalization for Single and Multiuser Generalized Spatial Modulation Systems in Time Dispersive Channels. *IEEE Wirel. Commun. Lett.* **2020**, *9*, 316–320. [[CrossRef](#)]
14. Spencer, Q.; Swindlehurst, A.; Haardt, M. Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels. *IEEE Trans. Signal Process.* **2004**, *52*, 461–471. [[CrossRef](#)]
15. Lee, W.; Ro, J.; You, Y.; Hwang, D.; Song, H. An Enhanced Precoder for Multi User Multiple-Input Multiple-Output Downlink Systems. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 4547. [[CrossRef](#)]
16. Li, X.; Zhang, Y.; Xiao, L.; Xu, X.; Wang, J. A novel precoding scheme for downlink multi-user spatial modulation system. In Proceedings of the IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), London, UK, 8–11 September 2013; pp. 1361–1365.
17. Zhang, H.; Ma, M.; Shao, Z. Multi-User Linear Precoding for Downlink Generalized Spatial Modulation Systems. *IEEE Commun. Lett.* **2020**, *24*, 212–216. [[CrossRef](#)]
18. Marques da Silva, M.; Dinis, R.; Guerreiro, J. Energy-Efficient and Spectrally-Efficient MIMO. In *Wiley 5G Ref: The Essential 5G Reference Online*; Wiley Online Library: Hoboken, NJ, USA, 2019; pp. 1–18. [[CrossRef](#)]
19. Marques da Silva, M.; Dinis, R.; Guerreiro, J. Implicit Pilots for an Efficient Channel Estimation in Simplified Massive MIMO Schemes with Precoding. *Int. J. Antennas Propag.* **2019**, *2019*, 1–11. [[CrossRef](#)]
20. Gustavsson, U.; Sanchez-Perez, C.; Eriksson, T.; Athley, F.; Durisi, G.; Landin, P.; Hausmair, K.; Fager, C.; Svensson, L. On the impact of hardware impairments on massive MIMO. In Proceedings of the IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Austin, TX, USA, 8–12 December 2014.
21. Souto, N.; Dinis, R. Efficient MIMO Detection for High-Order QAM Constellations in Time Dispersive Channels. In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC), Kansas City, MO, USA, 20–24 May 2018.
22. Marques da Silva, M.; Dinis, R.; Guerreiro, J. A Low Complexity Channel Estimation and Detection for Massive MIMO Using SC-FDE. *Telecom* **2020**, *1*, 3–17. [[CrossRef](#)]
23. Guerreiro, J.; Dinis, R.; Montezuma, P. Analytical Performance Evaluation of Precoding Techniques for Nonlinear Massive MIMO Systems with Channel Estimation Errors. *IEEE Trans. Commun.* **2018**, *66*, 1440–1451. [[CrossRef](#)]
24. Mokhtari, Z.; Sabbaghian, M.; Dinis, R. A Survey on Massive MIMO Systems in Presence of Channel and Hardware Impairments. *Sensors* **2019**, *19*, 164. [[CrossRef](#)]
25. Tullberg, H.; Popovski, P.; Li, Z.; Uusitalo, M.; Høglund, A.; Bulakci, O.; Fallgren, M.; Monserrat, J. The METIS 5G System Concept: Meeting the 5G Requirements. *IEEE Commun. Mag.* **2016**, *54*, 132–139. [[CrossRef](#)]
26. Cerwall, P. Ericsson Mobility Report. June 2019. Available online: <https://www.ericsson.com/49d1d9/assets/local/mobility-report/documents/2019/ericsson-mobility-report-june-2019.pdf> (accessed on 30 July 2020).
27. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TR 36819 v11.2.0, Coordinated Multi-Point Operation for LTE Physical Layer Aspects, Release 11. September 2013. Available online: http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.819/36819-b20.zip (accessed on 30 July 2020).
28. Karakayali, M.; Foschini, G.; Valenzuela, R. Advances in smart antennas—Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems. *IEEE Wirel. Commun.* **2006**, *13*, 56–61. [[CrossRef](#)]
29. Zhang, J.; Chen, R.; Andrews, J.; Ghosh, A.; Heath, R. Networked MIMO with clustered linear precoding. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2009**, *8*, 1910–1921. [[CrossRef](#)]

30. Dewa, G.; Park, C.; Sohn, I. Distributed Cell Clustering Based on Multi-Layer Message Passing for Downlink Joint Processing Coordinated Multipoint Transmission. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 5154. [CrossRef]
31. Jabbar, S.; Li, Y. Analysis and Evaluation of Performance Gains and Tradeoffs for Massive MIMO Systems. *Appl. Sci.* **2016**, *6*, 268. [CrossRef]
32. Boyd, S.; Parikh, N.; Chu, E. Distributed Optimization and Statistical Learning via the Alternating Direction Method of Multipliers. In *Foundations and Trends in Machine Learning Series*; Now Publishers Inc.: Delft, The Netherlands, 2010; pp. 1–122.
33. Xiao, Y.; Yang, Z.; Dan, L.; Yang, P.; Yin, L.; Xiang, W. Low-Complexity Signal Detection for Generalized Spatial Modulation. *IEEE Commun. Lett.* **2014**, *18*, 403–406. [CrossRef]
34. Shim, B.; Kwon, S.; Song, B. Sparse Detection with Integer Constraint Using Multipath Matching Pursuit. *IEEE Commun. Lett.* **2014**, *18*, 1851–1854. [CrossRef]
35. Van Chien, T.; Björnson, E. Massive MIMO Communications. In *5G Mobile Communications*; Xiang, W., Zheng, K., Shen, X., Eds.; Springer: Berlin, Germany, 2017. [CrossRef]
36. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TR 38.901 v. 14.3.0. “5G: Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz”. Release 14. May 2017. Available online: http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.901/38901-e11.zip (accessed on 9 September 2020).
37. Correia, A.; Silva, M.M. Link and system level simulation for MIMO. In *MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution*; Silva, M.M., Monteiro, F.A., Eds.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2014.
38. Björnson, E.; Hoydis, J.; Sanguinetti, L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy and Hardware Efficiency. 2017. Available online: <https://www.nowpublishers.com/article/Details/SIG-093> (accessed on 9 September 2020).
39. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 38211 v15.2.0. 5G/NR Physical Channels and Modulation, Release 15. July 2018. Available online: http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.221/38211-f20.zip (accessed on 30 July 2020).
40. Stavridis, A.; Sinanovic, S.; Di Renzo, M.; Haas, H. Transmit precoding for receive spatial modulation using imperfect channel knowledge. In Proceedings of the IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, Japan, 6–9 May 2012.



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Referências

- [1] X. Cheng, M. Zhang, M. Wen, and L. Yang, “Index modulation for 5G: Striving to do more with less,” *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 126–132, 2018.
- [2] A. M. Jaradat, J. M. Hamamreh, and H. Arslan, “Modulation Options for OFDM-Based Waveforms: Classification, Comparison, and Future Directions,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 17263–17278, 2019.
- [3] P. Rost *et al.*, “Mobile network architecture evolution toward 5G,” *Infocommunications J.*, vol. 9, no. 1, pp. 24–31, 2017.
- [4] P. Yang, Y. Xiao, Y. L. Guan, M. Di Renzo, S. Li, and L. Hanzo, “Multidomain Index Modulation for Vehicular and Railway Communications: A Survey of Novel Techniques,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 13, no. 3, pp. 124–134, 2018.
- [5] E. Basar, “Index modulation techniques for 5G wireless networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 7, pp. 168–175, 2016.
- [6] C. Xu *et al.*, “Sixty Years of Coherent Versus Non-Coherent Tradeoffs and the Road from 5G to Wireless Futures,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 178246–178299, 2019.
- [7] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, “Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation,” *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, 2014.
- [8] K. P. Peppas, P. S. Bithas, G. P. Efthymoglou, and A. G. Kanatas, “Space shift keying transmission for intervehicular communications,” *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 17, no. 12, pp. 3635–3640, 2016.
- [9] J. Wang, S. Jia, and J. Song, “Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 11, no. 4, pp. 1605–1615, 2012.
- [10] Y. Zhan and F. Huang, “Generalized Spatial Modulation with Multi-index Modulation,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. PP, no. c, p. 1, 2019.
- [11] T. Datta, H. S. Eshwaraiyah, and A. Chockalingam, “Generalized Space-and-Frequency Index Modulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 7, pp. 4911–4924, 2016.

- [12] M. Au, G. Kaddoum, M. S. Alam, E. Basar, and F. Gagnon, “Joint Code-Frequency Index Modulation for IoT and Multi-User Communications,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 13, no. 6, pp. 1223–1236, 2019.
- [13] N. Fatema, G. Hua, Y. Xiang, D. Peng, and I. Natgunanathan, “Massive MIMO Linear Precoding: A Survey,” *IEEE Syst. J.*, vol. 12, no. 4, pp. 3920–3931, 2018.
- [14] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, C. B. Chae, and T. Sälzer, “Shifting the MIMO Paradigm,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 5, pp. 36–46, 2007.
- [15] P. Yang, Y. Xiao, M. Xiao, and Z. Ma, “NOMA-Aided Precoded Spatial Modulation for Downlink MIMO Transmissions,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 13, no. 3, pp. 729–738, 2019.
- [16] L. L. Yang, “Transmitter preprocessing aided spatial modulation for multiple-input multiple-output systems,” *IEEE Veh. Technol. Conf.*, no. 0, pp. 1–5, 2011.
- [17] R. Zhang, L. L. Yang, and L. Hanzo, “Generalised pre-coding aided spatial modulation,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 12, no. 11, pp. 5434–5443, 2013.
- [18] N. S. Perovic, P. Liu, M. Di Renzo, and A. Springer, “Receive spatial modulation for LOS mmWave communications based on TX Beamforming,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 4, pp. 921–924, 2017.
- [19] C. Liu, L. L. Yang, and W. Wang, “Transmitter-Precoding-Aided Spatial Modulation Achieving Both Transmit and Receive Diversity,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 2, pp. 1375–1388, 2018.
- [20] N. Souto and A. Correia, “Frequency Domain Equalization for Single and Multiuser Generalized Spatial Modulation Systems in Time Dispersive Channels,” *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 316–320, 2020.
- [21] A. M. C. Correia, N. M. B. Souto, P. Sebastião, D. Gomez-Barquero, and M. Fuentes, “Broadcasting Scalable Video with Generalized Spatial Modulation in Cellular Networks,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 22136–22144, 2020.
- [22] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 461–471, 2004.

- [23] X. Li, Y. Zhang, L. Xiao, X. Xu, and J. Wang, "A novel precoding scheme for downlink multi-user spatial modulation system," *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun. PIMRC*, pp. 1361–1365, 2013.
- [24] H. Zhang, M. Ma, and Z. Shao, "Multi-User Linear Precoding for Downlink Generalized Spatial Modulation Systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, no. 1, pp. 212–216, 2020.
- [25] H. Lopes and N. Souto, "Iterative Signal Detection for Large-Scale GSM-MIMO Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 8, pp. 7734–7738, 2018.
- [26] S. Boyd, N. Parikh, E. Chu, B. Peleato, and J. Eckstein, "Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers," *Found. Trends Mach. Learn.*, vol. 3, no. 1, pp. 1–122, 2010.
- [27] Y. Jiang, Y. Xu, Y. Xie, S. Hong, and X. Wu, "Low-complexity detection scheme for generalized spatial modulation," *J. Commun.*, vol. 11, no. 8, pp. 726–732, 2016.
- [28] Y. Xiao, S. Wang, L. Dan, X. Lei, P. Yang, and W. Xiang, "OFDM with interleaved subcarrier-index modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 1447–1450, 2014.
- [29] R. Abu-alhiga and H. Haas, "Subcarrier-index modulation OFDM," *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun. PIMRC*, vol. 1, pp. 177–181, 2009.