



Departamento de Ciências e Tecnologias de Informação

## Spatial Modulations for Green Heterogeneous Networks

Hugo André Pontes Lopes

Dissertação submetida como requisito parcial para obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Informática

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

Outubro, 2016



# Spatial Modulations for Green Heterogeneous Networks

Hugo André Pontes Lopes



## Resumo

A rápida evolução dos sistemas de telecomunicações culminou numa necessidade cada vez mais crescente por redes que permitam elevados débitos. Associado a esse *throughput* elevado está o custo energético que gradualmente torna os sistemas pouco eficientes energeticamente. As modulações espaciais generalizadas (Generalized Spatial Modulation -GSM) surgem da necessidade de criar comunicações mais “verdes”, permitindo obter melhores eficiências energéticas através da redução do número de cadeias de blocos radio-frequência (RF) utilizadas no emissor.

O estudo apresentado neste trabalho pretende realçar, num primeiro ponto, a importância da evolução dos sistemas de transmissão MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) como forma de aumento do *throughput* global de uma rede de telecomunicações mantendo uma eficiência energética alta, com foco em GSM. O segundo ponto consiste no estudo de um algoritmo baseado no método ADMM (Alternating Direction Method of Multipliers), como recetor de baixa complexidade para esquemas GSM com desempenho próximo do ótimo, o detetor de máxima verosimilhança (MLD).

O estudo do recetor ADMM foi efetuado em duas fases, sendo que a primeira é referente ao estudo extensivo e exclusivo do recetor ADMM, com principal enfoque nos vários parâmetros que o definem. Na segunda fase é feita uma comparação para vários cenários entre o recetor ADMM e alguns dos recetores de baixa complexidade mais conhecidos, entre eles o OB-MMSE (Ordered Block MMSE) e o BPDN (Basis Pursuit De-Noising), por exemplo.

A realização de simulações, com os vários recetores, em vários cenários permitiu concluir que o ADMM, com recurso às suas técnicas de refinamento, representa uma alternativa eficiente, e em certos casos superior, ao OB-MMSE principalmente para cenários com um elevado número de bits por símbolo espacial.

Palavras-chave: *ADMM, Máxima Verosimilhança (ML), MIMO, Generalized Spatial Modulation*

## **Abstract**

The fast evolution of telecommunications systems resulted in a growing need for networks that support high transmission rates. Associated with this high *throughput* is the energy cost that gradually makes this systems less energy-efficient . The Generalized Spatial Modulation (GSM) arises from the need to create more "green" communication, allowing best energy efficiencies.

The study presented in this thesis aims to highlight firstly, the importance of the development of MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) transmission systems capable of increasing the overall *throughput* of a telecommunications network while maintaining high energy efficiency, focusing on GSM. The second relevant aspect is the study of an algorithm based on the ADMM (Alternating Direction Method of Multipliers) method, as a solution for a low complexity receiver for GSM schemes with a performance close to the optimal one, the maximum likelihood detector (MLD).

The ADMM receiver study was conducted in two phases, the first of which refers to the extensive and unique study of the ADMM receiver, with main focus on the various parameters that define it. In the second stage a comparison is made between the settings for various ADMM receivers and some of the known low-complexity receivers, including OB-MMSE (Ordered Block MMSE) and BPDN (Basis Pursuit De-noising), for example.

The results obtained from the evaluations performed several scenarios allow us to conclude that the ADMM based receiver combined with refinement techniques, is an efficient alternative and in some cases with better performance than the OB-MMSE receiver, especially for scenarios with a large number of bits per spatial symbol.

Key-words: *ADMM, Maximum Likelihood (ML), MIMO, Generalized Spatial Modulation*



## **Agradecimentos**

Durante este longo caminho que foi a decisão do tema da dissertação, preparação e escrita da tese algumas pessoas se destacaram não só com a ajuda e o apoio académico mas também com incentivo e motivação.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao Professor Nuno Souto por todo o apoio e dedicação, sem o qual esta jornada não teria sido possível.

Gostaria de agradecer à minha família e amigos que sempre me apoiaram ao longo do mestrado e principalmente durante a escrita desta dissertação. Por todo o apoio, incentivo e dose de motivação quando a vontade era menor, muito obrigado.



## Índice

Resumo.....	I
Abstract .....	II
Agradecimentos .....	IV
Índice.....	V
Índice de Figuras.....	VII
Índice de Tabelas .....	VIII
Lista de Acrónimos .....	IX
Capítulo 1 – Introdução.....	1
Introdução.....	1
Motivação.....	1
Estado de Arte .....	3
Objetivos .....	5
Capítulo 2 – Técnicas de Transmissão para Comunicação sem fios .....	7
OFDM e SC.....	7
MIMO .....	9
SM-MIMO.....	11
Capítulo 3 – Esquemas de Transmissão e Receção para Modulações Espaciais Generalizadas .....	14
Emissor GSM para OFDM.....	14
MLD – Maximum Likelihood Detector .....	15
MMSE e Oracle MMSE.....	16
OB-MMSE .....	17
BPDN.....	18
Capítulo 4 – Recetor ADMM.....	21
Descrição.....	21
Técnicas de Refinamento .....	25
Estudo do recetor .....	25
<b>Parâmetro <math>\rho</math></b> .....	26
<b>Variação do número de Iterações e Inicializações</b> .....	27
<b>Cardinalidade e Ponto de Inicialização</b> .....	32
<b><i>Polishing</i></b> .....	34
<b>Variação do número de vizinhos</b> .....	37

Capítulo 5 – Resultados .....	41
Resultados das simulações .....	41
Capítulo 6 - Conclusões .....	53
Conclusões.....	53
Futuros desenvolvimentos .....	54
Referências .....	55

## Índice de Figuras

FIGURA 1 – ESQUEMA EXEMPLIFICATIVO DE MODULAÇÃO ESPACIAL .....	2
FIGURA 2 – REPRESENTAÇÃO DAS SUB-PORTADORAS DE UM SINAL OFDM.....	7
FIGURA 3 – REPRESENTAÇÃO DOS ESQUEMAS SINGLE CARRIER E OFDM .....	8
FIGURA 4 – ESQUEMAS SISO, SIMO, MISO E MIMO .....	9
FIGURA 5 – ESQUEMA DO MODELO SM-MIMO.....	11
FIGURA 6 – ESQUEMA DE MAPEAMENTO DO MODELO SM-MIMO.....	12
FIGURA 7 – VARIAÇÃO DO PARÂMETRO $P$ , PARA 16QAM .....	26
FIGURA 8 – VARIAÇÃO DO MÁXIMO DE INICIALIZAÇÕES, PARA QPSK E 5 ITERAÇÕES.....	28
FIGURA 9 – VARIAÇÃO DO MÁXIMO DE INICIALIZAÇÕES, PARA 64QAM E 5 ITERAÇÕES .....	29
FIGURA 10 – VARIAÇÃO DO MÁXIMO DE INICIALIZAÇÕES, PARA QPSK E 20 ITERAÇÕES.....	30
FIGURA 11 – VARIAÇÃO DO MÁXIMO DE INICIALIZAÇÕES, PARA 64QAM E 20 ITERAÇÕES .....	30
FIGURA 12 – VARIAÇÃO DO MÁXIMO DE INICIALIZAÇÕES, PARA QPSK E 40 ITERAÇÕES.....	31
FIGURA 13 – VARIAÇÃO DO MÁXIMO DE INICIALIZAÇÕES, PARA 64QAM E 40 ITERAÇÕES .....	31
FIGURA 14 – VARIAÇÃO DA CARDINALIDADE E DO PONTO DE INICIALIZAÇÃO, PARA QPSK .....	33
FIGURA 15 – VARIAÇÃO DA CARDINALIDADE E DO PONTO DE INICIALIZAÇÃO, PARA 64QAM.....	34
FIGURA 16 – ANÁLISE DA PRESENÇA DE POLISHING SIMPLES E COMPLETO, PARA QPSK.....	36
FIGURA 17 – ANÁLISE DA PRESENÇA DE POLISHING SIMPLES E COMPLETO, PARA 64QAM .....	36
FIGURA 18 – VARIAÇÃO DO NÚMERO DE VIZINHOS, PARA QPSK .....	38
FIGURA 19 – VARIAÇÃO DO NÚMERO DE VIZINHOS, PARA 64QAM.....	39
FIGURA 20 - QPSK, $N_T=24$ ; $N_R=32$ ; $N_A=3$ .....	41
FIGURA 21 - QPSK, $N_T=24$ ; $N_R=12$ ; $N_A=3$ .....	42
FIGURA 22 - QPSK, $N_T=24$ ; $N_R=12$ ; $N_A=5$ .....	43
FIGURA 23 - QPSK, $N_T=24$ ; $N_R=6$ ; $N_A=3$ .....	43
FIGURA 24 - 16QAM, $N_T=24$ ; $N_R=32$ ; $N_A=3$ .....	44
FIGURA 25 - 16QAM, $N_T=24$ ; $N_R=12$ ; $N_A=3$ .....	45
FIGURA 26 - 16QAM, $N_T=24$ ; $N_R=12$ ; $N_A=5$ .....	46
FIGURA 27 - 16QAM, $N_T=24$ ; $N_R=6$ ; $N_A=3$ .....	47
FIGURA 28 – 64QAM, $N_T=24$ ; $N_R=32$ ; $N_A=3$ .....	48
FIGURA 29 - 64QAM, $N_T=24$ ; $N_R=12$ ; $N_A=3$ .....	49
FIGURA 30 - 64QAM, $N_T=24$ ; $N_R=12$ ; $N_A=5$ .....	50
FIGURA 31 - 64QAM, $N_T=24$ ; $N_R=6$ ; $N_A=3$ .....	51

## Índice de Tabelas

TABELA 1 – VARIÁVEIS USADAS NO ESTUDO DO PARÂMETRO $P$ .....	26
TABELA 2 – VARIÁVEIS USADAS NO ESTUDO DO NÚMERO MÁXIMO DE ITERAÇÕES E DE INICIALIZAÇÕES .....	27
TABELA 3 – VARIÁVEIS USADAS NO ESTUDO DA CARDINALIDADE E DO PONTO DE INICIALIZAÇÃO.....	33
TABELA 4 – VARIÁVEIS USADAS NO ESTUDO DO POLISHING .....	35
TABELA 5 – VARIÁVEIS USADAS NO ESTUDO DA VARIAÇÃO DO NÚMERO DE VIZINHOS .....	37
TABELA 6 – CENÁRIOS ADMM SEM POLISHING E COM SIMPLE POLISHING.....	40

## Lista de Acrónimos

ADMM	Alternating Direction Method of Multipliers
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLER	Block Error Rate
BP	Basic Pursuit
BPDN	Basis Pursuit De-Noising
BS	Base Station
CS	Compressive Sensing
DL	Downlink
EARTH	Energy Aware Radio and NeTwork TecHnologies
EE	Energetic Efficiency
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Generalized Spatial Modulation
GSM-MIMO	Generalized Spatial Modulation for MIMO
HSPA	High Speed Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Inter-symbol Interference
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-input Multiple-output
MISO	Multiple-input Single-output
MLD	Maximum Likelihood Detector
MMSE	Minimum MSE
MSE	Mean Square Error
MU	Multi-user
$N_r$	Receiving Antenna
$N_t$	Transmitting Antenna
$N_u$	Active Antenna
OB-MMSE	Ordered Block Minimum Mean-Squared Error
OFDM	Orthogonal FDM

PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RA	Receiving Antenna
RF	Radio Frequency
SC	Single Carrier
SE	Spectral Efficiency
SIMO	Single-input Multiple-output
SISO	Single-input Single-output
SM	Spatial Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio
TA	Transmitting Antennas
TAC	Transmit Antenna Combination
TDM	Time Division Multiplexing
TIC	Tecnologias de Informação e das Comunicações
UL	Uplink
ZF	Zero Forcing

## Capítulo 1 – Introdução

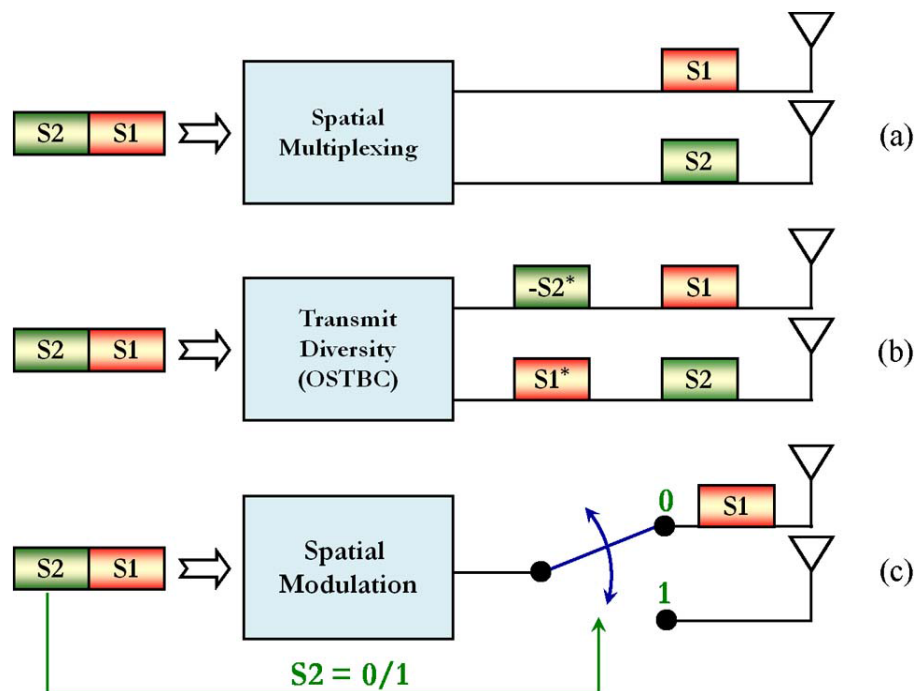
### Introdução

O rápido crescimento do setor das Tecnologias de Informação e das Comunicações (TIC) representa um dos fatores que cada vez mais contribuem para as emissões de carbono a nível global e as redes de comunicação móvel não são exceção [1]. Como referido em [2], na secção 1-D, o interesse em diminuir a pegada ecológica causada pela área das telecomunicações a nível da rede celular de acesso tem vindo a crescer quase de forma proporcional com a demanda dos dispositivos móveis por débitos de transmissão cada vez maiores. Este interesse denota, para além da evolução das tecnologias de transmissão para proporcionar esses débitos, um crescente interesse no desenvolvimento de mecanismos e metodologias que permitam tornar as antenas de transmissão (TAs) mais energeticamente eficientes.

Na vanguarda das tecnologias que permitem aumentar a eficiência energética das redes de telecomunicações encontra-se o MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output) em conjunto com técnicas de modulação espacial (SM). Para este tipo de métodos de transmissão a baixa complexidade e a correta deteção do sinal no recetor são palavras-chave e conceitos amplamente estudados, como é o caso do esquema aqui apresentado.

### Motivação

Desde que surgiu o interesse em tornar as redes de telecomunicações mais verdes que surgiram diversos projetos de colaboração internacional, entre eles o projeto europeu Energy Aware Radio and NeTwork TecHnologies (EARTH) [3] que teve uma duração de cerca de 2 anos e meio entre janeiro de 2010 e junho de 2012, com o propósito de promover a colaboração de especialistas da área na Europa e endereçar de forma realista o problema de consumo energético elevado na área das telecomunicações.



Os esquemas *Multiple-input Multiple-output* (MIMO) consistem numa tecnologia que usa múltiplos emissores e recetores em simultâneo, com o propósito frequente de aumentar os dados transmitidos em simultâneo, por outra palavras, aumentar a eficiência espectral (SE) e consequentemente o ritmo de transmissão como se mostra na Figura 1 (a). No esquema (b) da Figura 1, é possível observar um esquema MIMO que também permite obter uma diversidade através da utilização de Space Time Block Codes, contrariamente ao esquema presente em (a), onde é descrito o esquema MIMO mais tradicional [28]. Quando um esquema MIMO é aliado à modulação espacial (SM), como no esquema (c) indicado na Figura 1, permitem, em detrimento de alguma SE, aumentar a eficiência energética (EE) usando menos cadeias de frequências rádio (RF).

Nos últimos anos diversos mecanismos que permitem fazer este tipo de aproveitamento energético têm surgido e evoluído. A SM é um grande exemplo deste tipo de mecanismos.

Na sua essência, a SM usa esquemas de baixa complexidade que operam num nível quase ideal para obter EEs mais elevadas em detrimento de alguma SE, recorrendo a conceitos que permitem, entre outros fatores, diminuir o número de cadeias RF resultando na simplificação do esquemas sem grande impacto no *throughput* global. Embora a SM seja um ponto essencial na evolução das redes de telecomunicações para redes mais verdes, o trabalho



do lado do recetor continua nos dias de hoje a ser o maior desafio para este tipo de implementação de rede. Para obter uma EE semelhante à verificada no emissor é necessário recorrer a esquemas de receção de baixa complexidade, baixando o custo lógico, e com desempenhos próximos dos valores ideais teóricos que equilibram as eficiências energética e espectral.

## Estado de Arte

O conceito da Modulação Espacial Generalizada aplicado ao modelo MIMO [4], desde o seu aparecimento, tem vindo a suscitar a criação e adaptação de cada vez mais algoritmos para o recetor. O objetivo destas implementações é melhorar a capacidade de deteção de um sinal para que esta seja próxima do ideal teórico, o recetor de Máxima Verosimilhança ou MLD, mas que ao mesmo tempo tenha uma baixa complexidade para que a sua implementação seja possível, como apresentado no artigo de R. Rajashekar e K. Hari [5].

O modelo do emissor dos sistemas GSM-MIMO tipicamente usado, descrito em detalhe no Capítulo 3, pode ser dividido em duas partes. A primeira parte consiste na criação das combinações de antenas ativas possíveis (TACs) de acordo com o número total de antenas de emissão. Na segunda parte, o esquema do emissor, com base na relação entre antenas de emissão e antenas ativas, seleciona uma das TACs reservando os bits necessários para tal. O *stream* de dados a transferir é posteriormente modulado e organizado em blocos para transmitir ao longo das antenas ativas. As fórmulas que permitem a sua implementação estão descritas com maior detalhe no Capítulo 3 [29].

O recetor de máxima verosimilhança ou MLD [30], como já referido representa o modelo teórico ideal onde todos os casos possíveis de combinações de antenas ativas e distâncias são consideradas e analisadas o que resulta numa deteção perfeita ou ideal do sinal originalmente emitido. As desvantagens deste modelo surgem no momento em que se tenta fazer a sua implementação, como a matriz de resultados possíveis aumenta de dimensão consoante o número de antenas do sistema, a sua complexidade pode aumentar ao ponto da computação de uma solução se tornar inalcançável para os sistemas atuais em tempo útil.

O modelo do cálculo do mínimo do erro quadrático médio ou MMSE representa uma das técnicas que tem sido usada como base na criação de diversos recetores [31]. Por si só este

modelo pode ser implementado como um recetor. Para as várias iterações este modelo usa um estimador do valor pretendido para descobrir a combinação de antenas ativas, consoante a distância ou erro assumido é obtido o melhor resultado possível. Contrariamente ao caso do MLD, na implementação deste modelo estamos a assumir que o resultado obtido poderá não ser o correto de acordo com um erro tolerável. Uma variante que existe no modelo MMSE é o Oracle MMSE por norma usado apenas como modelo teórico de comparação entre resultados experimentais. A grande diferença deste modelo para o original consiste no conhecimento do sinal originalmente transmitido, esta diferença permite reduzir o erro de deteção da TAC correta a zero resultando num sinal corretamente recebido e decodificado.

Um dos modelos que resultaram do estudo do MMSE foi o Ordered Block MMSE ou OB-MMSE. Como o nome indica este modelo depreende uma organização inicial de blocos. Estes blocos referidos por Y. Xiao, Z. Yang, L. Dan et al. em [20] dizem respeito às TACs. Portanto, o método MMSE aplicado é precedido de um algoritmo de organização das TACs com o objetivo de reduzir o erro do MMSE e também de diminuir o tempo global da deteção.

O recetor BPDN é um modelo que tem algumas particularidades relativamente aos restantes aqui apresentados. Um dos cenários do GSM que certos modelos de recetor não contemplam, nomeadamente o zero-forcing (ZF) e o MMSE, corresponde ao cenário em que o número de antenas de receção é menor que o número de antenas de transmissão. O modelo BPDN resolve este problema explorando a esparsidade do sinal ou *sparsity*, uma das características dos sinais SM, e aplicando a normal-11 e um algoritmo para otimização linear com o objetivo de reconstruir o sinal original mesmo estando corrompido com ruído [21].

No processo de aplicação do sistema de *denoising* a equação do canal é reescrita no domínio complexo. A reformulação do sistema e a sua minimização, segundo o artigo [25] de S. Chen *et al.*, permite concluir que este pode ser resolvido de forma eficiente pelo algoritmo Basis Pursuit (BP). O algoritmo BP permite obter a solução pretendida para o sistema quando este está isento de ruído, cenário que não é possível para qualquer esquema GSM, portanto a solução final será sempre afetada por esta limitação que irá variar de acordo com a complexidade do detetor de ruído. Torna-se, então, necessário criar um compromisso entre a deteção e redução do ruído e o tempo e complexidade de resolução do sistema. Esta limitação na deteção do ruído e a aplicação do algoritmo Basis Pursuit definem o recetor BPDN ou Basis Pursuit De-Noising.

O modelo principal de estudo neste trabalho é o ADMM ou Alternating Direction Method of Multipliers. Este método tem uma aplicação vasta na resolução de problemas de otimização de

natureza convexa, contudo recentemente foi demonstrado que também pode ser usado como uma poderosa ferramenta de resolução de problemas não convexos [26], embora não exista nenhuma garantia de convergência. O algoritmo implementado para este modelo de recetor utiliza a característica heurística do ADMM de dividir o problema original num conjunto de sub-problemas de menor dimensão com soluções fechadas. No estudo detalhado realizado no Capítulo 4 é demonstrado como a correta inicialização dos diversos parâmetros que definem o modelo é essencial para obter o melhor *trade-off* para a obtenção da solução do problema inicialmente formulado.

## Objetivos

O objetivo deste trabalho foca-se no estudo de esquemas de modulação espacial para redes heterogéneas verdes com recurso a múltiplas TAs e no estudo de um algoritmo de baixa complexidade para o recetor baseado na abordagem ADMM capaz de obter desempenhos próximos do ótimo.

Estes esquemas, desenvolvidos com uso da tecnologia MIMO com modulação espacial, deverão permitir, obter valores para a eficiência energética superiores aos do MIMO convencional, sem resultar numa perda acentuada da eficiência espectral.

Resultante da crescente necessidade de redução do consumo energético na área das telecomunicações, este trabalho tem como ponto de partida os desenvolvimentos mais recentes publicados, entre eles os recetores OB-MMSE e o BPDN.

Com o objetivo de avaliar os esquemas estudados e o equilíbrio obtido entre EE e SE pretende-se usar a ferramenta MatLab para a criação de simulações para vários cenários. Devido à sua crescente importância, alguns dos cenários a considerar estão próximos de um MIMO massivo, que incorpora um valor de TAs e RAs mais elevado que o MIMO convencional.

Este trabalho está organizado em seis capítulos, sendo o primeiro uma introdução e enquadramento com o tema. O segundo e terceiro capítulo apresentam as várias técnicas e mecanismos que estão na base dos conceitos implementados e testados ao longo do trabalho. O capítulo quatro contém duas secções: a apresentação do recetor ADMM e um estudo detalhado dos vários elementos que o constituem. No capítulo cinco é feita uma comparação do recetor

ADMM com outros recetores existentes e no capítulo seis são apresentadas as várias conclusões do estudo realizado.

## Capítulo 2 – Técnicas de Transmissão para Comunicação sem fios

### OFDM e SC

O Single Carrier (SC) é um esquema associado à técnica de modulação onde os sinais que se pretende transmitir são enviados usando apenas uma portadora ou frequência. No caso específico do OFDM, ou *Orthogonal FDM*, a transmissão pretendida é feita com recurso a uma menor ocupação espectral [7]. Para além de uma melhor eficiência espectral face à multiplexagem por divisão de frequência (FDM), o sinal resultante tem também uma maior resistência à interferência, sendo este um dos motivos pelo qual esta foi uma das técnicas estudadas, uma vez que este trabalho pretende simular uma rede heterogénea onde a presença de interferência co-canal resultante do *multi-path* é comum.

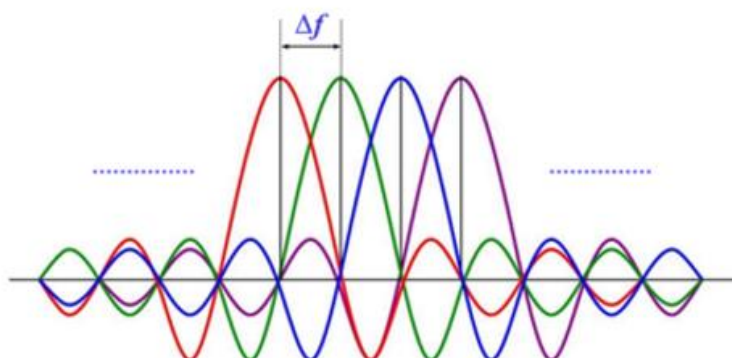


Figura 2 – Representação das sub-portadoras de um sinal OFDM

Um sinal OFDM, como ilustrado na Figura 2, consiste numa soma de várias sub-portadoras ortogonais, parcialmente sobrepostas, que são moduladas independentemente, com um espaçamento na frequência representado por  $\Delta f$ . A aplicação da modulação OFDM em alguns dos esquemas apresentados neste trabalho serve o propósito pretendido para obter um sistema mais SE [18].

Para além das vantagens já referidas, o uso do esquema SC permite obter valores inferiores para o *peak-to-average power ratio* (PAPR) que o OFDM convencional. Como

referido por Wang, Y. *et al.* em [8], um valor elevado de PAPR constitui uma grande desvantagem em transmissões onde existem múltiplas sub-portadoras, como é o caso do OFDM onde o PAPR tem valores muito elevados, diretamente proporcionais com o número de sub-portadoras [9].

O PAPR é um conceito que deriva do fator de Crest, neste caso aplicado aos valores de potência recorrentes das sub-portadoras do sinal, que permite obter um valor médio dos picos de cada uma das portadoras.

$$C = \frac{|x|_{peak}}{x_a} \quad (1)$$

$$PAPR = C^2 \quad (2)$$

Onde,  $C$  representa o fator de Crest,  $|x|_{peak}$  representa o valor máximo para a potência do sinal e  $x_a$  o valor médio da potência das sub-portadoras.

Na Figura 3 é possível observar um diagrama que representa os dois esquemas. No caso do OFDM quanto mais díspares forem os valores de pico das sub-portadoras, maior será o PAPR.

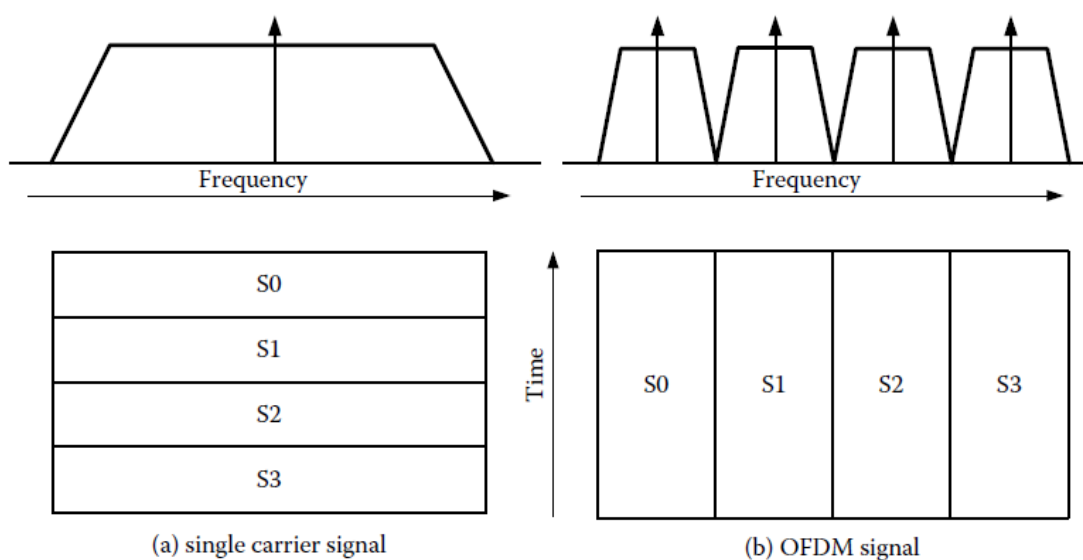


Figura 3 – Representação dos esquemas Single Carrier e OFDM

Um sinal SC, como o nome indica, tem apenas uma portadora o que o torna imune a este tipo de problemas na transmissão contudo a equalização do sinal será muito mais complexa que para o OFDM. A equalização dos sinais OFDM é muito simplificada devido à presença do *flat fading* [27] ao nível de cada sub-portadora.

## MIMO

Como introduzido no capítulo 1 deste trabalho, o MIMO surgiu da crescente necessidade de sistemas que permitam multiplexagem, diversidade e elevados débitos para a transmissão de dados. Na sua forma mais simples, um esquema MIMO é constituído por um número de TAs maior que um, designadas por  $N_t$ , e por um número de RAs igualmente maior que um, designadas por  $N_r$ .

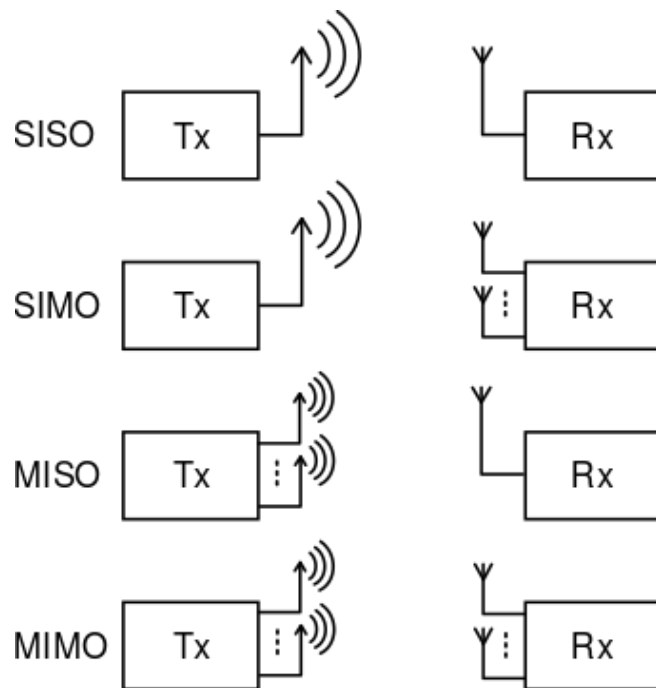


Figura 4– Esquemas SISO, SIMO, MISO e MIMO

A Figura 4 representa os esquemas possíveis quando o número de TAs e RAs variam. Como é possível observar, quanto maior é o número de antenas na transmissão e receção, maior será o *throughput* global do esquema. Quando associado ao OFDM, o MIMO permite obter, variando de acordo com a modulação usada [10], valores para o *Bit Error Rate* (BER) melhores, comparativamente com outros esquemas que permitem débitos de transmissão elevados. A utilização de sistemas MIMO associados ao OFDM conduz a uma maior robustez face à presença de *multi-path*. Como referido anteriormente este fenómeno conduz a uma interferência intersimbólica, que constitui um dos pontos essenciais para o desenvolvimento de tecnologias de transmissão de nova geração, como o *Long Term Evolution* (LTE) ou o *Evolved High-Speed Packet Access* (HSPA+) [11]. As principais desvantagens do esquema MIMO são a sua grande complexidade e custo. Estes pontos derivam das três características principais que definem o esquema:

- Interferência co-canal (ICI), resultante da transmissão de sequências de informação independentes através de várias antenas;
- Inter-Antenna Synchronization (IAS), que constitui a principal fonte de complexidade do esquema devido à necessidade de métodos de codificação e sincronização das TAs;
- Múltiplas cadeias RF, para ser possível a transmissão de vários sinais em simultâneo nas diferentes antenas [17].

Considerando um modelo de transmissão típico do esquema MIMO como o apresentado em (3), onde  $x_t \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  e  $y_t \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  representam os vetores de transmissão e receção, respetivamente,  $\mathbf{\Omega} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  é a matriz com os coeficientes do canal no instante de tempo  $t$  ( $t=0, \dots, N$  em que  $N$  é o tamanho do bloco),  $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  representa o vetor de ruído e  $P$  o número de multi-percurso. Neste modelo, considera-se que todos os elementos de transmissão, matrizes e vetores, seguem uma distribuição complexa gaussiana.

$$y_t = \sum_{j=0}^{P-1} \Omega_j x_{t-j} + \mathbf{n}_t \quad (3)$$



O mesmo modelo pode ser representado no domínio da frequência, como indicado na equação (4).

$$Y_t = \mathbf{H}X_k + \mathbf{N}_k \quad (4)$$

A crescente utilização do MIMO deu origem ao esquema *multiuser* MIMO (MU-MIMO) que consiste num esquema onde  $K$  equipamentos com múltiplas antenas são servidos por uma *base station* (BS) em simultâneo [16]. Neste cenário é necessário usar uma indexação das subportadoras usadas por cada equipamento, por forma a controlar as transmissões realizadas por cada utilizador.

## SM-MIMO

A Modulação Espacial (SM) consiste num modelo que explora as potencialidades dos esquemas MIMO, como ilustra a Figura 5. A SM faz uso de um sistema de baixa complexidade, devido à utilização de um menor número de cadeias RF face a outras modulações usadas em sistemas com ritmos elevados, que permite obter melhores ritmos de transmissão de dados tal como uma melhor robustez a erros, comparativamente com modelos SISO (Single-Input Single-Output), mesmo tratando-se de uma modulação típica de ambiente com diversos canais [17].

O modelo mais simples da SM considera que, num determinado instante de tempo, apenas uma das  $N$  TAs se encontra ativa e a transmitir um símbolo.



Figura 5 – Esquema do modelo SM-MIMO

Na transmissão, o modelo SM-MIMO permite mapear blocos de bits em informação relativa à TA pretendida e ao símbolo que se pretende transmitir [12]. Tomando como exemplo a Figura 6, admitindo  $N_t = 4$  e  $M = 2$  (BPSK), onde  $M$  representa a cardinalidade da modulação usada, o bloco de bits “101” indica que a antena selecionada tem o índice 3 ( $T_{x2}$ ) e que será transmitido o símbolo PSK “-1” [2].

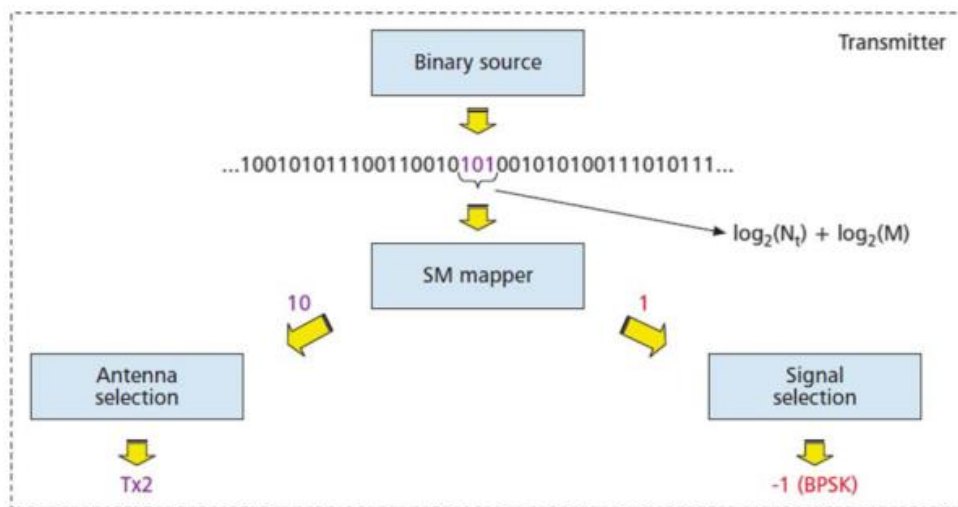


Figura 6 – Esquema de mapeamento do modelo SM-MIMO.

A forma como o sinal transmitido pode ser posteriormente recebido e decodificado pelo recetor é apresentado na secção seguinte.

O esquema aqui descrito tem apenas aplicação em SM-MIMO, o caso em que num dado instante de tempo apenas uma antena se encontra ativa. Para o esquema GSM pretendido neste trabalho o número de antenas ativas será sempre maior que 1 e menor ou igual ao número máximo de antenas de transmissão. Esta generalização da modulação espacial permite a transmissão de símbolos modulados, por exemplo M-QAM, em simultâneo. A ideia do esquema GSM é modular os bits de informação tanto na constelação do sinal como na combinação de antenas ativas (TAC) [2, Secção IV - B].



## Capítulo 3 – Esquemas de Transmissão e Receção para Modulações Espaciais Generalizadas

### Emissor GSM para OFDM

O modelo aplicado para o emissor foi baseado nos já descritos nos artigos [21] e [20], por exemplo. Este modelo admite que temos um sistema com  $N_t$  antenas de transmissão e  $N_r$  de receção ao longo de um canal dispersivo com  $P$  caminhos possíveis entre cada par de antenas.

Num determinado instante de tempo  $t$  podemos escrever que o sinal transmitido tem a seguinte forma

$$y_t = \sum_{j=0}^{P-1} \Omega_j x_{t-j} + \mathbf{n}_t \quad (5)$$

onde  $x_t \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  e  $y_t \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  correspondem aos vetores de transmissão e receção,  $\mathbf{\Omega} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  representa a matriz do canal para o instante  $t$  e  $\mathbf{n}_t \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  consiste no vetor de ruído. Assume-se que todos os vetores e matrizes que constituem o modelo seguem um modelo de distribuição gaussiano complexo,  $CN(0, 1)$  e  $CN(0, \sigma^2)$ , à exceção dos símbolos.

O mesmo modelo pode ser representado no domínio da frequência da seguinte forma

$$Y_t = \sum_{j=0}^{P-1} H X_t + N_t \quad (6)$$

O modelo usado pressupõe que cada *stream* de dados tem uma dimensão  $N$  e que este é precedido de  $(P-1)$  zeros. Tratando-se de um modelo GSM, o número de antenas ativas ( $N_u$ ) a cada instante temporal será sempre maior que 1 e menor que o número total de antenas  $N_t$ , por outras palavras  $N_u < N_t$ , e  $2^{\lfloor \log_2(C_{N_t}^{N_u}) \rfloor}$  representa o número de combinações possíveis de antenas seleccionadas para modular os bits de informação. Onde  $C_{N_t}^{N_u}$  representa o coeficiente binomial e  $\lfloor \cdot \rfloor$  a operação mínimo ou *floor*.

Em cada transmissão são definidas duas variáveis,  $l_1$  e  $l_2$ . A primeira  $l_1 = \lfloor \log_2(C_{N_t}^{N_u}) \rfloor$  representa os bits que são mapeados para os índices da combinação de antenas ativas seleccionada. A segunda  $l_2 = N_u \log_2(L)$ , representa os bits que serão convertidos nos símbolos

$L - QAM$  para posteriormente serem transmitidos pelas  $N_u$  antenas. Logo, o vetor representativo da transmissão pode ser definido da seguinte forma

$$s_t = [\dots, 0, s_1, 0, \dots, 0, s_2, 0, \dots, 0, s_{N_u}, 0, \dots]^T \quad (7)$$

## MLD – Maximum Likelihood Detector

O recetor ML baseado no método estatístico de máxima verosimilhança, representa o modelo do recetor ideal para um sistema GSM, mas uma vez que toda a lista de TACs e símbolos modulados e distâncias ao sinal recebido são analisadas a sua complexidade é elevada e consequentemente o processamento necessário para a sua realização pode facilmente tornar-se proibitivo. Por exemplo, em certos cenários testados no capítulo 5, devido ao elevado tempo de processamento, não foi possível obter resultados.

Como foi possível identificar ao longo de todos os testes feitos com o MLD o elevado tempo de processamento representa a maior dificuldade e, como consequência, a pesquisa por alternativas que em detrimento de resultados menos exatos permitam reduzir de forma significativa o tempo e a exigência que este método implica.

O elevado tempo de processamento e complexidade de resposta do recetor ML está relacionado com a quantidade de combinações de antenas possíveis (TACs) e símbolos que será necessário testar. Portanto, para um dado número de antenas ativas quanto maior for o número de antenas de receção, maior será o número de TACs que o recetor terá de analisar, logo, pior será a eficiência do recetor e maior será a complexidade da solução do sistema porque o tempo necessário para percorrer todas as combinações possíveis será maior.

O modelo MLD pode ser descrito da seguinte forma

$$\min_s \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 \quad (8)$$

$$\text{sujeito a } \|\mathbf{s}\|_0 = N_a \quad (9)$$

Onde  $A_0 \stackrel{\text{def}}{=} A \cup \{0\}$  e  $\mathbf{s} \in A_0^{M_u}$ .

## MMSE e Oracle MMSE

O recetor MMSE representa o modelo geral de estimação do mínimo do erro quadrático médio. Embora este modelo também seja aplicado nos restantes recetores há certas diferenças nos seus algoritmos que permitem simplificar ou diminuir a matriz dos resultados possíveis os TACs a analisar pelo modelo.

O modelo matemático do erro quadrático médio define um estimador, designado  $\hat{s}$ , onde  $s$  é o parâmetro que se pretende avaliar ou estimar com base numa distância ou valor esperado. Portanto, quanto menor for o erro da estimação para uma determinada TAC, maior será a probabilidade desta ser a solução do sistema.

Simplificando a fórmula (5),

$$y = \mathbf{H}x + n \quad (10)$$

O recetor MMSE pode ser obtido como o coeficiente  $\mathbf{G}$ , neste caso matriz, que minimiza o critério

$$E\{\|\mathbf{G}y - s\|^2\} \quad (11)$$

resultando a seguinte expressão

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_w^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (12)$$

Em (11),  $E\{.\}$  representa o valor esperado. Será a matriz  $\mathbf{G}$  obtida em (12) que, para o caso do GSM-MIMO, irá conter as possíveis soluções do sistema [24].

O recetor Oracle MMSE tem exatamente a mesma composição e sequência de passos que o MMSE com a vantagem de “conhecer” as TACs usadas, ficando apenas a faltar a decodificação correta de cada um dos símbolos transmitidos. Portanto, o equivalente a um sistema tradicional MIMO, sem a presença de uma modulação espacial. Sendo que a decodificação corresponderá à do MMSE. Embora a implementação deste modelo não permita simular nenhum cenário de forma real, serve o propósito de modelo de referência para comparação com os restantes.

## OB-MMSE

Como já referido o recetor ML apresenta um nível de complexidade que aumenta de forma exponencial com o número de antenas de transmissão o que limita a sua aplicação em sistemas reais. O recetor OB-MMSE [20], como outros estudados, surgiu com o objetivo de reduzir essa complexidade tentando manter os resultados o máximo possível perto dos ideais.

O recetor OB-MMSE, numa primeira fase é composto por um algoritmo que permite ordenar as várias combinações de antenas ativas (TACs) possíveis. Este passo corresponde à criação de um vetor  $\mathbf{z}$  obtido a partir do pré-processamento do vetor recebido  $\mathbf{y}$  da seguinte forma,

$$\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_{N_t}]^T \quad (14)$$

$$z_k = (\mathbf{h}_k)^\dagger \mathbf{y} \quad (15)$$

Onde  $(\mathbf{h}_k)^\dagger = \frac{\mathbf{h}_k^H}{\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k}$  e  $k \in \{1, 2, \dots, N_t\}$ .

Por forma a medir a viabilidade de cada TAC, é aplicado um fator de decisão designado por  $w_i$

$$w_i = z_{i_1}^2 + z_{i_2}^2 + \dots + z_{i_{N_u}}^2 = \sum_{n=1}^{N_u} z_{i_n}^2 \quad (16)$$

Onde  $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ . Os vários  $w_i$  são depois ordenados de acordo com o seu respetivo “peso” para obter as TACs na ordem pretendida.

O passo seguinte após a ordenação das TACs permite detetar a TAC mais provável através de um processo de equalização MMSE sequencial. Por outras palavras, para cada uma das TACs ordenadas é aplicado um bloco do recetor MMSE simplificado com o objetivo de detetar o símbolo  $\tilde{s}_j$  para a  $j$ -ésima TAC, esse bloco pode ser apresentado da seguinte forma

$$\tilde{s}_j = Q \left( \left( (\mathbf{H}_{I_{k_j}})^H \mathbf{H}_{I_{k_j}} + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} (\mathbf{H}_{I_{k_j}})^H \mathbf{y} \right) \quad (17)$$

Onde  $\mathbf{I}$  representa a matriz identidade  $N_u \times N_u$  e  $Q(\cdot)$  a função de desmodulação. O último mecanismo aplicado para reduzir a complexidade inerente ao MMSE na deteção de todas as  $N$  TACs possíveis consiste na satisfação da seguinte condição

$$\left\| \mathbf{y} - \mathbf{H}_{I_{k_j}} \tilde{s}_j \right\|_F^2 \leq V_{th} \quad (18)$$

Onde  $V_{th}$  representa um limiar previamente definido para analisar a viabilidade do vetor de sinal detetado. Os vários passos que constituem o algoritmo que permite a sua implementação são apresentados na tabela 1 do artigo de Y. Xiao, Z. Yang et al. [20].

## BPDN

O modelo de recetor BPDN apresentado neste trabalho faz uso de uma característica típica de um sinal SM, a esparsidade ou *sparsity*. Uma das particularidades deste modelo de recetor consiste no sistema de *denoising* implementado para lidar com o ruído presente neste tipo de modelos. Este esquema de deteção é baseado na esparsidade do sinal.

Considere-se um sistema GSM, onde cada uma das antenas de emissão ativa transmite dados diferentes. Com base neste princípio podemos considerar que a maioria dos campos do vetor de transmissão  $\mathbf{x}$  são zero, portanto a condição de dispersividade é garantida. Logo, é possível analisar a deteção do sinal SM como um problema teórico de reconstrução dispersiva para a deteção do sinal  $\mathbf{x}$ .

Como explicado por W. Liu, N. Wang, M. Ji *et al.* em [21], neste tipo de problemas é possível utilizar técnicas de *Compressive Sensing* (CS) para detetar sinais esparsos. A grande maioria das teorias CS usam modelos reais enquanto o modelo utilizado neste trabalho e apresentado no artigo [21] é baseado num modelo complexo. Desta forma a equação que representa o sinal recebido apresentada em (1) pode ser reescrita da seguinte forma

$$\hat{\mathbf{y}} = \frac{1}{\sqrt{N_u}} \begin{bmatrix} Re(\mathbf{H}) & -Im(\mathbf{H}) \\ Im(\mathbf{H}) & Re(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Re(\mathbf{x}) \\ Im(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Re(\mathbf{n}) \\ Im(\mathbf{n}) \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{n}} \quad (19)$$

Onde  $N_u$  representa o número de antenas ativas e  $Re(\ )$ ,  $Im(\ )$  representam a parte real e imaginária, respetivamente.

De acordo com a teoria de reconstrução aqui apresentada, a deteção num sistema GSM pode ser formulada da seguinte forma

$$\begin{aligned} & \min \|\mathbf{x}\|_0 \\ & s.t. \quad \|\hat{\mathbf{y}} - \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{x}}\|_2 \leq \varepsilon \end{aligned} \quad (20)$$



que pode ser reescrito na seguinte forma

$$\begin{aligned} \min \quad & \left\| \hat{\mathbf{y}} - (\hat{\mathbf{H}} - \hat{\mathbf{H}}) \begin{pmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{v} \end{pmatrix} \right\|_2^2 + \lambda \mathbf{C}^T \begin{pmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{v} \end{pmatrix} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{u} \geq 0, \mathbf{v} \geq 0 \end{aligned} \quad (21)$$

Onde  $\lambda > 0$  representa um parâmetro de regulação que pode ser calculado como

$$\lambda = \sigma \sqrt{2 \ln p} \quad (22)$$

Nesta última equação o parâmetro  $p$  representa a cardinalidade da matriz  $\mathbf{H}$ .

A otimização definida em (21) permite obter a solução final do problema que o recetor BPDN pretende resolver. Uma vez que se trata de um problema de otimização convexa quadrático pode ser resolvida de forma simples com recurso à função *quadprog()* do MATLAB, com um complexidade computacional de cerca  $O((2N_t)^3)$  muito semelhante aos recetores ZF (zero-forcing) e MMSE.



## Capítulo 4 – Recetor ADMM

Neste capítulo será apresentado o estudo feito a um recetor novo desenvolvido a partir da aplicação do ADMM. Tratando-se do alvo principal deste trabalho, os vários parâmetros que o definem foram alvo de um estudo exaustivo e detalhado.

### Descrição

O ADMM ou Alternating Direction Method of Multipliers consiste, na sua essência, num método de otimização que permite obter soluções para problemas complexos a partir de vários sub-problemas resultantes do fracionamento do original. Embora tenha aplicação em diversas áreas de estudo atuais, este algoritmo foi inicialmente apresentado em meados da década de 1970 [19] como uma variação do método aumentado de Lagrange.

Considerando o modelo apresentado em (5), no Capítulo 3, podemos simplificar a equação da seguinte forma

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (23)$$

onde  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$  representa o  $N_{rx}$ -ésimo vetor recebido,  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times M_{tx}}$  representa a matriz do sistema e  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$  constitui o vetor de ruído. O vetor  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M_{tx} \times 1}$  representa o sinal originalmente transmitido composto pelos  $N_u \times M_{tx}$  elementos diferentes de zero construído a partir do conjunto  $\mathcal{A}$  de dimensão  $M$ . Assumindo um cenário em que o número de medições é menor que o vetor transmitido  $\mathbf{s}$ , mas maior que o número de elementos diferentes de zero,  $N_u \leq N_{rx} \leq M_{tx}$ .

A sequência de passos necessários para realizar o cálculo dos símbolos transmitidos de acordo com a equação 4 apresentada no capítulo 3 pode ser formulada tendo por base o modelo MLD onde o sinal original pode ser apresentado da seguinte forma

$$\min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 \quad (24)$$

$$\text{sujeito a } \mathbf{s} \in A_0^{M_u} \quad (25)$$

$$\|\mathbf{s}\|_0 = N_a \quad (26)$$

Onde  $A_0 \stackrel{\text{def}}{=} \mathcal{A} \cup \{0\}$ . Esta formulação demonstra que as condições (25) e (26) tornam o problema não convexo.

A aplicação do ADMM no recetor permite resolver de forma aproximada a formulação MLD e estimar o sinal original transmitido. O primeiro passo será reescrever as equações (24)-(25) da seguinte forma

$$\min_{\mathbf{s}, \mathbf{x}, \mathbf{z}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 + I_C(\mathbf{x}) + I_{A_0 M_u}(\mathbf{z}) \quad (27)$$

$$\text{sujeito a } \mathbf{s} = \mathbf{x} \quad (28)$$

$$\text{e } \mathbf{s} = \mathbf{z} \quad (29)$$

Onde  $C = \{\mathbf{x}: \|\mathbf{x}\|_0 = N_a\}$  e  $I_D(\mathbf{v})$  representa a função indicador que é 0 se  $\mathbf{v} \in D$  e  $+\infty$  caso contrário. Partindo do princípio que a equação (27) é composta por valores complexos é possível escrever o método aumentado de Lagrange [22] da seguinte forma

$$\begin{aligned} L_\rho(\mathbf{s}, \mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{v}, \boldsymbol{\lambda}) = & \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 + I_C(\mathbf{x}) + I_{A_0 M_u}(\mathbf{z}) + 2\text{Re}\{\mathbf{v}^H(\mathbf{s} - \mathbf{x}) + \boldsymbol{\lambda}^H(\mathbf{s} - \mathbf{z})\} + \\ & + \rho(\|\mathbf{s} - \mathbf{x}\|_2^2 + \|\mathbf{s} - \mathbf{z}\|_2^2) \end{aligned} \quad (30)$$

Onde  $\mathbf{v}, \boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{C}^{N \cdot N_{rx} \times 1}$  representam as variáveis duais e  $\rho$  um parâmetro de controlo. Usando as variáveis duais da seguinte forma  $\mathbf{u} = \mathbf{v}/\rho$  e  $\mathbf{w} = \boldsymbol{\lambda}/\rho$  a equação (30) pode ser escrita da seguinte forma

$$\begin{aligned} L_\rho(\mathbf{s}, \mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{v}, \boldsymbol{\lambda}) = & \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 + I_C(\mathbf{x}) + I_{A_0 M_u}(\mathbf{z}) + \rho(\|\mathbf{s} + \mathbf{u} - \mathbf{x}\|_2^2 + \|\mathbf{s} + \mathbf{w} - \mathbf{z}\|_2^2 - \\ & - \|\mathbf{u}\|_2^2 - \|\mathbf{w}\|_2^2) \end{aligned} \quad (31)$$

A aplicação do ADMM resulta numa sequência de passos iterativos de forma independente com o propósito de minimizar a equação aumentada de Lagrange aqui apresentada, com respeito às variáveis primárias  $\mathbf{s}$ ,  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{z}$  e às variáveis duais  $\mathbf{u}$  e  $\mathbf{w}$ :

$$\mathbf{s}^{t+1} = \min_{\mathbf{s}} L_\rho(\mathbf{s}, \mathbf{x}^t, \mathbf{z}^t, \mathbf{v}^t, \boldsymbol{\lambda}^t) \quad (32)$$

$$\mathbf{x}^{t+1} = \min_{\mathbf{x}} L_\rho(\mathbf{s}^t, \mathbf{x}, \mathbf{z}^t, \mathbf{v}^t, \boldsymbol{\lambda}^t) \quad (33)$$

$$\mathbf{z}^{t+1} = \min_{\mathbf{z}} L_\rho(\mathbf{s}^t, \mathbf{x}^t, \mathbf{z}, \mathbf{v}^t, \boldsymbol{\lambda}^t) \quad (34)$$

$$\mathbf{u}^{t+1} = \mathbf{u}^t + \mathbf{s}^{t+1} - \mathbf{x}^{t+1} \quad (35)$$

$$\mathbf{w}^{t+1} = \mathbf{w}^t + \mathbf{s}^{t+1} - \mathbf{w}^{t+1} \quad (36)$$

Desta forma o problema inicial que se pretende resolver fica decomposto numa sequência de problemas de menor dimensão e complexidade o que torna mais fácil a sua resolução.

Uma solução para o sub-problema indicado na equação (33) pode ser encontrada a partir da derivação de  $\nabla_{\mathbf{s}, \mathbf{H}} L_{\rho}(\mathbf{s}, \mathbf{x}^t, \mathbf{z}^t, \mathbf{v}^t, \boldsymbol{\lambda}^t) = 0$  o que resulta em

$$\mathbf{s}^{t+1} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\rho \mathbf{I}_{M_u})^{-1} (\mathbf{H}^H \mathbf{y} + \rho(\mathbf{x}^t + \mathbf{z}^t - \mathbf{u}^t - \mathbf{w}^t)) \quad (37)$$

Tendo em conta o capítulo 9 de [23], os passos relativos à atualização das variáveis  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{z}$  podem ser obtidos usando

$$\mathbf{x}^{t+1} = \prod_C(\mathbf{s}^{t+1} + \mathbf{u}^t) \quad (38)$$

$$\mathbf{z}^{t+1} = \prod_{A_0 M_u}(\mathbf{s}^{t+1} + \mathbf{w}^t) \quad (39)$$

Onde  $\prod_D(\cdot)$  representa a projeção em D. Para a equação (38), a sua projeção pode ser implementada igualando os  $M_{tx} - N_a$  elementos com amplitudes mais baixas a zero. A projeção da equação (38) é obtida quando cada um dos seus elementos é aproximado ao elemento de  $A_0$  mais próximo.

A sequência de passos necessários para o cálculo da estimativa dos símbolos transmitidos,  $\hat{\mathbf{s}}$ , está apresentada no Algoritmo 1, onde  $f(\mathbf{s})$  é a distância que se pretende minimizar definida como

$$f(\mathbf{s}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2. \quad (40)$$

$\mathbf{H}_I$  é a matriz reduzida do canal, com dimensão  $N_{rx} \times N_a$ , obtida usando as colunas de H cujos índices pertencem a I e  $\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate}$  é o vetor reduzido,  $N_a \times 1$ , cujos elementos correspondem aos elementos diferentes de zero de  $\hat{\mathbf{s}}^{candidate}$  (que correspondem aos índices de  $\mathbf{I}$ ).

**Algorithm 1:** Discrete Sparse ADMM algorithm

- 
- 1: **Input:**  $\mathbf{u}^0, \mathbf{w}^0, \mathbf{x}^0, \mathbf{z}^0, \mathbf{H}, \mathbf{y}, \rho$
  - 2:  $f_{best} = \infty$ .
  - 3: **for**  $t=0,1,\dots,Q-1$  **do**
  - 4:  $\mathbf{s}^{t+1} \leftarrow (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\rho \mathbf{I}_{M_{tx}})^{-1} (\mathbf{H}^H \mathbf{y} + \rho(\mathbf{x}^t + \mathbf{z}^t - \mathbf{u}^t - \mathbf{w}^t))$
  - 5:  $\mathbf{x}^{t+1} \leftarrow \Pi_C(\mathbf{s}^{t+1} + \mathbf{u}^t)$ .  $I \leftarrow \text{supp}(\mathbf{x}^{t+1})$
  - 6:  $\mathbf{z}^{t+1} \leftarrow \Pi_{A_0 M_{tx}}(\mathbf{s}^{t+1} + \mathbf{w}^t)$ .
  - 7:  $\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow 0$ ,  $\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} \leftarrow \Pi_{A^{N_a}}(\mathbf{s}_I^{t+1})$
  - 8: **If**  $f(\hat{\mathbf{s}}^{candidate}) < f_{best}$  **then**
  - 9:  $\hat{\mathbf{s}} \leftarrow \hat{\mathbf{s}}_I^{candidate}$ .
  - 10:  $f_{best} = f(\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate})$ .
  - 11: **end if**
  - 12:  $\mathbf{u}^{t+1} \leftarrow \mathbf{u}^t + \mathbf{s}^{t+1} - \mathbf{x}^{t+1}$ .
  - 13:  $\mathbf{w}^{t+1} \leftarrow \mathbf{w}^t + \mathbf{s}^{t+1} - \mathbf{z}^{t+1}$ .
  - 14: **end for**
  - 15: **Output:**  $\hat{\mathbf{s}}$ .
- 

Do algoritmo 1 o passo 4 é o que pode ser visto com maior relevância para todo o processo pois é a inversão da matriz dada por  $(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\rho \mathbf{I}_{M_u})$  que introduz a maior ordem de complexidade ao esquema. Esta inversão tem uma ordem de complexidade  $O(M_{tx}^3)$  que se mantém ao longo de todas as iterações, logo a complexidade total é  $O(M_{tx}^3)$ , que é a mesma presente nos recetores MMSE, Zero Forcing e BPDN.

## Técnicas de Refinamento

Devido à natureza não convexa do problema original (formato MLD), não existe garantia que o algoritmo ADMM convirja para o mínimo global. Assim, foram adicionados dois mecanismos de refinamento para a obtenção da solução.

O primeiro mecanismo consiste na exploração dos pontos vizinhos de  $\mathbf{x}^{t+1}$  que se encontram a uma distância máxima de duas posições diferentes de zero (os valores diferentes de zero são obtidos a partir de  $(\mathbf{s}^{t+1} + \mathbf{u}^t)$ , portanto os pontos que pertencem ao conjunto

$$C^{neigh}(\mathbf{x}^{t+1}) = \{y: \|y\|_0 = N_a, \|\mathbf{x}^{t+1} - y\|_0 = 2, \text{supp}(y) \neq \text{supp}(\mathbf{x}^{t+1})\} \quad (41)$$

Onde  $\text{supp}(\mathbf{x})$  representa o conjunto de elementos não nulos do vetor  $\mathbf{x}$ , ou suporte do vetor  $\mathbf{x}$ . Caso esta condição se verifique, o valor é comparado com o obtido da projeção em  $\mathcal{A}$  e escolhido caso a distância calculada seja menor que este.

O segundo passo ou mecanismo do *polishing* consiste na minimização da equação (24) com a diferença de que o conjunto e condição definidos em (25) e (26) são removidos do processo e o suporte do vetor do sinal é fixo (índices das posições do vetor com elementos não nulos). Esta solução é projetada no em  $\mathcal{A}$  e o seu resultado analisado comparativamente com o valor inicial com o propósito de avaliar se foi obtido um melhor candidato. É importante realçar que em vez de se minimizar a distância euclidiana (18), é o seu valor espetável que é minimizado, o que resulta na obtenção de um novo valor possível tal como a projeção MMSE estima

$$\hat{\mathbf{s}}_I^{candidate} = \Pi_{A^{N_a}} \left( (\mathbf{H}_I^H \mathbf{H}_I + 2\rho \mathbf{I}_{N_a})^{-1} \mathbf{H}_I^H y \right) \quad (42)$$

## Estudo do recetor

Os principais parâmetros e variáveis que definem o recetor ADMM são estudadas em detalhe nesta secção do trabalho.

### Parâmetro $\rho$

No algoritmo obtido a partir do ADMM o parâmetro  $\rho$  é designado por *step-size* (ou *penalty*). No caso geral de problemas não convexos (como a formulação MLD) este parâmetro influencia o ritmo de convergência do algoritmo e a qualidade da solução, isto é, a quão próxima fica do valor ideal. Trata-se portanto de um parâmetro de qualidade do recetor ADMM.

Na análise feita o parâmetro  $\rho$  foi variado entre 11 e 0.1, com um espaçamento de 0.5 entre cada análise. Relativamente às restantes variáveis do recetor, os valores usados para as simulações estão apresentados na tabela seguinte.

Variável	Valor
Modulação	16QAM
$N_t$	24
$N_u$	3
$N_r$	12
Máximo de iterações ADMM	20
Número de inicializações	10
Utilização de <i>polishing</i>	não

Tabela 1 – Variáveis usadas no estudo do parâmetro  $\rho$

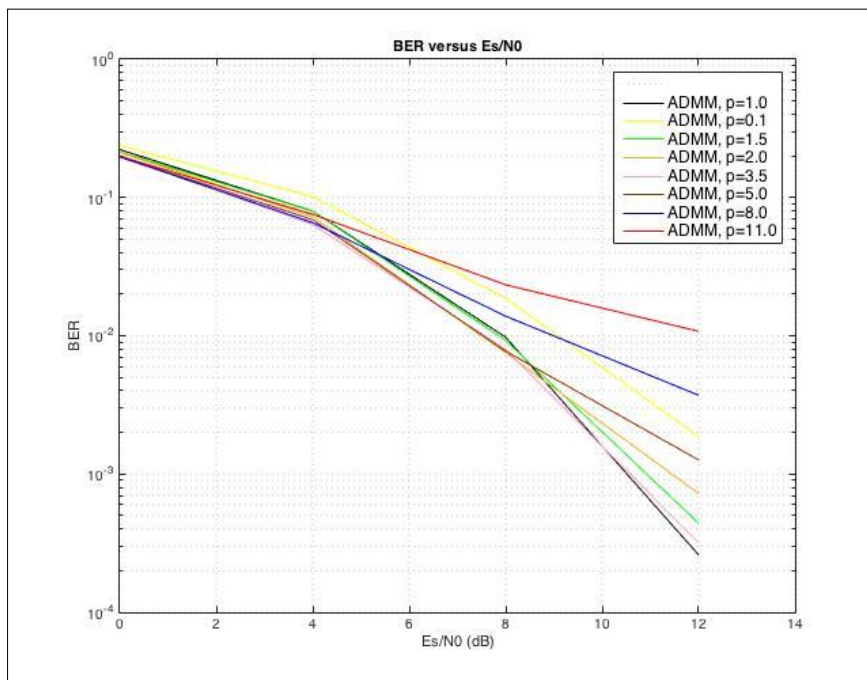


Figura 7 – Variação do parâmetro  $\rho$ , para 16QAM



Os resultados obtidos das simulações com o parâmetro  $\rho$ , que se encontram representados na Figura 7, indicam que os melhores valores de BER ocorrem quando o  $\rho$  tem um valor entre 1 e 3,5. No gráfico da Figura 7, os valores que apresentam um melhor resultado são 1, 1,5 e 3,5 representados no gráfico a preto, cor-de-rosa e verde, respetivamente.

Segundo o estudo feito isolando o parâmetro  $\rho$  podemos concluir que os valores que permitem obter as soluções mais próximas do modelo ideal rondam os valores entre 1 e 3.

### Variação do número de Iterações e Inicializações

O recetor ADMM tem dois parâmetros que permitem controlar o número de execuções que o algoritmo vai ter, são eles:

- Número máximo de iterações – este parâmetro define o número de ciclos de aproximação à solução que serão realizados;
- Número de inicializações – este parâmetro representa o número de vezes que todo o processo de iteração será iniciado e realizado.

Portanto, o número total de iterações que o recetor irá fazer será o resultado do produto do número máximo de iterações pelo número de inicializações. No caso de ser usado *polishing*, a este produto ainda será necessário adicionar o número de iterações deste elemento, caso este não seja apenas aplicado no final de cada uma das iterações.

Para este cenário foram usadas duas modulações, QPSK e 64QAM, e as restantes variáveis fixadas estão apresentadas na tabela seguinte.

Variável	Valor
$\rho$	1,5
$N_t$	24
$N_u$	3
$N_r$	12
Utilização de <i>polishing</i>	não

Tabela 2 – Variáveis usadas no estudo do número máximo de iterações e de inicializações

Os testes realizados foram uma combinação dos dois parâmetros que podemos apresentar da seguinte forma em função do número máximo de iterações, sendo que o número de inicializações foi simulado para 5, 10 e 40.

## A) Número máximo de Iterações: 5

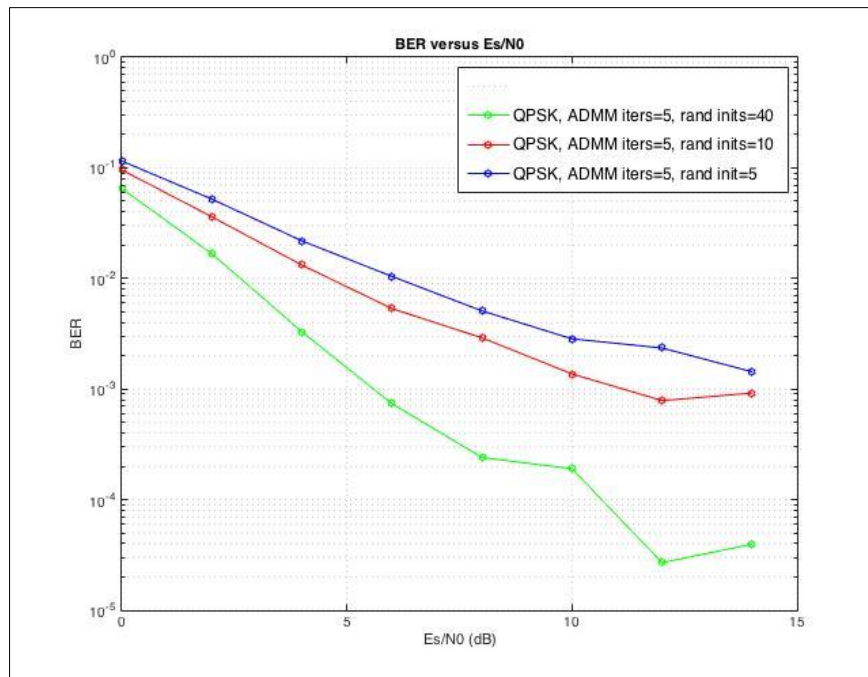


Figura 8 – Variação do máximo de inicializações, para QPSK e 5 iterações

Como é possível observar o cenário mais satisfatório está representado a verde e consiste no caso em que são feitas 40 inicializações. Para os mesmos  $E_s/N_0$  o BER é, em média, 50% menor para a simulação com 40 inicializações. Do cenário apresentado na Figura 8 é ainda possível observar que as simulações feitas com apenas 5 iterações ADMM representam resultados pouco conclusivos.

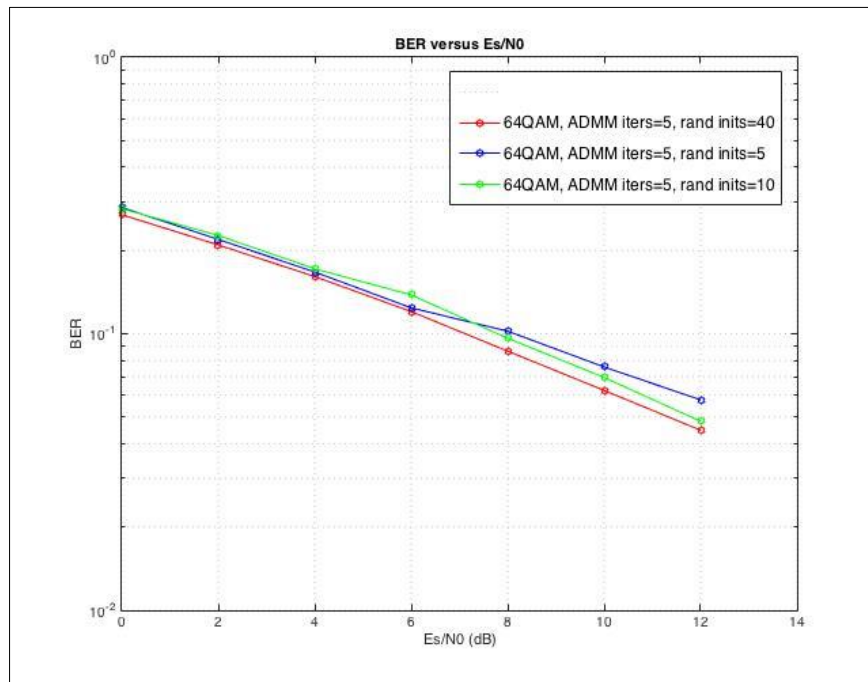


Figura 9 – Variação do máximo de inicializações, para 64QAM e 5 iterações

Tal como para o cenário QPSK, o cenário que apresenta melhores resultados é o de 40 inicializações, representado a verde. Contudo a diferença do BER entre os vários cenários não é tão significativa. Embora o  $E_s/N_0$  tenha sido simulado até um valor de 24dB, na Figura 9 foram apenas representados até 12dB visto que depois deste valor a curva de BER nunca tenha ultrapassado os  $10^{-2}$ .

B) Número máximo de Iterações: 20

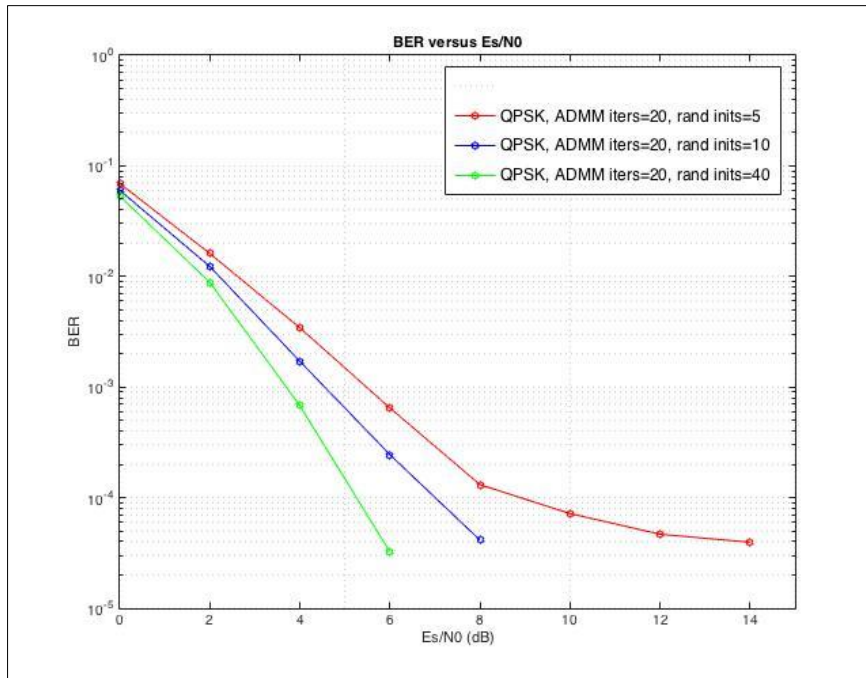


Figura 10 – Variação do máximo de inicializações, para QPSK e 20 iterações

Tal como para as simulações com 5 iterações do QPSK, o cenário com 40 inicializações continua a apresentar ganhos muito superiores aos restantes casos.

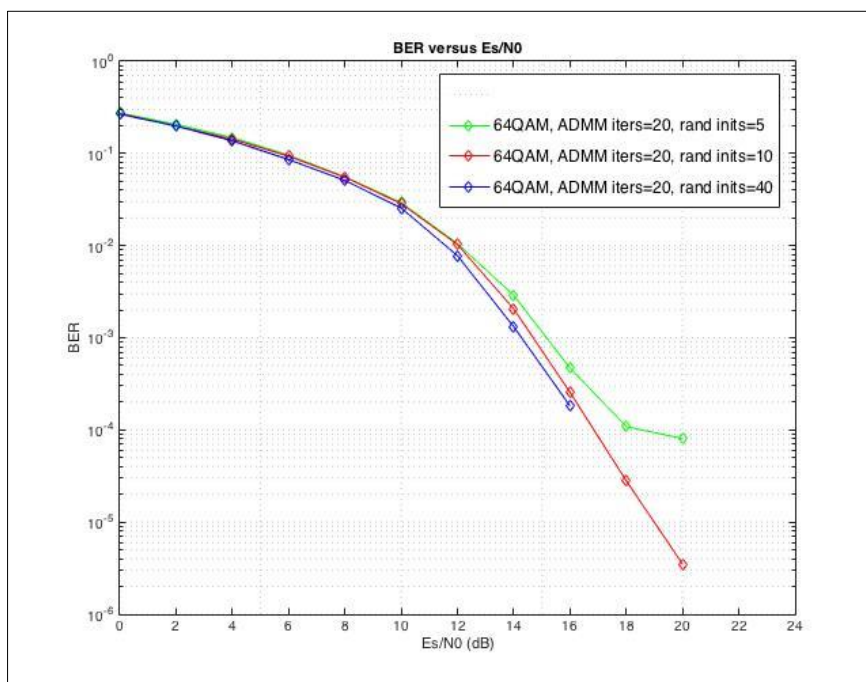


Figura 11 – Variação do máximo de inicializações, para 64QAM e 20 iterações

Nas simulações 64QAM com 20 iterações, tal como foi possível verificar para os casos com 5 iterações, a diferença entre os vários casos estudados não é muito significativa.

C) Número máximo de Iterações: 40

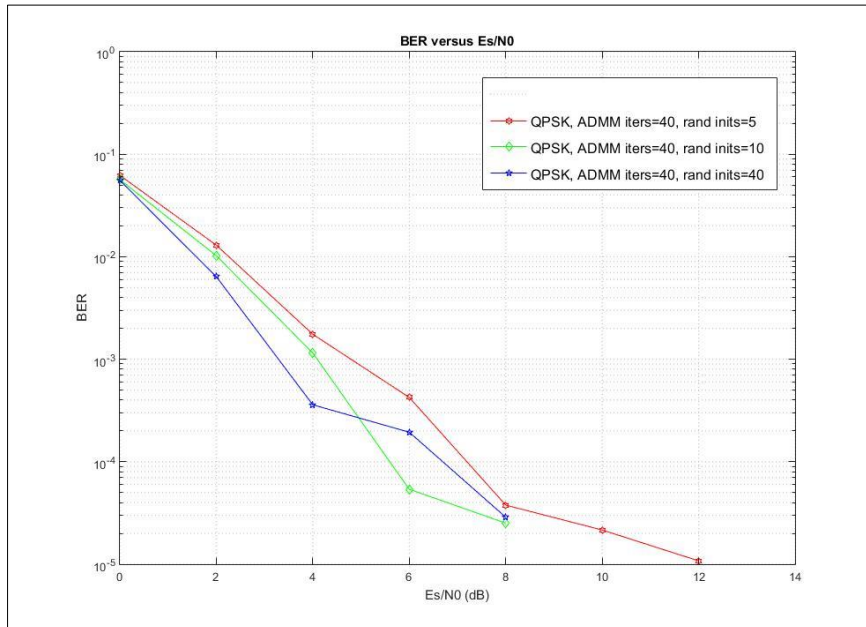


Figura 12 – Variação do máximo de inicializações, para QPSK e 40 iterações

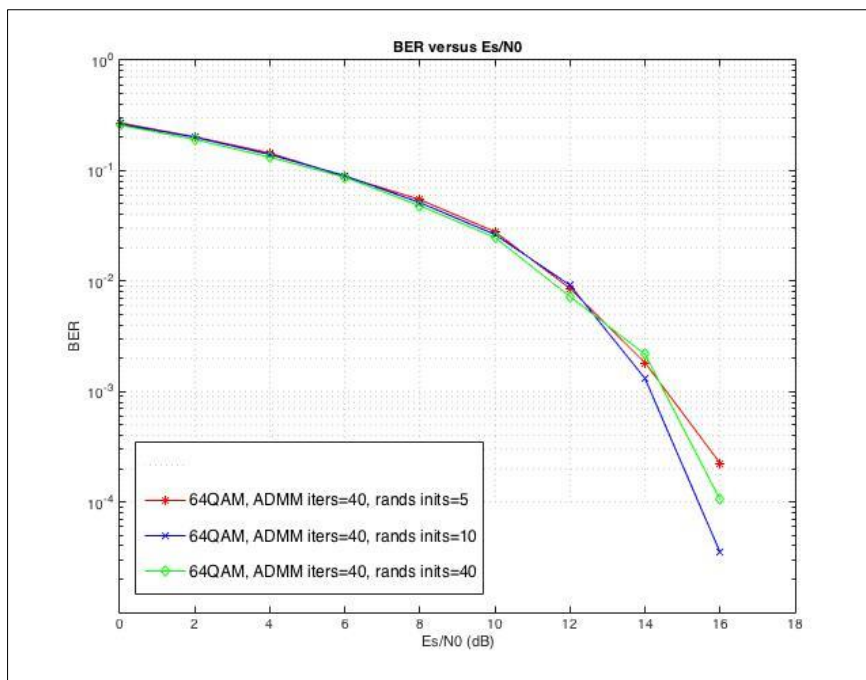


Figura 13 – Variação do máximo de inicializações, para 64QAM e 40 iterações

Para os cenários QPSK e 64QAM com 40 iterações o comportamento foi muito semelhante aos restantes casos. Contudo para o QPSK a diferença já não foi muito significativa e para relações sinal ruído entre 5 e 8 foi possível observar BERs melhores para a simulação com 10 inicializações.

Após este estudo pode-se concluir o que foi previamente analisado, quanto maior é o número de interações e inicializações do ADMM, melhores serão os resultados obtido. Embora o resultado seja melhor para o resultado do produto, foi possível concluir que é preferível ter um número maior de iterações do que de inicializações, mesmo que o resultado do produto seja o mesmo.

### **Cardinalidade e Ponto de Inicialização**

A cardinalidade do recetor ADMM pode ser vista como uma variável binária, quando desativada (0) o recetor avalia a combinação de antenas (TAC) mais provável de estar ativada, o que aumenta a complexidade do processamento, contudo a combinação de antenas selecionada pode não fazer parte do conjunto de soluções possíveis para o cenário utilizado. Quando a cardinalidade é ativada (1), o comportamento do recetor ADMM é o esperado, conforme já descrito.

O ponto de inicialização do MMSE, como o nome do parâmetro indica, permite definir o ponto inicial para a execução do algoritmo ADMM como sendo a o ponto estimado por um recetor MMSE convencional. Tal como a cardinalidade, o ponto de inicialização também pode ser visto como uma variável binária uma vez que as opções de escolha para o ponto são: o inicial do MMSE (1) ou um ponto aleatório (0).

Os valores definidos como fixos, tal como os respetivos valores, para este estudo estão resumidos na tabela seguinte. As modulações estudadas foram a QPSK e a 64QAM.

Variável	Valor
$\rho$	1,5
$N_t$	24
$N_u$	3
$N_r$	12
Utilização de <i>polishing</i>	não
Máximo de iterações ADMM	20
Número de inicializações	10

Tabela 3 – Variáveis usadas no estudo da cardinalidade e do ponto de inicialização

Os testes realizados consistem numa combinação destes parâmetros, portanto com a inicialização aleatória ou não e inicial do estimador MMSE ou ponto aleatório para cada um dos casos.

## A) Modulação QPSK

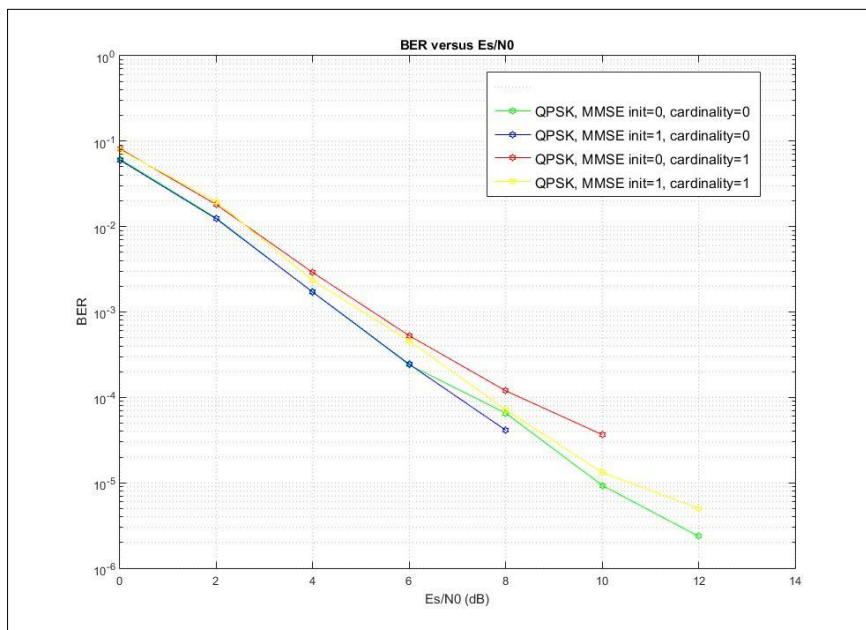


Figura 14 – Variação da cardinalidade e do ponto de inicialização, para QPSK

Como é possível observar na Figura 14, embora o comportamento dos vários cenários seja bastante semelhante, os casos em que a cardinalidade está ajustada para avaliar a TAC mais provável de estar ativa apresenta resultados melhores que os restantes. Relativamente à inicialização, os resultados mais significativos ocorrem quando esta não é feita num ponto aleatório.

B) Modulação 64QAM

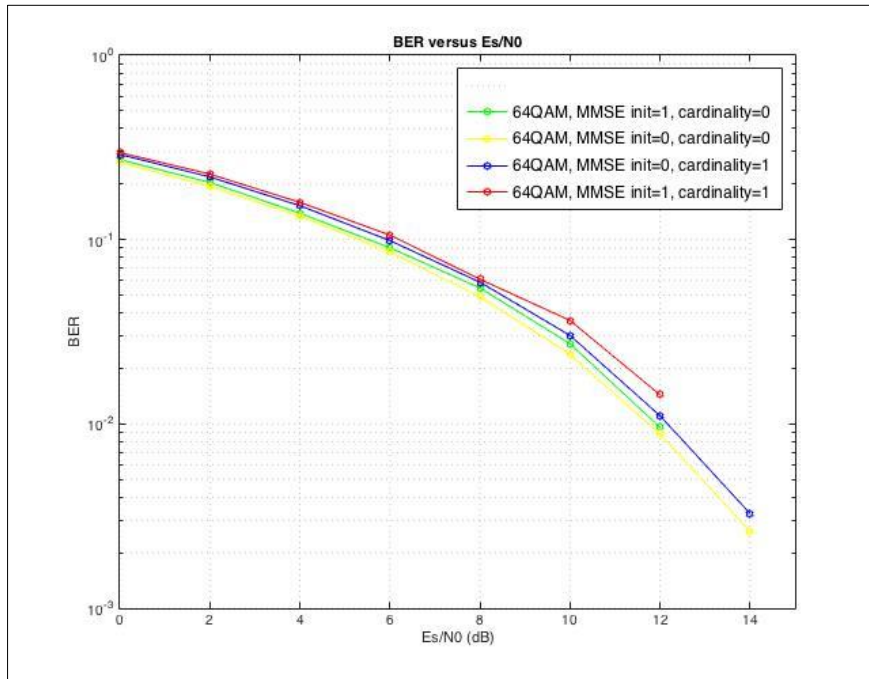


Figura 15 – Variação da cardinalidade e do ponto de inicialização, para 64QAM

Os resultados apresentados na Figura 15, embora muito semelhantes em comportamento, demonstram que o cenário representado a amarelo é o que apresenta uma curva de BER com resultados mais positivos.

Observando os resultados para a modulação 64QAM e analisando os resultados retirados da modulação QPSK, pode-se concluir que o cenário ideal para testar o recetor ADMM face aos restantes recetores será com a cardinalidade ajustada para avaliar a TAC mais provável de estar ativa (0) e inicializando o MMSE da forma convencional (1). Contudo para problemas de dimensão muito elevada (com muitas TACs possíveis) esta não será a melhor solução tendo em conta o custo adicional de complexidade face ao pequeno ganho no desempenho. Nos casos estudados como os cenários não têm uma dimensão muito elevada optou-se pelo uso desta configuração.

**Polishing**

O mecanismo do *polishing*, como já descrito, permite refinar os resultados obtidos pelo recetor ADMM ao longo de cada iteração ou apenas no final desta. Este mecanismo pode ser *full* (completo) ou *simple* (simples), a diferença reside na forma como o MMSE é resolvido. Para o



caso *full* são testados suportes vizinhos (distância de duas posições) e resolvida a restrição convexa do MMSE. No caso *simple* apenas são testados apenas os suportes vizinhos e escolhido o que minimiza a distância ao sinal recebido. Na utilização do *polishing* e devido à sua forma e propósito de melhorar os resultados da iteração onde é aplicado, a cardinalidade é sempre configurada para selecionar a combinação mais próxima.

Para além do nível de *polishing*, que pode ser simples e completo, este mecanismo tem ainda três outros parâmetros. O número mínimo de iterações do *polishing*, que define o número de vezes que este será utilizado, ou seja, se for definido como 1, o *polishing* será aplicado em cada uma das iterações do ADMM, se for igual ao número máximo de iterações do ADMM, será apenas aplicado na última iteração.

O segundo parâmetro configurável do *polishing* é binário e define se as variáveis utilizadas nas iterações ADMM serão atualizadas com as variáveis resultantes do mecanismo de *polishing*. Como esta condição permite melhorar os valores finais das iterações ADMM, foi sempre usada nas diversas simulações realizadas.

O número de vizinhos representa o último parâmetro que define este mecanismo. Dada a sua complexidade e importância no resultado final das simulações foram realizadas simulações independentes para o estudo deste. Para esta parte do estudo o seu valor foi definido em 20 vizinhos analisados.

Os valores definidos como fixos, tal como os respetivos valores, para este estudo estão resumidos na tabela seguinte. As modulações estudadas foram a QPSK e a 64QAM.

Variável	Valor
$\rho$	1,5
$N_t$	24
$N_u$	3
$N_r$	12
Máximo de iterações ADMM	20
Número de inicializações	10

Tabela 4 – Variáveis usadas no estudo do *polishing*

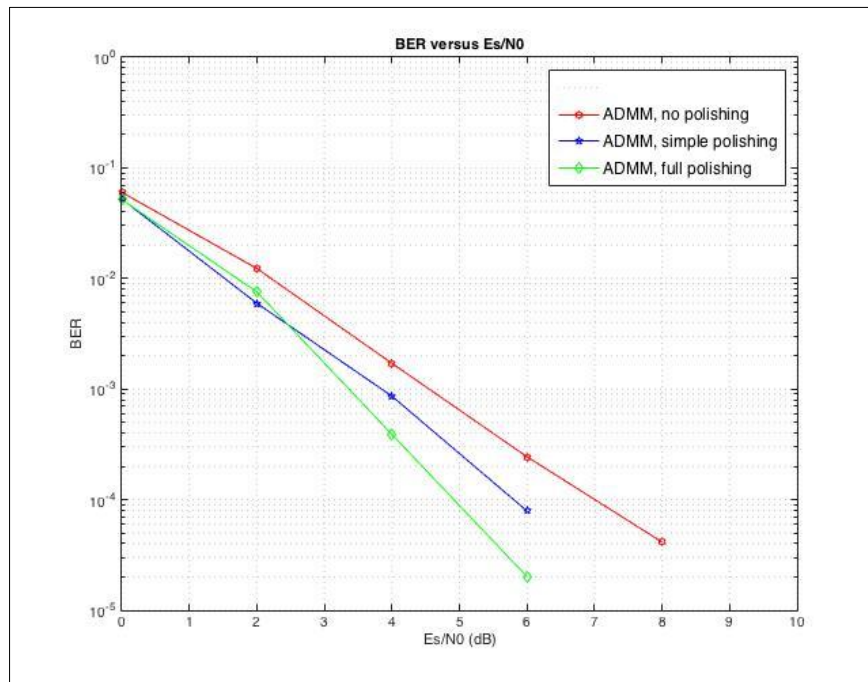


Figura 16 – Análise da presença de polishing simples e completo, para QPSK

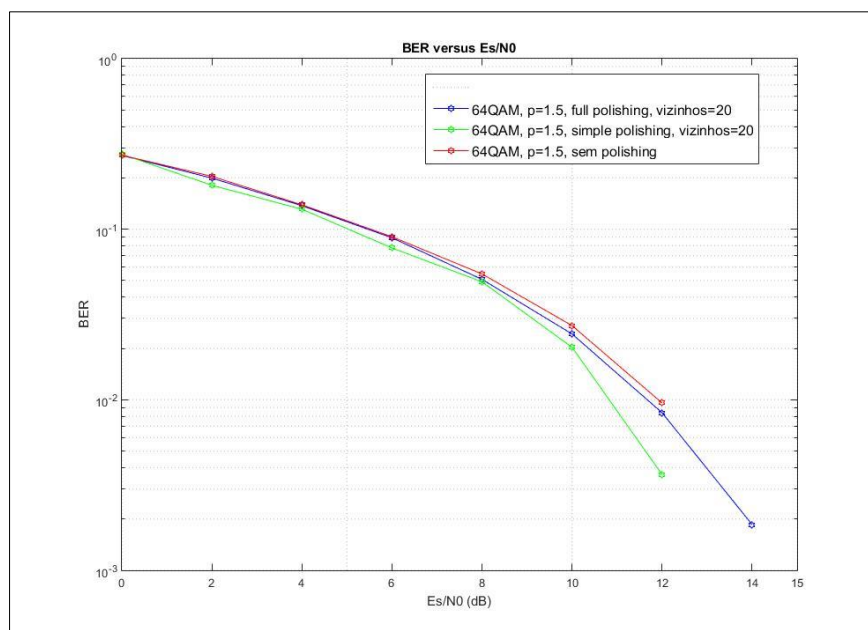


Figura 17 – Análise da presença de polishing simples e completo, para 64QAM

Tratando-se de uma técnica de refinamento do recetor ADMM, os resultados obtidos para as duas modulações apresentam os resultados que seriam esperados. No caso da Figura 16, onde o *full polishing* está representado pela curva a verde, tal como na Figura 17, onde o *full polishing*

está representado a azul, é evidente que a utilização desta técnica permite obter uma curva de BER com melhores resultados que as restantes.

Para a comparação com os restantes recetores foram usados os cenários sem *polishing* e com o *simple polishing*. Embora o *full polishing* permita obter o melhor resultado, a diferença resultante não justifica o aumento da complexidade e do tempo de processamento de cada simulação.

### Variação do número de vizinhos

O último parâmetro estudado do recetor ADMM, como indicado na seção anterior, consiste no número de vizinhos analisados para o método de *polishing*. Os vizinhos selecionados podem ser visto como um conjunto de possíveis valores, diferentes de zero e analisados individualmente, dos quais poderá resultar um novo candidato cujo valor seja menor que o usado. Portanto, quanto maior for o número de vizinhos estudados, maior será a probabilidade de encontrar e descodificar o sinal emitido de forma correta, mas o aumento deste número resultará também no aumento do tempo de processamento e na complexidade do processo.

O número de vizinhos escolhidos para este estudo foi 10, 20, 40 e 100, aplicados às modulações QPSK e 64QAM e foi usado o processo mais simples de *polishing* que foi aplicado a todas as iterações do ADMM. Os restantes valores definidos para estas simulações encontram-se descritos na tabela seguinte.

Variável	Valor
$\rho$	1,5
$N_t$	24
$N_u$	3
$N_r$	12
Máximo de iterações ADMM	20
Número de inicializações	10
Utilização de <i>polishing</i>	Simple

Tabela 5 – Variáveis usadas no estudo da variação do número de vizinhos

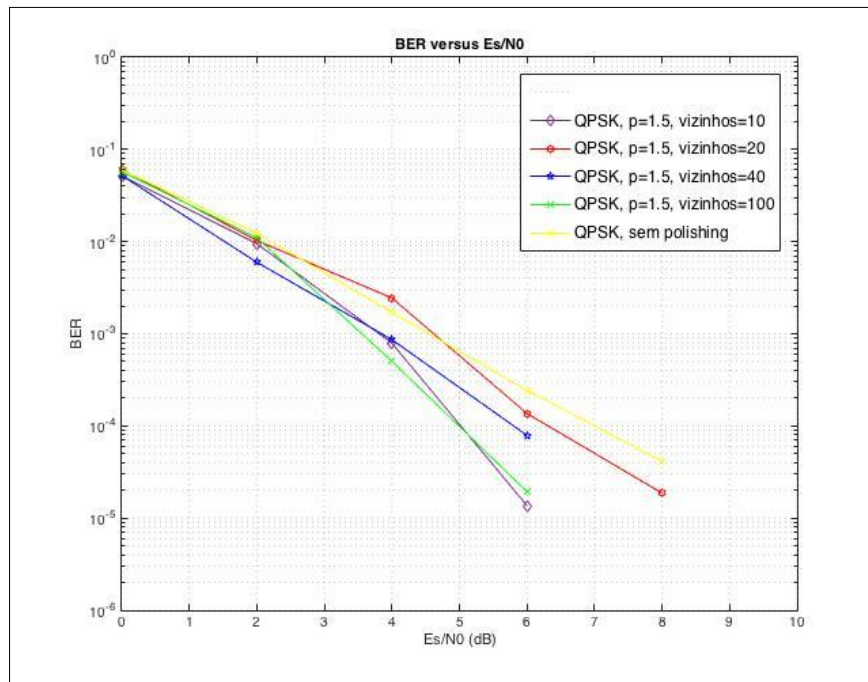


Figura 18 – Variação do número de vizinhos, para QPSK

Como é possível observar na Figura 18, para a modulação QPSK quando o número de vizinhos é variado entre 10 e 100 é possível observar um gradual melhoramento da curva de BER. Contudo para o caso em que foram usados 10 vizinhos a curva apresenta um comportamento menos esperado e para o caso em que o  $E_s/N_0$  é 6dB o valor de BER é inferior aos restantes casos.

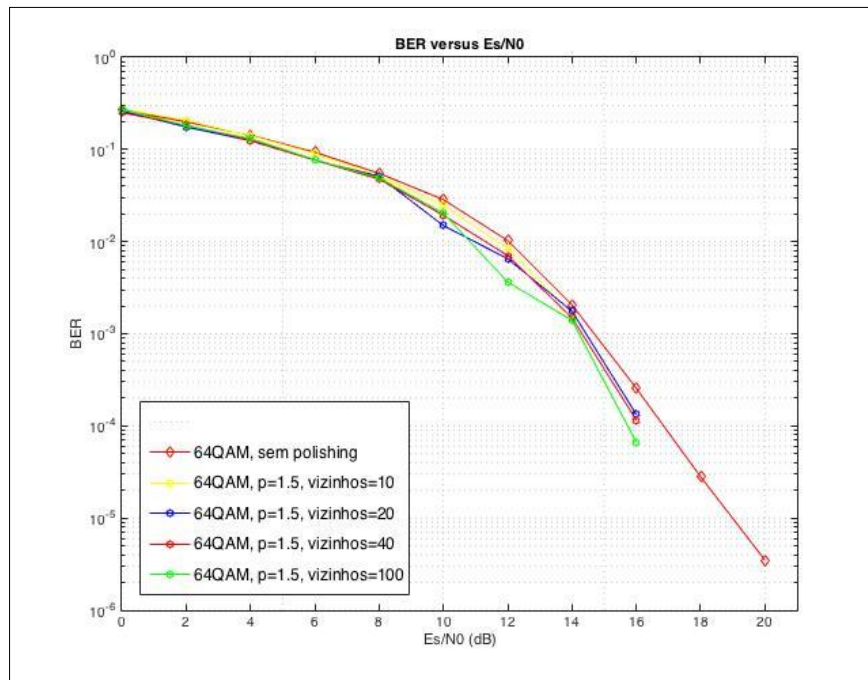


Figura 19 – Variação do número de vizinhos, para 64QAM

Para as simulações com a modulação 64QAM as curvas de BER obtidas são todas muito semelhantes, a vantagem do caso com um número de vizinhos igual a 100, representada pela curva a verde, é pouco significativa.

Tal como para o caso estudado anteriormente relativo ao polishing, também para o refinamento com o número de vizinho foi tomada uma decisão num valor ideal para comparar com os restantes recetores. Para este caso o valor escolhido que menos compromete o *trade-off* entre complexidade da simulação e qualidade dos resultados é o de 20 vizinhos.

Da conclusão do estudo detalhado do recetor ADMM resultam dois cenários que serão usados na comparação com os restantes recetores. Um com o uso de simple polishing e outro sem o recurso a esta técnica de refinamento. Na tabela 6 estão apresentados os dois cenários.

	<b>ADMM, no polishing</b>	<b>ADMM, simple polishing</b>
$\rho$	1,5	1,5
Máximo de iterações ADMM	20	20
Número de inicializações	10	10
Cardinalidade	TAC mais provável	TAC mais provável
Inicialização MMSE	Inicial do MMSE	Inicial do MMSE
<i>Polishing</i>	Não	Simples
<i>Vizinho</i>	n.a.	20

Tabela 6 – Cenários ADMM sem polishing e com simple polishing

## Capítulo 5 – Resultados

O capítulo 5 deste trabalho contém os resultados do estudo da comparação dos vários recetores para diversos cenários onde o número de antenas de emissão, ativas e de receção bem como modulação, foram variados.

Visto que o grande propósito deste trabalho é a comparação do recetor ADMM com os restantes, para determinados cenários são apresentados mais que um conjunto de parâmetros para este. Sendo que os valores utilizados foram sempre os melhores obtidos do estudo detalhado realizado no capítulo 4 deste trabalho. Os resultados apresentados na seção seguinte foram agrupados inicialmente por modulação, QPSK, 16QAM e 64QAM, e seguidamente em subgrupos com base no número de antenas ativas, de emissão e de receção.

### Resultados das simulações

#### A. QPSK

1.  $N_t=24; N_r=32; N_a=3$

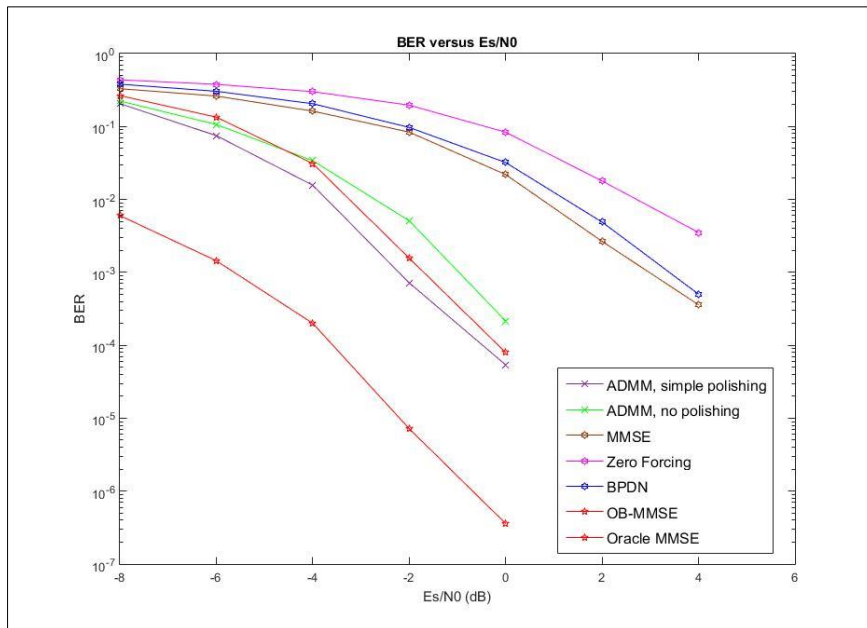


Figura 20 - QPSK,  $N_t=24; N_r=32; N_a=3$

Para o cenário em que número de antenas de recepção é maior que o de emissão, Figura 20, é possível verificar que todas as curvas de BER dos recetores tem um bom comportamento podendo existir no entanto diferenças acima de 6dB entre algumas delas. O melhor desempenho está representado pelas curvas preta e verde que são o ADMM sem *polishing* e com *simple polishing*, respetivamente.

2.  $N_t=24; N_r=12; N_a=3$

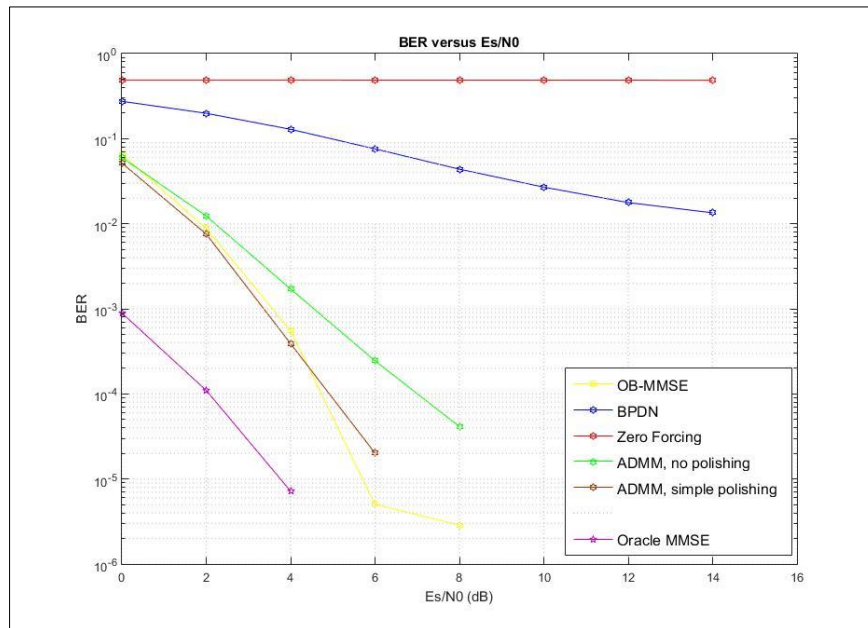


Figura 21 - QPSK,  $N_t=24; N_r=12; N_a=3$

Para este cenário em que o número de antenas de recepção já é inferior ao de transmissão, apresentado na Figura 21, observa-se que os recetores que têm uma curva de BER com resultados mais positivos são o ADMM com *polishing* e o OB-MMSE, as pequenas diferenças observadas são muito pequenas, possível causadas por efeitos estatísticos resultante do número de *loops* usados nas respetivas simulações ter sido demasiado pequeno. Sem o recurso ao *polishing* a curva de BER do *polishing* não apresenta resultados tão positivos.



3.  $N_t=24; N_r=12; N_a=5$

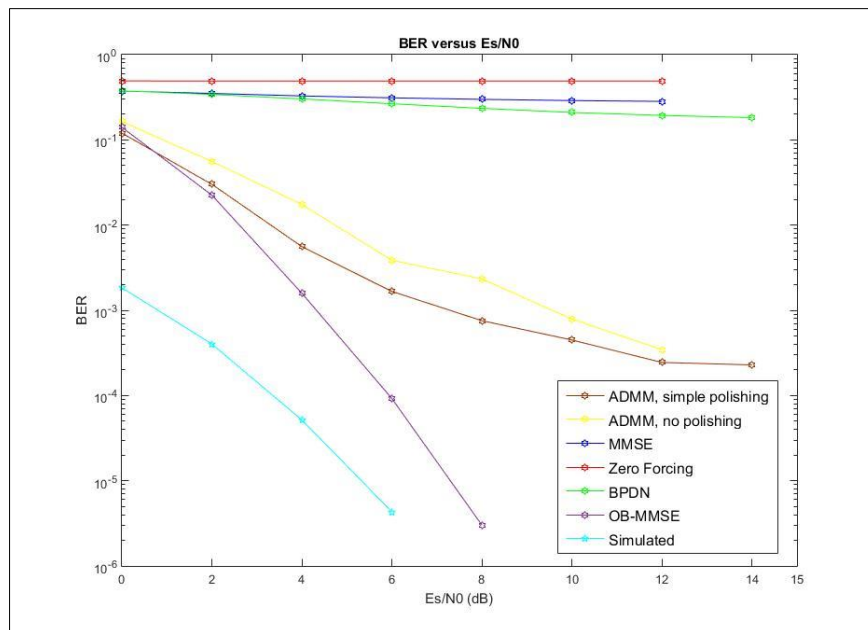


Figura 22 - QPSK,  $N_t=24; N_r=12; N_a=5$

Como esperado, com o aumento da complexidade do cenário apresenta na Figura 22 (mais antenas activas), os valores SNR para o ADMM, mesmo com o uso de *polishing*, são piores que os descritos pela curva do OB-MMSE, embora sejam bastante positivos face aos restantes recetores testados.

4.  $N_t=24; N_r=6; N_a=3$

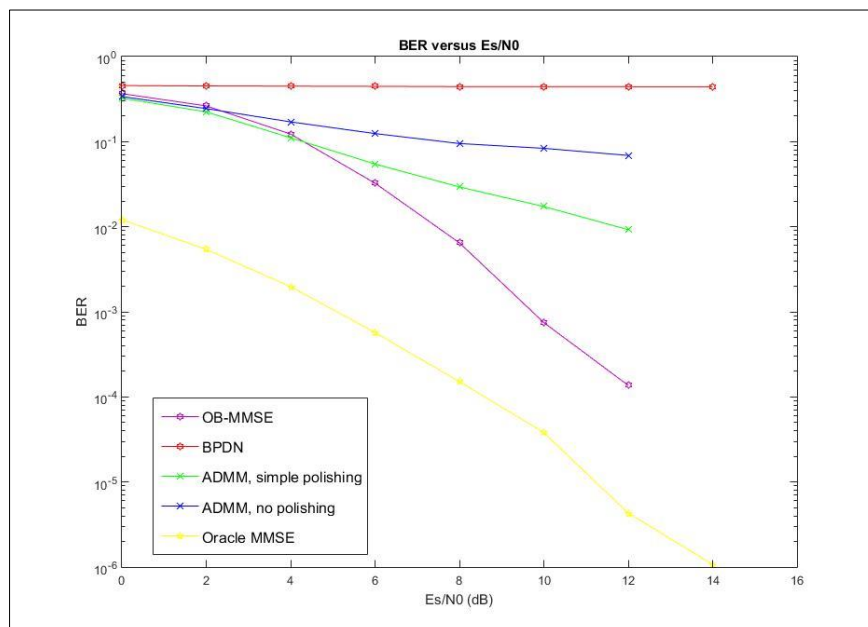


Figura 23 - QPSK,  $N_t=24; N_r=6; N_a=3$

No cenário apresentado na Figura 23 o número de antenas de emissão é bastante inferior ao de antenas de receção. As curvas de BER dos recetores mostra de uma forma geral desempenhos baixos. Para além do Oracle MMSE, que representa um recetor de referência, o OB-MMSE apresenta um bom desempenho para  $E_s/N_0$  entre os 6dB e os 12dB.

## B. 16QAM

### 1. $N_t=24; N_r=32; N_a=3$

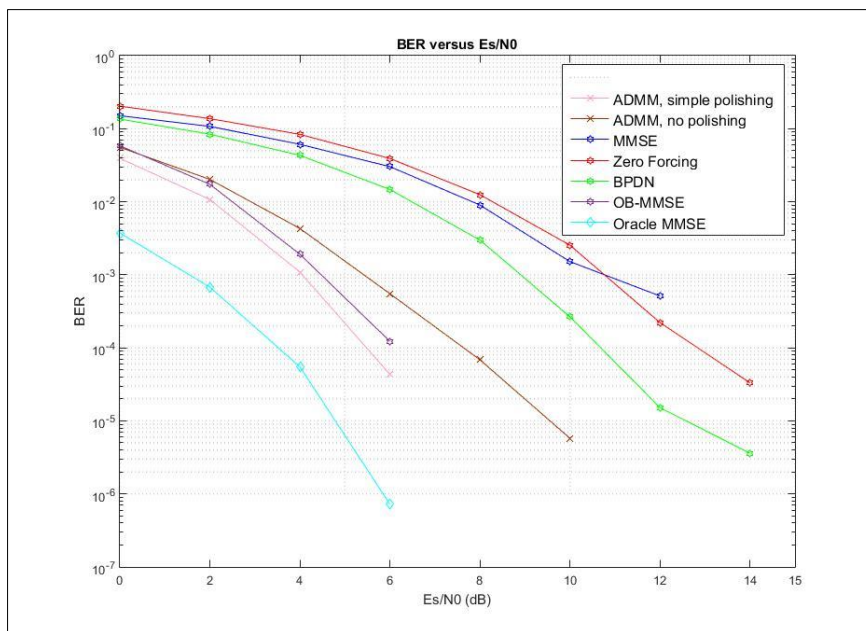


Figura 24 - 16QAM,  $N_t=24; N_r=32; N_a=3$

A Figura 24 apresenta resultados para a modulação 16QAM semelhantes ao que foi possível observar para o QPSK. No cenário em que o número de antenas de receção é superior ao de emissão os recetores apresentam curvas de BER com formas muito semelhantes, contudo confirma-se que os ADMMs e o OB-MMSE se destacam. Entre estes últimos é o ADMM com polishing que apresenta um resultado mais satisfatório para os vários pontos  $E_s/N_0$ .

2.  $N_t=24; N_r=12; N_a=3$

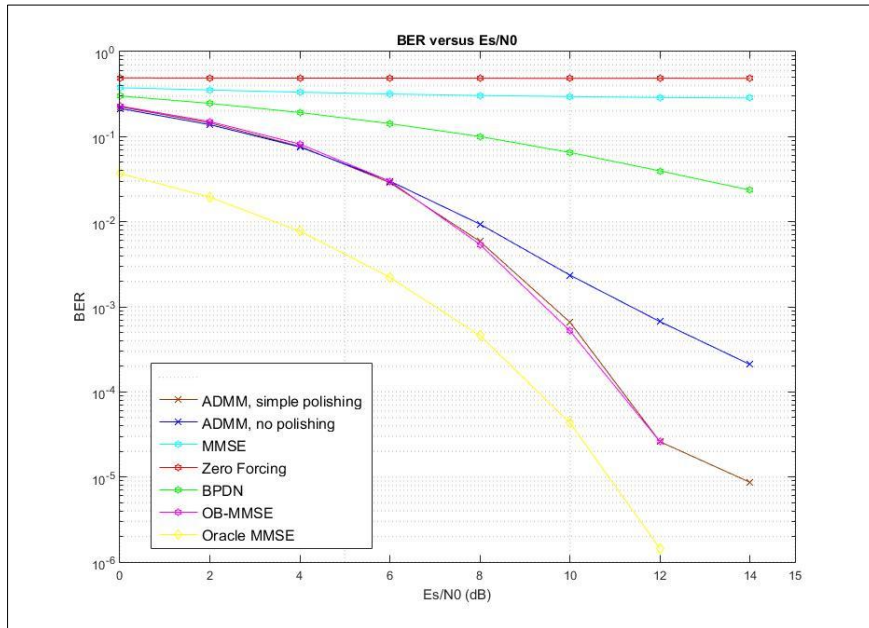


Figura 25 - 16QAM,  $N_t=24; N_r=12; N_a=3$

Para a modulação 16QAM com um número de antenas de receção inferior ao de emissão e com 3 antenas ativas, apresentado na Figura 25, a curva de BER dos recetores OB-MMSE e ADMM com *simple polishing* é praticamente coincidente. A diferença da presença da técnica de refinamento *polishing* torna-se evidente observando a curva de BER a azul (ADMM, sem *polishing*) que, embora seja semelhante até um  $Es/N_0$  de 6dB, muda bastante para os pontos restantes da simulação.

3.  $N_t=24; N_r=12; N_a=5$

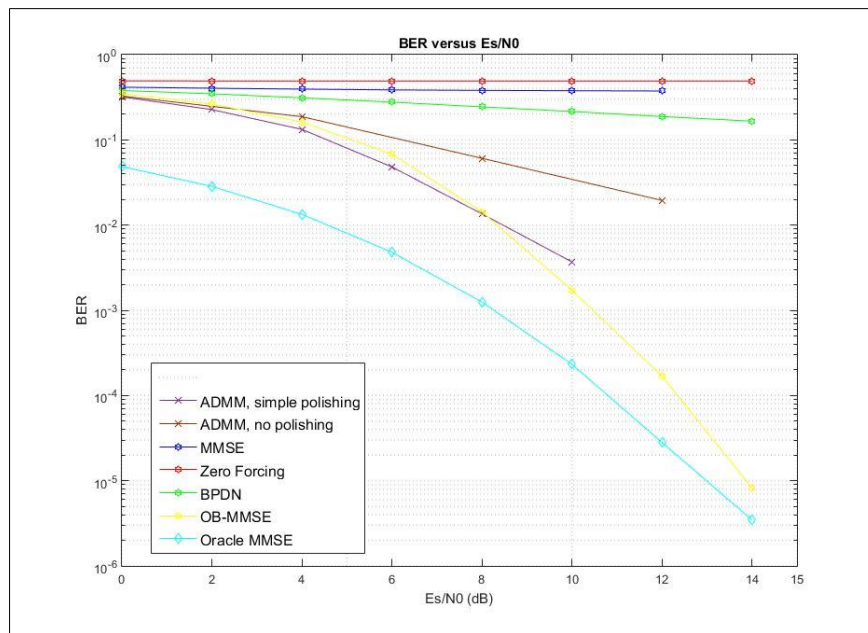


Figura 26 - 16QAM,  $N_t=24; N_r=12; N_a=5$

Tal como observado para a modulação QPSK, quando a complexidade do número de antenas ativas é aumentada ( $N_a=5$ ), a curva de BER do ADMM (com e sem *polishing*) apresenta resultados inferiores ao OB-MMSE. Embora estes não sejam muito conclusivos devido à impossibilidade de obter BERs para  $Es/N_0$  superiores, no caso dos recetores ADMM como é possível observar na Figura 26.

4.  $N_t=24$ ;  $N_r=6$ ;  $N_a=3$

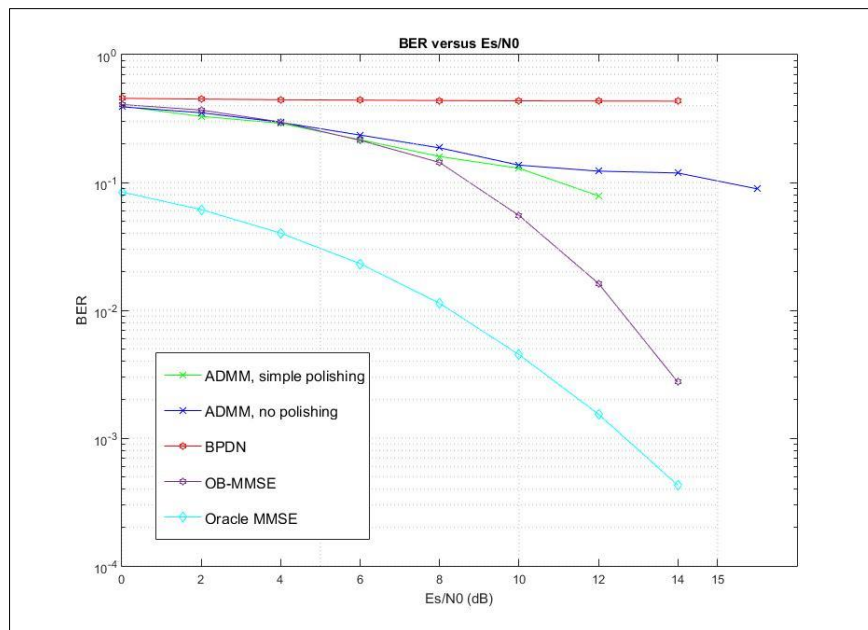
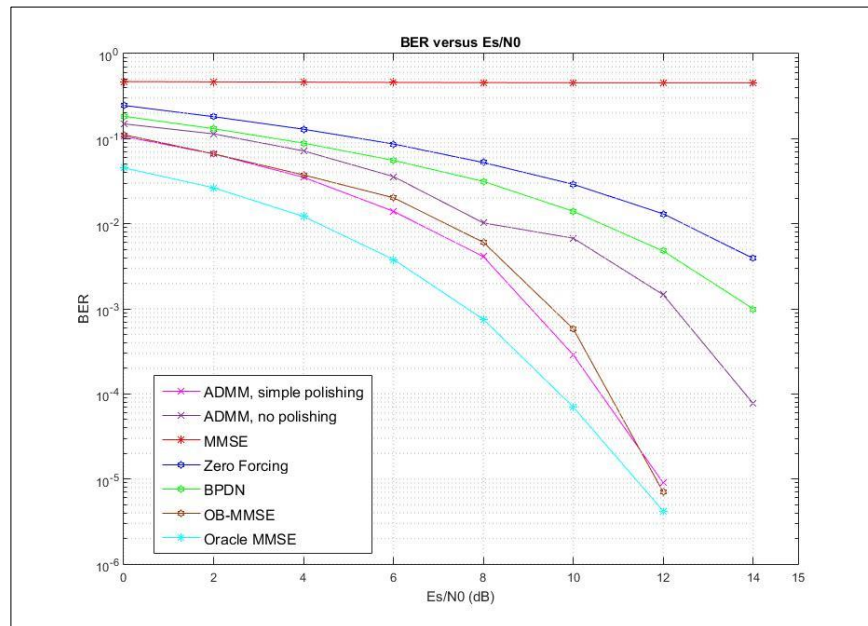


Figura 27 - 16QAM,  $N_t=24$ ;  $N_r=6$ ;  $N_a=3$

O resultado obtido para o caso em que o número de antenas de receção é muito menor que o número de antenas de emissão, para a modulação 16QAM apresentado na Figura 27, demonstra que o recetor OB-MMSE (representado a roxo) apresenta uma curva de BER com valores relativamente melhores que os do ADMM, a diferença mais notória verifica-se para  $E_s/N_0$  superiores a 8dB.

## C. 64QAM

1.  $N_t=24; N_r=32; N_a=3$ Figura 28 – 64QAM,  $N_t=24; N_r=32; N_a=3$ 

Como foi possível observar nas restantes modulações, o cenário com  $N_r > N_t$  representa o caso mais benéfico para qualquer tipo de recetor, com a exceção do MMSE. Logo, as curvas de BER observadas têm um arranjo semelhante. À semelhança dos casos anteriores o OB-MMSE e o ADMM com o uso de *polishing* apresentam valores bastante semelhantes, com a curva de BER do ADMM a cair de forma mais abrupta depois dos 4dB. Pode-se ainda observar que o ADMM sem *polishing* apresenta uma curva de BER com resultados mais satisfatórios que os recetores BPDN e Zero Forcing. Resultados presentes na Figura 28.

2.  $N_t=24; N_r=12; N_a=3$

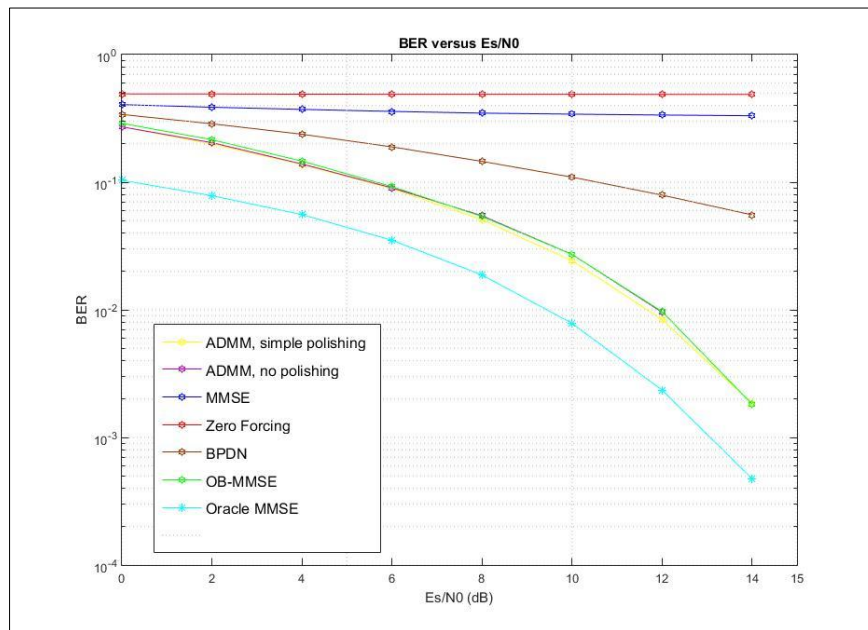


Figura 29 - 64QAM,  $N_t=24; N_r=12; N_a=3$

Para o cenário apresentado na Figura 29, que corresponde a um sistema GSM típico com múltiplas antenas ativas e  $N_t > N_r$ , o comportamento das curvas de BER dos recetores ADMM (com e sem *polishing*) e OB-MMSE é muito semelhante com valores ligeiramente melhores para o ADMM com *simple polishing* (curva apresentada a amarelo no gráfico da Figura 28). Embora o recetor BPDN apresente um desempenho superior ao Zero Forcing e MMSE continua a ser muito inferior ao ADMM e OB-MMSE.

3.  $N_t=24$ ;  $N_r=12$ ;  $N_a=5$

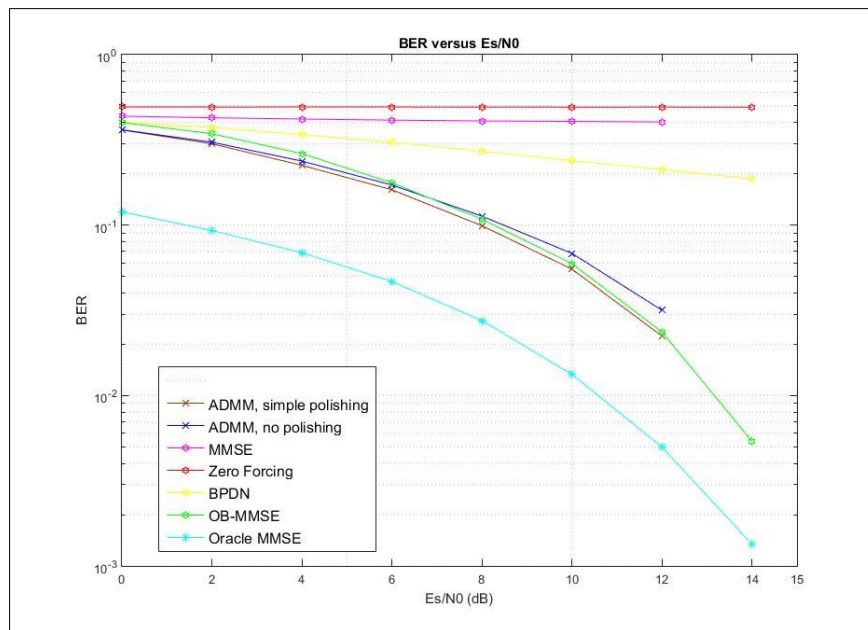


Figura 30 - 64QAM,  $N_t=24$ ;  $N_r=12$ ;  $N_a=5$

Para o caso com 5 antenas ativas, observado na Figura 30, o desempenho do recetor OB-MMSE é progressivamente melhor que o ADMM sem *polishing*, mas para o caso do ADMM com *polishing* este continua a apresentar um desempenho melhor até ao  $E_s/N_0$  de 12dB. O BER do recetor BPDN (curva apresentada a amarelo) nunca ultrapassa a marca de 0.1, o que revela um baixo desempenho neste cenário com uma modulação 64QAM.



4.  $N_t=24; N_r=6; N_a=3$

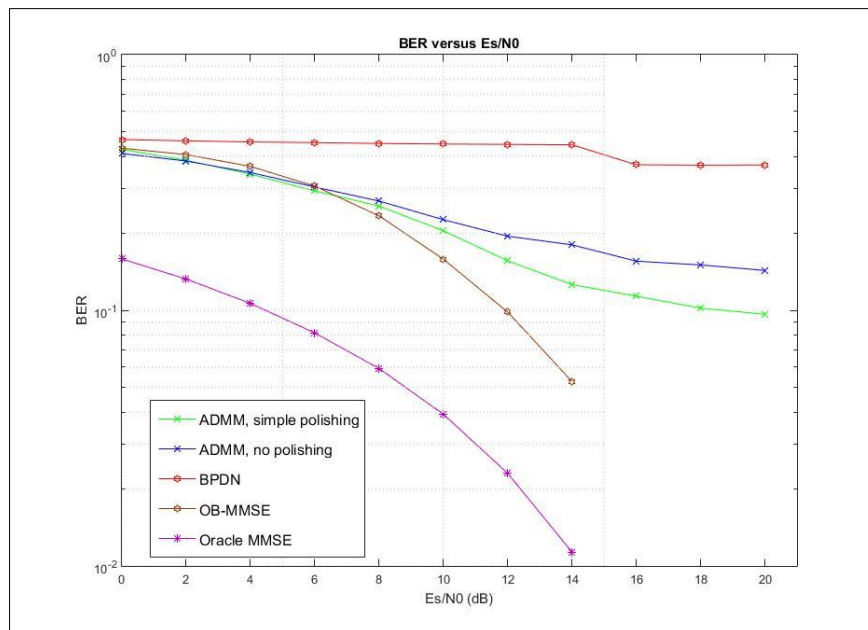


Figura 31 - 64QAM,  $N_t=24; N_r=6; N_a=3$

No caso apresentado na Figura 31 é possível constatar que o desempenho dos três recetores (OB-MMSE, ADMM com *polishing* e ADMM sem *polishing*), até ao  $Es/N_0$  de 6dB, oscila entre os mesmos valores. Contudo, a partir desse registo o desempenho do OB-MMSE torna-se bastante superior.

De forma global, os resultados dos vários recetores foram piorando com a modulação, onde foi sempre possível verificar grande semelhança entre os resultados do OB-MMSE e do ADMM com *polishing*. Para alguns cenários o desempenho do ADMM acabou mesmo por ser melhor que o OB-MMSE.

Na comparação com os restantes recetores foi possível observar um melhor desempenho do ADMM, mesmo sem *polishing*, quando comparando com os recetores Zero Forcing e BPDN. Como era esperado, a baixa complexidade dos algoritmos que compõe estes recetores não compensa face à qualidade dos resultados obtidos.

Com o aumento da modulação foi possível observar que a vantagem do recetor OB-MMSE foi diminuindo de forma gradual e por vezes os resultados do ADMM foram superiores. Esta desvantagem do OB-MMSE resulta do aumento da complexidade de forma exponencial com o número de bits por símbolo espacial.



## Capítulo 6 - Conclusões

### Conclusões

Ao longo deste trabalho o recetor ADMM foi descrito e analisado de forma detalha, com principal ênfase nos mecanismos de refinamento. Numa primeira fase, foi feito um estudo isolado do ADMM que permitiu concluir qual seria a melhor forma de configurar os vários parâmetros que o definem com o propósito de no passo seguinte comparar com os restantes recetores.

Do estudo feito na primeira fase foram extraídos dois conjuntos de configurações considerados para comparar com os restantes recetores. Na segunda fase do estudo foram analisados quatro cenários que contemplavam a variação do número de antenas ativas de 3, num dos casos e 5 no segundo, tal como a comparação entre o número de antenas de emissão e de receção, onde um dos casos o número de antenas de emissão era maior e no outro menor.

A primeira conclusão que podemos retirar sobre o recetor ADMM diz respeito à sua versatilidade e capacidade de aplicação em qualquer tipo de cenário quando comparado com os recetores MMSE e Zero Forcing, para os quais não foi possível obter qualquer resultado quando o número de antenas de receção ( $N_r$ ) era menor que o de antenas de emissão ( $N_t$ ).

Na aplicação do ADMM verificou-se que o uso das técnicas de refinamento, associadas à definição de alguns parâmetros do algoritmo, permite melhorar os resultados de SNR com um custo de aumento de complexidade definido e decidido com base na qualidade dos resultados pretendidos. Portanto, o *trade-off* entre complexidade e resultados é equilibrado.

O recetor ADMM sem uso de qualquer técnica de refinamento tem um desempenho global superior aos recetores Zero Forcing, MMSE e BPDN.

O ADMM com recurso à aplicação de técnicas de refinamento constitui uma alternativa eficiente ao OB-MMSE, principalmente para modulações elevadas. O melhor desempenho do ADMM foi apenas evidente para a modulação 64QAM. Tendo em conta a *performance* semelhante dos dois recetores, a grande vantagem do ADMM reside na sua complexidade inferior que permite a obtenção de resultados de forma mais rápida com menor custo de processamento.

## Futuros desenvolvimentos

O estudo do recetor ADMM e a sua comparação com alguns dos trabalhos mais recentemente publicados permitem perceber a contribuição que ele representa para os algoritmos e métodos de aproximação de baixa complexidade que podem ser usados na deteção de sinais num esquema GSM-MIMO.

A implementação feita deste recetor apenas contempla um cenário OFDM, um desenvolvimento a explorar será a extensão deste para transmissões Single Carrier.

Outro ponto não abordado neste trabalho que será importante num futuro desenvolvimento será lidar com a interferência co-canal típica nas redes heterogéneas implementando uma filosofia “interference-aware” no recetor.

## Referências

- [1] Wang, X., Vasilakos, A. V, Chen, M., Liu, Y., & Taekyoung, T. (2012). A Survey of Green Mobile Networks : Opportunities and Challenges. *Mobile Networks and Applications*, 4–20.
- [2] Di Renzo, M., Haas, H., Ghrayeb, A., Sugiura, S., & Hanzo, L. (2014). Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation. *Proceedings of the IEEE*, 102(1), 56–103.
- [3] ICT-Earth. [ONLINE] Disponível em: <https://www.ict-earth.eu> (Acedido em Janeiro de 2016).
- [4] Yang, P., Di Renzo, M., Xiao, Y., Li, S., & Hanzo, L. (2014). Design Guidelines for Spatial Modulation. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, PP(99), 1–1.
- [5] Rajashekar, R., & Hari, K. V. S. (2012). Low Complexity Maximum Likelihood Detection in Spatial Modulation Systems, 1–22.
- [6] Renzo, M. Di, & Haas, H. (2012). Bit Error Probability of SM-MIMO Over Generalized Fading Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(3), 1124–1144.
- [7] Frederiksen, F. B., & Prasad, R. (2002). An overview of OFDM and related techniques towards development of future wireless multimedia communications. *Radio and Wireless Conference*, 19–22.
- [8] Wang, Y., & Akansu, A. N. (2015). Low-complexity peak-to-average power ratio reduction method for orthogonal frequency- division multiplexing communications. *IET Communications*, 10(17), 2153–2160.
- [9] Marques da Silva, M., Correia, A., Dinis, R., Souto, N., & Silva, J. C. (2012). *Transmission Techniques for 4G Systems*. Lisbon: CRC Press.
- [10] Sharma, V., & Kaur, H. (2016). On BER evaluation of MIMO-OFDM incorporated wireless system. *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, 127(1), 203–205.
- [11] Sampath, H., Talwar, S., Tellado, J., Erceg, V., & Paulraj, A. (2002). A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: Design, performance, and field trial results. *IEEE Communications Magazine*, 40(9), 143–149.

- [12] Mesleh, R., Haas, H., Sinanović, S., Ahn, C. W., & Yun, S. (2008). Spatial Modulation. *Vehicular Technology, IEEE Transactions*, 57(4), 2228–2241.
- [13] Tang, Q., Xiao, Y., Yang, P., Yu, Q., & Li, S. (2013). A New Low-Complexity Near-ML Detection Algorithm for Spatial Modulation. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2(1), 90–93.
- [14] Jeganathan, J., Ghrayeb, A., & Szczecinski, L. (2008). Spatial Modulation: Optimal Detection and Performance Analysis. *IEEE Communications Letters*, 12(8), 545–547.
- [15] Xiao, L., Yang, P., Lei, X., Xiao, Y., Fan, S., Li, S., & Xiang, W. (2015). A Low-Complexity Detection Scheme for Differential Spatial Modulation. *IEEE Communications Letters*, 19(9), 1516–1519.
- [16] Humadi, K. M., Sulyman, A. I., & Alsanie, A. (2014). Spatial Modulation Concept for Massive Multiuser MIMO Systems. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014, 1–9.
- [17] Di Renzo, M., Haas, H., & Grant, P. M. (2011). Spatial Modulation for Multiple-Antenna Wireless Systems: A Survey. *IEEE Communications Magazine*, (December), 182–191.
- [18] Li, G. Y., Xu, Z., Yang, C., Xiong, C., Xu, S., Zhang, S., & Chen, Y. (2011). Energy-efficient wireless communications: Tutorial, survey, and open issues. *IEEE Wireless Communications*, (December), 28–35.
- [19] Boyd, S., Parikh, N., Chu, E., Peleato, B., & Eckstein, J. (2011). Distributed Optimization and Statistical Learning via the Alternating Direction Method of Multipliers, 3(1), 1–122.
- [20] Xiao, Y., Yang, Z., Dan, L., Yang, P., Yin, L., & Xiang, W. (2014). Low-complexity signal detection for generalized spatial modulation. *IEEE Communications Letters*, 18(3), 403–406.
- [21] Liu, W., Wang, N., Jin, M., & Xu, H. (2014). Denoising detection for the generalized spatial modulation system using sparse property. *IEEE Communications Letters*, 18(1), 22–25.
- [22] L. Li, X. Wang and G. Wang, "Alternating Direction Method of Multipliers for Separable Convex Optimization of Real Functions in Complex Variables," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2015, Article ID 104531, 2015.
- [23] 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, 2011.

- [24] Trimeche, A., Sakly, A., & Mtibaa, A. (2015). FPGA Implementation of ML, ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems. *Procedia Computer Science*, 73(1877), 226–233.
- [25] Chen, S. S., Donoho, D. L., & Saunders, M. A. (2001). Atomic Decomposition by Basis Pursuit. *Society for Industrial and Applied Mathematics*, 43(1), 129–159.
- [26] Sparrner, S., & Fischer, R. F. H. (2013). *Discrete Sparse Signals: Compressed Sensing by Combining OMP and the Sphere Decoder* (RPRT).
- [27] ZHANG, Z., WANG, Y., & DUAN, T. (2011). Theoretical analysis of ICI self-cancellation in OFDM systems over Rayleigh flat-fading channels. *GEN*.
- [28] Mietzner, J., Schober, R., Lampe, L., Gerstacker, W., & Hoehner, P. (2009). Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 11(2), 87–105.
- [29] Renzo, M. Di, Haas, H., Grant, P., Renzo, M. Di, Haas, H., & Grant, P. (2011). Spatial Modulation for Multiple-Antenna Wireless Systems : A Survey. *IEEE Communications Magazine*, 49(12).
- [30] Jeganathan, J., Ghayeb, A., & Szczecinski, L. (2008). Spatial modulation: optimal detection and performance analysis. *IEEE Communications Letters*, 12(8), 545–547.
- [31] Wubben, D., Bohnke, R., Kuhn, V., & Kammeyer, K. D. (2004). MMSE-based lattice-reduction for near-ML detection of MIMO systems. *ITG Workshop on Smart Antennas (IEEE Cat. No.04EX802)*.