



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

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE RECETORES DE BAIXA
COMPLEXIDADE PARA MIMO MASSIVO EM CANAIS
SUBAQUÁTICOS COM CORRELAÇÃO ENTRE ANTENAS.**

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

Autor: João Tomas Pereira de Moura e Aleixo

Orientador: Professor Doutor Mário Pedro Guerreiro Marques da Silva

Número do candidato: 20150576

Setembro de 2020

Lisboa

RESUMO

O propósito da presente dissertação de Mestrado é demonstrar que os recetores de baixa complexidade, *Equal Gain Combiner* (EGC) e *Maximum Gain Combiner* (MRC), comparativamente a outros recetores como o *Zero Forcing* (ZF) que requer a inversão da matriz do canal para cada componente de frequência, apresentam a vantagem de diminuir o processamento e complexidade de recepção para um canal de comunicação acústica subaquática, tendendo, ainda, a apresentar um melhor desempenho.

Esta dissertação mostra, ainda, que é possível mitigar os efeitos nefastos de um sistema correlacionado de múltiplas antenas de recepção e transmissão, tradicionalmente designado por sistema *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), que não pode ser não correlacionado devido ao insuficiente espaçamento entre antena.

Palavras-chave: MRC; EGC; MIMO; Comunicações Subaquáticas.

ABSTRACT

The purpose of this Master's dissertation is to demonstrate that the low complexity receivers, Equal Gain Combiner (EGC) and Maximum Gain Combiner (MRC), compared to other receivers such as Zero Forcing (ZF) that require the inversion of the channel matrix for each frequency component, they have the advantage of decreasing the processing and complexity of receiver, in the underwater acoustic communication channel. Moreover, these low complexity receivers tend to present better performance.

This dissertation also shows that it is possible to mitigate the harmful effects of a correlated system of multiple reception and transmission antennas, traditionally called Multiple Input Multiple Output (MIMO), which cannot be correlated due to insufficient antenna spacing.

Keywords: MRC; EGC; low complexity receivers; MIMO; underwater acoustic communications.

ÍNDICE

RESUMO	1
ABSTRACT	2
ÍNDICE.....	3
LISTA DE FOTOGRAFIAS/ILUSTRAÇÕES.....	5
LISTA DE SIGLAS E ACRÓNIMOS.....	6
1 INTRODUÇÃO	8
1.1 MOTIVAÇÕES E ENQUADRAMENTO	9
1.2 ESBOÇO	10
2 CANAL DE COMUNICAÇÕES ACÚSTICO SUBAQUÁTICO.....	11
2.1 PROPAGAÇÃO DE ONDAS ACÚSTICAS SUBAQUÁTICAS	11
2.1.1 <i>Velocidade do som</i>	12
2.1.2 <i>Refração</i>	16
2.1.3 <i>Reflexão</i>	16
2.1.4 <i>Difração</i>	17
2.1.5 <i>Dispersão</i>	18
2.1.6 <i>Atenuação</i>	19
2.1.7 <i>Distorção</i>	19
2.1.8 <i>Interferência</i>	20
2.1.9 <i>Percursos múltiplos</i>	21
2.1.10 <i>Percursos múltiplos variantes no tempo</i>	21
2.1.11 <i>Efeito Doppler</i>	21
2.1.12 <i>Perdas de propagação</i>	22
2.1.12.1 <i>Absorção Dependente de Frequência</i>	22
2.1.12.2 <i>Perda de propagação geométrica</i>	22
2.1.13 <i>Ruído e interferência externa</i>	23
2.1.14 <i>Dispersão dos percursos múltiplos</i>	24
2.1.15 <i>Desvanecimento dos percursos múltiplos.</i>	24
2.1.16 <i>Perda de Propagação</i>	25
2.1.17 <i>Ruído do ambiente oceânico</i>	25
2.2 DESVANECIMENTO <i>RICE</i> E DESVANECIMENTO <i>RAYLEIGH</i>	26
3 SISTEMA DE COMUNICAÇÕES MIMO SUBAQUÁTICO	28
3.1 TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO EM BLOCO	28
3.1.1 <i>Multiplexagem Ortogonal por divisão de Frequência</i>	28

3.1.2	<i>SC-FDE Equalização no domínio da frequência de portadora única</i>	30
3.1.3	<i>IB-DFE</i>	31
3.2	TECNOLOGIAS MIMO	32
3.2.1	<i>Sistemas MIMO</i>	32
3.2.1.1	Caracterização do Sistema MIMO	32
3.2.1.2	Benefícios do sistema MIMO	35
3.2.1.3	Ganho de Diversidade.....	35
3.2.1.4	Ganho de multiplexagem espacial:	37
3.2.2	<i>“Space-Time Coding”</i>	38
3.2.3	<i>Beamforming</i>	40
3.2.4	<i>– SDMA</i>	41
3.2.5	<i>Multi-User MIMO</i>	42
3.2.6	<i>Zero Forcing</i>	43
3.2.7	<i>Técnicas de Combinação de diversidade</i>	43
3.2.7.1	Combinação de relação Máxima MRC	44
3.2.7.2	Equal Gain Combining.....	44
3.2.8	<i>Modelo de Sinais</i>	45
3.2.9	<i>Tipos de Recetores Associados ao MIMO</i>	47
3.2.10	<i>Cancelamento de interferência usando Pós-processamento</i>	48
4	ANALISE DE RESULTADOS	52
4.1	RESULTADOS SEM CORRELAÇÃO	53
4.2	RESULTADOS COM CORRELAÇÃO.....	58
5	CONCLUSÕES	65
	BIBLIOGRAFIA	67

LISTA DE FOTOGRAFIAS/ILUSTRAÇÕES

<i>Figura 1</i> Variação da temperatura, salinidade e pressão com a profundidade	12
Figura 2: Raios acústicos num ambiente de pouca profundidade	13
Figura 3: Propagação das ondas acústicas para latitudes médias	14
Figura 4: Múltiplas refrações de ondas acústicas em águas superficiais	15
Figura 5: Múltiplas refrações de ondas acústicas em meio marítimo profundo	15
Figura 6: Reflexão de uma onda	17
Figura 7: Difração de uma onda acústica	18
Figura 8: Dispersão das ondas acústicas quando embatem numa rocha de superfície rugosa	18
Figura 9: Esquema típico de atenuação provocado pelo meio	19
Figura 10: Distorção da resposta em frequência imposta pelo canal de comunicação	20
Figura 11: Interferência pelo uso de outro sinal com bandas de frequência próximas	20
Figura 12: Percursos múltiplos numa fibra multimodo	24
Figura 13: Percursos múltiplos que causam desvanecimento que por sua vez causa ISI	25
Figura 14: Estrutura básica de um OFDM	30
Figura 15: Estrutura básica de um SC-FDM	31
Figura 16: Estrutura básica de um IB-DFE	32
Figura 17: Sistema MIMO típico com $T=2$ e $R=2$	34
Figura 18: Ganho de diversidade na transmissão	36
Figura 19: Ganho de diversidade na receção	36
Figura 20: Ganho do Sistema de multiplexagem espacial	38
Figura 21: Estrutura de um space time encoder	40
Figura 22: MRC com um ramal L ($L = 5$), o fator de atenuação / amplificação é proporcional à amplitude do sinal $a_i = r_i$ para cada canal i	44
Figura 23: Amplificadores / atenuadores adaptáveis do controlador	45
Figura 24: Diagrama de blocos de MIMO a) usando SC-FDE b) MIMO e cancelamento de interferência	47
Figura 25: Diagrama de blocos da cadeia m-MIMO com recetor e cancelamento de interferência	50
Figura 26: BER com ($T=2$, $R=4$), MIMO	54
Figura 27: BER com ($T=2$, $R=8$)	55
Figura 28: BER para diferentes configurações de MIMO	56
Figura 29: BER utilizando diferentes configurações de antenas	57
Figura 30: BER com ($T=16$, $R=64$), MIMO	58
Figura 31: BER com ($T=2$, $R=8$), com ρ igual a 0.3	59
Figura 32: BER com ($T=2$, $R=8$) num ambiente m-MIMO com ρ igual a 0.5	60
Figura 33: BER com ($T=2$, $R=8$) num ambiente m-MIMO com ρ igual a 0.65	61
Figura 34: BER ($T=2$, $R=8$), num ambiente m-MIMO com ρ igual a 0.8	62
Figura 35: Combinação da maioria dos gráficos não correlacionados e correlacionados	63
Figura 36: Resultados de performance, para um Sistema $T=2$, $R=8$, com diferentes níveis de correlação	64

LISTA DE SIGLAS E ACRÓNIMOS

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
DFT	Discrete Fourier Transformer
EGC	Equal Gain Combiner
EMW	Electromagnetic Waves
EP	Error Probability
FDE	Frequency Domain Equalization
FDM	Frequency division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transformer
IB-DFE	Iterative-Block Decision Feedback
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transformer
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformer
ISI	Intersymbol Interference
LP-OFDMA	Linear Programming OFDMA
MFB	Matched Filter Bound
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MIMO-BC	Multiple Input Multiple Output Broadcast
MIMO MAC	Multiple Access MIMO
m-MIMO	Massive MIMO
MRC	Maximum Ratio Combiner
MU-MIMO	Multi-User MIMO
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
CP	Cyclic Prefix
PSU	Practical Salinity Unit
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SC-FDE	Single-Carrier Frequency Domain Equalization
SC-FDMA	Single Carrier-Frequency Division Multiple Access
SC-TDE	Single-Carrier Equalization in the Time-Domain

SDMA	Space Division Multiple Access
SISO	Single Input, Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SSB-SC	Single-Sideband Suppressed-Carrier modulation
STC	Space time coder
UWA	Underwater Acoustics
ZF	Zero Forcing

1 INTRODUÇÃO

A superfície de água ocupa cerca de $2/3$ do planeta Terra, pelo que, este elemento, ao longo da evolução da humanidade, se consubstancia num alvo de interesse, estudos e até curiosidade. Nesta senda denote-se que o grande filósofo Aristóteles que em 400 aC afirmou que o som podia ser ouvido tanto debaixo de água bem como fora dela. No ano de 1490, Leonardo da Vinci escreveu "Se parar um navio e colocar uma extremidade de um longo tubo na água do mar e a outra extremidade no ouvido, é possível ouvir outros navios que estão distantes". Tal como Aristóteles, Leonardo da Vinci percebeu que o som se pode propagar em meio aquático.

Em 1826, Charles Sturm e Daniel Colladon fizeram a primeira experiência, realizada no lago de Genebra, Suíça [1], para medir de uma forma fiável a velocidade do som na água. No entanto, apenas no início do século XX, é que a primeira aplicação prática foi vista e estudada. Na prática, os navios-faróis foram equipados com um emissor de ondas acústicas que circulavam tanto em meio marítimo como em meio terrestre. Por sua vez, os navios que enfrentavam uma tempestade e viam o navio-farol, conseguiam calcular a distância a esse navio-farol devido à diferença de chegada das ondas acústicas, pelo mar e pelo ar.

Acontecimentos como o naufrágio do *Titanic* e a primeira guerra Mundial (1914-1918), impulsionaram um progresso considerável na comunicação acústica subaquática, principalmente, na comunicação de "*eco-range*" que trata da emissão de som em frequências extremamente baixas ou altas. Concebeu-se assim o princípio do sonar que permitia detetar obstáculos através da reflexão das ondas acústicas, tendo sido colocado em prática por Constantin e Chilowski [2].

Durante a Segunda Guerra Mundial foi dado o passo para entender de que forma, o som se propagava na água. Naquela época, entendia-se que a refração do som na água ocorria devido a três propriedades do ambiente aquático: temperatura, salinidade e pressão.

No ano de 1945, no final da segunda grande guerra, a Marinha norte-americana criou o primeiro telefone subaquático que permitia a comunicação entre navios e submarinos, usando a Modulação de Amplitude de Banda Lateral Única de Portadora Suprimida, também conhecida como Modulação de Portadora Suprimida de Banda Lateral Única (*Single-Sideband Suppressed-Carrier modulation* [SSB-SC]) [3].

Com os níveis de tecnologia a avançarem a um ritmo diário, tecnologias como Múltiplas Entradas de Antena e Múltiplas Saídas de Antenas (*Multiple Input Multiple Output* [MIMO]), o Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência de Portadora Única (*Single Carrier-Frequency*

Division Multiple Access [SC-FDMA]), técnicas de diversidade, entre outras, que irão ser explicadas e desenvolvidas nesta dissertação, permitem que hoje a comunicação subaquática seja possível, mesmo dada a complexidade do meio acústico subaquático e a baixa velocidade de propagação do som na água, entre outras adversidades.

O canal acústico subaquático é sem dúvida considerado como um dos canais mais desafiadores para a comunicação.

Destarte este trabalho espera mitigar essas adversidades e servir de apoio para futuros trabalhos sobre comunicações subaquáticas.

1.1 Motivações e Enquadramento

O Desenvolvimento do presente trabalho assenta em duas grandes motivações:

A primeira e a mais importante é a de aproveitar este meio e canal de comunicações que é a água e o espaço marítimo, que até aos dias de hoje tem sido subaproveitado, desconhecendo-se o seu verdadeiro potencial.

Nesta dissertação vamos dar continuidade a trabalhos anteriormente realizados na licenciatura, focando-nos nos equalizadores de baixa complexidade, a Combinação de Proporção Máxima (*Maximum Ratio Combiner* [MRC]) e a Combinação de Ganho Igual, (*Equal Gain Combiner* [EGC]) tentando perceber se estes são ou não viáveis para a implementação de um sistema de comunicações subaquático utilizando um esquema MIMO.

A grande maioria dos trabalhos de comunicações aquáticas assenta tendo por base a tecnologia de Multiplexagem de Divisão de Frequência Ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* [OFDM]) [4] [5] [6]. De forma diferente, pretende-se nesta dissertação usar técnicas de transmissão em bloco, Equalizador de Portadora Única com Equalização no Domínio da Frequência (*Single-Carrier Frequency Domain Equalization* [SC-FDE]), associadas à tecnologia MIMO que utiliza diversas antenas de transmissão e receção.

Começamos, por isso, por analisar no ambiente marítimo, o canal de comunicações subaquáticas, as suas virtudes, adversidades, bem como as técnicas de mitigação dessas adversidades. De seguida enquadraremos o sistema MIMO, as suas vantagens e o porquê de se obter ganhos ao utilizá-lo em meio aquático. Por fim a explicação dos diversos equalizadores de baixa complexidade e através de uma simulação, analisar todos os seus resultados no sentido de averiguar se estes equalizadores menos complexos, são mais eficientes que o Equalizador Alinhamento a Zero (*Zero Forcing* [ZF]).

No âmbito da realização deste trabalho pretende-se demonstrar, igualmente, se é possível mitigar os efeitos de um sistema MIMO, com algum nível de correlação, que não pode ser considerado não correlacionado devido às limitações de espaçamento entre antenas.

Inicialmente será apresentada a descrição do canal subaquático, depois construído um modelo de comunicação. Após essas fases, serão simulados os resultados, que englobam já o nível de correlação que sempre existirá, conforme anteriormente confirmado.

1.2 Esboço

A presente dissertação será dividida em 5 capítulos:

O primeiro capítulo corresponde à introdução, onde se fundamenta o propósito desta dissertação e porque se diferencia dos trabalhos anteriormente apresentados.

No capítulo denominado “Caracterização de Comunicações Acústico Subaquático”, será analisado o canal de comunicação subaquático, bem como, todas as suas características. Este capítulo é de especial relevância pois a caracterização deste canal de comunicações é bastante complexa, uma vez, que são muitas as variantes que o caracterizam.

O terceiro capítulo que se designa, “Sistemas de Comunicação MIMO Subaquático”, apresentará o esquema e a estrutura do sistema de comunicações MIMO aplicado ao conceito de ondas acústicas subaquáticas.

No quarto Capítulo “Análise de Resultados” serão explicitados todos os resultados usando os equalizadores de baixa complexidade aplicados ao MIMO subaquático, apresentando-se ainda as simulações e análises de resultados obtidos no desenvolvimento desta dissertação, devidamente fundamentado.

No quinto capítulo designado por “Conclusões” será feita uma análise profunda e complexa dos resultados obtidos, da sua fundamentação.

2 CANAL DE COMUNICAÇÕES ACÚSTICO SUBAQUÁTICO

A complexidade do meio subaquático aliado à baixa velocidade de propagação das ondas acústicas em meio marítimo, levam a que o canal acústico subaquático seja considerado um dos canais de comunicação mais desafiantes.

Para mitigar estas adversidades, o sistema subaquático MIMO é vantajoso na tentativa de obter melhores resultados de desempenho associado a um processamento de sinal avançado, tradicionalmente utilizado em sistemas da quarta e quinta geração de comunicações celulares, em detrimento de comunicações tradicionais.

As ondas acústicas subaquáticas atingem velocidades mais elevadas que no ar, ultrapassando a velocidade do som, velocidade essa, que geralmente não é igual em todos os ambientes marítimos, uma vez que em águas rasas a velocidade terá um valor, e em águas profundas a velocidade terá outro valor (maior na maioria dos casos) [6]. Perante estes novos estudos poderemos fazer com que o sistema de transmissão acústico subaquático se adapte gradualmente, ao ambiente marítimo real de modo a obter um melhor desempenho [7].

2.1 Propagação de ondas acústicas subaquáticas

Apesar de a água do mar ser cerca de mil vezes mais densa do que o ar, o volume da água é o fator mais importante na determinação da velocidade do som. As diferenças entre os dois meios não são preocupantes, mas sim as condições da água que provocam alterações na velocidade do som. O oceano não é um meio homogêneo, e a velocidade do som varia de ponto para ponto. Esta variação na velocidade do som é uma das características mais importantes que afetam a transmissão do som [8] [7].

Conforme o descrito anteriormente, a comunicação subaquática é possível, mas caracterizar o seu canal e todas as suas variáveis é de grande complexidade.

Na presente dissertação focámo-nos, assim, nas variáveis mais importantes e que mais influenciam a velocidade do som na água, nomeadamente, nas três propriedades do ambiente aquático, já enunciadas: temperatura, salinidade e pressão que influenciam a velocidade de propagação das ondas acústicas em meio marítimo. No entanto, a dependência funcional da velocidade em relação a estas quantidades é complexa [9]. Vários investigadores que

calcularam ou mediram a velocidade em função de um ou mais destes parâmetros publicaram diferentes expressões empíricas para a sua dependência. A salinidade e a pressão aumentam com a profundidade. A salinidade tem menos influência que a pressão na velocidade de propagação das ondas sonoras. Por outro lado, a temperatura do mar depende da localização, mas é consensual que esta diminui com a profundidade, até atingir um valor aproximadamente constante. Este comportamento pode ser observado na *Figura 1*.

Combinando as três variáveis consegue-se um perfil de velocidades que está relacionado com as várias camadas marítimas, mostrado na *Figura 3* que irá depender também da latitude do lugar. Este perfil [9], pode então ser dividido em várias camadas subaquáticas, com diferentes características. As camadas iniciais estão mais sujeitas a alterações no aquecimento, pela ação do vento, pelas estações do ano e as mais profundas pelas variações de latitude.

Outras características que influenciam também a velocidade do som na água, mas cuja influência é marginal, foram desconsideradas, tais como: correntes marítimas, tempestades, e outros fenómenos meteorológicos, assim como, a influência de organismos vivos na água, tal como plâncton, cardumes etc.

2.1.1 Velocidade do som

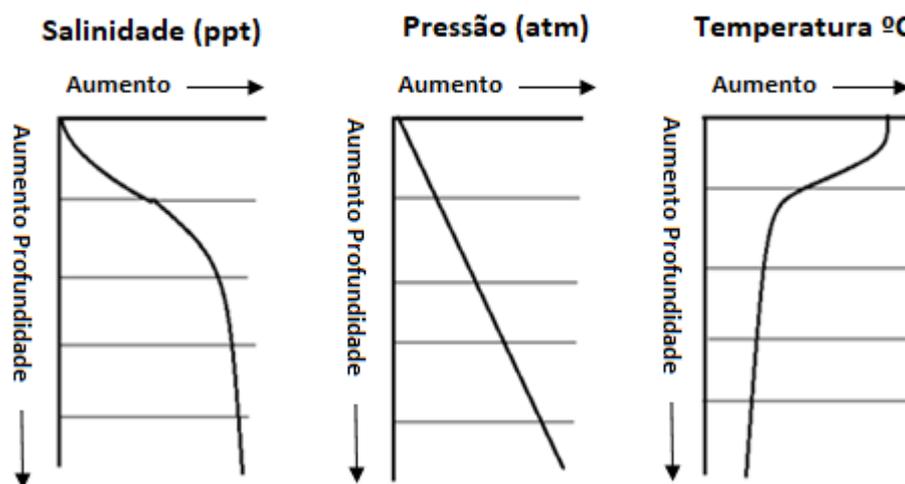


Figura 1 Variação da temperatura, salinidade e pressão com a profundidade

A velocidade do som na água depende de três propriedades da água: temperatura, salinidade e pressão, conforme se verifica nos gráficos ilustrativos dos três parâmetros como funções da profundidade da água constantes na *Figura 1*. A velocidade de propagação extremamente lenta do som através da água do mar é um fator importante que o diferencia da propagação eletromagnética. Uma velocidade típica do som na água perto da superfície do

oceanos é de cerca de 1520 m / s, que é mais de 4 vezes mais rápida do que a velocidade do som no ar, mas cinco ordens de magnitude menor que a velocidade da luz.

Na superfície da água a velocidade do som viaja a uma velocidade de 1520m / s que corresponde a 5472km / h, enquanto no ar, o som viaja a uma velocidade de 331m / s correspondendo a uma velocidade de 1192 km / h [10].

A velocidade da luz é responsável pela velocidade de propagação das Ondas Eletromagnéticas (*Electromagnetic Waves* [EMW]) e circula em torno de 1079252848km / h. Quando usamos ondas acústicas como meio de comunicação subaquática, convém entender que a velocidade de propagação será o primeiro dilema que encontramos [6]. A velocidade do som na água aumenta com o aumento da temperatura da água, com o aumento da salinidade e aumentando a profundidade, como mostra a *Figura 1*. A velocidade do som aumenta aproximadamente, 4.0 m/ quando a temperatura da água aumenta 1° C. Quando a salinidade aumenta uma Unidade Prática de Salinidade (*Practical Salinity Unit* [PSU]) a velocidade do som na água aumenta para 1.4 m / s. À medida que aumenta a profundidade da água em 1km (e, portanto, também a pressão), a velocidade do som aumenta aproximadamente 17 m / s.

O leito marítimo é composto por 3 camadas:

Camada de nível da superfície – é uma camada pouco profunda, tendo uma profundidade de algumas dezenas de metros. Devido aos efeitos do vento como agente de homogeneidade, tanto a temperatura como a salinidade tendem em ser semelhantes nesta camada, o que leva a uma velocidade do som constante. Por ser constante os raios acústicos comportam-se como se tratasse de um sistema de refrações como mostra a *Figura 2*

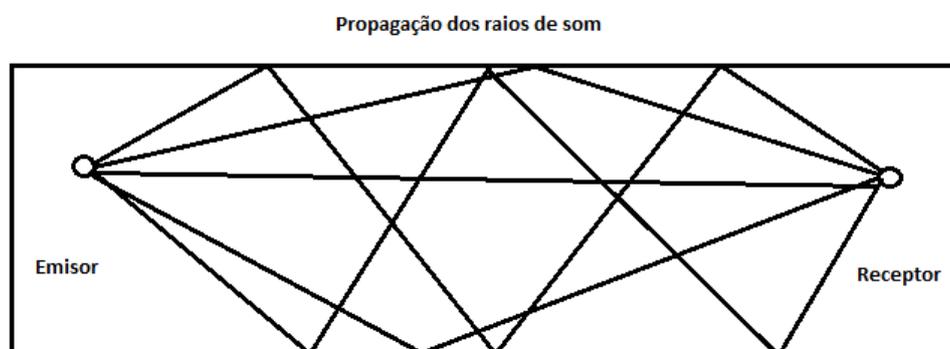


Figura 2: Raios acústicos num ambiente de pouca profundidade

Camada *Seasonal e Permanent Thermocline* – Nas camadas *Thermocline* a temperatura da água desce com o aumento da profundidade como ilustrado na *Figura 1*. Nestas duas camadas os efeitos da pressão e salinidade não compensam o efeito da descida da temperatura e por isso existe um gradiente negativo da velocidade do som como mostra a *Figura 3*. A

diferença entre estas duas camadas é que na *Seasonal Thermocline*, tal como o nome indica, varia com as estações, enquanto, que na *Permanent Thermocline* existe menos variação.

Camada *Deep Isothermal Layer* – A temperatura da água é constante, cerca de, 4 graus Celcius, no entanto, o ganho na velocidade do som deve-se à elevada profundidade e por isso a um grande valor de pressão, como mostra a *Figura 3*

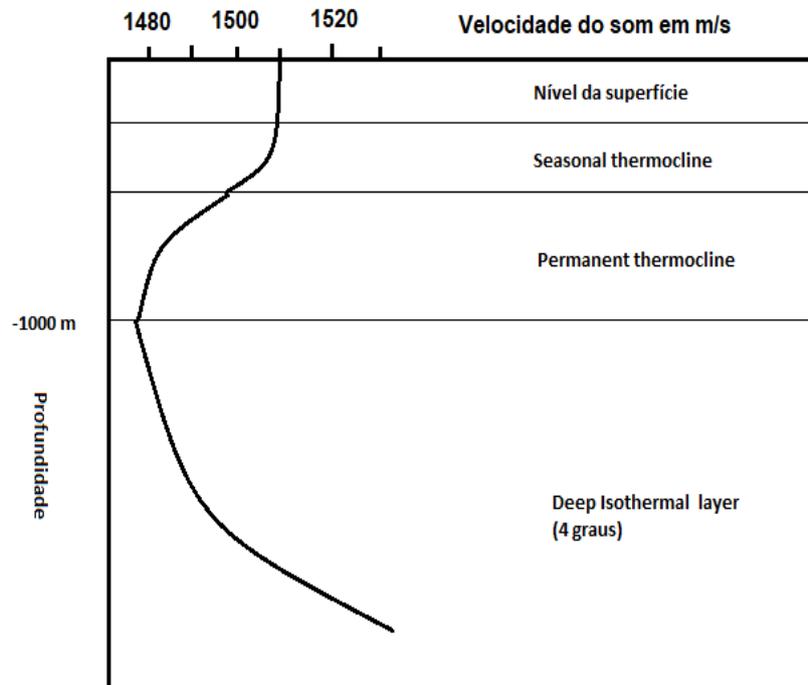


Figura 3: Propagação das ondas acústicas para latitudes médias

Perante águas superficiais com pouca temperatura, o comportamento dos raios de som costuma seguir um padrão de propagação constante como se tratasse de refrações, o que é mostrado na *Figura 2*. No entanto, à medida que aumenta a profundidade e os sons se propagam nas diversas camadas, os raios de som seguem um comportamento descrito de acordo com a Lei de Snell's [11] [12], que define que um raio de som curva na direção da baixa velocidade de propagação de acordo com a variação do índice de refração. Quanto mais baixa a velocidade de propagação do som for, maior curvatura vai ter o raio do som. Como a velocidade do som varia, também assim acontece com a curvatura da onda acústica. Num sinal sonoro acústico, transmitido a 1000 metros de profundidade, onde a velocidade é menor, como mostra a *Figura 3*, este vai projetar uma curvatura para baixo quando transmitido para a camada *Permanent Thermocline* e curvatura para cima quando transmitido para a camada *Deep Isothermal Layer*.

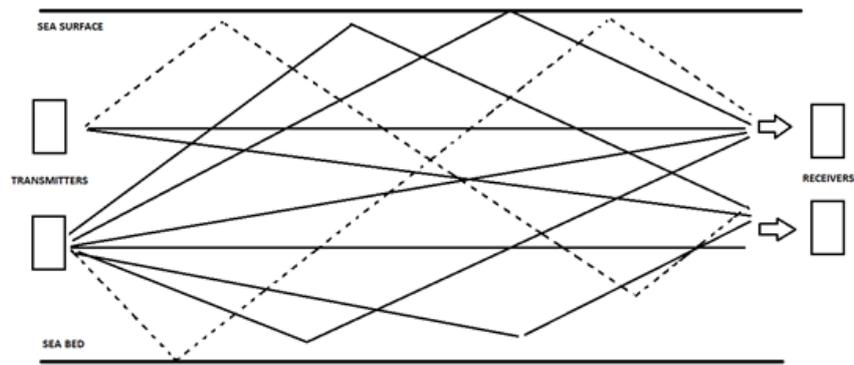


Figura 4: Múltiplas refrações de ondas acústicas em águas superficiais

À medida que as ondas acústicas, vão atingindo uma maior profundidade, as variações de velocidade aumentam, pois, o comportamento e características de cada camada são diferentes, originando por isso, um comportamento curvilíneo.

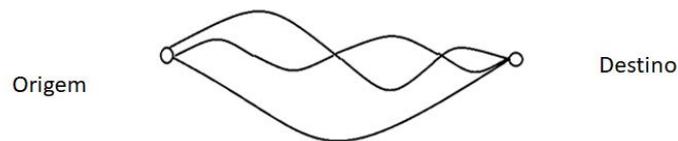


Figura 5: Múltiplas refrações de ondas acústicas em meio marítimo profundo

A Figura 4 e Figura 5, demonstram os diferentes comportamentos das ondas acústicas.

As ondas acústicas em superfície, adotam um comportamento de refrações parecido com o das ondas eletromagnéticas como mostra a Figura 4, pois não existem diferenças significativas de meio, devido à sua homogeneidade.

Perante águas profundas, as ondas acústicas adotam um comportamento diferente. Devido à lei de Snell, estas comportam-se de maneira curvilínea, como mostra a Figura 5, pois de acordo com a lei de Snell [13], o raio de som curva-se na direção da baixa velocidade de propagação. Em águas profundas como existem 3 camadas, com diferentes propriedades químicas, sempre que uma onda acústica viaja entre camadas, esta adota um comportamento curvilíneo.

Nas águas rasas, a velocidade do som é geralmente constante em toda a coluna de água. O sinal acústico geralmente propaga-se em linhas retas, conforme ilustrado na Figura 4. O perfil da velocidade do som em canais de águas profundas diversifica os caminhos de propagação do som. Em particular, observar que há uma velocidade mínima do som numa determinada profundidade de água (denominada eixo do canal) entre a camada Termocline Permanente e a camada isotérmica profunda. Para um sinal acústico transmitido no eixo do canal, um raio de som irá curvar para baixo ao se propagar para a camada Termocline

Permanente e curvando para cima ao se propagar para a camada isotérmica. Deste modo fica assim preso dentro das duas camadas, sem interagir com a superfície do mar e o fundo marítimo, como mostra a *Figura 3*.

Quando uma onda acústica embate num objeto, 4 situações podem ocorrer: ou é refletida na sua quase totalidade como mostra a *Figura 6*; ou sofre de dispersão, em que as ondas acústicas embatem em várias superfícies irregulares e a onda principal degenera em vários espelhamentos, como mostra a *Figura 8*; ou é difratada, quando tenta ultrapassar um obstáculo em que a onda principal se desvia, contorna, ou passa por obstáculos no decurso do seu caminho, alterando as suas propriedades como mostra a *Figura 7*; ou sofre refração em que a onda passa de um meio para o outro e as suas características se alteram. Estas alterações nas características são usualmente chamadas de imparidades de canal.

2.1.2 Refração

Refração da onda sonora existe sempre que esta passa de um meio para o outro com índice de refração diferente, o que provoca a variação da velocidade de propagação e a variação do comprimento de onda, mas nunca a variação da frequência, pois trata-se de uma característica da fonte emissora. Devido às camadas oceânicas anteriormente referidas terem índices de refração e densidades diferentes, a sua velocidade de propagação pode aumentar ou diminuir, ao saltar do índice de refração de uma camada para o de outra [11] [12], tal como é visível na *Figura 3*.

2.1.3 Reflexão

As ondas acústicas, ou outras ondas, ao atingirem um obstáculo fixo, como uma rocha, peixes plâncton, são refletidas, tal como se fossem espelhadas. A *Figura 6*, mostra a reflexão de uma onda acústica emitida por um radar presente num submarino, sendo esta refletida numa embarcação e com posterior regresso ao submarino, permitindo desvendar, assim, a posição dessa embarcação. A reflexão do som acontece acompanhada com inversão de fase, mas mantém a velocidade de propagação, a frequência e o comprimento de onda do som que incide.

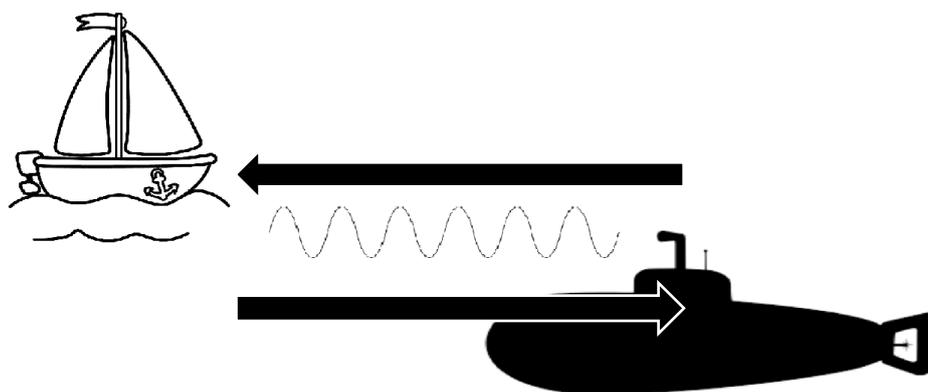


Figura 6: Reflexão de uma onda

No momento em que um indivíduo emite um som em direção a um obstáculo, este som é ouvido no momento da emissão e é chamado som direto. Por sua vez é chamado som indireto, no momento em que o som refletido pelo obstáculo retorna a ele. Como mostra a *Figura 6*, através do espelhamento das ondas acústicas que retornam, *in casu*, ao submarino, este é capaz de revelar a sua posição. Este é um dos princípios do Sonar. A velocidade é dada pela distância percorrida pelo som em um determinado tempo. Esta distância é calculada por duas vezes a distância ao obstáculo refletor, já que o som vai e volta. Assim:

$$v = \frac{2d}{\Delta t} \quad (2.1)$$

2.1.4 Difração

Difração é o desvio ou espalhamento sofrido pela onda acústica quando esta contorna, ou passa por obstáculos no decurso do seu caminho. Neste caso, e na ausência de linha de vista, as ondas experimentam um efeito de curvatura que lhes permite atingirem a antena recetora, mas com o sinal atenuado [11] [12].

A maior ou menor capacidade que uma onda acústica tem de sofrer difração, está relacionada com o tamanho do obstáculo a ser ultrapassado, à largura da passagem a ser transposta e, ao respetivo comprimento de onda, como mostra o exemplo da *Figura 7*.

Figura 7A difração é assim mais intensa quanto maior for o comprimento de onda, quando comparado com o tamanho do obstáculo. Noutras palavras, a onda contorna mais facilmente os obstáculos.

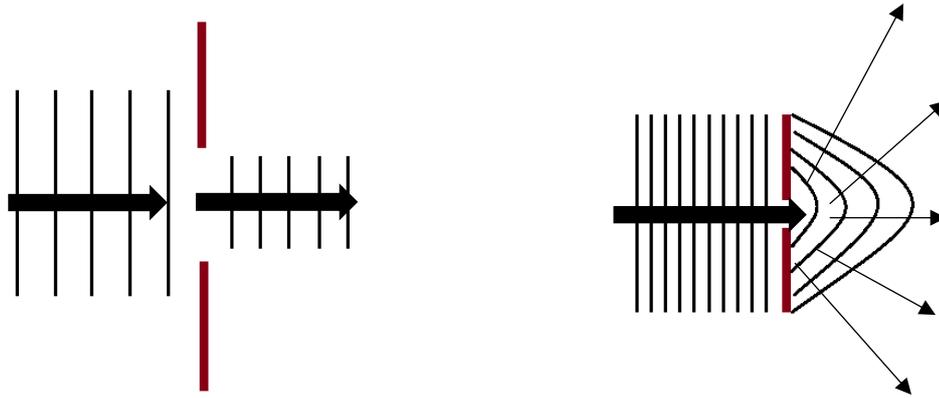


Figura 7: Difração de uma onda acústica.

2.1.5 Dispersão

A dispersão é a reflexão de uma onda em pequenos segmentos que não são possíveis calcular quando embatem numa superfície rugosa. Tal como na difração, o espalhamento resulta nas ondas acústicas dispersando para locais que não podem ser calculados pela acústica geométrica. Uma vez que não é possível prever os pequenos planos refletivos de uma superfície rugosa, tratamos o espalhamento com análises acústicas geométricas usando um coeficiente de espalhamento que nos diz a fração do som incidente que não é refletido. É considerada o contrário da reflexão (em que a totalidade da onda é refletida), uma vez, que no caso da dispersão, a onda é transformada em várias ondas que se dispersam geometricamente em várias direções como representa a *Figura 8*.

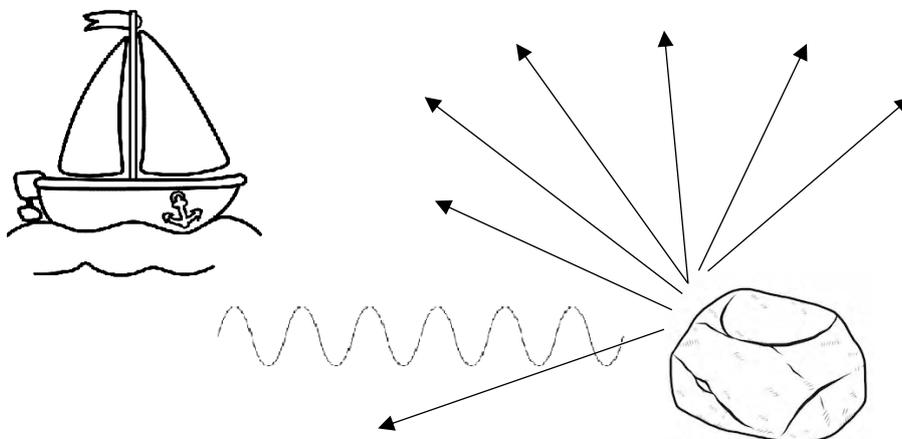


Figura 8: Dispersão das ondas acústicas quando embatem numa rocha de superfície rugosa.

2.1.6 Atenuação

A perda gradual de um fluxo é chamada atenuação e acontece sempre que uma onda acústica viaja através de um meio, no nosso caso, no meio marítimo sendo que está sempre dependente da frequência. A atenuação é provocada pela perda de absorção e de propagação. No que respeita à perda de absorção, esta corresponde á transformação da energia que a onda acústica carrega em energia térmica e depende das propriedades químicas da água, sendo que, varia nas 3 camadas do leito marítimo. No que concerne à perda de absorção do leito marítimo, este também depende da frequência [11] [12].

Sinais de alta frequência e os sinais eletromagnéticos têm forte impacto na atenuação. Regra geral quanto maior a frequência de um sinal que atravessa um dado canal, maior a atenuação, sendo que, quando os sinais se propagam pelo meio, pode verificar-se perda por espalhamento de energia. Um exemplo de atenuação é representado na *Figura 9*.



Figura 9: Esquema típico de atenuação provocado pelo meio.

A atenuação mede-se através da relação entre a potência do sinal em dois pontos ao longo do meio de transmissão, normalmente, no ponto de partida e no de chegada e é expressa em decibéis por unidade de comprimento, por exemplo, 10 dB/km. Sendo P_e , a potência emitida, At a atenuação do meio de transmissão por unidade de comprimento, P_o a potência, e L a distância em metros, a expressão fica:

$$P_o = P_e - At \times L \quad (2.2)$$

em que os valores da potência são expressos em *dBm*.

2.1.7 Distorção

A distorção corresponde á alteração e deformação da forma do sinal durante o seu percurso e propagação pelo meio, desde que parte do emissor, até chegar ao recetor. Resulta assim no comportamento não linear, ou seja, perante obstáculos de alguns dos componentes que integram o percurso do sinal ou pela resposta em frequência imposta pelo meio de transmissão. Um sinal durante a sua propagação através de um meio está sujeito a atenuações

diferentes e a variações de fase não lineares a diferentes frequências dos seus componentes. Por esse motivo o sinal recebido difere, devido à distorção, do sinal transmitido. [11] [12].

A distorção pode ser melhorada, ou corrigida, através de técnicas de cancelamento de distorção, por exemplo o uso de filtros. Uma descrição sucinta da distorção é apresentada na *Figura 10*.



Figura 10: Distorção da resposta em frequência imposta pelo canal de comunicação

2.1.8 Interferência

A interferência (ruído), não é mais que a alteração e deformação de algumas ou todas as características do sinal transmitido pelo meio. Devido ao efeito de um outro sinal que pode ser exterior ao sistema ou pertencente a este quando ambos os sinais partilhem o mesmo meio.

A interferência mais usual resulta da agregação de um outro sinal, ao sinal transmitido.

A interferência pode ser reduzida através do isolamento do meio interferente por filtragem ou por técnicas de cancelamento de interferência. Por vezes consegue-se reconhecer a origem do sinal que causa interferência, e nestes casos eliminá-la ou reduzir a sua potência. A *Figura 11* exemplifica o que é interferência.



Figura 11: Interferência pelo uso de outro sinal com bandas de frequência próximas.

2.1.9 Percursos múltiplos

Os efeitos dos percursos múltiplos em águas rasas são, principalmente, reflexões na superfície, como o já enunciado, no fundo e nos possíveis objetos que estão ao seu redor.

Essas reflexões são responsáveis por causar múltiplas chegadas de sinais ao recetor, sendo que a fórmula que os calcula pode ser apresentada como a seguinte forma geral:

$$h(t) = \sum_{p=0}^P h_p \delta(t - \tau_p) \quad (2.3)$$

Onde h_p são as amplitudes dos caminhos e podem ser considerados como um filtro passa-baixo devido às propriedades de atenuação do canal. Chegadas múltiplas de sinais dão origem ao desvanecimento, pois a interferência de caminhos diferentes pode ser construtiva ou destrutiva. Modelos simplificados para o desvanecimento são geralmente aceites em Canais de Comunicação Marítima Acústica (*Underwater Acoustic* [UWA]). Entre eles temos os mais importantes: *Rayleigh* e *Rice* [14].

2.1.10 Percursos múltiplos variantes no tempo

Uma transmissão de onda acústica pode chegar a um determinado ponto por meio de vários caminhos ou percursos, que claro, têm diferentes tempos de chegada.

Perante transmissões em águas rasas, onde a distância é muito maior que a profundidade, os reflexos da onda no fundo e na superfície geram cópias atrasadas do sinal transmitido.

No que respeita às transmissões em águas profundas, os reflexos no fundo e na superfície podem ser desconsiderados pois o fundo chega a ser mais distante que o percurso do sinal, sendo que, as variações no perfil de velocidade do som são as principais causadoras de caminhos múltiplos. Acresce que, vários caminhos podem variar com o tempo, e que tais variações são devidas a dois fatores nomeadamente: mudanças no ambiente e o efeito *Doppler*.

2.1.11 Efeito Doppler

A variação temporal dos percursos múltiplos consubstancia um desafio ao trabalhar com o canal acústico subaquático sendo o efeito *Doppler* a principal causa desse desafio.

O efeito *Doppler* é, assim, de extrema importância ao lidar com comunicações de múltiplas portadoras. Pequenas variações de frequência podem originar uma degradação substancial no desempenho. Geralmente, as mudanças de frequência são corrigidas através de filtros de hardware via reamostragem, no entanto, devido ao custo e complexidade da operação,

pode ser, em alternativa, elaborada a estimativa do espectro *Doppler* que contempla um menor custo e complexidade associados, que se processa no recetor depois de se obterem os sinais amostrados.

O efeito de *Doppler* causado pelo movimento relativo de dois corpos, assume especial relevância nos canais subaquáticos. A baixa velocidade do som, que é cerca de $c = 1500 \text{ m / s}$ variando ligeiramente em prol da velocidade, é a principal causa desse efeito. Ondas e correntes fazem com que os elementos transmissores e recetor estejam em movimento contínuo, mesmo que estejam no fundo.

No espectro *Doppler*, os modelos por trás do desvanecimento de *Rayleigh* ou *Rice* assumem que muitas ondas chegam, cada uma com seu próprio ângulo de chegada aleatório (portanto, com seu próprio deslocamento *Doppler*), que é uniformemente distribuído em $[0 ::: 2\pi]$, independentemente de outras ondas. Isso permite calcular uma função de densidade de probabilidade da frequência das ondas que chegam.

2.1.12 Perdas de propagação.

Existem dois mecanismos primários de perda de energia durante a propagação de ondas acústicas: perda de absorção e espalhamento geométrico.

2.1.12.1 Absorção Dependente de Frequência

Durante a propagação, a energia das ondas pode ser convertida em outras formas de energia absorvidas pelo meio. A perda de energia absorvida é controlada diretamente pela imperfeição do material para o tipo de onda física que se propaga através dele. Perante ondas acústicas, essa imperfeição do material é a falta de elasticidade, que converte a energia das ondas em calor.

2.1.12.2 Perda de propagação geométrica

A propagação geométrica é a perda de potência local de uma onda acústica em propagação. Quando um impulso acústico se propaga para longe da sua fonte com distâncias cada vez maiores, a frente da onda ocupa uma área de superfície cada vez maior, conseqüentemente, a energia das ondas em cada unidade de superfície, chamada de fluxo de energia, torna-se cada vez menor.

No caso de uma onda esférica gerada por uma fonte pontual, a perda de potência causada pelo espalhamento geométrico é proporcional ao quadrado da distância.

Perante ondas cilíndricas geradas por uma fonte de linha muito longa, a perda de potência causada pelo espalhamento geométrico é proporcional à distância.

2.1.13 Ruído e interferência externa

O ruído é o resultado de uma modificação das propriedades do sinal transmitido, devido à interferência de um sinal, que é externo ao sistema, ou proveniente do próprio sistema. como por exemplo o aquecimento do circuito de transmissão. Como são exteriores ao sistema, não é possível prever o seu aparecimento.

Quando a interferência é interna ao sistema, o ruído pode ter origem nos componentes ativos dos circuitos utilizados para os implementar. Estes circuitos, criam ruído térmico, que pode ser aumentado através dos andares de amplificação [15].

O ruído é branco quando a sua densidade média espectral de potência é igual em todas as frequências; caso contrário diz-se colorido,

O ruído pode ser descrito através da função densidade de probabilidade da sua amplitude. Neste caso segue uma distribuição Normal (Gaussiana), de *Poisson* ou outras.

O Ruído Branco Aditivo e Gaussiano, (*Additive White Gaussian Noise* [AWGN]) é uma das formas mais utilizadas em laboratório, para modelar este espectro de um sistema de transmissão.

O cuidado na projeção dos circuitos, e da sua construção, assim como filtragem afeta diretamente o desempenho do sistema de transmissão, mas devido á aleatoriedade nunca é possível eliminá-lo na sua totalidade.

O resultado do ruído é uma decadência da performance do sinal transmitido no caso de sinais analógicos, e admissão de erros nos sistemas de transmissão digital. Nos sistemas analógicos a medição da performance é feita através da Relação entre a Potência do Sinal e a Potência do Ruído (*Signal to Noise Ratio* [SNR]). Nos sistemas de transição digital, a performance mede-se através da Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate* [BER]).

O ruído acústico subaquático é composto por diferentes componentes, agrupando-se, assim, em duas categorias: ruído ambiente e interferência externa.

O ruído ambiente é o ruído de fundo que vem de um conjunto grande de fontes. As fontes comuns de ruído ambiente na água são: atividades vulcânicas; sísmicas; turbulência; navegação de superfície; atividades de indústria; processos climáticos tais como o fenómeno das ondas geradas pelo vento e chuva bem como ruído térmico.

Devido ao conjunto grande de fontes, o ruído ambiente pode ser aproximado, como gaussiano, mas não é branco. O nível de ruído ambiente subaquático pode ter grandes flutuações com mudanças do tempo, localização ou profundidade. Para comunicação acústica de curto alcance, o nível de ruído ambiente pode estar abaixo do sinal desejado. Para comunicação acústica

encoberta ou de longo alcance, o nível de ruído seria um fator importante que afetaria o desempenho da comunicação.

A interferência externa é um sinal de perturbação que se conhece a origem do sinal recebido. As fontes que a causam incluem animais marítimos, rachaduras de gelo e sistemas acústicos que trabalham no mesmo ambiente. As operações de sonar podem acontecer em simultâneo com outras comunicações, criando, assim, uma interferência externa altamente estruturada [15]. Em comparação com ruído ambiente, as interferências externas não são gaussianas nem brancas. A presença desse tipo de ruído pode causar uma taxa de erro de link altamente dinâmica ou até mesmo interrupção do link.

2.1.14 Dispersão dos percursos múltiplos

Nos sistemas de transmissão, como é o aquático, a propagação dos sinais é feita simultaneamente através de vários percursos. A *Figura 12* mostra o efeito dos percursos múltiplos numa fibra multi-modo.

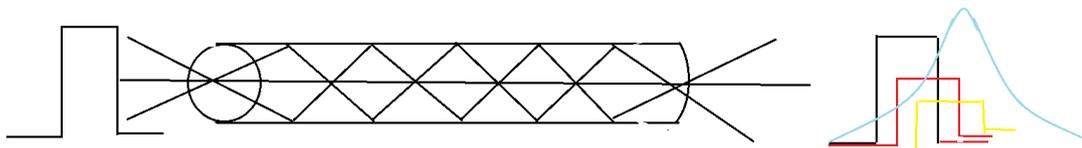


Figura 12: Percursos múltiplos numa fibra multimodo

Considerando que as diversas partes da energia do sinal emitido se difundem por percursos de diferentes comprimentos, estas alcançam o recetor em diferentes tempos pois, uns percursos têm maior distância que outros.

O sinal resultante corresponde à soma das partes construtivas e destrutivas da totalidade dos caminhos percorridos. Isto resulta num fenómeno chamado dispersão, que corresponde a um alastrar da energia do sinal no tempo.

A dispersão limita a largura de banda sendo esta uma das suas consequências, o que resulta em Interferência Inter-Simbólica (*Intersymbol Interference* [ISI]). A ISI ocorre quando as réplicas do sinal emitido chegam ao recetor com um atraso maior que o período do símbolo [11] [12].

2.1.15 Desvanecimento dos percursos múltiplos.

Perante os sistemas de transmissão via rádio, a propagação por percursos múltiplos provoca um outro resultado indesejado designado por desvanecimento de percursos múltiplos, (*multipath fading*), como mostra a *Figura 13*.

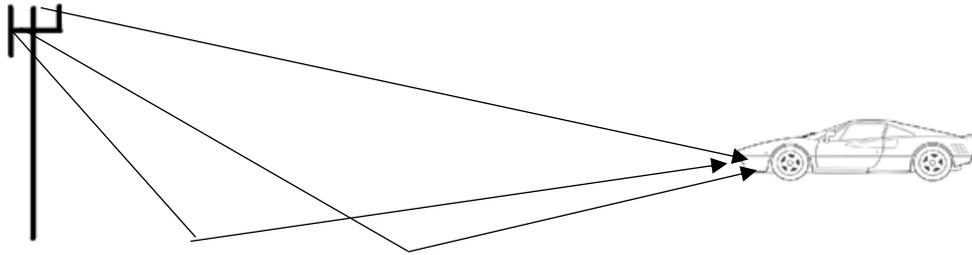


Figura 13: Percursos múltiplos que causam desvanecimento que por sua vez causa ISI.

No referido sistema o sinal de transmissão propaga-se através de percursos múltiplos, todos com comprimentos diferentes e com chegadas ao recetor em diferentes tempos.

O sinal ao chegar ao recetor, agrega o conjunto de sinais que seguiram os diferentes percursos. Tendo em conta que o comprimento dos diversos percursos é diferente, os respetivos sinais podem estar desfasados, sendo que neste caso adicionam-se destrutivamente, caso contrário adicionam-se construtivamente. O sinal final é resultante das somas construtivas e destrutivas da totalidade dos caminhos percorridos.

Caso a posição do recetor seja alterada relativamente à posição do transmissor, existirá uma variação de amplitude. O sinal recebido, está sujeito a uma variação de amplitude. Esta variação de amplitude gera o desvanecimento como mostra a *Figura 13*, que mostra ma antena transmissora fixa a transmitir para um recetor em movimento.

2.1.16 Perda de Propagação

A perda de transmissão é causada pela atenuação e espalhamento geométrico durante a propagação de sinais acústicos em meio marítimo. A atenuação é normalmente causada quando a energia acústica é transferida para energia calorífica.

Uma propriedade distintiva dos canais acústicos é a em que as perdas de absorção para ondas acústicas aumentam com a propagação, distância e frequência.

2.1.17 Ruído do ambiente oceânico

O ruído acústico no canal de comunicação subaquática pode ser considerado como ruído ambiente ou barulho noturno artificial.

O ruído produzido pelo homem é causado principalmente por máquinas, mas mesmo no mar calmo e profundo, o ruído ambiente ainda existe.

Existem, assim, quatro fontes principais de ruído ambiente no oceano: turbulência; navegação; ondas e ruído térmico. Atendendo às múltiplas fontes, o ruído ambiente pode ser aproximado como uma variável Gaussiana.

O nível de ruído do ambiente subaquático também pode variar de acordo com a hora e a localização.

2.2 Desvanecimento *Rice* e desvanecimento *Rayleigh*

Existem 2 tipos de modelos de desvanecimento, o modelo de desvanecimento em pequena escala e em grande escala, ambos aplicados às comunicações acústicas subaquáticas.

O efeito sombra em grande escala, por vezes, denominado por “Sombreamento” está ligado a efeitos de grandes distâncias, como tal, o seu efeito aparece claramente no caso de deslocamento do Transmissor ou do Recetor. O exemplo mais óbvio para este caso é a receção de RF para um carro ou um veículo em movimento, onde o sinal é influenciado por fenómenos dos percursos múltiplos, tal como exemplificado na *Figura 13*. Nesta figura verifica-se que o sinal transmitido é recebido de mais de um caminho e assim o desvanecimento em larga escala usa uma distribuição normal para calcular o desvanecimento dos elementos do raio. Este modelo de larga escala é chamado modelo de *Rayleigh*.

O desvanecimento em pequena escala está focado para as mudanças muito pequenas na posição do transmissor ou recetor na ordem do comprimento de onda, pois tal afeta muito a frequência recebida graças ao efeito doppler. Destarte, o desvanecimento em pequena escala usa uma distribuição de *Rice*. A distribuição de *Rice* é, assim, um modelo que visa sanar a anomalia de propagação de rádio ou interferência causada pelo cancelamento parcial de um sinal de rádio por si só. O sinal chega ao recetor por caminhos diferentes, pelo que, podemos supor que ele sofre interferência de vários caminhos e pelo menos um dos caminhos está a mudar, alongar ou encurtar.

O desvanecimento de *Rice* [14], ocorre quando um dos caminhos, normalmente um sinal em linha de visão ou alguns sinais de reflexão fortes, são muito mais fortes do que os outros e os ganhos de amplitude são caracterizados por uma distribuição de *Rice*.

No modelo de *Rice*, quando não há possibilidade de sinal de linha de visão, é necessário usar o desvanecimento de *Rayleigh* [14]. Basicamente, a distribuição de *Rice* degenera para uma distribuição de *Rayleigh* quando o componente dominante desaparece [14]. Podemos supor, assim, que o modelo de *Rice* ocorre quando existe um componente de sinal de linha de visão e,

quando tal não é possível (quando não há linha de visão), constata-se a necessidade de adicionar a componente de desvanecimento de *Rayleigh*, conforme indicado na *Figura 13*.

O esquema de desvanecimento de *Rayleigh* é o modelo mais genericamente utilizado para desvanecimento quando não há sinal em linha de visão. Às vezes, é considerado um caso especial do conceito mais generalizado de desvanecimento de *Rice* [10].

No desvanecimento de *Rayleigh*, o ganho de amplitude é caracterizado por uma distribuição de *Rayleigh*, sendo um modelo útil em centros urbanos fortemente construídos, onde não há linha de visão entre o transmissor e o recetor, onde, muitos edifícios e outros objetos atenuam, refletem, refratam e difratam o sinal.

O esquema mais benéfico de se utilizar será o efeito dos percursos múltiplos do tipo *Rayleigh* pois existe uma falta relativa de linha de visão do sinal em ambiente subaquático e, não há grandes variações ou grandes objetos, na linha de visão do caminho.

3 SISTEMA DE COMUNICAÇÕES MIMO SUBAQUÁTICO

3.1 Técnicas de Transmissão em Bloco

A fim de atender à cada vez maior procura do mercado por altos débitos binários, tal como anteriormente descrito, a maioria dos dispositivos digitais de comunicação móvel sofrem de desvanecimento e, como tal, de ISI.

Este é um fenómeno que deve ser mitigado no recetor por meio de técnicas de equalização adequadas, a fim de restaurar as informações de sinal transmitidas pelo emissor corretamente, utilizando o mínimo de processamento possível.

Neste contexto, as técnicas de transmissão em bloco baseadas no uso de um modelo cíclico, mais comumente designado por Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix* [CP]) tem atraído muita atenção nos últimos anos, pois permitem um procedimento de cancelamento de ISI eficiente e computacionalmente barato.

Historicamente, OFDM, foi o primeiro esquema de transmissão em bloco, sendo adotado em vários padrões, para transmissão de dados em alta velocidade, em aplicativos com e sem fio.

3.1.1 Multiplexagem Ortogonal por divisão de Frequência

OFDM é um esquema de multiplexagem por divisão de frequência utilizado como um método de modulação digital multiportadora. Um grande número de subportadoras ortogonais de espaçamento de largura de banda igual são usadas para transportar dados. Os dados são divididos em vários fluxos ou canais de dados paralelos, um para cada subportadora. Cada subportadora é modulada com um esquema de modulação convencional a uma baixa taxa de símbolos, mantendo as taxas totais de dados semelhantes aos esquemas convencionais de modulação de uma única portadora, na mesma largura de banda [6]. O uso de subportadoras ortogonais permite sobrepor os espectros, aumentando assim a eficiência espectral [15].

Mediante uma estrutura de dados preenchida com PC, o OFDM pode ser modulado usando a Transformada Rápida Inversa de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transformer* [IFFT]) e ser desmodulado usando a FFT. Desta forma, a complexidade do recetor é significativamente reduzida em comparação com Equalização de Transmissão de Portadora Única no Domínio do Tempo (*Single-Carrier Transmission Equalization in the Time-Domain* [SC-TDE]). Uma estrutura típica do sistema OFDM é descrita na *Figura 14*.

O OFDM evoluiu para um esquema popular de comunicação digital de banda larga, seja sem fio ou sobre fios de cobre, utilizado em aplicações como televisão digital; transmissão de áudio; redes sem fio e acesso à Internet de banda larga.

A principal vantagem do OFDM sobre os esquemas de uma única portadora é a sua capacidade de lidar com condições severas de canal, por exemplo: atenuação de altas frequências, interferência de banda estreita e desvanecimento de frequência seletiva, devido aos multicaminhos sem filtros de equalização complexos [5]. A baixa taxa de símbolos torna o uso de um intervalo de guarda entre os símbolos acessível, tornando possível lidar com a dispersão do tempo e eliminar a ISI. Este mecanismo também facilita o projeto de redes de frequência única, onde vários transmissores adjacentes enviam o mesmo sinal simultaneamente e na mesma frequência, já que os sinais de vários transmissores distantes podem ser combinados de forma construtiva, em vez de interferirem, como normalmente ocorreria num sistema tradicional de uma única portadora [4].

Perante OFDM assim como SC-FDE e SC-FDMA, a equalização é alcançada no recetor após o cálculo da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transformer* [FFT]), multiplicando cada coeficiente de Fourier por um número complexo. Assim, é possível combater o desvanecimento de frequência e a distorção de fase. A vantagem é que a FFT e a equalização do domínio da frequência requerem menos poder de computação do que a equalização convencional no domínio do tempo [16].

O sistema divide o fluxo de símbolos de alta velocidade em vários fluxos de baixa velocidade, que transformam a frequência do canal seletivo em vários canais estreitos, e canais desvanecidos. Sob essa divisão, a duração correspondente do símbolo pode ser maior que o atraso máximo de vários caminhos e, portanto, reduz efetivamente o ISI causado por efeitos de caminhos múltiplos.

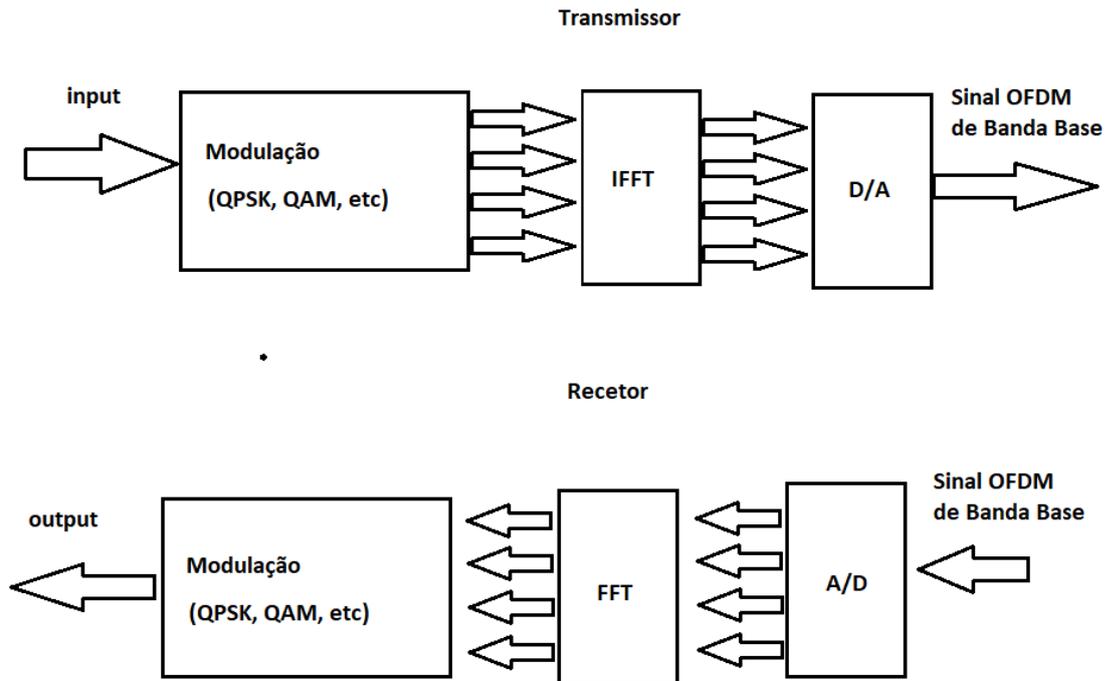


Figura 14: Estrutura básica de um OFDM

3.1.2 SC-FDE Equalização no domínio da frequência de portadora única

SC-FDE é outro método para eliminar o efeito ISI.

O sistema SC-FDE é computacionalmente mais simples e a equalização no domínio do tempo para canais com atraso de propagação, porque no OFDM a equalização é realizada no bloco do domínio da frequência quadrática.

A estrutura típica de um sistema SC-FDE é mostrada na *Figura 15*. A estrutura é muito semelhante ao OFDM, excetuando o facto das operações FFT e a IFFT serem implementadas no recetor. Semelhante ao OFDM, a inserção de PC transforma a relação linear de convolução entre a transmissão do sinal e a resposta de impulso do canal em uma convolução circular. Depois de remover o PC no recetor final, o sinal recebido pode ser equalizado. Consequentemente, o SC-FDE oferece o mesmo desempenho e complexidade geral que OFDM [17], com a grande vantagem de apresentar uma menor relação entre Potência Média de Pico (*Peak-to-Average Power Ratio* [PAPR]). Ao serem menos sensíveis ao efeito *Doppler* que o OFDM, são por isso, ideais para ligações ascendentes (do terminal móvel para a estação de base), pois o transmissor do terminal móvel apresenta tipicamente uma gama dinâmica baixa.

SC-FDE pode ser visto como um esquema OFDM pré-codificado linearmente e SC-FDMA pode ser visto como um Esquema de Acesso Múltiplo de Multiplexagem por Divisão de Frequência Ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access* [LP-OFDMA]) pré-codificado linearmente. Pode também ser visto como um esquema de acesso múltiplo de uma

única portadora. Uma vantagem proeminente sobre o OFDM de um Esquema de Acesso Múltiplo de Multiplexagem por Divisão de Frequência Ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access* [OFDMA]) convencional é a de que os sinais SC-FDE e LP-OFDMA/SC-FDMA têm menor relação de PAPR devido à sua inerente estrutura de portadora única [17].

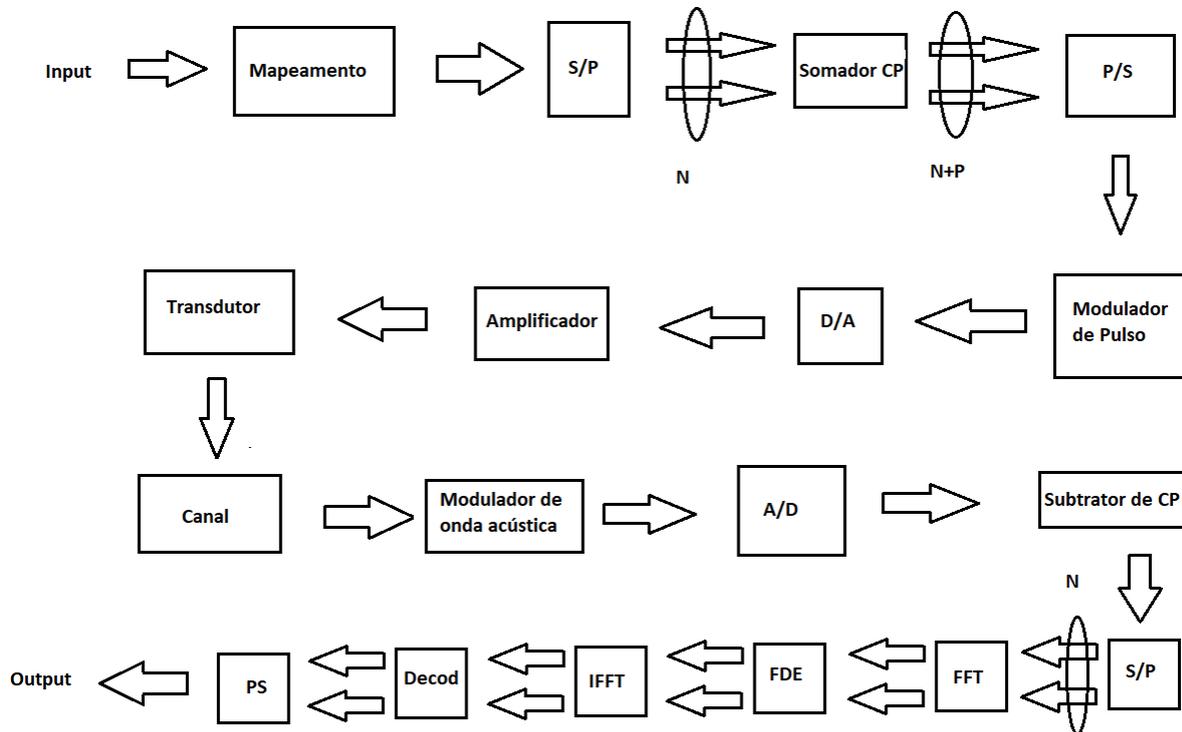


Figura 15: Estrutura básica de um SC-FDM

3.1.3 IB-DFE

Tanto SC-FDE como o Equalizador de Feedback de Decisão de Bloco Iterativo (*Iterative Block - Decision Feedback Equalization* [IB-DFE]) são particularmente eficazes em lidar com a distorção severa dos percursos múltiplos dos canais dispersivos no tempo, enquanto técnicas de Modulação em Magnitude podem reduzir significativamente o PAPR dos sinais de portadoras únicas [18]. Ambas as técnicas foram recentemente combinadas e o seu desempenho analisado para a faixa de transmissão não codificada. Convém referir que os equalizadores não lineares têm melhor desempenho do que os equalizadores lineares. Os recetores IB-DFE podem ser considerados como recetores DFE iterativos com *feedforward* e as operações de *feedback* implementadas no domínio da frequência, com desempenhos que podem ser próximos do MFB. O IB-DFE, tem esquemas de equalização de baixa complexidade, uma vez que a operação de *feedback* usa as saídas do equalizador em vez das saídas do decodificador de canal. A Estrutura básica de um IB-DFE é constituída como se mostra na Figura 16:

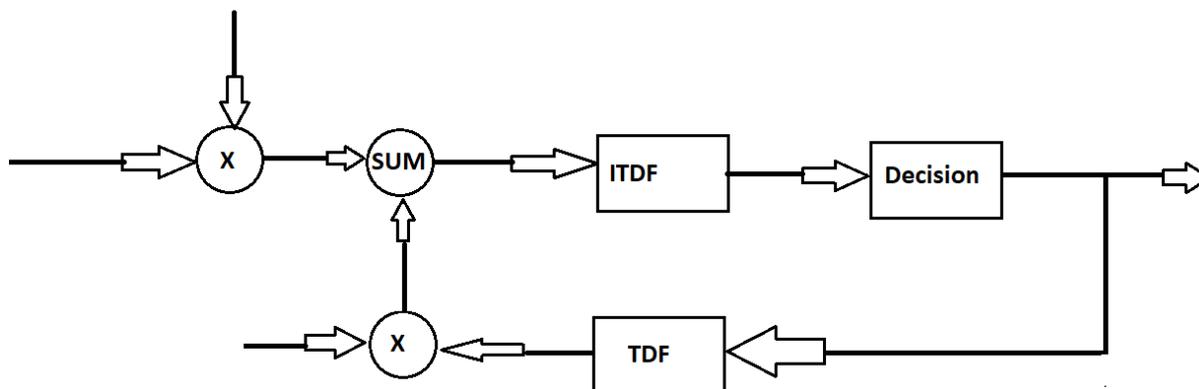


Figura 16: Estrutura básica de um IB-DFE

Embora a equalização possa ser realizada utilizando um Equalizador no Domínio da Frequência (*Frequency Domain Equalizer* [FDE]) linear, a performance pode ser substancialmente melhorada com o uso de um IB-DFE.

3.2 Tecnologias MIMO

3.2.1 Sistemas MIMO

3.2.1.1 Caracterização do Sistema MIMO

Os canais de propagação sem fios são estudados há várias décadas e são analisados por centenas de especialistas. Existem já uma serie de modelos de canais tipo.

A crescente busca por maior capacidade nos sistemas sem fio foi, assim, o catalisador que resultou em várias técnicas de transmissão, incluindo a tecnologia MIMO e MIMO em Massa (*Massive MIMO* [m-MIMO]).

MIMO tem a sua origem num trabalho de pesquisa dos anos 70 sobre sistemas de transmissão digital multicanal e *crossstalk* entre pares de fios num grupo de cabos [15].

Nas comunicações, o MIMO é uma técnica que torna possível aumentar a capacidade e a fiabilidade de um *link* de rádio usando múltiplas antenas de transmissão e receção no sentido de explorar a propagação de múltiplos caminhos

Atualmente, tornou-se um elemento essencial dos padrões de comunicação sem fio, incluindo IEEE 802.11n (Wi-Fi), IEEE 802.11ac (Wi-Fi), HSPA + (3G), WiMAX (4G) e *Long-Term Evolution* (4G LTE).

As tecnologias MIMO superam as deficiências dos métodos tradicionais através do uso da diversidade espacial. Os dados podem ser transmitidos através de antenas de transmissão T,

para N , de recepção, suportadas pelo terminal de recepção. Tais sistemas são utilizados na comunicação sem fio para melhorar a capacidade e o BER [11].

No campo das telecomunicações, um sistema MIMO torna possível aumentar a capacidade e a resiliência de um *link* de rádio usando múltiplas antenas de transmissão e recepção para explorar a propagação de múltiplos caminhos, e dessa forma explorar também o ganho de diversidade, que se traduz numa melhoria significativa do sinal recebido.

O termo MIMO, refere-se, assim, ao uso teórico de múltiplas antenas tanto no transmissor como no recetor. MIMO refere-se, no entanto, e especificamente a uma técnica prática para enviar e receber múltiplos sinais de dados no mesmo canal de rádio, ao mesmo tempo e através da propagação de múltiplos caminhos. Na *Figura 17*, podemos ver o que é uma configuração de um canal com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção num esquema MIMO.

A técnica MIMO traz quatro grandes melhorias:

- Aumento do débito binário: devido ao uso de mais antenas, mais fluxos de dados independentes podem ser transmitidos e mais terminais podem ser atingidos simultaneamente;

- Maior fiabilidade: o aumento do número de antenas de transmissão cria caminhos mais distintos para que o sinal de rádio se propague, i.e., originando diversidade. Tal corresponde a uma melhoria na transmissão e recepção, pois na antena recetora, é recebido um quociente maior de raios, criando um ganho de diversidade [15].

- Eficiência energética melhorada: a Estação Base (*Base Station* [BS]) pode concentrar os raios de energia emitidos nas direções espaciais, onde sabe que os terminais estão localizados;

- Baixa interferência: a BS pode intencionalmente evitar transmitir para direções onde a interferência de dispersão seria prejudicial;

Quanto mais antenas a BS tiver e quanto mais graus de liberdade o canal de propagação puder oferecer, melhor será o desempenho em todos os quatro aspetos acima descritos. Mas com a evolução da tecnologia prevê-se que cada vez mais se consigam incorporar um número maior de antenas, tanto nos emissores como nos recetores [19]. Exemplo disso é a tecnologia 4G+ que faz uso do sistema MIMO num esquema de 4X4, 4 antenas transmissoras e 4 antenas recetoras [6]. Os ganhos em MIMO de Multiusuário (*Multi-User MIMO* [MU-MIMO]) são ainda mais impressionantes porque tais sistemas oferecem a capacidade de transmitir simultaneamente vários utilizadores e a flexibilidade de seleccionar quais utilizadores estão programados para serem recebidos a qualquer instante [15].

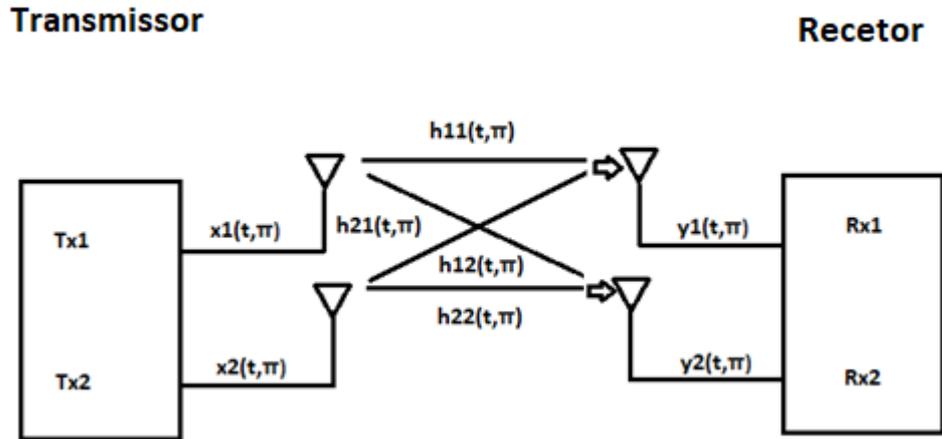


Figura 17: Sistema MIMO típico com $T=2$ e $R=2$

Mostra-se, de igual modo, bastante positivo, utilizar este sistema nas mesmas condições, mas usando ondas acústicas num canal de transmissão subaquático. Porém, como o comprimento de onda de uma onda acústica é maior, o espaçamento entre antenas ideal seria cerca de 50 cm como mostram os seguintes cálculos.

Num típico sistema MIMO, o comprimento de onda λ entre antenas, deve situar-se num intervalo entre 3 e 5. Considerando o valor máximo de $\lambda = 5$.

Tendo em conta a expressão para as ondas eletromagnéticas temos:

$$C = \lambda \cdot F \quad (3.1)$$

Onde $C =$ Velocidade da luz, $\lambda =$ Comprimento de onda e $F =$ Frequência

Porém em ambiente acústico substituindo C por $\mathcal{V} =$ Velocidade do som na água,

$$\mathcal{V} = \lambda \cdot F \quad (3.2)$$

Como referido anteriormente a velocidade do som na água é de 1520 m/s e em relação à frequência optou-se por utilizar $F = 15\text{Khz}$.

E por isso temos:

$$\lambda = \frac{1450 \text{ m/s}}{15 \text{ Khz}} = 0,096 \text{ metros}$$

Ou seja, aproximadamente 10cm de comprimento de onda.

Como foi definido o comprimento de onda é de $\lambda = 5$, e por isso temos:

$$\lambda = 5 \times 10 = 50 \text{ cm}$$

Um espaçamento entre antenas de 50 cm, é comparativamente com o das ondas eletromagnéticas (milímetros) um valor bastante alto, principalmente se falarmos de esquemas MIMO em que temos por exemplo $T=2$, e $R=8$.

Destarte, num sistema acústico temos sempre de incluir nos cálculos algum nível de correlação entre antenas.

3.2.1.2 Benefícios do sistema MIMO

Devido à estrutura de múltiplas antenas e à possibilidade de manipulação conjunta de dados nas extremidades do link de comunicações, o uso de sistemas MIMO proporciona dois tipos de ganhos nos sistemas de comunicações sem fio, o ganho de diversidade e o ganho de multiplexagem.

O ganho de diversidade deriva do uso das múltiplas vias entre as antenas de transmissão e recepção do sistema que sofrem desvanecimento independente, para a transmissão de sinais que transportam a mesma informação.

O ganho de multiplexagem espacial pode ser explorado pela transmissão paralela de diferentes sinais através do canal de comunicação, que pode ser, adequadamente, separado na recepção pelo uso de detetores, como o decodificador sem correlação, visando um aumento da taxa de transmissão de dados do sistema. Normalmente estes ganhos são antagônicos, ou seja, os sistemas que maximizam os ganhos de diversidade não ganham com a multiplexagem espacial e vice-versa, mas existe a possibilidade de estabelecer um equilíbrio entre estes dois ganhos. Nesta seção vamos analisar esses ganhos com mais detalhes [15].

3.2.1.3 Ganho de Diversidade

Tradicionalmente, esquemas com múltiplas antenas têm sido utilizados para aumentar a diversidade do sistema, a fim de mitigar o desvanecimento existente no canal de comunicação e, com isso, melhorar a sua fiabilidade. Cada par de antenas de transmissão e recepção fornece uma rota diferente para os sinais enviados do transmissor para o recetor do sistema. Ao enviar sinais que levam a mesma informação através de cada um desses caminhos, são obtidas réplicas nas antenas recetoras do sistema após sofrer um desvanecimento independente no canal de comunicação, de modo que, se os processarmos corretamente no recetor, será possível uma deteção mais fiável dos sinais transmitidos [15].

O ganho de diversidade de transmissão pode ser obtido quando temos o mesmo sinal, sendo transmitido através de múltiplas antenas de transmissão do sistema, gerando diferentes réplicas deste sinal na recepção, como o representado na *Figura 18*.

Cada uma destas réplicas, quando transmitida pelo canal de comunicações, sofreu um desvanecimento diferente ao longo da trajetória do canal e o recetor deve manipular estes sinais para obter a estimativa do sinal transmitido.

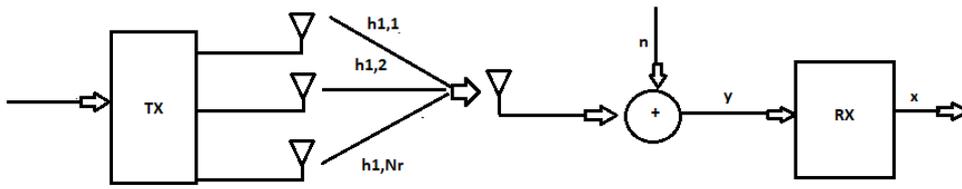


Figura 18: Ganho de diversidade na transmissão

Nos sistemas com ganho de diversidade de recepção como apresentado na Figura 19 verificamos que o sinal enviado pela antena transmissora é recebido por várias antenas recetoras, em cada uma delas teremos uma amostra do sinal transmitido de forma diferentemente desvanecida. Para que ocorra erro na recepção, todos os caminhos devem sofrer um profundo desvanecimento simultaneamente. No entanto, este evento ocorre com pequena probabilidade.

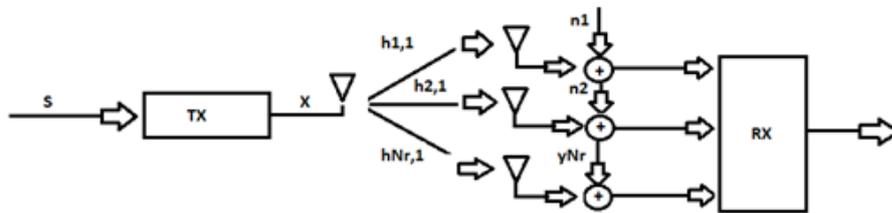


Figura 19: Ganho de diversidade na recepção

O ganho de diversidade fornece ao sistema um aumento na relação sinal/ruído ou uma redução na potência de transmissão necessária para obter uma determinada taxa de erro. Este pode ser definido como a inclinação da curva de probabilidade de erro na escala logarítmica dada por

$$d = - \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e(\rho))}{\log(\rho)} \quad (3.3)$$

Onde P_e , é a probabilidade média de erro e ρ , é a relação sinal/ruído em cada uma das antenas recetoras do sistema. Num sistema com T antenas de transmissão e R antenas de recepção, cujo canal tem dimensão $T \times R$, o ganho de diversidade tem o máximo valor dado pela dimensão do canal, ou seja, por $d_{max} = T \times R$, que é o número total de caminhos independentes possíveis no *link* de comunicações [6].

Diferente interpretação para o ganho de diversidade é que este valor mede o quanto o transmissor MIMO pode explorar os caminhos múltiplos do canal para fornecer robustez ao desvanecimento. Isto torna o sistema mais robusto, explorando o ganho de diversidade, diminuindo a Probabilidade de Erro do Canal (*Error Probability* [EP]) uma vez que a

probabilidade de todas as réplicas do sinal sofrerem um desvanecimento (*fading*) profundo é muito reduzida, o que melhora logicamente a fiabilidade do sistema e a qualidade do serviço que ele oferece. Com os desvanecimentos entre os pares de antenas independentes e o ganho de diversidade obtido no sistema dado por d , a probabilidade de erro para estes sistemas decresce na forma de p^{-d} [6].

3.2.1.4 Ganho de multiplexagem espacial:

Diversa forma de explorar o enfraquecimento do canal de comunicações sem fio usando o sistema MIMO, para além do ganho de diversidade, é beneficiarem-se os canais através dos graus de liberdade disponíveis neste sistema de comunicações com uso das suas múltiplas antenas de transmissão e receção, que permitem aumentar a transmissão de dados.

Os graus de liberdade de um sistema podem ser definidos como a dimensão espacial do sinal recebido, ou seja, o número de sinais diferentes que podem ser claramente distinguidos no recetor. Esta característica pode ser verificada ao analisar as medidas de capacidade do canal de comunicação.

Um dado sistema de comunicações tem T antenas de transmissão, R antenas de receção e ganhos de trajetória entre cada par de antenas em desvanecimento *Rayleigh*, representadas pelos elementos da matriz do canal \mathbf{H} e modeladas como variáveis aleatórias independentes e distribuídas de forma idêntica, o ganho de capacidade é dado por:

$$C(\rho) = E \left\{ \log \left[\det \left(\mathbf{I}_R + \frac{\rho}{T} \mathbf{H} \mathbf{H}' \right) \right] \right\} \quad (3.4)$$

Onde $E\{\}$ é o valor esperado e p é a relação sinal/ruído em cada antena de receção do sistema. Considerando os altos valores de P e os elementos da matriz do canal de comunicação independente, podemos escrever esta fórmula como:

$$C(\rho) \approx \min\{T, R\} \log \left(\frac{\rho}{T} \right) + \sum_{i=|T-R|+1}^{\max\{T, R\}} E \{ \log X_{2i}^2 \} \quad (3.5)$$

Onde X_{2i}^2 é uma variável do qui-quadrado com $2i$ graus de liberdade. Observamos que para valores altos de ρ , a capacidade do canal cresce na proporção de $\min\{T, R\} \times \log(\rho)$, em contraste com $\log(\rho)$ com apenas uma antena em cada extremidade do link.

Este resultado sugere que o canal de múltiplas antenas pode ser visto como $N = \min\{T, R\}$ canais paralelos não interferentes, onde N é o número total de graus de liberdade do sistema.

No caso dos ganhos de percursos do canal de comunicação entre as antenas transmissoras e recetoras do sistema dado por h_{ij} , têm *fading* independente, as antenas estão suficientemente espaçadas umas das outras para que os sinais sejam capazes de perceber como pontos distintos e/ou sinal tem muitos reflexos, a matriz representando o canal de comunicação H estará bem condicionada com alta probabilidade, e assim as suas linhas são linearmente independentes umas das outras. A ausência destas condições implica reduzir os graus de liberdade do sistema [20].

Como resultado do ganho de multiplexagem espacial e também do facto de podermos considerar múltiplos canais de comunicação paralelos (nos quais as sequências de informação independentes podem ser transmitidas simultaneamente e em paralelo através das antenas do sistema, como podemos ver na Figura 20), temos o aumento da taxa de transmissão de dados. Este aumento é conseguido sem que haja necessidade de aumentar a faixa de frequência utilizada ou a potência total atribuída ao sistema.

A taxa total transmitida pelo sistema é, portanto, dividida entre as suas antenas e para este efeito chamamos de ganho de multiplexagem espacial. Então, intuitivamente é possível enviar simultaneamente um máximo de N símbolos diferentes de informação através deste canal.

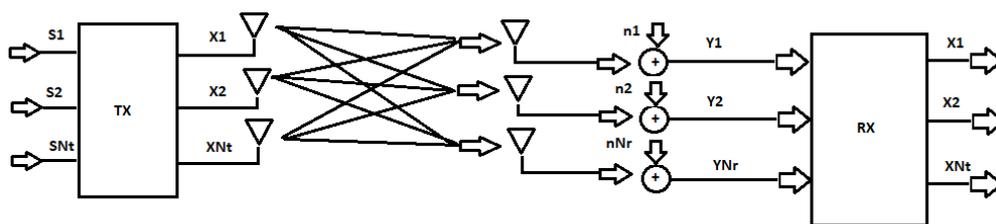


Figura 20: Ganho do Sistema de multiplexagem espacial.

Podemos afirmar que a multiplexagem espacial é uma técnica simples e eficaz para aumentar a capacidade do canal de comunicação, especialmente com uma elevada relação sinal/ruído no recetor. Outra característica importante é que o ganho da multiplexagem espacial pode ser explorado mesmo quando o sistema não está ciente do canal de comunicação do transmissor.

3.2.2 “Space-Time Coding”

O termo Codificação de Espaço-Tempo (*Space Time Coding* [STC]) é mais habitualmente usado para se referir a um tipo particular de esquema de transmissão MIMO cujo objetivo é maximizar o ganho de diversidade.

No sentido generalizado, *Space Time Coding* é a generalização de um código convencional, como um Código de Correção de Erros Progressivo (*Forward Error Correcting* [FEC]).

Este código é definido como um conjunto de M distintas sequências de símbolos maioritariamente binárias, mas em comunicação sem fio, frequentemente extraídos de uma constelação complexa que representa sinais modulados. Para um código de espaço-tempo, esses símbolos tornam-se comprimentos T vetores complexos, cujos elementos representam os sinais modulados transmitidos em cada antena de transmissão. Chamaremos a esses símbolos vetoriais, símbolos espaço-temporais, para distingui-los dos símbolos de modulação transmitidos em cada antena, que são os elementos dos vetores.

Em muitos casos, a constelação a partir da qual os símbolos de modulação são desenhados não é definida, pois o esquema irá operar com qualquer constelação. Em tais casos, o código define como os símbolos transmitidos são mapeados para palavras de código de espaço-tempo, em vez de listar todas as palavras de código possíveis contendo todos os pontos de constelação possíveis. Podemos então representar um codificador de espaço-tempo como representado na *Figura 21*, no qual um bloco de K_{bin} bits são primeiro modulados (e possivelmente também codificados usando um código FEC ou esquema de modulação codificado) para K_{sym} símbolos de modulação, então aplicados a um mapeador de espaço-tempo que os mapeia para uma palavra-código de espaço-tempo, representada como um *array* $T \times W$ dos símbolos de modulação

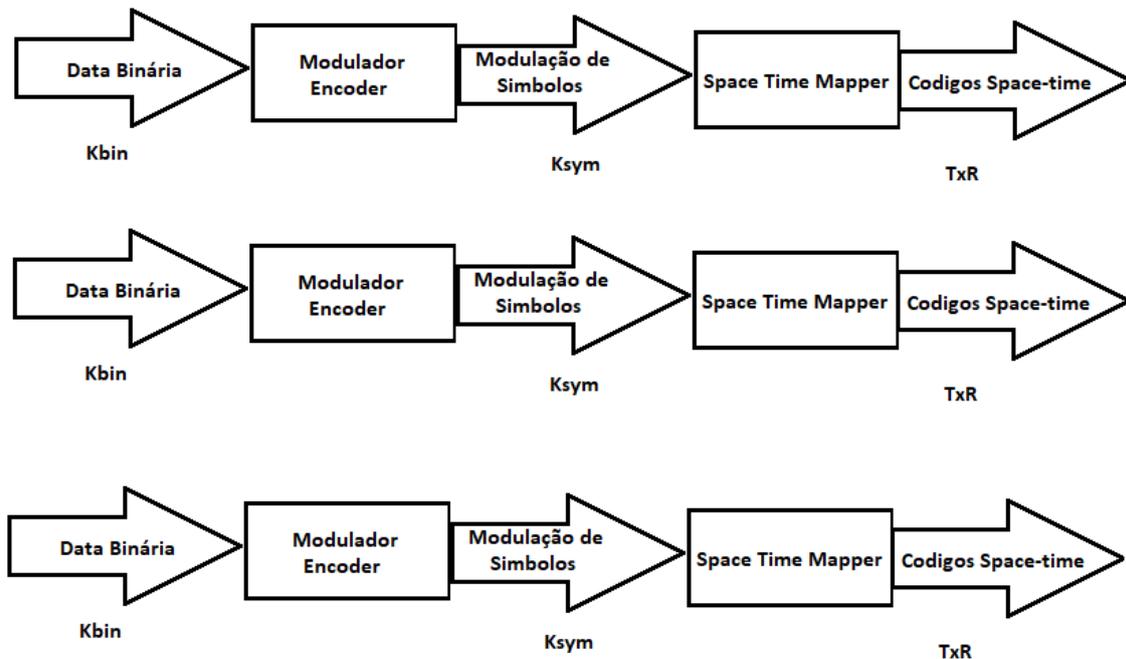


Figura 21: Estrutura de um space time encoder

3.2.3 Beamforming

A formação de feixes, em geral, usa várias antenas para controlar a direção de uma frente de onda, ponderando apropriadamente a magnitude e a fase dos sinais de antena individuais numa matriz de várias antenas, ou seja, o mesmo sinal é enviado de várias antenas que têm espaço suficiente entre elas (pelo menos $\frac{1}{2}$ comprimento de onda). Em qualquer local, o recetor receberá várias cópias do mesmo sinal. Dependendo da localização do recetor, os sinais podem estar em fases opostas, tirando a média uns dos outros, destrutivamente, ou somar, construtivamente, se as diferentes cópias estiverem na mesma fase.

Beamforming ou filtragem espacial define-se como uma técnica de processamento de sinal usada em matrizes de sensores para transmissão ou receção de sinal direcional. É obtido combinando elementos num conjunto de antenas de forma que os sinais em ângulos específicos sofram interferência construtiva enquanto outros sofrem interferência destrutiva.

A formação de feixes pode ser usada nas extremidades de transmissão e receção para obter seletividade espacial. A melhoria em comparação com a receção / transmissão omnidirecional é conhecida como defetividade do *array*.

Beamforming pode ser usado para ondas de rádio ou som e é por isso também passível de uma aplicação acústica em ambiente aquático. As aplicações são inúmeras: aplicações em radar; sonar; sismologia; comunicações sem fio; radioastronomia; acústica e biomedicina.

A formação de feixe adaptável é usada para detetar e estimar o sinal de interesse na saída de uma matriz de sensores por meio de filtragem espacial ótima (por exemplo, quadrados mínimos) e rejeição de interferência.

No sentido de alterar a direccionalidade da matriz ao transmitir, um formador de feixe controla a fase e a amplitude relativa do sinal em cada transmissor, de modo a criar um padrão de interferência construtiva e destrutiva na frente de onda.

Na receção, a informação de diferentes sensores é combinada de uma forma em que o padrão esperado de radiação seja preferivelmente observado. Por exemplo, no sonar, para enviar um pulso agudo de som subaquático em direção a um navio à distância, transmitindo simples e simultaneamente esse pulso agudo de cada projetor sonar, de uma matriz, falha porque o navio ouvirá primeiro o pulso do altifalante que por acaso está mais próximo do navio e depois, mais tarde, os pulsos dos altifalantes que estão mais longe do navio.

A técnica de formação do feixe envolve o envio do impulso de cada projetor em momentos ligeiramente diferentes (o projetor mais próximo da nave por último), de modo a que cada impulso atinja a nave exatamente ao mesmo tempo, produzindo o efeito de um único impulso forte a partir de um único projetor potente. A mesma técnica pode ser executada no ar utilizando altifalantes, ou no radar/rádio utilizando antenas.

No sonar passivo e na receção no sonar ativo, a técnica de formação do feixe envolve a combinação de sinais retardados de cada hidrofone em momentos ligeiramente diferentes (o hidrofone mais próximo do alvo será combinado após o maior atraso), de modo a que cada sinal atinja a saída exatamente ao mesmo tempo, resultando num sinal alto, como se o sinal viesse de um único hidrofone muito sensível. A formação do feixe de receção também pode ser utilizada com microfones ou antenas de radar.

Perante sistemas de banda estreita, o atraso de tempo é equivalente a uma "mudança de fase", pelo que, neste caso, a matriz de antenas é chamada de matriz de fase. Um sistema de banda estreita, típico dos radares é aquele em que a largura de banda é apenas uma pequena fração da frequência central. Com os sistemas de banda larga, esta aproximação já não se mantém, o que é típico dos sonares.

3.2.4 – SDMA

O Acesso Múltiplo por Divisão Espacial (*Single Division Multiple Access* [SDMA]) é um método de acesso ao canal utilizado em sistemas de comunicação móvel que reutiliza o mesmo conjunto de frequências numa determinada área de serviço e ao mesmo tempo duas BS

ou duas pequenas regiões que podem fazer uso do mesmo conjunto de frequências se estiverem separadas por uma distância permitida (chamada de distância de reutilização). Também permite que diferentes terminais móveis transmitam numa célula para uma mesma estação de base, utilizando a mesma frequência e ao mesmo tempo, sendo a separação de sinais realizada pelo SDMA.

O requisito é que o número de antenas de recepção na estação base deverá ser maior ou igual ao número de terminais móveis que transmitem na mesma frequência e ao mesmo tempo.

O SDMA aumenta a capacidade do sistema e a qualidade da transmissão, concentrando o sinal em feixes de transmissão estreitos. Por meio do uso de antenas inteligentes com feixes apontados na direção da estação móvel, o SDMA tem a capacidade de fornecer diferentes utilizadores na mesma região. As estações móveis que operam fora dos limites desses feixes direcionados possuem uma interferência quase nula de outras estações móveis que operam na mesma BS com a mesma frequência de rádio. Uma vez que os feixes estão focados, a frequência de energia de rádio pode ter aumentado o alcance da BS. Este atributo do SDMA permite que as BS tenham maior cobertura de rádio com menos energia irradiada. Essa largura de feixe estreita também permite maior ganho e clareza.

Nos sistemas tradicionais de rede de telefonia móvel, a BS irradia sinais de rádio em todas as direções dentro da célula, sem conhecimento da localização da estação móvel.

A tecnologia SDMA canaliza sinais de rádio com base na localização da estação móvel. Por meio desse método, a arquitetura SDMA economiza recursos de rede valiosos e evita a transmissão de sinal redundante em áreas onde os dispositivos móveis estão atualmente inativos.

A principal vantagem do SDMA é a reutilização da frequência. Desde que a distância de reutilização seja preservada na arquitetura de rede, a interferência pode ser próxima de zero, mesmo se as estações móveis usarem as mesmas frequências alocadas.

3.2.5 Multi-User MIMO

Multiutilizador MIMO (*Multi-User MIMO* [MU-MIMO]) consiste num sistema em que uma estação transmissora, que faz uso do sistema MIMO (múltiplas antenas) envia, em simultâneo e nas mesmas frequências, sinais para múltiplos utilizadores (recetores).

Em contraste, o MIMO de um único utilizador considera um único transmissor multi-antena que comunica com um único recetor multi-antena.

De forma semelhante, o OFDMA adiciona capacidades de acesso múltiplo (multiutilizador) ao OFDM, o MU-MIMO adiciona capacidades de acesso múltiplo (multiutilizador) ao MIMO.

O MU-MIMO funciona de forma inversa ao SDMA. Enquanto o SDMA permite que múltiplos terminais móveis transmitam, em simultâneo e na mesma frequência sinais diferentes para uma mesma estação de base, o MU-MIMO permite que uma estação de base envie múltiplos sinais, em simultâneo e na mesma frequência, para múltiplos terminais móveis. O requisito é que o número de antenas de transmissão deverá ser maior ou igual que o número de terminais móveis (recetores).

O MU-MIMO pode ser dividido em duas categorias: Canais de Difusão MIMO (*Broadcast MIMO* [MIMO BC]) e Canais de Acesso Múltiplo MIMO (*MIMO Multiple Access* [MIMO MAC]) para situações de *downlink* e *uplink*, respetivamente. O MIMO de um único utilizador pode ser representado como MIMO ponto-a-ponto, MIMO em pares.

3.2.6 Zero Forcing

ZF é um equalizador que permite reduzir o ISI. Este aplica o inverso da resposta de frequência do canal. Esta forma de equalizador foi proposta pela primeira vez por Robert Lucky, [21]. O Equalizador aplica o inverso da resposta de frequência do canal ao sinal recebido, para restaurar o sinal após o canal e tem muitas aplicações úteis. Por exemplo, é estudado em profundidade para o IEEE 802.11n (MIMO) onde o conhecimento do canal permite a recuperação dos dois ou mais fluxos que serão recebidos, um em cima do outro, em cada antena.

O nome *Zero Forcing*, corresponde a reduzir a zero a ISI, num caso sem ruído. Isto é útil quando o ISI for significativo em comparação com o ruído.

3.2.7 Técnicas de Combinação de diversidade

As técnicas de diversidade podem combinar as intensidades dos sinais pelo uso de várias antenas no recetor e no transmissor e, portanto, combinando-as, podem restaurar o sinal original com pequenas partes dele.

Existem diferentes técnicas, no entanto, iremos focar apenas as que têm uma complexidade menor, como a EGC e o MRC.

A classificação das técnicas de diversidade pode ser feita combinando métodos. Num esforço para obter o ganho de diversidade, os sinais de vários canais precisam ser combinados e o método de combinação escolhido afeta o desempenho da técnica de diversidade usada.

Os métodos de combinação de diversidade aumentam a potência geral recebida aumentando a diversidade e por isso um valor mais alto do SNR. Estes métodos são usados para combinar várias replicações do sinal transmitido, que sofrem desvanecimento independente [20].

3.2.7.1 Combinação de relação Máxima MRC

Os sistemas MIMO massivos possuem matrizes de alta dimensão, o que representa um problema de complexidade computacional gasto em técnicas que usam inversões de matrizes. A fim de superar este obstáculo e desenvolver recetores de baixa complexidade, o recetor baseia-se no ganho medio máximo associados a cada antena recetora [17].

Esta técnica combina os sinais dos múltiplos ramos da diversidade presentes no recetor. Cada sinal é multiplicado por um fator de peso proporcional à sua amplitude, garantindo assim um valor SNR ótimo e perfeita sincronização dos sinais na entrada do recetor como mostra a *Figura 22*.

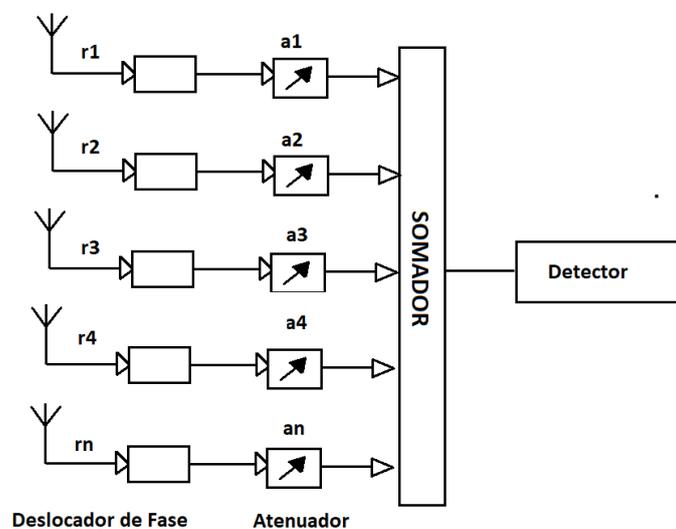


Figura 22: MRC com um ramal L (L = 5), o fator de atenuação / amplificação é proporcional à amplitude do sinal $a_i = r_i$ para cada canal i

3.2.7.2 Equal Gain Combining

Em EGC o sinal de cada ramal é ponderado com um único fator independente da amplitude do sinal. É devido a este aspeto que o EGC é mais simples de realizar, dado que não é necessário estimar o canal, nem utilizar atenuadores e amplificadores, como é visível na *Figura 23*. No entanto, o desempenho desta técnica é, na maioria dos casos, ligeiramente abaixo do MRC. Existe uma motivação em relação ao recetor EGC que reside no fato de que, para sistemas MIMO massivos com $R \gg 1$, e como será apresentado na seção de resultados, com a

ajuda de interferência ciclos de cancelamento, o EGC pode atingir um desempenho ligeiramente pior do que o MRC, mas com um sistema de implementação muito mais simples [6].

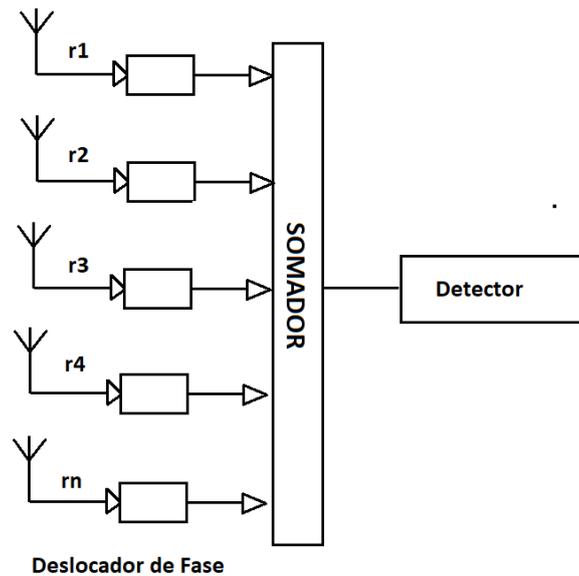


Figura 23: Amplificadores / atenuadores adaptáveis do controlador

3.2.8 Modelo de Sinais

A complexidade do meio acústico subaquático e a baixa velocidade de propagação do som na água tornam os canais acústicos subaquáticos num dos canais de comunicação mais desafiadores.

A única forma de implementar a simulação do presente estudo foi incluir as deficiências e adversidades do canal no código e assim, criar um sistema que se assemelha às características do mundo real.

O nosso algoritmo simula o canal de propagação [20]. Na Multiplexagem por Divisão de Frequência Ortogonal (OFDM), a largura de banda original é dividida em várias subportadoras. Cada uma dessas subportadoras pode ser modulada individualmente [15].

OFDM é usado principalmente em *downlink*, mas apresenta uma alta PAPR, como tal, não é adequado para transmissores de baixa potência e baixa complexidade. Nesse cenário, as transmissões SC-FDE são uma escolha melhor, uma vez, que se beneficia de uma única multiplexagem de portadora por ter um PAPR mais baixo.

Nas transmissões SC-FDE, antes de aplicar a IFFT, os símbolos são pré-codificados por uma Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier transformer [DFT]*) para que cada subportadora após o IFFT contenha parte de cada símbolo. O bloco transmitido pode ser considerado como:

$$x(t) = \sum_{n=-N_G}^{N-1} x_n h_T(t - nT_S), \quad (3.6)$$

onde T_S denota a duração do símbolo, N_G o número de amostras no prefixo cíclico enquanto $h_T(t)$ é o filtro de modelagem de pulso adotado. Igualmente importante o sinal $x(t)$ é transmitido através de um canal dispersivo no tempo e o sinal na entrada do recetor é condensado e amostrado, sendo o prefixo cíclico removido, transformando-se no bloco no domínio do tempo $\{y_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$.

Em esquemas de SC-FDE o bloco de domínio de tempo a ser transmitido é $\{x_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$, e por isso o bloco de dados de comprimento N a ser transmitido, onde x_n é o n th símbolo de dados, selecionado de uma determinada constelação, sob uma regra de mapeamento apropriada (presume-se que $x_{-n} = x_{N-n}$, $n = -N_G, -N_G + 1, \dots, -1$). O bloco do domínio da frequência do transmissor é

$$\{X_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\} = DFT\{x_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\} \quad (3.7)$$

Caso o prefixo cíclico seja mais longo do que a resposta de impulso geral do canal de cada canal, o bloco de domínio de frequência após o bloco FDE (ou seja, o DFT do bloco de domínio de tempo recebido, após a remoção do prefixo cíclico) é

$$Y_k = H_k + N_k \quad (3.8)$$

Onde $\{H_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\} = DFT\{h_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ denota a resposta de frequência do canal para a k -ésima subportadora (o canal é assumido invariante no quadro) e N_k é o ruído do canal do bloco no domínio da frequência para essa subportadora. Assumimos a estrutura do quadro com N subportadoras por bloco e N_T blocos no domínio do tempo, cada um correspondendo a um “bloco FFT”. Os esquemas FDE linear convencionais para SC (portadora única) vêm,

$$\tilde{X}_k = [Y_k H_k^*] \beta_k^{(2)} \quad (3.9)$$

Onde $\beta_k^{(2)} = (\alpha + (|H_k|^2))^{-1}$. Como esperado, (4)

$$\tilde{X}_k = X_k |H_k|^2 \beta_k^{(2)} + N_k^{eq} \quad (3.10)$$

Para completar, definimos

$$\alpha = E[|N_k|^2] / E[|H_k|^2] \quad (3.11)$$

Em que N_k^{eq} denota o ruído equivalente para fins de detecção, com

$$[|N_k^{eq}|^2] = [2\sigma_N^2 |H_k|^2] \beta_k^{(2)} \quad (3.12)$$

E, e com

$$\sigma_N^2 = E[|N_k|^2]/2 \quad (3.13)$$

3.2.9 Tipos de Recetores Associados ao MIMO

Considere-se o cenário MIMO representado na *Figura 24*, consistindo numa transmissão usando T antenas de transmissão e R antenas de receção.

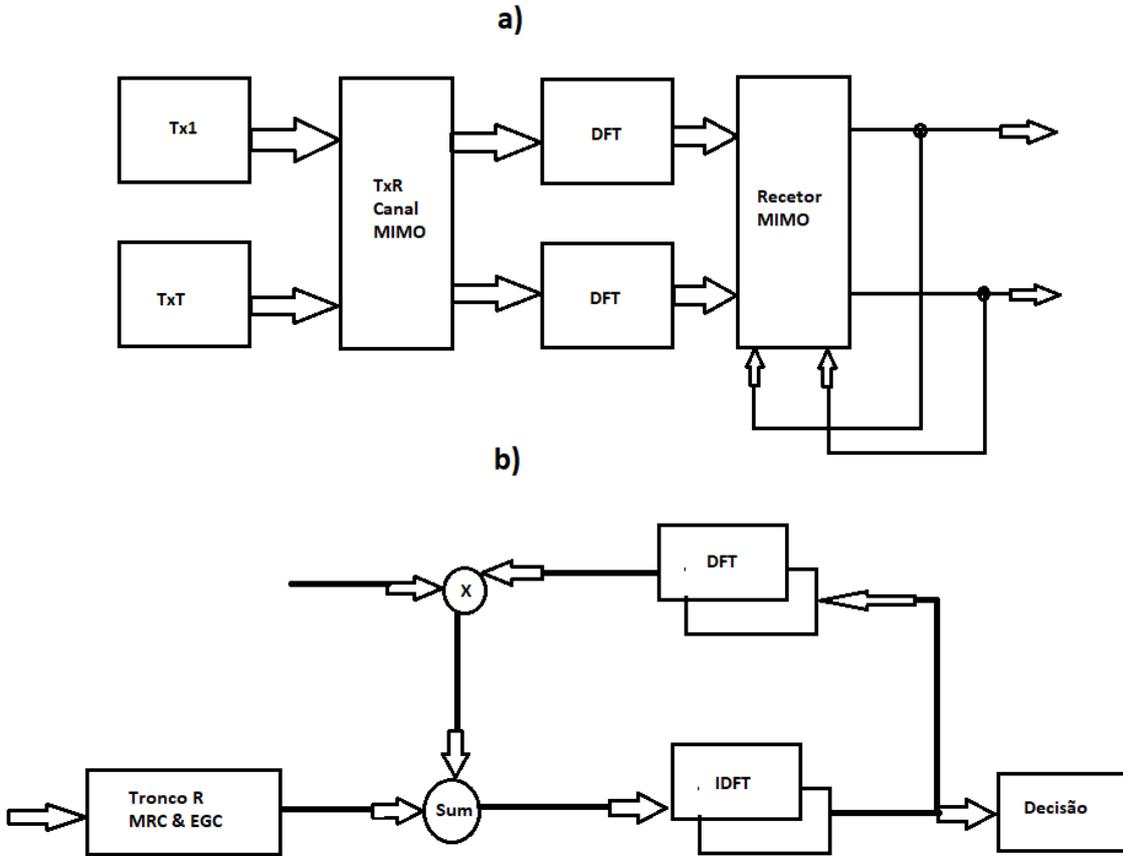


Figura 24: Diagrama de blocos de MIMO a) usando SC-FDE b) MIMO e cancelamento de interferência.

No esquema de SC-FDE assumimos que $R \gg T$. a t^{th} antena de transmissão tem um bloco de N símbolos de dados $\{x_n^{(t)}; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ para enviar. O bloco recetor é $\{y_n^{(r)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$. O bloco de domínio de frequência $\{Y_k^{(r)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ satisfaz (5)

$$Y_k = [Y_k^{(1)}, \dots, Y_k^{(R)}]^T = H_k X_k + N_k \quad (3.14)$$

onde H_k denota a $R \times T$ matriz de canal para a frequência k, com $(r, t)^{\text{th}}$ elementos $H_k^{(r, t)}$. Os símbolos transmitidos são $X_k = [X_k^{(1)}, \dots, X_k^{(T)}]^T$.

Vamos considerar os símbolos de dados estimados do domínio da frequência $\tilde{X}_k = [\tilde{X}_k^{(1)}, \dots, \tilde{X}_k^{(R)}]^T$.

Para o ZF, os símbolos de dados podem ser obtidos a partir da Transformada Discreta Inversa de Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transformer* [IDFT]) do bloco \tilde{X}_k , onde

$$\tilde{X}_k = (H_k^H H_k)^{-1} H_k^H Y_k \quad (3.15)$$

Usando o recetor MRC \tilde{X}_k resulta em:

$$\tilde{X}_k = H_k^H Y_k \quad (3.16)$$

onde R é o número de antenas de receção.

Usando o recetor EGC \tilde{X}_k resulta em:

$$\tilde{X}_k = \exp\{j \arg(H_k^H)\} Y_k \quad (3.17)$$

Enquanto o ZF requer o cálculo da inversa da matriz do canal para cada componente de frequência do canal, o MRC e o EGC não requerem tal cálculo, tornando-o mais simples.

Uma desvantagem do MRC e do EGC em relação ao ZF é a interferência gerada, que degrada o desempenho. Para melhorar o desempenho, consideramos um recetor iterativo, conforme definido a seguir.

3.2.10 Cancelamento de interferência usando Pós-processamento

Uma vez que a abordagem de pós-processamento considera o processamento no lado do recetor, o detetor calcula os símbolos de dados obtidos a partir do IDFT do bloco $\{\tilde{X}_k^{(r)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ com: (1)

$$\tilde{x}_n = IDFT(\tilde{X}_k) \quad (3.18)$$

Os bits estimados são obtidos aplicando a função de sinal \tilde{x}_n , dependendo do esquema de modulação.

No caso do recetor ZF, tal envolve a inversão de uma matriz para cada componente de frequência, e as dimensões dessas matrizes podem ser muito altas, especialmente em sistemas MIMO massivos.

O bloco de domínio de frequência correspondente [22],

$\{Y_k^{(r)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ satisfaz

$$\mathbf{Y}_k = [Y_k^{(1)}, \dots, Y_k^{(R)}]^T = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{N}_k \quad (3.19)$$

Onde \mathbf{H}_k denota a matriz do canal para a k th frequência, com (r, t) th elementos de $\mathbf{H}_k^{t, r}$. Os

símbolos transmitidos vêm $\mathbf{X}_k = [X_k^{(1)}, \dots, X_k^{(T)}]^T$

Consideremos os dados de símbolos estimados no domínio da frequência $\tilde{\mathbf{X}}_k = [\tilde{X}_k^{(1)}, \dots, \tilde{X}_k^{(R)}]^T$.

Assumindo um recetor não-iterativo temos:

$$\tilde{\mathbf{X}}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{Y}_k \quad (3.20)$$

Onde \mathbf{B}_k se define:

1. Para o recetor ZF, como:

$$\mathbf{B}_k = (\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k)^{-1} \mathbf{H}_k^H \quad (3.21)$$

2. Utilizando o recetor MRC, como:

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{H}_k^H \quad (3.22)$$

3. Utilizando o recetor EGC, como:

$$\mathbf{B}_k = \exp\{j \arg(\mathbf{H}_k^H)\} \quad (3.23)$$

Uma desvantagem do ZF baseia-se na necessidade de calcular a inversa da matriz de canal, para cada componente de frequência, o que corresponde a uma elevada capacidade de processamento. Esta limitação pode ser atenuada através da utilização dos algoritmos MRC e EGC.

Para m-MIMO, com $R \gg I$, com pequena correlação entre os canais entre as diferentes antenas de transmissão e receção, os elementos fora da diagonal principal de

$$\mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k \quad (3.24)$$

são muito inferiores aos da sua diagonal, onde os elementos da matriz são definidos como:

1. Para o MRC:

$$[\mathbf{A}]_{i,i'} = [\mathbf{H}]_{i,i'}^H \quad (3.25)$$

2. Para o ECG:

$$[\mathbf{A}]_{i,i'} = \exp(j \arg([\mathbf{H}]_{i,i'})), \quad (3.26)$$

ou seja, têm valor absoluto 1 e fase idêntica ao elemento correspondente da matriz \mathbf{H} .

Com base em $\mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k$, podemos implementar a MRC ou EGC, no domínio da frequência. No entanto, para valores moderados de T/R , a interferência residual ainda pode apresentar um certo nível. A fim de mitigar esta situação, implementamos o recetor iterativo (cancelador de interferência), representado na *Figura 25*, como:

$$\tilde{\mathbf{X}}_k = \mathbf{A}_k^H \mathbf{Y}_k - \mathbf{C}_k \tilde{\mathbf{X}}_k \quad (3.27)$$

onde os símbolos de dados estimados do domínio de frequência são $\tilde{\mathbf{X}}_k = [\tilde{X}_k^{(1)}, \dots, \tilde{X}_k^{(R)}]^T$. A matriz de cancelamento de interferência pode ser calculada por

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k - \mathbf{I} \quad (3.28)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade $R \times R$, e é definida em (3.23) para a MRC e em (3.24) para a EGC.

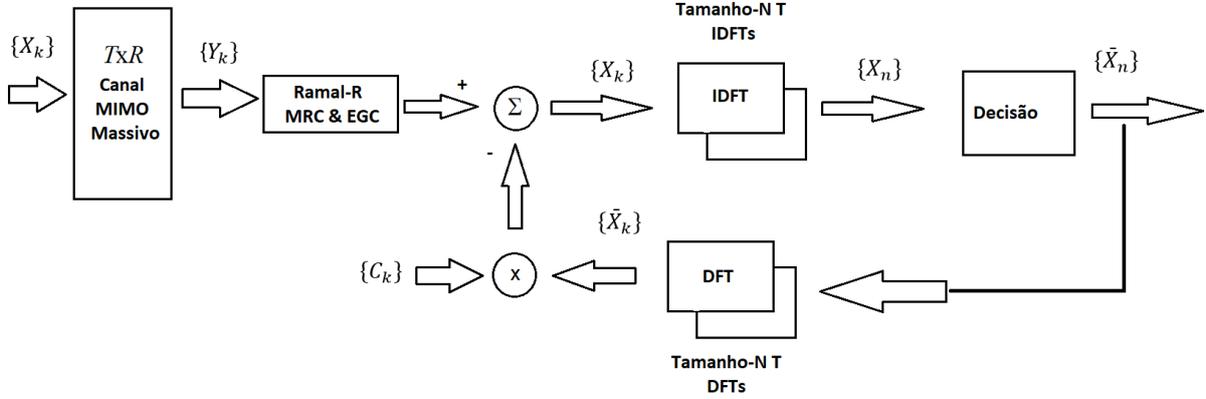


Figura 25: Diagrama de blocos da cadeia m-MIMO com recetor e cancelamento de interferência

Este cancelador de interferência é implementado utilizando $\bar{\mathbf{X}}_k = [\bar{X}_0, \dots, \bar{X}_{N-1}]$, com \bar{X}_k denotando os valores médios de domínio de frequência condicionados à saída do FDE para a interação anterior [18], com $\bar{\mathbf{X}}_k = DFT\{\bar{\mathbf{x}}_n\}$. Note-se que $\bar{\mathbf{x}}_n$ pode ser obtido como definido em [23].

Para a primeira iteração, não há informação sobre os símbolos transmitidos e $\bar{\mathbf{X}}_k = 0$.

Os esquemas MIMO geralmente devem empregar recetores mais simples. A abordagem mais simples é provavelmente empregar o MRC ou EGC. Isso tira vantagem do fato de que, para sistemas MIMO massivos com $R \gg 1$ com pequena correlação dos canais entre as diferentes antenas de transmissão e receção, os elementos fora da diagonal principal de $\mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k$ são muito mais baixos do que aqueles em sua diagonal, onde $(i, i')^{th}$ elemento da matriz \mathbf{A} é definido como vimos em (3.21), para MRC: $[A]_{i,i'} = [H]_{i,i'}^H$ e para EGC: $[A]_{i,i'} = \exp(j \arg([H]_{i,i'}))$, i.e., eles têm valor absoluto 1 e fase idêntica ao elemento correspondente da matriz \mathbf{H} . Para sinais SC-FDE, poderíamos empregar um processamento de domínio de frequência com MRC ou EGC em cada frequência, com base em $\mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k$.

No entanto, os níveis de interferência residual ainda podem ser substanciais, especialmente para valores moderados de R/T . Para superar este problema, propomos o cancelador de interferência iterativa (recetor) representado na Figura 25, onde

$$\tilde{\mathbf{X}}_k = \mathbf{A}_k^H \mathbf{Y}_k - \mathbf{D}_k \tilde{\mathbf{X}}_k \quad (3.29)$$

A matriz \mathbf{D}_k de cancelamento de interferência é definida como:

$$D_k = A_k^H H_k - I \quad (3.30)$$

onde I é uma $R \times R$ matriz identidade.

Este cancelador de interferência é implementado usando $\bar{X}_k = [\bar{X}_0, \dots, \bar{X}_{N-1}]$, com \bar{X}_k denotando os valores médios no domínio da frequência condicionados à saída FDE para a iteração anterior, conforme definido para a pré-codificação.

4 ANÁLISE DE RESULTADOS

Neste capítulo, discutimos os resultados experimentais obtidos com recurso às simulações de Monte Carlo. Estas foram implementadas para os recetores MRC, EGC e ZF, com a configuração MIMO em canal de propagação subaquática, visando avaliar o desempenho dos recetores de baixa complexidade.

Tal como referido no capítulo anterior, os recetores MRC e EGC são muito simples em comparação com o equalizador e ZF. No entanto, existe uma certa interferência residual em comparação com este. Desta forma o recetor iterativo apresenta um cancelador de interferência que visa mitigá-lo (com um, dois ou quatro ciclos de cancelamento de interferência). É importante também referir que um aumento no número de antenas transmissoras resulta num aumento da taxa de símbolos. Acresce a este facto que, o aumento do número de antenas recetoras tem como resultado o aumento da diversidade e, conseqüentemente, uma melhoria de desempenho.

Além do EGC e MRC, o Filtro Limite Correspondente (*Matched Filter Bound* [MFB]) é uma forma de medir o modelo de canal pela soma do desvanecimento *Rayleigh* retardado e de raios independentes. Resumidamente, se dois raios de um canal têm potências comparáveis médias e se o *spread* de atraso for moderado ou grande, então, pode ser obtido um ganho considerável de diversidade. Funciona como se os dois raios pudessem ser detetados separadamente e os seus resultados combinados. Nessas condições, para efeito de comparação as curvas MFB estão incluídas em todas as simulações, pois trata-se de uma referência que aponta para o melhor indicador de desempenho possível. Observou-se que T representa o número de antenas de transmissão e R o número de antenas de receção. Além disso, L denota o número de ciclos de cancelamento de interferência (1, 2 ou 4) [20].

Os desempenhos de BER neste capítulo irão ser apresentados como uma função de E_b/N_0 , onde N_0 é a densidade espectral de potência unilateral do ruído e E_b é a energia média de transmissão de bits (a degradação devido à energia inútil gasta no prefixo cíclico não está incluída) [20]. Salvo indicação em contrário, cada bloco SC-FDE tem $N = 256$ símbolos seleccionados a partir de uma Constelação de Modificação de Fase em Quadratura (*Quadrature Phase Shift Keying* [QPSK]) por meio de uma regra de mapeamento Gray (resultados semelhantes foram observados para outros valores de N desde que $N \gg 1$) [6]. Após várias pesquisas e estudos, como referido em [7], optou-se por um canal com 20 caminhos de energia iguais, com desvanecimento *Rice*, não correlacionado e correlacionado [15].

O canal é considerado invariável durante todo o período de transmissão de um bloco, embora varie de bloco para bloco. A duração da parte útil dos blocos (N símbolos) é de $1 \mu s$ e o prefixo cíclico tem duração de $0.125 \mu s$ [15].

O presente capítulo é dividido em duas partes, sendo que, na primeira são apresentados resultados de desempenho sem correlação entre antenas e na segunda parte, apresentam-se os resultados com canais com correlação entre antenas.

Convém considerar que as frequências portadoras acústicas utilizadas em comunicações subaquáticas tendem a ser bastante inferiores às utilizadas em ondas eletromagnéticas (ambiente celular), o afastamento entre elementos de antena MIMO tende a apresentar valores de comprimento de onda bastante inferiores, existindo um forte potencial para ocorrer correlação de sinais entre os vários elementos de antena, daí a importância dos resultados obtidos com correlação entre antenas.

4.1 Resultados sem correlação

A *Figura 26* representa um sistema MIMO com 2 antenas de transmissão e 4 antenas receptoras. Relativamente ao EGC com $L = 4$ iterações de cancelamento de interferência atingiu os melhores resultados de desempenho, um pouco pior do que o MFB. Aqui está um caso típico em que temos $R > T$, existindo assim um ganho de diversidade e, como tal, menos interferência, mas uma taxa de símbolos mais elevada.

Tanto o MRC como o EGC, obtêm piores resultados nesta configuração MIMO. Na referida configuração, os melhores resultados de desempenho são alcançados pelo EGC, com 4 iterações de cancelamento. Denote-se que o EGC é ainda mais simples de implementar que o MRC. Claro que, as 4 iterações irão aumentar a complexidade da técnica de comunicação, mas ainda é uma opção fiável, comparativamente ao ZF, pois este último implica o cálculo da inversão da matriz do canal, para cada componente de frequência de canal.

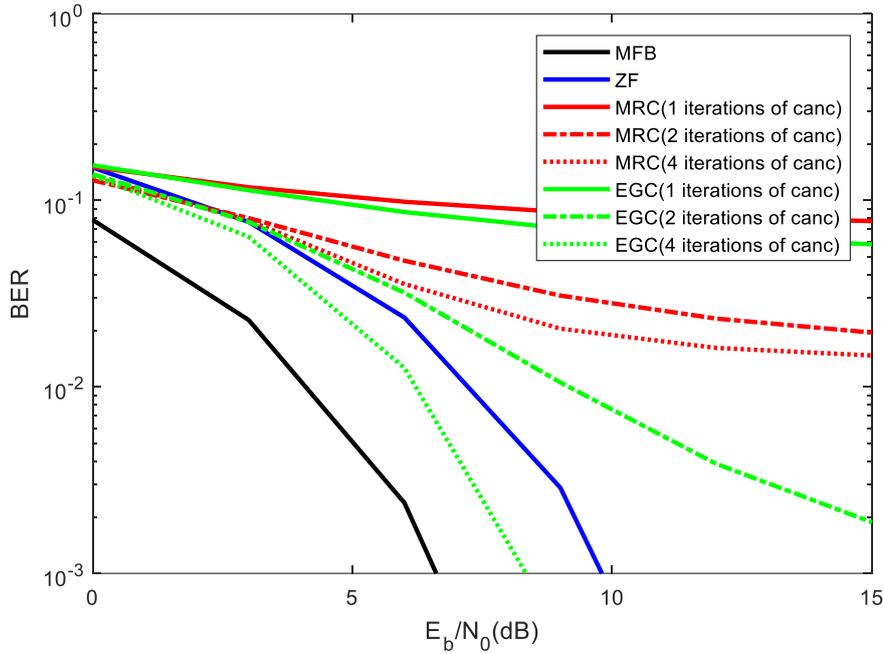


Figura 26: BER com $(T=2, R=4)$, MIMO

Pode ser verificado na *Figura 27*, comparando o MRC com o EGC, os melhores resultados de desempenho tendem a ser alcançados pelo MRC, com 4 iterações de cancelamento de interferência, cujo desempenho está muito próximo do MFB, e melhor do que o ZF.

Salienta-se que o ZF implementado no lado do recetor, sofre de ruído e, portanto, o seu desempenho tende a ser limitado. Também pode ser notado que o MRC com $L = 4$ iterações, corresponde a uma melhoria significativa, em comparação com os resultados obtidos no cenário MIMO da *Figura 26*, devido ao maior ganho de diversidade. Denote-se, ainda, que existe uma ligeira diminuição da performance obtida com o MRC e com o EGC com 2 iterações, quando comparado com 4 iterações. Neste sentido se o processamento é um problema chave, pode optar-se por 2 iterações, em vez de 4.

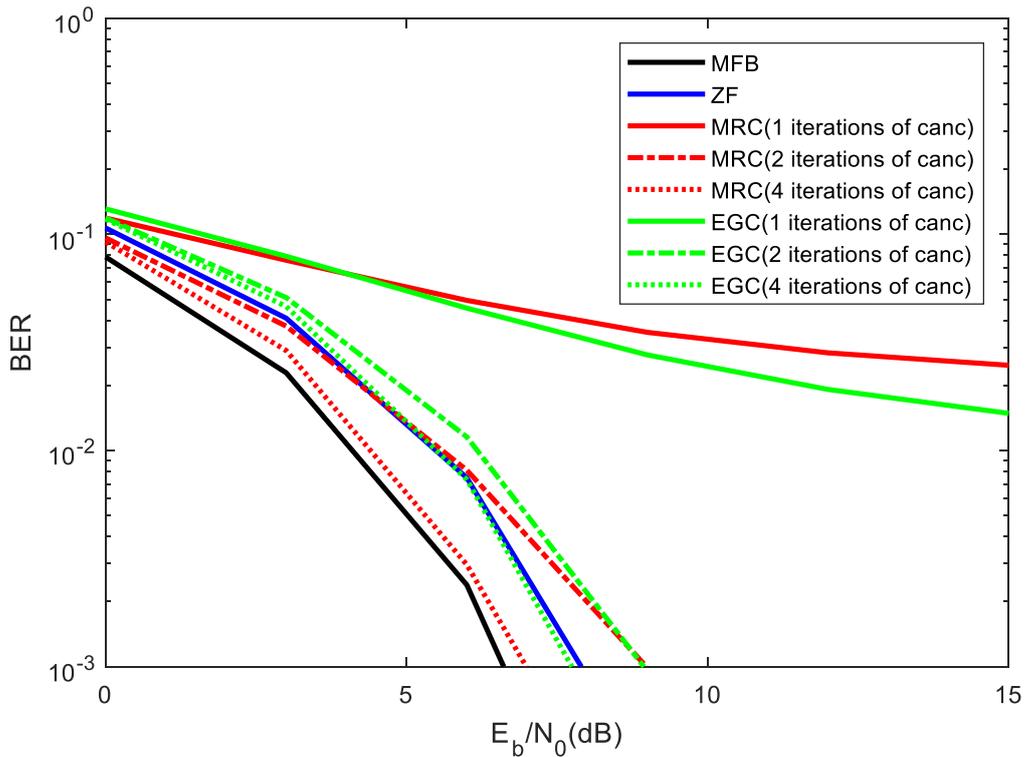


Figura 27: BER com $(T=2, R=8)$

A Figura 28 demonstra os resultados obtidos quando se realiza uma comparação, para diferentes recetores, entre $T=4, R=16$ MIMO e $T=8, R=32$ MIMO. É perceptível que as diferenças nos resultados com essas duas diversidades diferentes de MIMO são insignificantes. De notar que um aumento do número de antenas de transmissão, corresponde a um aumento da taxa de símbolos, e por isso tende a degradar o desempenho (devido a interferências mais elevadas) sendo que, por outro lado, um aumento do número de antenas recetoras corresponde a um aumento da diversidade.

Comparando $T=4, R=16$ MIMO com $T=8, R=32$ MIMO, vemos que são duplicadas as antenas de transmissão e as antenas de receção. Como tal o aumento da diversidade (receção de antenas) compensa o aumento da taxa de símbolos (antenas de transmissão).

Observe-se que o número de antenas recetoras é sempre quatro vezes maior que o número de antenas de transmissão. esta é a regra para o MRC / EGC ter um bom desempenho.

Na Figura 28, é visível que o melhor desempenho geral é alcançado pelo MRC, cujos resultados são próximos aos do MFB.

De notar que o equalizador Zero Forcing aparece aqui com 2 diferentes configurações, a primeira de $T=4, R=16$, e a segunda de $T=8, R=32$. Tanto no primeiro como no segundo caso os resultados de performance são idênticos.

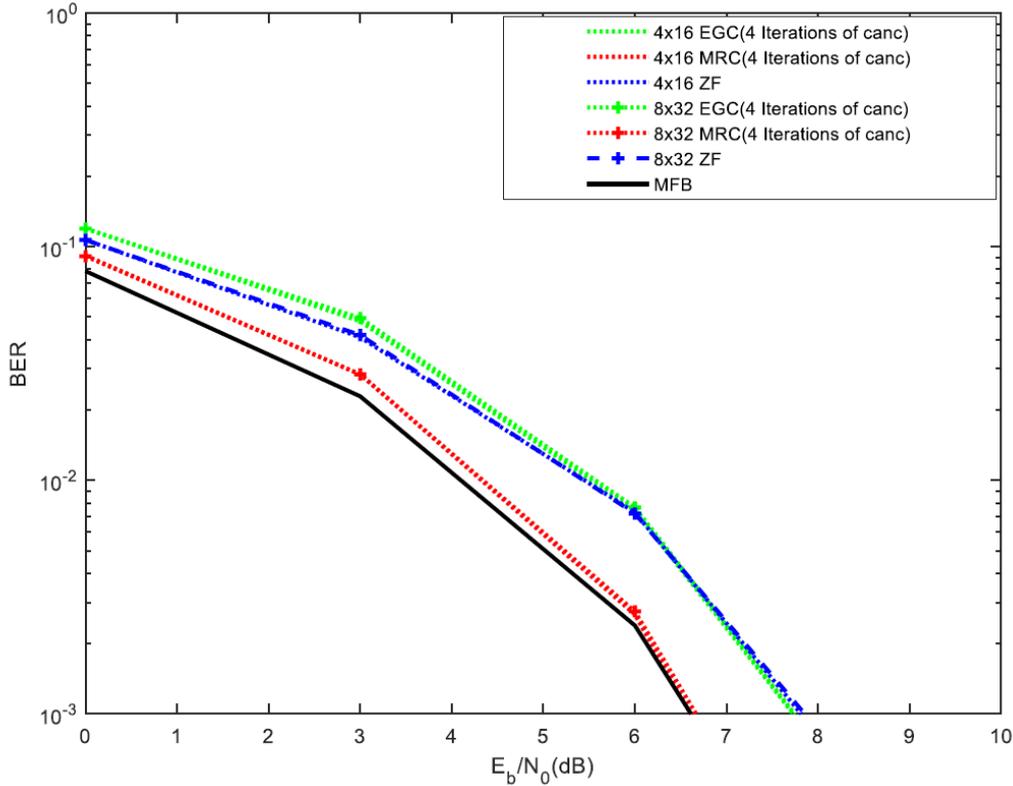


Figura 28: BER para diferentes configurações de MIMO

Na Figura 29 pode-se observar que as diferenças de desempenho entre $T=4, R=16$ e $T=8, R=32$ são insignificantes. Acresce ainda que, qualquer gráfico acima de $T=8, R=32$ MIMO apresentará menores diferenças de performance, ou seja o ganho será marginal, sendo por isso (gráfico da Figura 29) de $T=32, R=8$ MIMO aquele que mostra os melhores níveis de desempenho. Nesta figura verifica-se, ainda, que o aumento do número de antenas recetoras (a técnica MRC com $L = 4$ iterações de cancelamento de interferência), melhora bastante a performance, igualando a técnica MFB.

Essa proporção é mantida, pois o número de antenas de receção é quatro vezes maior do que o número de antenas de transmissão.

Os resultados do EGC com $L = 4$ iterações e *Zero Forcing* permanecem idênticos aos do gráfico da Figura 28. Ambos ocupam o segundo lugar com uma relação E_b/N_0 semelhante. Podemos afirmar que o Zero forcing manteve a sua relação E_b/N_0 , uma vez que um sistema com Um Input de Antena e Um Output de Saída de Antena (*Single Input Single Output [SISO]*) 1×1 não é usado. Já em relação ao par MRC com $L = 2$ iterações e o EGC com $L = 2$ iterações, piorou a relação E_b/N_0 do EGC de $L = 2$ iterações.

Por fim, temos o par de MRC e EGC sem iterações de cancelamento de interferência, ambos, mantendo relativamente inalterada a razão E_b/N_0 em par com os gráficos anteriores.

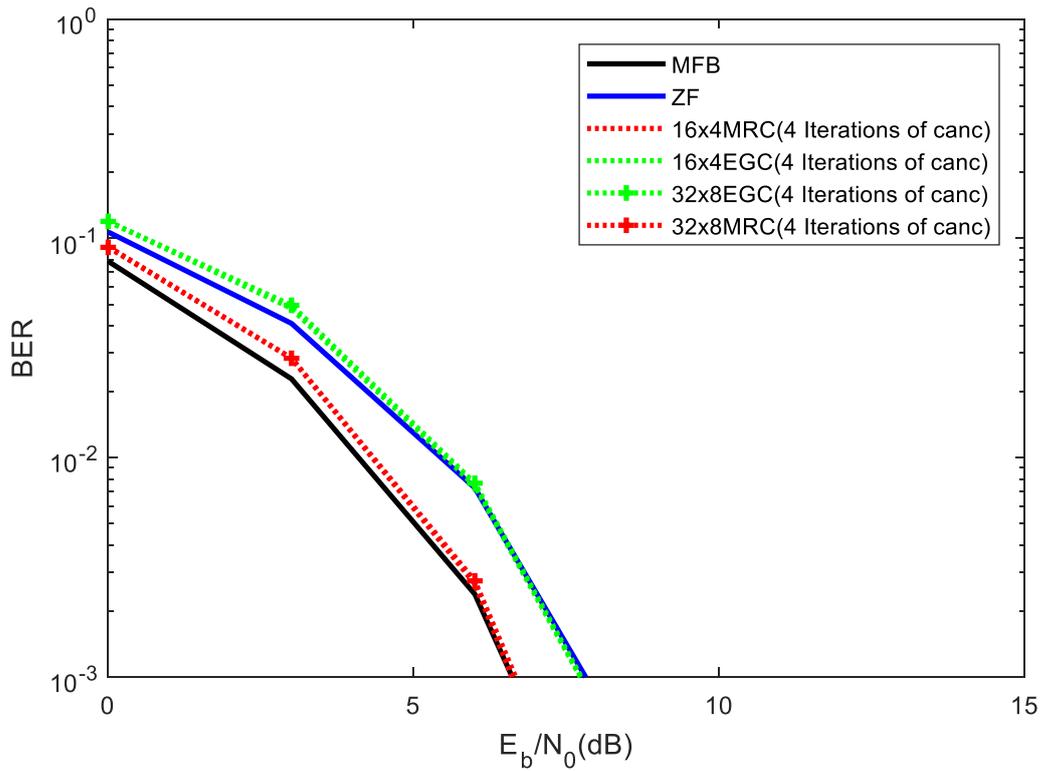


Figura 29: BER utilizando diferentes configurações de antenas.

A Figura 30 foi elaborada para provar a consideração tecida acima, que um maior número de antenas transmissoras e recetoras é desnecessário, pois não há um ganho relativo de desempenho.

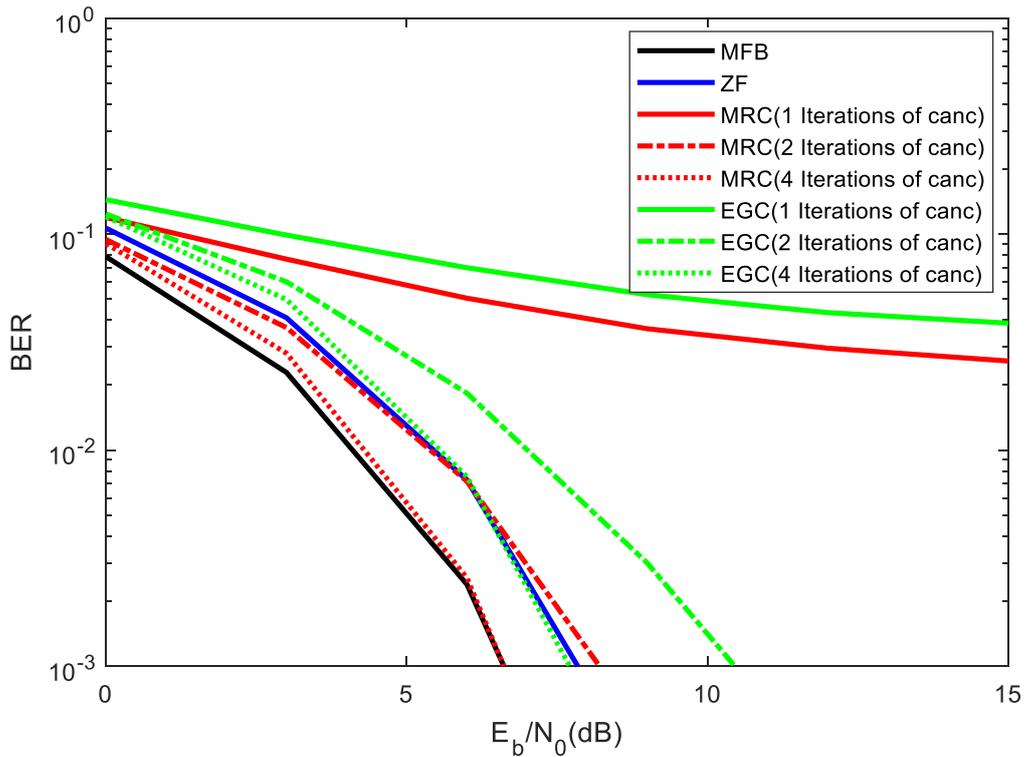


Figura 30: BER com ($T=16$, $R=64$), MIMO

4.2 Resultados com Correlação

A Figura 31 mostra a simulação do BER em relação ao E_b/N_0 para MIMO, composto por $T=2$, $R=8$, com correlação entre elementos de antenas, sendo o coeficiente de correlação (ρ) igual a 0.3 e (com cancelamento de interferências) respectivamente para recetores ZF, MRC e EGC.

A Figura 30 apresenta os resultados com um recetor iterativo com $L = 4$ iterações de cancelamento de interferência, bem como, um limite de filtro adequado ao cenário.

Os resultados mostram desempenhos próximos aos mostrados na Figura 30, que não faz uso de correlação entre as antenas. Neste caso, no pós-processamento, o ZF aparece com desempenhos abaixo e longe do MFB.

Os resultados obtidos com as técnicas EGC e MRC com as iterações $L = 4$ de cancelamento de interferência apresentam um desempenho mais próximo do MFB, especialmente para níveis de E_b/N_0 . Observe-se que a técnica MRC tem desempenho acima do EGC.

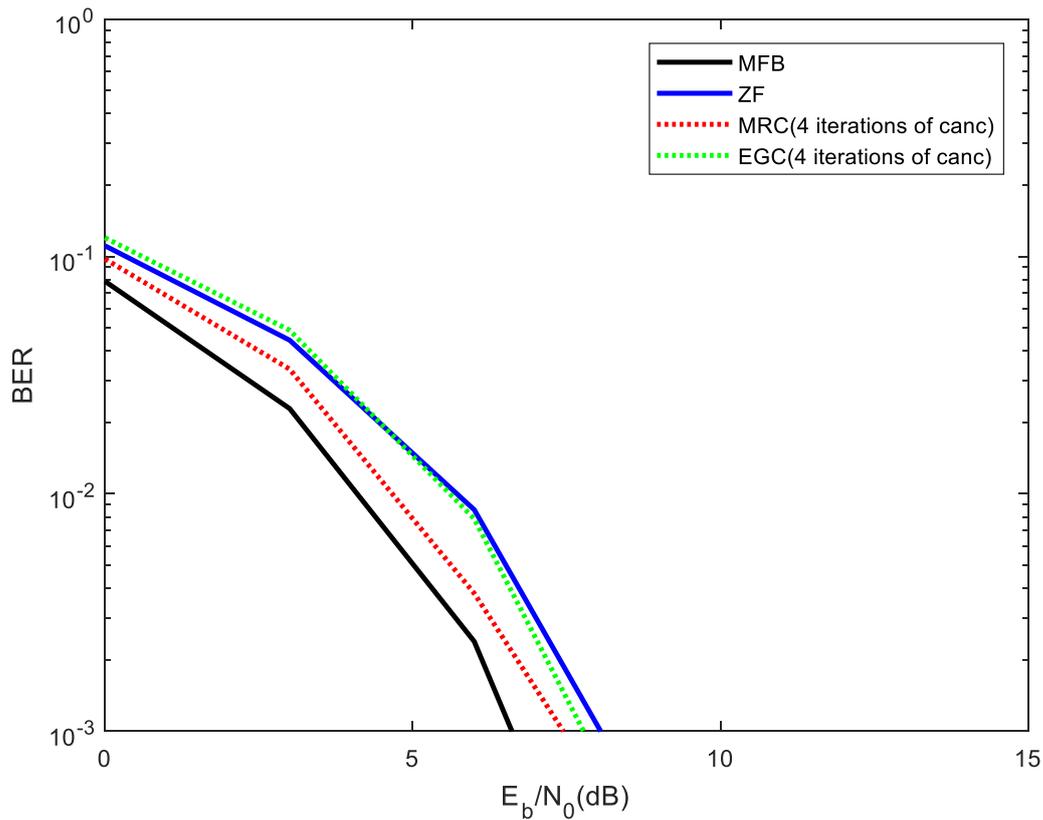


Figura 31: BER com $(T=2, R=8)$, com ρ igual a 0.3

A Figura 32 indica que com o aumento do coeficiente de correlação (ρ) de 0.5 o desempenho da ZF e das demais técnicas EGC e MRC tende a piorar.

O EGC evidencia a sua margem de progresso superior ao ZF, enquanto o MRC mostra-se diferente dos resultados anteriores apresentando um desempenho muito baixo e longe do aceitável, mesmo com iterações acima de 4. Desta forma, somos levados a esperar que o coeficiente de correlação igual ou superior a 0.5, não apresenta um nível de desempenho aceitável.

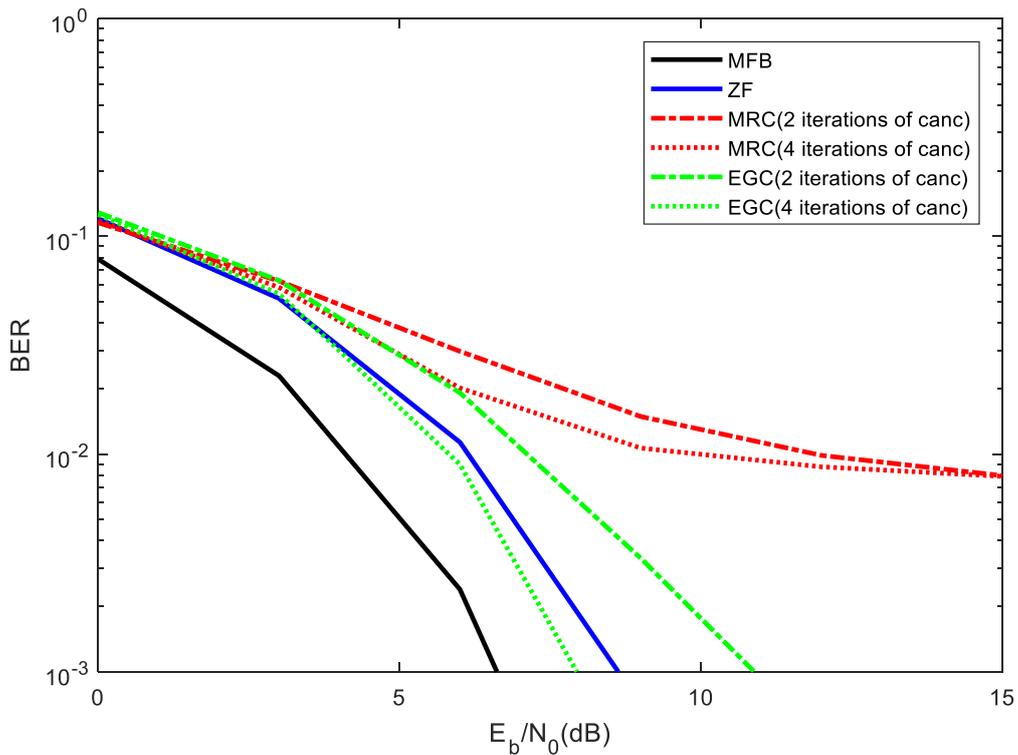


Figura 32: BER com ($T=2$, $R=8$) num ambiente m -MIMO com ρ igual a 0.5.

A observação da Figura 35 mostra que com um coeficiente de correlação (ρ) igual ou superior a 0.65 os resultados de desempenho tendem a degradar-se. O ZF e o EGC distanciam-se mais do MFB, e note-se que o MRC tem, um fraco desempenho.

Este gráfico confirma o esperado com o gráfico anterior: que o coeficiente de correlação igual ou superior a 0.5 não apresenta um nível de desempenho aceitável.

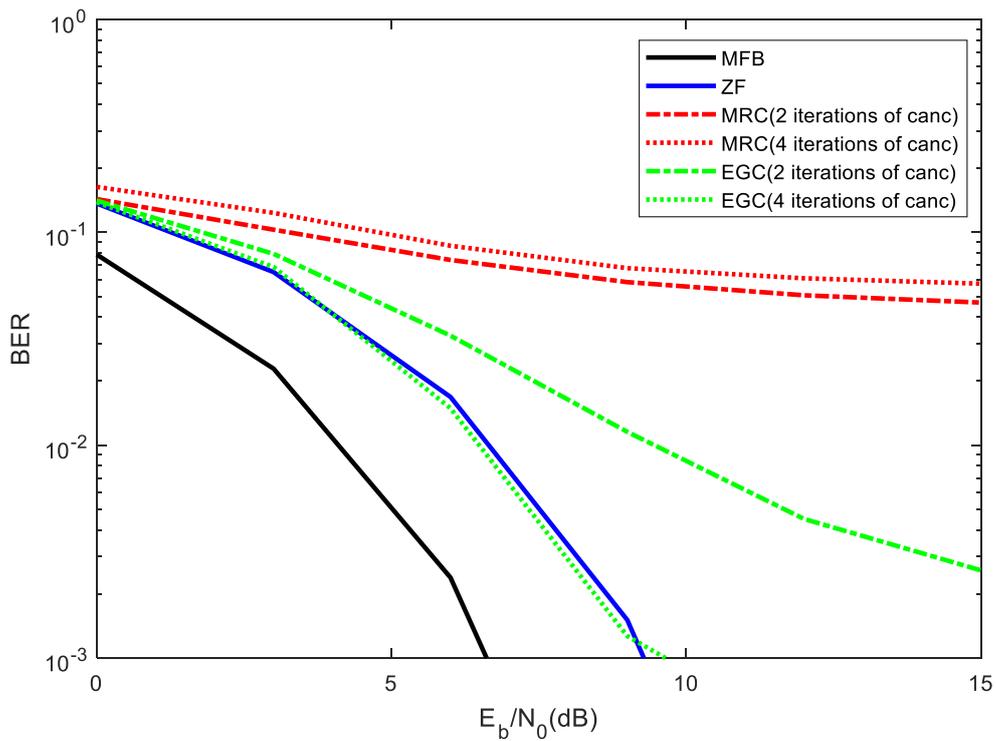


Figura 33: BER com $(T=2, R=8)$ num ambiente m -MIMO com ρ igual a 0.65

Com o coeficiente de correlação (ρ) de 0,8 entre as antenas, o ZF é a técnica que apresenta um desempenho mais aceitável conforme visto na Figura 34. Ainda assim o desempenho piora, conforme aumenta o fator de correlação, como é visível na Figura 33. Acresce que, as técnicas EGC e MRC apresentam resultados de desempenho francamente más, especialmente o MRC.

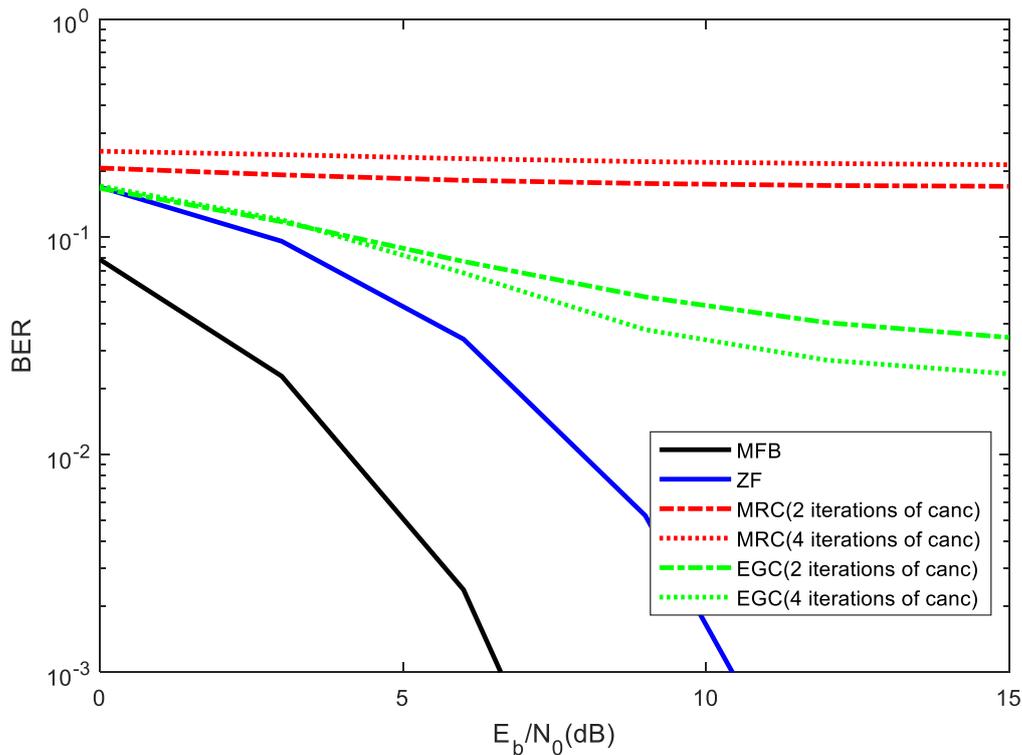


Figura 34: BER ($T=2$, $R=8$), num ambiente m -MIMO com ρ igual a 0.8.

A Figura 35 reúne todas as principais técnicas de comunicação com e sem correlação para se poder fazer uma análise mais profunda e possibilitar a comparação de todos os resultados de uma só vez.

Como se verifica pela Figura 34, o MRC não correlacionado com $L = 4$ iterações de cancelamento de interferência está lado a lado com o MFB. Um pouco pior é o MRC correlacionado também com $L = 4$ iterações e com um fator de correlação de 0.3. O ZF, sem correlação e sem iterações, o EGC com $L = 4$ iterações e fator de correlação (ρ) de 0.3 e também o EGC com correlação (ρ) de 0.5 e $L = 4$ iterações, apresentam a mesma performance.

Um pouco pior vem o EGC com $L = 4$ iterações e um fator de correlação (ρ) de 0.65. Atrás e com desempenho muito pior, surge o MRC com $L = 4$ iterações de cancelamento de interferência e um fator de correlação (ρ) de 0.5. Seguindo-se ao MRC está o EGC de $L = 4$ iterações e um fator correlativo (ρ) de 0.8. No mesmo desempenho está o EGC com $L = 4$ iterações e um fator correlativo (ρ) de 0.65, e por último está o MRC de $L = 4$ iterações com o fator de correlação (ρ) de 0.8. Não é uma ideia linear, mas, quanto maior for o valor de correlação, pior o desempenho da técnica.

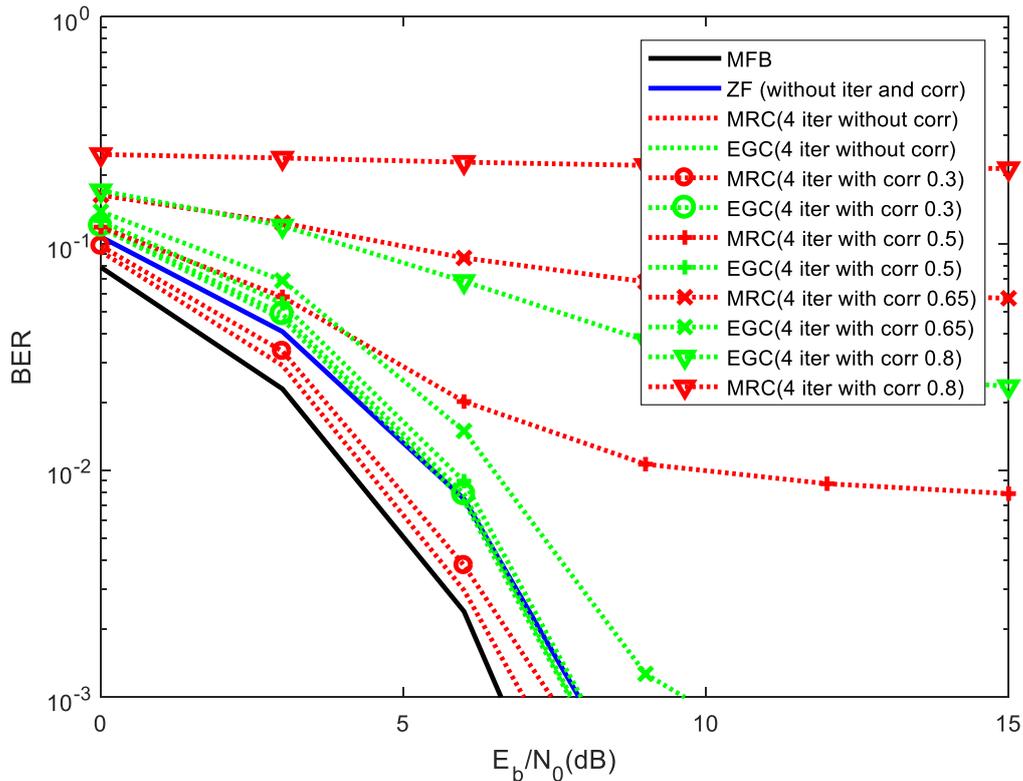


Figura 35: Combinação da maioria dos gráficos não correlacionados e correlacionados.

A Figura 36 mostra os resultados para o sistema $T=2$, $R=8$ MIMO, com diferentes níveis de correlação entre antenas transmissoras e antenas receptoras. Em todos os casos, usa-se quatro iterações de cancelamento de interferência. Caso seja visto, sem correlação, o desempenho obtido com o MRC é muito perto do MFB. No entanto, à medida que o nível de correlação aumenta, sobem as degradações de desempenho. Uma correlação entre antenas transmissoras e antenas receptoras de 0.3 atinge um desempenho muito próximo ao cenário de sem correlação. No entanto, quando aumentamos a correlação para 0.5 experencia-se uma alta degradação de desempenho, que é ainda pior para um nível de correlação de 0.8. Também é mostrado que o desempenho obtido com o MRC com correlação de 0.3 é melhor que aquele obtido com o ZF sem correlação, isto acontece devido ao ruído no lado do recetor inerente ao ZF. Também é perceptível que o MRC tem um desempenho melhor do que o EGC, para todos os níveis de correlação. Então o EGC tem apenas melhor desempenho que o MRC quando o número de antenas receptoras é menor que quatro vezes o número de antenas de transmissão. Na Figura 36 também pode ser visto que a degradação do desempenho com o aumento da correlação é maior para o MRC do que para o EGC. Na verdade, para um nível de correlação de 0.8, os resultados obtidos com o EGC não são tão fracos quanto os obtidos com o MRC. Portanto, pode-se

concluir que o EGC é mais resistente a altos níveis de correlações do que o MRC, mas o último atinge melhores desempenhos para baixos níveis de correlação.

Essa análise de desempenho em função da correlação é importante porque com a tecnologia disponível, no ambiente subaquático, ainda não é possível criar um sistema com múltiplas antenas espaçadas o suficiente para não estarem correlacionadas. Tal sistema acabaria sendo gigantesco e, portanto, o sistema implementado num mundo real deve permanecer com algum grau de correlação. Felizmente, o desempenho obtido com níveis baixos de MRC correlacionado é quase o mesmo do MRC não correlacionado.

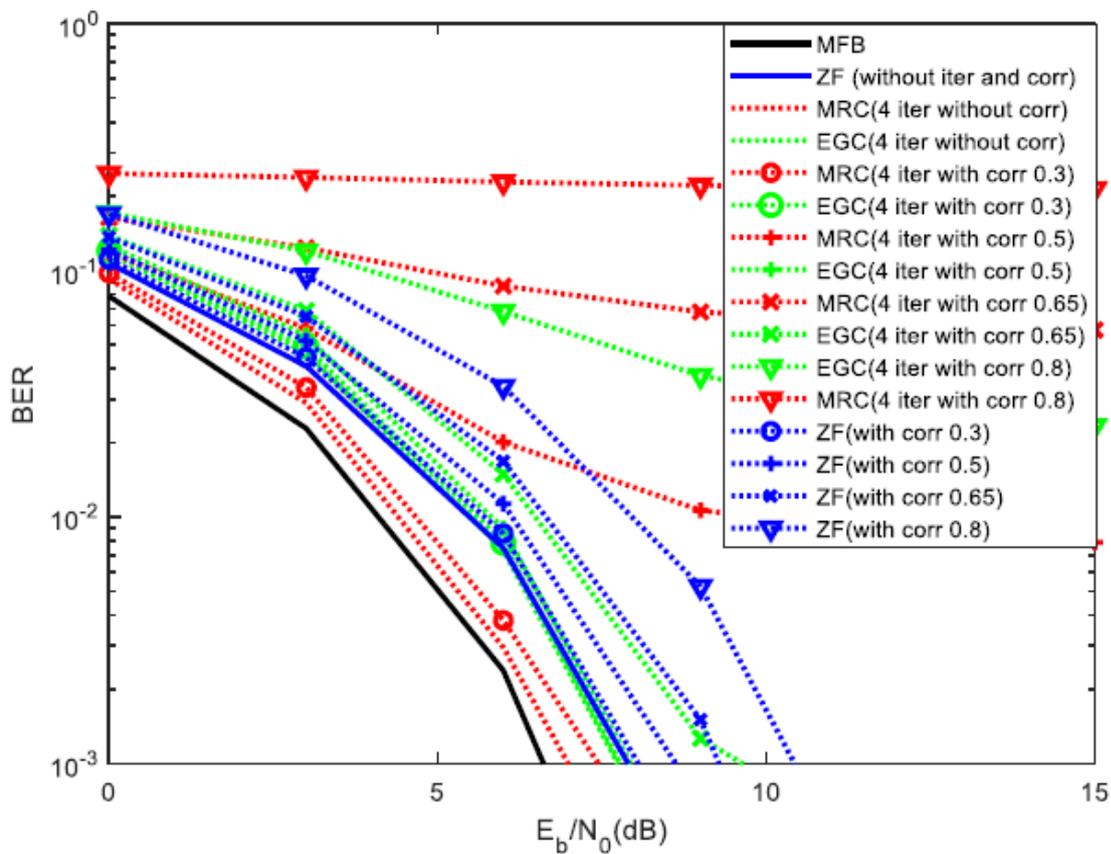


Figura 36: Resultados de performance, para um Sistema $T=2$, $R=8$, com diferentes níveis de correlação.

5 CONCLUSÕES

Considerando os cálculos efetuados no capítulo anterior conseguimos concluir que os esquemas MIMO devem utilizar, geralmente, recetores mais simples, sendo por isso perfeita a utilização do MRC ou EGC:

Estes recetores apresentam a vantagem de que sistemas MIMO com número elevado de recetores ($R \gg 1$) têm uma melhor performance, apresentando a limitação de gerarem alguma interferência no processo de receção, sendo necessário incluir um cancelador de interferência.

Verificou-se que sempre que o número de antenas recetoras é quatro vezes maior que o número de antenas de transmissão, existe ganho de diversidade na receção, o que origina um maior desempenho. É esta regra para o MRC / EGC ter um bom desempenho. Quando o número de elementos de antenas MIMO do recetor é inferior a quatro vezes maior, o desempenho degrada-se rapidamente.

Denota-se que o MRC com $L = 4$ iterações, corresponde a uma melhoria significativa, em comparação com os resultados obtidos no cenário MIMO, devido ao maior ganho de diversidade. Verificou-se, ainda, que a degradação do desempenho obtido com o MRC e com o EGC com 2 iterações, quando em comparação com 4 iterações, não é assim tão significativo, sendo possível escolher 2 iterações, em vez de 4, poupando assim a complexidade e processamento do sistema.

Importa igualmente definir que o limite de ganho de performance num cenário sem correlação, a partir de $T=4$, $R=16$ é pouco, sendo que, a partir de $T=8$, $R=36$ o ganho de performance chega mesmo a ser marginal. Em relação ao ZF é importante reter que quando implementado no lado do recetor, sofre um aumento de ruído e, como tal, o seu desempenho tende a ser limitado.

Quando a correlação tem um coeficiente até 0.5, os resultados são aceitáveis. Para além desse valor o MRC degrada-se mais rapidamente do que o EGC que mantém alguma performance; a partir de 0.65 de correlação entre antenas tanto o MRC como o EGC se degradam bastante.

De notar também que a performance do MRC abaixo de um nível de correlação de 0.5 tende a ter performances muito semelhantes ao MRC sem correlação, desde que se cumpra o esquema de que o número de antenas recetoras seja quatro vezes superior ao número de antenas transmissoras e por isso exista um ganho de diversidade na receção.

Foi visto que o desempenho do ZF, implementado no lado do recetor, apresenta aumento de ruído e, portanto, os resultados são sempre limitados. Além disso, foi descrito que uma

desvantagem do algoritmo ZF reside na necessidade de calcular a inversa da matriz do canal para cada componente de frequência. Para evitar isso e simplificar esse processo, considerámos o uso do MRC e do EGC. Uma desvantagem desses algoritmos depende de um certo nível de interferência que é gerado. Para remover essa interferência, propusemos um cancelador de interferência iterativo, como fazendo parte do recetor proposto. Também foi demonstrado que o desempenho obtido com o MRC, com correlação de 0.3, é muito próximo ao obtido com o MRC sem correlação, e ainda melhor que o de ZF. O MRC tende a obter melhor desempenho do que o EGC, para níveis zero ou baixos de correlação. Por outro lado, para altos níveis de correlação, o EGC não atinge um desempenho tão mau quanto o MRC. Implementando os algoritmos MRC e EGC para m-MIMO, evitamos o cálculo da inversa da matriz do canal e, portanto, simplificamos o processamento, enquanto alcançamos um desempenho muito próximo do MFB, especialmente com 4 iterações do cancelador de interferência, mesmo em um ambiente adverso, como UWA.

No que concerne aos inconvenientes de se usar ondas acústicas em comparação com as ondas eletromagnéticas constata-se que as ondas eletromagnéticas têm um comprimento de onda muito mais pequeno (milímetros), o que permite que num sistema MIMO se possa dispor de mais antenas pois o espaçamento entre antenas é menor. Ao invés, como vimos num sistema MIMO acústico, o espaçamento é de centímetros (no nosso caso em especial de 50cm), o que causa por sua vez algum nível de correlação e de menor fiabilidade e performance. Porém com um nível de correlação a rondar os 0.5, temos ainda, com 4 iterações de cancelamento de interferência, uma boa performance. Por outro lado, um menor comprimento de onda, implica uma maior interferência e, nesse caso, as ondas acústicas tem um ganho mais elevado.

BIBLIOGRAFIA

- [1] “Sound in the Sea,” Iner space center - University of Rhode Island, [Online]. Available: <https://dosits.org/people-and-sound/history-of-underwater-acoustics/the-first-studies-of-underwater-acoustics-the-1800s/>. [Acedido em 10 Março 2020].
- [2] W. Hackmann, *Seek & Strike: Sonar, anti-submarine warfare and the Royal Navy 1914-54*, London: Her Majesty's Stationery Office, 1984.
- [3] A. Oswald, “Early History of Single-Sideband Transmission,” *Proceedings of the IRE - IEEE*, pp. vol. 44, no. 12.
- [4] L. Baosheng, H. Jie, Z. Shengli, B. Keenan, S. Milica, F. Lee e W. P., “MIMO-OFDM for high-rate underwater acoustic communications,” *Oceanic Engineering, IEEE Journal*, November 2009.
- [5] G. Qiao, Z. Babar, L. Ma, S. Liu e J. Wu,, “MIMO-OFDM underwater acoustic communication systems,” *Elsevier Physical Communication, Vol. 23*, Jun 2017.
- [6] S. Zhou e W. Wang, *OFDM for Underwater Acoustic Communications*, John Wiley & Sons, Ltd , 2014.
- [7] M. Stojanovic e J. Preisig, “Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization,” *IEEE Commun. Magazine, Vol. 47, No. 1*, Jan 2009.
- [8] USN_Academy, “Principles of Underwater Sound,” em *Fundamentals of Naval Weapons Systems*, p. Chapter 8 Principles of Underwater Sound.
- [9] R. Urick, *sound propagation in the sea*, Defense Advanced Research Projects Agency, 1978.
- [10] D. Sampaio, J. Aleixo e S. Silva, “Digital Underwater Acoustic Communication Simulator,” Laboratório de Projeto, sob orientação de Mário Marques da Silva, Lisboa, 2018.
- [11] M. Marques da Silva, *Cable And Wireless Networks - Theory and Practice*, New York: CRC Press, 2016.

- [12] M. Marques da Silva, *Multimedia Communications and Networking*, Boca Raton, USA: CRC Press, 2012.
- [13] M. Weik, “Snell's law. In: *Computer Science and Communications Dictionary*,” em *Computer Science and Communications Dictionary*, Boston, Springer, 2000.
- [14] M. Pätzold, “Rayleigh and Rice Channels,” em *Mobile Radio Channels, Second Edition*, John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [15] M. Marques da Silva e F. Monteiro, *MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution*, New York: CRC Press, 2014.
- [16] H. Rohling, *OFDM Concepts for Future Communication Systems*, H. Rohling, Ed., 2011.
- [17] H. Myung e D. Goodman, “Single Carrier FDMA (SC-FDMA): A New Uplink Air Interface Technique for 4G Wireless Access Technology,” 2006.
- [18] M. Marques da Silva e R. Dinis,, “Iterative Frequency-Domain Detection and Channel Estimation for Space-Time Block Codes,” em *European Transactions on Telecommunications*, November 2011.
- [19] T. Marzetta, . E. Larsson, H. Yang e . H. Ngo, *Fundamentals of Massive MIMO*, Cambridge: Cambridge University Press, 2016.
- [20] M. Marques da Silva, J. Aleixo, J. Guerreiro, R. Dinis e P. Carvalho, “Performance Evaluation of Low-Complexity Receivers for MIMO Underwater Spatially Correlated Channels,” em *41st Progress in Electromagnetics Research Symposium 2017 (PIERS 2019)*, Rome, Italy,, 17-20 June 2019.
- [21] J. Mark e W. Zhuang, “*Wireless Communications and Networking*,” Prentice Hall, New Jersey, 2003.
- [22] M. Marques da Silva, R. Dinis e J. Guerreiro, “A Low Complexity Channel Estimation and Detection for Massive MIMO using SC-FDE,” em *MDPI Applied Sciences - Telecom 2020*, 2020.
- [23] M. Marques da Silva e R. Dinis, , *A Simplified Massive MIMO Implemented with Pre or Post-Processing*, Physical Communications, Elsevier, 2017.

