



Instituto Universitário de Lisboa

Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

# Massive MIMO

Lorenzo Jose Barbosa Cabral

Dissertação submetida com o requisito parcial para obtenção do grau  
de

**Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Informática**

**Orientador**

Prof. Doutor Francisco Cercas

ISCTE-IUL

**Co-Orientador**

Prof. Doutor Rui Dinis

UNL

Setembro 2017



*"Tudo posso n'Aquele que me dá força (Fil 4,13)"*



# Resumo

Com a chegada da quinta geração de comunicações móveis (5G) espera-se que os sistemas de comunicação sem fios possam oferecer novos e melhores serviços com ritmos de transmissão elevadíssimos. O aumento significativo do *bit rate* que se prevê com o incremento dos utilizadores e dos dispositivos a ligar a rede, a entrada da IoT e outras tecnologias, isto sem perder de vista as inúmeras dificuldades da elevada dispersão associada à propagação multipercorso dos sinais, as elevadas taxas de eficiência e potência exigidas e a grande capacidade e flexibilidade esperadas nos novos sistemas, são fatores que contribuem para um aumento significativo da complexidade do sistema. A solução de todas estas prolemáticas torna possível o desenvolvimento destas novas tecnologias.

A tecnologia *massive* MIMO apresenta-se como um forte candidato com potencial para satisfazer todas as necessidades exigidas pela nova quinta geração de comunicações móveis e para lidar com todas as futuras tecnologias de forma eficiente, segura, fiável. Contudo, todos estes benefícios trazem consigo um enorme aumento da complexidade devido aos múltiplos sinais envolvidos na transmissão de dezenas de antenas. Por outro lado, existem técnicas que implementam ambientes de enorme complexidade utilizando esquemas de recepção OFDM, SC-FDE e IB-DFE e que oferecem ótimos resultados em termos de eficiência mas que resultam numa enorme complexidade devido a operações matriciais envolvidas na sua lógica. Existem também algoritmos de processamento como MRC e EGC que por não incluir operações demasiado complexas na sua lógica contribuem para uma diminuição significativa da complexidade embora, a custo de uma perda de eficiência considerável.

Este trabalho científico traz como proposta a implementação dum receptor de máximo desempenho do tipo IB-DFE combinado com técnicas MRC/EGC, capaz de operar em ambientes Massive MIMO, no sentido *uplink* da ligação, e no domínio da frequência. Desta forma será possível tirar o máximo partido de ambas as abordagens de maneira a garantir o máximo desempenho do sistema e uma redução da complexidade de implementação.

**Palavras-chave:** 5G, *massive* MIMO, Complexidade do sistema, Técnicas de recepção de sinal, OFDM, SC-FDE, IB-DFE, Equalizadores, Otimização de desempenho, Diminuição de complexidade, Técnicas MRC e EGC.



# *Abstract*

As the 5th Generation of wireless communications approaches we anticipate the provision of better services with much higher transmission speeds. This leads inevitably to an increase of the devices and users of the network, due to new technologies, such as the IoT. On the other hand there are numerous difficulties associated with high signal dispersion due to its multipath propagation, high rates and high power efficiency as well as the expectation of larger capacity and flexibility in this new system. In a nutshell: the growth of the complexity of these systems is the great challenge of the 5G. The answer for all these issues is essential for the development of these wireless technologies.

The massive MIMO technology presents itself as a strong candidate for the requirements demanded by 5G and it promises to be efficient, safe and reliable. However, all these benefits bring a huge increase of complexity due to the multiple signals involved in the transmission of a large number of antennas. On the other hand, there are techniques that implement very complex environments employing OFDM, SC-FDE and IB-DFE reception schemes, which offer great performance in terms of efficiency at the expense of an increase of complexity due to matrix operations involved. Besides, there are algorithms that employ MRC and EGC techniques that help to significantly reduce the complexity of the system since they do not include matrix operations. Notwithstanding, these techniques lose performance to the other ones.

Having said that, our proposal is the implementation of an optimal performance frequency-domain IB-DFE receiver, combined with MRC/EGC techniques, that is able to perform in massive MIMO environment and uplink transmission. Therefore we will be able to get the best of both approaches, ensuring the optimal performance of the system and a reduction of the complexity of the implementation.

**Keywords:** 5G, Massive MIMO, Complexity of the system, Signal Reception Techniques, OFDM, SC-FDE, IB-DFE, Equalizers, Performance Optimization, Complexity Reduction, MRC and EGC Techniques.



# *Agradecimentos*

Em primeiro lugar queria agradecer a Deus, pelo dom da vida e por me ter dado saúde e conservado a capacidade de desenvolver este trabalho levando-o a bom termo numa jornada de aprendizagem e enriquecimento que foi sem dúvida a melhor experiência acadêmica que tive em todo o meu percurso universitário. Queria agradecer-Lhe sobretudo pelas pessoas que colocou no meu caminho sem as quais não teria sido possível sequer iniciar a minha vida académica: os meus pais e o meu irmão. Obrigado por todo o suporte e pelo vosso amor que levo todos os dias comigo. Agradeço também e de forma muito especial à minha namorada, Mariana, por me ter motivado e ajudado a desenvolver este trabalho com empenho e pelo apoio incondicional que sempre me deu. Aos meus irmãos de comunidade na Madeira e na Brandoa. A todos eles devo sem dúvida o meu mais sincero agradecimento por terem sido uma família para mim em todo o tempo, pelas vossas orações e canseiras por minha causa. Rezo sempre por todos vocês. A todos os meus familiares, de forma especial à minha tia Neusa, ao meu tio Ricardo, ao meu tio Pedro e ao meu amigo Ezequiel que muitas boleias me deram. Nunca vou esquecer tudo o que fizeram por mim. Aos meus orientadores, Francisco Cercas e Rui Dinis, por toda a sua dedicação, por toda a paciência e por me terem ajudado e conduzido durante todo este percurso. E finalmente, queria mais uma vez dar graças a Deus por todos os meios que utilizou e providenciou para que eu pudesse estudar e chegar a este ponto no qual pretendo o grau de Mestre na área das Telecomunicações. Área que descobri graças a Ele e na qual descobri o universo fascinante da tecnologia e da ciência onde estou e quero continuar a trabalhar e a crescer na minha vida profissional.



# Índice

<b>Resumo</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Agradecimentos</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xiii</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>xv</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento e Motivação . . . . .	1
1.2 Estrutura . . . . .	6
1.3 Notações e Aspectos de Simulação . . . . .	7
<b>2 Estado da Arte</b>	<b>9</b>
2.1 Esquemas OFDM . . . . .	9
2.1.1 Implementação do Emissor OFDM . . . . .	14
2.1.2 Implementação do receptor OFDM . . . . .	19
2.1.3 Factores restritivos . . . . .	27
2.1.3.1 Elevada Flutuação da Envolvente em sinais OFDM	27
2.2 Esquemas SC-FDE: Mono Portadora com Equalização no Domínio da Frequência . . . . .	30
2.2.1 FDE Linear . . . . .	31
2.2.2 Recetores IB-DFE . . . . .	35
2.3 Comparação do desempenho entre OFDM e SC-FDE . . . . .	40
<b>3 Desenvolvimento do receptor otimizado</b>	<b>47</b>
3.1 Receptores com inversão de matrizes . . . . .	47
3.1.1 MMSE e ZF . . . . .	47
3.1.2 IB-DFE . . . . .	50
3.1.3 Recetor Iterativo baseado em MRC . . . . .	56
3.1.4 Receptor Iterativo baseado em EGC . . . . .	59
<b>4 Discussão de resultados</b>	<b>63</b>
4.1 Ambiente de Simulação . . . . .	63



# Índice de Figuras

2.1	Função FDM convencional $S(f)$ . . . . .	11
2.2	(a) Espectro de cada subportadora OFDM; (b) DPS do sinal OFDM com $N = 8$ (ortogonal) subportadoras (- - -) e DEP de cada subportadora (—); (c) DEP do OFDM com $N = 8$ (- - -), $N = 64$ (-.) e $N = 512$ (—) subportadoras . . . . .	13
2.3	Repetição da parte final dos <i>bursts</i> MC no intervalo de guarda . . .	14
2.4	Estrutura dum emissor OFDM (a) e estrutura do bloco "Tx"(b) . .	16
2.5	Janela de cosseno elevado . . . . .	20
2.6	Estrutura do receptor OFDM (a) e esquema do bloco "Rx"(b) . . .	20
2.7	(a) Efeitos da interferência-inter-bloco no canal multipercurso e (b) Anulação da interferência-inter-bloco através dos períodos de guarda . . .	21
2.8	Impacto do canal multipercurso em $s^{(P)}$ (a) e no CP-alargado <i>burst</i> OFDM . . . . .	25
2.9	Compensação dos efeitos de distorção do canal para uma transmissão OFDM não codificada (a) sem diversidade espacial e (b) com diversidade espacial de ordem $L$ . . . . .	26
2.10	Evolução da envolvente dum sinal OFDM . . . . .	28
2.11	Estrutura do receptor SC-FDE sem diversidade espacial (a) e com diversidade espacial de ordem $L$ . . . . .	32
2.12	Cadeia de transmissão típica do OFDM (a) e do SC-FDE (b) . . . .	34
2.13	Estrutura do receptor IB-DFE sem diversidade espacial (a) e com diversidade espacial de ordem $L$ (b). . . . .	36
2.14	Desempenho BER não codificado para OFDM e SC-FDE sem diversidade espacial ( $L = 1$ ) . . . . .	42
2.15	Desempenho BER não codificado para OFDM e SC-FDE com 2 ramos receptores de diversidade . . . . .	42
2.16	Desempenho BER codificado para OFDM e SC-FDE com uma taxa de 1/2 de código convolucional, com $L = 1, 2$ e 4 ramos receptores[1] . . . . .	44
2.17	Desempenho BER não codificado para um IB-DFE com 1 a 5 iterações sem diversidade na recepção ( $L = 1$ ) . . . . .	45
3.1	Sistema <i>massive</i> MIMO para o esquema SC-FDE (a) e detalhe do Receptor/Equalizador <i>massive</i> MIMO baseado em MRC/EGC (b) . .	48
3.2	Estrutura do receptor IB-DFE com espaço de diversidade de ordem $N_{Rx}$ . . . . .	50
3.3	Comparação do desempenho BER das técnicas ZF, MMSE e IB-DFE . . . . .	56

3.4	Comparação do desempenho BER das técnicas IB-DFE e MRC convencional . . . . .	57
3.5	Comparação do desempenho BER das técnicas MRC e IB-DFE com múltiplas iterações . . . . .	59
3.6	Comparação do desempenho BER das técnicas EGC e IB-DFE com múltiplas iterações . . . . .	61
4.1	Desempenho BER para $T = 1$ e $R = T$ dos receptores convencionais ZF, MMSE comparados com o receptor IB-DFE com 1,2 e 4 iterações	65
4.2	Desempenho BER para $T = 1$ e $R = 2xT$ dos receptores convencionais ZF, MMSE comparados com o receptor IB-DFE com 1,2 e 4 iterações . . . . .	66
4.3	Desempenho BER para $T = 1$ e $R = 4xT$ dos receptores convencionais ZF, MMSE comparados com o receptor IB-DFE com 1,2 e 4 iterações . . . . .	67
4.4	Desempenho BER dos receptores IB-DFE, MRC e EGC com $R$ fixo ( $R = 2xT$ ) e diferentes valores de $T = 2, 8$ e $20$ . . . . .	67
4.5	Desempenho BER dos receptores MRC e EGC para diferentes valores de $T$ e $R$ e do receptor IB-DFE com $T = 8$ e $T/R = 1/16$ . . .	68
4.6	Desempenho BER dos receptores MRC, EGC e IB-DFE com $T/R = 1/2$ e até 4 iterações . . . . .	69
4.7	Desempenho BER dos receptores MRC e EGC com $T/R = 1/10$ e até 3 iterações . . . . .	70

# Acrónimos

<b>3G</b>	Third <b>G</b> eneration
<b>3GPP</b>	Third <b>G</b> eneration <b>P</b> artnership <b>P</b> roject
<b>A/D</b>	Analógico/ <b>D</b> igital
<b>AWGN</b>	Additive <b>W</b> hite <b>G</b> aussian <b>N</b> oise
<b>BER</b>	<b>B</b> it <b>E</b> rror <b>R</b> ate
<b>CAD</b>	<b>C</b> onversor <b>A</b> nalógico <b>D</b> igital
<b>CDA</b>	<b>C</b> onversor <b>D</b> igital <b>A</b> nalógico
<b>CP</b>	<b>C</b> yclic <b>P</b> refix
<b>D/A</b>	<b>D</b> igital/ <b>A</b> nalógico
<b>DEP</b>	<b>D</b> ensidade <b>E</b> spectral de <b>P</b> otência
<b>DFE</b>	<b>D</b> ecision <b>F</b> eedback <b>E</b> qualizer
<b>EB</b>	<b>E</b> stação <b>B</b> ase
<b>EGC</b>	<b>E</b> qual <b>G</b> ain <b>C</b> ombining
<b>EQM</b>	<b>E</b> rro <b>Q</b> uadrático <b>M</b> édio
<b>FDE</b>	<b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>E</b> qualizer
<b>FDM</b>	<b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiplexing
<b>FDP</b>	<b>F</b> unção <b>D</b> ensidade de <b>P</b> robabilidade
<b>FI</b>	<b>F</b> requência <b>I</b> ntermédia
<b>IB-DFE</b>	<b>I</b> terative <b>B</b> lock- <b>D</b> ecision <b>F</b> eedback <b>E</b> qualizer
<b>ICI</b>	<b>I</b> nter- <b>C</b> hannel <b>I</b> nterference
<b>i.i.d.</b>	independent and identically distributed
<b>IoT</b>	<b>I</b> nternet of <b>T</b> hings
<b>ISI</b>	<b>I</b> nter- <b>S</b> ymbol <b>I</b> nterference
<b>LLR</b>	<b>L</b> og <b>L</b> ikelihood <b>R</b> atio

<b>LTE</b>	<b>L</b> ong <b>T</b> erm <b>E</b> volution
<b>MFB</b>	<b>M</b> atched <b>F</b> ilter <b>B</b> ound
<b>MIMO</b>	<b>M</b> ultiple- <b>I</b> nterface, <b>M</b> ultiple <b>O</b> utput
<b>MMSE</b>	<b>M</b> inimum <b>M</b> ean <b>S</b> quare <b>E</b> rror
<b>MRC</b>	<b>M</b> aximal- <b>R</b> atio <b>C</b> ombining
<b>OFDM</b>	<b>O</b> rthogonal <b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiplexing
<b>PAM</b>	<b>P</b> ulse <b>A</b> mplitude <b>M</b> odulation
<b>PMEPR</b>	<b>P</b> eak-to- <b>M</b> ean <b>E</b> nvelope <b>P</b> ower <b>R</b> atio
<b>PN</b>	<b>P</b> seudo <b>N</b> oise
<b>P/S</b>	<b>P</b> aralelo/ <b>S</b> érie
<b>PSK</b>	<b>P</b> hase <b>S</b> hift <b>K</b> eing
<b>PTS</b>	<b>P</b> artial <b>T</b> ransmit <b>S</b> equences
<b>QAM</b>	<b>Q</b> uadrature <b>A</b> mplitude <b>M</b> odulation
<b>RF</b>	<b>R</b> ádio <b>F</b> requência
<b>RSR</b>	<b>R</b> elação <b>S</b> inal <b>R</b> uído
<b>SC</b>	<b>S</b> ingle <b>C</b> arrier
<b>SC-FDE</b>	<b>S</b> ingle <b>C</b> arrier- <b>F</b> requency <b>D</b> omain <b>E</b> qualizer
<b>SINR</b>	<b>S</b> ignal-to- <b>I</b> nterference plus <b>N</b> oise <b>R</b> atio
<b>SISO</b>	<b>S</b> oft- <b>I</b> n <b>S</b> oft- <b>O</b> ut
<b>S/P</b>	<b>S</b> érie/ <b>P</b> aralelo
<b>TDF</b>	<b>T</b> ransformada <b>D</b> iscreta de <b>F</b> ourier
<b>TM</b>	<b>T</b> erminais <b>M</b> óveis
<b>TRF</b>	<b>T</b> ransformada <b>R</b> ápida de <b>F</b> ourier
<b>TDFI</b>	<b>T</b> ransformada <b>D</b> iscreta de <b>F</b> ourier <b>I</b> nversa
<b>TF</b>	<b>T</b> ransformada de <b>F</b> ourier
<b>UE</b>	<b>U</b> ser <b>E</b> quipment
<b>UW</b>	<b>U</b> nique <b>W</b> ord
<b>ZP</b>	<b>Z</b> ero <b>F</b> orcing
<b>ZP</b>	<b>Z</b> ero <b>P</b> adding

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Enquadramento e Motivação

Atualmente os sistemas de comunicação móveis representam um fator indispensável no nosso quotidiano. E é que hoje em dia é possível comunicar, trocar mensagens e dados de qualquer tipo, sem importar a distância, tendo serviços cada vez mais rápidos, eficientes, intuitivos, com mais capacidade; tudo ao alcance do nosso dispositivo móvel. As diferentes gerações dos sistemas de comunicação móvel têm evoluído sempre no sentido de melhorar os serviços existentes e incorporar novas tecnologias, de maneira a expandir o leque de serviços disponíveis. Assim fomos passando pelas várias gerações de redes móveis até a atual 4G, que representa o maior avanço tecnológico em redes móveis a que temos acesso. Contudo, os sistemas de comunicação móvel estão a ficar cada vez mais saturados e prevê-se a necessidade de um grande aumento da capacidade com a passagem para 5G [2], [3]. O aumento do bit rate devido não só ao aumento de utilizadores, mas também dos dispositivos a ligar a rede provenientes da *Internet of Things* (IoT) constituem uns dos principais desafios desta nova geração, assim como também o uso eficiente do espectro, cada vez mais cobiçado devido ao seu custo e limitação. De forma a ultrapassar estas limitações, a tecnologia *massive* MIMO surge como um forte candidato para fazer frente a esta problemática, e com capacidade para satisfazer

os requisitos necessários para a passagem ao 5G. O conceito desta nova tecnologia radica no MIMO convencional (*Multiple-Input Multiple Output*) conservando os mesmos princípios, mas desta vez, alargado a um elevado número de antenas. Trata-se de dezenas ou até centenas de antenas a comunicar em simultâneo, uma comunicação que ocorre entre os múltiplos Terminais Móveis (TM) e a Estação Base (EB) permitindo ganhos elevados, maior velocidade de transmissão, maior eficiência do uso do espectro, entre outras vantagens.

Como já é sabido das técnicas MIMO, elas permitem o envio de dados em paralelo no mesmo canal físico, permitindo ganhos significativos de eficiência espectral no sistema. Em teoria, cada par de antenas podia ser um canal separado caso não houvesse correlação [4], [5]. Além disso oferece vantagens tais como o aumento do ritmo binário e da fiabilidade devido ao elevado número de antenas que oferece uma maior quantidade de caminhos de propagação e possibilita um maior fluxo de dados transmitidos de forma independente ao passo que mais TMs podem ser atendidos; junta-se a estes benefícios uma diminuição significativa da interferência graças a capacidades de previsão de localização dos TMs e direcionamento da energia por parte das BSs. Outro aspeto é o que hoje é conhecido como transmissão/recessão *Coordinated MultiPoint* (CoMP), em que várias BSs podem cooperar e agir como um único transmissor MIMO, e que permite que muita da interferência no sistema seja convertida em sinal útil; o que sem dúvida representa outra mais-valia das tecnologias MIMO no que diz respeito a interferência e gestão da mobilidade [2].

A tecnologia *Massive* MIMO pretende pegar em todas estas vantagens e elevá-las a uma maior escala, e ainda, oferecer novos benefícios que são desejáveis para as futuras redes móveis e fixas, tais como, o aumento significativo da eficiência espectral, ritmos binários que podem atingir velocidades até 100 vezes mais do que as redes atuais, ligações mais robustas e seguras devido ao aumento de antenas e, conseqüentemente, do número de caminhos de transmissão, o uso eficiente da energia, a redução significativa da interferência, etc. Todas estas melhorias devem-se, em grande medida, ao elevado número de antenas que estão envolvidas na ligação [6]. Este facto vai de encontro com outro fator fundamental para entrada

do 5G, que são as ondas milimétricas. Estas apresentam-se como uma solução para a escassa largura de banda disponível para as comunicações *wireless*. As técnicas *massive* MIMO combinadas com a utilização de frequências na zona das ondas milimétricas, serão cruciais para atingir os objetivos propostos da nova geração de comunicações móveis.

Uma das grandes limitações que é preciso ultrapassar para tornar possível a entrada no 5G é a escassa largura de banda disponível. A atual largura de banda é restringida pelo alcance das micro-ondas que compreende um intervalo que vai de umas centenas de MHz até alguns poucos GHz. Atualmente esta largura de banda está praticamente ocupada na totalidade, sobretudo em períodos de pico e em mercados específicos [7]. Afortunadamente, existe uma grande quantidade do espectro que se encontra inativo e que corresponde a gama das ondas milimétricas, que varia entre os 3 e os 300 GHz, onde os comprimentos de onda são de 1-10 mm. Anteriormente o uso de ondas milimétricas era visto como inapropriado para comunicações móveis devido as suas péssimas características de propagação. Os principais problemas apontados eram nomeadamente, a absorção atmosférica e pela chuva, a forte dispersão, a reduzida difração em torno aos obstáculos e penetração através dos objetos e, sobretudo, o elevado ruído de fase conjuntamente com o excessivo custo dos equipamentos. Contudo, com o passar do tempo, o consumo energético e o custo dos semicondutores tem decaído, ao passo que os aspetos negativos de propagação acima mencionados têm sido alvo de uma intensa investigação com resultados cada vez mais promissores, sendo uma questão de tempo até reunir todas as condições favoráveis ao uso das ondas milimétricas nas comunicações móveis. Por outro lado, as transmissões que usam ondas milimétricas precisam de um elevado número de antenas, não só para se ter uma eficaz condução do feixe, mas também porque é precisamente o uso adequado deste conjunto de antenas que tem sido possível ultrapassar os problemas de propagação inerentes as ondas milimétricas [8]. As antenas são muito mais pequenas nestas frequências, o que torna possível poder acoplar aos dispositivos móveis um número bastante elevado. Ao mesmo tempo, estas antenas conseguem providenciar ganhos de potência de

condução do feixe muito elevados, ao passo que oferecem múltiplas oportunidades no âmbito das tecnologias MIMO [6].

No entanto, este crescimento do número de antenas implica inevitavelmente o aumento da complexidade de implementação, principalmente em termos de “*processing requirements*”. O processamento do sinal e o seu tratamento quer seja na altura da sua emissão quer na recessão do mesmo é um processo que é levado a cabo por técnicas de processamento que poderão determinar o nível de complexidade do sistema. Além disso, como é evidente se o número de sinais envolvidos na transmissão aumenta drasticamente com o número de antenas (em teoria, o sinal é dividido por todas as antenas) e utilizadores, isto deverá implicar necessariamente um aumento significativo da complexidade do sistema. Existem técnicas de recepção que implementam ambientes *massive* MIMO e que serão brevemente abordados nesta dissertação, nomeadamente *Single Carrier-Frequency Domain Equalizer* (SC-FDE) [9] *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) [10] e *Iterative Block-Decision Feedback Equalizer* (IB-DFE) [11]. Todas estas técnicas efetuam operações de inversão de matrizes que têm um peso computacional considerável, causando inevitavelmente um incremento da complexidade bastante significativo.

Em conjunto com estas técnicas de modulação são implementados algoritmos de processamento de sinal que oferecem ótimos desempenhos em sistemas MIMO [9], estes implementam igualizadores lineares tais como, *Zero Forcing* (ZF), *Minimum Mean Square Error* (MMSE), *Maximal Ratio Combining* (MRC) e *Equal Gain Combining* (EGC) que apresentam soluções capazes de contornar a grande complexidade inerente aos sistemas *massive* MIMO em canais de elevada dispersão temporal. A forte redução do ISI e dos efeitos do canal MIMO são uma das vantagens associadas as duas primeiras técnicas (ZF e MMSE), porém estas também realizam operações complexas de inversão de matrizes que levam a um aumento da complexidade. Em contrapartida as técnicas MRC e EGC realizam um tratamento dos sinais que não requer operações de inversão de matrizes contribuindo assim, para a redução da complexidade. A motivação deste trabalho passa por conseguir implementar receptores iterativos combinados com técnicas de processamento eficientes, a operar no domínio da frequência, que não precisem de realizar

operações muitas de inversão de matrizes, reduzindo deste modo a complexidade da implementação, numa escala considerável. Para os receptores no domínio das frequências, em transmissões *uplink*, os esquemas SC-FDE tornam-se adequados para combater a elevada dispersão temporal devida ao canal assim como também oferecem uma reduzida envolvente de flutuação nos sinais transmitidos quando comparado com sinais OFDM [12], [9]. Isto traduz-se numa eficiente amplificação de potência. Contudo, os igualizadores FDE convencionais são lineares e não oferecem tão elevados desempenhos como os igualizadores não lineares. Uma solução seria utilizar igualizadores *Decision Feedback Equalizer* (DFE), que apresentam um desempenho superior comparativamente aos igualizadores lineares. O problema deste e outros igualizadores que operam no domínio do tempo é que a sua complexidade aumenta drasticamente quando a Resposta Impulsiva do canal (CIR) é muito longa. Em contrapartida, a complexidade dos igualizadores FDE é independente da duração da CIR, daí a motivação para usar esquemas SC-FDE com OFDM. No entanto, não deixa de ser desejável ter-se igualizadores FDE não lineares (do tipo DFE) para esquemas SC-FDE. Os receptores iterativos tais como o IB-DFE surgem como uma solução a esta necessidade e oferecem, por sua vez, melhorias no seu desempenho, aproximando-o muito do MFB [13], que constitui a marca de referência de desempenho ótimo. O receptor IB-DFE utiliza DFE para SC-FDE implementado no domínio da frequência que trabalha ao nível do bloco iterativo e daí o seu bom desempenho. O único inconveniente deste tipo de igualizadores é que a sua complexidade cresce exponencialmente com o número de antenas (ou utilizadores) devido as operações de inversão de matrizes presentes na sua constituição. O que não é nada favorável para ambientes *massive* MIMO com centenas de antenas a comunicar simultaneamente.

Posto isto, torna-se claro que o principal objetivo desta dissertação consiste em implementar receptores do tipo IB-DFE que apresentam um ótimo desempenho (como em casos convencionais IB-DFE), combinado com técnicas como MRC/EGC, que não realizam operações de inversão de matrizes, para esquemas SC-FDE com *massive* MIMO. Desta forma será possível tirar máximo partido de ambas as abordagens de maneira a garantir um ótimo desempenho do sistema para

uma da baixa complexidade de implementação. Sendo esta uma área em franco desenvolvimento para a quinta geração de comunicações móveis que se estão a preparar, todas as contribuições serão importantes e contribuirão para o avanço do estado da arte. Em particular, nesta dissertação, a principal contribuição será a comparação de diferentes técnicas *massive* MIMO com diferentes compromissos entre o desempenho e a complexidade. A comparação entre os resultados teóricos e os resultados obtidos a partir do uso destas técnicas constituem o método de avaliação de desempenho dos receptores por nós implementados.

O trabalho desenvolvido foi alvo de uma publicação num jornal científico e uma conferência [14].

## 1.2 Estrutura

Após o Capítulo 1 da dissertação segue-se o Capítulo 2 onde são apresentados os princípios básicos dos esquemas de modulação OFDM e SC-FDE que usam igualizadores lineares e não lineares e que operam no domínio das frequências. Inicialmente descrevem-se os esquemas OFDM que operam no sentido *uplink* da ligação, partindo do seu conceito até a sua implementação no emissor e receptor, finalizando com uma análise sobre os principais factores restritivos, nomeadamente a elevada flutuação da envolvente dos sinais. São descritos também os esquemas SC-FDE com receptores lineares e esquemas com receptores não lineares do tipo IB-DFE também a operar no sentido *uplink*. No final deste capítulo são mostrados os desempenhos destes receptores OFDM, SC-FDE e IB-DFE para efeitos de comparação e análise.

O Capítulo 3 apresenta os diferentes receptores que implementam esquemas *massive* MIMO dando início com receptores lineares que envolvem operações de inversão de matrizes como o são ZF, MMSE e IB-DFE. A seguir é apresentado o esquema do receptor implementado IB-DFE convencional e comparado o seu desempenho com as técnicas anteriores revelando-se claramente superior. São depois descritos os esquemas dos receptores implementados IB-DFE baseados em

técnicas que não realizam operações de inversão de matrizes, como o são MRC e EGC. a utilização destes receptores reflete-se numa simplificação do sistema e numa otimização do desempenho, ambos consideráveis.

O Capítulo 4 dedica-se a apresentação dos resultados relativos ao desempenho dos receptores propostos na secção anterior. É feita a avaliação do desempenho assim como a avaliação de resultados dos receptores iterativos baseados em MRC e EGC por comparação com técnicas que implementam receptores lineares (ZF e MMSE) e receptores iterativos não lineares (IB-DFE convencional). Estes últimos, embora sejam mais eficientes que os lineares, continuam a ser pouco ideais em sistemas *massive* MIMO, uma vez que tanto uns como outros implementam operações matriciais que conduzem a um aumento gigantesco da complexidade do sistema, em termos computacionais.

Finalmente o Capítulo 5 apresenta as principais conclusões retiradas deste trabalho assim como também são indicadas algumas perspectivas para o trabalho futuro neste âmbito.

### 1.3 Notações e Aspectos de Simulação

Ao longo desta dissertação, foi adotada a seguinte notação: As letras a negrito designam, na maioria das vezes, vectores ou matrizes.  $\mathbf{I}_N$  designa a matriz identidade com dimensão  $N \times N$ ;  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$ ,  $(\cdot)^*$  e  $diag(\cdot)$  designam a matriz transposta, Hermitiana, conjugada e diagonal, respectivamente;  $[\mathbf{X}]_{n,m}$  designa o elemento da matriz  $\mathbf{X}$  na linha  $n$  e coluna  $m$ . Regra geral as letras em subíndice designam variáveis no domínio do tempo e em superíndice variáveis no domínio das frequências;  $\overline{(\cdot)}$  designa a média da amostras estimadas;  $\delta_{n,m}$  é a função delta de Kronecker, que é igual a 1 se  $n = m$  ou 0 no caso contrário;  $E[\cdot]$  designa a expectância ou esperança matemática. Os resultados de desempenho apresentados nesta dissertação foram obtidos por simulação Monte Carlo no software MatLab.



# Capítulo 2

## Estado da Arte

Este capítulo apresenta os princípios básicos dos esquemas de modulação OFDM e SC-FDE que usam igualizadores lineares e não lineares, que operam no domínio da frequência.

Este capítulo está organizado da seguinte forma: Na Secção 2.1 descrevem-se os esquemas OFDM assim como as estruturas dos emissores e receptores implementados que operam no sentido *uplink* da ligação; são também mencionados os principais factores restritivos do OFDM. Na Secção 2.2 mostram-se os esquemas SC-FDE com receptores lineares e não lineares do tipo IB-DFE também a operar no sentido *uplink*. Finalmente na Secção 2.3 são mostrados os desempenhos dos receptores implementados nas secções anteriores.

### 2.1 Esquemas OFDM

Para perceber o conceito do *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) vamos começar com um sinal de multiportadora bastante genérico cuja envolvente complexa pode ser escrita da seguinte da forma:

$$s(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_k r(t) \exp(j2\pi tkF) \quad (2.1)$$

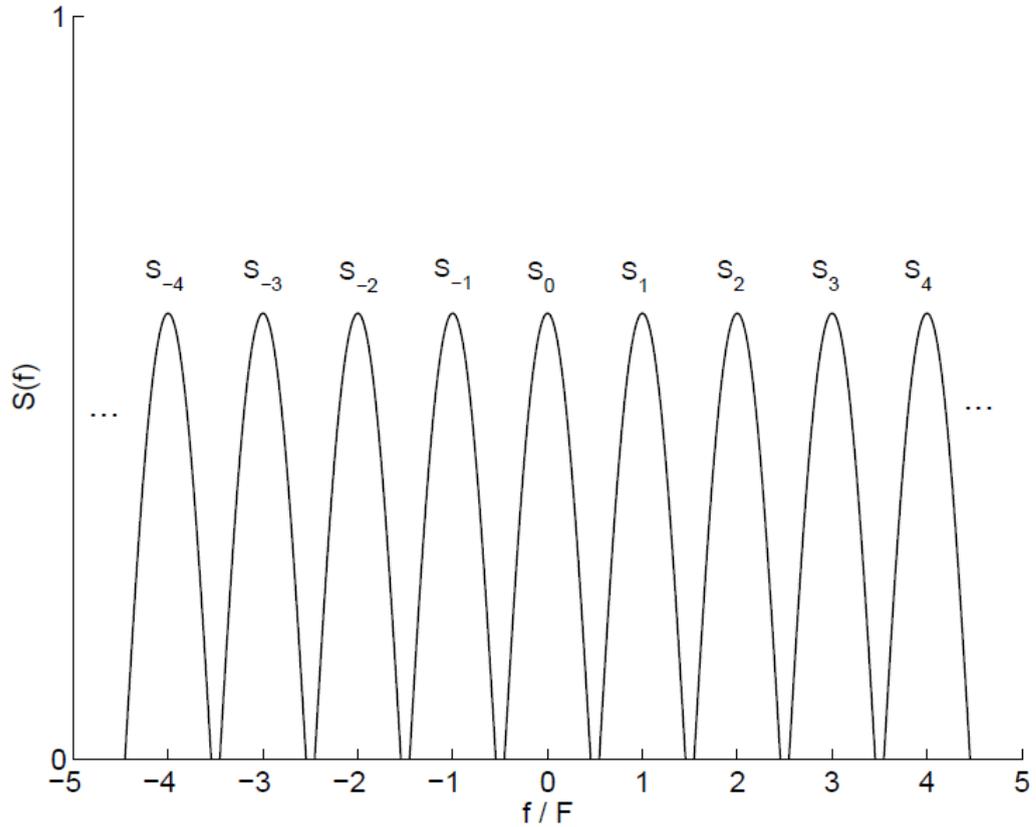
onde  $r(t)$  caracteriza a forma do impulso,  $F = 1/T$  representa o espaçamento entre subportadoras,  $N$  é o número de subportadoras (com  $N$  par) e  $S_k$  representa os  $k$  símbolos no domínio da frequência resultantes do mapeamento direto dos bits do dados originais, dentro duma determinada constelação (ex.: PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)). Da aplicação da Transformada de Fourier (TF) a ambos lados do sinal 2.1, resulta:

$$S(f) = \mathcal{F}s(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_k R(f - kF) \quad (2.2)$$

Obviamente, cada multiportadora pode ser considerada como uma segunda versão de sinais mono-portadora convencionais. De facto, a equação 2.2 pode ser considerada como um sinal PAM (*Pulse Amplitude Modulation*). Para símbolos não correlacionados, a DEP (*Densidade Espectral de Potência*) dos sinais transmitidos é proporcional a

$$\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \mathbb{E} [|S_k|^2] |R(f - kF)|^2 \quad (2.3)$$

A forma mais fácil de modulação de uma multiportadora é mediante o esquema de Multiplexagem por Divisão na Frequência (FDM-*Frequency Division Multiplexing*), onde o espectro associado aos diferentes símbolos não está sobreposto. No caso anterior, se se assumir que a largura de banda associada a  $R(f)$  é mais pequena que  $F/2$  (onde  $F$  representa a largura de banda total do impulso centrada no eixo, e  $F/2$  representa a largura de banda associada a uma metade do impulso), então cada simbolo  $S_k$  ocupa uma fracção  $1/N$  do total da banda de transmissão, como se mostra na Fig. 2.1


 FIGURA 2.1: Função FDM convencional  $S(f)$  [1]

Nas modulações mono-portadora, a condição de ortogonalidade entre os impulsos  $s(t)$  associados aos diferentes símbolos que asseguram uma transmissão livre de Interferência Intersimbólica (ISI) na recepção à saída do filtro adaptado *Matched Filter Bound* (MFB) é dada por

$$\int_{-\infty}^{\infty} r(t - nT_s) r^*(t - n'T_s) dt = 0, n \neq n' \quad (2.4)$$

Tendo em vista a propriedade da dualidade da transformada, pode-se constatar que a condição de ortogonalidade que se deve verificar entre as sub-portadoras para uma modulação de multiportadora é dada por:

$$\int_{-\infty}^{\infty} R(f - kF) R^*(f - k'F) df = 0, k \neq k' \quad (2.5)$$

o que, pelo Teorema de Parseval, será equivalente a ter

$$|r(t)|^2 \exp(-2j\pi(k - k')Ft) dt = 0, k \neq k' \quad (2.6)$$

Isto quer dizer que é possível verificar a condição de ortogonalidade entre sub-portadoras, expresso por 2.6 mesmo quando  $\{R(f - kF), k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  se sobrepõe no domínio da frequência. Desta forma, não será preciso restringir-se ao caso convencional da FDM representado na Fig.2.1 onde o espectro associado aos diferentes canais de frequência não se sobrepõe. De facto, caso se tenha

$$R(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{F}\right) \quad (2.7)$$

com  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ , conseqüentemente o correspondente impulso no domínio do tempo  $r(t)$  é um impulso retangular com período  $T = 1/F$  (normalmente, um impulso retangular vai desde  $t_0$  até  $t_0 + T$ ). Posto isto, 2.6 fica reduzido a

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \exp(-2j\pi(k - k')Ft) dt = 0, k \neq k' \quad (2.8)$$

assim, para um espaçamento de  $F$  entre sub-portadoras, as  $N$  sub-portadoras são ortogonais quando  $T = 1/F$ , como pode ser visto na Fig. 2.2. Ir-se-á adotar um impulso retangular, para a modulação OFDM, cuja expressão será

$$r(t) = \begin{cases} 1, & [-T_G, T] \\ 0, & \text{outro} \end{cases} \quad (2.9)$$

onde  $T = 1/F$  e  $T_G \geq 0$  representa o chamado período de guarda, o qual serve para lidar com canais dispersivos no tempo, como se poderá ver depois. Por outro lado, apesar não se aplicar 2.6 em impulsos dados por 2.9, pode-se, no entanto, afirmar que, cada sub-portadora é ortogonal no intervalo  $[0, T]$ , o que na realidade

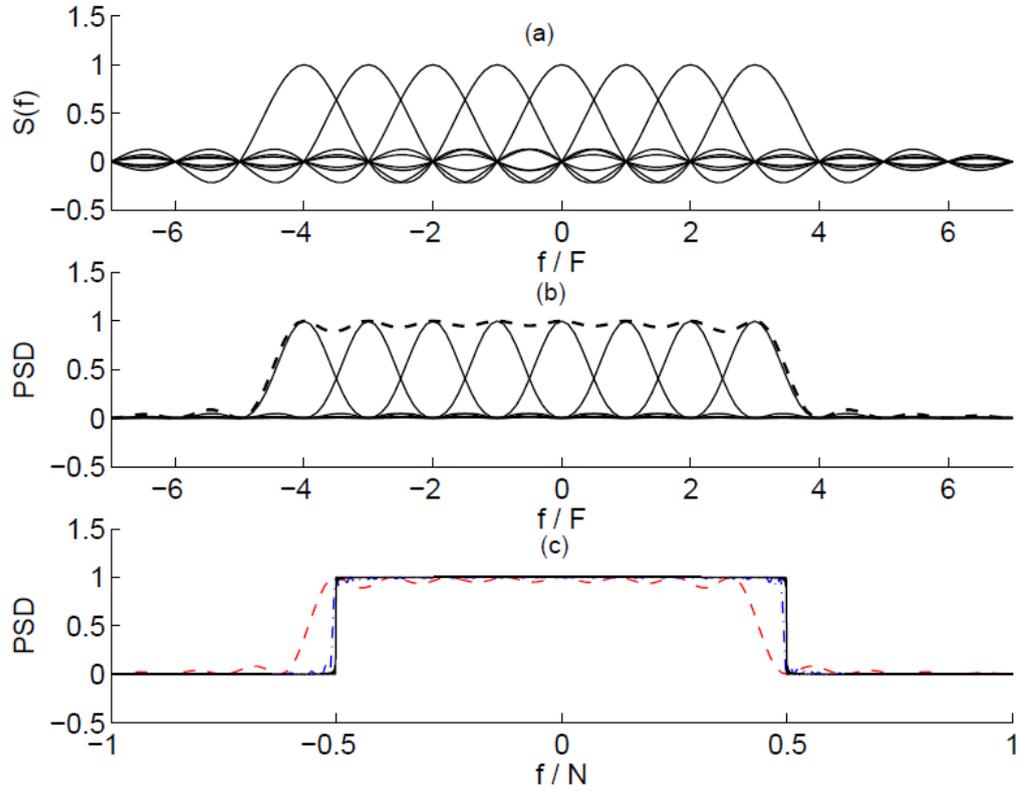


FIGURA 2.2: (a) Espectro de cada subportadora OFDM; (b) DPS do sinal OFDM com  $N = 8$  (ortogonal) subportadoras (---) e DEP de cada subportadora (—); (c) DEP do OFDM com  $N = 8$  (- - -),  $N = 64$  (-.-) e  $N = 512$  (—) subportadoras [1]

representa o intervalo de interesse. De facto,

$$\int_0^T |r(t)|^2 \exp(-2j\pi(k - k')Ft) dt = \int_0^T |r(t)|^2 \exp(-2j\pi(k - k')Ft) dt = 0, k \neq k' \quad (2.10)$$

Daqui retira-se que, uma vez que

$$s^{(P)}(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_k \exp\left(j2\pi \frac{kt}{T}\right) \quad (2.11)$$

é uma função periódica com período  $T$ , a envolvente complexa associada ao período de guarda é uma repetição da parte final dos *bursts*<sup>1</sup> MC como ilustrado na Fig.

<sup>1</sup>As traduções para este termo não são consensuais. Por convenção decidiu-se manter o estrangeirismo, que aparecerá em formato itálico ao longo da dissertação

2.3, isto é,

$$s(t) = s(t + T), -T_G \leq t \leq 0. \quad (2.12)$$

Posto isto, verifica-se que o clássico sistema FDM onde a banda de frequência

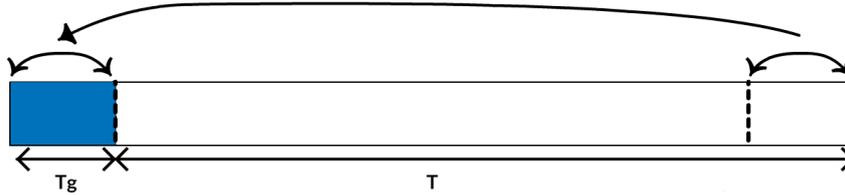


FIGURA 2.3: Repetição da parte final dos *bursts* MC no intervalo de guarda

total é subdividida em  $N$  sub-canais não sobrepostos, cada um modulado com um símbolo específico e posteriormente multiplexado, é superado pelos sistemas OFDM que realizam modulações de multiprotadora e que fazem um uso da largura de banda muito mais eficiente precisando apenas de verificar as condições de ortogonalidade entre as diferentes sub-portadoras sem olhar para a sobreposição dos sub-canais no espectro.

### 2.1.1 Implementação do Emissor OFDM

A envolvente dos sinais OFDM pode ser vista como uma série de *bursts* de duração  $T_B \geq T$ , isto é, os *bursts* são transmitidos a uma taxa  $1/T_B \leq F$ , espaçado por uma distância  $F$  e de duração útil  $T = 1/F$ , ou seja,

$$s^{Tx}(t) = \sum_m s^{(m)}(t - mT_B) \quad (2.13)$$

Com base em 2.1, um dado *burst* poderá ser escrito como

$$s^{(m)}(t) = \sum_{k=\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_k^{(m)} r(t) \exp(2j\pi k F t) = s^{(m,P)}(t) r(t) \quad (2.14)$$

donde, tendo em conta 2.11, obtém-se

$$s^{(m,P)}(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_k^{(m)} \exp\left(2j\pi \frac{kt}{T}\right) \quad (2.15)$$

Os coeficientes  $S_k^{(m)}$  designam o simbolo  $k$  do *burst*  $m$ ;  $r(t)$  representa um impulso retangular cuja duração deverá ser superior a  $1/F$  ( $T_B = T + T_G \geq T = 1/F$ ) mas ajustado de forma apropriada a lidar com a dispersão no tempo a que o canal está sujeito, como se terá oportunidade de ver em pormenor nas secções seguintes.

Da análise da equações 2.13 e 2.14 retira-se que a caracterização da envolvente do sinal OFDM descreve uma estrutura teórica dum emissor FDM com um banco de  $N$  moduladores paralelos mono-portadora cujas frequências são dadas por  $f_k = f_c + kF, k = 0, 1, \dots, N - 1$ , com  $F_c$  a representar a frequência da primeira sub-portadora. Contudo, este modelo está concebido para um número de sub-portadoras ( $N$ ) reduzido. Felizmente, o emissor OFDM pode ser implementado utilizando unicamente um modulador simples. A estrutura tradicional dum emissor OFDM encontra-se representado na Fig. 2.4. As componentes de "fase" e "quadratura" de cada *burst* OFDM são obtidas a partir duma sequência de amostras resultantes das IDFT (Transformada Discreta de Fourier Inversa) do bloco a ser transmitido. Para perceber a motivação por trás desta estrutura, considere-se o sinal

$$s^{(P)}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} \exp\left(2j\pi \frac{kt}{T}\right) \quad (2.16)$$

À primeira vista é possível notar que, a diferença da sub-portadora utilizada em 2.11 que ia de  $-N/2$  a  $N/2$ , esta  $(s^{(P)}(t))$  vai de 0 a  $N - 1$ . A razão desta ligeira alteração deve-se à definição da Transformada Discreta de Fourier (DFT). Assim, tem-se que  $(s^{(P)}(t))$  é periódica com período  $T$  que ocupa uma banda bilateral  $N/T = NF$ . O que quer dizer que  $(s^{(P)}(t))$  pode ser recuperado na integra a partir das suas amostras tiradas do intervalo  $[0, T[$  a uma taxa de amostragem igual a

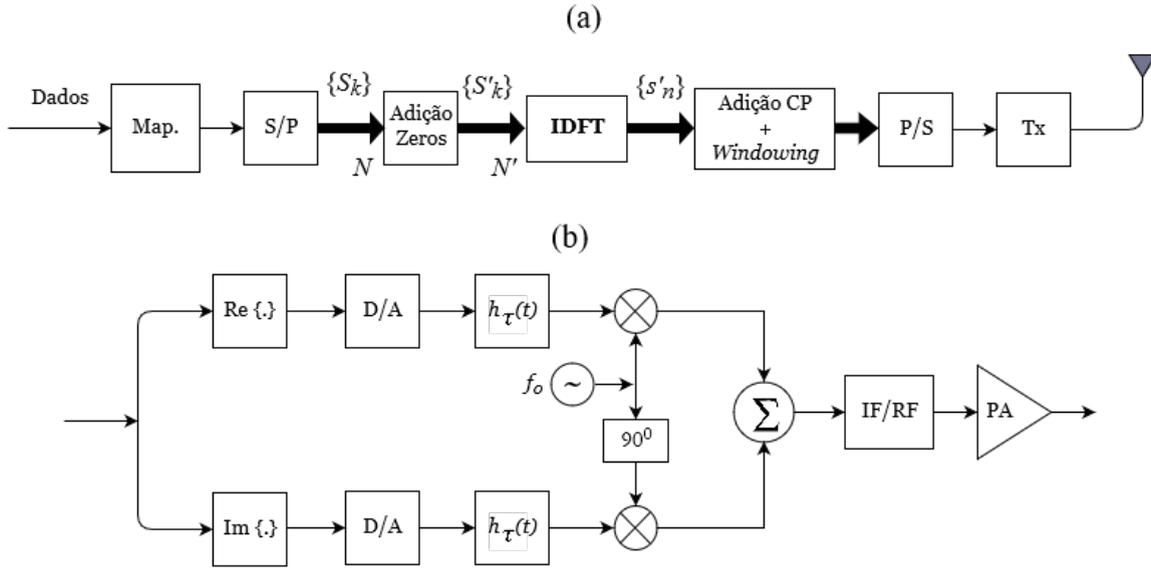


FIGURA 2.4: Estrutura dum emissor OFDM (a) e estrutura do bloco "Tx"(b)

$1/T_s = N/T^2$ , ou seja

$$s_n^{(P)} \triangleq s^{(P)} \left( \frac{nT}{N} \right) \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp \left( 2j\pi \frac{kn}{N} \right) = N s_n \quad (2.17)$$

onde o bloco que contém as amostras no domínio do tempo  $\{s_n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$  é a (IDFT) de  $\{S_k; k = 0, 1, \dots, N-1\}$ . Definindo agora  $\{x_n; n = 0, 1, \dots, N-1\} = IDFT\{X_k; K = 0, 1, \dots, N-1\}$ , temos:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp \left( 2j\pi \frac{kn}{N} \right) \quad (2.18)$$

Isto quer dizer que, a amostragem feita de  $s^{(P)}(t)$  no intervalo  $[0, T[$  corresponde à IDFT do bloco  $\{S_k; k = 0, 1, \dots, N-1\}$  no domínio da frequência<sup>3</sup>, a menos de um fator escalar  $N$ [15].

Como foi visto anteriormente, a potência espectral dum sinal OFDM dado pela expressão 2.4 tem sensivelmente uma forma retangular com largura de banda

<sup>2</sup>Segundo a definição de DFT adotada, a primeira amostra corresponde à frequência (ou instante) '0'.

<sup>3</sup>Assume-se também que a DFT tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência é periódica com período  $N$ .

$N/T = NF$ , assim a taxa de amostragem que é precisa para não ocorrer sobreposição das amostras será aproximadamente igual a  $NF$ . Ainda assim existe um ligeiro efeito de *aliasing* quando aplicada esta taxa de amostragem. No entanto, para o caso em que se consideram valores de  $N$  muito elevados, estes efeitos podem muito bem ser ignorados (ver Fig. 2.2). Uma vez geradas as amostras  $s^{(P)}(t)$ , a forma de onda associada a um dado *burst* é obtida através da multiplicação destas amostras com as amostras da "janela do tempo"  $r(t)$  cuja duração ultrapassa o valor de  $T$ , como é possível constatar em 2.14. Posto isto, pode-se dizer que as amostras do *burst* OFDM serão dadas pelas amostras  $s_n r_n$ , desta vez não periódicas (ao contrário das amostras  $s_n$ ), onde  $r_n \triangleq r(nT/N)$ .

Finalmente, o sinal analógico de um dado *burst* OFDM é gerado através duma conversão digital/analógica (D/A) das amostras  $s_n r_n$  seguido de uma reconstrução por filtragem, como mostra a Fig. 2.4(b). A envolvente complexa do sinal pode ser escrita da seguinte forma

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n r_n h_T \left( t - n \frac{T}{N} \right), \quad (2.19)$$

onde  $h_T(t)$  representa a resposta impulsiva do filtro reconstrutor.

De forma a simplificar este filtro  $h_T(t)$ , costuma-se realizar a amostragem do *burst* OFDM dado por 2.14 a uma taxa de amostragem de  $M_{TX} N/T > N/T$ , o que se traduz num fator de sobre-amostragem de  $M_{TX} > 1^4$ . Normalmente existem  $2N_I$  sub-portadoras que podem ser consideradas de "inativas" (isto é, com  $S_k = 0$ ), que se encontram igualmente repartidas e colocadas no início e no fim do *burst*, o que equivale a dizer que um dado *burst* OFDM é sobre-amostrado com um fator

$$M_{TX} = \frac{N}{N - 2N_I}, \quad (2.20)$$

onde  $N - 2N_I$  designa o número de sub-portadoras "ativas" ou "úteis".

---

<sup>4</sup>O facto de optar por  $M_{TX} > 1$  ajuda também na redução do efeito de *aliasing*, e de forma ainda mais significativa quando o número de sub-portadoras é pequeno

As amostras de  $s(s)(t)$  pertencentes ao intervalo  $[0, T]$ , para um dado fator de sobre-amostragem  $M_{TX}$  e um *burst* de referência com  $N$  sub-portadoras, são dadas por

$$s_n^{(M_{TX})} \triangleq s^{(P)} \left( n \frac{T}{N'} \right) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_k \exp \left( 2j\pi \frac{kn}{N'} \right), \quad (2.21)$$

com  $\{n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  onde  $N' = NM_{TX}$ . Logo,

$$s_n^{(M_{TX})} = N' \left( \frac{1}{N'} \sum_{k=0}^{N-1} S'_k \exp \left( 2j\pi \frac{kn}{N'} \right) \right) = N' s'_n, \quad (2.22)$$

igualmente com  $\{n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ , donde

$$s'_n = \frac{1}{N'} \sum_{k=0}^{N'-1} S'_k \exp \left( 2j\pi \frac{kn}{N'} \right), \quad (2.23)$$

Obviamente, o bloco no domínio do tempo  $\{s'_n; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  é a IDFT do bloco  $\{S'_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  alargado, resultante da adição de  $N' - N$  zeros ao bloco original no domínio da frequência  $\{s_k; k = 0, 1, \dots, N/2 - 1\}$ , atendendo à seguinte condição

$$S'_k = \begin{cases} S_k, & 0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1 \\ 0, & \frac{N}{2} \leq k \leq N' - \frac{N}{2} - 1 \\ S_{k-N'}, & N' - \frac{N}{2} \leq k \leq N' - 1. \end{cases} \quad (2.24)$$

Mais uma vez, a amostragem de 2.16, tendo em conta um fator de sobre-amostragem de  $M_{Tx}$ , corresponde à IDFT do bloco  $\{s'_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  a menos de um escalar  $N'$ .

À semelhança do que se tinha em 2.19, a envolvente complexa do sinal analógico associado a um dado *burst* com um fator de sobre-amostragem  $M_{Tx}$  é dada por

$$s^{(M_{Tx})}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s'_n r_n h_T \left( t - n \frac{T}{N'} \right), \quad (2.25)$$

O sinal resultante não é exatamente igual ao nosso sinal de referência do *burst* OFDM dado por 2.14, contudo a diferença é mínima, sobretudo para um amplo número de sub-portadoras e/ou quando o fator de sobre-amostragem é elevado, sendo que as maiores diferenças manifestam-se nos extremos da vizinhança do intervalo ocupado por  $r(t)$ ; como é obvio, se  $M_{Tx} \rightarrow +\infty$ , o sinal dado por 2.25 converge para o sinal *burst* OFDM de referência.

A janela do tempo utilizada ( $r(t)$ ) não precisa necessariamente de ter uma forma retangular, sendo por isso mais comum empregar uma janela raiz quadrada de cosseno elevado, que oferece uma redução nos níveis de radiação fora da banda do *burst* OFDM. O que quer dizer que um sinal associado a um dado *burst* que continue a ter uma envolvente complexa dada por 2.25, agora terá

$$r(t) = r'(t)^* h_W(t), \quad (2.26)$$

onde

$$h_W(t) = \frac{\pi}{2T_W} \cos\left(\frac{\pi t}{T_W}\right) \text{rect}\left(\frac{t}{T_W}\right), \quad (2.27)$$

e  $r'(t)$  designa um impulso retangular com duração  $T_B + T_W = T + T_G + 2T_W$ . Como mostra a Fig. 2.5,  $T_B + T_W = T + T_G + 2T_W$  representa a duração da janela do tempo  $r(t)$ . Esta duração ocasiona uma sobreposição de  $T_W$  entre *bursts* adjacentes, o que quer dizer que esta janela de cosseno elevado tem um fator de decaimento de  $T_W/(T + T_G + T_W)$ . Por convenção, ao longo deste trabalho assumir-se-á que  $T_W = 0$ , embora os resultados apresentados sejam válidos para outros valores de  $T_W$ .

### 2.1.2 Implementação do receptor OFDM

Neste caso, tem-se que taxa de amostragem do sinal é dada por

$$\frac{1}{T_s} = \frac{N'}{T}, \quad (2.28)$$

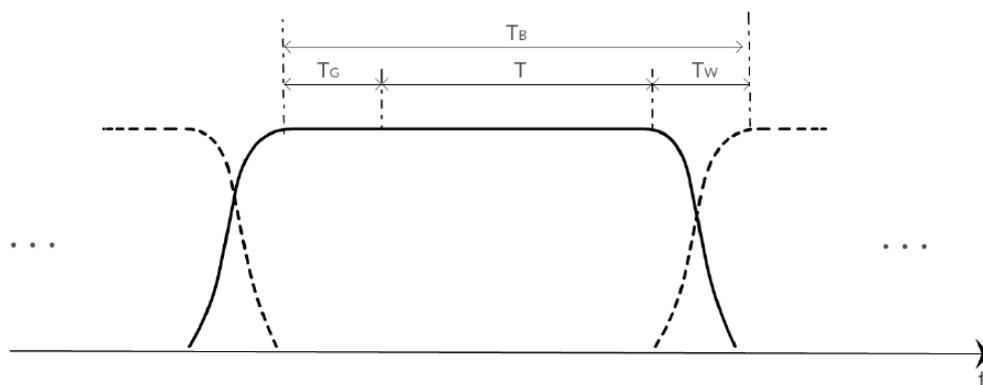


FIGURA 2.5: Janela de coseno elevado

o que quer dizer que o fator de sobre-amostragem no receptor pode ser o mesmo que no emissor. A estrutura do receptor OFDM encontra-se representada pela Fig. 2.6(a) e a Fig. 2.6(b) mostra o esquema equivalente à entrada do receptor (bloco Rx), que compreende os estágios de RF (Radio Frequência) e FI (Frequência Intermediária), a conversão do sinal e os circuitos de filtragem para o desmodulador ortogonal. Como ilustrado na Fig. 2.7(a), os *burst* recebidos encontram-se so-

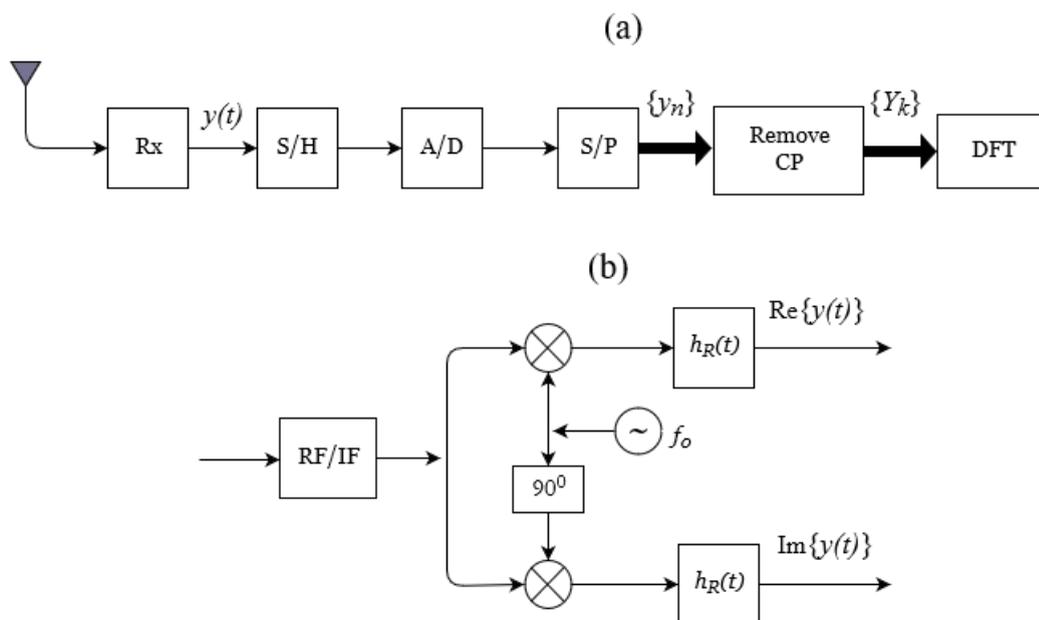


FIGURA 2.6: Estrutura do receptor OFDM (a) e esquema do bloco "Rx"(b)

brepostos devido à propagação multipercursu. Além disso, também existe alguma interferência entre as sub-portadoras do mesmo *burst*. Contudo, uma vez que a detecção do sinal OFDM é feita sob as amostras associadas a um período útil de

duração  $T$ , quer dizer que o uso dos CP (*Cyclic Prefix*), com duração  $T_G$ , maior do que a resposta impulsiva do canal (a qual inclui o impacto da transmissão e filtro de detecção assim como o canal de transmissão), serve para prevenir os efeitos de sobre-amostragem dos *bursts* nas amostras recebidas e que por sua vez estão associadas ao intervalo eficiente (ver Fig. 2.7(b)); o que será referido ao longo desta dissertação como interferência inter-bloco<sup>5</sup>.

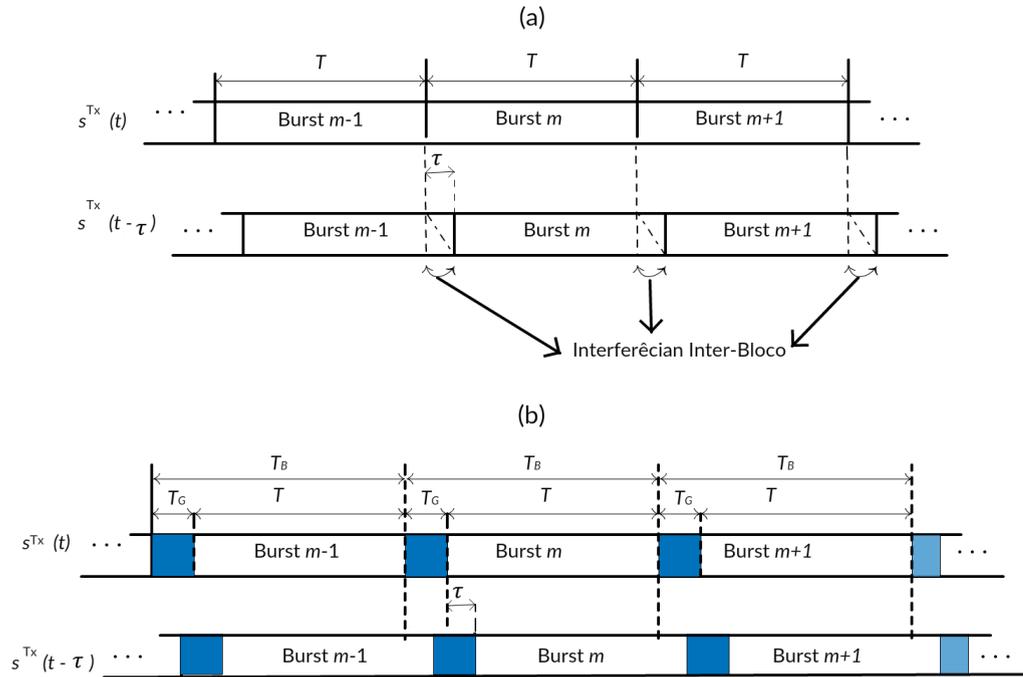


FIGURA 2.7: (a) Efeitos da interferência-inter-bloco no canal multipercurso e (b) Anulação da interferência-inter-bloco através dos períodos de guarda

Considerem-se então as amostras recebidas  $y_n$ , pertencentes ao domínio do tempo resultantes de uma operação de convolução discreta

$$y_n = \sum_{l=0}^{N_h-1} s_{n-l} h_l + v_n, \quad (2.29)$$

onde  $\{s_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$  designa o bloco das amostras contidas no *burst* transmitido,  $\{h_n; n = 0, 1, \dots, N_h - 1\}$  é a resposta impulsiva do canal, com  $N_h < N$  a designar o comprimento do canal e  $\{v_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$  as amostras

<sup>5</sup>Adaptação do termo interferência inter-simbólica para o contexto em questão

equivalentes ao ruído gaussiano no canal; Para cada *burst* transmitido, admite-se uma distribuição idêntica e independente (i.i.d.). Uma vez que as primeiras  $N_h$  amostras do período de guarda  $T_G$  representam uma repetição das  $L$  amostras finais de um dado *burst*, então será fácil verificar que as amostras associadas à parte "útil" do sinal recebido,  $y = [y_0 y_1 \dots y_{N-1}]^T$ , podem ser escritas como

$$y = \mathbf{h}_{CP} s + v, \quad (2.30)$$

onde  $s = [s_0 s_1 \dots s_{N-1}]^T$ ,  $v = [v_0 v_1 \dots v_{N-1}]^T$  e  $\mathbf{h}_{CP}$  representa a dimensão  $N \times N$  da matriz circulante dada por

$$\mathbf{h}_{CP} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & & 0 & h_{N_{h-1}} & \dots & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & & 0 & h_{N_{h-1}} & \dots & h_2 \\ & \ddots & \ddots & & & & \ddots & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & h_{N_{h-1}} & \dots & h_0 & 0 & \dots & h_{N_{h-1}} \\ & \ddots & \ddots & & & & \ddots & \ddots & \\ 0 & \dots & & 0 & h_{N_{h-1}} & \dots & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & \dots & & & 0 & h_{N_{h-1}} & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

em cujos elementos se verifica a condição  $[\mathbf{h}_{CP}]_{i,i'} = h_{(i-i') \bmod N}$ ; e  $x \bmod y$  designa o módulo da operação, isto é, o resto da divisão de  $x$  por  $y$ .

Uma matriz circulante pode ser diagonalizada através da matriz de Fourier, isto é

$$\mathbf{h}_{CP} \Lambda = \mathbf{F} \mathbf{F}^{-1}, \quad (2.32)$$

onde a matriz  $F$  de dimensão  $N \times N$ , é dada por

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 & \cdots & \omega^{N-1} \\ 1 & \omega^2 & \omega^4 & \cdots & \omega^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \omega^{N-1} & \omega^{2(N-1)} & \vdots & \omega^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

representa a matriz DFT unitária (isto é  $F^H = F^{-1}$ ) cujas colunas representam os vectores próprios de  $h_{CP}$ , onde  $\omega = \exp(-2j\pi/N)$  e  $\Lambda$  é a matriz diagonal de dimensão  $N \times N$  cujos elementos, os valores próprios de  $h_{CP}$ , são iguais aos elementos DFT da primeira coluna de  $h_{CP}$ , ou seja,

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_0 & & & 0 \\ & \lambda_1 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \lambda_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H & & & 0 \\ & H & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & H_{N-1} \end{bmatrix} = \mathbf{H}, \quad (2.34)$$

onde

$$\lambda_k = \sum_{n=0}^{N-1} h_n \exp\left(-2j\pi \frac{kn}{N}\right) = DFT\{h_n\} = H_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.35)$$

De 2.32 e 2.34 em 2.30 obtém-se <sup>6</sup>

$$\begin{aligned} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{v} &\Leftrightarrow \\ \mathbf{y} &\Leftrightarrow \mathbf{F} \mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{F} \mathbf{v} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N}, \end{aligned} \quad (2.36)$$

com os vectores

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{y} = [Y_0 Y_1 \dots Y_{N-1}]^T, \quad (2.37)$$

---

<sup>6</sup>Para efeitos de simplificação suprimir-se-á o super índice  $m$

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}\mathbf{s} = [S_0 S_1 \dots S_{N-1}]^T, \quad (2.38)$$

$$\mathbf{N} = \mathbf{v}\mathbf{F} = [N_0 N_1 \dots N_{N-1}]^T, \quad (2.39)$$

a representar a DFT de  $\mathbf{y}$ ,  $s$  e  $v$ , respectivamente. Isto quer dizer que a amostra recebida numa dada sup-portadora  $k$  será dada por

$$Y_k = H_k S_k + N_k, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (2.40)$$

onde  $H_k$  designa a resposta em frequência do canal para a sub-portadora  $k$  e  $N_k$  representa a componente de ruído para a mesma sub-portadora. Desta forma, o canal comporta-se como um fator de multiplicação para cada sub-portadora e, ao mesmo tempo, preserva a ortogonalidade entre sub-portadoras dentro do intervalo útil. Isto é normalmente chamado de ausência de interferência-inter-canal (ICI).

De facto, uma vez que os CPs correspondem a uma extensão cíclica de cada *burst*, isto quer dizer que, para cada intervalo útil  $T$ , o sinal transmitido não corresponde a uma sequência de *bursts* expressa por 2.13 mas sim, a um sinal periódico  $s^{(P)}(t)$  dado por 2.11 (ver Fig. 2.8). Posto isto, conclui-se que uma convolução linear associada ao canal é, na teoria, equivalente a uma convolução circular referindo-se à parte útil do bloco OFDM. É de salientar que é possível a eliminação da ISI através de mecanismos de extensão dos *burst* com qualquer sequência fixa que seja conhecida. Existem esquemas que realizam isto mesmo mediante a adição de uma sequência de zeros ("*Zero Padding*"(ZP)), ou pela adição de símbolos ("*Pseudo Noise*"(PN)) e ("*Unique Word*"(UW)). No entanto, torna-se necessário o uso de estruturas receptoras muito complexas, envolvendo operações de inversão ou multiplicação de matrizes cujas dimensões tendem a crescer de acordo com o comprimento do bloco, o que é altamente indesejável quando o tamanho dos blocos em causa é muito elevado. Através do uso de técnicas de "sobreposição-adição"[16] a complexidade do receptor iguala a de um que use esquemas convencionais de CP-assistido, mas em termos de desempenho é também igual, e portanto, insuficiente.

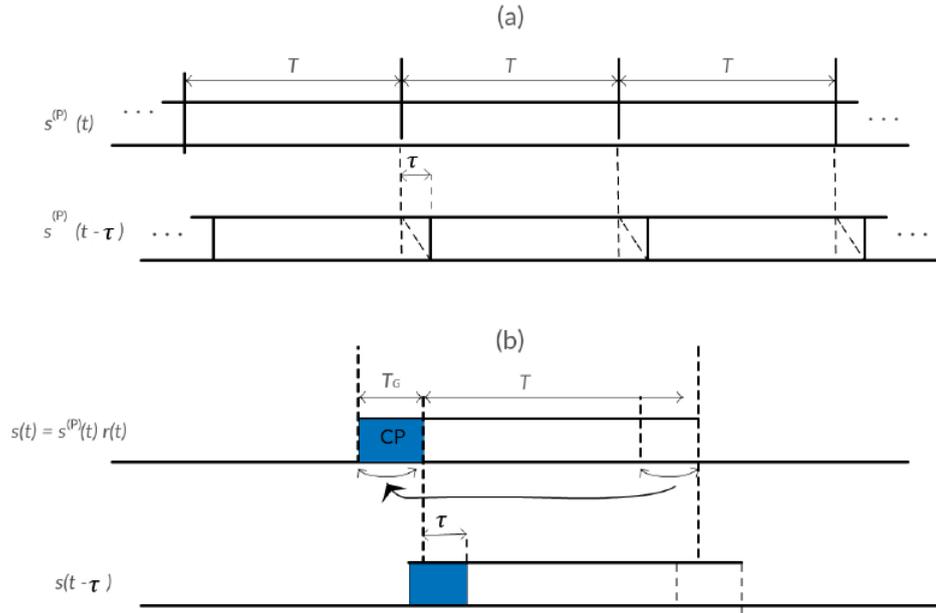


FIGURA 2.8: Impacto do canal multipercursos em  $s^{(P)}$  (a) e no CP-alargado *burst* OFDM

Em contra partida podem ser desenvolvidos receptores mais eficientes baseados em TRF e que usam esquemas ZP [17].

De forma a evitar a degradação espectral e da potência, o comprimento do CP deveria constituir uma pequena fracção do comprimento total dos blocos. Por isso, nesta dissertação considerar-se-a unicamente o bloco de transmissão CP-assistido. Uma vez que o CP-assistido pode ser visto como uma transmissão de  $N$  sub-canais paralelos não seleccionados expresso por 2.40, os efeitos de distorção do canal para uma transmissão OFDM não codificada podem facilmente ser compensados para utilizar o receptor descrito na Fig. 2.9(a), onde a amostra equalizada no domínio da frequência ( $\tilde{S}_k$ ), para a sub-portadora  $k$ , é obtida através de

$$\tilde{S}_k = F_K Y_K, \quad (2.41)$$

com os coeficientes  $\{F_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  dados por

$$F_k = \frac{1}{H_k} = \frac{H_k^*}{|H_k|^2}, \quad (2.42)$$

que corresponde a um FDE (Frequency Division Equalizer) sob o critério "Zero Forcing"(ZF).

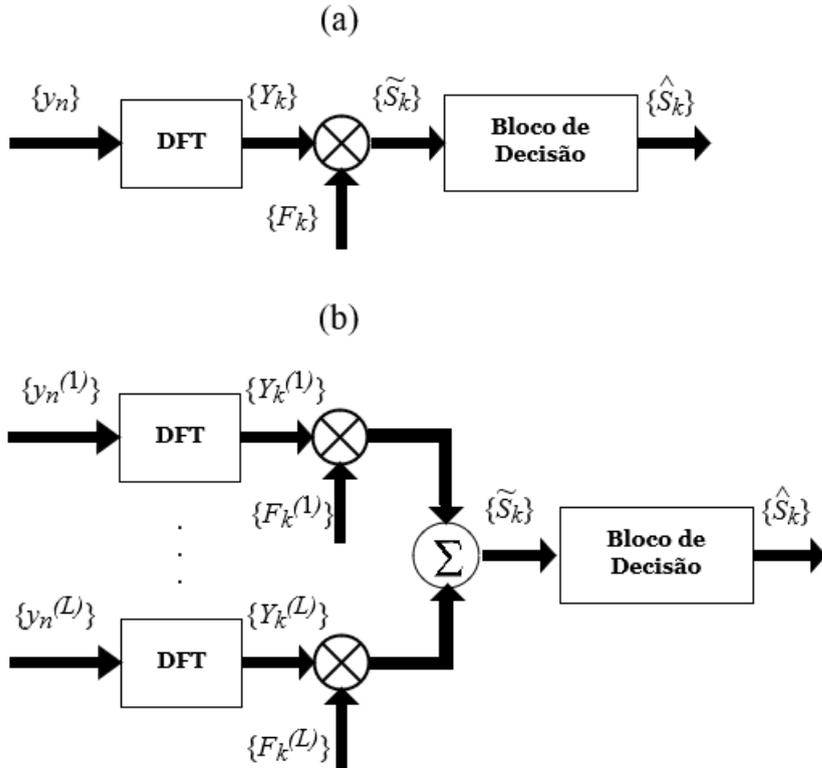


FIGURA 2.9: Compensação dos efeitos de distorção do canal para uma transmissão OFDM não codificada (a) sem diversidade espacial e (b) com diversidade espacial de ordem  $L$

No caso com diversidade espacial de ordem  $L$ , a amostra recebida na sub-portadora  $k$  e no ramo de diversidade  $l$ , é dada por

$$Y_k^{(l)} = S_k H_k^{(l)} + N_k^{(l)}, \quad (2.43)$$

com  $(l=1, \dots, L)$ , onde  $H_k^{(l)}$  e  $N_k^{(l)}$  designam a resposta em frequência do canal e a condição de ruído para a sub-portadora  $k$  e o ramo de diversidade  $l$ , respectivamente. A amostra equalizada correspondente será dada por:

$$\tilde{S}_k = \sum_{l=1}^L F_k^{(l)} Y_k^{(l)}, \quad (2.44)$$

onde  $\{F_k^{(l)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  ( $l=1, \dots, L$ ) designam os coeficientes FDE associados ao ramo de diversidade  $l$ , e que podem ser determinados por

$$F_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l)*}}{\sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2} \quad (2.45)$$

Desta forma o receptor terá uma estrutura como a representada na Fig. 2.9(b) e, por sua vez, retira-se de 2.44 que:

$$\tilde{S}_k = S_k + \frac{\sum_{l=1}^L H_k^{(l)*}}{\sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2}; \quad (2.46)$$

donde a decisão do símbolo a ser transmitido através da sub-portadora  $k$  pode ser baseado em  $\tilde{S}_k$ . Evidentemente, a estrutura representada na Fig. 2.9(b) implementa um esquema de diversidade Maximal-Ratio Combining (MRC) para cada sub-portadora  $k$ .

### 2.1.3 Factores restritivos

#### 2.1.3.1 Elevada Flutuação da Envoltiva em sinais OFDM

A forte flutuação da envoltiva dos sinais em transmissões OFDM convencionais constitui, sem dúvida, uma das principais desvantagens que se traduz num elevado PMEPR (*Peak-to-Mean Envelope Power Ratio*) <sup>7</sup>, como se pode observar na Fig. 2.10, o que nos deixa sérias dificuldades de amplificação do sinal. Com efeito, de maneira a evitar níveis de radiação fora de banda provenientes da distorção não linear, são necessários amplificadores de potência com características lineares e/ou um considerável *backoff* de potência. De facto, quando o número de sub-portadora é elevado, a envoltiva complexa dos sinais OFDM apresenta um comportamento Gaussiano e uma distribuição aproximada de Rayleigh. Consequentemente, a sua

---

<sup>7</sup>Que pretende expressar a taxa de variação do pico de potência do sinal envoltiva

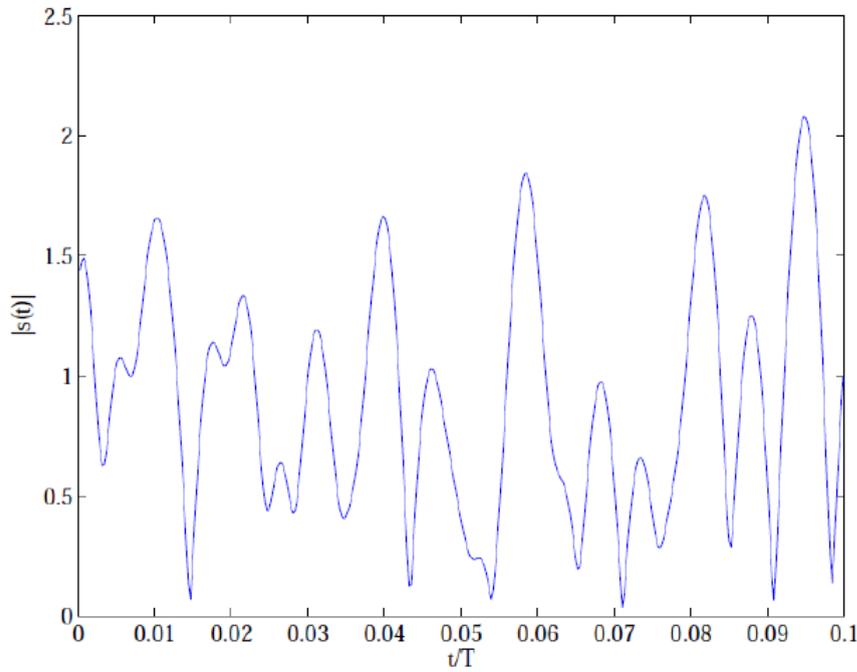


FIGURA 2.10: Evolução da envolvente dum sinal OFDM

FDP (Função Densidade de Probabilidade) é aproximadamente dada por:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.47)$$

o que reflete uma forte flutuação da envolvente. Uma vez que os elevados valores da envolvente possuem uma probabilidade bastante reduzida, será lógico definir o PMEPR de forma estatística, como por exemplo:

$$PMEPR \triangleq \frac{X^2(P)}{2\sigma^2}, \quad (2.48)$$

onde  $X(P)$  representa o valor da envolvente que é excedido com probabilidade  $P$ .

Para uma distribuição de Rayleigh da envolvente, tem-se

$$P = Prob.(R > X) = \int_X^{+\infty} p(R)dR = \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.49)$$

e

$$X(P) = \sqrt{-2\sigma^2 \log(P)}. \quad (2.50)$$

Um valor razoável de  $P$  seria  $P = 10^{-3}$ , o que corresponde a ter um  $PMEPR \approx 8.4dB$  independentemente do valor de  $N$  (com  $N \gg 1$ ). Uma opção seria definir o PMEPR como

$$PMEPR \triangleq \frac{X_B^2(P)}{2\sigma^2}, \quad (2.51)$$

onde  $X_B(P)$  representa a 'máxima envolvente por bloco OFDM' que é excedida com probabilidade  $P$  (quando  $\max_{t \in [0, T[} |s^{(P,m)}(t)| = R_B$ ,  $P = Prob(R_B > X_B(P))$ ) [18].

Em suma, quando o número de sub-portadoras é elevado,  $X(P)$  é quase independente de  $N$ . Por outro lado,  $X(P)$  cresce com  $N$  mesmo quando  $N$  já é elevado o suficiente para permitir uma aproximação Gaussiana dos sinais OFDM. Também se deve considerar que ao adotar a definição de PMEPR dada por 2.48, tem-se uma valor de PMEPR praticamente independente de  $N$  para valores  $N \gg 1$ .

Muitos métodos têm sido propostos para reduzir estas dificuldades de amplificação através de processamento digital. Alguns desses métodos operam no domínio da frequência e utilizam apropriadamente uma quantidade importante de redundância de forma a evitar picos de amplitude demasiado elevados quando o número de sub-portadoras é baixo [19]. Contudo, na medida em que o número de sub-portadoras aumenta, a taxa de código do "código redutor de PMEPR" torna-se cada vez mais baixa. As chamadas "técnicas PTS" (*Partial Transmit Sequences*), também a operar no domínio da frequências são capazes de conseguir uma forte redução do PMEPR para um número elevado de sub-portadoras, ao passo que utiliza uma quantidade de redundância muito reduzida. A elevada complexidade computacional para a grande quantidade de dados contidos nos blocos OFDM representa a principal desvantagem das técnicas PTS, principalmente devido aos procedimentos de otimização que elas executam [20, 21, 18].

Outros métodos de processamento de sinal baseiam-se em operações no domínio do tempo, como por exemplo, e a propósito da redução do PMEPR, o chamado "clipping" (corte) dos picos de elevada amplitude do sinal) [22, 23]. Este método

deverá realizar um corte nos *bursts* OFDM sobre-amostrados seguido de uma operação de filtragem, para desta forma, reduzir os níveis de radiação fora de banda e atenuar o problema de reaparecimento dos picos.

Contudo, e de forma a reduzir as flutuações da envolvente do sinal OFDM, as técnicas que se revelam mais flexíveis e ao mesmo tempo mais simples são as que envolvem operações não lineares [22, 23, 24], eventualmente seguidas de um processo de filtragem. Este processamento de sinal de reduzida complexidade que emprega esquemas de redução do PMEPR foram originalmente propostos por Dinis e Gusmão no ano 2000 [25]. Tais esquemas combinam operações não lineares no domínio do tempo com operações lineares de filtragem no domínio da frequência. Esta filtragem feita *burst a burst*, para além de não precisar de um aumento do tempo de guarda de maneira a evitar o ISI, pode ser muito seletivo. A título de exemplo, conseguem-se remover completamente os efeitos de radiação fora de banda da anterior operação não linear no domínio do tempo. Uma técnica parecida foi proposta em 2001 novamente pelos mesmos autores [26], cuja principal diferença está no tipo de operações não lineares que se empregam em cada classe, isto é, numa a não linearidade opera nas amostras complexas do sinal OFDM [25] e noutra, a não linearidade opera separadamente nas partes imaginária (I) e real (R) dessas amostras [26]. De seguida apresentar-se-ão esquemas que empregam estas duas abordagens.

## 2.2 Esquemas SC-FDE: Mono Portadora com Equalização no Domínio da Frequência

Todavia quando se utilizam as técnicas vistas na secção anterior, é possível reduzir significativamente a flutuação da envolvente dos sinais OFDM. Contudo, mesmo empregando as técnicas mais sofisticadas nesta área, as flutuações da envolvente dos sinais transmitidos continuam a ser tanto mais elevadas como em sinais baseados em SC<sup>8</sup> (*Single-Carrier*) numa constelação semelhante. Para além disso, as

---

<sup>8</sup>Por convenção, adotou-se o acrónimo SC para designar o termo mono-portadora

técnicas da secção anterior acarretam custos devido ao aumento da complexidade do processamento na cadeia de transmissão e, eventualmente, um aumento dos níveis de distorção devido à não linearidade. Esta é a motivação por detrás dos esquemas SC-FDE [27].

### 2.2.1 FDE Linear

De maneira a perceber melhor os esquemas SC-FDE, assim como os esquemas adotados para a ligação *uplink* da 3GPP (Third Generation Partnership Project) LTE [28], considere-se um bloco de transmissão baseado em SC com  $N$  símbolos úteis por bloco  $\{s_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$  resultantes de um mapeamento direto dos dados originais dentro de uma constelação específica, mais um CP adequado que terá a mesma função que nos esquemas OFDM. O receptor apresenta a estrutura representada na Fig. 2.11(a). Nesta estrutura assume-se que depois do sinal ter sido convertido e filtrado, este é amostrado e passa por um conversor A/D. O sinal resultante é convertido em S/P e as amostras do CP são removidas, conduzindo as amostras no domínio do tempo recebidas  $\{y_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ . Estas amostras passam ao domínio da frequência por ação de um DFT de  $N$  pontos, resultando nas correspondentes amostras no domínio da frequências  $\{Y_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ , onde  $Y_k = H_k S_k + N_k$ , tal como nos esquemas OFDM. Para uma FDE otimizada sob o critério de ZF as amostras no domínio da frequência equalizadas, dadas por 2.41, podem ser obtidas com o conjunto de coeficientes  $F_k$  dados por 2.32. Contudo, para um típico canal seletivo na frequência, as falhas na resposta em frequência do canal, mais conhecidas como "*deep notches*", conduzem a um enriquecimento significativo dos efeitos do ruído quando o critério ZF é utilizado. Para reduzir o efeito combinado do ISI e do ruído do canal, as amostras equalizadas  $\{\tilde{S}_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  são obtidas a partir dos coeficientes  $\{F_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  regularmente otimizados sob o critério *Minimum Mean Square Error* (MMSE), que leva a ter um conjunto de coeficientes FDE otimizados

$$F_k = \frac{H_k^*}{\beta + |H_k|^2}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.52)$$

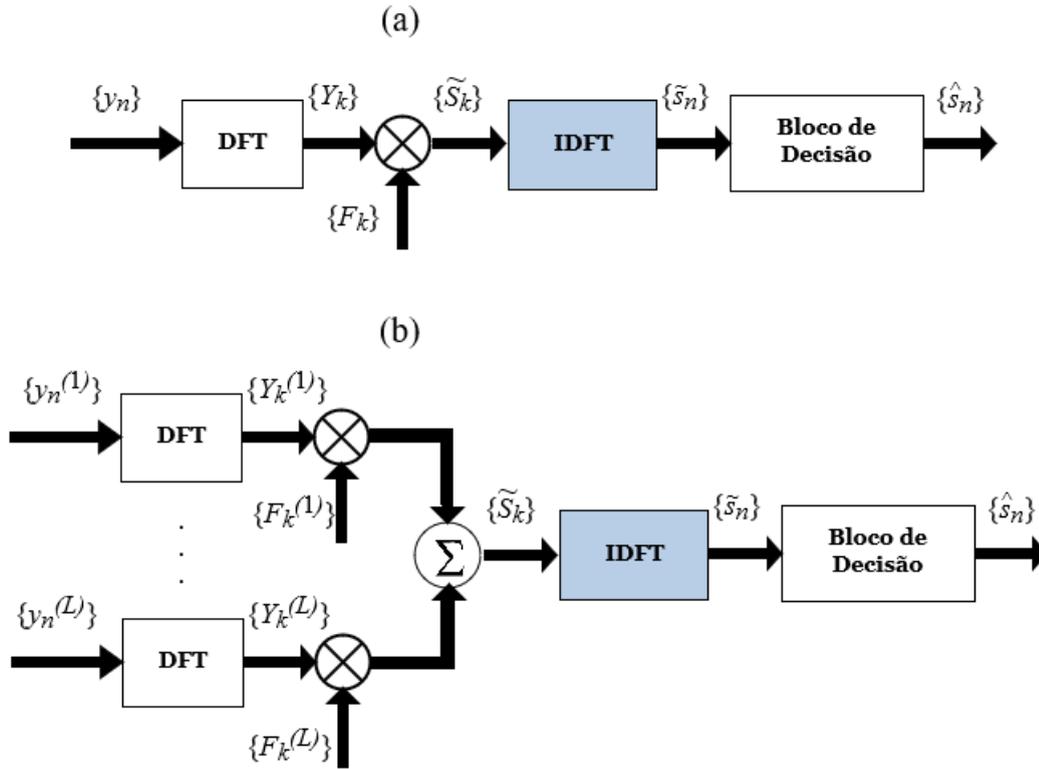


FIGURA 2.11: Estrutura do receptor SC-FDE sem diversidade espacial (a) e com diversidade espacial de ordem  $L$

onde  $\beta$  representa o inverso da Relação Sinal Ruído (RSR), dada por

$$\beta = \frac{\sigma_N^2}{\sigma_S^2}, \quad (2.53)$$

com

$$\sigma_N^2 = \frac{E[|N_k|^2]}{2} \quad (2.54)$$

e

$$\sigma_S^2 = \frac{E[|S_k|^2]}{2} \quad (2.55)$$

a designar a variância das partes real e imaginária, dadas pelas componentes do ruído do canal  $\{N_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  e pelos dados das amostras  $\{\tilde{S}_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ , respectivamente. Uma vez que, para as modulações SC os conteúdos de dados de um dado bloco são transmitidos no domínio do tempo, as amostras

equalizadas  $\{\tilde{S}_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  são de novo convertidas para o domínio do tempo por uma operação IDFT, resultando no bloco de amostras no domínio do tempo equalizadas  $\{\tilde{s}_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ . Estas amostras serão úteis na tomada de decisão dos símbolos a ser transmitidos.

Pode-se ainda, facilmente expandir o receptor SC-FDE de forma a adquirir uma diversidade espacial de  $L$  ramos, como representado na Fig. 2.11(b). Neste caso, as amostras no domínio da frequência à saída do FDE são dadas por 2.30, onde o conjunto  $\{F_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$  ( $l = 1, \dots, L$ ) poderá ser selecionado sob um critério ZF ou MMSE. Numa situação em que se verifique o mesmo nível de ruído, isto é,  $\sigma_n^{(l)} = \dots = \sigma_n^{(L)} \triangleq \sigma_n$ , com  $(\sigma_n^{(l)})$  a designar a variância das amostras do ruído a entrada do ramo  $l$ , e um critério MMSE, verifica-se que os coeficientes FDE ótimos são dados por [29].

$$F_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l)*}}{\beta + \sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2}, \quad l = 1, 2, \dots, L. \quad (2.56)$$

Ao contrário do que se verifica nos esquemas OFDM, em que os critérios ZF e MMSE produzem o mesmo desempenho [29], para o caso da SC o desempenho com os critérios ZF e MMSE é semelhante unicamente quando a resposta impulsiva do canal ao longo da largura da banda de transmissão é praticamente constante, ou seja, para  $H_0^{(l)} = \dots = H_{N-1}^{(l)} \triangleq H^{(l)}, l = 1, \dots, L$ . Um FDE otimizado sob o critério do MMSE não realiza uma inversão total do canal quando se tem um desvanecimento profundo, reduzindo assim os efeitos de enriquecimento do ruído e melhorando o desempenho. Para termos de comparação a Fig. 2.1 apresenta o diagrama de blocos da cadeia de transmissão de ambas abordagens: OFDM e SC-FDE. Nesta figura verifica-se que ambos os esquemas estão estreitamente relacionados e que o "esforço global" que implica o processamento do sinal, medido em termos de blocos DFT/IDFT, é praticamente igual num e noutro sendo a única diferença a posição do bloco IDFT que no OFDM se encontra no emissor, no SC-FDE está no lado do receptor. Porém, existem vantagens e desvantagens nestas duas técnicas. Um dos principais pontos a ter em consideração é a já referida forte flutuação da envolvente e o elevado PMEPR dos sinais OFDM para

um número elevado de sub-portadoras, abrindo caminho para sérios problemas de amplificação de potência. Entre outras coisas, surge a necessidade de se usarem amplificadores de potência altamente lineares e/ou com mais *backoff* de potência do que em sinais SC. Isto constitui um aspecto indispensável para a ligação *uplink* em que o baixo custo e baixo consumo por parte dos amplificadores de potência são aspectos desejáveis para os TM/UE. De facto, mesmo quando são utilizadas as técnicas de processamento de sinais mais apropriadas para reduzir as flutuações da envolvente dos sinais OFDM, como foi referido na secção anterior, as flutuações da envolvente permanecem quase tão fortes como quando são empregados esquemas SC. Todavia, quando a rede *wireless* inclui terminais fixos (por exemplo,

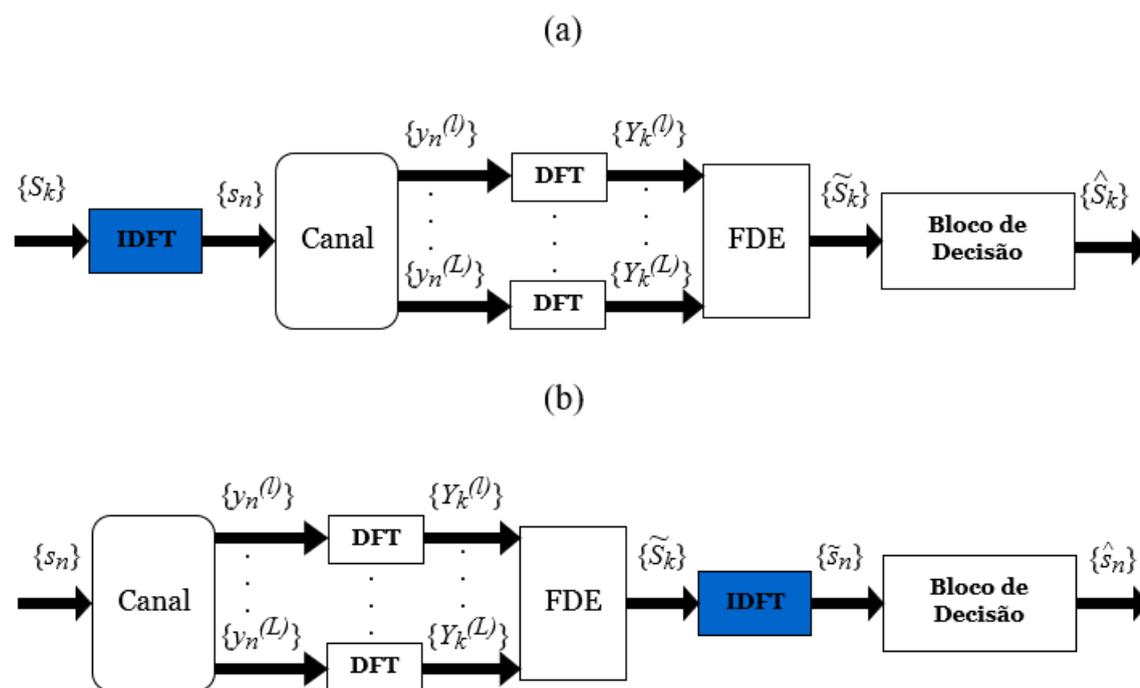


FIGURA 2.12: Cadeia de transmissão típica do OFDM (a) e do SC-FDE (b)

contendo EB e/ou sistemas de radiodifusão) os esquemas OFDM aparecem como bons candidatos. Tendo em conta a compatibilidade existente entre os esquemas OFDM e SC-FDE pode-se dizer que o ideal seria escolher um esquema SC-FDE, com baixas flutuações da envolvente, para a ligação *uplink* e um esquema OFDM para a ligação *downlink*. O que se traduz numa vantagem para os TMs/UEs em que só seria necessário realizar uma simples função de transmissão SC e outra função de recepção OFDM. Assim sendo, a carga de implementação fica então

concentrada nas EBs, onde o incremento do consumo energético e o custo não constituem fatores muito críticos, nomeadamente o esforço do processamento e as dificuldades de amplificação de potência [12, 10].

### 2.2.2 Recetores IB-DFE

Os equalizadores DFE (*Decision Feedback Equalizer*) [30] podem ter um desempenho significativamente superior aos equalizadores lineares. Os DFE que trabalham no domínio do tempo possuem boas relações de compromisso entre o desempenho e a complexidade da implementação, providenciando uma resposta impulsiva do canal não tão extensa. No entanto, se a resposta impulsiva do canal se expandir ao longo dum elevado número de símbolos (tal como no caso da elevada dispersão temporal do canal) a complexidade dum DFE convencional também aumenta. A este propósito, foi proposto por Benuto e Tomasin, em 2001 [31], um SC-DFE híbrido, ou seja, a operar nos dois domínios: frequência e tempo; empregando, para o efeito, um filtro "*feedforward*" no domínio da frequência e outro "*feedback*" no domínio do tempo. O resultado será um melhor desempenho do que se tinha com um FDE linear, embora surjam outras dificuldades a ultrapassar. O erro de propagação, especialmente quando o filtro *feedback* tem um elevado número de ramos, representa uma dessas dificuldades, que afetam o desempenho do receptor. Uma forma de contornar esta situação é utilizar a abordagem do bloco iterativo DFE (IB-DFE) para a transmissão SC [9]. Segundo esta nova abordagem, ambas as partes, o *feedforward* e o *feedback* são implementadas no domínio da frequências, como representado na Fig. 2.13.

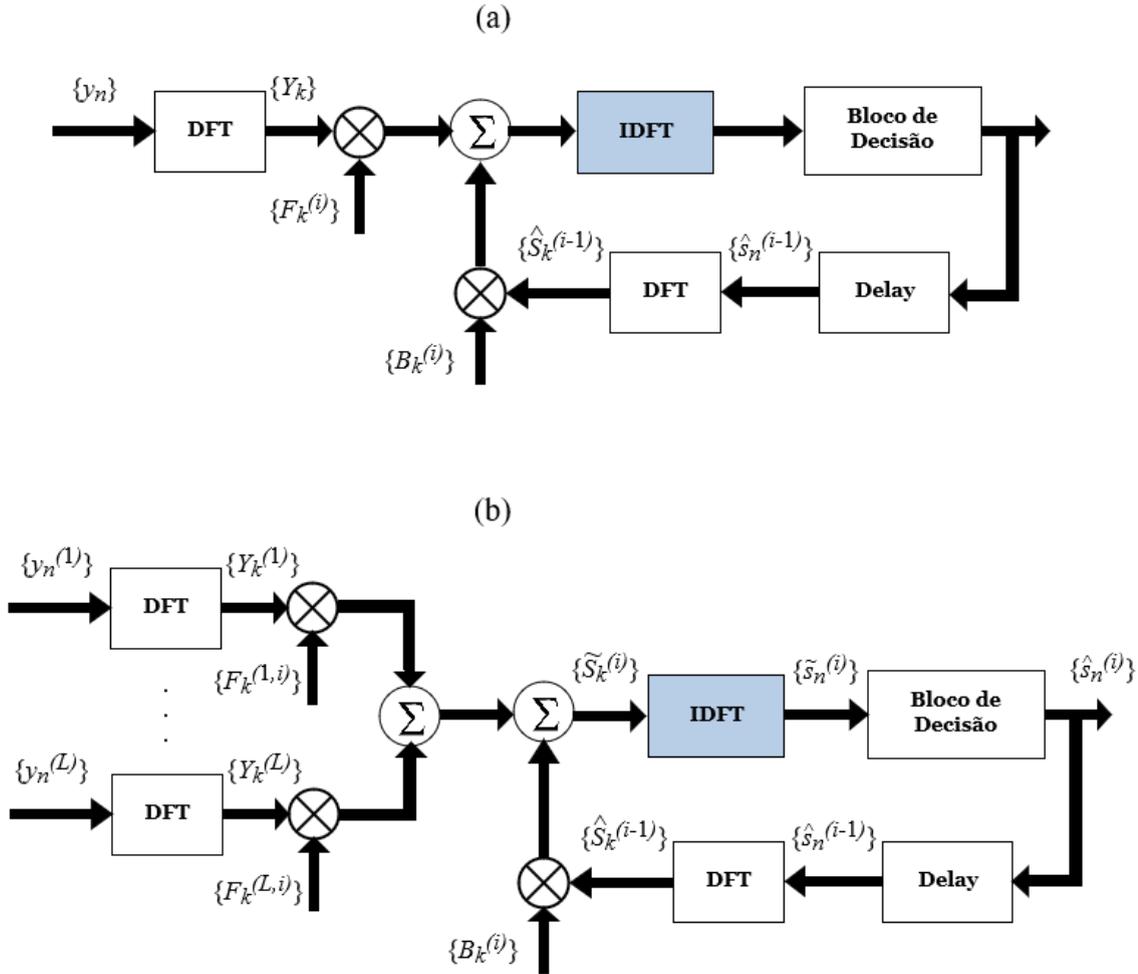


FIGURA 2.13: Estrutura do receptor IB-DFE sem diversidade espacial (a) e com diversidade espacial de ordem  $L$  (b).

Considere-se assim um IB-DFE com diversidade espacial de ordem  $L$ , cujas amostras a saída, de uma dada iteração  $i$ , são dadas por

$$\tilde{S}_k^{(i)} = \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} Y_k^{(l)} - B_k^{(i)} \hat{S}_k^{(i-1)}, \quad (2.57)$$

onde  $\{F_k^{(l,i)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$  ( $l = 1, \dots, L$ ) e  $\{B_k^{(i)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$  representam respectivamente os coeficientes *feedforward* e *feedback*, e o conjunto  $\{\hat{S}_k^{(i-1)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$  representa a DFT do bloco de decisões rígidas  $\{\hat{s}_n^{(i-1)}; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ , da iteração  $(i-1)$ , associada ao bloco transmitido no domínio do tempo  $\{s_n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ . Os coeficientes do IB-DFE *forward* e *backward* são  $\{F_k^{(l,i)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$  ( $l = 1, \dots, L$ ) e  $\{B_k^{(i)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$ , respectivamente, e são

escolhidos de maneira a otimizar o SINR (*Signal-to-Interference plus Noise Ratio*). Por conseguinte, os coeficientes *feedforward* e *feedback* ótimos são dados, respectivamente, por

$$F_k^{(l,i)} = \frac{\kappa_F^{(i)} H_k^{(l)*}}{\beta + [1 - (\rho^{(i-1)})^2] \sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2}, \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (2.58)$$

e

$$B_k^{(i)} = \rho^{(i-1)} \left( \sum_{l'=1}^L F_k^{(l',i)} H_k^{(l')} - 1 \right), \quad (2.59)$$

onde  $\kappa_F^{(i)}$  é selecionado de forma a garantir que  $\gamma^{(i)} = 1$ ,  $\beta$  é dado por 2.38 e  $\rho^{(i)}$

$$\rho^{(i)} = \frac{E \left[ s_n^* \hat{s}_n^{(i)} \right]}{E \left[ |s_n|^2 \right]} \quad (2.60)$$

representa uma medida de confiabilidade da decisão tomada na malha de realimentação. Uma vez que os coeficientes IB-DFE têm em conta a totalidade do bloco de confiabilidade, o problema do erro de propagação é significativamente reduzido. Duma forma geral, as técnicas IB-DFE oferecem resultados muito mais promissores do que os métodos não-iterativos. De facto, os esquemas IB-DFE podem ser considerados como turbo equalizadores de baixa complexidade [32, 33] já que a malha de realimentação usa as saídas do equalizador ao invés das saídas do decodificador do canal. Para a primeira iteração não se tem informação acerca do parâmetro  $s_n$ , o que quer dizer que  $\rho = 0$ ,  $B_k^{(0)} = 0$  e  $F_k^{(l,0)}$  são dados 2.56. Deste modo, o IB-DFE fica então reduzido a um FDE linear. Obviamente, para a primeira iteração ( $i = 0$ ), não existe informação acerca de  $S_k$  e o coeficiente de correlação dado em 2.60 é zero. O que quer dizer que  $B_k^{(0)} = 0$  e  $F_k^{(l,i)}$  fica reduzido a

$$F_k^{(l,0)} = \frac{\kappa_F^{(0)} H_k^{(l)*}}{\beta + \sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2}, \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (2.61)$$

que corresponde aos coeficientes ótimos equalizados no domínio da frequência sob

o critério MMSE. Após a primeira iteração, e se o valor residual de BER (Taxa de Erro de Bit) não for muito elevado, podem-se então utilizar os coeficientes de *feedback* de forma a eliminar uma boa parte da interferência residual. Quando  $\rho \approx 1$ , após muitas iterações e/ou um valor médio-a-elevado do RSR, obtém-se um cancelamento do ISI residual quase total, através desses coeficientes ótimos, enquanto que os coeficientes *feedforward* realizam, sensivelmente, uma filtragem adaptada. Pode-se escrever 2.57 como

$$\tilde{S}_k^{(i)} = \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} Y_k^{(l)} - B_k^{(i)} \bar{S}_k^{(i-1)}, \quad (2.62)$$

com

$$\bar{S}_k^{(i-1)} = \rho^{(i-1)} \hat{S}_k^{(i-1)}. \quad (2.63)$$

Posto que os parâmetros  $\rho^{(i-1)}$  podem ser considerados como os blocos de confiabilidade referentes as estimativas  $\hat{S}_k^{(i-1)}$ , então o parâmetro  $\bar{S}_k^{(i-1)}$  representa a média dos blocos de  $S_k^{(i-1)}$  à saída do FDE. Assim sendo, proceder-se-á à substituição das médias em bloco pelas médias por símbolos, de forma a melhorar o desempenho, como descrito na continuação. Caso se considere que os símbolos transmitidos são selecionados a partir de uma constelação QPSK sob o critério de mapeamento de Gray, a generalização para os restantes casos é direta, isto é,  $s_n = \pm 1 \pm j = s_n^I + js_n^Q$ , com  $s_n^I = \text{Re}\{s_n\}$  e  $s_n^Q = \text{Im}\{s_n\}$  (a mesma definição se aplica para  $\tilde{s}_n$ ,  $\bar{s}_n$  e  $\hat{s}_n$ ), então pode-se facilmente demonstrar que os parâmetros de ralação LLR (*Log Likelihood Ratios*) do bit de fase e do bit em quadratura, associados a  $s_n^I$  e a  $s_n^Q$ , respectivamente, são dados por

$$L_n^I = 2\tilde{s}_n^I/\sigma_p^2, \quad (2.64)$$

e

$$L_n^Q = 2\tilde{s}_n^Q/\sigma_p^2, \quad (2.65)$$

respectivamente, onde

$$\sigma_p^2 = \frac{1}{2} E [|s_n - \tilde{s}_n|^2] \approx \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} E [|\hat{s}_n - \tilde{s}_n|^2]. \quad (2.66)$$

Assumindo uma aproximação Gaussiana, verifica-se que o valor médio de  $s_n$  condicionado à saída do FDE ( $\tilde{s}_n$ ) é

$$\begin{aligned} \bar{s}_n &= \tanh\left(\frac{L_n^I}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{L_n^Q}{2}\right) \\ &= \rho_n^I \hat{s}_n^I + j \rho_n^Q \hat{s}_n^Q, \end{aligned} \quad (2.67)$$

onde as decisões rígidas  $\hat{s}_n^I = \pm 1$  e  $\hat{s}_n^Q = \pm 1$  são definidos de acordo com o sinal de  $L_n^I$  e  $L_n^Q$ , respectivamente, e  $\rho_n^I$  e  $\rho_n^Q$  podem ser considerados como os parâmetros de confiabilidade associados ao bit de fase e bit de quadratura dum dado símbolo  $n$ , expressos por

$$\rho_n^I = \frac{E [s_n^I * \hat{s}_n^I]}{E [|s_n^I|^2]} = \tanh\left(\frac{|L_n^I|}{2}\right) \quad (2.68)$$

e

$$\rho_n^Q = \frac{E [s_n^Q * \hat{s}_n^Q]}{E [|s_n^Q|^2]} = \tanh\left(\frac{|L_n^Q|}{2}\right) \quad (2.69)$$

para a primeira iteração,  $\rho_n^I = \rho_n^Q = 0$  e  $\bar{s} = 0$ . Os coeficientes de *feedforward* são obtidos por 2.58, com os blocos de confiabilidade dados por

$$\rho^{(i)} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} (\rho_n^{I(i)} + \rho_n^{Q(i)}) \quad (2.70)$$

Consequentemente, o receptor com os blocos de confiabilidade, na sequência, designados por IB-DFE com decisões rígidas, e o receptor com os símbolos de confiabilidade, designados por IB-DFE com decisões brandas, utilizam os mesmos coeficientes *feedforward*. No entanto, na primeira o malha de realimentação usa os decisões rígidas em cada bloco de dados, pesados por um fator comum de confiabilidade, enquanto que no segundo o fator de confiabilidade troca de símbolo para

símbolo. De facto, o fator de confiabilidade difere em cada símbolo em ambas as partes real e imaginária.

Também é possível definir turbo receptores FDE baseados em receptores IB-DFE que, à semelhança dos turbo equalizadores convencionais, empreguem saídas decodificadoras de canal ao invés de decisões brandas não codificadas na malha de realimentação [34, 35]. A estrutura do receptor é semelhante à do IB-DFE com decisões brandas, mas ainda com um canal decodificador SISO (Soft-In, Soft-Out) utilizado na malha de realimentação. O bloco SISO, que poderá ser implementado como descrito em Vucetic e Yuan 2002 [36], fornecem os LLRs dos bits de informação e dos bits codificados. As entradas do bloco SISO são os LLRs dos bits codificados à saída do FDE. Neste caso, os coeficientes *feedforward* são obtidos da mesma forma, através de 2.58, e com os blocos de confiabilidade dados por 2.70.

## 2.3 Comparação do desempenho entre OFDM e SC-FDE

Para ter alguma noção sobre o desempenho em termos do BER dos sistemas OFDM e SC-FDE, apresentar-se-á à continuação um conjunto de resultados simulados referentes a uma transmissão não codificada através dum canal altamente seletivo na frequência. Para este efeito, considera-se sincronização e condições de estimação de canal perfeitas assim como amplificação linear da potência. Os blocos têm comprimento igual a  $N = 512$  símbolos úteis modulados, os quais são selecionados a partir de uma constelação QPSK, sob um mapeamento de Gray. Para os dois tipos de modulação é adicionado um CP apropriado para cada bloco no domínio do tempo. Assume-se também um receptor com espaço de diversidade de ordem  $L$  e com antenas receptoras não correlacionadas. Nas Fig. 2.14 e 2.15 mostram-se as médias dos desempenhos BER não codificados (médias feitas sobre todos os blocos) das modulações OFDM e SC-FDE sob um critério MMSE, com  $L = 1, 2$  e  $4$ , respectivamente. Os valores de BER são expressos em função de  $E_b/N_0$  onde  $E_b$

designa a energia de bit e  $N_0$  designa a densidade espectral de potência unilateral do ruído no canal. Para efeitos comparativos, foi também incluído o desempenho do canal AWGN com diversidade espacial de ordem  $L$

$$P_b = Q \left( \sqrt{\frac{2LE_b}{N_0}} \right), \quad (2.71)$$

o desempenho do filtro adaptado *Matched Filter Bound* (MFB), definido por

$$P_{b,MFB} = E \left[ Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=1}^L |H_k^{(l)}|^2} \right) \right], \quad (2.72)$$

onde a expectativa é sobre as realizações do canal. Assume-se que  $E \left[ |H_k^{(l)}|^2 \right] = 1$ , para qualquer  $k$ ) e o desempenho do canal de Rayleigh com desvanecimento e diversidade espacial de ordem  $L$ , dado por [30]

$$P_{b,Ray} = \left( \frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left( \frac{1+\mu}{2} \right)^l, \quad (2.73)$$

com

$$\mu = \sqrt{\frac{\frac{E_b}{N-0}}{1 + \frac{E_b}{N_0}}}. \quad (2.74)$$

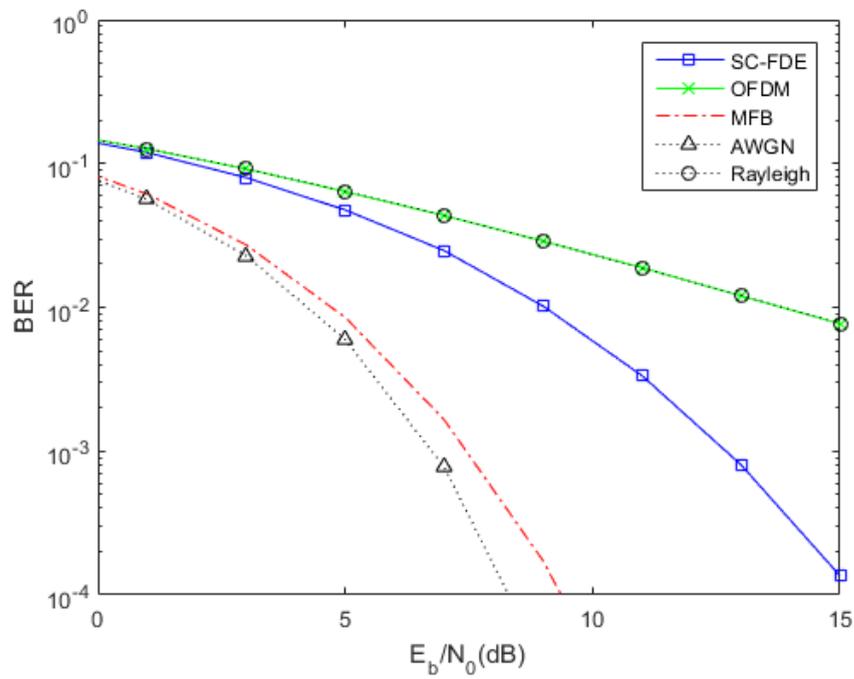


FIGURA 2.14: Desempenho BER não codificado para OFDM e SC-FDE sem diversidade espacial ( $L = 1$ )

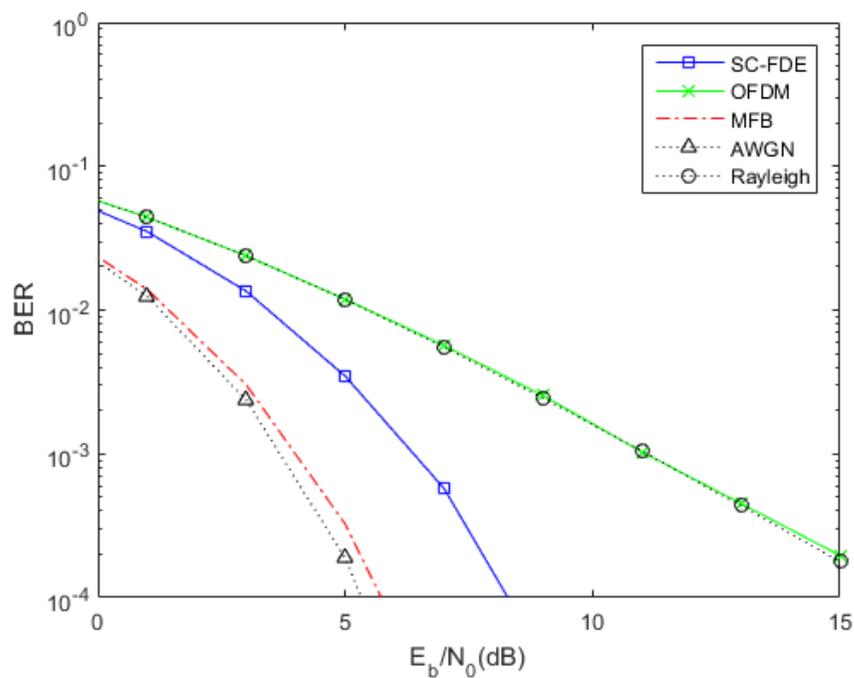


FIGURA 2.15: Desempenho BER não codificado para OFDM e SC-FDE com 2 ramos receptores de diversidade

Como é evidente, através da observação das figuras, os esquemas SC-FDE superam em desempenho os esquemas OFDM em todos os casos. Tal como era esperado, o uso da diversidade otimizou o desempenho em ambos os esquemas. Ainda é possível notar que o desempenho dos esquemas OFDM é muito próximo do desempenho conseguido sob as condições de Rayleigh. Torna-se evidente que o baixo desempenho dos esquemas OFDM resulta do facto do desempenho global do sistema ser condicionado pelos sub-canais nas zonas de desvanecimento profundo. Foram utilizados esquemas de codificação do canal de forma a ultrapassar esta dificuldade.

Considere-se agora o impacto da codificação do canal. Para isto, assume-se um código convolucional com uma taxa de  $1/2$ , 64-estados e com os geradores  $1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6$  e  $1 + D + D^2 + D^3 + D^6$ . Nos esquemas OFDM será aplicado um bloco interno intercalado com os blocos. Na Fig. 2.16 pode-se observar a média do BER codificada de ambas modulações, quando  $L = 1, 2$  e  $4$ . Retira-se desta figura que os benefícios da codificação do canal são evidentes, especialmente para o caso OFDM, mas produzindo um desempenho bastante similar em ambos os sistemas. Isto quer dizer que a codificação do canal pode compensar tanto o mau desempenho da modulação OFDM não codificada, quanto a taxa de codificação é suficientemente baixa. Como era expectável, para um taxa de codificação elevada o desempenho do SC-FDE ultrapassa o do OFDM.

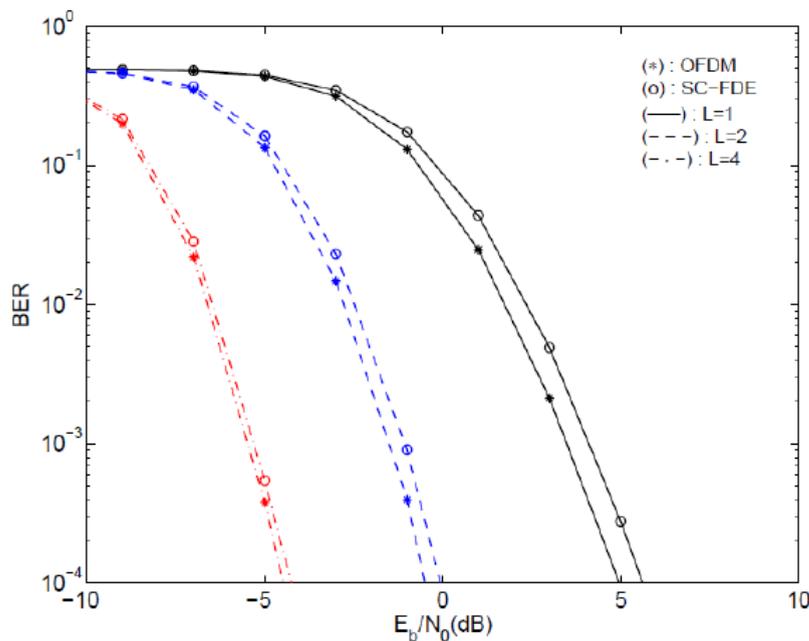


FIGURA 2.16: Desempenho BER codificado para OFDM e SC-FDE com uma taxa de 1/2 de código convolucional, com  $L = 1, 2$  e 4 ramos receptores[1]

Finalmente, considere-se uma transmissão não codificada com modulação SC, onde o FDE linear é substituído por um IB-DFE, mais uma vez, sob um critério MMSE. A Fig. 2.17 mostra o a média do desempenho BER não codificado para as iterações 1 e 5 com  $L = 1$ , assim como o desempenho correspondente do filtro adaptado MFB e do canal AWGN. Verifica-se nesta figura que o bloco iterativo providencia um aprimoramento do desempenho BER: o valor exigido de  $E_b/N_0$  para  $BER = 10^{-4}$  é cerca de 15 dB para a 1ª iteração, o que corresponde a um SC-FDE linear convencional, decrescendo para 10.5 dB em apenas 3 iterações, sendo que a 4ª e 5ª iteração providenciam melhorias pouco significativas. Além disso, o desempenho em termos do BER aproxima-se cada vez mais do MFB, apenas com algumas iterações. Este resultado evidencia o potencial dos receptores IB-DFE.

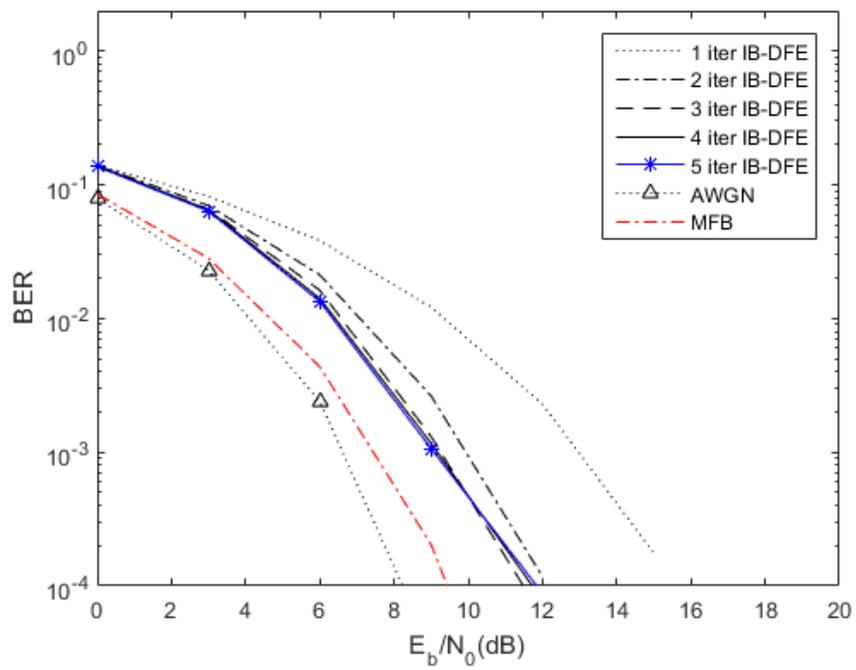


FIGURA 2.17: Desempenho BER não codificado para um IB-DFE com 1 a 5 iterações sem diversidade na recepção ( $L = 1$ )



# Capítulo 3

## Desenvolvimento do receptor otimizado

Ao longo deste capítulo apresentar-se-ão os diferentes receptores que implementam esquemas *massive* MIMO. Primeiramente serão apresentadas três técnicas que envolvem operações de inversão de matrizes, nomeadamente ZF, MMSE e IB-DFE. Como é de conhecimento geral, o receptor IB-DFE não precisa de um decodificador à saída da malha de *feedback*, o que conduz a um elevado desempenho [35]. O fator determinante é que estas técnicas, que envolvem inversão de matrizes, tornam-se muito complexas em sistemas *massive* MIMO. Este facto representa a motivação por trás da implementação dos outros dois receptores que não usam inversão de matrizes, reduzindo assim a complexidade do sistema.

### 3.1 Receptores com inversão de matrizes

#### 3.1.1 MMSE e ZF

Considere-se o cenário *massive* MIMO descrito na Fig.3.1a que diz respeito a uma ligação *uplink* entre uma EB equipada com  $R$  antenas que recebem sinal de  $T$  antenas por parte do TM. Por motivos de simplificação, assumir-se-á que cada

TM tem uma única antena (a generalização para o caso de transmissores multi-antena é direta) e que o número de antenas receptoras é muito superior ao número de antenas emissoras (i.e.,  $R \gg T$ ). Uma vez que  $R \gg T$  e  $T > 1$  isto pode ser considerado um cenário *massive* MIMO, exceptuando o lado do receptor.

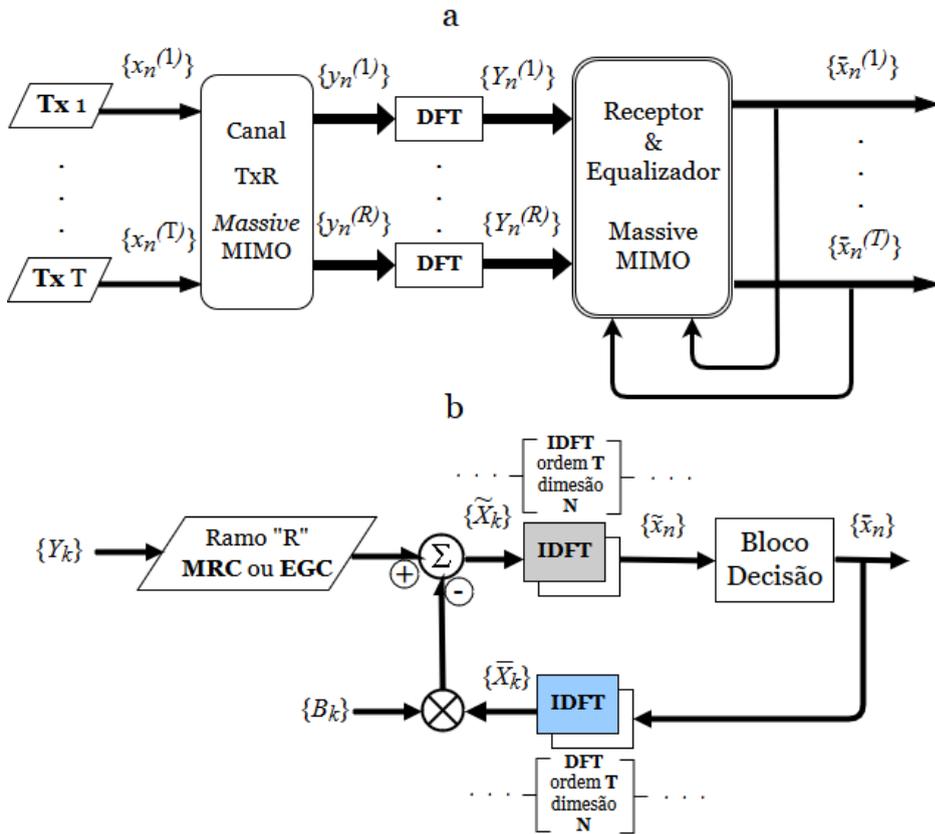


FIGURA 3.1: Sistema *massive* MIMO para o esquema SC-FDE (a) e detalhe do Receptor/Equalizador *massive* MIMO baseado em MRC/EGC (b)

No capítulo anterior viu-se que a estrutura do receptor FDE linear (ver Fig. 2.11) continha um *Cyclic Prefix* (CP), que por sua vez é mais extenso do que a máxima resposta impulsiva do canal. Este CP é anexado a cada bloco antes de ser transmitido no canal MIMO com multipercurso [1]. O sinal recebido na antena receptora  $r$ , ( $r = 1, 2, \dots, R$ ), é amostrado, o CP é removido e, após uma operação DFT, obtém-se o correspondente bloco no domínio da frequência  $\{Y_{k,r}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ ; a forma matricial do sinal associado a sub-portadora  $k$

é

$$\mathbf{Y}_k^{(r)} = \left[ Y_k^{(1)} \dots Y_k^{(R)} \right]^T = \mathbf{S}_k \mathbf{H}_k + \mathbf{N}_k, \quad (3.1)$$

onde  $\mathbf{Y}_k$  é um vector de tamanho  $R$  cujo elemento  $r$  é dado por  $Y_{k,r}$ ,  $\mathbf{H}_k$  representa o canal matriz  $R \times T$  associado a sub-portadora  $k$ ,  $\mathbf{S}_k$  é vector de tamanho  $T$  cujo elemento  $t$  é dado por  $S_{k,t}$  e  $\mathbf{N}_k$  designa o ruído do canal.

Sob um critério *Zero Forcing* (ZF) tem-se que  $(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \times \mathbf{H} = \mathbf{I}$ , como já foi visto na secção anterior. Assim, sendo que para um receptor FDE linear, após o equalizador, os símbolos podem ser obtidos através da IDFT do bloco  $\{\tilde{\mathbf{S}}_k^{(r)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ , então obtém-se

$$\tilde{\mathbf{S}}_k = \left[ \tilde{S}_k^{(1)}, \dots, \tilde{S}_k^{(R)} \right]^T = (\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k)^{-1} \mathbf{H}_k \times \mathbf{Y}_k \quad (3.2)$$

Neste caso o canal é completamente invertido, o que resulta numa equalização perfeita do canal após o FDE. O problema é que na presença do ruído do canal, esta inversão causa um aumento do ruído nos sub-canais provocando desvanecimentos profundos e, conseqüentemente, uma enorme redução do RSR. Contudo, é considerável destacar que na ausência de ruído, esta inversão perfeita do canal conduz ao valor preciso das amostras e evita a situação anterior [37].

Por outro lado, para um receptor FDE linear baseado num critério *Minimum Mean Square Error* (MMSE), tem-se que as amostras  $\tilde{\mathbf{S}}_k$ , são dadas por

$$\tilde{\mathbf{S}}_k = \left[ \tilde{S}_k^{(1)} \dots \tilde{S}_k^{(R)} \right]^T = (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H + \alpha \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_k^H, \quad (3.3)$$

aqui  $\mathbf{I}$  designa uma matriz identidade apropriada, e

$$\alpha = \frac{E \left[ \left| N_k^{(r)} \right|^2 \right]}{E \left[ \left| S_k^{(t)} \right|^2 \right]}, \quad (3.4)$$

é comum a todos os valores de  $t$  e  $r$ .

Embora este critério envolva operações de inversão total do canal como em ZF, tal não acontece na presença dos desvanecimentos profundos, o que reduz significativamente os efeitos do aumento do ruído, verificando-se uma ligeira melhoria no desempenho.

### 3.1.2 IB-DFE

A complexidade do nosso receptor é essencialmente condicionada tanto pelo par de blocos FFT/IFFT em cada utilizador e em cada iteração, como também pela necessidade de resolução de um sistema com  $R$  equações em todas as frequências associadas a cada utilizador e cada iteração.

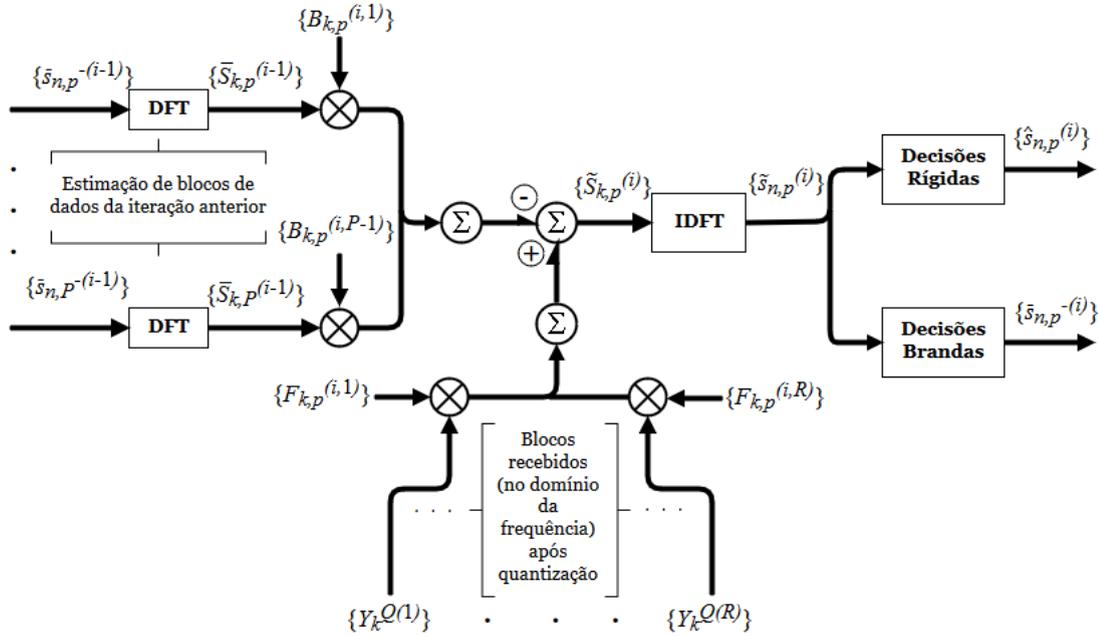


FIGURA 3.2: Estrutura do receptor IB-DFE com espaço de diversidade de ordem  $N_{Rx}$

Na iteração  $i$ , os símbolos estimados, que estão associados ao TM  $p$   $\{\hat{s}_{n,p}; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ , pertencem ao grupo das decisões rígidas à saída do detector (ver Fig. 3.2) no domínio do tempo  $\{\tilde{s}_{n,p}; n = 0, 1, \dots, N - 1\} = IDFT\{\tilde{S}_{k,p}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ , com  $\tilde{S}_{k,p}$  dado por

$$\tilde{S}_{k,p} = \mathbf{F}_{k,p}^T \mathbf{Y}_k^Q - \mathbf{B}_{k,p}^T \bar{\mathbf{S}}_{k,p}; \quad (3.5)$$

onde  $\mathbf{F}_{k,p}^T = [F_{k,p}^{(1)}, \dots, F_{k,p}^{(R)}]^T$  representa os coeficientes *feedforward*,  $\mathbf{B}_{k,p}^T = [B_{k,p}^{(1)}, \dots, B_{k,p}^{(P)}]^T$  representa os coeficientes *feedback* e o vector  $\bar{\mathbf{S}}_{k,p}$  é dado por  $\bar{\mathbf{S}}_{k,p} = [\bar{S}_{k,1}, \dots, \bar{S}_{k,p-1}, \bar{S}_{k,p}, \bar{S}_{k,P}]^T$ , onde o bloco  $\{\bar{S}_{k,p}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$  é a DFT do bloco que contém os valores médios condicionados à saída do detector  $\{\bar{s}_{n,p}; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ , para o utilizador  $p$  de uma dada iteração. Obviamente, os elementos de  $\bar{\mathbf{S}}_{k,p'}$ , estão associados com a iteração atual dos TMs já detectados ( $p' < p$ ) que por sua vez estão associados a iteração anterior do TM que está a ser detectado nesse momento, e também com os TMs que ainda não foram detectados nesta iteração. De forma a fazer a normalização para a constelação QPSK, ou seja,  $s_{n,p} = \pm 1 \pm j$ , os valores médios de  $\bar{s}_{n,p} = \pm 1 \pm j$  são dados por [38]

$$\bar{s}_{n,p} = \tanh\left(\frac{L_{n,p}^{Re}}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{L_{n,p}^{Im}}{2}\right), \quad (3.6)$$

onde

$$L_{n,p}^{Re} = \frac{2}{\sigma_{n,p}^2} \text{Re}\{\tilde{s}_{n,p}\}, \quad (3.7a)$$

$$L_{n,p}^{Im} = \frac{2}{\sigma_{n,p}^2} \text{Im}\{\tilde{s}_{n,p}\}, \quad (3.7b)$$

e

$$\sigma_{n,p}^2 = \frac{1}{2N} \sum_{n'=0}^{N-1} |\tilde{s}_{n',p} - s_{n',p}|^2 \simeq \frac{1}{2N} \sum_{n'=0}^{N-1} |\tilde{s}_{n',p} - \hat{s}_{n',p}|^2, \quad (3.8)$$

Basicamente é feita uma substituição dos símbolos transmitidos pelas estimativas obtidas das decisões rígidas aquando do cálculo de  $\sigma_{n,p}^2$ , considerando-se, para o efeito, que o erro é negligenciável para uma pequena taxa de erro de bit (BER) [38]. As decisões rígidas associadas ao símbolo  $s_{n,p}$  são  $\hat{s}_{n,p} = \sin(\text{Re}\{\tilde{s}_{n,p}\}) + j \sin(\text{Im}\{\tilde{s}_{n,p}\})$ ,

Para uma dada iteração e o TM  $p$ , o receptor é caracterizado pelos coeficientes  $\mathbf{F}_{k,p}$  e  $\mathbf{B}_{k,p}$  ( $k=0,1,\dots,N-1$ ). Como foi demonstrado na secção anterior estes

coeficientes constituem os coeficientes *feedforward* e *feedback* e são selecionados de maneira a minimizar o desempenho do BER. Para uma constelação QPSK com mapeamento de Gray, obtemos o valor de BER através de 3.9:

$$P_e \simeq Q\left(\sqrt{\frac{1}{\theta_p}}\right), \quad (3.9)$$

onde  $Q(x)$  representa a função de erro Gaussiana e:

$$\theta_p = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \Theta_{k,p}, \quad (3.10)$$

com

$$\begin{aligned} \Theta_{k,p} &= \mathbb{E} \left[ |\tilde{S}_{k,p} - S_{k,p}|^2 \right] = \\ &= \mathbb{E} \left[ |\mathbf{F}_{k,p}^T \mathbf{Y}_k^Q - \mathbf{B}_{k,p}^T \bar{\mathbf{S}}_{k,p} - S_{k,p}|^2 \right] \end{aligned} \quad (3.11)$$

a representar o Erro Quadrático Médio (EQM) das amostras no domínio da frequência  $\tilde{S}_{k,p}$  [39]. Consequentemente será necessário realizar a minimização de  $\Theta_{k,p}$  de forma a obter os coeficientes ótimos  $\mathbf{F}_{k,p}$  e  $\mathbf{B}_{k,p}$ . Note-se que  $\bar{S}_{k,p} \simeq \rho_p \hat{S}_{k,p}$  [34, 35], com  $\hat{S}_{k,p}$  a representar as amostras no domínio da frequência associadas aos símbolos pertencentes às decisões rígidas. Além disso,  $\hat{S}_{k,p} \approx \rho_p \hat{S}_{k,p} + \Delta_{k,p}$  [40], desta forma temos  $\bar{S}_{k,p} \approx \rho_p^2 S_{k,p} + \rho_p \Delta_{k,p}$ , e  $\mathbb{E} [|\bar{S}_{k,p}|^2] = |\rho_p|^2 \mathbb{E} [|\hat{S}_{k,p}|^2] = |\rho_p|^2 \mathbb{E} [|S_{k,p}|^2]$ . Por outro lado,  $\Delta_{k,p} = [\Delta_{k,1}, \dots, \Delta_{k,P}]^T$ , é o vector de erro de média zero para os  $P$  TMs, não existindo correlação entre os seus elementos e também entre estes e  $S_{k,p}$ ; consequentemente  $\mathbb{E} [|\Delta_{k,p}|^2] = (1 - |\rho_p|^2) \mathbb{E} [|S_{k,p}|^2]$ . No formato matricial tem-se  $\bar{\mathbf{S}}_k \simeq \mathbf{P}^2 \mathbf{S}_k + \mathbf{P} \Delta_k$  e  $\mathbf{P} = \text{Diag}(\rho_1, \dots, \rho_P)$ , com os coeficientes de correlação dados por:

$$\rho_p = \frac{\mathbb{E} [\hat{s}_{n,p} s_{n,p}^*]}{\mathbb{E} [|s_{n,p}|^2]} \quad (3.12)$$

que designam uma medida de fiabilidade das estimativas associadas à iteração  $i$ . Pode ser demonstrado que para uma constelação QPSK, temos  $\rho_p = 1 - 2P_e$  [34], que pode ser aproximado por 3.13 cujos parâmetros podem ser calculados como

em [41, 37]:

$$\rho_p \approx \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} (|\rho_{n,p}^{Re}| + |\rho_{n,p}^{Im}|), \quad (3.13)$$

Através da expansão da raiz em 3.11 e uma vez que se verifica que o ruído e os dados das componentes estão descorrelacionados e têm média nula, pode ser facilmente demonstrado que  $\Theta$  é dado por:

$$\begin{aligned} \Theta = & \mathbf{F}^H \mathbf{R}_{\mathbf{Y}^Q} \mathbf{F} + \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}, \bar{\mathbf{S}}} \mathbf{B} + \\ & \mathbf{R}_S - 2Re\{\mathbf{F}^H \mathbf{R}_{\mathbf{Y}^Q, S_p}\} + \\ & 2Re\{\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}, S_p}\} - 2Re\{\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}, \mathbf{Y}^Q} \mathbf{F}\} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Por motivos de simplificação, a dependência entre a sub-portadora e os índices do utilizadores, com excepção do fator  $S_p$ , foi retirada de 3.14 e das seguintes equações. Assim, as diferentes matrizes de correlação são expressas por:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}^Q} = \mathbb{E} [\mathbf{Y}^{Q*} \mathbf{Y}^{QT}] = |\alpha|^2 \mathbf{H}^H \mathbf{R}_S \mathbf{H} + \mathbf{R}_{N^{Tot}}, \quad (3.15)$$

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}, \bar{\mathbf{S}}} = \mathbb{E} [\bar{\mathbf{S}}^* \bar{\mathbf{S}}^T] = \mathbf{P}^2 \mathbf{R}_S, \quad (3.16)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}^Q, S_p} = \mathbb{E} [\mathbf{Y}^{Q*} S_p] = \alpha \mathbf{H}^H \mathbf{R}_S \mathbf{e}_p, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}, S_p} = \mathbb{E} [\bar{\mathbf{S}}^* S_p] = \mathbf{P}^2 \mathbf{R}_S \mathbf{e}_p, \quad (3.18)$$

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}, \mathbf{Y}^Q} = \mathbb{E} [\bar{\mathbf{S}}^* \mathbf{Y}^Q] = \alpha \mathbf{P}^2 \mathbf{R}_S \mathbf{H}, \quad (3.19)$$

com  $\mathbf{R}_S = \mathbb{E} [\mathbf{S}^* \mathbf{S}^T] = 2\sigma_S^2 \mathbf{I}_P$  e  $\mathbf{R}_{N^{Tot}} = \mathbb{E} [\mathbf{N}^{\text{Tot}*} \mathbf{N}^{\text{Tot}T}] = |\alpha|^2 \mathbf{R}_N + \mathbf{R}_D$  como sendo as matrizes de correlação de  $\mathbf{S}$  e  $\mathbf{N}^{\text{Tot}}$ , respectivamente.  $\mathbf{R}_N = 2\sigma_N^2 \mathbf{R}_N$  e  $\mathbf{D} = 2diag(\sigma_D^{(1)^2}, \sigma_D^{(2)^2}, \dots, \sigma_D^{(R)^2})$  designam as matrizes de correlação para o ruído

do canal e o ruído de quantização, respectivamente, e  $\sigma_S^2$  e  $\sigma_N^2$  representam, nesta ordem, a variância simbólica e a variância do ruído, no domínio de frequência.

Claramente, a probabilidade de erro de bit será reduzida, se por sua vez, for reduzido o MSE de cada subportadora  $\Theta_{k,p}$ . Por isso, de forma a reduzir o MSE é imposta a condição:

$$\gamma_p = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{r=1}^R F_{k,p}^{(r)} H_{k,p}^{eq(r)} = 1, \quad (3.20)$$

e aplicada a função do gradiente de Lagrange na equação 3.11. Desta forma a função de Lagrange fica

$$J = \Theta_{k,p} + \lambda (\gamma_p - 1), \quad (3.21)$$

onde os coeficientes ótimos  $\mathbf{F}_{k,p}$  e  $\mathbf{B}_{k,p}$  são a solução para o sistema de equações:

$$\begin{cases} \nabla_{\mathbf{F}} J = 0 \\ \nabla_{\mathbf{B}} J = 0 \\ \nabla_{\lambda} J = 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Desta forma:

$$\begin{cases} \nabla_{\mathbf{F}} J = 0 \Leftrightarrow \mathbf{R}_{\mathbf{Y}Q} \mathbf{F} - \mathbf{R}_{\mathbf{Y}Q,S_p} - \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}}\mathbf{Y}Q}^H \mathbf{B} + \lambda \mathbf{H}^H \mathbf{e}_p = 0 \\ \nabla_{\mathbf{B}} J = 0 \Leftrightarrow \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}},\bar{\mathbf{S}}} \mathbf{B} + \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}},S_p} - \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{S}},\mathbf{Y}Q} \mathbf{F} = 0 \\ \nabla_{\lambda} J = 0 \Leftrightarrow \gamma_p = 1. \end{cases} \quad (3.23)$$

Após alguma manipulação algébrica [41], fica:

$$\mathbf{F} = \kappa \Lambda \mathbf{H}^H \mathbf{e}_p, \quad (3.24)$$

e

$$\mathbf{B} = \alpha \mathbf{H} \mathbf{F} - \mathbf{e}_p, \quad (3.25)$$

com

$$\Lambda = (\mathbf{H}^H (\mathbf{I}_P - \mathbf{P}^2) \mathbf{H} + \mathbf{R}_{N^{Tot}} \mathbf{R}_S^{-1} |\alpha|^{-2})^{-1}, \quad (3.26)$$

onde  $\kappa$  é selecionado de forma a garantir a igualdade  $\gamma_p = 1$ , a fim de ter um FDE normalizado com  $\mathbb{E}[\tilde{s}_{n,p}]$ . Com  $\mathbf{R}_S = \mathbb{E}[\mathbf{S}^* \mathbf{S}^T] = 2\sigma_S^2 \mathbf{I}_P$  e  $\mathbf{R}_{N^{Tot}} = \mathbb{E}[\mathbf{N}^{Tot*} \mathbf{N}^{TotT}] = |\alpha|^2 \mathbf{R}_N + \mathbf{R}_D$ , a representar as matrizes de correlação de  $\mathbf{S}$  e  $\mathbf{N}^{Tot}$ , respectivamente.  $\mathbf{R}_N = 2\sigma_N^2 \mathbf{I}_R$  e  $\mathbf{R}_D = 2diag(\sigma_D^{(1)2}, \sigma_D^{(2)2}, \dots, \sigma_D^{(R)2})$  são as matrizes de correlação do ruído de canal e ruído de quantização, respectivamente, e  $\sigma_S^2$  e  $\sigma_N^2$  representam a variância simbólica e a variância de ruído, respectivamente. Um fator importante a ter em consideração é que o efeito de quantização quando ignorado, tem-se  $\mathbf{R}_{N^{Tot}} = \mathbf{R}_N$  e  $\alpha = 1$ . Na prática acontece que  $\alpha \simeq 1 - 2Q\left(\frac{A_M}{\sigma_y^{(r)}}\right)$  [42], o que quer dizer que para um quantizador prático tem-se  $\alpha \simeq 1$  o que permite usar um  $\alpha = 1$  cujo impacto provocado no desempenho do receptor é evidentemente negligenciável. Posto isto, tem-se que  $\mathbf{R}_{N^{Tot}} \mathbf{R}_S^{-1} = \mathbf{R}_N \mathbf{R}_S^{-1} = \frac{\sigma_N^2}{\sigma_S^2} \mathbf{I}$ , onde  $\mathbf{I}$  é uma matriz identidade apropriada. O que possibilita a simplificação de 3.26, obtendo assim:

$$\Lambda = \left( \mathbf{H}^H (\mathbf{I}_P - \mathbf{P}^2) \mathbf{H} + \frac{\sigma_N^2}{\sigma_S^2} \mathbf{I} |\alpha|^{-2} \right)^{-1} \quad (3.27)$$

Da observação da Fig. 3.3 verifica-se que as técnicas MMSE e IB-DFE apresentam melhores desempenhos do que o ZF, sendo que para a primeira iteração o desempenho do IB-DFE é idêntico ao do MMSE. Verifica-se uma otimização do desempenho do IB-DFE na medida em o número de iterações aumenta aproximando-se muito do resultado ótimo (MFB).

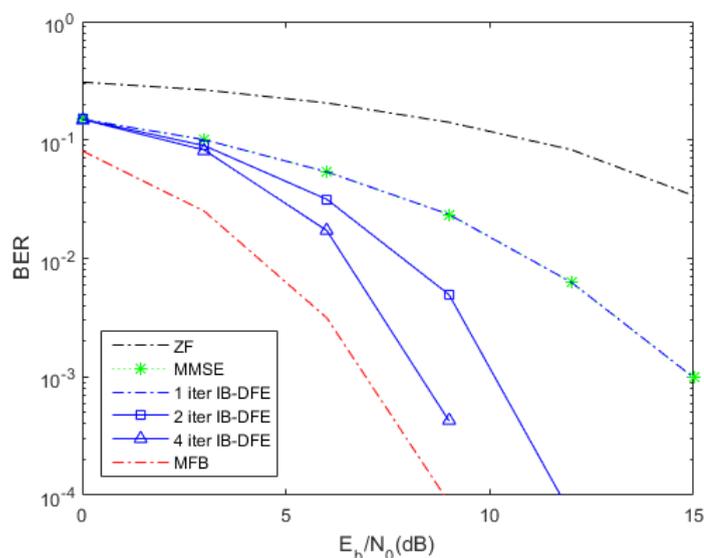


FIGURA 3.3: Comparação do desempenho BER das técnicas ZF, MMSE e IB-DFE

Embora o IB-DFE apresente excelentes resultados apenas para um número pequeno de iterações esta técnica torna-se pesada em complexidade quando o número de antenas cresce, o que representa uma grande desvantagem em sistemas *massive* MIMO.

### 3.1.3 Recetor Iterativo baseado em MRC

Os sistemas *massive* MIMO possuem matrizes de elevadas dimensões, o que representa um problema de complexidade computacional em técnicas que utilizam inversões de matrizes. De forma a ultrapassar este obstáculo e desenvolver receptores de baixa complexidade, implementou-se o receptor baseado em *Maximal Ratio Combining* (MRC) nos sinais associados a cada antena receptora. Esta técnica combina os sinais dos múltiplos ramos de diversidade presentes no receptor. Cada sinal é multiplicado por um fator de peso proporcional à sua amplitude, garantindo assim um valor ótimo da RSR e perfeito sincronismo dos sinais à entrada do receptor. A motivação por trás deste tipo de receptores é que  $\mathbf{H}^H \mathbf{H} \approx k\mathbf{I}$ , onde  $\mathbf{I}$  é uma matriz identidade e  $k$  uma constante. Para sistemas *massive* MIMO com

um número de antenas receptoras muito maior que 1 ( $R \gg 1$ ) e uma correlação entre canais mínima quer nas antenas receptoras quer nas emissoras, os elementos fora da diagonal principal na matriz, isto é,

$$\mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \quad (3.28)$$

são muito inferiores aos elementos que constituem a diagonal principal, onde o elemento  $(i, i')$  da matriz  $\mathbf{F}$  é  $[\mathbf{F}]_{i, i'} = [\mathbf{H}]_{i, i'}$  e  $\mathbf{H}_k$  designa o canal  $\mathbf{R} \times \mathbf{T}$  para a frequência  $k$ [43].

No entanto, do desenvolvimento dum receptor que opera no domínio da frequência com MRC para cada frequência, baseado em  $\mathbf{F}_k^H \mathbf{Y}_k$ , tem-se que os níveis de interferência residual mantêm-se consideráveis, especialmente para valores moderados de  $\mathbf{R}/\mathbf{T}$ . Isto vem afetar significativamente o desempenho como se pode constatar da observação da Fig. 3.4.

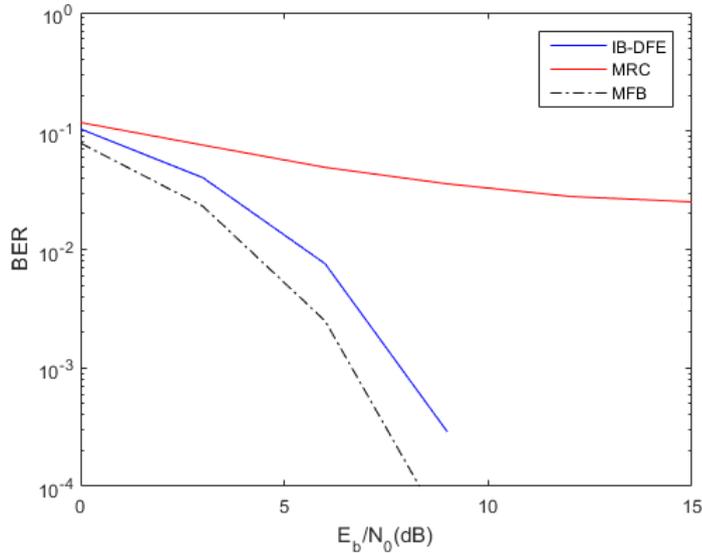


FIGURA 3.4: Comparação do desempenho BER das técnicas IB-DFE e MRC convencional

Desta forma, e em virtude de mitigar esta interferência residual, é proposto neste trabalho o receptor iterativo descrito na Fig. 3.1b, onde

$$\bar{\mathbf{S}}_k = \Psi \mathbf{F}_k^H \mathbf{Y}_k - \mathbf{B}_k \bar{\mathbf{X}}_k, \quad (3.29)$$

com  $\Psi$  a designar a matriz diagonal cujos elementos  $(t, t')$  são dados por  $(\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{r=1}^R |\mathbf{H}_k^{(r,t)}|^2)^{-1}$ . Com uma normalização dos parâmetros contidos na matriz de forma a garantir que a resposta do canal de cada TM tenha média igual a 1 [44], [11]. A matriz  $\mathbf{B}_k$  é usada para reduzir o ISI residual e a interferência entre utilizadores. O seu valor ótimo é dado por

$$\mathbf{B}_k = \Psi \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k - \mathbf{I} \quad (3.30)$$

O cancelamento da interferência é feito por  $\bar{\mathbf{S}}_k = [\bar{\mathbf{S}}_0 \dots \bar{\mathbf{S}}_{N-1}]$ , onde  $\bar{\mathbf{S}}_k$  designam os valores médios, no domínio da frequência, condicionados à saída do receptor por cada uma das iterações precedentes (conf. [37]).

Assim, para a primeira não existe informação acerca dos símbolos transmitidos, pelo que  $\bar{\mathbf{S}}_k = 0$ , o que quer dizer que o receptor implementado pode ser considerado como uma simples aplicação do MRC nos sinais associados as diferentes antenas receptoras. Para as iterações seguintes, os valores médios, condicionados à saída do receptor pela iteração precedente, serão utilizados para mitigar tanto o ISI residual como também a interferência entre utilizadores. No geral, para um valor médio/elevado da RSR, os valores médios condicionados à saída do receptor aproximam-se dos sinais transmitidos na medida em que se incrementa o numero de iterações, o que significa que o cancelamento da interferência feito por  $\mathbf{B}_k$  não só torna este processo de mais eficiente como também melhora o desempenho. Para além disso, se os valores médios condicionados a saída do receptor forem considerados como decisões brandas [37], os efeitos de propagação do erro do receptor implementado serão reduzidos significativamente.

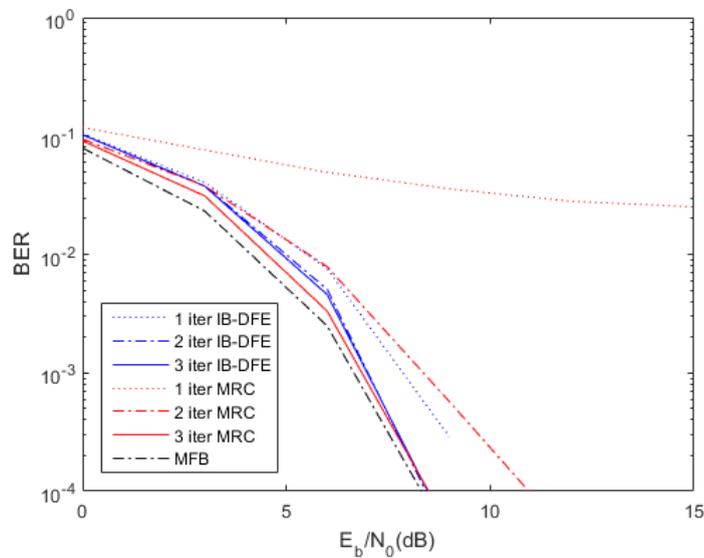


FIGURA 3.5: Comparação do desempenho BER das técnicas MRC e IB-DFE com múltiplas iterações

Na Fig. 3.4 torna-se evidente que o MRC possui uma margem de progresso superior ao IB-DFE na medida em que aumentam o número de iterações sendo que apenas para a 3<sup>a</sup> iteração o desempenho do MRC supera o do IB-DFE.

### 3.1.4 Receptor Iterativo baseado em EGC

Ainda dentro do contexto de receptores que não realizam operações de inversão de matrizes procedeu-se à implementação do *Equal Gain Combining* (EGC) dos sinais associados as várias antenas receptoras, cujo conceito é bastante semelhante ao do MRC constituindo também uma técnica de combinação de sinais. Num receptor baseado em EGC, o sinal procedente de cada ramo é pesado com um fator único independentemente da amplitude do sinal, sendo isto o que mais diferencia esta técnica do MRC. Esta característica faz do EGC um receptor ainda mais simples em termos de implementação uma vez que torna-se desnecessária a estimação do canal assim como também a implementação de atenuadores/amplificadores a entrada do receptor. Porém, o desempenho desta técnica é, na maioria dos casos, ligeiramente inferior ao MRC. No entanto, existe uma motivação relativamente

ao receptor EGC que reside no facto de que, para sistemas *massive* MIMO com  $R \gg 1$ , pode ser demonstrado que  $\exp(\mathbf{j} + \arg(\mathbf{H}^H)) \times \mathbf{H} \approx k\mathbf{I}$  com  $k$  a designar uma constante e  $\mathbf{I}$  uma matriz identidade. De forma semelhante ao MRC, um receptor baseado em EGC tem os elementos fora da diagonal principal da matriz  $\mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k$  mais baixos do que os elementos de dentro dessa diagonal. Posto isto, a matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$[\mathbf{F}]_{i,i'} = \exp\left(\mathbf{j} \arg\left([\mathbf{H}]_{i,i'}\right)\right) \quad (3.31)$$

Mais uma vez, o objectivo consiste em cancelar a interferência nos elementos fora da diagonal principal da matriz. Em vista disto, implementou-se o receptor iterativo baseado em EGC descrito na Fig. 3.1b, onde as amostras  $\bar{\mathbf{S}}_k$  são dadas por 3.29 e o novo por  $\mathbf{B}_k$  3.30. Sendo que o cancelamento da interferência é feita pelos coeficientes  $\bar{\mathbf{S}}$ , da mesma forma que em MRC.

Da observação da Fig. 3.6 pode-se constatar como os valores de desempenho, que apresenta o receptor baseado em EGC, são muito promissores. Do mesmo modo que no MRC, o receptor EGC apresenta uma elevada margem de progressão dos níveis de desempenho BER apenas para a 3ª iteração aproximando-se muito dos valores do IB-DFE.

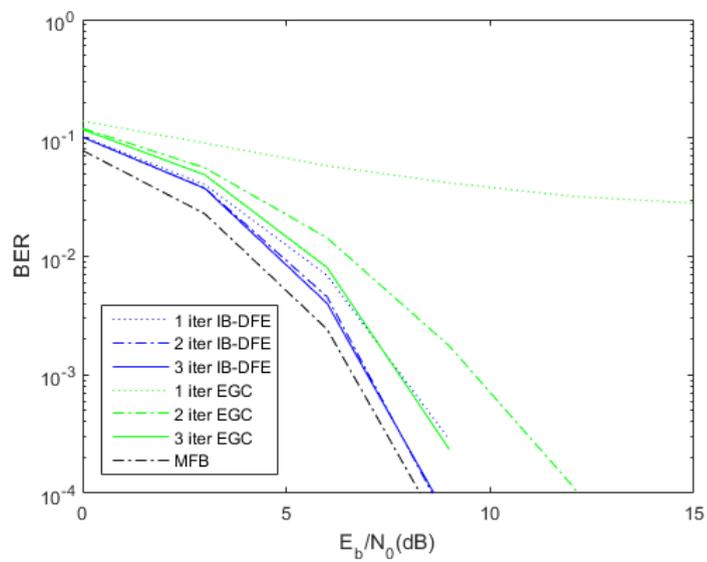


FIGURA 3.6: Comparação do desempenho BER das técnicas EGC e IB-DFE com múltiplas iterações



# Capítulo 4

## Discussão de resultados

Esta secção apresenta uma série de resultados relativos ao desempenho dos receptores propostos na secção anterior. Será feita a avaliação do desempenho dos receptores iterativos baseados em MRC e EGC por comparação com técnicas que implementam receptores lineares (ZF e MMSE) e receptores iterativos não lineares (IB-DFE convencional). Estes últimos, embora sejam mais eficientes que os lineares, continuam a ser pouco interessantes em sistemas *massive* MIMO, uma vez que tanto uns como outros implementam muitas operações matriciais que conduzem a um aumento gigantesco da complexidade do sistema, em termos computacionais.

### 4.1 Ambiente de Simulação

Considera-se a ligação *uplink* dum sistema *massive* MIMO com um número de antenas emissoras igual a  $T = 2,4e8...$ , cada uma com modulação SC-FDE, e  $R$  antenas receptoras. Os blocos de dados contêm 512 símbolos, cada um selecionado a partir duma constelação QPSK, mais um CP apropriado. O canal tem 100 *slots*, espaçamento entre símbolos, e potências das componentes multipercurso equivalentes. Podem ser consideradas características semelhantes para condições diferentes de propagação multipercurso, e nesse caso considerar-se-á desvanecimento de Rayleigh não correlacionado para as diferentes componentes do multipercurso

assim como também diferentes ligações entre as antenas emissoras e receptoras. Para efeitos de comparação, inclui-se em todos os gráficos o MFB, que pode ser considerado como o limite mínimo corresponde ao desempenho ótimo [37].

Neste cenário *uplink* a Estação Base (EB) equipada com  $R$  antenas receptoras que recebem sinal dos  $T$  Terminais móveis (TMs). Por motivos de simplificação, assumir-se-á que cada TM tem uma única antena e que o número de antenas receptoras é muito superior ao número de antenas emissoras (i.e.,  $R \gg T$ ). Uma vez que  $R \gg T$  e  $T > 1$  isto pode ser considerado um cenário *massive* MIMO, exceptuando o lado do receptor.

Implementa-se um esquema SC-FDE e assume-se sincronização perfeita e estimação de canal, do lado do receptor. Não é necessária qualquer informação do canal do lado do emissor mas admite-se que os blocos transmitidos por cada TM chegam perfeitamente alinhados à EB. Na prática, isto quer dizer que é necessário algum mecanismo de tempo avançado por parte dos TMs, embora os erros temporais residuais possam ser absorvidos pelo CP. O bloco transmitido associado ao emissor  $t$  (i.e., o TM  $t$ ,  $t = 1, 2, \dots, T$ ) é  $\{s_{n,t}; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ , com  $N$  a designar o tamanho do bloco, comum a todos os TMs, e  $x_{n,t}$  é selecionado a partir duma constelação QPSK, sob um critério de mapeamento de Gray. O correspondente bloco no domínio da frequência, isto é, a sua DFT de dimensão  $N$  é  $\{S_{k,t}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ .

À semelhança de outras técnicas de transmissão de blocos assistidos com prefixos o *Cyclic Prefix* (CP), maior do que a máxima resposta impulsiva do canal, é acrescentado em cada bloco antes da sua transmissão no canal *massive* MIMO com multipercurso. O sinal recebido na antena receptora  $r$  (com  $r = 1, 2, \dots, R$ ), é amostrado, o CP é removido e passa-se ao domínio da frequência através da aplicação da DFT dando assim origem ao bloco  $\{Y_{k,r}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ . Na forma matricial, o sinal associado à sub-portadora  $k$  é dado por

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{N}_k, \quad (4.1)$$

onde  $\mathbf{Y}_k$  é um vector coluna de tamanho  $R$  com o elemento  $r$  dado por  $Y_{k,r}$ ,  $\mathbf{H}_k$  e a matriz de canal  $R \times T$  associado à sub-portadora  $k$ ,  $\mathbf{S}_k$  é o vector coluna de tamanho  $T$ , com o elemento  $t$  dado por  $X_{k,t}$  e  $\mathbf{N}_k$  designa o ruído do canal, considerado branco e gaussiano, com uma Densidade Espectral de Potência (DEP) unilateral  $N_0$  e não correlacionada quer nas diferentes sub-portadoras quer entre as diferentes antenas, ou seja,  $\mathbb{E}[\mathbf{N}_k \mathbf{N}_k^H] = N_0 \mathbf{I}_R$ .

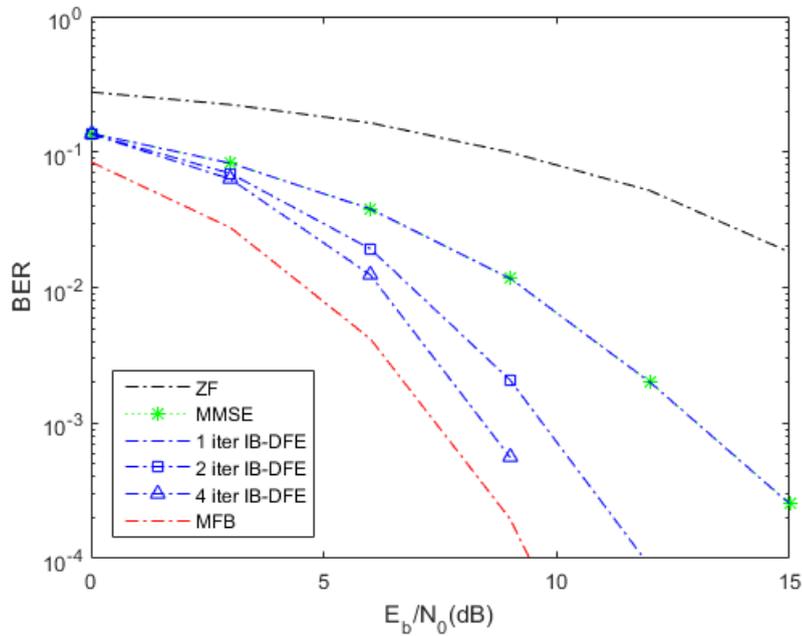


FIGURA 4.1: Desempenho BER para  $T = 1$  e  $R = T$  dos receptores convencionais ZF, MMSE comparados com o receptor IB-DFE com 1,2 e 4 iterações

Inicialmente comparam-se os receptores lineares convencionais ZF e MMSE com o receptor do tipo não linear IB-DFE que funciona como um receptor iterativo. No gráfico da Fig. 4.1 apresenta-se o desempenho destes receptores para um valor de  $T = R$  (onde  $T = 0$ ) onde se evidencia a superioridade dos receptores não lineares em termos de desempenho, tendo como referência o MFB. No entanto, verifica-se que o MMSE apresenta o mesmo desempenho BER que o IB-DFE na 1ª iteração, mostrando-se assim, superior em desempenho ao ZF. Por outro lado, sendo o IB-DFE um receptor iterativo, verifica-se uma melhoria significativa do desempenho com o aumento do número de iterações.

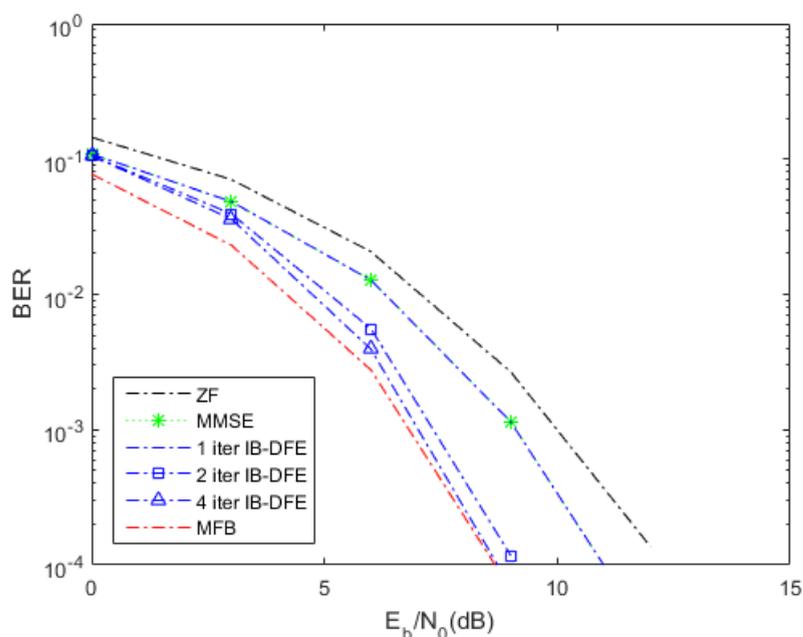


FIGURA 4.2: Desempenho BER para  $T = 1$  e  $R = 2xT$  dos receptores convencionais ZF, MMSE comparados com o receptor IB-DFE com 1,2 e 4 iterações

Na Fig. 4.2 para um valor de  $R = 2xT$  verifica-se um aumento do desempenho em todas as técnicas mostrando-se um impacto mais significativo nos receptores lineares ZF e MMSE. Contudo o receptor IB-DFE mostra-se sempre melhor em desempenho, sendo que em apenas 4 iterações se aproxima muito do MFB. Esta situação mantém-se e torna-se ainda mais visível na Fig. 4.3, onde a proximidade das três técnicas, do MFB, é ainda maior.

Evidentemente, os receptores do tipo não linear, tal com o IB-DFE, são desejáveis devido ao seu elevado desempenho quando comparados com os receptores do tipo linear (ZF e MMSE). No entanto, como é sabido, o IB-DFE apresenta problemas relacionados com a complexidade do sistema que tende a aumentar exponencialmente com o número de antenas, devido as operações de inversão de matrizes presente na sua lógica. O que representa um grave problema em sistemas *massive* MIMO, onde o número de antenas nos TMs é  $T \gg 1$  e na EB  $R > T$ .

Dentre as técnicas que não implementam operações de inversão matricial, tem-se o MRC e o EGC dos sinais recebidos. A fig. 4.4 compara o desempenho de

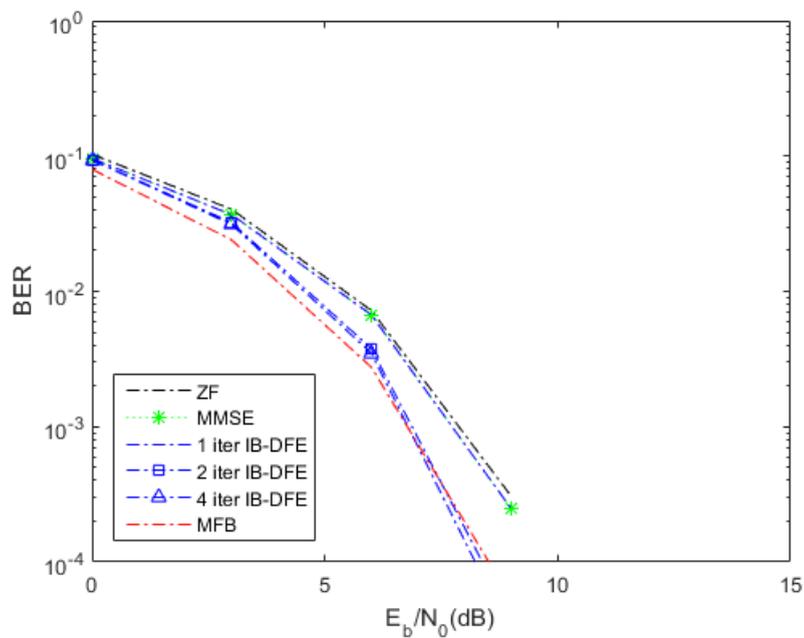


FIGURA 4.3: Desempenho BER para  $T = 1$  e  $R = 4xT$  dos receptores convencionais ZF, MMSE comparados com o receptor IB-DFE com 1,2 e 4 iterações

receptores que implementam MRC e EGC convencionais com o IB-DFE anterior. Em termos de desempenho as técnicas MRC e EGC deixam muito a desejar

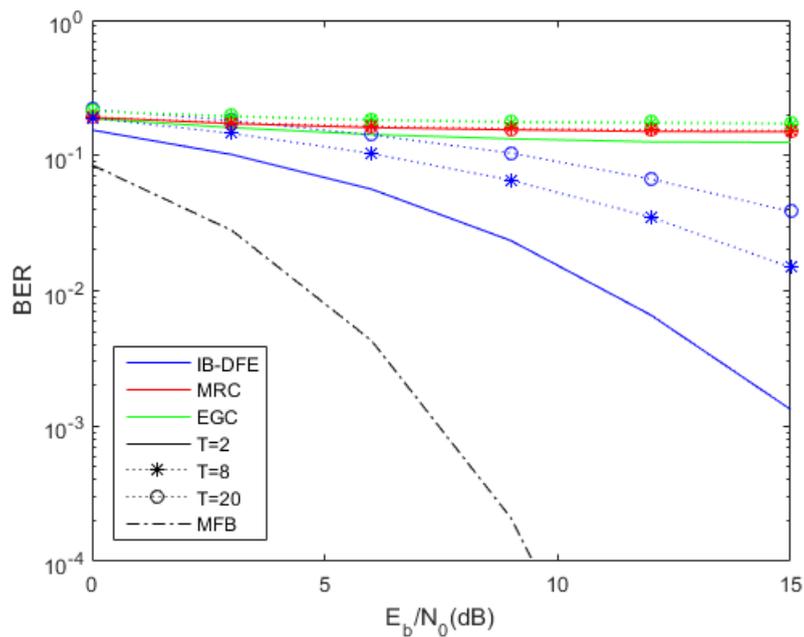


FIGURA 4.4: Desempenho BER dos receptores IB-DFE, MRC e EGC com  $R$  fixo ( $R = 2xT$ ) e diferentes valores de  $T = 2, 8$  e  $20$

comparativamente ao IB-DFE apenas na 1ª iteração. Observa-se ainda que para diferentes valores de  $T$  e para um valor fixo de  $R = 2 \times T$ , o desempenho praticamente só é afetado no IB-DFE enquanto que para o MRC e o EGC mantém-se quase inalterável. Porém, se se fizer variar o razão  $T/R$  o comportamento no desempenho, quer do MRC quer do EGC, altera-se, como se pode comprovar na Fig. 4.5.

Na Fig. 4.5 estão representadas as técnicas MRC e EGC para diferentes valores de  $T$  e da razão  $T/R$ . Para termos de comparação incluiu-se o valor do MFB e do IB-DFE com  $T = 8$  e  $T/R = 1/16$ . Verifica-se então neste gráfico um crescimento do desempenho do MRC e EGC, que se aproxima cada vez mais do desempenho do IB-DFE, na medida em que a razão  $T/R$  decresce. Assim, para uma razão de  $1/16$  tem-se que o desempenho das técnicas em questão aumentou  $10^{-3}$  (BER), ficando muito próximo do valor do IB-DFE nas mesmas condições. Evidentemente que este resultado é ideal para sistemas *massive* MIMO em que o número de antenas espectável nos TMs é da ordem das dezenas enquanto que nas EBs é das centenas. Além disso, verifica-se existência duma relação entre as razões equivalentes de

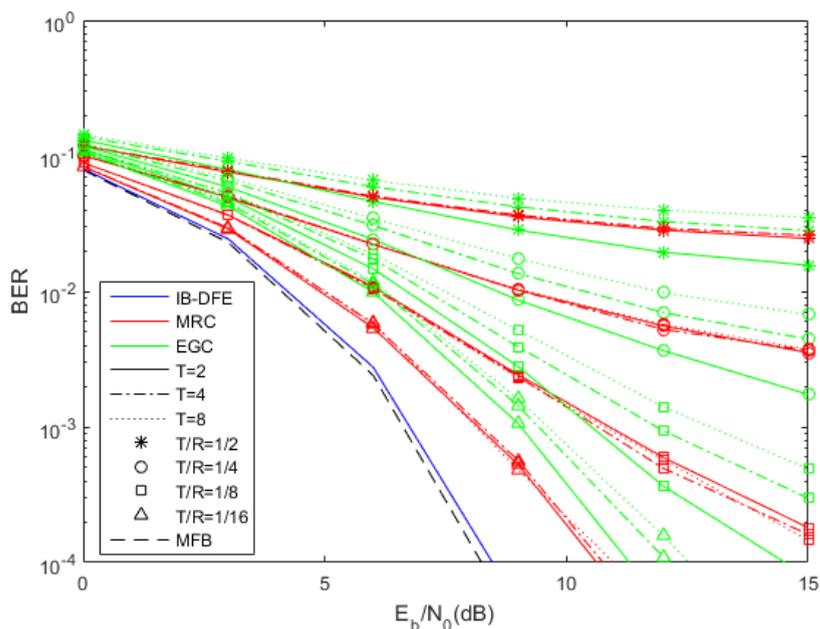


FIGURA 4.5: Desempenho BER dos receptores MRC e EGC para diferentes valores de  $T$  e  $R$  e do receptor IB-DFE com  $T = 8$  e  $T/R = 1/16$

$T/R$  nos diferentes valores de  $T$ , por exemplo, o valor do MRC com  $T = 2$  e razão  $T/R = 1/4$  é semelhante ao valor do mesmo com  $T = 4$  ou  $8$  e igual razão. Ter-se-á em consideração esta relação para efeitos de comparação nas próximas simulações .

Embora o número de antenas não represente uma dificuldade para as técnicas MRC e EGC, o desempenho das mesmas mantém-se inferior em relação ao IB-DFE mesmo depois de se verificar uma melhoria com o aumento do número de antenas quer no emissor quer no receptor. Por este motivo, a proposta dum receptor iterativo baseado em MRC ou EGC representa uma solução promissora. Na Fig 4.6 estão representados os resultados das técnicas MRC e EGC com a razão  $T/R = 1/2$  e com o número de iterações a variar de 1 a 4, de forma a mostrar o impacto das iterações no desempenho dos receptores.

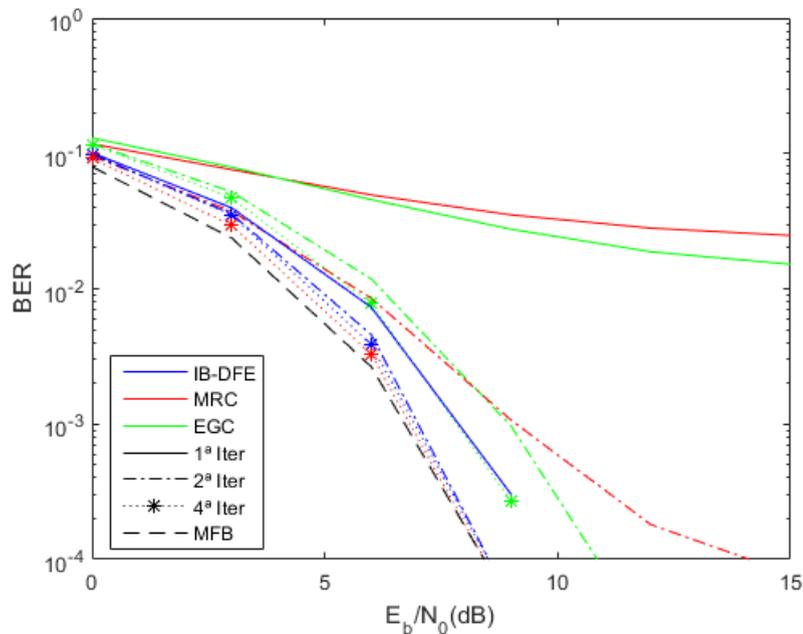


FIGURA 4.6: Desempenho BER dos receptores MRC, EGC e IB-DFE com  $T/R = 1/2$  e até 4 iterações

Como se pode observar na Fig. 4.6 existe claramente um aumento do desempenho das técnicas MRC e EGC com o crescimento do número de iterações, sendo que apenas para a 4ª iteração o MRC já consegue superar o desempenho do IB-DFE, e o EGC aproxima-se consideravelmente. Claramente o receptor baseado em MRC

mostra melhores resultados quando comparado ao EGC em todas as iterações. Não obstante, ambas as técnicas evidenciam um aumento drástico do desempenho apenas para a 2ª iteração, da ordem dos  $10^{-3}$  (BER), o que representa um grande avanço e uma margem de progressão também elevada, comparativamente ao IB-DFE. Assim, para a 4ª iteração o MRC encontra-se na vizinhança do MFB, ligeiramente mais próximo que o IB-DFE, o que deixa claro uma ligeira superioridade em relação ao EGC. Contudo, o EGC apresenta resultados promissores estando muito próximo do MRC.

Sendo que se trata dum sistema *massive* MIMO o normal será ter uma relação aproximada de 1 para 10 (1:10) em termos de número de antenas no TM e na EB, respectivamente. Assim, para um dado número de antenas que respeite esta relação ( $T/R = 1/10$ ) a Fig. 4.7 mostra os resultados ótimos das técnicas MRC e EGC, até três iterações.

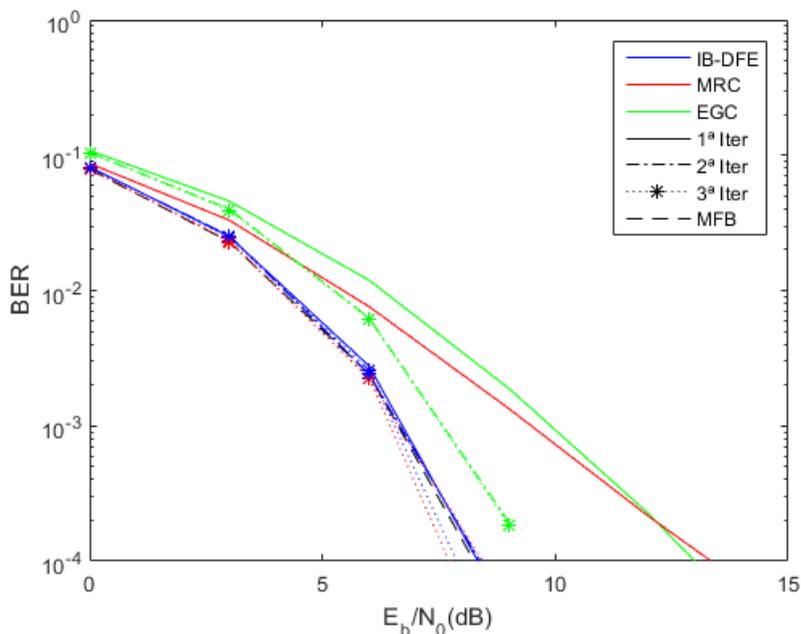


FIGURA 4.7: Desempenho BER dos receptores MRC e EGC com  $T/R = 1/10$  e até 3 iterações

Pode observar-se que depois da primeira iteração todos os resultados do MRC apresentam um desempenho ótimo, descrevendo de forma quase perfeita a curva do MFB. O IB-DFE que aparece para efeitos comparativos como uma técnica

forte em termos de desempenho. Por outro lado, o EGC apresenta uma melhoria significativa após a primeira iteração. Porém, esta situação não se mantém para a terceira iteração, verificando-se um estancamento do desempenho. Contudo, ambas as técnicas apresentam resultados promissores, uma vez que, ao tratar-se de técnicas lineares conhecidas pelo seu baixo desempenho, estas apresentam desempenhos ótimos muito próximos do MFB e que ao mesmo tempo conseguem competir com o IB-DFE. Além disso, estas técnicas reduzem drasticamente o nível de complexidade do sistema uma vez que não envolvem operações demasiado complexas ao nível do tratamento da matriz, como é o caso do IB-DFE, o que representa uma vantagem a favor dos receptores implementados e uma excelente solução para ambientes *massive* MIMO.



# Capítulo 5

## Conclusões

O Principal objectivo desta dissertação foi a implementação dum receptor que operasse no domínio da frequência e que combinasse técnicas de igualizadores não lineares, que trabalham ao nível do bloco iterativo, baseadas no conceito do IB-DFE, com técnicas de processamento linear, tais como MRC e EGC, no contexto de comunicações *massive* MIMO empregando esquemas SC-FDE. Considerou-se unicamente o sentido *uplink* da ligação.

No Capítulo 2 fez-se uma breve introdução sobre os diferentes esquemas de modulação utilizados em ambientes *massive* MIMO. Mostrou-se como os esquemas SC-FDE se revelaram ideais para ligações no sentido *uplink* uma vez que ajudam a combater a elevada dispersão temporal devida ao canal assim como também oferecem uma reduzida flutuação de envolvente nos sinais transmitidos quando comparado com sinais OFDM. Contudo, igualizadores FDE convencionais são lineares e não oferecem tão elevados desempenhos com os igualizadores não lineares. Depois foi introduzido o receptor IB-DFE como forma de ultrapassar esta dificuldade, oferecendo ótimos desempenhos, muito próximos do MFB que é utilizado como referência de desempenho ótimo. Por outro lado, este tipo de receptores mostram-se pouco adequados para ambientes *massive* MIMO, já que a sua complexidade cresce exponencialmente com o número de antenas. Isto deve-se principalmente às operações de inversão de matrizes que envolvem estes receptores.

No Capítulo 3 desenvolveu-se o receptor iterativo do tipo IB-DFE baseado em técnicas que não realizam inversão de matrizes, tais como MRC e EGC. Desta forma a complexidade do sistema foi reduzida significativamente. Além disso, os receptores implementados representam uma solução ideal para receptores a operar em ambientes *massive* MIMO, onde a questão da complexidade é essencial devido ao excessivo número de antenas e, conseqüentemente, a quantidade exorbitante de dados a serem processados. Para efeitos de comparação mostrou-se ainda o desempenho dos receptores baseados em técnicas ZF e MMSE assim como também em técnicas IB-DFE, MRC e EGC convencionais.

No Capítulo 4 mostraram-se os resultados referentes ao desempenho dos receptores implementados, nomeadamente o receptor Iterativo (IB-DFE) baseado em MRC e receptor iterativo baseado em EGC. A título de comparação consideraram-se ainda os receptores baseados em ZF, MMSE, MRC e EGC convencionais. Cada um destes junto com os receptores implementados foram comparados quer com o IB-DFE convencional, que representa um receptor com desempenho excelente, quer com o MFB que representa a medida de desempenho ótima. Os receptores iterativos baseados em MRC/EGC mostraram os melhores resultados, atingindo marcas de desempenho excelentes, muito próximas da marca ótima (MFB). Foi possível constatar que o desempenho destes receptores cresce com o número de antenas, sendo que para um número elevado de antenas o desempenho sofre uma grande melhoria, da ordem dos  $10^{-3}$  BER. De seguida, mostrou-se o impacto das iterações nos receptores implementados, tornando evidente uma melhoria no desempenho bastante significativa em apenas algumas iterações. Comparativamente ao IB-DFE convencional, os receptores implementados mostraram desempenhos muito semelhantes apenas para a 2<sup>a</sup> iteração e dependendo também do número de antenas presentes no sistema (na medida em que a relação T/R diminuía, o desempenho aumentava). Com apenas uma iteração e para um número fixo de antenas em ambos lados da ligação, verificou-se uma melhoria de  $10^{-3}$  no BER. Este resultado em conjunto com a melhoria do desempenho que se verifica com o aumento do número de antenas nos TMs e nas EBs, representa uma solução ótima para ambientes com um elevado número de antenas a comunicar em simultâneo.

Numa situação com uma relação de 1:10 de número de antenas verifica-se que a partir da 2ª iteração o desempenho das técnicas encontra-se adjacente à marca MFB. No caso do receptor baseado em MRC o seu desempenho supera o do IB-DFE-convencional a partir da 2ª iteração, porém o EGC mostra-se ligeiramente inferior embora com um desempenho também desejável. Da análise da totalidade dos resultados é possível concluir que os novos receptores implementados revelam-se promissores para sistemas *massive* MIMO que pretende ser uma alternativa que consiga fazer face as exigências que traz a 5 geração das comunicações móveis 5G.

### **Trabalho futuro:**

Existem ainda muitos aspectos no que diz respeito aos receptores estudados neste trabalho que não foram abordados mas que podem ser objecto de trabalho futuro. Alguns tópicos de maior importância são:

- Questões sobre a estimação do canal: No trabalho realizado assumiu-se sempre um perfeito conhecimento das condições do canal. Isto não acontece na prática uma vez que a resposta impulsiva é desconhecida e, portanto, deve ser estimada pelo receptor. Assim sendo, seria importante estudar o impacto das imperfeições nas estimativas da resposta do canal nos receptores desenvolvidos assim como o desenvolvimento de técnicas que realizem essas estimativas.
- Problemas de sincronização: Também é assumido neste trabalho que os receptores utilizados operam em perfeitas condições de sincronização entre a EB e o TM no tempo e na frequência. Embora não seja necessária uma sincronização perfeita entre os blocos dos diferentes TMs, uma vez que os pequenos desajustes no tempo

são absorvidos pelo CP, continua a ser desejável eliminar alguns erros residuais no tempo e/ou na frequência.

- Técnicas de baixa complexidade: Como já foi referido neste trabalho os receptores implementados conseguem reduzir de forma significativa a complexidade do sistema devido à sua simplicidade face a outras técnicas convencionais. Contudo, os nossos receptores ainda efetuam algumas operações matriciais de alguma complexidade como a multiplicação. Outro aspecto importante seria explorar ou desenvolver técnicas ainda menos complexas, com operações simples, que contribuam para uma máxima simplificação do sistema.

# Bibliografia

- [1] P. G. M. da Silva, *Multiuser Detection for CDMA Systems*. PhD thesis, Universidade Técnica de Lisboa, 2010.
- [2] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, “What will 5g be?,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, pp. 1065–1082, Junho 2014.
- [3] R. Talukdar and M. Saikia, “Evolution and innovation in 5g cellular communication system and beyond: A study,” *CoRR*, vol. abs/1407.4335, Junho 2014.
- [4] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, pp. 41–59, Outono 1996.
- [5] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, “Spatio-temporal coding for wireless communication,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 357–366, Março 1998.

- [6] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, “Massive mimo for next generation wireless systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 186–195, Fevereiro 2014.
- [7] R. M.2078, “Estimated spectrum bandwidth requirements for the future development of imt-2000 and imt-advanced,” tech. rep., ITU-R, 2006.
- [8] A. Adhikary, E. A. Safadi, M. K. Samimi, R. Wang, G. Caire, T. S. Rappaport, and A. F. Molisch, “Joint spatial division and multiplexing for mm-wave channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, pp. 1239–1255, Junho 2014.
- [9] N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, and S. Tomasin, “Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come - again,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, pp. 69–96, Janeiro 2010.
- [10] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 58–66, Abril 2002.
- [11] R. Dinis, R. Kalbasi, D. Falconer, and A. H. Banihashemi, “Iterative layered space-time receivers for single-carrier transmission over severe time-dispersive channels,” *IEEE Communications Letters*, vol. 8, pp. 579–581, Setembro 2004.

- [12] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, and N. Esteves, “Comparison of two modulation choices for broadband wireless communications,” in *VTC2000-Spring. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings (Cat. No.00CH37026)*, vol. 2, pp. 1300–1305 vol.2, 2000.
- [13] G. Turin, “An introduction to matched filters,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 6, pp. 311–329, Junho 1960.
- [14] L. C. Cabral, D. F. Fernandes, F. Cercas, and R. Dinis, “Efficient frequency-domain detection for massive mimo systems,” in *South-East Europe Design Automation, Computer Engineering, Computer Networks and Social Media Conference 2017 SEEDA-CECNSM 2017*, pp. –, September 2017.
- [15] R. Bernardini, G. M. Cortelazzo, and G. A. Mian, “A general scrambling rule for multidimensional cooley-tukey fft algorithms,” in *1993 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, pp. 185–188 vol.5, Abril 1993.
- [16] B. Muquet, M. de Courville, P. Dunamel, and G. Giannakis, “Ofdm with trailing zeros versus ofdm with cyclic prefix: links, comparisons and application to the hiperlan/2 system,” in *2000 IEEE International Conference on Communications. ICC 2000. Global Convergence Through Communications. Conference Record*, vol. 2, pp. 1049–1053 vol.2, 2000.
- [17] R. D. T. Araújo, “Efficient detection of zero-padded ofdm signals with large blocks,” in *IASTED SIP’06, Honolulu, Hawaii*, 2006.

- [18] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for ofdm," in *GLOBECOM 97. IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record*, vol. 1, pp. 1–5 vol.1, Novembro 1997.
- [19] A. E. Jones and T. A. Wilkinson, "Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in ofdm," in *Proceedings of Vehicular Technology Conference - VTC*, vol. 2, pp. 904–908 vol.2, Abril 1996.
- [20] R. S.Müller, R.Bräuml and J.Huber, "Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation," *Annales of Telecommunications*, vol. 52, Fevereiro 1997.
- [21] L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an ofdm signal using partial transmit sequences," in *1999 IEEE International Conference on Communications (Cat. No. 99CH36311)*, vol. 1, pp. 511–515 vol.1, 1999.
- [22] R. O'Neill and L. B. Lopes, "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals," in *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 71–75 vol.1, Setembro 1995.
- [23] X. Li and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp. 131–133, Maio 1998.
- [24] T. May and H. Rohling, "Reducing the peak-to-average power ratio in ofdm radio transmission systems," in *Vehicular Technology*

- Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, vol. 3, pp. 2474–2478  
vol.3, Maio 1998.
- [25] R. Dinis and A. Gusmao, “A class of signal processing algorithms for good power/bandwidth tradeoffs with ofdm transmission,” in *2000 IEEE International Symposium on Information Theory (Cat. No.00CH37060)*, pp. 216–, 2000.
- [26] R. Dinis and A. Gusmao, “A new class of signal processing schemes for bandwidth-efficient ofdm transmission with low envelope fluctuation,” in *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*, vol. 1, pp. 658–662 vol.1, 2001.
- [27] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, “An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications,” in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1635–1639 vol.3, Junho 1994.
- [28] T. Nakamura, “Requirements for evolved ultra (e-utra) and evolved utran (e-utran),” tech. rep., NTT DOCOMO INC., 2005.
- [29] A. Gusmao, R. Dinis, and N. Esteves, “On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1029–1033, Julho 2003.
- [30] J. Proakis, *Digital Communications*. 4th Edition, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 2001.

- [31] N. Benvenuto and S. Tomasin, “On the comparison between ofdm and single carrier modulation with a dfe using a frequency-domain feedforward filter,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 947–955, Junho 2002.
- [32] J. H. M. Tüchler, “Turbo equalization using frequency domain equalizers,” in *38th Annual Allerton Conference on Communication, Monticello, Illinois, 2000*, pp. 1234–1243, 2000.
- [33] J. H. M. Tüchler, “Linear time and frequency domain turbo equalization,” in *IEEE VTC’01 (Fall), Atlantic City, USA*, pp. 2773–2777, Janeiro 2001.
- [34] A. Gusmao, P. Torres, R. Dinis, and N. Esteves, “A class of iterative fde techniques for reduced-cp sc-based block transmission,” in *4th International Symposium on Turbo Codes Related Topics; 6th International ITG-Conference on Source and Channel Coding*, pp. 1–6, Abril 2006.
- [35] A. G. ao, P. Torres, R. Dinis, and N. Esteves, “A turbo fde technique for reduced-cp sc-based block transmission systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, pp. 16–20, Janeiro 2007.
- [36] B.Vucetic and J.Yuan, *Turbo Codes: Principles and Applications*. Kluwer Academic Publ., 2002.
- [37] R. D. Paulo Silva, *Frequency-Domain Multiuser Detection for CDMA Systems*. River Publishers, 2012.

- [38] F. Silva, R. Dinis, and P. Montezuma, “Estimation of the feedback reliability for ib-dfe receivers,” *CN*, vol. 2011, pp. 30:1–30:7, Janeiro 2011.
- [39] F. C. Ribeiro, R. Dinis, F. Cercas, and A. Silva, “Analytical performance evaluation of base station cooperation systems using sc-fde modulations with iterative receivers,” in *2012 IEEE Globecom Workshops*, pp. 637–641, Dezembro 2012.
- [40] A. G. ao, R. Dinis, and N. Esteves, “On broadband block transmission over strongly frequency-selective fading channels,” in *International conference; 15th, Wireless communications; Calgary, Canada*, vol. 1, pp. 261–269, 2003.
- [41] F. C. Ribeiro, R. Dinis, F. Cercas, and A. Silva, “Receiver design for the uplink of base station cooperation systems employing sc-fde modulations,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2015, no. 1, p. 70, 2015.
- [42] T. Araujo and R. Dinis, “Performance evaluation of quantization effects on multicarrier modulated signals,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 2922–2930, Setembro 2007.
- [43] R. Dinis and P. Montezuma, “Iterative receiver based on the egc for massive mimo schemes using sc-fde modulations,” *Electronics Letters*, vol. 52, no. 11, pp. 972–974, 2016.
- [44] N. Benvenuto and S. Tomasin, “Block iterative dfe for single carrier modulation,” *Electronics Letters*, vol. 38, pp. 1144–1145, Setembro 2002.