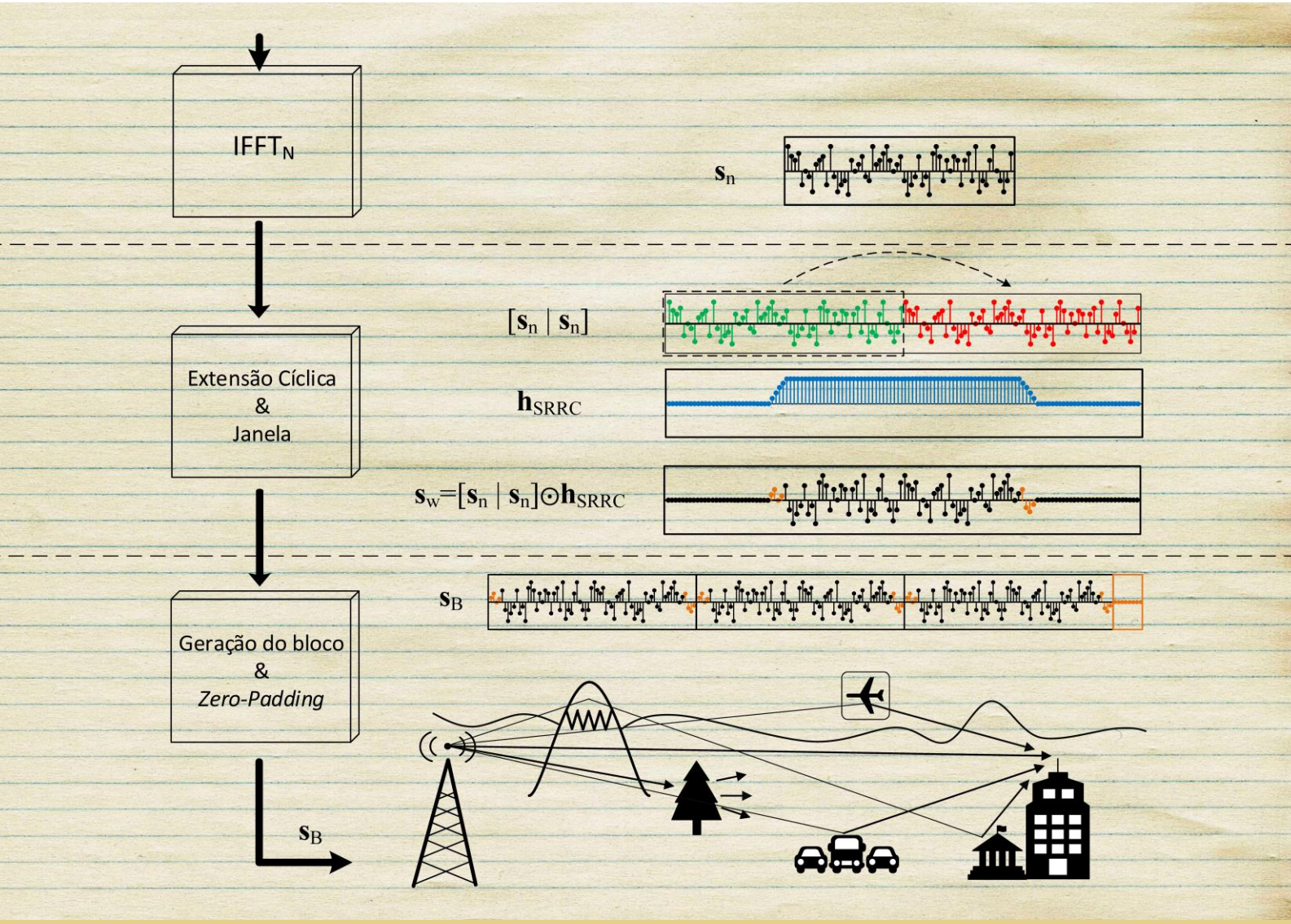


João Filipe Teles Nunes

Sistema OFDM multi-símbolo:

Uma abordagem multiportadora eficiente

Dissertação submetida para a satisfação parcial dos requisitos do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores na especialidade de Telecomunicações

Setembro 2014

· U C ·

Universidade de Coimbra

FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Sistema OFDM multi-símbolo:
Uma abordagem multiportadora eficiente

Dissertação submetida para a satisfação parcial dos requisitos do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores na Especialidade de Telecomunicações

Autor
João Filipe Teles Nunes

Orientador
Professor Doutor Vítor Manuel Mendes Silva
Professor Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes

Jurí

Presidente:	Professora Doutora Teresa Martinez dos Santos Gomes
Vogais:	Professor Doutor Luís Alberto da Silva Cruz
	Professor Doutor Rui Miguel Henriques Dias Morgado Dinis
	Professor Doutor Vítor Manuel Mendes da Silva

Coimbra, Setembro 2014

Aos meus pais, pelo seu amor, sacrifício e dedicação.

Words do not express thoughts very well. They always become a little different immediately after they are expressed, a little distorted, a little foolish.And yet it also pleases me and seems right that what is of value and wisdom to one man seems nonsense to another.

- Hermann Hesse, Siddhartha.

Agradecimentos

Gostaria de começar por agradecer ao Professor Marco Gomes por me abraçar neste projecto e pelo privilégio da sua orientação, experiência, motivação e pela sua capacidade de trabalho que me permitiu crescer e desenvolver as minhas próprias ferramentas de análise e de investigação.

Ao Professor Vítor Silva pelo seu acompanhamento e pela sua disponibilidade constante em discutir e resolver problemas que insistiam em aparecer.

Um agradecimento especial ao Professor Rui Dinis pois sem as suas ideias e entusiasmo nunca seria possível realizar este trabalho.

Ao Instituto de Telecomunicações por todos os meios materiais disponibilizados e pelo ambiente de trabalho descontraído e profissional que se vive, e à Fundação para a Ciência e Tecnologia, por ter financiado em parte este trabalho no âmbito do projeto ADIN, (PTDC/EEI-TEL/2990/2012).

Sinto também uma eterna gratidão aos meus pais e à minha irmã pelo seu exemplo de tenacidade e infinita dedicação, por me ajudarem sempre a atingir os meus objectivos e por crescer com eles todos os dias.

Aos meus amigos e colegas por todo o seu apoio e incentivo.

A todos,
Muito Obrigado.

Resumo

Desde a transmissão do primeiro símbolo Morse as exigências relativas ao aumento da largura de banda não têm abrandado. Com a expansão das comunicações móveis pessoais e da oferta de serviços multimédia, cresce a necessidade de transmitir eficientemente sobre canais de largura de banda limitada, a taxas de transmissão variáveis, e sobre condições de canal hostis. Ao longo das últimas duas décadas, a técnica *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) tem abordado esta questão de forma assertiva devido à robustez que apresenta em canais dispersivos, graças ao intervalo de guarda adicionado a cada símbolo consecutivo e à baixa complexidade na geração do sinal através de uma Transformada Rápida de Fourier (IFFT) que permite dividir a largura de banda do canal em pequenas sub-bandas mais estreitas. Apesar do facto de a adição de um intervalo de guarda conduzir a uma igualização no domínio da frequência (FDE), com apenas um factor multiplicativo por subportadora, esta é pura redundância (que pode variar entre $0.125 - 0.25\%$ do período do símbolo), reduzindo a taxa efectiva de transmissão e subsequentemente a eficiência espectral. Além disso, devido à forma retangular do símbolo OFDM, este apresenta elevados níveis de radiação fora de banda, que levam a interferência entre canais adjacentes.

O debate actual sobre a próxima geração de redes sem-fios deixa bastante claro que o futuro das comunicações móveis está assente num aumento das taxas de transmissão, maior eficiência espectral e condições de flexibilidade. O objectivo principal deste trabalho é introduzir um novo esquema de transmissão intitulado *Block-Windowed Burst OFDM* (BWB-OFDM). Esta é uma técnica de transmissão multiportadora que emprega janelas no transmissor com transições mais suaves, que apontam alcançar um compromisso entre taxas de transmissão efectivas mais elevadas e um maior confinamento espectral. Ao impôr maior exigência na igualização no domínio da frequência, a adição do intervalo de guarda deixa de ser necessário, levando a um considerável aumento da eficiência de potência comparado com o CP-OFDM. É também apresentado um receptor apropriado para canais dispersivos, que permitem um ganho de 2 dB relativamente a esquemas OFDM convencionais, em termos de *bit-error rate*.

Palavras-Chave:

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Prefixo Cíclico (CP), Igualização no Domínio da Frequência (FDE), *Block-Windowed Burst OFDM* (BWB-OFDM), Eficiência Espectral

Abstract

The advent and expansion of personal mobile communications brings the necessity to transmit efficiently and wirelessly over wide bandwidths at changing rates over hostile channel conditions. Over the past two decades, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has tackled this issue in an assertive way due to its robustness over multipath propagation, owing to a time guard interval added to each symbol, and trivial signal generation/separation through the Fast Fourier Transform processing blocks (IFFT/FFT). Despite the fact that cyclic prefix (CP) leads to a simplified frequency domain equalisation (FDE) with only a single tap equaliser per carrier, it is pure redundancy (that can vary between $0.125 - 0.25\%$ of symbol period), reducing the effective throughput and worsening the spectral efficiency. In addition, the rectangular shape of OFDM symbol induces large levels of out-of-band radiation, leading to adjacent channel interference.

The debate over the next generation mobile network standards has made clear that the future of wireless communication stands on higher data rates, spectral efficiency and flexibility requirements. The main goal of this work is to introduce a new transceiver scheme called *Block-Windowed Burst OFDM* (BWB-OFDM), which is a multicarrier technique that employs smoother, non-rectangular windows, on the transmitter side, that aims to reach a compromise between higher data rate and better spectrum confinement. By stressing the frequency domain equalisation the cyclic prefix is no longer needed, which means the overall power and spectral efficiencies are higher. It is also presented an appropriate receiver for typical time-dispersive channels, allowing 2 dB of gain relatively conventional OFDM schemes in *bit-error rate*.

Keywords:

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Cyclic Prefix (CP), Frequency Domain Equalization (FDE), Block-Windowed Burst OFDM (BWB-OFDM), Spectral Efficiency

Índice

Índice i

Lista de Figuras iii

Acrónimos v

1 Introdução 1

1.1 Motivação e Objectivos 2

1.2 Contribuições e publicações 3

1.3 Estrutura e organização da dissertação 3

2 Conceitos Preliminares 5

2.1 Fundamentos de Sistemas de Comunicação Digital 6

2.1.1 Codificação de Canal 6

2.1.2 Interleaving 7

2.1.3 Modulação digital 8

2.1.4 Modelos de canais sem-fios 9

2.1.5 Igualização 12

2.2 Transmissão Monoportadora 12

2.2.1 Modelo do sistema 12

2.2.2 ISI e critério de Nyquist 13

2.2.3 Limitações para altas taxas de transmissão 15

3 Técnicas de Transmissão por Bloco 17

3.1 OFDM 17

3.1.1 Ortogonalidade 19

3.1.2 Intervalo de guarda 20

3.1.3 Caracterização do sinal transmitido 23

3.1.4 Igualização 28

3.2 SC-FDE 29

4 Técnica Híbrida de Transmissão por Bloco 31

4.1 Introdução 31

4.2 Modelo do Sistema 32
4.2.1 Transmissor 32
4.2.2 Receptor 36
4.3 Resultados experimentais 37
4.3.1 Parâmetros iniciais 37
4.3.2 BWB-OFDM versus CP-OFDM 38
4.3.3 Confinamento do espectro versus taxa de transmisão 41
4.3.4 Níveis de PAPR 41

5 Conclusão **43**
5.1 Conclusões e trabalho futuro 43

Bibliografia **45**

Apêndice A Publicações **49**

Lista de Figuras

2.1 Modelo básico de um sistema de comunicação digital. 5
2.2 Constelação QPSK com codificação de Gray associada. 8
2.3 Propagação do sinal transmitido por múltiplos caminhos devido à presença de obstáculos físicos. 10
2.4 Modelo do sistema de transmissão monoportadora em banda básica. 13
2.5 ISI causado pela resposta a impulso do filtro $g(t)$ para dois períodos de símbolo diferentes, com $T > T'$. 14
2.6 Resposta em frequência de um filtro *raised-cosine*, $G_{RC}(f)$. 14

3.1 Modelo básico do esquema OFDM representado por (a) transmissor, e (b) receptor. 18
3.2 Comparação da largura de banda entre (a) técnica multiportadora convencional, e (b) técnica OFDM, com $W > W'$. 19
3.3 Efeito do atraso temporal causado pelos múltiplos percursos em duas subportadoras dos símbolos OFDM (a) sem intervalo de guarda, e (b) com intervalo de guarda. 21
3.4 Modelo equivalente do canal de transmissão no domínio da frequência, aquando do uso de CP de duração maior ou igual à duração da resposta a impulso do canal. . 23
3.5 Densidade espectral de potência do sinal OFDM. 25
3.6 Curva característica da relação entrada/saída de um amplificador de potência. . . . 26
3.7 Comparação entre a estrutura do esquema OFDM e SC-FDE. 29
3.8 Coexistência dos esquemas OFDM e SC-FDE num sistema de comunicações móveis. 30

4.1 Densidade espectral de potência do sinal transmitido, com e sem, a aplicação de uma janela *square-root raised-cosine*. 33
4.2 Aplicação de uma janela *square-root raised-cosine* ao símbolo OFDM e a sua comparação com o símbolo CP-OFDM. 34
4.3 Diagrama de um transmissor BWB-OFDM (em cima) e a estrutura geral do sinal transmitido no domínio do tempo (em baixo). 35
4.4 Diagrama do receptor BWB-OFDM. 37
4.5 Desempenho de BER do esquema BWB-OFDM em função do critério de igualização, ZF e MMSE, para transmissão com e sem codificação, em canal dispersivo . 39
4.6 Desempenho de BER do esquema BWB-OFDM em função do *roll off* da janela SRRC, em canal AWGN e dispersivo. 39

4.7 Desempenho de BER do esquema BWB-OFDM em função do número de blocos N_S, em canal AWGN e dispersivo. 39
4.8 Desempenho de BER para os esquemas CP-OFDM e BWB-OFDM, para transmissão com e sem codificação, em canal AWGN. 40
4.9 Desempenho de BER para os esquemas CP-OFDM e BWB-OFDM, para transmissão com e sem codificação, em canal dispersivo. 40
4.10 Comparação de um fluxo de dados transmitidos pelos esquemas BWB-OFDM e CP-OFDM. 40
4.11 Desempenho de BER para duas variantes do esquema BWB-OFDM, com e sem aplicação da janela SRRC, para transmissão com codificação, em canal AWGN e dispersivo. 41
4.12 Comparação entre um símbolo do esquema CP-OFDM e do BWB-OFDM. 42
4.13 CCDF do PAPR para o esquema CP-OFDM e BWB-OFDM. 42
4.14 Esquema BWB-OFDM aplicado a ligação *uplink*. 42

Acrónimos

ACI	Interferência de Canal Adjacente
AWGN	Ruído Branco Gaussiano Aditivo
BER	*Bit Error Rate*
BWB-OFDM	*Block-Windowed Burst OFDM*
CCDF	Função de Distribuição Cumulativa Complementar
CDF	Função de Distribuição Cumulativa
CF	*Clipping and Filtering*
CP	Prefixo Cíclico
CS	Sufixo Cíclico
DAC	Conversão Digital/Analógica
DFE	*Decision Feedback Equalizer*
DFT	Transformada Discreta de Fourier
FDE	Igualização no Domínio da Frequência
FEC	*Forward Error Correction*
FFT	Transformada Rápida de Fourier
IAPR	*Instantaneous-to-Average Power Ratio*
IBO	*Input Back-Off*
IDFT	Transformada Discreta de Fourier Inversa
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa
ISI	Interferência Inter-Simbólica
LDPC	*Low-Density Parity-Check*

LLR	*Log-Likelihood Ratio*
LPF	Filtro Passa-Baixo
LTE	*Long Term Evolution*
MMSE	*Minimum Mean Square Error*
OFDM	*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*
PAPR	*Peak-to-Average Power Ratio*
PSD	Densidade Espectral de Potência
PSK	*Phase Shift Keying*
QAM	*Quadrature Amplitude Modulation*
QPSK	*Quadrature Phase Shift Keying*
SC-FDE	*Single-Carrier Frequency Domain Equalization*
SRRC	*Square-Root Raised-Cosine*
TF	Transformada de Fourier
WLAN	*Wireless Local Area Network*
ZP	*Zero-Padding*

1
Introdução

Com a crescente utilização de banda larga para comunicações móveis, as exigências impostas a este tipo de sistemas adiantam-se a um ritmo superior. Uma das dificuldades que os sistemas de comunicação móvel experienciam é o efeito de dispersão que o canal sofre, devido à transmissão do sinal por múltiplos caminhos. A recepção de uma combinação linear de cópias do sinal transmitido, com atrasos temporais e amplitudes diferentes, geram um efeito de dispersão no sinal, causando interferência entre símbolos consecutivos. Um tipo de técnicas consideravelmente eficazes na transmissão sobre canais dispersivos são as técnicas de transmissão multiportadora.

As técnicas de transmissão multiportadora têm por base a ideia de dividir a largura de banda disponível em várias subbandas estreitas, onde o fluxo de dados é separado em fluxos de baixo ritmo, transmitidos de forma paralela e independente por cada subportadora. O esquema *Orhtogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é uma das técnica de transmissão multiportadora mais popular e é actualmente usada em sistemas de radiofusão na Europa, tais como, *digital audio broadcasting* e *digital video broadcasting* [1]. Está também presente em normas de redes locais sem-fios, tais como, *HIPERLAN2* na Europa, IEEE 802.11a/g nos Estados Unidos da América, e em sistemas de acesso de banda larga móvel, como o IEEE 802.16 [2–4]. Sistemas com base em OFDM, têm também sido desenvolvidos e implementados em tecnologia *cognitive radio*, que procura preencher gamas estreitas do espectro disponível não contíguas [5, 6].

A técnica OFDM é normalmente implementada em ambiente móvel anexando no ínicio de cada símbolo OFDM um prefixo cíclico, de comprimento não inferior à duração da resposta a impulso do canal, que é posteriormente descartado no receptor, de modo a garantir maior robustez em relação ao efeito dispersivo introduzido pelo canal, e que possibilita a igualização no domínio da frequência, com apenas um factor multiplicativo por cada subportadora [7, 8]. Outras vantagens adicionais, são o uso relativamente eficiente da largura de banda disponível, garantido pela sobre-

posição das subportadoras, e a baixa complexidade computacional, fazendo uso dos algoritmos rápidos da transformada discreta de Fourier (DFT) [9].

Por outro lado, como inconvenientes, o OFDM apresenta um espectro com lóbulos secundários significativos, devido às transições abruptas causadas pelo formato retangular dos símbolos, e apresenta um valor elevado de *peak-to-average power ratio* (PAPR). A questão do PAPR torna-se bastante importante a partir do momento em que um dos componentes mais caros num sistema de telecomunicações é o amplificador de potência [10, 11]. Um elevado valor de PAPR implica o uso de amplificadores lineares em que o seu ponto de operação tenha de estar afastado o suficiente da zona de saturação para o sinal não sofrer distorção, resultando numa operação energeticamente ineficiente.

1.1 Motivação e Objectivos

No que diz respeito à evolução da rede móvel digital, é clara a necessidade de uma gestão flexível do espectro disponível [12], tornando importante o desenvolvimento de métodos que reduzam o nível de emissões fora de banda. Várias soluções para a redução dos lóbulos secundários do sinal OFDM foram apresentadas com base em técnicas de filtragem, tais como, *filter bank multicarrier* e *filtered*-OFDM [13, 14]. O confinamento do espectro, é realmente melhorado através do dimensionamento de filtros protótipo com uma resposta a impulso relativamente longa, obtendo uma boa resistência a interferências, à custa de um acréscimo bastante significativo de complexidade. Em alternativa, as técnicas baseadas na aplicação de janelas, apesar de não conseguirem um controlo tão eficaz do espectro, compensam com a baixa complexidade que apresentam [8, 15].

No contexto do desenvolvimento de soluções multiportadora para os sistemas de próxima geração, é objectivo desta dissertação propor e desenvolver uma nova arquitectura emissor-receptor baseada num sistema OFDM, designado por *Block-Windowed Burst OFDM* (BWB-OFDM). Para obter ganhos de eficiência espectral, é introduzido no transmissor, a aplicação de uma janela do tipo *square-root raised cosine* (SRRC) a cada símbolo OFDM, obtendo um melhor confinamento do espectro, sem a alteração da energia do símbolo. É também posta particular ênfase na igualização no domínio da frequência, no lado do receptor, permitindo utilizar apenas um intervalo de guarda para um conjunto longo de símbolos consecutivos. Assim dependendo do *roll-off* da janela aplicada, o esquema permite alcançar um compromisso entre um maior confinamento espectral e uma maior taxa de transmissão, resultanto sempre numa maior eficiência espectral. Esta redução de CP, comparativamente ao esquema OFDM convencional, torna o método mais eficiente do ponto de vista energético, e permite ganhos em termos de *bit-error rate* (BER) na ordem dos 2dB, em ambos os canais do tipo ruído brando Gaussiano aditivo (AWGN) e dispersivo, considerando a utilização de codificação de canal adequada. Estes ganhos significativos foram devidamente confirmados por simulações exaustivas e criteriosas.

Esta nova proposta requer pequenas alterações em relação a um OFDM convencional e são também fáceis de serem realizadas. Do ponto de vista prático, o BWB-OFDM adequa-se preferencialmente a ligações *uplink*, uma vez que para o utilizador móvel, o acréscimo da aplicação

da janela no transmissor não é significativo em termos de complexidade, e há ganhos energéticos significativos devido à não utilização sistemática de CP por cada símbolo. Igualmente importante são os ganhos relativos ao PAPR que o BWB-OFDM traz, permitindo o relaxamento das condições impostas ao amplificador de potência, proporcionando a utilização de amplificadores com um custo inferior.

1.2 Contribuições e publicações

A investigação apresentada nesta dissertação esteve integrada num grupo de investigação, que tinha por objectivos propor novas formas de combater a elevada radiação fora de banda e os elevados valores de PAPR característicos do esquema OFDM.

A contribuição principal do autor, consiste na proposta de uma nova técnica de transmissão por bloco baseado no esquema OFDM, que além do aperfeiçoamento do confinamento do espectro e da redução dos valores de PAPR, obtém melhor desempenho em termos de BER para canal AWGN e dispersivo, relativamente ao OFDM. Deste trabalho resultou a submissão de uma *letter* para a revista *Institution of Engineering and Technology*.

A contribuição secundária resume-se a uma análise comparativa de técnicas de redução de PAPR para a transmissão de um sinal OFDM, onde é aplicada codificação de canal, e a proposta de um parâmetro com maior fiabilidade na medição da flutuação de envolvente do sinal. Daqui resultou a publicação de um artigo na conferência *Vehicular Technology Conference 2014* e a submissão de um artigo na conferência *IEEE GLOBECOM 2014*.

De seguida é feita uma listagem das submissões e publicação resultantes do processo de investigação no âmbito do projecto de dissertação. É de realçar que os resultados presentes em [P2] e [P3] não estão directamente envolvidos no contexto desta dissertação, mas estão intimamente relacionados.

[P1] J. Nunes, P. Bento, M. Gomes, R. Dinis and V. Silva, 'Block-Windowed Burst OFDM: A High Efficiency Multicarrier Technique', submetido em *IET electronic letters*

[P2] P. Bento, J. Nunes, M. Gomes, R. Dinis and V. Silva, 'Measuring the magnitude of envelope fluctuations: Should we use the PAPR?', in Proc. IEEE VTC2014-Fall

[P3] P. Bento, M. Beko, J. Nunes, M. Gomes, R. Dinis and V. Silva, 'PAPR Reduction of Coded OFDM Signals', submetido em *IEEE GLOBECOM 2014*

1.3 Estrutura e organização da dissertação

Neste capítulo foi introduzido a motivação que levou a cabo a investigação apresentada nesta dissertação, os seus objectivos e as contribuições principais. Os restantes conteúdos presentes na dissertação estão divididos por mais 4 capítulos, organizados da seguinte forma:

- Capítulo 2

São introduzidos brevemente os conceitos base que compõem um sistema de telecomunicações digital, uma vez que não são âmbito serem explorados neste trabalho, mas importantes de serem assimilados para a compreensão do trabalho desenvolvido. É aqui também apresentado as limitações de um sistema de transmissão monoportadora com igualização no domínio temporal para altas taxas de transmissão, mostrando a necessidade de técnicas mais sólidas.

- Capítulo 3

É apresentado o esquema OFDM como uma solução para transmissão em canal dispersivo, e é feita uma análise rigorosa e extensiva do sistema. É estudado o problema do PAPR no sistema OFDM, e é introduzido um esquema de transmissão por bloco, designado por *single-carrier frequency domain equalization* (SC-FDE), como alternativa ao problema de PAPR.

- Capítulo 4

É introduzido o novo esquema proposto e é feita uma análise detalhada e em cadeia do sinal ao longo do sistema. São demonstradas as melhorias no confinamento do espectro e o comportamento do sistema em termos de BER, relativamente ao esquema típico OFDM. São também simulados duas variantes diferentes do esquema BWB-OFDM que permitem um compromisso entre o confinamento do espectro e a taxa de transmissão. Finaliza com a comparação dos níveis de PAPR entre o CP-OFDM e o esquema proposto.

- Capítulo 5

São apresentadas as principais conclusões extraídas do trabalho realizado, terminando com algumas sugestões de trabalho futuro.

A compilação das publicações está incluída em apêndice (A), que se encontra imediatamente após a bibliografia.

2

Conceitos Preliminares

O objectivo deste capítulo é descrever sumariamente os conceitos base de sistemas de telecomunicações, que irão ser necessárias à compreensão do sistema de transmissão proposto.

Assim, este capítulo começa por apresentar de forma breve os elementos fundamentais que compõem um sistema de telecomunicações digital típico, representado na figura 2.1, abordando os conceitos de codificação de canal, *interleaving*, modulação, canal de transmissão e igualização. O capítulo finaliza com o estudo do sistema clássico de transmissão monoportadora com igualização no domínio do tempo, e mostra as suas limitações para altas taxas de transmissão.

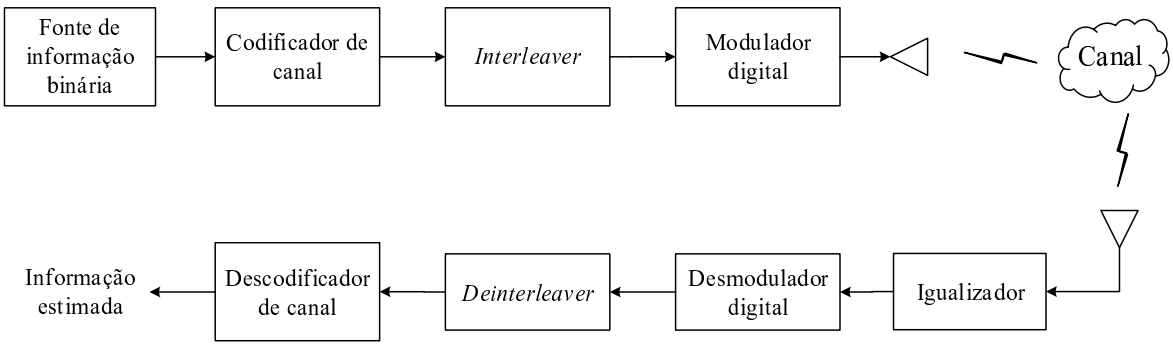


Figura 2.1 Modelo básico de um sistema de comunicação digital.

2.1 Fundamentos de Sistemas de Comunicação Digital

Os conceitos abordados em seguida, esquematizado na figura 2.1, formam os alicerces de sistemas de comunicação digital, indispensável ao entendimento do sistema proposto nesta dissertação.

2.1.1 Codificação de Canal

Como a maioria dos canais usados são ruidosos e, portanto, introduzem erros nos símbolos transmitidos, torna-se necessário o uso de códigos de canal capazes de detectar e corrigir esses erros. Uma técnica capaz de corrijir erros de transmissão no receptor sem a necessidade de um canal de retorno é designado por *forward error correction* (FEC).

Entre os diferentes tipos de códigos de canal FEC destacam-se os códigos de bloco binário. Um código binário é de bloco [16] se a cada mensagem de k bits de informação, gerada pela fonte ou pelo codificador de fonte, o codificador de canal fizer corresponder uma palavra de código de comprimento fixo n, com $n > k$. Com esta transformação, a diferença $n-k$ representa a informação redundante, ou seja, são os bits de teste utilizados na detecção e correcção dos erros introduzidos pelo canal. Uma vez que $n > k$, o débito à saída é maior do que à entrada do codificador de canal, sendo importante definir o parâmetro taxa de informação como, $R = k/n$.

Uma classe importante de códigos correctores são os códigos lineares, na medida em que estes podem ser descritos matematicamente com base na teoria dos espaços vectoriais [17]. Um código binário de dimensões (n,k) é linear se a soma (módulo 2) de duas ou mais palavras de código arbitrárias é também uma palavra de código. As palavras de código $\mathbf{c} = (c_0, c_1, \cdots, c_{n-1})$, são vectores linha de dimensão n, e podem ser geradas no transmissor através da expressão, $\mathbf{c} = \mathbf{m} \cdot \mathbf{G}$, onde $\mathbf{G}$ é designada por matriz geradora, e os vectores $\mathbf{m} = (m_0, m_1, \cdots, m_{k-1})$, de dimensão k, são as mensagens a codificar.

De outra perspectiva, um código binário diz-se linear se todas as 2^k palavras de código satisfazem um conjunto de $n-k$ equações lineares homogéneas. Este sistema de equações linearmente independentes pode ser descrito na forma matricial por $\mathbf{H} \cdot \mathbf{c}^T = \mathbf{0}_{(n-k)\times 1}$, em que $\mathbf{H}$ é a matriz de teste de paridade de dimensões $(n-k) \times n$, formada pelos coeficientes do sistema $n-k$ equações homogéneas a n incógnitas.

Neste trabalho são usados códigos do tipo *low-density parity-check* (LDPC). Um código LDPC é um código de bloco linear (n,k) caracterizado por uma matriz teste de paridade H esparsa, dizendo-se regular se o peso de Hamming (número total de 1's) das colunas e linhas for constante e igual a w_c e w_l, respectivamente, com $w_c \ll n$ e $w_l \ll k$ [18]. Em particular, o codificador utilizado nesta dissertação terá como base uma matriz de teste de paridade obtida da norma WiMAX 802.16e [19], de dimensões (1536,768), com uma taxa de informação de $R = 1/2$. A abordagem seguida pelo descodificador é *soft-decoding*, ou seja, em vez de considerar que o conjunto de símbolos à entrada do descodificador é finito, toma em conta a distribuição probabilística, *log-likelihood ratio* (LLR), dos símbolos recebidos $\bar{r}$, dada por,

$$\Lambda(b_i) \triangleq \log\left(\frac{\Pr\{b_i = 1|\bar{r}\}}{\Pr\{b_i = 0|\bar{r}\}}\right). \tag{2.1}$$

onde b_i é o bit a ser estimado pelo descodificador.

2.1.2 Interleaving

Alguns dos problemas que os canais de transmissão sem fios apresentam são a ocorrência de ruído de canal não-estacionário e o desvanecimento selectivo, causando erros de rajada no fluxo de dados, ou seja, erros consecutivos ao longo do tempo. Como uma grande parte dos códigos de correção de erros não consegue lidar com este tipo de erros consecutivos, *interleaving* é utilizado de forma a distribuir uniformemente estes erros de rajada ou seja, a tornar a sua ocorrência aleatória antes da descodificação [8].

Interleaving é uma reordenação periódica reversível de L blocos ou símbolos transmitidos, sendo correspondentemente reordenado pelo *deinterleaver* no receptor. Podemos descrever a relação entre os dados de entrada e de saída como,

$$\tilde{x}_k = x_{\pi(k)}, \tag{2.2}$$

onde $\pi(k)$ é uma permutação que descreve a transformação entre os índices temporais de entrada e os índices temporais de saída. Mais especificamente, uma sequência binária $\mathbf{B_m}$ pode ser representada por um vector linha de dimensão L [20]

$$\mathbf{B_m} = \begin{bmatrix} b_{m\cdot L+(L-1)} & \dots & b_{m\cdot L+1} & b_{m\cdot L} \end{bmatrix}, \tag{2.3}$$

onde $m = 0, 1, ..., +\infty$ denota o índice temporal correspondente ao vector de L bits. Deste modo, pode-se representar a relação entrada/saída do *interleaver*, isto é, a relação entre a sequência binária de entrada e a sequência binária permutada de saída como

$$\tilde{\mathbf{X}}_\mathbf{m} = \mathbf{B_m} \cdot \mathbf{G_m}, \tag{2.4}$$

onde $\mathbf{G_m}$ é uma matriz geradora $L \times L$ não-singular, onde uma e apenas uma entrada em cada linha/coluna pode ser não nula. Da mesma forma, o *deinterleaver* tem como matriz geradora $\mathbf{G_m}^{-1}$, tal que $\mathbf{B_m} = \tilde{\mathbf{X}}_\mathbf{m} \cdot \mathbf{G_m}^{-1}$.

Existem várias técnicas diferentes para a sua implementação, tais como *block interleaving* e *convolutional interleaving*. O método utilizado neste trabalho é *interleaving binário pseudo-aleatório*, mais especificamente, o algoritmo *Mersenne Twister* [21]. A ideia é eliminar os padrões regulares de $\mathbf{G_m}$, ou da regra de mapeamento associada a $\pi(k)$, durante um longo intervalo de tempo. Para isso, o método faz uso de um gerador de números pseudo-aleatórios, que proporciona um período astronómico até $2^{19937} - 1$. A probabilidade de gerar um tipo de erro específico é reduzido pelo comprimento elevado da palavra-código. Como o nome indica, a técnica não é verdadeiramente aleatória, uma vez que a sequência é completamente determinada pelo uso de um conjunto pequeno de parâmetros iniciais, mas inclui uma semente verdadeiramente aleatória.

2.1.3 Modulação digital

Modulação digital é um processo de transformação reversível de uma sequência de dados binária para um sinal analógico a ser transmitido, normalmente na banda passante [22]. É uma técnica que involve a variação sistemática de uma ou mais características de um sinal periódico contínuo, tais como a amplitude, frequência e/ou fase, de forma a representar a informação transmitida (mensagem). *Quadrature amplitude modulation* (QAM) é a técnica de modulação mais popular usada em OFDM [8], especialmente as constelações retangulares, pois são fáceis de realizar uma vez que podem ser separadas em símbolos *pulse amplitude modulation* independentes para ambas as componentes, fase e quadratura. Considerando que $A_m = A_{mi} + jA_{mq}$ representa o conjunto de M possíveis símbolos complexos correspondente a uma sequência de tamanho k-bit, *i.e.* $M = 2^k$, podemos expressar o sinal M-QAM como,

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[\left(A_{mi} + jA_{mq}\right) g(t)\, e^{j2\pi f_c t}\right], \tag{2.5}$$

onde A_{mi} e A_{mq} corresponde à amplitude do sinal portador de informação da componente em-fase e quadratura respectivamente, e $g(t)$ é a função que descreve a forma do sinal (geralmente é em forma de pulso). Alternativamente, podemos escrever,

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[r_m e^{j(2\pi f_c t + \theta_m)}\right], \tag{2.6}$$

onde $r_m = \sqrt{{A_{mi}}^2 + {A_{mq}}^2}$ e $\theta_m = \tan^{-1}\left(A_{mq}/A_{mi}\right)$. Desta forma podemos ver que o sinal QAM é a combinação da modulação da amplitude (r_m) e da fase (θ_m) da portadora $e^{j2\pi f_c t}$.

O caso específico utilizado neste trabalho é 4-QAM, também conhecido como *quadrature phase shift keying* (QPSK). Na figura 2.2, está representada a constelação QPSK com codificação de Gray, que assegura que os símbolos adjacentes difiram apenas de um bit entre eles. Nota-se também que a distância mínima Euclidiana entre dois símbolos é dois e que a relação energia/bit é unitária. Este último parâmetro é importante uma vez que, tomado o ruído constante, com o aumento de M da constelação, diminui a distância mínima entre símbolos, aumentando a probabilidade da ocorrência de erros na descodificação.

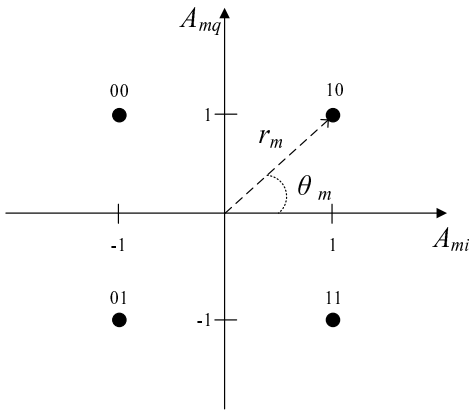


Figura 2.2 Constelação QPSK com codificação de Gray associada.

2.1.4 Modelos de canais sem-fios

Os modelos de canais de comunicação são a base no qual os sistemas de telecomunicações são projectados. Pelo facto de os sinais à saída de um canal sem-fios serem imprevisíveis à partida, devido à variação temporal do canal, torna-se necessário descrever o canal através de modelos estatísticos [9]. A escolha do modelo apropriado irá depender largamente do contexto de aplicação do sistema. No contexto deste trabalho, o sistema proposto é testado sobre dois tipos de canais diferentes: canal ruído branco Gaussiano aditivo (AWGN) e canal dispersivo.

AWGN

O canal AWGN é comumente utilizado como padrão de referência na comparação de sistemas, por ser um modelo matemático simples e de fácil implementação, permitindo uma boa visão sobre o comportamento do sistema, uma vez que exclui fenómenos de interferências, não-linearidades, desvanecimento e dispersão, correspondendo na prática a uma comunicação em linha de vista. Quando o sinal é transmitido pelo canal é corrompido por ruído Gaussiano estatísticamente independente. Este modelo assume que o único factor de perturbação é ruído térmico, causado pelo *front-end* do receptor, tipicamente com uma densidade espectral de potência uniforme ao longo da largura de banda do sinal transmitido. Mas apesar de este ser um bom modelo para canais de comunicação via satélite e ligações para o espaço profundo, é ineficiente na modelação de ligações digitais terrestres. Para este efeito, introduz-se o modelo de canal dispersivo.

Canal dispersivo

Para se compreender a razão pela qual o esquema OFDM apresenta um bom desempenho em canais dispersivos é preciso primeiramente entender algumas características de propagação de ondas, e depois então, descrever analiticamente este tipo de canal. Geralmente a propagação de uma onda pode ser caracterizada por três fenómenos quasi-independentes: atenuação, efeito sombra e desvanecimento multipercurso [23].

Atenuação e efeito sombra

A atenuação é descrita pela dependência da potência média da onda electromagnética em relação à distância entre o transmissor e o receptor. Este fenómeno pode ser causada por efeitos de propagação como reflexão, difração, refração e absorção. É já bem conhecido que a amplitude de uma onda electromagnética em espaço livre diminui com o quadrado da distância, d, tal que a potência recebida é [9]

$$\Omega_r(d) = \Omega_t k \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2, \tag{2.7}$$

onde Ω_t é a potência transmitida, λ_c é o comprimento de onda e k é uma constante de proporcionalidade. Embora pareça contra-intuitivo, a atenuação é essencial em sistemas com capacidade de reutilização de frequências, tais como, os sistemas de comunicação celulares móveis, uma vez

que a rápida atenuação do sinal com a distância permite que a mesma largura de banda onde é transmitido seja reutilizada dentro de zonas próximas sem interferência excessiva.

O efeito sombra toma em consideração as flutuações do sinal de acordo com as características geométricas do ambiente de propagação. Estas flutuações ocorrem devido ao bloqueio de caminhos de propagação relevantes, tal como, a trajectória em linha de vista, à medida que o utilizador móvel se movimenta. Geralmente este fenómeno é descrito por uma distribuição normal-logarítmica, ou seja, a função densidade de probabilidade da potência recebida é [9]

$$f_X\left(x;\mu_{\Omega_r},\sigma_{\Omega_r}\right)=\frac{1}{x\sigma_{\Omega_r}\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{\left(\ln(x)-\mu_{\Omega_r}\right)^2}{2\sigma_{\Omega_r}{}^2}},\quad x>0, \tag{2.8}$$

onde μ_{Ω_r} representa a média da potência do sinal recebido e σ_{Ω_r} o desvio padrão.

Desvanecimento multipercurso

A dispersão temporal de um canal surge pela existência de múltiplos caminhos [24], ou seja, surge das reflexões que o sinal sofre durante a transmissão, percorrendo vários percursos com comprimentos distintos, chegando ao receptor com amplitudes e atrasos temporais diferentes, tal como ilustrado na figura 2.3. Este efeito provoca interferência inter-simbólica (ISI), isto é, causa sobreposição entre os símbolos transmitidos consecutivos, que pode ser desprezível ou completamente eliminada sem a necessidade de se recorrer a esquemas de igualização complexos, quando é utilizado o esquema OFDM e é aplicado um intervalo de guarda a cada símbolo transmitido [7].

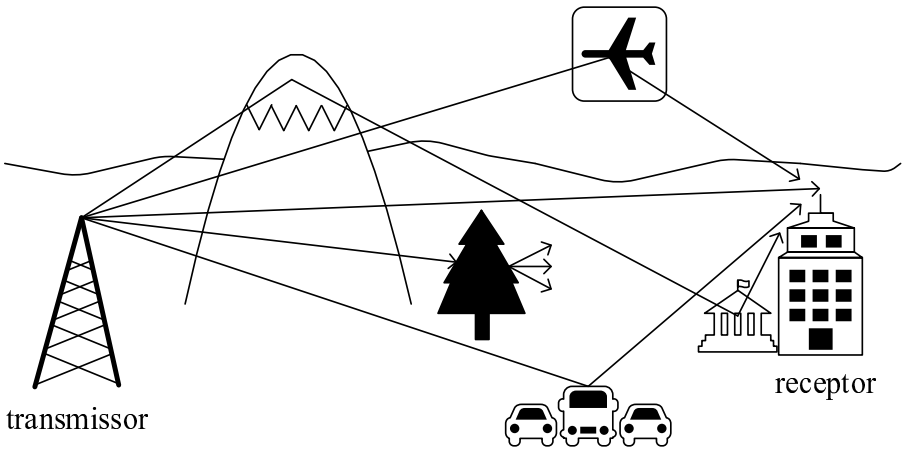


Figura 2.3 Propagação do sinal transmitido por múltiplos caminhos devido à presença de obstáculos físicos.

Com o intuito de caracterizar um canal dispersivo variante no tempo, começamos por analisar os efeitos do canal num sinal transmitido representado por

$$x(t)=\mathrm{Re}\left[s(t)e^{j2\pi f_c t}\right]. \tag{2.9}$$

onde $s(t)$ representa a informação transmitida e f_c a frequência da portadora. Assumindo uma transmissão com múltiplos percursos, e que a cada percurso n está associado um factor de atenu-

ação $\alpha_n(t)$ e um atraso de propagação $\tau_n(t)$, ambos dependentes do tempo, podemos escrever o sinal recebido na banda passante da seguinte forma [24]

$$y(t) = \sum_n \alpha_n(t) x[t - \tau_n(t)]. \tag{2.10}$$

Substituindo $x(t)$ descrito na equação (2.9) na equação (2.10) obtém-se,

$$y(t) = \mathrm{Re}\left[\left(\sum_n \alpha_n(t)\, e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s[t - \tau_n(t)]\right) e^{j2\pi f_c t}\right]. \tag{2.11}$$

Da equação (2.11) é evidente que, na ausência de ruído, o equivalente na banda base do sinal recebido pode ser escrito como,

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s[t - \tau_n(t)]. \tag{2.12}$$

Uma vez que $r(t)$ é a resposta do canal equivalente na banda base ao sinal $s(t)$, a resposta a impulso do canal pode ser descrita pela resposta a impulso variável no tempo,

$$h(\tau;t) = \sum_n \alpha_n(t)\, e^{\theta_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)]. \tag{2.13}$$

onde $\theta_n(t) = -j2\pi f_c \tau_n(t)$ representa a variação temporal da fase. Uma descrição equivalente é a função transferência do canal, obtida através da aplicação da Transformada de Fourier (TF) à resposta a impulso. Com esta descrição mostra-se que um canal dispersivo no tempo é equivalente a um canal selectivo na frequência [9]

$$H(f,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau;t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_n \alpha_n(t)\, e^{-j2\pi(f - f_c)\tau_n(t)}, \tag{2.14}$$

uma vez que o módulo da função transferência $H(f,t)$ mostra rápidas variações em função da frequência.

Espera-se também que os atrasos $\tau_n(t)$ associados aos diferentes percursos variem a ritmos diferentes de forma imprevisível, implicando que o canal possa ser visto como um processo estocástico. Quando existe um número elevado de percursos durante a transmissão, o teorema do limite central pode ser aplicado, permitindo descrever a resposta a impulso do canal $h(\tau;t)$ como um processo aleatório Gaussiano complexo. Quando a resposta a impulso do canal $h(\tau;t)$ é descrita como um processo aleatório Gaussiano complexo de média nula, a envolvente $|h(\tau;t)|$ em qualquer instante t segue a distribuição de Rayleigh, descrito da seguinte forma,

$$f_R(r;\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad r \geq 0, \tag{2.15}$$

onde $\sigma \geq 0$ é o único parâmetro que caracteriza a distribuição e a fase de $h(\tau;t)$ é uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi[$. Neste caso diz-se que se está perante um canal com desvanecimento de Rayleigh (*Rayleigh fading channel*). O fenómeno de desvanecimento é resultante das variações

temporais da fase $\tau_n(t)$ dos sinais recebidos, isto é, resulta da interferência construtiva e destrutiva dos sinais, levando a grandes variações de amplitude do sinal.

Outro parâmetro relevante associado aos canais com desvanecimento multipercurso é a largura de banda coerente, que é inversamente proporcional ao valor quadrático médio da dispersão dos tempos de propagação do canal [25]. Esta quantidade é uma medida estatística de uma gama de frequências em que as componentes de frequência têm uma forte correlação. Portanto, se a largura de banda do sinal transmitido se mantiver menor do que a largura de banda coerente, o canal sofre uma atenuação em diferentes gamas de frequência de forma uniforme. Se ultrapassar a largura de banda coerente irá sofrer desvanecimento selectivo na frequência.

2.1.5 Igualização

A igualização é um método eficiente de supressão de ISI. Os igualizadores são implementados no receptor e têm como objectivo eliminar a distorção causada pelo canal. Geralmente estão divididos em duas classes: linear e não-linear [26].

A igualização linear consiste simplesmente na passagem do sinal recebido por um filtro que modele a função inversa do canal. O problema desta abordagem prende-se com o facto de não inverter apenas o canal mas também poder amplificar o ruído. O realçar do ruído degrada o comportamento do sistema, especialmente nos canais sem-fios com desvanecimentos rápidos e profundos. Apesar de serem fáceis de implementar apresentam resultados inferiores relativamente aos igualizadores não-lineares.

As técnicas de igualização não-linear, geralmente reconhecidos pelo nome *decision feedback equalizer* (DFE), utilizam as estimativas dos símbolos feitas pelo igualizador linear, *i.e.*, o igualizador de malha directa, para cancelar a interferência restante através de uma malha de realimentação [27]. Uma vez que o igualizador possui estimativas dos símbolos anteriores, o objectivo é subtrair a interferência causada pelos símbolos anteriores nos seguintes. Um dos problemas associados a esta abordagem é a propagação do erro ao longo das iterações realizadas. Estas técnicas conseguem melhores resultados que as técnicas de igualização lineares à custa de um aumento significativo de complexidade.

2.2 Transmissão Monoportadora

2.2.1 Modelo do sistema

Uma configuração típica para um sistema de transmissão monoportadora pode ser esquematizada tal como na figura 2.4. Considere que os símbolos modulados a_n, cada um com período de T segundos, após filtragem por um filtro no transmissor $g_T(t)$, de limitação de largura de banda e modulação do pulso (*pulse shaping filter*), são enviados sobre um canal de banda limitada $h(t)$, com largura de banda W. Após a recepção, o sinal é processado pelo filtro de recepção e por um

igualizador no domínio do tempo, podendo ser descrito por [22],

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(t - mT) + z(t), \tag{2.16}$$

onde $z(t)$ é ruído aditivo Gaussiano e $g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t)$ é a resposta a impulso total do sistema, tal que $g_R(t)$ e $h^{-1}(t)$ representam a resposta a impulso do filtro de recepção e do igualizador, respectivamente.

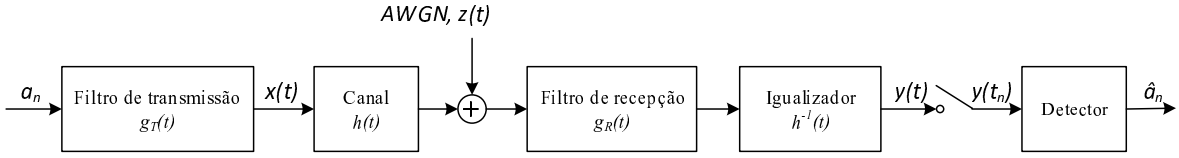


Figura 2.4 Modelo do sistema de transmissão monoportadora em banda básica.

Assumindo que os efeitos do canal são completamente compensados pelo igualizador, a resposta a impulso total do sistema será apenas dependente dos filtros de transmissão e recepção. Quando a componente de ruído é ignorada, o sinal amostrado à saída do igualizador pode ser expresso como,

$$y(t_n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g((n-m)T), \quad t_n = nT. \tag{2.17}$$

Isolando a amostra n para detectar o símbolo a_n, a equação (2.17) pode ser escrita como,

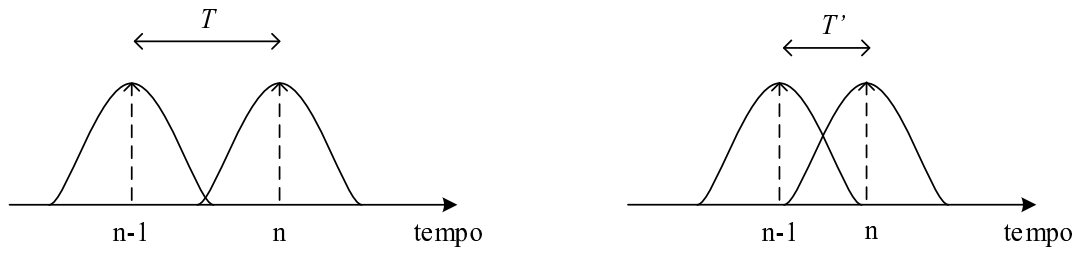
$$y(t_n) = a_n g(0) + \sum_{m=-\infty, m\neq n}^{+\infty} a_m g((n-m)T). \tag{2.18}$$

Note que $g(t)$ é ilimitado no tempo devido à sua largura de banda finita. Para o caso em que $g((n-m)T) \neq 0$ para $\forall m \neq n$, o segundo termo da equação 2.18 permanece como ISI para o símbolo a_n. Portanto, ambos os filtros de transmissão e recepção terão de ser projectados de forma a minimizar esta interferência. Como ilustrado na figura 2.5, a extensão de ISI depende da duração do período T do símbolo, aumentando a interferência à medida que o período decresce. Isto implica que o ISI se torna cada vez mais significativo com o aumento da taxa de transmissão num sistema de transmissão monoportadora [28].

2.2.2 ISI e critério de Nyquist

O ISI pode ser completamente eliminado satisfazendo a equação seguinte,

$$g(nT) = \delta[n] = \begin{cases} 1 & ,n = 0 \\ 0 & ,n \neq 0 \end{cases}, \tag{2.19}$$



(a) Período de símbolo longo (b) Período de símbolo curto

Figura 2.5 ISI causado pela resposta a impulso do filtro $g(t)$ para dois períodos de símbolo diferentes, com $T > T'$.

ou alternativamente, no domínio da frequência,

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} G\left(f - \frac{i}{T}\right) = T, \tag{2.20}$$

onde $G(f)$ é a Transformada de Fourier (TF) de $g(t)$, representando a resposta em frequência total do sistema. A condição anterior é conhecida como critério de Nyquist [28], a qual garante comunicação livre de ISI, até mesmo para períodos de símbolo T curtos. Os filtros que satisfazem este critério são chamados de filtros de Nyquist. Um filtro passa-baixo (LPF) ideal com largura de banda $W = (1/2T)$ é um filtro de Nyquist, porém não é fisicamente realizável uma vez que a resposta a impulso não é causal (*i.e*, $g(t) \neq 0$ para $t < 0$ e tem duração infinita). Um filtro protótipo de Nyquist realizável, é o filtro *raised-cosine*, que pode ser definido no domínio da frequência,

$$G_{RC}(f) = \begin{cases} T & ,|f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2}\left\{1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\beta}\left(|f| - \frac{1-\beta}{2T}\right)\right)\right\} & ,\frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & ,|f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases}, \tag{2.21}$$

onde β é o factor *roll-off* ($0 \leq \beta \leq 1$) que governa a largura de banda total [22]. Note que a resposta em frequência do filtro *raised-cosine* ocupa uma largura de banda maior que a largura de banda de Nyquist. Quando $\beta = 0$ o filtro passa a ser igual a um LPF ideal e quando $\beta = 1$ ocupa o dobro da largura de banda de Nyquist.

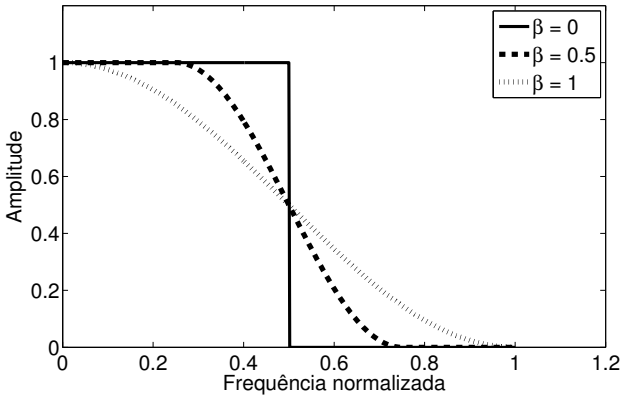


Figura 2.6 Resposta em frequência de um filtro *raised-cosine*, $G_{RC}(f)$.

2.2.3 Limitações para altas taxas de transmissão

A fim de assegurar uma taxa de transmissão de R_s símbolos por segundo, a largura de banda mínima necessária é imposta pela largura de banda de Nyquist, dada por $R_s/2$ Hz, com $R_s = 1/T$, implicando que para aumentos da taxa de transmissão em sistemas monoportadora é necessário um acréscimo de largura de banda. Quando a largura de banda do sinal se torna maior que a largura de banda coerente, a ligação sofre o efeito de selectividade na frequência, expondo o sinal a ISI. Por sua vez, a complexidade do igualizador cresce com o aumento das taxas de transmissão, a fim de lidar com o ISI. Por exemplo [29], a uma taxa de 5 megasímbolos por segundo, e uma dispersão temporal de $20\mu s$, este atinge cerca de 100 símbolos. Isto implica um filtro com mais de 100 coeficientes, e no mínimo umas centenas de multiplicações por símbolo. Há medida que a taxa de transmissão aumenta, a igualização no domínio do tempo torna-se exorbitante e pouco atractiva. Por esta razão, a implementação de sistemas de transmissão monoportadora com igualização no domínio do tempo, em canais dispersivos, para altas taxas de transmissão, torna-se desadequada e pouco prática.

3
Técnicas de Transmissão por Bloco

Com a intenção de apresentar uma alternativa à transmissão monoportadora com igualização no domínio do tempo, é introduzido o conceito base do esquema OFDM, sobre o qual está assente o sistema proposto, seguido de uma análise cuidadosa e extensiva do mesmo. É necessário sublinhar que as questões de sincronização e estimação de canal, encontradas no receptor, encontram-se fora do âmbito do trabalho. Com o intuito de apresentar uma alternativa ao problema da elevada flutuação de envolvente do sinal OFDM, é também introduzido o esquema de transmissão monoportadora *single-carrier frequency domain equalization* (SC-FDE).

3.1 OFDM

De forma a ultrapassar o efeito de desvanecimento selectivo na frequência sofrido pela transmissão monoportadora, a transmissão multiportadora aparece como alternativa para as altas taxas de transmissão. O que torna este tipo de transmissão tão robusta, é a divisão da largura de banda disponível dum canal com desvanecimento selectivo na frequência, em várias sub-bandas estreitas com desvanecimento uniforme, nos quais os dados são transmitidos em paralelo, ganhando uma redução de ISI devido ao alargamento da duração do símbolo.

Na figura 3.1, encontra-se esquematizado o diagrama de blocos da técnica de modulação multiportadora[1] OFDM, que separa um fluxo de dados de alto débito em N fluxos de baixo débito, transmitidos em paralelo, de forma independente e em diferentes bandas de frequências do canal sobrepostas, sendo a ausência de interferência entre subportadoras parcialmente mantida pela condição de ortogonalidade. O ISI pode ser considerado desprezível ou completamente eliminado

[1]Note que o esquema OFDM pode ser visto também como uma técnica de multiplexação.

através da inserção de um intervalo de guarda a cada símbolo OFDM individual, de duração superior ou igual à duração da resposta a impulso do canal de transmissão. Além disso, com a adição de um intervalo de guarda e a separação da largura de banda em subbandas estreitas com desvanecimento uniforme, permite uma redução acentuada da complexidade do igualizador para cada subportadora.

Tal como ilustrado na figura 3.2, a sobreposição das subportadoras resulta num sinal que utiliza a largura de banda W disponível de forma eficiente. A eficiência espectral pode ser melhorada através da utilização de um número elevado de subportadoras, e alocando a potência transmitida, o tamanho da constelação e a taxa de informação para cada subportadora eficientemente [30], de acordo com as condições de canal associado a cada subportadora. Conjuntamente com a implementação de baixa complexidade, através do uso do algoritmo FFT, a eliminação de ISI através de técnicas de igualização de baixa complexidade, constituem a motivação principal para o uso de OFDM em comunicações digitais através de canais dispersivos [31].

Porém este esquema apresenta duas grandes desvantagens. A primeira é a radiação fora de banda, devido aos lóbulos secundários significativos causados pelo formato do pulso retangular utilizado, provocando interferência entre canais adjacentes (ACI), e a segunda é uma elevada flutuação de envolvente, que leva a uma operação ineficiente do amplificador de potência.

Mesmo assim, OFDM é uma técnica bastante popular e que tem sido empregue em várias normas de acesso de banda larga sem fios, como $IEEE802.16a/d/e$ (geralmente referido como WiMAX [32] ou *Long Term Evolution* (LTE)) [3], redes *wireless local area network* (WLAN) [8] e tecnologias de radiofusão como *digital audio broadcasting* e *digital video broadcasting*[33].

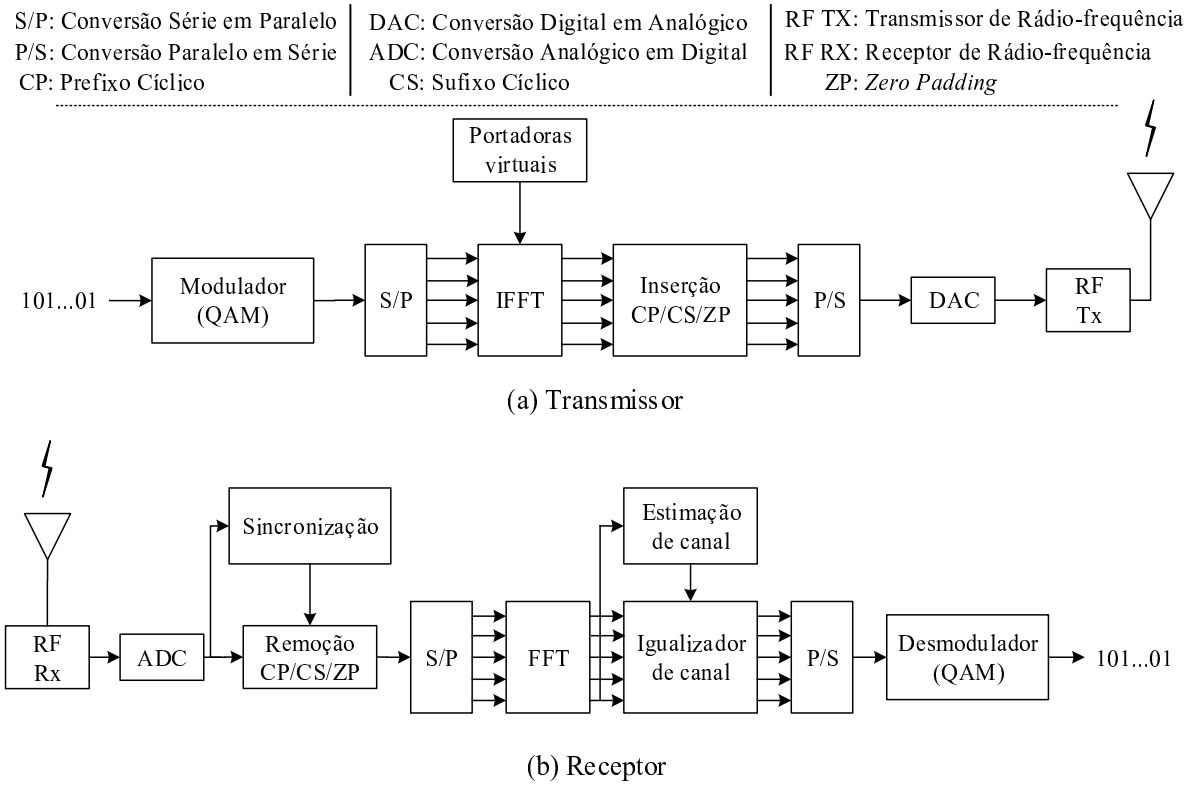


Figura 3.1 Modelo básico do esquema OFDM representado por (a) transmissor, e (b) receptor.

3.1.1 Ortogonalidade

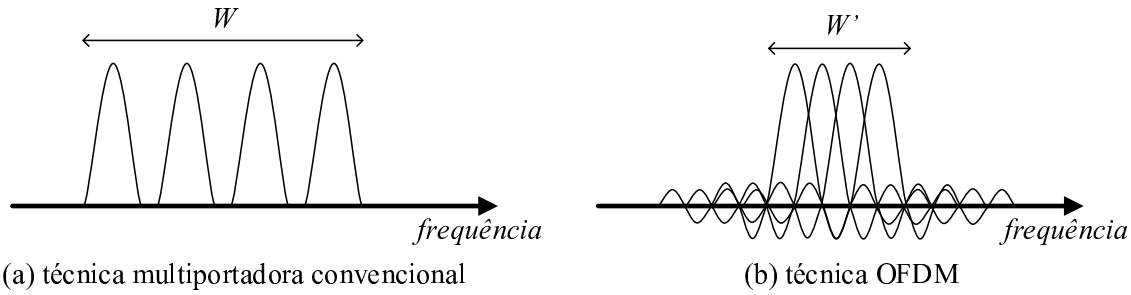
Considere que $X_l[k]$ representa o símbolo transmitido l na frequência subportadora f_k, com $l = 0,1,2,\ldots,\infty$ e $k = 0,1,2,\ldots,N-1$, resultante do mapeamento directo de uma sequência binária (mensagem) para uma sequência de símbolos *phase shift keying* (PSK) ou QAM. Na conversão série/paralelo do fluxo de dados, cada um dos N símbolos é transmitido por uma subportadora diferente, e a duração do tempo de transmissão de N símbolos é extendido, formando um único símbolo OFDM com duração $T_{sym} = NT$, onde T representa a duração dos símbolos à saída do modulador. Pode-se escrever a envolvente complexa do sinal OFDM na banda base como,

$$s(t) = \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k]\, e^{j2\pi f_k \left(t - lT_{sym}\right)}. \tag{3.1}$$

De forma a prevenir ACI, o sistema OFDM normalmente não transmite dados nas subportadoras dos extremos da banda atribuída. Estas subportadoras não utilizadas são conhecidas como portadoras virtuais, sendo vistas como um intervalo de guarda no domínio da frequência [15]. Como o espectro de potência do sinal OFDM tem lóbulos secundários relativamente elevados, as subportadoras virtuais ajudam a reduzir a emissão de potência fora de banda, facilitando as exigências impostas no projecto do filtro de transmissão. Todavia a adopção desta guarda desperdiça largura de banda e reduz a eficiência espectral do sistema.

Por uma questão de simplicidade, a discussão é centrada na transmissão de apenas um símbolo OFDM e convertida para o domínio discreto. O sinal OFDM contínuo no tempo correspondente ao símbolo l transmitido, pode ser amostrado fazendo $t = lT_{sym} + nT$ com $T = T_{sym}/N$ e $f_k = k/T_{sym}$, obtendo o símbolo OFDM correspondente no domínio discreto,

$$s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k]\, e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad \text{para} \quad n = 0,1,\ldots,N-1. \tag{3.2}$$



(a) técnica multiportadora convencional (b) técnica OFDM

Figura 3.2 Comparação da largura de banda entre (a) técnica multiportadora convencional, e (b) técnica OFDM, com $W > W'$.

A utilização da palavra ortogonal, indica que há uma relação estrita entre as frequências das subportadoras do sistema. Esta nasce da generalização do critério de Nyquist para o caso multiportadora, sendo fundamental ser mantida de forma a suprimir o ISI, resultando numa transmissão sem distorção. Considere os sinais exponenciais complexos $\left\{e^{j2\pi f_k t}\right\}_{k=0}^{N-1}$ que representam as diferentes subportadoras $f_k = k/T_{sym}$ do sinal OFDM. Estes sinais são ortogonais se o somatório do

produto entre quaisquer duas subportadoras, para $t = nT = nT_{sym}/N$, é um impulso só dependente dos índices dessas subportadoras, isto é,

$$\begin{aligned}
\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{k}{T_{sym}}nT} e^{-j2\pi\frac{i}{T_{sym}}nT} &= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{k}{T_{sym}}\frac{nT_{sym}}{N}} e^{-j2\pi\frac{i}{T_{sym}}\frac{nT_{sym}}{N}} \\
&= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{(k-i)}{N}n} \\
&= \delta(k-i) \\
&= \begin{cases} 1 & ,\forall \text{ inteiro } k=i \\ 0 & ,\text{ caso contrário} \end{cases} .
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Considere agora que o símbolo OFDM na banda base recebido é $y[n]$ descrito por (3.2), onde os efeitos de canal e ruído não são tidos em conta. Daqui, o símbolo $X[k]$ consegue ser recuperado pela condição de ortogonalidade entre as subportadoras da seguinte forma,

$$\begin{aligned}
Y[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y[n]\, e^{-j2\pi k\frac{n}{N}} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} X[i]\, e^{+j2\pi i\frac{n}{N}} \right\} e^{-j2\pi k\frac{n}{N}} \\
&= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{i=0}^{N-1} X[i]\, e^{-j2\pi(i-k)\frac{n}{N}} \\
&= \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} X[i] \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi(i-k)\frac{n}{N}} = X[k]
\end{aligned} . \tag{3.4}$$

Assim da análise da equação (3.2) e (3.4) vê-se que no domínio discreto, as amostras do sinal OFDM no tempo $s[n]$, são descritas pela transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) de N-pontos dos símbolos $\{X[k]\}_{k=0}^{N-1}$ e a sua representação na frequência $Y[k]$, pela transformada discreta de Fourier (DFT) de N-pontos das amostras $\{y[n]\}_{n=0}^{N-1}$, respectivamente. O transmissor e o receptor podem então ser implementados eficientemente através da transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) e a transformada rápida de Fourier (FFT), respectivamente. O algoritmo da FFT torna-se muito eficaz uma vez que reduz o número de multiplicações de N^2 para $\frac{N}{2}\log_2(N)$ para uma IDFT de N-pontos [8].

3.1.2 Intervalo de guarda

O ISI é resultado da interação da parte final do símbolo OFDM com a parte inicial do símbolo seguinte. Apesar da extensão da duração do símbolo OFDM por N vezes, *i.e.* $T_{sym} = NT$, ter reduzido grandemente o efeito de desvanecimento multipercurso, não o elimou completamente, permanecendo interferência prejudicial que pode romper com a condição de ortogonalidade entre as subportadoras do símbolo. De forma a garantir um bom desempenho do sistema é necessário introduzir um intervalo de guarda entre dois símbolos OFDM consecutivos de forma a eliminar o ISI. Este intervalo de guarda pode ser inserido de duas maneiras distintas. Através de extensão cíclica, com prefixo cíclico (CP) ou sufixo cíclico (CS), e zero-padding (ZP).

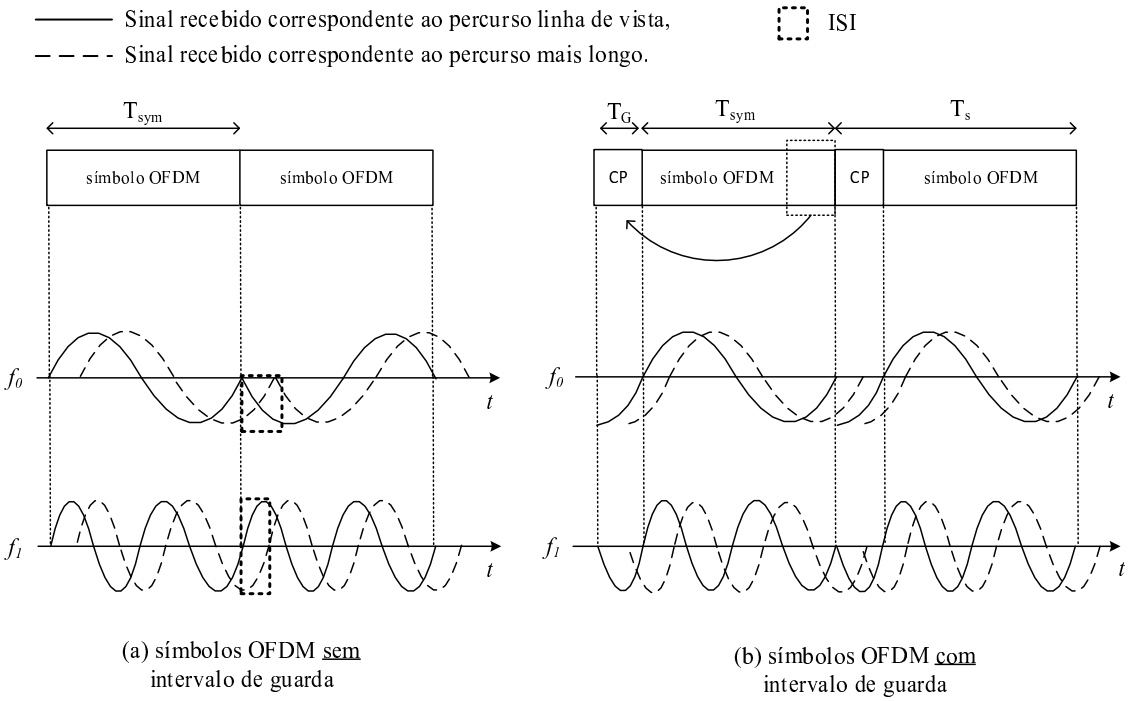


Figura 3.3 Efeito do atraso temporal causado pelos múltiplos percursos em duas subportadoras dos símbolos OFDM (a) sem intervalo de guarda, e (b) com intervalo de guarda.

Prefixo cíclico e sufixo cíclico

O prefixo cíclico é uma extensão adicionada ao início do símbolo OFDM através da cópia de um conjunto de amostras finais do respectivo símbolo. De forma análoga, o sufixo cíclico é a cópia de um conjunto de amostras iniciais do símbolo OFDM inserido no final do mesmo. Para tornar-se explícito o tipo de intervalo de guarda utilizado, o esquema pode ser designado por CP-OFDM ou CS-OFDM, caso seja introduzido o prefixo cíclico ou o sufixo cíclio respectivamente. Se T_{sym} representar a duração do símbolo OFDM efectivo e T_G representar a duração do intervalo de guarda, então o símbolo OFDM terá duração $T_s = T_{sym} + T_G$. Repare que a taxa de informação do símbolo OFDM é reduzida para $T_{sym}/T_s = T_{sym}/(T_{sym} + T_G)$ devido à introdução do intervalo de guarda.

Na figura 3.3 (a), vê-se que existe sobreposição entre símbolos OFDM devido à diferença temporal entre o sinal recebido no percurso de linha de vista (linha contínua) e o sinal recebido referente ao percurso mais longo do canal (linha tracejada). Se a duração do intervalo de guarda for superior ou igual à duração da resposta a impulso do canal, figura 3.3 (b), a interferência de um símbolo OFDM com o seguinte está confinado ao intervalo de guarda, mantendo a ortogonalidade entre as subportadoras e resultando numa boa desmodulação do símbolo OFDM.

Como a continuidade de cada subportadora atrasada é suportada pelo CP, a ortogonalidade entre as subportadoras é mantida durante T_{sym} tal que

$$\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{k}{N}(n-n_0)} e^{-j2\pi\frac{i}{N}(n-n_0)} = 0, \quad k \neq i, \tag{3.5}$$

para o símbolo OFDM a ser recebido com atraso de n_0.

Considerando o símbolo OFDM transmitido $x[n]$, descrito por (3.2), um canal com uma resposta a impulso discreta $h[n]$ e $z[n]$ representando ruído Gaussiano, então o sinal recebido é dado por,

$$y[n] = x[n] * h[n] + z[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h[m]\, x[n-m] + z[n]\,. \tag{3.6}$$

Admitindo também que a duração do CP não é menor que a duração da resposta a impulso do canal, então, o receptor faz a FFT das amostras recebidas $\{y[n]\}_{n=0}^{N-1}$ resultando,

$$\begin{aligned}
Y[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y[n]\, e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h[m]\, x[n-m] + z[n] \right\} e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h[m] \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X[i]\, e^{j2\pi i \frac{(n-m)}{N}} \right\} \right\} e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} + Z[k] \quad , \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h[m]\, e^{-j2\pi i \frac{m}{N}} \right\} X[i] \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi (k-i) \frac{n}{N}} \right\} + Z[k] \\
&= H[k]\, X[k] + Z[k]
\end{aligned} \tag{3.7}$$

onde $X[k]$, $Y[k]$, $H[k]$, e $Z[k]$ representam as componentes em frequência da subportadora k do símbolo transmitido, símbolo recebido, resposta em frequência do canal e ruído no domínio da frequência.

Como ilustrado na figura 3.4, a última igualdade da equação (3.7) mostra que na ausência de ISI, o sistema pode ser visto como um conjunto de N subcanais paralelos não-dispersivos, onde o canal actua como um factor multiplicativo, preservando assim a ortogonalidade entre as subportadoras [9]. Esta divisão do canal dispersivo em vários subcanais paralelos não-dispersivos permite a implementação de um igualizador linear no domínio da frequência de baixa complexidade, com apenas um factor complexo por subportadora, uma vez que ignorando o ruído pode-se dividir o símbolo recebido pelo canal, $X[k] = Y[k]/H[k]$.

Repare que sem a inserção de CP, $Y[k] \neq H[k]X[k]$, uma vez que $DFT\{y[n]\} \neq DFT\{x[n]\} \cdot DFT\{h[n]\}$ quando a mensagem é convolvida lineramente com o canal $\{y[n]\} = \{x[n]\} * \{h[n]\}$. Na realidade, $Y[k] = H[k]X[k]$ quando a mensagem é convolvida circularmente com o canal $\{y[n]\} = \{x[n]\} \otimes \{h[n]\}$. Noutras palavras, a inserção de CP com a extensão periódica do sinal no transmissor, transforma uma convolução linear em circular, entre os símblos OFDM e o canal, necessário a obter a relação desejada $Y[k] = H[k]X[k]$ no receptor.

Zero-Padding

Zero-Padding (ZP) é um intervalo de guarda que consiste na adição de um conjunto de zeros no final do símbolo OFDM. Como as amostras redundantes introduzidas com ZP são zeros, a potência transmitida é menor comparativamente à utilização de CP para o mesmo tamanho do símbolo OFDM. Por outra perspectiva, apesar da duração do símbolo contendo CP ou ZP ser

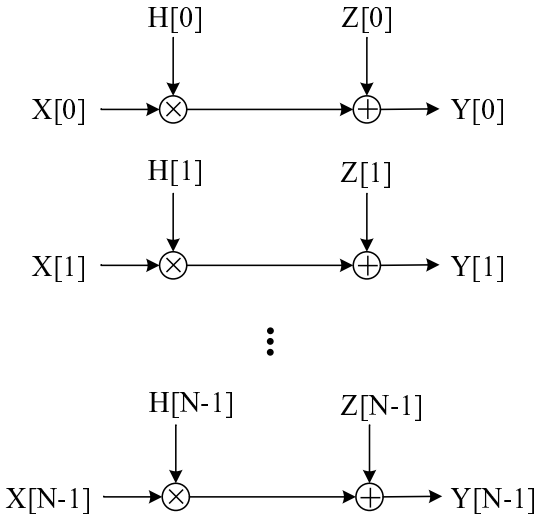


Figura 3.4 Modelo equivalente do canal de transmissão no domínio da frequência, aquando do uso de CP de duração maior ou igual à duração da resposta a impulso do canal.

igual, a duração efectiva do símbolo com ZP é menor, e consequentemente a envolvente do sinal terá uma forma retangular de duração inferior. No domínio da frequência, traduz-se num espectro do tipo *sinc* mais largo, apresentanto uma densidade espectral de potência com uma ondulação menor na banda de transmissão [34, 35].

3.1.3 Caracterização do sinal transmitido

Domínio da frequência

Após a geração do símbolo OFDM através da IFFT e da adição do intervalo de guarda, o fluxo de dados é convertido de volta num fluxo em série, ver figura 3.1. Antes do sinal ser transmitido, sofre uma conversão digital/analógico (DAC) e passa por um filtro de reconstrução no transmissor, cuja resposta a impulso é dada por $h_T(t)$. Considerando que $w(t)$ é um pulso retangular unitário de duração T_s, que caracteriza a forma da envolvente do sinal, o sinal analógico transmitido é escrito da seguinte forma,

$$\begin{aligned} x(t) &= \left(\left(\sum_{l=-\infty}^{+\infty} s_l[n]\,\delta\left(t-\frac{lT_{sym}}{N}\right)\right)\cdot w(t)\right) * h_T(t) \\ &= \left(\sum_{l=-\infty}^{+\infty} s_l[n]\,w\left(\frac{lT_{sym}}{N}\right)\delta\left(t-\frac{nT_{sym}}{N}\right)\right) * h_T(t) \ . \\ &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} s_l[n]\,w\left(\frac{lT_{sym}}{N}\right) h_T\left(t-\frac{lT_{sym}}{N}\right) \end{aligned} \tag{3.8}$$

onde $s_l[n]$ é dada pela equação (3.2).

De forma a simplicar o filtro de reconstrução utilizado na recepção do sinal, é usual aplicar um factor de *oversampling* M_{TX} no sinal ($M_{TX} > 1$ e necessariamente inteiro), *i.e.* aplicar ao sinal uma taxa de amostragem $M_{TX}N/T_{sym}$ invés de N/T_{sym}. Para um factor de *oversampling* de M_{TX} o

símbolo OFDM com N subportadoras, pode ser escrito como,

$$\tilde{s}[n] = \sum_{k=0}^{N'-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi k \frac{n}{N'}} \quad \text{para} \quad n = 0, 1, \ldots, N'-1, \tag{3.9}$$

onde $N' = M_{TX}N$ e

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[k] & 0 \leq k \leq N/2-1 \\ 0 & N/2 \leq k \leq N'-N/2-1 \\ X[k-N] & N'-N/2 \leq k \leq N'-1 \end{cases}. \tag{3.10}$$

Para uma formulação analítica aproximada do espectro do sinal transmitido com factor de *over-sampling*, consideremos uma transmissão de dados estatisticamente independentes e equiprováveis [30]. Neste caso, podemos assumir que as diferentes subportadoras são não-correlacionadas, *i.e*, $E[X[k]] = 0$ e

$$E\left[\tilde{X}[k]\tilde{X}^*[k']\right] = \begin{cases} E\left[\left|\tilde{X}[k]\right|^2\right] & ,k = k' \\ 0 & \text{, caso contrario} \end{cases}, \tag{3.11}$$

onde $E[.]$ denota a média do conjunto.

A densidade espectral de potência (PSD) do sinal transmitido é dada por

$$G_X(f) = \frac{1}{T_s} E\left[|X(f)|^2\right], \tag{3.12}$$

onde $X(f)$ representa a TF do símbolo OFDM analógico transmitido $x(t)$ dado pela equação (3.8), ou seja,

$$\begin{aligned} X(f) = \mathscr{F}\{x(t)\} &= \mathscr{F}\left\{\left(\left(\sum_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{s}_l[n]\,\delta\left(t - l\frac{T_{sym}}{N'}\right)\right) \cdot w(t)\right) * h_T(t)\right\} \\ &= \frac{1}{T_{sym}}\left(\sum_{k=0}^{N'-1} \tilde{X}[k] W^{eq}\left(f - \frac{k}{T_{sym}}\right)\right) \cdot H_T(f), \end{aligned} \tag{3.13}$$

com $\tilde{s}_l[n]$ e $\tilde{X}[k]$ dados por (3.9) e (3.10), respectivamente, e

$$W^{eq}(f) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} W\left(f - \frac{lN'}{T_{sym}}\right), \tag{3.14}$$

uma vez que

$$\mathscr{F}\left\{\sum_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{s}_l[n]\,\delta\left(t - l\frac{T_{sym}}{N'}\right)\right\} = \frac{1}{T_{sym}} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \tilde{X}[k]\,\delta\left(f - \frac{k}{T_{sym}}\right), \tag{3.15}$$

Substituindo $X(f)$ em (3.12) e tendo em conta que

$$E\left[\tilde{X}[k]\tilde{X}^*[k']\right] = \begin{cases} G_{X,k}, & k = k' \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases}, \tag{3.16}$$

em que $G_{X,k} = E\left[\left|\tilde{X}_k\right|^2\right]$, obtemos

$$G_X(f) = \frac{|H_T(f)|^2}{T_{sym}^2 T_s} \sum_{k=0}^{N'-1} G_{X,k} \left| W^{eq}\left(f - \frac{k}{T_{sym}}\right)\right|^2. \tag{3.17}$$

Se $N' \gg 1$ e $M_{TX} \geq 2$ as diferentes réplicas de $W(f)$ em $W^{eq}(f)$ estarão suficientemente afastadas permitindo aplicar a aproximação seguinte,

$$G_X(f) \approx \frac{|H_T(f)|^2}{T_{sym}^2 T_s} \sum_{k=0}^{N'-1} G_{X,k} \left| W\left(f - \frac{k}{T_{sym}}\right)\right|^2. \tag{3.18}$$

Se assumirmos que $|H_T(f)|$ é constante na banda ocupada por $\sum_{k=0}^{N'-1} G_{X,k}\left|W\left(f - \frac{k}{T_{sym}}\right)\right|^2$, então a PSD do sinal transmitido toma uma forma proporcional à soma das funções do tipo $|W(f)|^2$ centradas em k/T_{sym}, $k = 0, 1, \ldots, N-1$, *i.e*,

$$G_X(f) \approx \sum_{k=0}^{N'-1} G_{X,k} \left| W\left(f - \frac{k}{T_{sym}}\right)\right|^2. \tag{3.19}$$

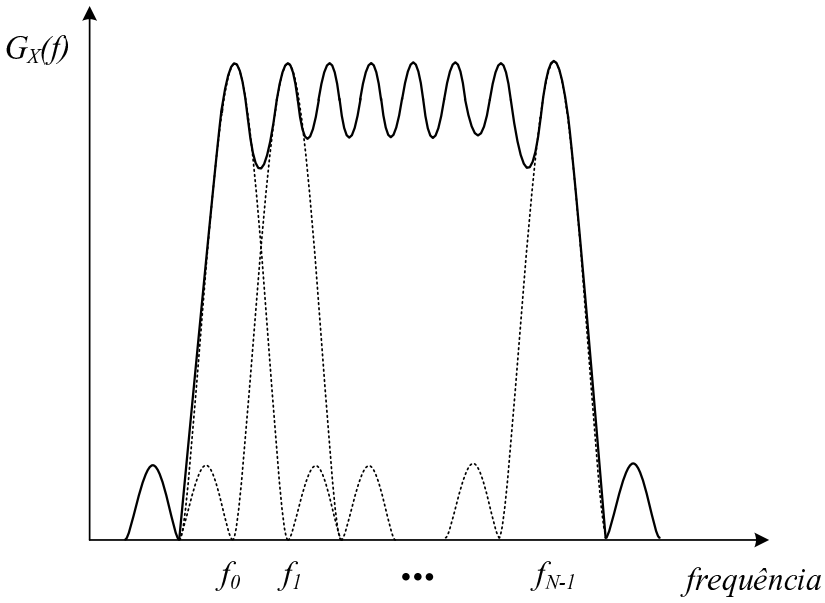


Figura 3.5 Densidade espectral de potência do sinal OFDM.

A figura 3.5 mostra que para um sinal OFDM com N subportadoras, a largura de banda do sinal pode ser aproximada por $(N+1)\Delta f$. Uma vez que a taxa de transmissão de casa subportadora é $1/T_{sym}$ símbolos/seg., a taxa de transmissão total do sinal OFDM é N/T_{sym} símbolos/seg. Portanto, a eficiência de largura de banda do sistema é

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{N/T_s}{(N+1)\Delta f} \\ &= \frac{N/\left(T_{sym}+T_G\right)}{(N+1)/T_{sym}} \\ &= \frac{1}{1+\frac{1}{N}} \frac{1}{1+\frac{T_G}{T_{sym}}} \end{aligned} \tag{3.20}$$

em símbolos/seg/Hz. Na prática, a maiora dos sistema OFDM tem um N' muito maior que 1 e o intervalo de guarda é muito menor que a duração do símbolo OFDM, ou seja, $\eta \approx 1$. Portanto, se a cada símbolo OFDM corresponder k bits de informação, a eficiência de largura de banda será k bits/seg/Hz [23].

Domínio do tempo

Uma das desvantagens fundamentais do OFDM, comparando com a transmissão monoportadora, consiste nas grandes flutações da envolvente do sinal, colocando exigentes requisitos de linearidade ao amplificador de potência e consequente degradação de eficiência do amplificador. Este fenómeno é causado pela soma de um grande número de subportadoras independentes com amplitudes e fases aleatórias no modulador, sendo caracterizado pelo parâmetro *peak-to-average power ratio* (PAPR) [36]. Este é definido como a razão entre a potência do pico e a potência média do sinal, ou seja,

$$PAPR = \frac{\max\limits_{0 \leq n \leq N'-1} |x[n]|^2}{E\left\{|x[n]|^2\right\}}. \tag{3.21}$$

Valores elevados de PAPR exigem uma gama dinâmica elevada do amplificador de potência. Na prática, os amplificadores são lineares apenas para uma gama finita e muito limitada de valores de amplitude na entrada. Para prevenir o corte dos picos do sinal, os amplificadores têm de ser operados a uma distância suficiente da zona de saturação, $P_{i,avg}$, tornando a sua operação ineficiente em termos de consumo energético. Este ponto de operação é dado pelo parâmetro *input back-off* (IBO), ilustado na figura 3.6, e definido como a razão entre a potência de saturação à entrada $P_{i,\max}$ e a potência média à entrada do amplificador $P_{i,avg}$,

$$IBO = 10\log_{10}\frac{P_{i,\max}}{P_{i,avg}} \quad (dB). \tag{3.22}$$

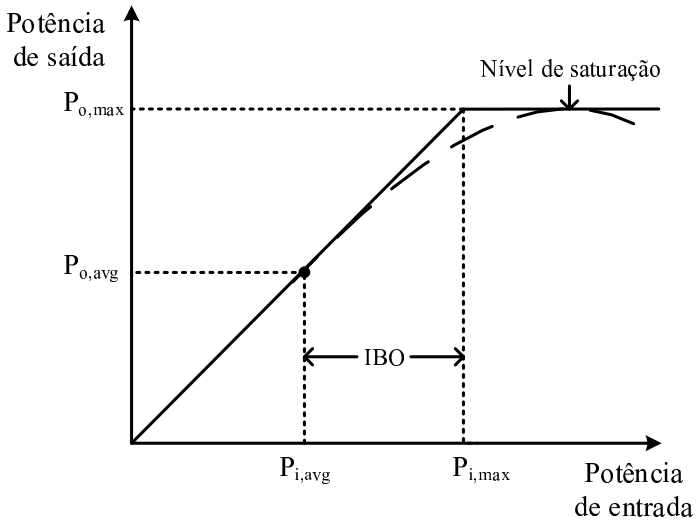


Figura 3.6 Curva característica da relação entrada/saída de um amplificador de potência.

Geralmente existem duas soluções para combater os valores elevados de PAPR do sinal OFDM. A primeira consiste em utilizar técnicas de linearização de forma a aumentar a gama dinâmica do amplificador. A segunda envolve a utilização de técnicas de redução do PAPR, tais como *clipping and filtering* (CF) [37], *partial transmit sequence* [38] e técnicas de *selective mapping* [39], sacrificando os níveis de complexidade do sistema e eficiência de largura de banda [10].

CF é o método mais simples de reduzir o PAPR. Este corta as amostras do sinal acima de um nível específico. A versão cortada do sinal pode ser expressa por

$$x[n]^{CF} = \begin{cases} x[n] & \text{, se } |x[n]| < \delta \\ \frac{x[n]}{|x[n]|}\delta & \text{, caso contrário} \end{cases}, \tag{3.23}$$

onde δ representa o nível de corte. Apesar de CF ser um técnica simples, causa a distorção da envolvente do sinal resultando numa degradação em termos de BER e de radiação fora da banda de transmissão. Para contrariar estes efeitos é usada filtragem, mas infelizmente, esta leva a um ressurgimento de alguns picos no sinal, podendo exceder novamente o nível de corte desejado. Por isso, um processo iterativo deve ser aplicado de forma a obter a redução desejada. Uma comparação das técnicas de redução de PAPR de um sinal gerado por um esquema OFDM, onde é aplicado codificação de canal, e transmitido num canal dispersivo, mostra que CF apresenta o melhor compromisso desempenho/complexidade, e está apenas entre 1 e 2.5 dB do limite óptimo atingível, até para constelações QAM relativamente grandes [P3].

Apesar do PAPR ser largamente aceite para definir o ponto de operação do amplificador, um parâmetro alternativo designado por *instantaneous-to-average power ratio* (IAPR) é apresentado e explorado em [P2]. Uma vez que o valor de PAPR cresce com o aumento do número de subportadoras e a distribuição estatística do sinal tende para uma distribuição Gaussiana para um número elevado de subportadoras, é posta em causa a fiabilidade do PAPR na medição das flutuações de evolvente e, portanto, do IBO. O IAPR é um parâmetro baseado na distribuição da envolvente do sinal, quase independente do número de subportadoras e expresso por

$$IAPR = \frac{|x[n]|^2}{E\left[|x[n]|^2\right]}. \tag{3.24}$$

Na prática, tanto o IAPR como o PAPR não são muito informativos, por si mesmos. Como alternativa, a função de distribuição cumulativa complementar (CCDF) é largamente utilizada, dando a probabilidade de o IAPR exceder um valor limite predefinido ζ. Segundo [8], a distribuição de potência de um sinal OFDM segue uma distribuição qui-quadrada com dois graus de liberdade e média nula, tal que a função de distribuição cumulativa (CDF) é dada por [24],

$$F(\zeta) = 1 - e^{-\zeta/\sigma^2}, \tag{3.25}$$

onde σ^2 é a potência média da envolvente do sinal. A CDF definida em (3.25) é apenas válida para o IAPR, uma vez que a análise é feita de amostra em amostra (independência mútua). Devido ao efeito de *oversampling* e de uma análise por bloco, a expressão em (3.25) não é valida para o

caso do PAPR. Assim, de forma a garantir que para as N subportadoras fiquem abaixo do nível ζ a CCDF é dada pela aproximação

$$CCDF = \text{Prob}\{PAPR > \zeta\} = 1 - \left(1 - e^{-\frac{\zeta}{\sigma^2}}\right)^{\alpha N}, \tag{3.26}$$

onde σ^2 é a potência média da envolvente do sinal e o α é usado para aproximar a distribuição de um sinal OFDM com *oversampling* de N portadoras à distribuição de um sinal OFDM sem *oversampling* de αN portadoras. Existem referências, tais como [40], que mostram como boa aproximação $\alpha = 2.8$, enquanto outras [41] propõem $\alpha = 4$.

3.1.4 Igualização

Uma das grandes vantagens que motivam a utilização do esquema OFDM é a simplicidade do seu processo de igualização. Assumindo que o canal se mantém estável durante a transmissão total de um símbolo OFDM e que a duração do intervalo de guarda introduzido nao é menor que a resposta a impulso do canal torna-se possível fazer a igualização no domínio da frequência com apenas um coeficiente por subportadora (caso contrário, múltiplos coeficientes serão necessários)[15]. Os dois critérios de igualização linear mais populares neste tipo de esquema são *Zero-Forcing* e *Minimum Mean Square Error*.

Zero-Forcing

O critério ZF é o mais simples entre os dois apresentados, e consiste apenas em inverter a resposta a impulso do canal, sendo o coeficiente utilizado dado por

$$G[k] = \frac{H^*[k]}{|H[k]|^2}. \tag{3.27}$$

Considerando que o sinal à chegada no receptor, no domínio da frequência, é dado pela equação (3.7),

$$Y[k] = X[k]H[k] + Z[k], \tag{3.28}$$

a estimativa $\tilde{X}[k]$ do símbolo transmitido $X[k]$ é,

$$\begin{aligned} \tilde{X}[k] &= Y[k]G[k] \\ &= X[k]H[k]G[k] + Z[k]G[k] \\ &= X[k]H[k]\frac{H^*[k]}{|H[k]|^2} + Z[k]\frac{H^*[k]}{|H[k]|^2} \\ &= X[k] + Z[k]\frac{H^*[k]}{|H[k]|^2} \end{aligned} . \tag{3.29}$$

Da equação (3.29), vê-se que a estimativa sofre de uma componente de ruído. Infelizmente, a transmissão em canais dispersivos sofre de desvanecimentos profundos, ou seja, há momentos em que $H[k] \approx 0$, sobrepondo a componente de ruído ao símbolo transmitido.

Minimum Mean Square Error

De forma a ultrapassar o problema dos desvanecimentos do canal, encontrado com a igualização ZF, a abordagem do critério MMSE é minimizar o erro quadrático $E\{\left|\tilde{X}[k]-X[k]\right|^2\}$, sendo o coeficiente aplicado dado por

$$G[k]=\frac{H^*[k]}{\frac{1}{\gamma}+\left|H[k]\right|^2}. \tag{3.30}$$

onde γ representa a razão sinal-ruído (SNR). Da equação 3.30 vê-se que para este igualizador o problema da enfatização do ruído desaparece para valores de SNR muito baixos, e para valores SNR elevados o critério MMSE tende para o critério ZF.

3.2 SC-FDE

Uma vez que os amplificadores de potência podem ser dos componentes mais caros numa unidade emissor-receptor móvel de banda larga comercial, a questão dos valores altos de PAPR torna-se bastante importante. Torna-se então desejável arranjar uma maneira eficiente de reproduzir o esquema OFDM sem gerar grandes flutuações da envolvente do sinal. Uma abordagem alternativa ao esquema OFDM, que permite resolver o problema do PAPR, é o menos popular mas conceptualmente semelhante, *single-carrier frequency domain equalization* (SC-FDE) [29].

Na década de 70, percebeu-se que as técnicas de processamento no domínio da frequência podiam ser também aplicadas aos sistemas de transmissão monoportadora, de modo a simplificar a igualização. Tal como ilustrado na figura 3.7, a grande diferença entre o OFDM e SC-FDE, é a transferência da maior parte do processamento de sinal para o receptor, isto é, a operação IFFT realizada no transmissor do OFDM é movida para o receptor [42].

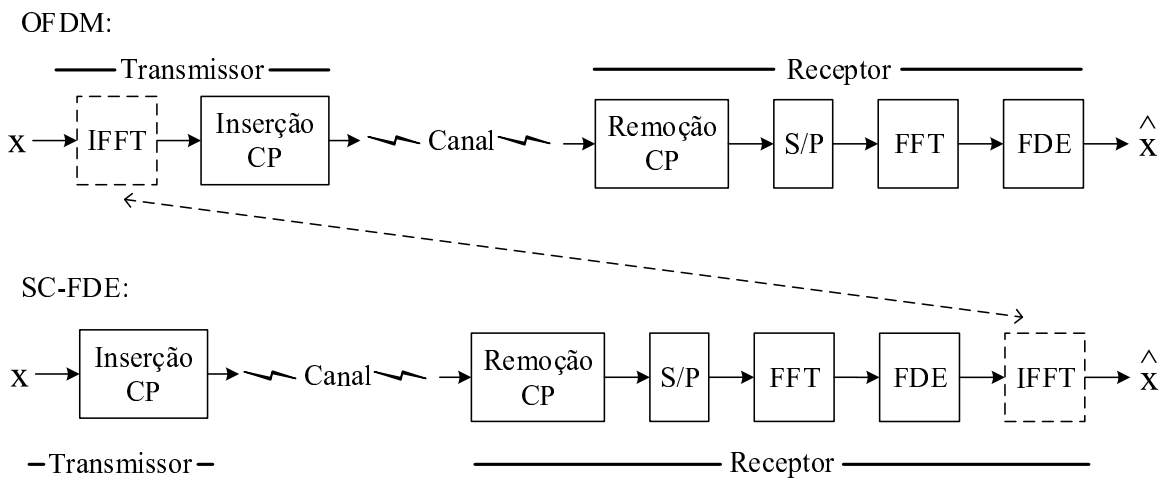


Figura 3.7 Comparação entre a estrutura do esquema OFDM e SC-FDE.

O esquema SC-FDE suporta três das grandes vantagens do OFDM, que consistem na baixa complexidade do sistema, no bom desempenho em termos de BER e na robustez relativamente

ao ISI, devido à introdução de um intervalo de guarda para cada símbolo [43]. Uma vez que os blocos para a implementação de ambos os esquemas são iguais, com a grande diferença de no caso SC-FDE o bloco IFFT não se encontrar no transmisor mas sim no receptor, os esquemas SC-FDE e OFDM apresentam o mesmo nível de complexidade [44]. Em termos de desempenho de BER, só com a aplicação de igualização não-linear no domínio da frequência é que o *single-carrier* consegue igualar, e até mesmo ultrapassar, o desempenho do sistema OFDM [45]. De qualquer modo, quando aplicada igualização linear, é desejável evitar o uso do critério ZF, dado que o efeito de realçamento do ruído é espalhado por todos os símbolos na conversão do sinal para o domínio do tempo, pelo bloco IFFT. Benefícios adicionais dos esquemas SC-FDE em relação ao OFDM, são a maior robustez face a erros na frequência e ruído de fase, devido à proximidade entre as subportadoras do sinal OFDM [27], que implicam restrições mais rígidas no oscilador local [46].

Porém, o SC-FDE apresenta também algumas desvantagens [43]. A sincronização e estimação do canal são na prática mais complexas. Apesar da informação ser transmitida através de um preâmbulo, tal como no OFDM, este está no domínio do tempo, não sendo tão fácil de estimar o canal no domínio da frequência. Da mesma forma, os tons piloto tornam-se mais difíceis neste tipo de esquema. Outra desvantagem geralmente citada, é o facto do espectro ser mais dispersivo que o do OFDM, apesar da flutuação de envolvente ser francamente melhorada.

No entanto, o esquema SC-FDE não aparece como um potencial substituto do OFDM, mas sim como um complemento [47]. A operação de um sistema em modo dual, representada na figura 3.8, onde na estação base é utilizado um transmissor OFDM e um receptor SC-FDE, e no modem subscritor é utilizado um transmissor SC-FDE e um receptor OFDM, *i.e.* com OFDM no *downlink* e SC-FDE no *uplink*,traz duas potenciais vantagens. A primeira é a concentração da maior parte do processamento de sinal na estação base, com dois blocos IFFT e um bloco FFT enquanto o subscritor suporta apenas um bloco FFT. A segunda é em relação ao transmissor SC-FDE do subscritor, que é inerentemente mais eficiente em termos de consumo energético devido à redução das condições de *back-off* causadas pela menor flutuação de envolvente neste tipo de sistema. Assim o custo do amplificador no subscritor pode ser bastante reduzido.

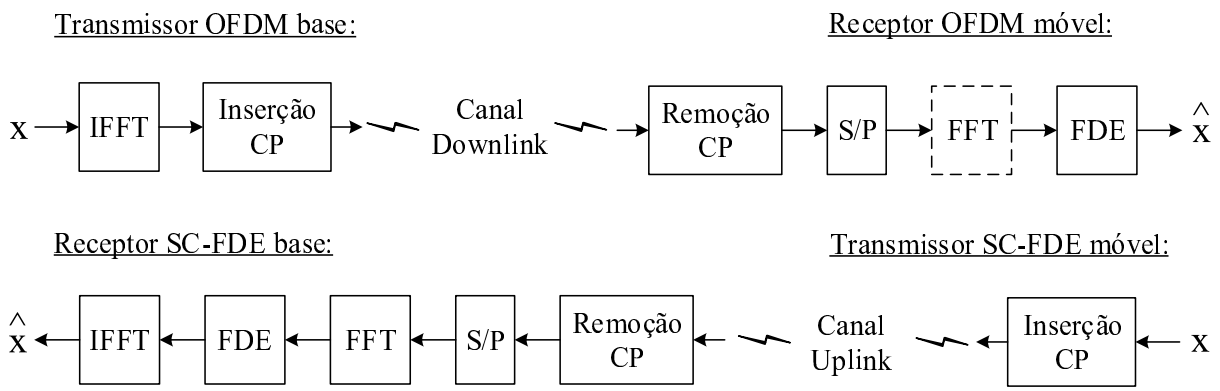


Figura 3.8 Coexistência dos esquemas OFDM e SC-FDE num sistema de comunicações móveis.

4

Técnica Híbrida de Transmissão por Bloco

Neste capítulo é apresentado o novo esquema emissor-receptor proposto, designado por *Block-Windowed Burst OFDM* (BWB-OFDM), e é feita a sua formulação analítica. São demonstrados os parâmetros estabelecidos para o esquema, como o *roll-off* da janela aplicada, o número de símbolos por bloco transmitido N_S e o critério de igualização utilizado. De seguida, é estabelecida uma análise comparativa do desempenho, em termos de BER, entre o método proposto e o esquema típico OFDM (CP-OFDM), em canais do tipo AWGN e dispersivo, com e sem a aplicação de codificação de canal. Posteriormente, é exposto o compromisso existente entre o confinamento do espectro e a taxa de transmissão para duas variantes possíveis do esquema proposto. Finaliza com a medição dos níveis de PAPR para ambos os esquemas comparados, e sugere o tipo de ligações preferenciais para este esquema.

4.1 Introdução

Ao longo do capítulo anterior, mostrou-se que o esquema OFDM é uma técnica amplamente utilizada e que apresenta elevada robustez face aos erros introduzidos pelos canais dispersivos. Foram também abordadas as várias vantagens e desvantagens deste esquema e posto em evidência os níveis elevados dos lóbulos secundários do espectro do sinal. A motivação para o novo esquema BWB-OFDM, nasce da procura de um maior confinamento do espectro do sinal OFDM. Com o intuito de manter uma complexidade baixa, típica do sistema OFDM, as técnicas de janelamento, *i.e.* multiplicação ponto-a-ponto de um símbolo OFDM por uma janela, apresentam um menor peso computacional comparativamente às técnicas de filtragem, e como tal são a escolha mais adequada a fim de atingir esse objectivo.

De forma a garantir níveis de confinamento do espectro superiores, é aplicado a cada símbolo OFDM no transmissor uma janela do tipo *square-root raised cosine* (SRRC) e no receptor, após a igualização, é aplicada a mesma janela (matched filtering) de forma a rejeitar interferência entre canais adjacentes (ACI). Ao assumir que o canal de transmissão é estável durante a transmissão de um conjunto consecutivo de símbolos, o sistema proposto torna-se mais eficiente do ponto de vista energético, comparativamente ao CP-OFDM, uma vez que deixa de utilizar o CP de forma sistemática e passa a aplicar apenas um intervalo de guarda (ZP) para um conjunto de símbolos N_S consecutivos, enfatizando o trabalho da igualização no domínio da frequência do lado do receptor.

Além disso, dependendo dos parâmetros escolhidos, este permite obter um compromisso entre o confinamento do espectro do sinal e uma maior taxa de transmissão. Isto significa que permite um ganho de taxa de transmissão de aproximadamente 11% ao manter a configuração do símbolo retangular, típica do esquema OFDM, ou manter a taxa de transmissão típica do OFDM e obter ganhos de confinamento do espectro entre 35 e 45 dB, dependendo do *roll-off* da janela aplicada.

Pode-se categorizar este esquema como uma técnica híbrida de transmissão por bloco pois do ponto de vista do transmissor, é semelhante ao esquema OFDM, e do ponto de vista do receptor, é análogo ao esquema SC-FDE. Ou de outra perspectiva, quando tomado os dois extremos possíveis para o número de subportadoras N, isto é $N = 1$ e $N >> 1$, o sistema é visto como SC-FDE e OFDM respectivamente [7].

4.2 Modelo do Sistema

4.2.1 Transmissor

O transmissor BWB-OFDM proposto assenta na ideia do controlo da densidade espectral de potência (PSD) do sinal obtido pelo *Filtered-OFDM*, isto é, procura obter uma PSD com menor radiação fora de banda [13]. Resultante de um mapeamento directo de uma sequência binária à qual é aplicada codificação de canal e *interleaving*, e com base numa constelação e regra apropriada, obtém-se uma sequência de símbolos modulados. Através da aplicação de uma IFFT de N-pontos, a sequência de símbolos é separada em N fluxos de menor ritmo, que são transmitidos em paralelo sobre diferentes bandas de frequência sobrepostas, com cada fluxo a modular uma das N subportadoras ortogonais, permitindo uma utilização eficiente da largura de banda e uma transmissão independente entre as subportadoras. Considerando que $S_k; k = 0, 1, ..., N-1$ representa os símbolos modulados na subportadora k, o símbolo OFDM no domínio discreto é

$$s_n = s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} S_k w[n] \, e^{j2\pi k \frac{n}{N}}, \tag{4.1}$$

onde $n = 0, 1, ..., N-1$, $w[n]$ é um pulso retangular unitário de comprimento N, o espaçamento da frequência entre subportadoras é $1/N$ (assegurando a condição de ortogonalidade) e $j = \sqrt{-1}$ [35].

Uma das grandes desvantagens no que diz respeito ao esquema OFDM são os níveis elevados

de radiação fora da banda de transmissão, causando ACI, devido às transições abruptas impostas pela janela retangular. De uma perspectiva no domínio da frequência, o problema é causado pelos níveis elevados dos lóbulos secundários do espectro do pulso. Em vez da aplicação de técnicas convencionais de filtragem na resolução deste problema, a aplicação de janelas com transição mais suaves mostra ser uma técnica mais apropriada. Apesar do menor controlo sobre o confinamento do espectro, a aplicação da janela requer apenas multiplicações para as amostras da região de *roll-off*, enquanto a filtragem digital exige várias multiplicações por amostra, sendo alcançável uma redução de complexidade até uma ordem de grandeza [8].

É assim possível obter um espectro mais confinado como retratado na figura 4.1, aplicando uma extensão cíclica ao símbolo OFDM e substituindo $w[n]$ por uma janela simétrica cujos lóbulos secundários da sua TF sejam reduzidos, como a janela *square-root raised-cosine* (SRRC) expressa por

$$h_{\text{SRRC}}[n] = \begin{cases} 1 & , |n| \leq \frac{N}{2}(1-\beta) \\ \cos\left(\frac{\pi}{4\beta}\left[\frac{2n}{N} - (1-\beta)\right]\right) & , \frac{N}{2}(1-\beta) \leq |n| \leq \frac{N}{2}(1+\beta) \\ 0 & , |n| \geq \frac{N}{2}(1+\beta) \end{cases} \tag{4.2}$$

onde $n = -N, \ldots, N$ e β representa o *roll-off* da janela [48].

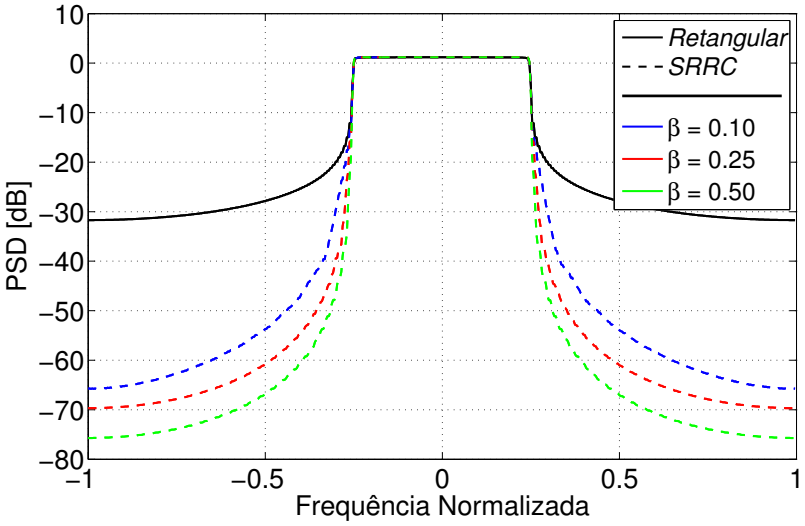


Figura 4.1 Densidade espectral de potência do sinal transmitido, com e sem, a aplicação de uma janela *square-root raised-cosine*.

O símbolo resultante da aplicação da janela pode ser escrito em forma matricial como

$$\mathbf{s}_w = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{s}_n & \mathbf{s}_n \end{array}\right]_{(1\times 2N)} \odot \mathbf{h}_{\text{SRRC}_{(1\times 2N)}}, \tag{4.3}$$

onde o operador $\odot$ representa um produto ponto-a-ponto, e o negrito é utilizado para representar vectores, *i.e.* $\mathbf{x}_{(1\times N)} = [x_0 \cdots x_{N-1}]$.

Pela figura 4.2, observe que com a melhoria no confinamento do espectro, o número de amostras por símbolo transmitido aumenta, passando a $N(1+\beta)$ (os zeros nas extremidades do símbolo resultantes do produto ponto-a-ponto são descartados), contudo, a energia do símbolo permanece constante. Isto é o oposto do que acontece com o símbolo CP-OFDM cuja energia aumenta, cor-

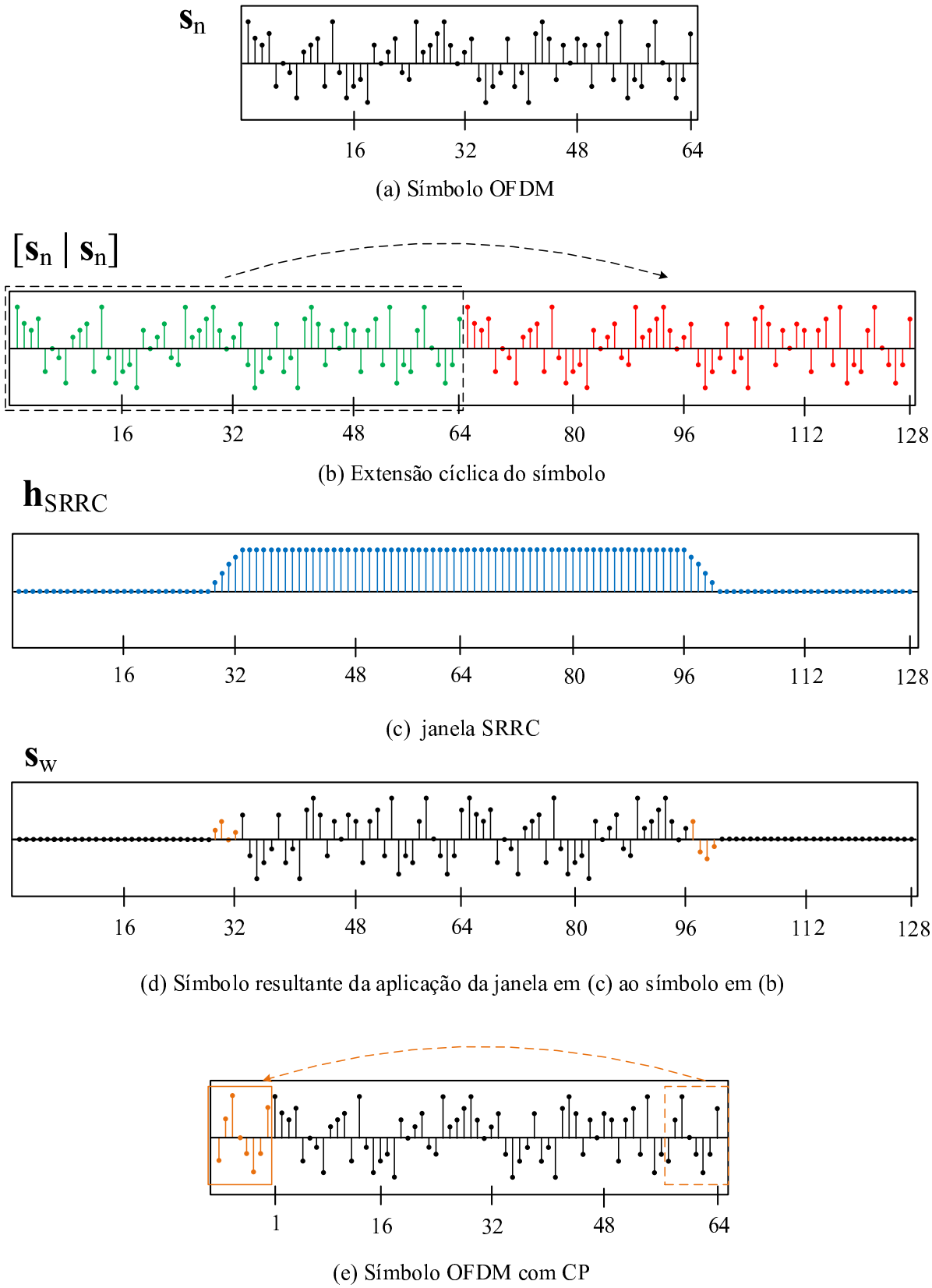


Figura 4.2 Aplicação de uma janela *square-root raised-cosine* ao símbolo OFDM e a sua comparação com o símbolo CP-OFDM.

respondendo a um despedício de potência, isto é, uma redução de eficiência

$$\varepsilon = N/(N+N_{\text{CP}}) \ , \tag{4.4}$$

onde N_{CP} representa o comprimento do CP em amostras.

De forma a atingir alta eficiência na transmissão é posto ênfase na igualização no domínio da frequência (FDE). Em vez de adicionar a cada símbolo um intervalo de guarda, são concatenados em forma de bloco um conjunto de N_{S} símbolos $\mathbf{s}_w$ (dados pela equação (4.3)), adidionando um intervalo de guarda zero-padding (ZP) de comprimento N_{ZP} no final do bloco, de modo a acomodar o efeito dipersivo do canal.

O símbolo BWB-OFDM está ilustrado na figura 4.3 (onde o transmissor BWB-OFDM está também representado), e pode ser escrito como

$$\mathbf{x}_n = \left[\ \mathbf{s}_B \ \middle| \ \mathbf{0}_{(1\times N_{\text{ZP}})} \ \right]_{(1\times N_x)}, \tag{4.5}$$

onde $0_{1\times N_{\text{ZP}}}$ representa um vector nulo de comprimento N_{ZP}, $N_x = N_{\text{S}} \times N(1+\beta) + N_{\text{ZP}}$, e

$$\mathbf{s}_B = \left[\ \mathbf{s}_{w,1} \ \middle| \ \mathbf{s}_{w,2} \ \middle| \ \ldots \ \middle| \ \mathbf{s}_{w,N_{\text{S}}} \ \right]_{(1\times N_{\text{B}})}, \tag{4.6}$$

é um conjunto de símbolos $\mathbf{s}_{w,j}$ concatenados, onde j representa o índice do símbolo, e $N_{\text{B}} = N_{\text{S}} \times N(1+\beta)$. O símbolo resultante $\mathbf{s}_B$ pode ser obtido por processamento paralelo ecom N_{S} andares, como mostrado na figura 4.3.

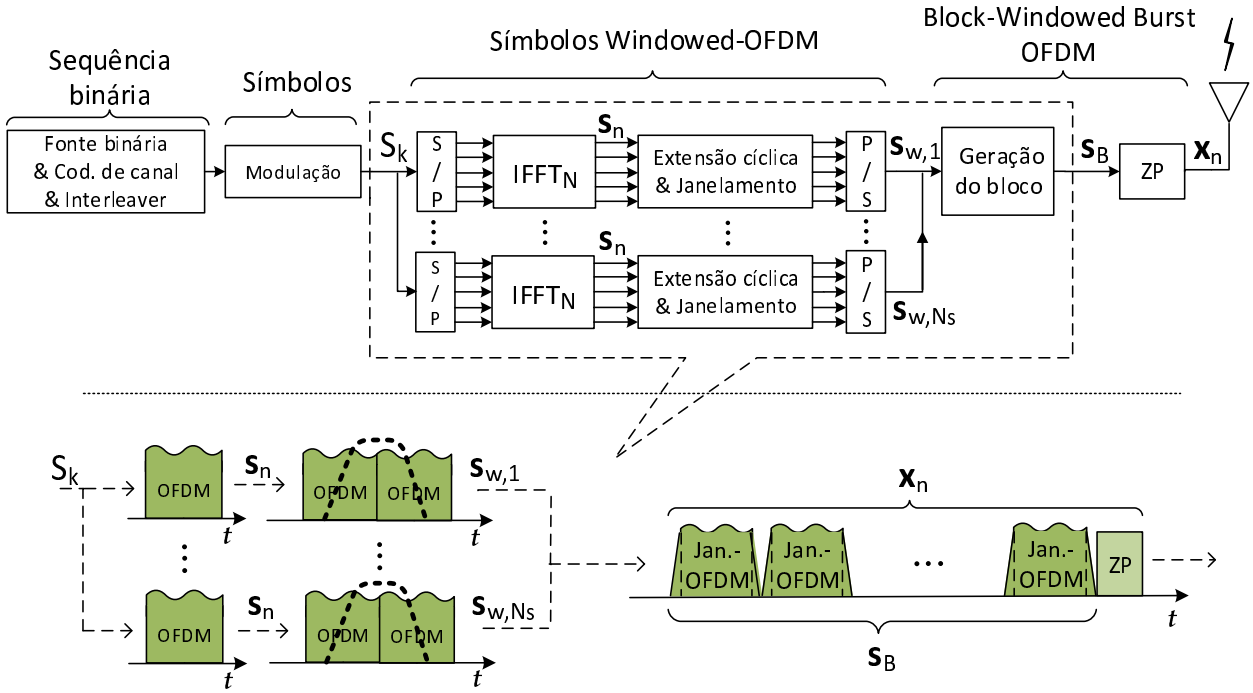


Figura 4.3 Diagrama de um transmissor BWB-OFDM (em cima) e a estrutura geral do sinal transmitido no domínio do tempo (em baixo).

4.2.2 Receptor

Na figura 4.4 está representado o diagrama em blocos do receptor BWB-OFDM. O bloco recebido no domínio do tempo $\mathbf{y}_n$, de comprimento N_x é convertido para o domínio da frequência, gerando o bloco $\mathbf{Y}_k = \mathbf{y}_n\mathbf{F}_{(N_x)}$, onde $\mathbf{F}_{(\mathbf{N_x})}$ é a matrix DFT de N_x-pontos. Quando N_{ZP} é maior que a duração da resposta a impulso do canal, as amostras $\mathbf{Y}_k$ podem ser escritas como

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{X}_k + \eta_k, \tag{4.7}$$

onde $\mathbf{X}_k = \mathbf{x}_n\mathbf{F}_{(N_x)}$, *i.e.* é a FFT do símbolo BWB-OFDM transmitido, e $\mathbf{H}_k$ e η_k representam respectivamente, a resposta em frequência do canal e ruído AWGN de variância $2\sigma_\eta^2 = E\left[|\eta_k|^2\right]$, na subportadora k.

Na ausência de ISI e ACI o sistema pode ser visto como um conjunto de N_x canais paralelos não dispervisos, onde o canal actua como um factor multiplicativo em cada subportadora, preservando assim a ortogonalidade original entre subportadoras. Dividindo o canal dispersivo em vários canais paralelos não dispersivos de baixo ritmo, permite a aplicação de um igualizador linear no domínio da frequência de baixa complexidade, com apenas um factor multiplicativo em cada subportadora.

Um dos métodos de igualização linear abordados no capítulo anterior pode ser aplicado, resultando no sinal igualizado dado por

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \frac{\mathbf{Y}_k\mathbf{H}_k^*}{|\mathbf{H}_k|^2}\ , \tag{4.8}$$

ou

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \frac{\mathbf{Y}_k\mathbf{H}_k^*}{\frac{1}{\gamma} + |\mathbf{H}_k|^2}\ , \tag{4.9}$$

para o caso *Zero-Forcing* (ZF) e *Minimum Mean Squared Error* (MMSE) respectivamente, onde $*$ representa o conjugado complexo e γ é a relação sinal/ruído [7].

Convertendo $\hat{\mathbf{X}}_k$ de volta para o domínio do tempo, *i.e.* $\hat{\mathbf{x}}_n = \hat{\mathbf{X}}_k\mathbf{F}^{-1}_{(N_x)} = [\hat{\mathbf{x}}_{n,1}|\cdots|\hat{\mathbf{x}}_{n,N_\text{S}}|\ \text{ZP}\ ]_{(1\times N_x)}$, é removido o ZP, e separado em símbolos $\hat{\mathbf{x}}_{n,j}$, $j = 1,\cdots,N_\text{S}$, de comprimento $N(1+\beta)$.

Um número igual de zeros é então adicionado a ambas as extremidades de cada símbolo $\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{n,j}}$ de forma a aumentar o comprimento para $2N$, seguido da aplicação da mesma janela SRRC no receptor (*matched filtering*), *i.e*

$$\hat{\mathbf{s}}_{w,j} = \hat{\mathbf{x}}_{n,j_{(1\times 2N)}} \odot \mathbf{h}_{\text{SRRC}_{(1\times 2N)}}\ . \tag{4.10}$$

Os sub-símbolos BWB-OFDM estimados $\hat{\mathbf{s}}_{w,j}$ são convertidos novamento para o domínio da frequência, *i.e.* $\hat{\mathbf{S}}_{w,j} = \hat{\mathbf{s}}_{w,j}\mathbf{F}_{(2N)}$, e são decimados por 2, obtendo assim uma estimação dos dados originais $\mathbf{S}_k$ do símbolo OFDM j, dada por

$$\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i] = \hat{\mathbf{S}}_{w,j}[2i]_{(1\times 2N)}\ , \quad i = 0,\cdots,N-1\ , \tag{4.11}$$

de acordo com as propriedades da DFT.

Note-se que neste ponto a variância do ruído pode ser obtida aproximadamente através da

expressão

$$\sigma_\eta^2 = \frac{\varepsilon_s}{N_B} \sum_{l=0}^{N_B-1} \frac{1}{1+\gamma|H_l|^2}, \tag{4.12}$$

onde ε_s é a variância dos símbolos modulados originais [7]. Para o caso da aplicação de uma constelação QPSK, como a da figura 2.2, o cálculo dos *log-likelihood ratios* é feita através de uma expressão em forma fechada, tratando cada símbolo $\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]$ de forma independente,

$$\Lambda(b_0) = \log\left(\frac{\Pr\left(b_0 = 0|\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]\right)}{\Pr\left(b_0 = 1|\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]\right)}\right) = -\frac{4\mathrm{Re}\left[\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]\right]}{\sigma_\eta^2} \tag{4.13}$$

$$\Lambda(b_1) = \log\left(\frac{\Pr\left(b_1 = 0|\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]\right)}{\Pr\left(b_1 = 1|\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]\right)}\right) = -\frac{4\mathrm{Im}\left[\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[i]\right]}{\sigma_\eta^2} \tag{4.14}$$

Finalmente, para se obter a estimação da sequência binária original $\hat{b}$, é aplicado o *deinterleaving* e descodificação de canal.

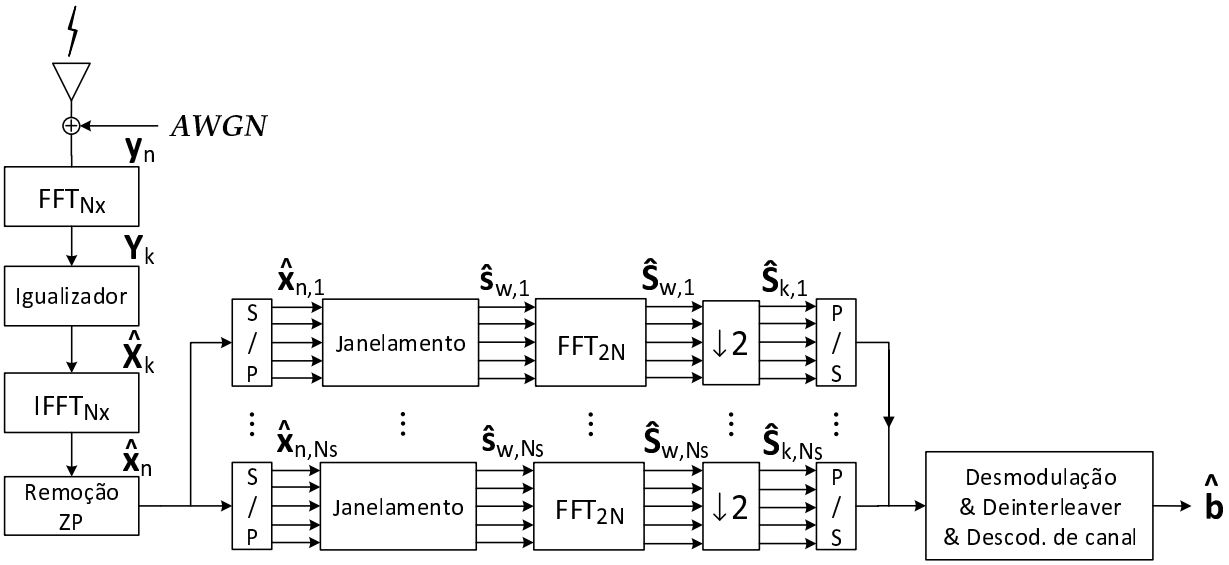


Figura 4.4 Diagrama do receptor BWB-OFDM.

4.3 Resultados experimentais

4.3.1 Parâmetros iniciais

Antes de iniciar a comparação entre o esquema proposto e o CP-OFDM, é necessário apresentar as configuração estabelecidas. Em ambos os esquemas é usada uma constelação QPSK com codificação de Gray e são considerados blocos OFDM com $N = 64$ subportadoras. Para os cenários que fazem uso de codificação de canal, foi aplicado um código de canal LDPC (1536, 768) com $R = 1/2$ e *interleaving* sobre 10 palavras-código consecutivas. O CP-OFDM é testado considerando uma duração de CP típica de $N_{\mathrm{CP}} = N/8$.

Com o objectivo de estabelecer o critério de igualização aplicado, o *roll-off* e o número de símbolos N_S que irão formar um bloco, foram realizadas simulações de todas as combinação possíveis entre estes parâmetros, que tornaram possível estudar o impacto da variação de cada um deles. Por uma questão de brevidade, neste trabalho são mostradas apenas as que apresentaram os melhores resultados.

Na figura 4.5 são comparados dois critérios de igualização, ZF e MMSE, para uma transmissão em canal dispersivo, com e sem codificação. Daqui confirmamos que o critério ZF não consegue lidar com os desvanecimentos profundos do canal, uma vez que ao inverter a resposta a impulso do canal amplifica o ruído. Além de realçar o ruído, como é aplicada uma FFT após a igualização o ruído é espalhado pelo bloco inteiro, intensificando a degradação em termos de BER. Torna-se assim óbvia a utilização do método MMSE para a igualização do sistema.

A figura 4.6 mostra a comparação de desempenho, em termos de BER, para a variação do *roll-off* da janela SRRC de 0.10, 0.25 e 0.50, em canal AWGN e canal dispersivo. Daqui nota-se que o desempenho do sistema em termos de BER não depende do *roll off* da janela aplicada. Assim, para efeito de comparação é escolhido um *roll off* de 0.10, pois é o que apresenta o melhor compromisso entre o confinamento do espectro e o aumento do número de amostras por símbolo $N(1+\beta)$, ver figura 4.1 e figura 4.6.

A figura 4.7 apresenta a comparação de desempenho, em termos de BER, para a variação da duração do símbolo BWB-OFDM. Esta considera uma duração de bloco de 512, 1024, 2048 amostras, ou alternativamente, 7, 14, 28 símbolos por bloco. Para canal AWGN o desempenho não depende da duração do bloco, enquanto que para canal dispersivo nota-se uma ligeira degradação para o aumento da duração do bloco. Para efeito de comparação posteriores é estabelecido $N_x = 2048$ e $N_S = 28$.

4.3.2 BWB-OFDM versus CP-OFDM

Estabelecidos os parâmetros para ambos os sistemas, torna-se útil comparar o seu desempenho.

Em canal AWGN, ver figura 4.8, os resultados experimentais mostram que o BWB-OFDM tem um melhor desempenho para transmissões com e sem codificação de canal, sendo este ganho inerente à estrutura do transmissor. Enquanto o CP-OFDM utiliza um prefixo cíclico para cada símbolo transmitido, o BWB-OFDM utiliza apenas um ZP por bloco, representado na figura 4.10. Para este caso, como $N_S = 28$, traduz-se num uso de CP 28 vezes superior por parte do CP-OFDM, comparativamente ao BWB-OFDM. Isto é possível, ao transferir as funções que o CP desempenha para o processo de igualização no domínio da frequência. O esquema proposto apresenta um ganho na ordem dos 2 dB sobre o cenário CP-OFDM típico, resultando numa transmissão mais eficiente do ponto de vista energético, característica bastante útil para dispositivos transmissores móveis. Conclusões semelhantes são retiradas para o desempenho em canal dispersivo. Pela figura 4.9, o BWB-OFDM também ultrapassa o desempenho do CP-OFDM em quase 2 dB, apesar de ambos estarem ao mesmo nível para transmissão sem codificação. Notar que neste caso ambos os esquemas têm a mesma taxa de transmissão, uma vez que as amostras introduzidas pelo janelamento do símbolo substituem as amostras que constituem o CP no esquema OFDM.

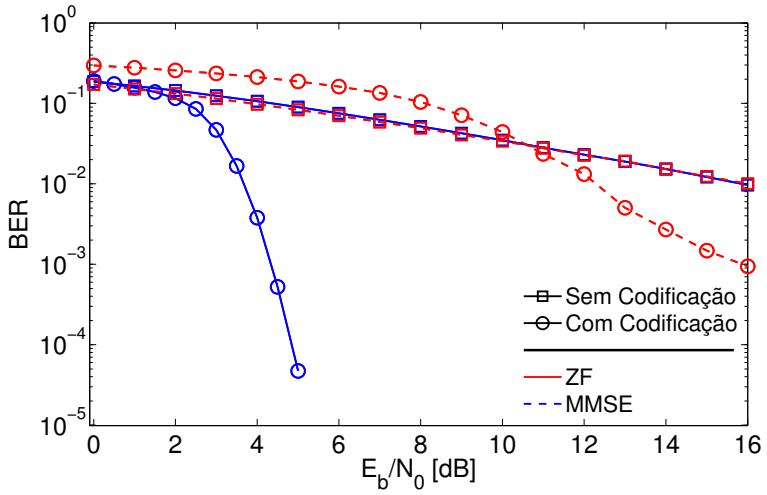


Figura 4.5 Desempenho de BER do esquema BWB-OFDM em função do critério de igualização, ZF e MMSE, para transmissão com e sem codificação, em canal dispersivo

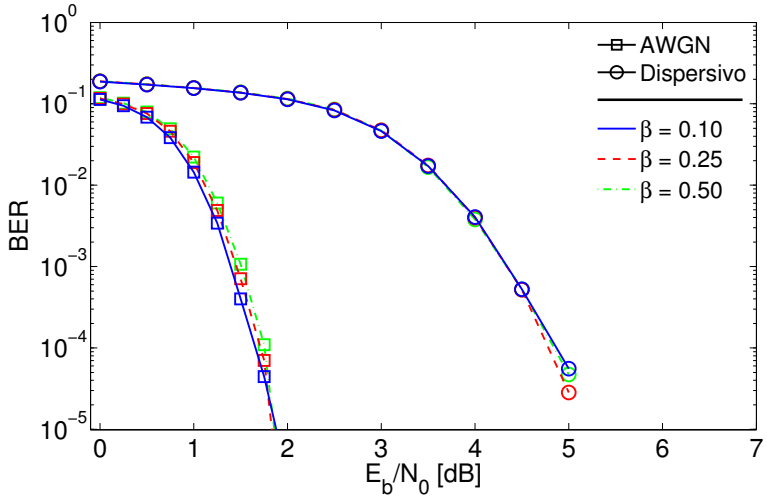


Figura 4.6 Desempenho de BER do esquema BWB-OFDM em função do *roll off* da janela SRRC, em canal AWGN e dispersivo.

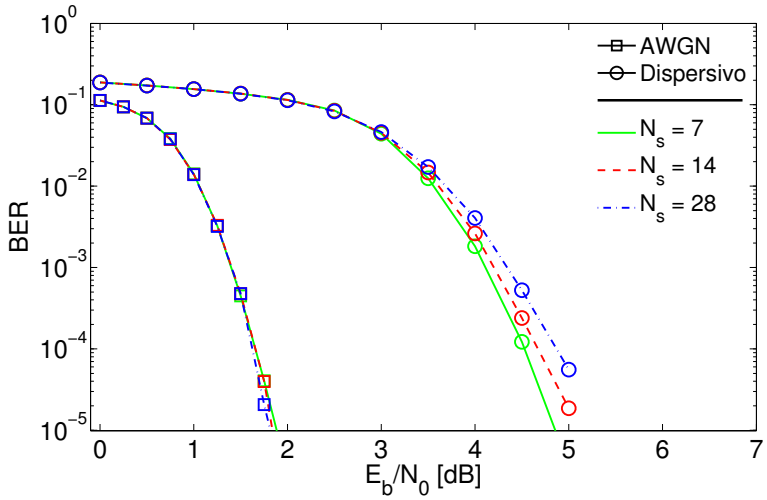


Figura 4.7 Desempenho de BER do esquema BWB-OFDM em função do número de blocos N_S, em canal AWGN e dispersivo.

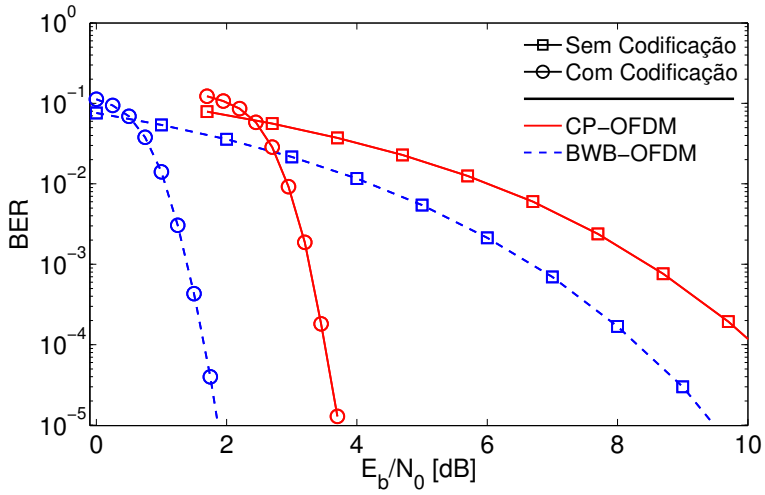


Figura 4.8 Desempenho de BER para os esquemas CP-OFDM e BWB-OFDM, para transmissão com e sem codificação, em canal AWGN.

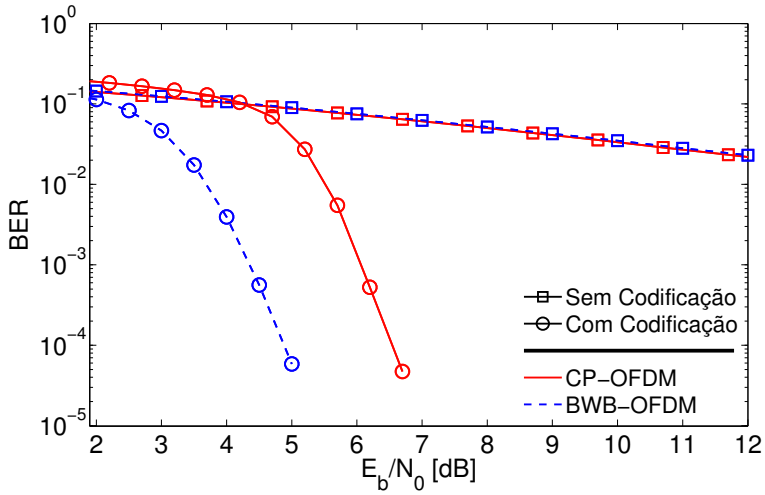


Figura 4.9 Desempenho de BER para os esquemas CP-OFDM e BWB-OFDM, para transmissão com e sem codificação, em canal dispersivo.

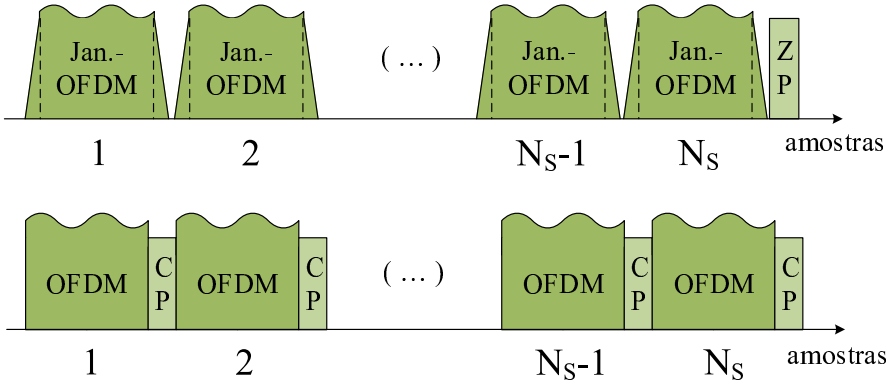


Figura 4.10 Comparação de um fluxo de dados transmitidos pelos esquemas BWB-OFDM e CP-OFDM.

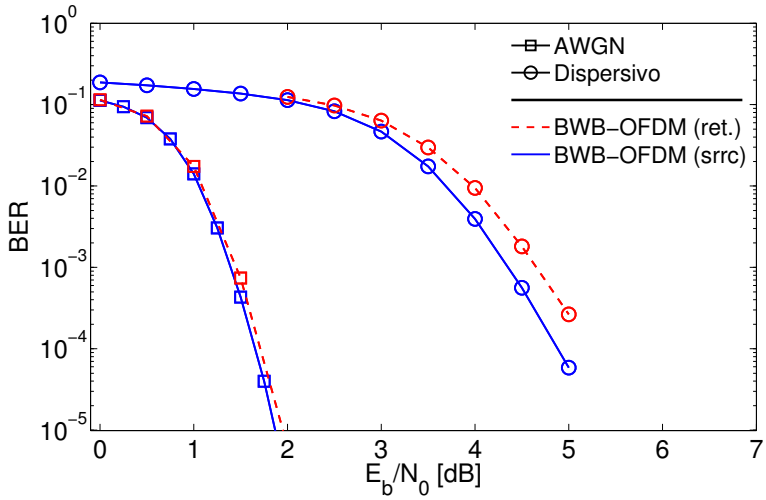


Figura 4.11 Desempenho de BER para duas variantes do esquema BWB-OFDM, com e sem aplicação da janela SRRC, para transmissão com codificação, em canal AWGN e dispersivo.

4.3.3 Confinamento do espectro versus taxa de transmisão

Foram também simulados duas variantes diferentes para o esquema BWB-OFDM. O fluxo de dados de ambas as variantes estão esquematizadas na figura 4.10. A primeira aplica uma janela SRRC com $\beta = 0.10$, permitindo um maior confinamento do espectro, mas mantendo a taxa de transmissão do CP-OFDM, e no segundo é aplicado uma janela retangular, tal como no CP-OFDM, permitindo um aumento de taxa de transmissão dado por,

$$\kappa = \frac{N_S \times N \times \beta}{N_x} \times 100\%, \tag{4.15}$$

onde N_X é o comprimento total do bloco BWB-OFDM, $N \times \beta$ é o número de amostras acrescentadas pelo processo de janelamento dos símbolos e N_S é o número de símbolos por bloco. Para o caso particular em que $\beta = 0.1$ e $N = 64$, apesar do produto ser $N \times \beta = 6.4$, são aplicadas oito amostras (4 em cada extremidade do símbolo) uma vez que número ímpares e números não inteiros não fazem sentido na prática. Sendo assim, para este caso específico o ganho para a aplicação da janela retangular traduz-se num $\kappa = \frac{28\times 8}{2048} \times 100 \simeq 11\%$. Notar que este ganho em taxa de transmissão é apenas dependente do *roll-off* da janela e do número de subportadoras N utilizadas.

A figura 4.11 mostra que o esquema permite um certo nível de flexibilidade ente o confinamento do espectro e a taxa de transmissão que o utilizador necessita no momento, apresentando um BER quase idêntico em ambas as variantes.

4.3.4 Níveis de PAPR

A discussão não poderia estar completa sem uma análise do PAPR do sistema proposto. Para uma comparação justa entre os dois esquemas, e tendo em conta que o PAPR é um parâmetro de medida de símbolo, ambos os símbolos terão a mesma duração, ver figura 4.12. A comparação é feita entre o bloco BWB-OFDM com $N = 64$ e variando N_S, com $N_S = [7, 14, 28]$, e um símbolo OFDM com $N = [512, 1024, 2048]$. Uma vez que o PAPR para o BWB-OFDM é feito ao nível

dos símbolos, com $N = 64$, este não varia com N_S. Deste modo, a figura 4.13 mostra um ganho do esquema BWB-OFDM em PAPR até $0.5dB$, comparativamente ao CP-OFDM.

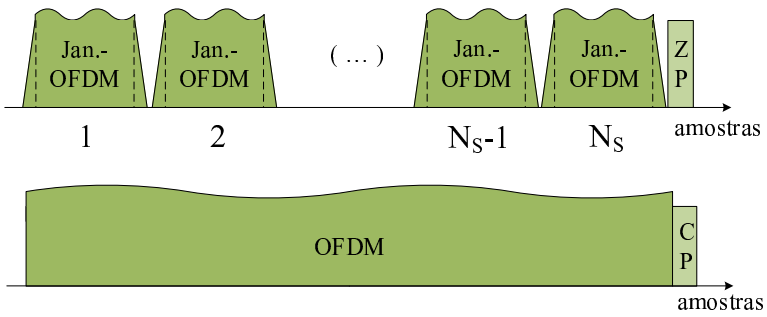


Figura 4.12 Comparação entre um símbolo do esquema CP-OFDM e do BWB-OFDM.

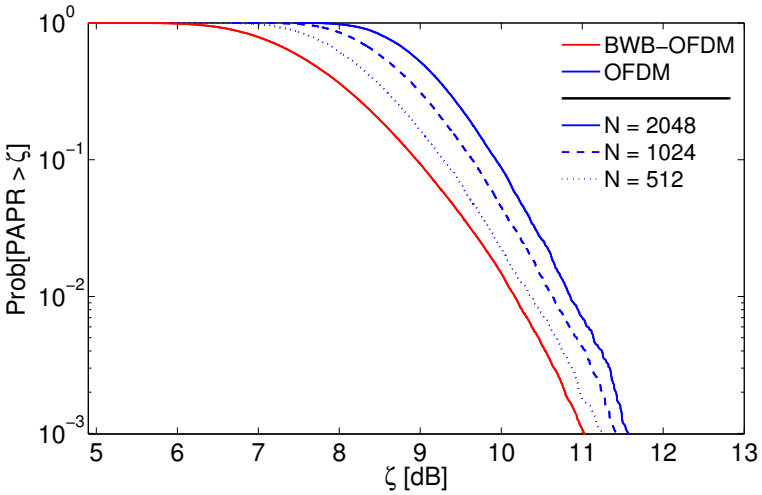


Figura 4.13 CCDF do PAPR para o esquema CP-OFDM e BWB-OFDM.

Assim este sistema além de conseguir ganhos em eficiência energética, devido à redução do intervalo de guarda, consegue uma operação mais eficiente do amplificador de potência uma vez que o valor máximo do pico do sinal em relação à média do sinal é menor, relaxando as condições de *back-off* do amplificador. Associando a complexidade acrescida pelo receptor proposto, o esquema BWB-OFDM torna-se mais adequado para ligações *uplink*, representado na figura 4.14. Assim comparativamente ao esquema OFDM, o sistema proposto permite um maior confinamento do sinal transmitido e uma maior eficiência energética de transmissão, pela redução de CP utilizado e pela redução dos níveis de PAPR.

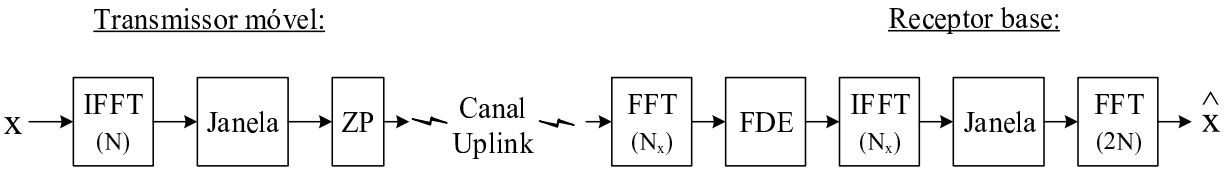


Figura 4.14 Esquema BWB-OFDM aplicado a ligação *uplink*.

5
Conclusão

5.1 Conclusões e trabalho futuro

No contexto de desenvolvimento de soluções para sistemas de comunicação móvel de próxima geração, que atendam as exigências criadas pela procura da utilização destes sistemas, esta dissertação contribuiu com a proposta de uma nova arquitectura híbrida emissor-receptor de transmissão multiportadora baseada em técnicas de transmissão por bloco, mais especificamente, o esquema OFDM e SC-FDE.

A nova técnica, designada por *Block-Windowed Burst OFDM*, foi apresentada como um alternativa flexível que permite ganhos entre 35 a 45 dB no confinamento do espectro do sinal transmitido. Deste modo, permite reduzir a interferência entre canais adjacentes e possibilita um uso mais eficiente da largura de banda disponível. Além disso, foi demonstrada melhorias de desempenho do ponto de vista energético sobre duas formas distintas. A primeira foi um ganho na ordem dos 2 dB em termos de BER, comparativamente à configuração típica OFDM, na transmissão sobre canal AWGN e dispersivo, com e sem a utilização de código de canal, manifestado pela não utilização de prefixo cíclico. A segunda foi uma redução do nível de PAPR de 0.5 dB, permitindo um relaxamento da condição de operação do amplificador de potência.

Foram também mostradas duas configurações possíveis para o BWB-OFDM. Uma em que compromete o confinamento do espectro para obter um taxa de transmissão maior, e outra que mantém a taxa de transmissão de um esquema típico OFDM e obtém um isolamento mais profundo do espectro do sinal. Do ponto de vista prático, foi exposta o tipo de ligação adequado para a aplicação do esquema proposto.

Contudo, ficam por estudar algumas formas de aperfeiçoamento do desempenho do sistema.

Uma das sugestões é o desenvolvimento de receptores mais sofisticados, isto é, a aplicação de técnicas de igualização não-linear no domínio da frequência, nomeadamente *iterative block decision feedback equalization*, que possivelmente permitirão atingir um desempenho perto do limite teórico (*matched filter bound*) para este sistema. Seria também conveniente fazer um estudo do comportamento na presença de não-linearidades e uma análise profunda sobre o impacto, a estimação e compensação de erros na frequência (*carrier frequency offsets*) e ruído de fase (movimento Browniano) no sistema proposto.

Bibliografia

[1] W. Fischer, *Digital Video and Audio Broadcasting Technology: A Practical Engineering Guide*, ser. Signals and Communication Technology Series. Springer London, Limited, 2010.

[2] M. Bhardwaj, A. Gangwar, and D. Soni, "A review on ofdm: Concept, scope and its applications," *IOSR Journal of Mechanical and Civil Engineering*, vol. 1, pp. 7–11, June 2012.

[3] "3rd Generation Partnership Project: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layers Aspects for Evolved UTRA," Tech. Rep., 2006.

[4] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G. Li, "Ofdm and its wireless applications: A survey," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 1673–1694, May 2009.

[5] A. Wyglinski, M. Nekovee, and Y. Hou, *Cognitive Radio Communications and Networks: Principles and Practice*. Academic Press, 2009.

[6] J. Li, E. Bala, and R. Yang, "Resource block filtered-ofdm for future spectrally agile and power efficient systems," *Physical Communication*, vol. 11, pp. 36–55, 2014.

[7] Y. Lin, S. Phoong, and P. Vaidyanathan, *Filter Bank Transceivers for OFDM and DMT Systems*. Cambridge University Press, 2010.

[8] R. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.

[9] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House Publishers, 2004.

[10] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.

[11] Y. Rahmatallah and S. Mohan, "Peak-to-average power ratio reduction in ofdm systems: A survey and taxonomy," *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, Fourth 2013.

[12] P. Demestichas, A. Georgakopoulos, D. Karvounas, K. Tsagkaris, V. Stavroulaki, J. Lu, C. Xiong, and J. Yao, "5g on the horizon: Key challenges for the radio-access network," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 3, pp. 47–53, Sept 2013.

[13] B. Farhang-Boroujeny, "Ofdm versus filter bank multicarrier," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 28, no. 3, pp. 92–112, May 2011.

[14] B. M. Viholainen, S. and M. Huchard, "Physical layer for dynamic access and cognitive radio," Tech. Rep., January 2009.

[15] T.-D. Chiueh and P.-Y. Tsai, *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. Wiley, 2008.

[16] S. Lin and D. J. C. Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, 1983.

[17] D. Hoffman and D. Hankerson, *Coding Theory: The Essentials*. M. Dekker, 2000.

[18] R. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Transactions Information Theory*, vol. IT-8, pp. 21–28, January 1962.

[19] L. Nuaymi, *WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access*. Wiley Publishing, 2007.

[20] W. Huffman and V. Pless, *Fundamentals of Error-Correcting Codes*. Cambridge University Press, 2003.

[21] M. Matsumoto and T. Nishimura, "Mersenne twister: A 623-dimensionally equidistributed uniform pseudo-random number generator," *ACM Trans. Model. Comput. Simul.*, vol. 8, no. 1, pp. 3–30, Jan. 1998.

[22] A. Carlson and P. Crilly, *Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. McGraw-Hill Higher Education, 2010.

[23] Y. Li and G. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*, ser. Signals and Communication Technology. Springer, 2006.

[24] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.

[25] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.

[26] G. Bottomley, *Channel Equalization for Wireless Communications: From Concepts to Detailed Mathematics*. Wiley, 2011.

[27] 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, no. 1, pp. 69–96, Jan 2010.

[28] S. Haykin, *Communication systems*. Wiley, 2001.

[29] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, no. 4, pp. 58–66, Apr 2002.

[30] T. Araújo, "Analytical evaluation of nonlinear distortion effects in multicarrier signals," Ph.D. dissertation, Instituto Superior Técnico, Portugal, 2012.

[31] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, October 1971.

[32] "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," Tech. Rep., 2004.

[33] P. P. K. Normalizacyjny, *Digital Video Broadcasting (DVB) - Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. Polski Komitet Normalizacyjny, 2005.

[34] T. van Waterschoot, V. Le Nir, J. Duplicy, and M. Moonen, "Analytical expressions for the power spectral density of cp-ofdm and zp-ofdm signals," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 17, no. 4, pp. 371–374, April 2010.

[35] Y. Cho, J. Kim, W. Yang, and C. Kang, *Mimo-OFDM Wireless Communications with matlab*. Wiley, 2010.

[36] U. S. Jha and R. Prasad, *OFDM Towards Fixed and Mobile Broadband Wireless Access*. Artech House Publishers, 2007.

[37] R. Dinis and A. Gusmao, "On the performance evaluation of ofdm transmission using clipping techniques," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, vol. 5, 1999, pp. 2923–2928 vol.5.

[38] L. Cimini and N. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an ofdm signal using partial transmit sequences," *Communications Letters, IEEE*, vol. 4, no. 3, pp. 86–88, March 2000.

[39] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for ofdm signals," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, June 2008.

[40] R. Van Nee and A. de Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm," in *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, vol. 3, May 1998, pp. 2072–2076.

[41] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time par of an ofdm signal with bpsk subcarriers," *Communications Letters, IEEE*, vol. 5, no. 5, pp. 185–187, May 2001.

[42] D. Falconer and S. L. Ariyavisitakul, "Broadband wireless using single-carrier and frequency domain equalization," *IEEE Commun. Mag*, vol. 40, pp. 58–66, 2002.

[43] A. Ghosh, J. Zhang, J. Andrews, and R. Muhamed, *Fundamentals of LTE*, ser. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series. Pearson Education, 2010.

[44] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications," in *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, Jun 1994, pp. 1635–1639 vol.3.

[45] 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, no. 6, pp. 947–955, 2002.

[46] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "Ber sensitivity of ofdm systems to carrier frequency offset and wiener phase noise," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191–193, Feb 1995.

[47] M. Ran and N. Falconer, "A mixed ofdm downlink and single carrier uplink for the 2-11ghz licensed bands," in *IEEE 802.16a draft documents C802.16a-02/83*.

[48] F. J. Harris, *Multirate Signal Processing for Communication Systems*. Prentice Hall, 2004.

A
Publicações

[P1] J. Nunes, P. Bento, M. Gomes, R. Dinis and V. Silva, 'Block-Windowed Burst OFDM: A High Efficiency Multicarrier Technique', submetido em *IET electronic letters*

[P2] P. Bento, J. Nunes, M. Gomes, R. Dinis and V. Silva, 'Measuring the magnitude of envelope fluctuations: Should we use the PAPR?', in Proc. IEEE VTC2014-Fall

[P3] P. Bento, M. Beko, J. Nunes, M. Gomes, R. Dinis and V. Silva, 'PAPR Reduction of Coded OFDM Signals', submetido em *IEEE GLOBECOM 2014*

Block-Windowed Burst OFDM: A High Efficiency Multicarrier Technique

João Nunes, Pedro Bento, Marco Gomes, Rui Dinis and Vitor Silva

In this letter we present a block-windowed burst (BWB) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technique which is a multicarrier technique with power spectral density (PSD) similar to the filtered OFDM approach, since it also employs smoother, non-rectangular windows. However, does not need cyclic prefix, which means the overall power and spectral efficiencies are higher. We also present an appropriate receiver for typical time-dispersive channels, allowing 2 dB of gain relatively conventional OFDM schemes.

Introduction: The advent and expansion of personal mobile communications brings the necessity to transmit efficiently and wirelessly over wide bandwidths at changing rates over hostile channel conditions. Over the past two decades, OFDM has tackled this issue in an assertive way due to its robustness over multipath propagation, owing to a time guard interval added to each symbol, and trivial signal generation/separation through the Fast Fourier Transform processing blocks (IFFT/FFT)[1]. Despite the fact that cyclic prefix (CP) leads to a simplified frequency domain equalisation (FDE) with only a single tap equaliser per carrier, it is pure redundancy (that can vary between $0.125 - 0.25\%$ of symbol period), reducing the effective throughput and worsening the spectral efficiency [2].

The debate over the next generation mobile network standards has made clear that the future of wireless communication stands on higher data rates, spectral efficiency and flexibility requirements [3].

In this letter, the goal is to introduce a new transceiver scheme called *Block-Windowed Burst OFDM* (BWB-OFDM), which aims to reach a compromise between higher data rate and spectrum confinement. By stressing the frequency domain equalisation we can reduce significantly the amount of redundancy introduced to oppose the channel effects, thereby reducing the bit error rate (BER). With this scheme one can reach better spectrum confinement keeping the same data rate that CP-OFDM (cyclic prefix-OFDM) provides, or alternatively, reach higher rates, keeping the spectrum of CP-OFDM scheme.

Transmitter: The proposed BWB-OFDM transmitter is built on the filtered OFDM scheme [1]. Resulting from a direct mapping of a bit stream, where was applied channel coding and interleaving, into a selected signal constellation according to an appropriate rule, *e.g*, quadrature amplitude modulation (QAM) and Gray coding respectively, we get a sequence of modulated symbols. By means of an IFFT, the symbol stream is separated into N low-rate sub-streams, that are transmitted in parallel, over different overlapping frequency bands with each sub-stream modulating one of N orthogonal sub-carriers, which enables an efficient bandwidth usage and independent transmission between sub-carriers. Let $S_k; k = 0, 1, ..., N-1$ denote the data symbols at the kth subcarrier, the complex envelope of a baseband conventional OFDM symbol can be written in discrete time domain as

$$s_n = s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} S_k w[n]\, e^{i2\pi k \frac{n}{N}}, \tag{1}$$

where $n = 0, 1, ..., N-1$, $w[n]$ is a unitary rectangular pulse with length N, the frequency spacing between adjacent subcarriers was chosen to be $1/N$ ensuring that the subcarriers are orthogonal, and $i = \sqrt{-1}$.

The main disadvantage concerning OFDM scheme is spectrum leakage, causing inter-channel interference (ICI), due to the sharp transitions caused by the rectangular pulse shape. Instead of using conventional filtering techniques to overcome this problem, windowing shows to be a more appropriate technique. Despite having less control over the spectrum confinement, windowing requires only multiplications for the samples which fall into the roll-off region, while digital filtering requires at least a few multiplications per sample. Hence, we can achieve the desired spectrum, as depicted in Fig. 1, by applying cyclic extension to the OFDM symbol and replace $w[n]$ by another symmetric window with reduced frequency side lobes, such as a square-root raised-cosine (SRRC) [4]

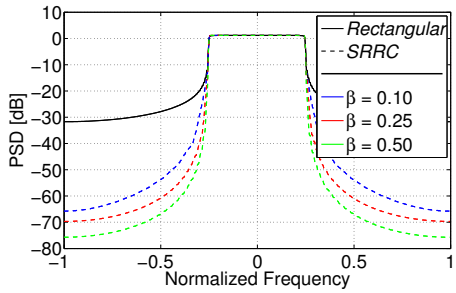


Fig. 1 *Power spectral density of the transmitted signal with and without application of a square-root raised-cosine window.*

window expressed as

$$h_{\text{SRRC}}[n] = \begin{cases} 1 & , |n| \le \frac{N}{2}(1-\beta) \\ \cos\left(\frac{\pi}{4\beta}\left[\frac{2n}{N} - (1-\beta)\right]\right) & , \frac{N}{2}(1-\beta) \le |n| \le \frac{N}{2}(1+\beta) \\ 0 & , |n| \ge \frac{N}{2}(1+\beta) \end{cases} \tag{2}$$

where $n = -N, ..., N$ and β represents the window roll-off. The resulting symbol may be written in matrix form as

$$\mathbf{s}_w = \left[\ \mathbf{s}_n \ \middle|\ \mathbf{s}_n\ \right]_{(1\times 2N)} \odot \mathbf{h}_{\text{SRRC}(1\times 2N)}, \tag{3}$$

where the operator $\odot$ represents an point-wise product, and bold lettering is used to denote a vector, i.e. $\mathbf{x}_{(1\times N)} = [x_0 \cdots x_{N-1}]$.

Note that with the improvement on the spectrum confinement the number of samples per symbol transmitted increases being $N(1+\beta)$ (the bordering zeros resulting from the $\odot$-product are discarded), although keeping the symbol energy constant, opposite to what happens with a CP-OFDM symbol whose power gets bigger corresponding to a power/efficiency loss $\epsilon = N/(N + N_{\text{CP}})$, where N_{CP} is the length of the CP.

To gain high transmission efficiency we put emphasis on FDE. Instead of adding a CP to each symbol, we assemble a set of N_{S} symbols $\mathbf{s}_w$ (given by (3)) as a block, adding a zero padding (ZP) guard interval of length N_{ZP} at the end to accommodate for the multipath channel's propagation delay. The transmitted BWB-OFDM symbol is illustrated in Fig. 2 (where the BWB-OFM transmitter system is also presented), and is written as

$$\mathbf{x}_n = \left[\ \mathbf{s}_B \ \middle|\ \mathbf{0}_{(1\times N_{\text{ZP}})}\ \right]_{(1\times N_x)}, \tag{4}$$

where $0_{1\times N_{\text{ZP}}}$ represents a null vector of length N_{ZP}, $N_x = N_{\text{S}} \times N(1+\beta) + N_{\text{ZP}}$, and

$$\mathbf{s}_B = \left[\ \mathbf{s}_{w,1} \ \middle|\ \mathbf{s}_{w,2} \ \middle|\ \cdots \ \middle|\ \mathbf{s}_{w,N_{\text{S}}}\ \right]_{(1\times N_{\text{B}})}, \tag{5}$$

is the set of symbols $\mathbf{s}_{w,j}$ packed together with j denoting the symbol index, and $N_{\text{B}} = N_{\text{S}} \times N(1+\beta)$. The resulting $\mathbf{s}_B$ can be efficiently conducted by N_{S} parallel streams as depicted in Fig. 2.

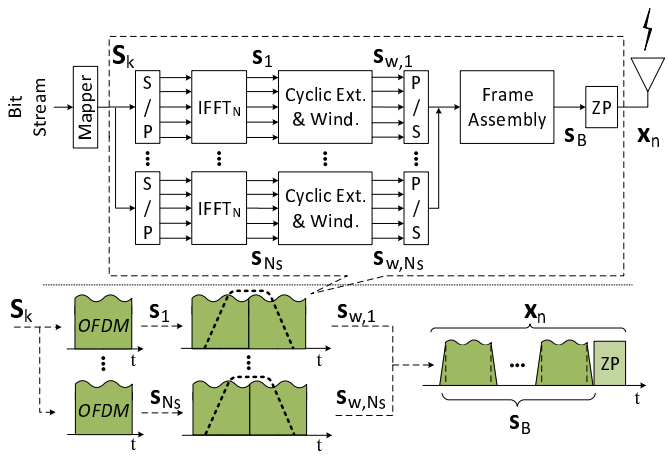


Fig. 2 *Diagram of Block-Windowed Burst OFDM transmitter (above) and general structure of the time-domain signal (below).*

Receiver: We present in Fig. 3 the basic block-diagram of the BWB-OFDM receiver. The received time-domain block $\mathbf{y_n}$, of length N_x is

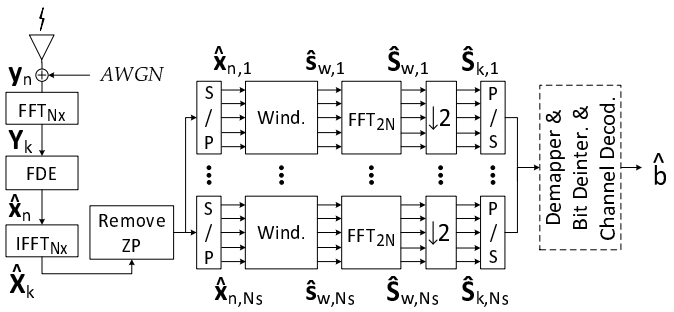


Fig. 3. Diagram of Block-Windowed Burst OFDM receiver.

converted into frequency domain, leading to the block $\mathbf{Y_k} = \mathbf{y_n}\mathbf{F}_{(\mathbf{N_x})}$, where $\mathbf{F}_{(\mathbf{N_x})}$ is the N_x-point DFT matrix. When N_{ZP} is longer than the duration of the channel impulse response, the samples Y_k can be written as

$$Y_k = H_k X_k + \eta_k, \tag{6}$$

where $\mathbf{X_k} = \mathbf{x_n}\mathbf{F}_{(\mathbf{N_x})}$, i.e. it is the FFT of the BWB-OFDM transmitted symbol, and H_k and η_k denote respectively, at the kth subcarrier, the channel frequency response, and the complex additive white Gaussian noise (AWGN) with variance $2\sigma_\eta^2 = E\left[|\eta_k|^2\right]$.

In the absence of inter symbol interference (ISI) and adjacent carrier interference (ACI) the system can be perceived as a set of N_x non-dispersive parallel channels, where the channel acts as a multiplicative factor on each subcarrier, thus preserving the original orthogonality between subcarriers. Dividing the dispersive channel in many parallel, low-rate, non-dispersive channels, enables a low complexity and fast forward implementation of a linear frequency domain equalisation (FDE), with only a single complex tap equaliser per subcarrier. The considered equalisation method is a *Minimum Mean Squared Error* (MMSE) [2], which can deal with deep the fadings of the channel, with the equalised signal being given by,

$$\hat{X}_k = \frac{Y_k H_k^*}{\frac{1}{\gamma} + |H_k|^2}, \tag{7}$$

where $*$ denotes the complex conjugate and γ is the signal-to-noise ratio.

Converting $\hat{\mathbf{X}}_\mathbf{k}$ to time domain, i.e. $\hat{\mathbf{x}}_\mathbf{n} = \hat{\mathbf{X}}_\mathbf{k}\mathbf{F}^{-1}_{(\mathbf{N_x})}$, we remove the ZP, and separate it into symbols $\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{n,j}}$, $j = 1, \cdots, N_\text{S}$, of size $N(1+\beta)$ in view of $\hat{\mathbf{x}}_\mathbf{n} = \left[\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{n,1}} | \cdots | \hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{n,N_S}} | \text{ ZP}\right]_{(\mathbf{1 \times N_x})}$. Equal number of enough zeros is then added at both ends of each symbol $\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{n,j}}$ to increase its length up to $2N$, followed by applying the same windowing process (matched filtering), as it was described in the transmitter, i.e.,

$$\hat{\mathbf{s}}_{w,j} = \hat{\mathbf{x}}_{n,j\,(1\times 2N)} \odot \mathbf{h}_{\text{SRRC}\,(1\times 2N)}. \tag{8}$$

The estimated BWB-OFDM sub-symbols $\hat{\mathbf{s}}_{w,j}$ are then converted back to frequency domain, i.e. $\hat{\mathbf{S}}_{w,j} = \hat{\mathbf{s}}_{w,j}\mathbf{F}_{(\mathbf{2N})}$, and downsampled by the factor 2, obtaining in this way the estimates of the original $\mathbf{S}_k$ data of the OFDM symbol j, i.e. the estimate is

$$\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[m] = \hat{\mathbf{S}}_{w,j}[2m]_{(1\times 2N)}, \quad m = 0, \cdots, N-1. \tag{9}$$

Finally, to get the estimates of the original bit stream data $\hat{b}$, it is applied the original bit deinterleaver and channel decoding on each $\hat{\mathbf{S}}_{k,j}[m]$.

Numerical results: Here is presented a BER performance comparison between CP-OFDM and the proposed BWB-OFDM scheme, over an AWGN channel and a severe time-dispersive channel. To both systems we consider $N = 64$ subcarriers, and quadrature phase shift keying (QPSK) modulation under a Gray coding rule. Channel coding is employed by using a $(1536, 768)$ low-density parity-check code (LDPC), and bit-interleaving is applied over ten consecutive coded words.

We set two different BWB-OFDM variants. The first one has a SRRC window with $\beta = 0.1$, which allows a better spectral confinement, keeping the same bit-rate as CP-OFDM; and the second one has a rectangular window, just like CP-OFDM, which allows to increase the bit-rate. Both versions use a BWB-OFDM symbol of length $N_x = 2048$, with $N_S = 28$ for the SRRC window case and $N_S = 31$ for the rectangular case with the remaining samples of the symbol being set to ZP. Conventional CP-OFDM is tested considering a typical CP of length $N_{\text{CP}} = N/8$.

On AWGN channel, see Fig. 4, it is shown that BWB-OFDM has a better BER behaviour for both coded and uncoded transmissions, inherent

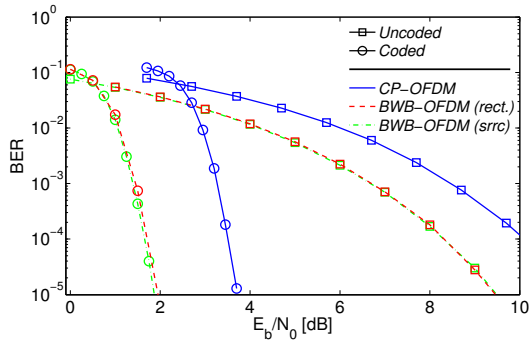


Fig. 4 *BER results for OFDM and BWB-OFDM with rectangular and SRRC windowing, both coded and uncoded transmissions, over AWGN channel.*

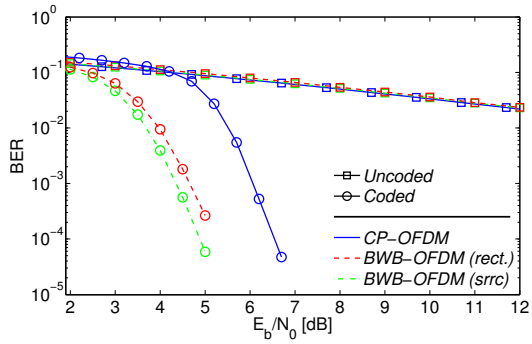


Fig. 5 *BER results for OFDM and BWB-OFDM with rectangular and SRRC windowing, both coded and uncoded transmissions, over dispersive channel.*

to the structure of the transceiver, which reduces the amount of time guard interval by emphasising the equalisation process. The proposed scheme has almost 2 dB improvement over the typical CP-OFDM, and the BER is window independent, corresponding in either case also to a significant spectral efficiency improvement over a CP-OFDM transmission, due to the better spectrum confinement or higher data rate achievable with BWB-OFDM. Similar conclusions are drawn for the dispersive channel, see Fig. 5, where BWB-OFDM also exceeds CP-OFDM by 2 dB for coded transmission and the BER performance is again almost window independent.

Conclusion: In this letter we proposed a BWB-OFDM technique, together with an appropriate receiver for typical time-dispersive channels. The transmitted signals can have PSD as compact as filtered OFDM schemes, much better than conventional OFDM schemes. Moreover, the overall power and spectral efficiencies are better than filtered and conventional OFDM schemes, since we do not need the cyclic prefix.

Acknowledgment: This work was supported by the Fundação para a Ciência e Tecnologia under projects: PEst-OE/EEI/LA0008/2013 (P01229 - GLANCES), GALNC (EXPL/EEI-TEL/1582/2013) and ADIN (PTDC/EEI-TEL/2990/2012).

J. Nunes, P. Bento, M. Gomes and V. Silva (*Instituto de Telecomunicações, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Coimbra, Portugal*), R. Dinis (*Instituto de Telecomunicações, FCT-Universidade Nova de Lisboa, Portugal*).

E-mail: marco@co.it.pt

References

1 B. Farhang-Boroujeny, 'OFDM Versus Filter Bank Multicarrier', *Signal Processing Magazine*, *IEEE*, vol. 28, no **3**, p. 92-112, May 2011.
2 Y. Lin, S. Phoong and P. Vaidyanathan, 'Filter Bank Transceivers for OFDM and DMT Systems', *Cambridge University Press*, 2010
3 P. Demestichas, A. Georgakopoulos *et al.*, '5G on the horizon: Key challenges for the radio-access network', *Vehicular Technology Magazine*, *IEEE*, vol. 8, no. **3**, p. 47-53 , September 2013.
4 F. Harris, 'Multirate Signal Processing for Communication Systems', *Prentice Hall*, 2004

Measuring the Magnitude of Envelope Fluctuations: Should We Use the PAPR?

Pedro Bento*†, João Nunes*†, Marco Gomes*†, Rui Dinis*‡ and Vitor Silva*†
*Instituto de Telecomunicações (IT), Portugal
†Department of Electrical and Computer Engeneering, University of Coimbra, 3030-290 Coimbra, Portugal
‡FCT-UNL, 2829-516 Caparica, Portugal

***Abstract*—The PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) is widely employed to measure the magnitude of the envelope fluctuations of a given signal. It is particularly used to define the required amplifier back-off for multi-carrier modulations such as OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) schemes. However, the PAPR increases with the block size (i.e., the number of subcarriers, in the OFDM case), but the signal's distribution converges to a Gaussian distribution for a large number of subcarriers. Therefore, one might ask if the PAPR is indeed the best parameter to define the amplifier's back-off.**

In this paper we address this issue. It is shown that the required amplifier's back-off for a given non-linear distortion level, i.e. referred to the input amplifier saturation power, is almost independent of the number of subcarriers and, therefore, the PAPR is not the most suitable to define it. Therefore, we recommend the use of a parameter related to the instantaneous envelope power distribution to define the amplifier back-off.

***Index Terms*—OFDM, PAPR, Instantaneous-to-Average Power Ratio (IAPR), IBO, HPA**

I. Introduction

One of the key features of communication systems is to make efficient use of available power for data transmission. This becomes specially important in broadband wireless systems since the propagation conditions can be very hostile (e.g., with severe fading and distortion effects) required average transmit power increases with the bit rate. To achieve this we need not only power-efficient transmission schemes but also an efficient power amplification.

The transmitted signals associated to most spectrally-efficient modulations have envelope fluctuations, which can be very high in the case of multi-carrier modulations such as the OFDM schemes (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), widely used in most broadband wireless systems [1], [2] and currently being recommended for future 5G systems [3], [4]. For this reason, the amplifiers are usually designed to operate in the linear region so as to avoid signal distortion that leads to out-of-band radiation performance degradation. Usually out-of-band radiation is more serious (in fact, non-linear distortion effects do not lead necessarily to performance degradation [5], [6]). Therefore, the amplifiers are usually backed-off to ensure that they work in the linear region and the higher the envelope fluctuations of the signals to be amplified, the higher the required back-off. That is the main reason why the power amplification is so critical with multi-carrier modulations and why there are so many papers dealing with techniques to reduce the envelope fluctuations of OFDM signals [7]–[9]. Although less serious, this can also be a problem for single-carrier modulations [10]–[12].

Clearly, it is desirable to have a measure of the envelope fluctuations of a given signal, ideally on a single parameter that is directly related to the required amplifier back-off. The PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) is widely employed for this purpose [1], [7]–[9], especially in the context of multi-carrier modulations. Essentially it is a measure of the ratio of the maximum envelope power over a given block (when the maximum envelope power is achieved very rarely, as in OFDM signals with a large number of subcarriers, we use the peak power that is exceeded in less than $x\%$ of the time, with x small) and the average signal power. Therefore, if the amplifier's input back-off is higher than the signals' PAPR then we can assume a linear amplifier.

The problem with PAPR is that it increases with the number of subcarriers (and the oversampling factor, although it stabilizes for oversampling factors above 4 or 8). Therefore, one might ask if this is the best parameter for measuring the magnitude of the envelope fluctuations and, therefore, define the required amplifier back-off. In this paper we evaluate if the PAPR is the best parameter to measure the magnitude of the envelope fluctuations of a given signal and if we should define the amplifier back-off based on it. For this purpose, we consider OFDM signals and we study the impact of the block size on the PAPR, as well as their impact on the signal distortion and out-of-band radiation levels, for a given amplifier back-off. It is shown that the power of the signal distortion and out-of-band radiation levels are almost independent of the block size (provided that their number is high enough), but, as expected, the PAPR increases with the block size (i.e., the number of subcarriers). Therefore, the PAPR is not the best parameter to evaluate the magnitude of the envelope fluctuations and define the amplifier back-off. For this reason in this paper we recommend the use of metrics based on the signals envelope distribution, almost independent of the block size, such as Instantaneous-to-Average Power Ratio (IAPR) [13].

II. Fundamental Concepts

A. OFDM Concepts

OFDM is a multi-carrier transmission system where a high rate data stream is split into N lower rate streams that are

This work was supported in part by the Instituto de Telecomunicações and in part by the Fundação para a Ciência e Tecnologia under projects: PEst-OE/EEI/LA0008/2013 (P01229 - GLANCES), GALNC (EXPL/EEI-TEL/1582/2013) and ADIN (PTDC/EEI-TEL/2990/2012).

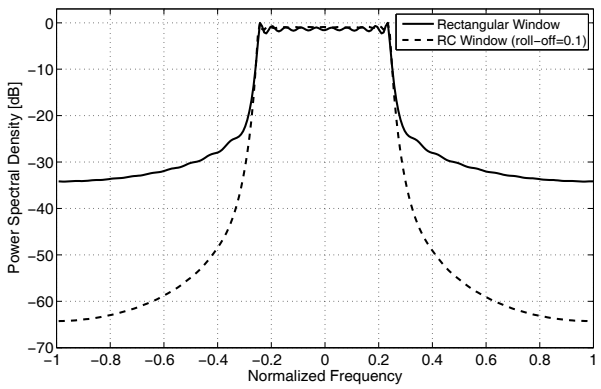


Fig. 1. Comparison of OFDM PSD with or without RC window.

transmitted simultaneously over N subcarriers. Once subcarriers are transmitted simultaneously, it is important to avoid Inter-Carrier Interference (ICI), therefore subcarriers must be orthogonal to each other.

In OFDM transmitter the simplest way to achieve orthogonality is generating subcarriers using IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). In this method OFDM transmitter maps the message bits into a sequence of PSK (Phase Shift Keying) or QAM (Quadrature Amplitude Modulation) symbols that will be converted into N parallel streams carried out by different subcarriers [14]. Let $X_l[k]$ denotes l^{th} OFDM symbol transmitted at the kth subcarrier with $l = 0, 1, 2, ..., \infty$ and $k = 0, 1, 2, ..., N-1$, then the baseband OFDM signal in the continuous time-domain can be written as

$$x(t) = \sum_l x_l(t)\, w_T(t - lT_b), \tag{1}$$

with

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k]\, e^{j2\pi kF(t-lT_b)}, \tag{2}$$

where $w_T(t)$ is a rectangular time-window function, T_b is the block time composed by the sum of T, subcarrier time, T_G, interval guard time, and T_w, window time, and F is the frequency spacing between adjacent subcarriers, chosen to be $1/T$ to ensure that the subcarriers are orthogonal.

Considering (1) each subcarrier component can be regarded as a single-tone signal multiplied by a rectangular window $w_T(t)$. Therefore, the OFDM power spectrum is the sum of many frequency-shifted $sinc$ functions that has large out-of-band power and this causes ACI (Adjacent Channel Interference) [14]. To reduce the out-of-band power of OFDM symbols a time-domain shaping function like Raised Cosine (RC) windowing can be used, instead $w_T(t)$. Looking at Fig. 1 it is possible to see that out-of-band power is lower with a RC window with roll-off 0.1 than with $w_T(t)$.

B. Power Amplifier Models

A major disadvantage of the OFDM signal is the non-constant envelope with high peaks. This characteristic makes the OFDM signal sensitive to the non-linearity of the High Power Amplifiers (HPAs) what makes important modelling HPAs. The most used HPA models are the Solid State Power Amplifier (SSPA) model [15] and the Travelling Wave Tube Amplifier (TWTA) model [16].

If we consider that the input of the HPA is

$$x(t) = |x(t)|\, e^{j\phi(t)} \ , \tag{3}$$

where $|x(t)|$ and $\phi(t)$ are the amplitude and the phase of the input signal, respectively, then the output will be

$$y(t) = G[|x(t)|]\, e^{j(\phi(t)+\Phi[|x(t)|])} \ , \tag{4}$$

where $G[.]$ is the amplitude/amplitude (AM/AM) conversion and shows the effect of the non-linearity on the amplitude $|x(t)|$, and $\Phi[.]$ is the amplitude/phase (AM/PM) conversion and shows the effect of non-linearity on the phase $\phi(t)$.

The SSPA model is expressed as

$$G[|x(t)|] = \frac{g_0\, |x(t)|}{\left[1 + \left(\frac{|x(t)|}{x_{sat}}\right)^{2p}\right]^{1/2p}} \ , \tag{5}$$

and

$$\Phi[|x(t)|] = 0 \ , \tag{6}$$

where g_0 is the amplifier gain, x_{sat} the saturation level of the HPA and p a parameter that controls the sharpness of the AM/AM characteristic curve. If $p \to \infty$, the AM/AM characteristic curve approaches a soft-limiter.

The TWTA model can be expressed as

$$G[|x(t)|] = \frac{\alpha_a\, |x(t)|}{1 + \beta_a |x(t)|^2} \ , \tag{7}$$

and

$$\Phi[|x(t)|] = \frac{\alpha_\phi\, |x(t)|}{1 + \beta_\phi |x(t)|^2} \ , \tag{8}$$

where α_a, β_a, α_ϕ and β_ϕ are parameters that control the AM/AM and AM/PM characteristic curves. These parameters are chosen in order to minimize the Root Mean Square (RMS) error between the model and the experimental data and accordingly [9] a common choice is

$$\alpha_a = 2x_{sat}, \beta_a = \frac{1}{x_{sat}^2}, \alpha_\phi = \frac{\pi}{12}, \beta_\phi = 0.25 \ . \tag{9}$$

In order to have maximum efficiency in HPA the operation point must be at the saturation level. However, OFDM signals have high peaks that can drive the HPA into saturation. Therefore, Input Back-Off (IBO) is required to shift the operation point to a linear region as it is shown in Fig. 2. According to [9] the IBO is the ratio between the saturation power of HPA and the average power of the input signal and it is given in decibels (dB) by

$$IBO = 10\log_{10}\left(\frac{x_{sat}^2}{E\left[|x(t)|^2\right]}\right) \ , \tag{10}$$

where $E[.]$ is the expectation operator. With the use of IBO it is ensured that the amplified peaks of the OFDM signal do not exceed the saturation level, i.e. the signal is not clipped, but this reduces the efficiency of the HPA.

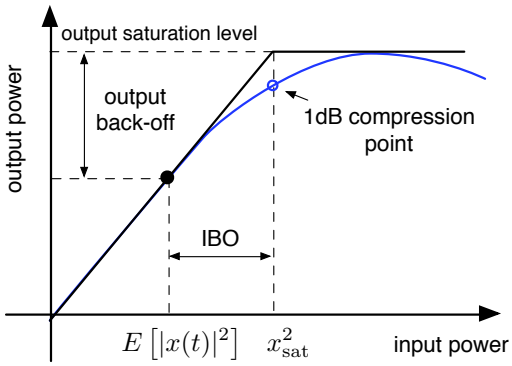


Fig. 2. Typical AM/AM characteristic of a power amplifier.

III. Measures of the Envelope Fluctuations

As it was mentioned previously a major disadvantage of OFDM is the non-constant envelope with high peaks resulting from the coherently addition of the independently modulated subcarriers [9]. Therefore, there are some metrics to measure envelope fluctuations such as PAPR [1], [7]–[9], Peak-to-Mean Envelope Power Ratio (PMEPR) [17], cubic metric (CM) [18] and IAPR [13], but PAPR is by far the most used.

The PAPR of an OFDM symbol for a continuous-time signal is defined as the ratio of the maximum instantaneous power to average power [7]. In discrete-time PAPR of lth OFDM symbol is expressed as

$$PAPR\left(x_l\left[n\right]\right) = \frac{\max\limits_{0\leq n\leq NL-1}\left|x_l\left[n\right]\right|^2}{E\left[\left|x_l\left[n\right]\right|^2\right]}, \tag{11}$$

where L is the oversampling factor and it must be at least 4 in order to ensure that the difference between continuous-time PAPR and discrete-time PAPR in negligible as it is shown in [19]. Based on this principle, from now on we will always work in discrete-time.

Instead of evaluating envelope fluctuations per OFDM symbol, we can use IAPR based on the signals' envelope distribution and it is expressed as

$$IAPR\left(x\left[n\right]\right) = \frac{\left|x\left[n\right]\right|^2}{E\left[\left|x\left[n\right]\right|^2\right]}. \tag{12}$$

These measures by themselves are not very informative, instead, in practice, Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) are widely used, giving the probability of of the PAPR and the IAPR exceeding a predefined threshold δ. According to [1] the power distribution of an OFDM signal follows a central chi-square distribution with two degrees of freedom and zero mean that, by [20], has a Cumulative Distribution Function (CDF) given by

$$F(\delta) = 1 - e^{-\delta/\sigma^2}, \tag{13}$$

where σ^2 is the average signal envelope power.

The CDF defined by (13) is only valid for IAPR since the analysis is done sample by sample (mutual independence). Due to the block analysis and oversampling effects this is not true for PAPR case. We must guarantee that for the PAPR of an OFDM signal with N subcarriers be below δ, all the N samples are below δ (joint probability). In order to fulfill these requirements for PAPR in [21] (13) was empirically transformed into the following approximation

$$CCDF\left[PAPR\left(x_l\left[n\right]\right)\right] = 1 - \left(1 - e^{-\delta/\sigma^2}\right)^{\alpha N}, \tag{14}$$

where α is a constant used to approximate the distribution of the oversampled OFDM signal of N subcarriers by the distribution of OFDM signal of αN subcarriers without oversampling. In literature there are references such as [21] that show that $\alpha = 2.8$ is a good approximation, while others [19] propose $\alpha = 4$. In this paper we choose $\alpha = 2.8$, which is very accurate for large values of N as it can be seen in Fig. 3.

Fig. 3 and 4 show empirical and theoretical CCDF of the PAPR and IAPR for different values of N, respectively, considering 16-QAM modulation. It is shown that for a fixed threshold δ as N increases, PAPR increases too, while IAPR is almost constant.

These results are very important for the amplification of OFDM signals because they allow us to define IBO for a certain clipping probability in the HPA. Common values for this probability are 0.1% and 1%. Table I shows the empirical and the theoretical values in dBs for PAPR and

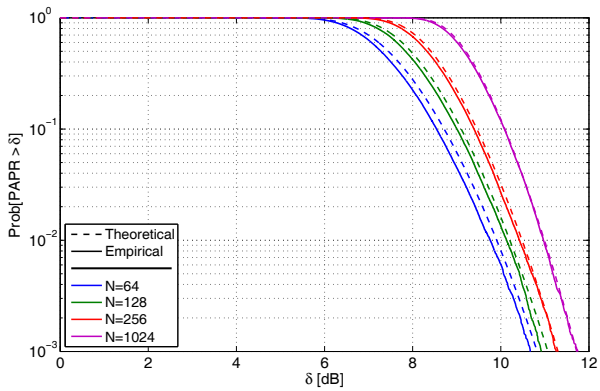


Fig. 3. CCDF of the PAPR for different number of subcarriers.

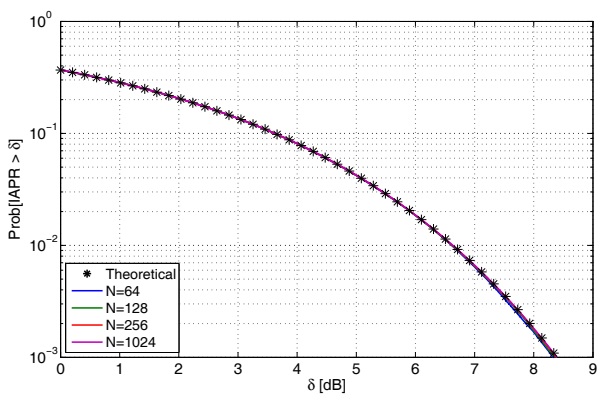


Fig. 4. CCDF of the IAPR for different number of subcarriers.

IAPR for different number of subcarriers at these probabilities. Comparing empirical with theoretical values we see some differences, however this deviation is low ($2-3\%$ range).

TABLE I
IAPR AND PAPR VALUES FOR DIFFERENT CLIPPING PROBABILITIES AND DIFFERENT NUMBER OF SUBCARRIERS

	0.1%				**1%**			
	Empirical		*Theoretical*		*Empirical*		*Theoretical*	
N	*IAPR*	*PAPR*	*IAPR*	*PAPR*	*IAPR*	*PAPR*	*IAPR*	*PAPR*
64	8.23	10.61	8.39	10.83	6.42	9.66	6.63	9.91
128	8.24	10.86		11.07	6.43	10.04		10.20
256	8.24	11.20		11.30	6.44	10.34		10.48
512	8.26	11.51		11.52	6.44	10.65		10.74
1024	8.27	11.66		11.72	6.44	10.90		10.99

IV. IAPR *vs.* PAPR UNDER NON-LINEAR AMPLIFICATION

In this section we evaluate IAPR and PAPR under non-linear amplification using different amplifier models. We consider 16-QAM constellation and OFDM spectrums have been obtained by multiplying OFDM time-domain signal by a RC window with roll-off 0.1 as explained in section II-A. For comparison proposes the gain in Fig. 5, 6 and 7 has been normalized to 0 dB.

In first place we defined a lower IBO for a SSPA model in order to show that, for a situation in which clipping probability is high, the out-of-band radiation is independent of the number of subcarriers. These results are presented in Fig. 5 where it can be seen that despite out-of-band radiation power before HPA has different levels, after HPA the level of out-of-band radiation is the same for all values of N.

Then we chose clipping probability at 1% and we used the respective values of each measure for IBO. As it was shown before for a fixed IBO like the one defined by IAPR, the out-of-band radiation after HPA has the same level for all values of N, while in the case of a variable IBO like the one defined by PAPR, the out-of-band radiation has different levels for each N. Fig. 6 and 7 show the results for SSPA model with $p = 1$ and for TWTA model with parameters defined in (9), respectively.

For TWTA model the dependence of N when IBO is defined by PAPR is not so visible than in SSPA model, but it is still present as it is possible to see if we compare Fig. 7(a) with

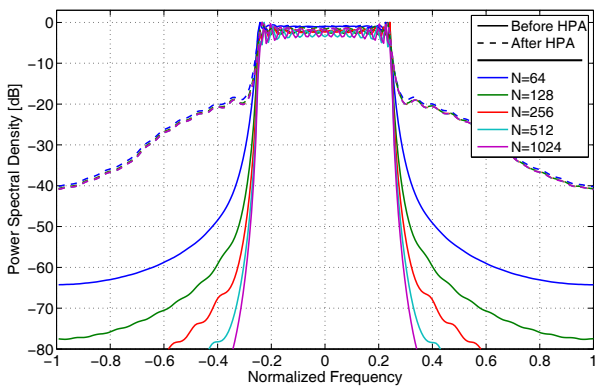
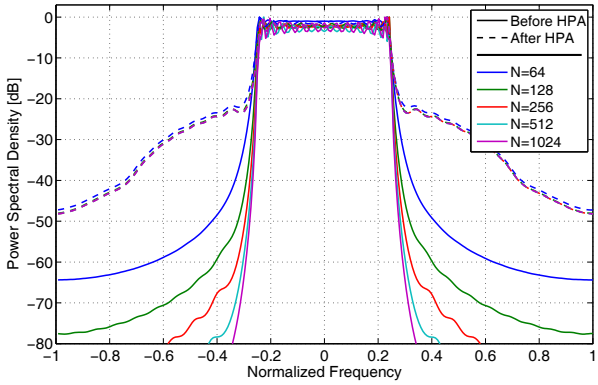
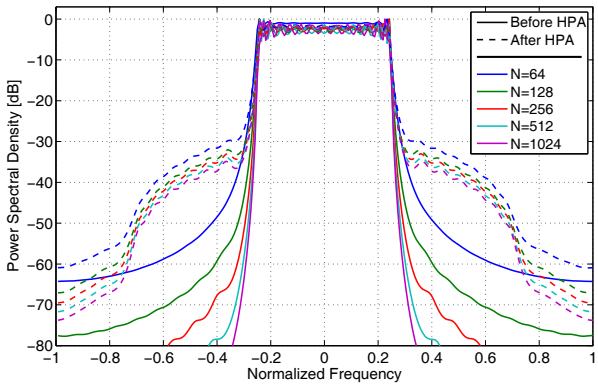


Fig. 5. OFDM spectrum using SSPA model with $p = 1$ and IBO = 4 dB.



(a)



(b)

Fig. 6. (a) OFDM spectrum using SSPA model with $p = 1$ and IBO = IAPR(1%); (b) OFDM spectrum using SSPA model with $p = 1$ and IBO = PAPR(1%).

Fig.7(b). Despite this fact, it can be seen that IBO defined by IAPR has a higher level of out-of-band radiation than defined by PAPR for both models. This is expected since IBO defined by IAPR is lower than defined by PAPR introducing some additional non-linearities as it was shown in [13]. It can also be seen that TWTA model introduces more non-linearities in OFDM signal than SSPA model, that causes an increase in out-of-band radiation. This is easily explained once TWTA model presents a non-zero AM/PM characteristic curve.

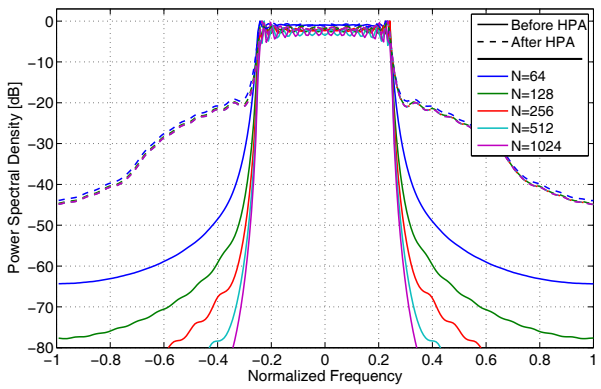
Finally, we analyzed the distortion power due to non-linear amplification. This distortion has been calculated considering that the signal at the output of a non-linear device with a Gaussian input can be decomposed into two uncorrelated components [22]: a useful one, $\xi x[n]$, and a self-interference one, $d[n]$, i.e.

$$y[n] = \xi x[n] + d[n], \tag{15}$$

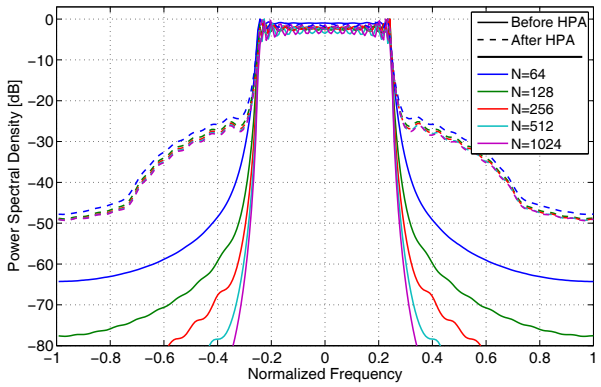
where $E[x[n]\, d^*[n]] = 0$ and ξ is

$$\xi = \frac{E[y[n]\, x^*[n]]}{E\left[|x[n]|^2\right]}. \tag{16}$$

Fig. 8 shows the spectrum of distortion power, $d[n]$, due to non-linear amplification using SSPA model with IBO defined by PAPR(1%) and IAPR(1%). As it was expected this distortion is dependent of the number of subcarriers N in the



(a)



(b)

Fig. 7. (a) OFDM spectrum using TWTA model with IBO = IAPR(1%); (b) OFDM spectrum using TWTA model with IBO = PAPR(1%).

case of PAPR, while for IAPR case this distortion is equal for different number of subcarriers N. It also can be seen that the distortion caused by IBO defined by IAPR is higher than the one caused by IBO defined by PAPR. This occurs because IAPR allows some additional non-linearities as it was mentioned before.

V. Conclusion

In this paper we showed that the required amplifier's back-off for a given non-linear distortion level, i.e. referred to the input amplifier saturation power, is almost independent of the number of subcarriers. Since the PAPR increased with the number of subcarriers, it is not the most suitable to define the required amplifier back-off for a given residual non-linear distortion level. Therefore, we recommended the use of a parameter related to the instantaneous envelope power distribution to define the amplifier back-off.

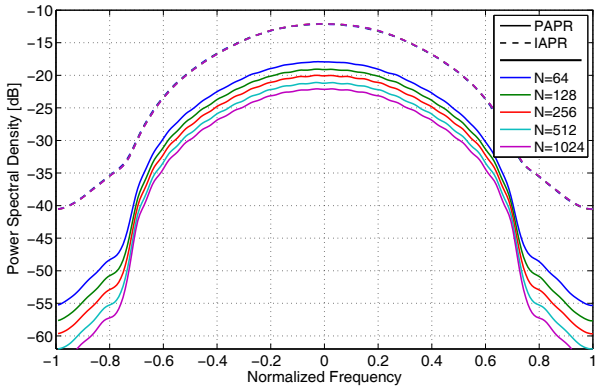


Fig. 8. Spectrum of distortion power due to non-linear amplification using SSPA model with IBO defined by PAPR(1%) and IAPR(1%).

References

[1] R. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.

[2] U. S. Jha and R. Prasad, *OFDM Towards Fixed and Mobile Broadband Wireless Access*. Artech House Publishers, 2007.

[3] G. Wunder, P. Jung *et al.*, "5gnow: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 2, pp. 97–105, February 2014.

[4] P. Demestichas, A. Georgakopoulos *et al.*, "5g on the horizon: Key challenges for the radio-access network," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 3, pp. 47–53, Sept 2013.

[5] P. Montezuma, R. Dinis, and R. Oliveira, "Should we avoid nonlinear effects in a digital transmission system?" in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2010 IEEE*, April 2010, pp. 1–6.

[6] J. Guerreiro, R. Dinis, and P. Montezuma, "Optimum and sub-optimum receivers for ofdm signals with strong nonlinear distortion effects," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 9, pp. 3830–3840, September 2013.

[7] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.

[8] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for ofdm signals," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, June 2008.

[9] Y. Rahmatallah and S. Mohan, "Peak-to-average power ratio reduction in ofdm systems: A survey and taxonomy," *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, Fourth 2013.

[10] H. G. Myung and D. J. Goodman, *Single Carrier FDMA: a new air interface for long term evolution*. Wiley, 2008.

[11] M. Gomes, V. Silva *et al.*, "Power efficient back-off reduction through polyphase filtering magnitude modulation," *Communications Letters, IEEE*, vol. 13, no. 8, pp. 606–608, August 2009.

[12] C. Azurdia-Meza, K. Lee, and K. Lee, "Papr reduction in single carrier fdma uplink by pulse shaping using a β-α filter," *Wireless Personal Communications*, vol. 71, no. 1, pp. 23–44, 2013.

[13] Q. Liu, X. Ma *et al.*, "Peak-to-average power ratio versus instantaneous-to-average power ratio for ofdm," in *Signals, Systems and Computers, 2008 42nd Asilomar Conference on*, Oct 2008, pp. 938–942.

[14] Y. Cho, J. Kim *et al.*, *Mimo-OFDM Wireless Communications with matlab*. Wiley, 2010.

[15] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal," in *Second European Conference on Satellite Communications, Lige, Belgium*, vol. 332, October 1991, pp. 179–184.

[16] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent non-linear models of twt amplifiers," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 11, pp. 1715–1720, November 1981.

[17] S. Litsyn, *Peak Power Control in Multicarrier Communications*. Cambridge University Press, 2007.

[18] R. Kim, Y. Y. Kim *et al.*, "Joint reduction of peak-to-average power ratio, cubic metric, and block error rate in ofdm systems using network coding," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 4363–4373, Nov 2011.

[19] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time par of an ofdm signal with bpsk subcarriers," *Communications Letters, IEEE*, vol. 5, no. 5, pp. 185–187, May 2001.

[20] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.

[21] R. Van Nee and A. de Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm," in *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, vol. 3, May 1998, pp. 2072–2076 vol.3.

[22] T. Araújo, "Analytical evaluation of nonlinear distortion effects in multicarrier signals," Ph.D. dissertation, Instituto Superior Técnico, Portugal, 2012.

PAPR Reduction of Coded OFDM Signals

Pedro Bento*†, Marko Beko§¶, João Nunes*†, Marco Gomes*†, Rui Dinis*‡ and Vitor Silva*†
*Instituto de Telecomunicações (IT), Portugal
†Department of Electrical and Computer Engeneering, University of Coimbra, 3030-290 Coimbra, Portugal
‡FCT-UNL, 2829-516 Caparica, Portugal
§Universidade Lusófona de Humanidades e Tecnologias, Lisbon, Portugal
¶UNINOVA – Campus FCT/UNL, Caparica, Portugal

***Abstract*—A wide range of techniques have been proposed to reduce the PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals with different trade-offs between PAPR reduction and BER (Bit Error Rate) performance degradation. Usually these techniques are studied in an uncoded context and over an ideal AWGN (Additive White Gaussian Noise) channel, and a compromise between PAPR and BER degradation is achieved depending on the adopted constellation.**

In this paper, we compare several PAPR reduction techniques for QAM (Quadrature Amplitude Modulation) constellations. We consider a typical coded OFDM scenario with frequency-selective channels. We also consider the PAPR reduction as a constrained optimization problem which, although too complex to solve, provides an approximate bound on the achievable PAPR. Our results show that simple clipping techniques can be only 1 to 2.5 dB from the most demanding target, even for relatively large QAM constellations when coding is used.

***Index Terms*—OFDM, PAPR, CF (Clipping and Filtering), PTS, SLM, TR (Tone Reservation), EVM (Error Vector Magnitude), FCPO (Free Carrier Power Overhead)**

I. Introduction

A key feature of a communication system is to make efficient use of available power for data transmission. One of the most spectrally-efficient modulations is the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) scheme, which is widely used in most broadband wireless systems [1], [2] and currently being recommended for future 5G systems [3], [4]. However, it is widely recognized that the main drawback of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals is their high envelope fluctuations and so a high PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) which lead to amplification difficulties. A wide variety of techniques was proposed to reduce the envelope fluctuations of OFDM signals. These include multiple signal representations such as with PTS techniques (Partial Transmit Sequences) and SLM (Selective Mapping) [5]–[8], clipping techniques [7]–[11], tone reservation techniques (TR) [7], [8], [12]–[14], among many other techniques.

This work was supported in part by the Instituto de Telecomunicações and in part by the Fundação para a Ciência e Tecnologia under projects: PEst-OE/EEI/LA0008/2013 (P01229 - GLANCES), GALNC (EXPL/EEI-TEL/1582/2013), ADIN (PTDC/EEI-TEL/2990/2012), PEst-OE/EEI/UI0066/2011, PEst-OE/EEI/UI0066/2014, MANY2COMWIN (EXPL/EEI-TEL/0969/2013), and EnAcoMIMOCo (EXPL/EEITEL/2408/2013), as well as the grant SFRH/BD/91126/2012 and Ciência 2008 Post–Doctoral Research grant.

PTS and SLM techniques have the advantage of not leading to performance degradation, since the transmitted signals are not distorted (actually, these techniques might require some side information, and transmitting it might lead to a slight spectral and power efficiency decrease). However, the computational complexity increases significantly when we want to reduce substantially the envelope fluctuations of the transmitted signals. On the other hand, clipping techniques are very simple and flexible, although the signal distortion might lead to significant performance degradation. TR techniques can have limited performance degradation since only the reserved tones are modified (in that case, the performance degradation is essentially due to the power spent on the reserved tones), unless we also modify data subcarriers. They can be particularly interesting for large constellations. However, since only a fraction of the subcarriers is effectively used for data transmission we have some degradation in the spectral efficiency, which is higher if we want to have signals with very low envelope fluctuations. Moreover, it is not always easy to obtain the optimum symbols for the reserved tones.

The achievable PAPR with a given technique is hard to obtain, although we can formulate the PAPR reduction as an optimization problem and employ powerful math tools to solve it [13], [15], for example by minimizing the PAPR conditioned to a given EVM (Error Vector Magnitude) or minimizing the EVM conditioned to a given PAPR target. Although this usually leads to non-practical PAPR reducing methods (we need to solve a complex optimization problem for each transmitted block), this has the advantage of providing some reference on the achievable PAPR.

The study of PAPR reducing techniques that lead to performance degradation is usually performed for an uncoded transmission in an ideal AWGN (Additive White Gaussian Noise) channel, which makes sense since the PAPR is essentially a transmitter problem, regardless of the channel. In fact, for small constellations, e.g., BPSK (Binary Phase Shift Keying) or QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), the signal distortion usually is not high enough to lead to significant BER (Bit Error Rate) degradation. However, when we consider larger constellations like 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) or 64-QAM this is no longer true. In that case, we should consider both the channel effects and the adopted channel coding scheme.

In this paper we compare several PAPR reducing techniques,

when multipath frequency-selective channels are considered and appropriate channel coding schemes are employed. We focus our study in SLM, PTS and CF (Clipping and Filtering), as well as the constrained optimized PAPR reduction as to obtain a reference on the achievable PAPR.

II. PAPR Reduction Overview

OFDM signals have high envelope fluctuations which brings some difficulties in amplification, therefore it is necessary to keep the envelope fluctuations of the signal below a certain level. In order to do that, a measure of the envelope fluctuations has to be used and the most widely used is PAPR.

The PAPR is defined as the ratio of the peak power of the signal to its average power [8]. Mathematically, the PAPR of OFDM is measured on the time domain and can be written as:

$$\text{PAPR} = \max_{i=1,\ldots,\ell N} \frac{|x_i|^2}{\frac{1}{\ell N}||\mathbf{x}||^2}, \tag{1}$$

where x_i denotes the i-th entry of the time-domain OFDM symbol $\mathbf{x}$. Then if PAPR is limited to a certain level, envelope fluctuations will be limited too and it is possible to achieve better results in amplification. Therefore lots of research has been made to reduce PAPR and in this section we will briefly present the concepts of some PAPR reduction techniques: CF, PTS, SLM, TR and constrained optimized PAPR.

Let $\mathbf{c}_0 \in \mathbb{C}^N$ be an original OFDM frequency-domain symbol. The corresponding OFDM time-domain symbol, $\mathbf{x}$, of the PAPR optimized frequency-domain symbol, $\mathbf{c}$, can be obtained by IFFT (inverse fast Fourier transform) with ℓ-times oversampling, i.e., $\mathbf{x} = \text{IFFT}_\ell(\mathbf{c}) = \mathbf{A}\mathbf{c}$, where the matrix $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{\ell N \times N}$ is the first N columns of the corresponding IFFT matrix. The OFDM subcarriers are usually divided into three disjoint sets: data subcarriers, free subcarriers and pilot subcarriers with cardinalities d, f and p, respectively, so that $d + f + p = N$, where N is the total number of subcarriers. For simplicity, we do not consider pilot subcarriers in this paper, although the results can be easily generalized to systems with pilot subcarriers. In addition, in order to identify on a symbol $\mathbf{c}$ the data subcarriers we will make use of a diagonal matrix $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ with $\boldsymbol{S}_{ii} = 1$ when the i-th subcarrier is reserved for data transmission and $\boldsymbol{S}_{ii} = 0$ otherwise, i.e. data subcarriers can be obtained by the product $\mathbf{Sc}$.

A. Clipping and Filtering

CF [7]–[11] is the simplest way to reduce PAPR. This technique clips every samples of the signal above a certain defined level. Therefore the clipped version of $\mathbf{x}$ can be expressed as

$$x_i^{clipped} = \begin{cases} x_i & \text{if } |x_i| < \delta \\ \frac{x_i}{|x_i|}.\delta & \text{otherwise} \end{cases}, \tag{2}$$

where δ is the clipping level. We can also define the clipping ratio (CR) as the clipping level, δ, normalized by the RMS (root mean square) value of OFDM signal, $\sigma = \sqrt{||\mathbf{x}||^2}$.

Although CF is a simple technique, it causes signal in-band distortion which results in a degradation in BER performance and it also causes out-of-band radiation. In order to reduce the out-of-band radiation filtering is used, but unfortunately this leads to a peak regrowth and the obtained signal may exceed the desired clipping level. Therefore an iterative process should be done that may require a few number of iterations in order to obtain the desired PAPR reduction.

B. Partial Transmit Sequence

In PTS technique [5]–[8], each OFDM symbol is partitioned into disjoint subblocks. This partition can be of three kinds: adjacent, interleaved, and pseudo-random. Among these, the latter has been found the one that provides the best performance [16]. In either technique the subcarriers in each subblock are independently rotated by a phase factor, that is selected in order to minimize the PAPR of the combined signal. As the search complexity of this technique increases exponentially with the number of phase factors, their selection is in general limited to a set with a finite number of elements. Furthermore this technique has the inconvenient of requiring the transmission of side information to the receiver telling which are the phase factors used for a correct decoding of the transmitted symbols, which reduces spectral and power efficiency.

C. Selective Mapping

SLM technique [5], [7], [8] has similarities with PTS, but instead of partitioning OFDM symbols, the transmitter multiplies the original symbol by a phase sequence. In more detail, the transmitter generates a finite set of phase sequences (vectors) with the same length of the original OFDM symbol $\mathbf{c}_0$, with each element of the phase vector being randomly selected from a finite group of phase factors, e.g. $\{-1, 1, -j, j\}$. Each of these vectors is then multiplied by $\mathbf{c}_0$ and the result symbol $\mathbf{c}$ with the lowest PAPR is chosen. Once more, side information about the selected phase sequence must be transmitted to the receiver. However in [17] it is proposed a SLM technique without explicit side information.

D. Tone Reservation

In TR technique [7], [8], [12]–[14] some of subcarriers, called frees, are not used to transmit data information. Once these subcarriers are free they can take values that minimizes PAPR, without introduce distortion in data subcarriers. The free subcarrier values are found solving a convex optimization problem (see Section II-E). As data subcarriers don't suffer distortion this technique has no BER degradation, however this performance must have a penalty added once the free subcarriers require additional power and reduce the spectral efficiency. This penalty is given, in dB, by

$$\epsilon = 10log_{10}\left(\frac{\|\mathbf{Sc}\|^2}{\|\mathbf{c}\|^2}\right), \tag{3}$$

where $\|\mathbf{Sc}\|^2$ is the power of data subscarriers and $\|\mathbf{c}\|^2$ is the total power of the OFDM symbol.

E. PAPR Reduction as Constrained Optimization Problem

An efficient way to reduce the PAPR is by distorting the OFDM constellation [18], [19]. The level of distortion is measured by the EVM and should be kept at a minimum, since a larger EVM value leads to a BER performance degradation. A single OFDM symbol's EVM is mathematically defined as,

$$\text{EVM} = \frac{||\mathbf{S}\left(\mathbf{c}-\mathbf{c}_0\right)||^2}{||\mathbf{S}\mathbf{c}_0||^2} \ . \tag{4}$$

The PAPR can be further reduced by assigning a portion of energy to the free subcarriers [18], [19] i.e. we are in the presence of a TR technique. In this case we must to take in account the free carrier power overhead (FCPO) that measures the value of free subcarriers power and it is given by,

$$\text{FCPO} = \frac{||\left(\mathbf{I}_N-\mathbf{S}\right)\mathbf{c}||^2}{||\mathbf{S}\mathbf{c}||^2} \ . \tag{5}$$

The FCPO should be kept small since it measures the fraction of power "wasted" in the free subcarriers, which are not used to carry information. In this technique, we will focus on minimizing EVM for given PAPR and FCPO thresholds, i.e.,

$$\underset{\mathbf{c}\in\mathbb{C}^{\mathbf{N}}}{\text{minimize}} \quad \text{EVM} \tag{6}$$

subject to

$$\text{PAPR} \leq \alpha, \tag{7}$$

$$\text{FCPO} \leq \beta, \tag{8}$$

where α and β are PAPR and FCPO thresholds, respectively.

The EVM optimization framework (6)–(8) results in a nonconvex optimization problem since all the constraints are nonconvex [20]. As most nonconvex problems, (6)–(8) is NP-hard and, thus, difficult to solve [20].

Alternatively, we can introduce an optional constraint that will keep the EVM below some preset threshold. This corresponds to a more challenging and realistic scenario where PAPR, FCPO and EVM are simultaneously constrained. In that case, the EVM optimization can be formulated as

$$\underset{p\in\mathbb{R},\,\mathbf{c}\in\mathbb{C}^{\mathbf{N}}}{\text{minimize}} \quad p \tag{9}$$

subject to

$$\text{EVM} \leq p\ \text{EVM}_{\max}, \tag{10}$$

$$(7),\ (8),\ p\leq 1, \tag{11}$$

where $\text{EVM}_{\max}$ is the maximum allowed EVM. Note that the optimization problem (6)–(8) is different from the one in (9)–(11), since the search space for $\mathbf{c}$ in the former is larger than that in the latter.

Although addressing the PAPR reduction of OFDM symbols as an optimization problem is a non-practical method, this has the advantage of providing some reference on the achievable PAPR, when the problem is properly formulated. Results obtain from formulation (9)–(11) will be used as comparison reference of the CF, PTS and SLM techniques previously described.

III. Performance Evaluation

In this section we perform a comparison of several PAPR reduction techniques on a coded OFDM transmission scenario, which to the best of the author's knowledge was not done before. We considered an OFDM signal with $N = 64$ subcarries and oversampling factor $\ell = 4$ under 16-QAM and 64-QAM constellation using Gray mapping rule. OFDM signal pass through different channels: AWGN and a time-dispersive channel with 32 paths. The coding scheme used was LDPC (low-density parity-check) with coding rate near $1/2$ with dimensions $(1664, 840)$, and the bits are interleaved inside each codeword.

Results presented concern to the following techniques: CF, SLM, PTS and OPT, where OPT denotes the constrained optimized PAPR reduction technique. OPT was developed in two different ways, with free subcarriers, i.e. TR (OPT-TR), and without them (OPT). The analysis takes into account the following parameters: PAPR reduction, BER and the trade-off between them.

The CF technique was performed with 1 and 10 iterations, with the latter being denoted from now on as RCF (Repeated Clipping and Filtering), and the acronym CF referring to a

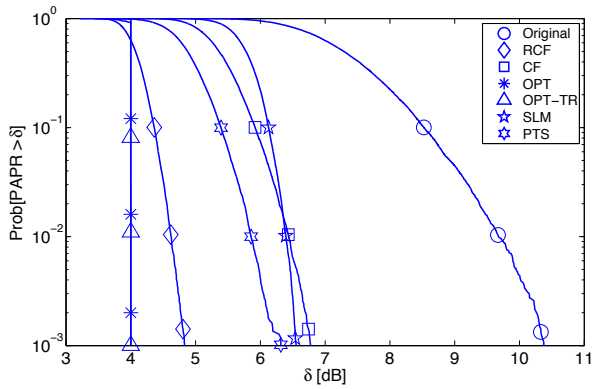


Fig. 1: CCDF curves of PAPR for different techniques using 16-QAM.

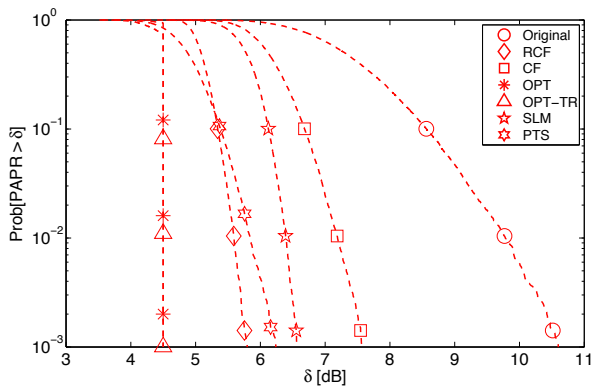


Fig. 2: CCDF curves of PAPR for different techniques using 64-QAM.

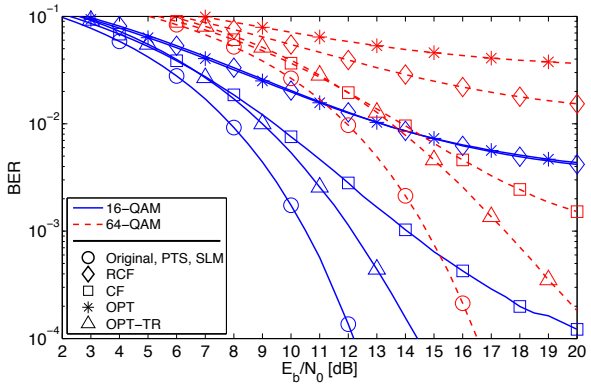


Fig. 3: BER results for uncoded OFDM over an AWGN channel using several PAPR reduction methods.

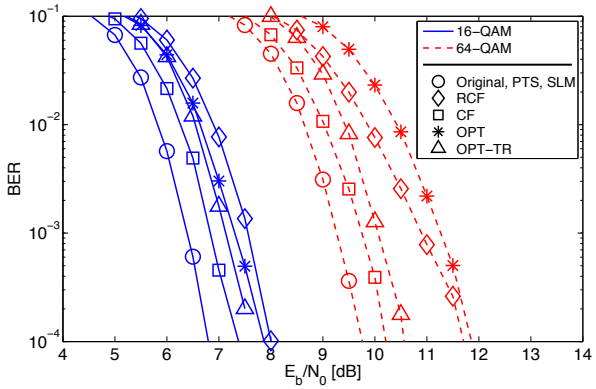


Fig. 4: BER results for coded OFDM over a time-dispersive channel using several PAPR reduction methods.

single iteration. The CR was chosen to guarantee a good performance trade-off between PAPR reduction and BER, and was set to 1.4 and 1.7 (in linear units) for 16-QAM and 64-QAM, respectively.

In the case of SLM technique we multiplied each OFDM symbol by 32 different phase factor vectors with length N and values randomly chosen from the set $\{-1, 1, -j, j\}$. In PTS technique we partitioned each OFDM symbol into 4 time-domain sequences using adjacent partition and rotating them by phase factors $\{-1, 1, -j, j\}$.

In order to evaluate PAPR of each technique, the CCDF curves of each one are presented in Figs. 1 and 2. The OPT techniques were set to achieve a PAPR of 4dB for 16-QAM and 4.5dB for 64-QAM and they will be used as reference, while the remaining techniques were tuned taking into account the trade-off between PAPR reduction and BER. At a clipping probability of 10^{-3} all techniques perform a considerable reduction in PAPR, however, as we will see in Figs. 5 and 6, this results, in most cases, in a decrease in BER performance. Although this decrease is unbearable in OFDM uncoded as we can see in Fig. 3, it can be bearable, even in a dispersive channel with multipath, if we use OFDM coded as we see in Fig. 4.

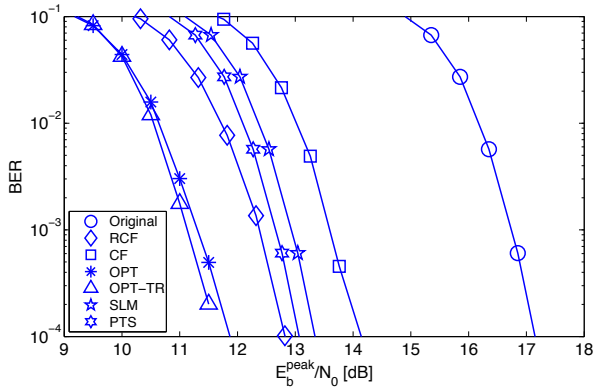


Fig. 5: BER results shifted by amplifier's backoff for coded OFDM using a 16-QAM constellation, over a time-dispersive channel using several PAPR reduction methods.

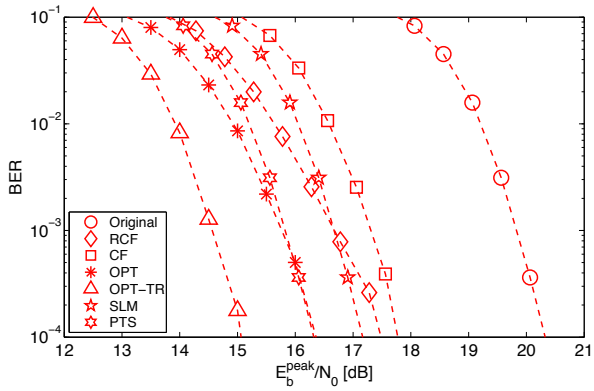


Fig. 6: BER results shifted by amplifier's backoff for coded OFDM using a 64-QAM constellation, over a time-dispersive channel using several PAPR reduction methods.

In fact, by analyzing Fig. 4 we can observe that all the PAPR reduction techniques perform close enough from the original OFDM transmission with unconstrained PAPR, i.e. no more than 1.2dB and 2dB for 16-QAM and 64-QAM respectively, thus with a power penalty much lower than the corresponding power gain achieved on restricting the PAPR. Thus, although PAPR reduction can lead to a decrease in BER performance which is a undesirable effect, this can be accepted in cases where this decrease is lower than the improvement in PAPR. Therefore, a BER curve shifted by the required amplifier's backoff given the PAPR level at a certain clipping probability is more informative, showing the trade-off between PAPR reduction and BER performance. Figs. 5 and 6 illustrate this trade-off for a time-dispersive channel, which is the most suitable real world situation and, $E_b^{peak} = E_b + PAPR(dB)$ with PAPR level chose to a clipping probability of 10^{-3} (see Figs. 1 and 2).

Analyzing Figs. 5 and 6 we can observe that techniques with higher complexity based on constrained optimization have the best results. However, in opposite direction, RCF technique

has also good performance too with a very low complexity. Considering that we want to perform PAPR reduction in real-time, RCF with coded OFDM and the right parameters can have considerable good results even in a dispersive channel and, as so, it is a good candidate technique. The use in real-time applications rises another question for RCF, the latency of doing such iterative method. For this reason CF had been tested too and the results are very satisfactory mainly in 64-QAM modulation.

IV. Conclusion

In this paper, we compared several PAPR reduction techniques for coded OFDM transmission over typical frequency-selective channels. Our performance results show that simple clipping techniques provide the best performance/complexity trade-offs, with only 1 to 2.5 dB from the reference, even for relatively large QAM constellations.

References

[1] R. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.

[2] U. S. Jha and R. Prasad, *OFDM Towards Fixed and Mobile Broadband Wireless Access*. Artech House Publishers, 2007.

[3] G. Wunder, P. Jung *et al.*, "5gnow: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 2, pp. 97–105, February 2014.

[4] P. Demestichas, A. Georgakopoulos *et al.*, "5g on the horizon: Key challenges for the radio-access network," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 3, pp. 47–53, Sept 2013.

[5] S. Müller, R. Bäuml, R. F. Fischer, and J. B. Huber, "OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation," *Annals of Telecommunications*, vol. 52, no. 1-2, pp. 58–67, February 1997.

[6] L. Cimini and N. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an ofdm signal using partial transmit sequences," *Communications Letters, IEEE*, vol. 4, no. 3, pp. 86–88, March 2000.

[7] Y. Rahmatallah and S. Mohan, "Peak-to-average power ratio reduction in ofdm systems: A survey and taxonomy," *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, Fourth 2013.

[8] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.

[9] R. Dinis and A. Gusmão, "On the performance evaluation of ofdm transmission using clipping techniques," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, vol. 5, 1999, pp. 2923–2928.

[10] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for ofdm by repeated clipping and frequency domain filtering," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 5, pp. 246–247, Feb 2002.

[11] R. Dinis and A. Gusmão, "A class of nonlinear signal-processing schemes for bandwidth-efficient ofdm transmission with low envelope fluctuation," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 11, pp. 2009–2018, Nov 2004.

[12] L. Wang and C. Tellambura, "Analysis of clipping noise and tone-reservation algorithms for peak reduction in ofdm systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 3, pp. 1675–1694, May 2008.

[13] J. Tellado, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA,, 2000.

[14] B. S. Krongold and D. Jones, "An active-set approach for ofdm par reduction via tone reservation," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 2, pp. 495–509, Feb 2004.

[15] Y. C. Wang, J. L. Wang, K. C. Yi, and B. Tian, "Papr reduction of ofdm signals with minimized evm via semidefinite relaxation," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 4662–4667, Nov 2011.

[16] S. Muller and J. Huber, "Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368–369, Feb 1997.

[17] M. Breiling, S. Muller-Weinfurtner, and J. Huber, "Slm peak-power reduction without explicit side information," *Communications Letters, IEEE*, vol. 5, no. 6, pp. 239–241, June 2001.

[18] Y. C. Wang and K. C. Yi, "Convex optimization method for quasi-constant peak-to-average power ratio of ofdm signals," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 16, no. 6, pp. 509–512, June 2009.

[19] A. Aggarwal and T. Meng, "Minimizing the peak-to-average power ratio of ofdm signals using convex optimization," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 8, pp. 3099–3110, Aug 2006.

[20] S. Boyd and L. Vandenberghe., *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.