



M 2014

U. PORTO
FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

DESEMPENHO DE SISTEMAS RÁDIO MULTI-PORTADORA DIGITALIZADO SOBRE FIBRA: ANÁLISE E AVALIAÇÃO DE TÉCNICAS DE PRÉ-DISTORÇÃO

PEDRO MIGUEL PEREIRA FARIAS RODRIGUES

DISSERTAÇÃO DE Mestrado APRESENTADA

À FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO EM

MIEEC – Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

**Desempenho de sistemas rádio multi-portadora
digitalizado sobre fibra: análise e avaliação de
técnicas de pré-distorção**

Pedro Miguel Pereira Farias Rodrigues

VERSÃO FINAL

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Henrique Salgado
Co-orientador: Dr. João Oliveira

Janeiro de 2014

A Dissertação intitulada

“Desempenho de Sistemas Rádio Multi-portadora Digitalizado Sobre Fibra:
análise e avaliação de técnicas de pré-distorção”

foi aprovada em provas realizadas em 13-02-2014

o júri

Presidente Professor Doutor Abel Jorge Antunes da Costa
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Atilio Manuel da Silva Gameiro
Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e
Informática da Universidade de Aveiro




Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Doutor João Oliveira
Investigador INESC - TEC



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Pedro Miguel Pereira Farias Rodrigues

Resumo

A técnica de rádio sobre fibra (RoF) tem sido bastante investigada por ser considerada uma solução eficiente de baixo custo para simplificar arquiteturas em antenas remotas de estações base, utilizadas em diversas aplicações de redes sem fios. Beneficiando de melhor desempenho, flexibilidade, robustez contra ruídos, gama dinâmica constante e facilidade de implementação em diferentes sistemas, a transmissão de sinais RF digitalizados surge como alternativa à implementação RoF analógica. Devido ao aumento de altos débitos em sistemas e às características dos canais *wireless*, começaram a ser utilizados métodos espectrais de modulação eficientes, como é o exemplo de sinais rádio multiportadora (OFDM) que trazem vantagens face aos sinais mono-portadora mas sofrem de um elevado *Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)* que levanta desafios ao nível do processo de digitalização.

No presente trabalho, é estudada a técnica rádio digitalizado sobre fibra utilizando sinais OFDM e a sua implementação em laboratório. É ainda estudado o processo de digitalização OFDM pela implementação de diversos algoritmos de pré-distorção de redução de PAR.

O equipamento laboratorial é usado para realizar a transmissão dos sinais, incluindo a parte ótica. A geração e receção dos sinais OFDM assim como as funções das técnicas de pré-distorção, *Analogue Digital Converter (ADC)* e *Digital Analogue Converter (DAC)*, são implementados recorrendo ao ambiente de programação MATLAB.

O desempenho do sistema RoF digital (DRoF) é avaliado na sua capacidade de redução do PAPR e o seu respetivo impacto na qualidade da transmissão. São feitas comparações sobre as diferentes vantagens e desvantagens dos diferentes algoritmos de pré-distorção implementados juntamente com a respetiva qualidade de transmissão.

Abstract

Radio over fiber technique (RoF) has been extensively investigated since it's a low cost efficient solution to simplify architectures for remote Base Station antennas, used in many wireless applications. Digital RF signals provide a better alternative to the conventional analogic RoF since provides better performance, flexibility, protection against noise and can be easily implemented in different systems. The increasing demand of high data rates on wireless systems brought the use of techniques with efficient spectral modulations (e.g. OFDM) that have advantages over single-carrier systems, but also suffer from a high peak-to-average ratio, which brings challenges in the signal digitalization process.

In the current project, it is studied and implemented digitalized RoF link using OFDM signals. It is also investigated the impact of several PAPR pre-distortion techniques over a digital OFDM link.

The transmission of the OFDM signals is performed using laboratorial equipment, including the optic procedures. OFDM generation and reception, PAR pre-distortion techniques, ADCs and DACs are implemented over MATLAB programming environment.

The performance of the digital RoF system is assessed with remarks for the PAR impact in the system quality. Moreover it is made a comparison over the results of the different PAR techniques and different advantages and disadvantages of each.

Agradecimentos

Este espaço é dedicado a todas as pessoas que deram a sua contribuição para que este trabalho fosse realizado.

Em primeiro lugar agradeço ao meu co-orientador, Doutor João Oliveira, pela forma como orientou o meu trabalho. Agradecimento especial também ao meu orientador, Prof. Doutor Henrique Salgado, pelo apoio que sempre me disponibilizou.

Ao Doutor Luís Pessoa e Mário Pereira pela importante ajuda prestada e pela prontidão em esclarecer-me acerca de dúvidas geradas ao longo do projeto.

Agradeço também à minha família por todo o apoio e paciência.

Finalmente, a todos aqueles que não foram mencionados, mas que de alguma forma também contribuíram para a elaboração deste trabalho.

Pedro Rodrigues

Índice

INTRODUÇÃO	1
1.1 ÂMBITO E MOTIVAÇÃO.....	1
1.2 OBJETIVO	2
1.3 CONTRIBUIÇÕES	2
1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	2
ESTADO DE ARTE	4
2.1 RÁDIO SOBRE FIBRA	4
2.1.1 VANTAGENS DE RÁDIO SOBRE FIBRA.....	5
2.1.2 DESVANTAGENS DE RÁDIO SOBRE FIBRA	6
2.1.3 SISTEMAS ROF ANALÓGICOS	6
2.1.4 SISTEMAS ROF DIGITAIS.....	7
2.2 TRANSMISSÃO DE SINAIS OFDM.....	9
2.2.1 TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO DO CANAL	10
2.2.2 TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DO PAPR	11
2.3 CONCLUSÃO.....	12
TÓPICOS DE TRANSMISSÃO DIGITAL	13
3.1 INTRODUÇÃO	13
3.2 MODULAÇÃO DE AMPLITUDE EM QUADRATURA.....	13
3.3 ESTRUTURA OFDM.....	15
3.3.1 IMPLEMENTAÇÃO EM TEMPO CONTÍNUO	16
3.3.2 IMPLEMENTAÇÃO EM TEMPO DISCRETO.....	18
3.3.3 CYCLIC PREFIX.....	19
3.3.4 ANÁLISE “ <i>PEAK TO AVERAGE POWER</i> ” EM OFDM.....	21
3.3.5 DISTRIBUIÇÃO ESTATÍSTICA DE AMOSTRAS OFDM	22
3.4 TÉCNICAS DE REDUÇÃO PAPR.....	25
3.5 CONVERSORES ANALÓGICOS E DIGITAIS.....	26
3.5.1 RELAÇÃO SINAL-RUÍDO DE QUANTIZAÇÃO	27

3.5.2	RUÍDO <i>JITTER</i>	29
3.6	AMOSTRAGEM PASSA BANDA	30
3.7	MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO	33
3.8	CONCLUSÃO	34
IMPLEMENTAÇÃO E VALIDAÇÃO DE UM SISTEMA OFDM - DROF EM MATLAB		35
4.1	INTRODUÇÃO	35
4.2	SISTEMA DROF	35
4.3	SINAL OFDM	36
4.3.1	GERADOR OFDM	36
4.3.2	RECETOR DO SINAL OFDM	36
4.3.3	VALIDAÇÃO DO GERADOR E RECETOR OFDM	37
4.4	CONVERSÃO AD E DA	40
4.4.1	ADC	41
4.4.2	DAC	46
4.5	CONCLUSÃO	49
IMPLEMENTAÇÃO E VALIDAÇÃO DE TÉCNICAS DE REDUÇÃO DO PAPR		50
5.1	INTRODUÇÃO	50
5.2	<i>CLIPPING</i>	51
5.2.1	<i>CLASSIC CLIPPING</i>	53
5.2.2	<i>CREST FACTOR REDUCTION</i>	56
5.2.3	<i>DEEP CLIPPING</i>	59
5.2.4	<i>SMOOTH CLIPPING</i>	60
5.3	<i>PARTIAL TRANSMIT SEQUENCE</i>	61
5.4	SELECTIVE MAPPING	66
5.5	TONE RESERVATION	69
5.6	<i>ACTIVE CONSTELLATION EXTENSION</i>	75
5.6.1	ACE-G	77
5.6.2	ACE-R	80
5.7	VALIDAÇÃO DAS TÉCNICAS PAPR	83
5.8	CONCLUSÃO	84
VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DROF		85
6	INTRODUÇÃO	85
6.1	MONTAGEM EXPERIMENTAL	85
6.2	EQUIPAMENTO	86
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	89
6.4	CONCLUSÃO	95

CONCLUSÃO	97
7.1 TRABALHO DESENVOLVIDO	97
7.2 TRABALHO FUTURO	98
CÓDIGO MATLAB	99
A: PARÂMETROS	99
B: GERADOR OFDM	100
C: CANAL.....	111
D: RECETOR OFDM	111
E: FUNÇÕES	114
REFERÊNCIAS	123

Lista de figuras

Figura 2.1 Conceito do sistema Rádio sobre Fibra.....	4
Figura 2.2 Atenuação por Comprimento de onda, [11]	6
Figura 2.3 Diagrama de blocos de um sistema RoF Analógico	7
Figura 2.4 Diagrama de blocos de um sistema RoF Digital, [10]	8
Figura 2.5 Comparação do desempenho do sistema ARoF com o DRoF, [46]	9
Figura 2.6 Princípio de pré-distorção analógica	10
Figura 2.7 Princípio de pré-distorção de data	10
Figura 3.1 Constelação 16-QAM com codificação de Gray	14
Figura 3.2 Taxa de erros por energia de bit para diferentes modulações	15
Figura 3.3 Modelo de um gerador em tempo contínuo de um sinal banda-base OFDM	16
Figura 3.4 Sinal OFDM no domínio das frequências, Adaptado de [19]	17
Figura 3.5 Modelo de um recetor em tempo contínuo de um sinal banda-base OFDM.....	17
Figura 3.6 Transmissor e Recetor OFDM.....	18
Figura 3.7 Símbolo OFDM com CP, Adaptado de [22]	20
Figura 3.8 Envelope OFDM normalizado por potência média para $N=64$, [19].....	23
Figura 3.9 CCDF do um sinal OFDM variando o número de subportadoras	24
Figura 3.10 CCDF do um sinal OFDM variando a modulação	24
Figura 3.11 CCDF do um sinal OFDM variando o <i>oversampling</i>	25
Figura 3.12 Processo de quantização para $Nb=2$	26
Figura 3.13 Quantizador <i>midthread</i> e quantizador <i>midrise</i> [26]	26
Figura 3.14 Função densidade de probabilidade erro de quantização.....	27
Figura 3.15 Erro devido ao <i>jitter</i> [27]	29
Figura 3.16 Frequências de amostragem do ADC permitidas (branco) e proibidas (cinza), em função da frequência máxima e da banda do sinal B. Adaptado de [23].....	31
Figura 3.17 Espectro do sinal passa banda antes (cinza) e após <i>subsampling</i> com as réplicas de <i>Nyquist</i>	32
Figura 3.18 Efeito <i>zero-order hold</i> do DAC e do seno cardinal (cinza), Adaptado de [25]	32
Figura 3.19 Potência média de erro do símbolo OFDM, adaptado [29]	33

Figura 4.1 Diagrama do sistema em MATLAB	35
Figura 4.2 Diagrama do gerador OFDM em MATLAB	36
Figura 4.3 Diagrama do Recetor OFDM em MATLAB	37
Figura 4.4 Magnitude do filtro passa baixo	38
Figura 4.5 Densidade espectral de potência relativa do sinal RF e banda base	38
Figura 4.6 Densidade espectral de potência relativa do sinal RF, após <i>downconvert</i> e filtragem	39
Figura 4.7 Sinal OFDM enviado e recebido e respetiva constelação	39
Figura 4.8 Sinal OFDM enviado e recebido e respetiva constelação com ruído branco, SNR=21,26 dB	40
Figura 4.9 Recetor e Transmissor DRoF	41
Figura 4.10 Diagrama do ADC	41
Figura 4.11 Quantização uniforme de um sinal 16-QAM com um ADC de 3bits	42
Figura 4.12 Curva teórica do SNR de quantização em função do número de bits de quantização	43
Figura 4.13 Curvas teóricas do SNR em função da frequência do sinal para vários valores de <i>jitter(t_j)</i>	43
Figura 4.14 SNR total teórico	44
Figura 4.15 Espectro do sinal passa banda [15]	45
Figura 4.16 Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 125$	46
Figura 4.17 Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 4125$	46
Figura 4.18 Diagrama do DAC	47
Figura 4.19 Densidade espectral de potência relativa à saída do DAC	48
Figura 4.20 Sinal OFDM enviado e recebido com ruído	48
Figura 4.21 Constelações do sinal de saída pra diferentes níveis de quantização	49
Figura 5.1 Comportamento de um sinal ao acorrer clipping de valor A	51
Figura 5.2 Diagrama de blocos de uma técnica de <i>clipping</i>	52
Figura 5.3 Comportamento dos possíveis algoritmos de <i>clipping</i>	53
Figura 5.4 CCDF da técnica de CC para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2	54
Figura 5.5 Gráfico EVM para CC variando o CR	55
Figura 5.6 Gráfico MER para CC variando o CR	55
Figura 5.7 Gráfico de MER para a técnica CC para diferentes frequências de amostragem com CR=6dB	56
Figura 5.8 CCDF da técnica de CF para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2	57
Figura 5.9 Gráfico EVM para CFR variando o CR	58
Figura 5.10 Gráfico MER para CFR variando o CR	58
Figura 5.11 Gráfico de MER para a técnica CFR para diferentes frequências de amostragem com CR=6dB	59

Figura 5.12 CCDF da técnica de DC para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2 ...	60
Figura 5.13 CCDF da técnica de SC para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2	61
Figura 5.14 Diagrama do sistema blocos de uma Transmissão/Recepção OFDM com a técnica de pré-distorção PTS	62
Figura 5.15 Esquema de partição dos símbolos OFDM da técnica PTS	62
Figura 5.16 Algoritmo de redução PAPR da técnica PTS	63
Figura 5.17 CCDF da técnica de PTS para diferentes valores de W e M	64
Figura 5.18 Gráfico EVM para PTS variando o W e M.....	65
Figura 5.19 Gráfico MER para PTS variando W e M.....	65
Figura 5.20 Gráfico de MER para a técnica PTS para diferentes frequências de amostragem.....	65
Figura 5.21 Esquema do algoritmo SLM para redução PAPR	66
Figura 5.22 CCDF da técnica de SLM para diferentes valores de W e histograma para W=16	67
Figura 5.23 Gráfico EVM para SLM variando W	68
Figura 5.24 Gráfico MER para SLM variando W	68
Figura 5.25 Gráfico de MER para a técnica SLM para diferentes frequências de amostragem.....	69
Figura 5.26 Formato simplificado de 1 símbolo OFDM com TR, adaptado de [36].....	70
Figura 5.27 Esquema simplificado da técnica de TR	71
Figura 5.28 Diagrama do local das subportadoras reservadas.....	72
Figura 5.29 Diferentes valores que a fase θ_{kp} pode pertencer	72
Figura 5.30 CCDF da técnica de TR para diferentes valores de W e histograma para TR = 25%	73
Figura 5.31 Gráfico EVM para TR variando os tones reservados	74
Figura 5.32 Gráfico MER para TR variando os tones reservados	74
Figura 5.33 Gráfico de MER para a técnica TR para diferentes frequências de amostragem	74
Figura 5.34 Constelação QPSK com as zonas de ajuste dos símbolos [38]	75
Figura 5.35 Constelação 16-QAM com as zonas de ajuste dos símbolos [38]	76
Figura 5.36 Comportamento da CCDF para a técnica ACE variando o número de subportadoras	76
Figura 5.37 Esquema simplificado para a técnica de redução de PAPR ACE.....	76
Figura 5.38 Algoritmo de redução PAPR da técnica ACE-G	77
Figura 5.39 Constelação QPSK e 16-QAM para ACE-G com N=8 e G=5	78
Figura 5.40 CCDF para a técnica ACE-G variando o valor de G e o tipo de modulação....	78
Figura 5.41 Gráfico EVM para ACE-G variando o valor de G para QPSK e 16-QAM respetivamente	79

Figura 5.42 Gráfico MER para ACE-G QPSK, variando o valor de G	79
Figura 5.43 16- Gráfico MER para ACE-G 16-QAM, variando o valor de G	79
Figura 5.44 Gráfico de MER para a técnica ACE-G para diferentes frequências de amostragem.....	80
Figura 5.45 Esquema simplificado do algoritmo ACE-R.....	80
Figura 5.46 Constelação QPSK e 16-QAM para ACE-R com $N=8$	81
Figura 5.47 CCDF para a técnica ACE-R variando o valor das iterações L e o tipo de modulação	81
Figura 5.48 Gráfico EVM para ACE-R variando o número de iterações L para QPSK e 16-QAM respectivamente	82
Figura 5.49 Gráfico MER para ACE-R QPSK, variando o valor de L	82
Figura 5.50 Gráfico MER para ACE-R 16-QAM, variando o valor de L	82
Figura 5.51 Gráfico de MER para a técnica ACE-R para diferentes frequências de amostragem.....	83
Figura 6.1 Diagrama de blocos do <i>setup</i> do sistema experimental montado.....	86
Figura 6.2 Agilent N4901B Serial BERT 13.5 Gb/s.....	86
Figura 6.3 VCSEL 1550 nm – Raycan RC330221F, Picosecond 550B.....	87
Figura 6.4 Resposta do laser	87
Figura 6.5 Curva característica do VCSEL 1550 nm	88
Figura 6.6 Agilent 8163B Lightwave Multimeter	89
Figura 6.7 Agilent 81570A Varial Optical Attenuator Module, Agilent 81495 Reference Reciver.....	89
Figura 6.8 Resposta do laser com uma razão de extinção de 10	90
Figura 6.9 Taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida	90
Figura 6.10 MER em função da potência ótica recebida para a técnica CFR.....	92
Figura 6.11 MER em função da potência ótica recebida para a técnica PTS	94
Figura 6.12 MER em função da potência ótica recebida para a técnica ACE-R	95
Figura 6.13 MER em função da potência ótica recebida para a técnica CFR, PTS e ACE-R.....	95

Lista de tabelas

Tabela 1 - Parâmetros do sistema para comparação do desempenho da gama dinâmica em sistemas ARoF e DRoF [46]	8
Tabela 2 - Características do sinal OFDM para Validação	23,37
Tabela 3 - Características do Sinal	45
Tabela 4 - Valores de nz para o respectivo fs	45
Tabela 5 - Especificações do sinal OFDM para Validação das técnicas de redução do PAPR	50
Tabela 6 - Valores de nz e respectivo fs para simulação das técnicas PAPR	51
Tabela 7 - Características do sinal OFDM implementado na validação experimental	91
Tabela 8 - Resultados do Laboratório para CFR com N=7 bits	92
Tabela 9 - Distância da fibra em função da potência ótica	93
Tabela 10 - Resultados do Laboratório para PTS com N=7 bits.....	93
Tabela 11 - Resultados do Laboratório para ACE-R com N=7 bits.....	94

Lista de abreviaturas e siglas

ACE	<i>Active Constellation Extension Method</i>
ACE-G	<i>Active Constellation Extension Guard</i>
ACE-R	<i>Recursive Active Constellation Extension</i>
ADC	<i>Analogic to Digital Converter</i>
ARoF	<i>Analogue Radio Over Fiber</i>
AWGN	<i>Additive white Gaussian noise</i>
BBoF	<i>Baseband over Fiber</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary phase shift keying</i>
BS	<i>Base Station</i>
CC	<i>Classic Clipping</i>
CCDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CFR	<i>Crest Factor Reduction</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CR	<i>Crest factor</i>
CS	<i>Central Station</i>
DAC	<i>Digital to Analogic Converter</i>
DC	<i>Deep Clipping</i>
DRoF	<i>Digital Radio over Fiber</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength-division Multiplexing</i>
E/O	<i>Electrical-to-Optical</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FDM	<i>Frequency division multiplex</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
HPA	<i>High-Power Amplifier</i>
ICI	<i>Inter-carrier interference</i>

IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IFoF	<i>IF over Fiber</i>
LANs	<i>Local Networks</i>
LP	<i>Linear Program</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LUT	<i>Look-up Table</i>
MER	<i>Modulation error Ratio</i>
MIMOs	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PAR	<i>Peak to average ratio</i>
PD	<i>Pre-Distortion</i>
PDF	<i>Probability density function</i>
PD-S	<i>Symbol Pre-Distortion</i>
PRBS	<i>Pseudorandom binary sequence</i>
PTS	<i>Partial Transmit Sequence</i>
QCQP	<i>Quadratically Constrained Quadratic Program</i>
QPSK	<i>Quadrature phase shift keying</i>
RAUs	<i>Remote Antenna Units</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RFoF	<i>RF over Fiber</i>
RIN	<i>Relative Intensity Noise</i>
RoF	<i>Radio over Fiber</i>
S/P	<i>Parallel-Serial</i>
SC	<i>Soft Clipping</i>
SLM	<i>Selective Mapping</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
TR	<i>Tone Reservation</i>
UWB	<i>Ultra-wideband</i>
WDM	<i>Wavelength-division Multiplexing</i>
WIMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo oferece uma visão global do trabalho desenvolvido no INESC Porto, no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, ramo de Telecomunicações, Eletrónica e Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no ano letivo 2013/2014.

Após uma breve exposição do tema abordado, são descritos os objetivos e as contribuições do resultado do trabalho. Por último é apresentada a estrutura da dissertação.

1.1 Âmbito e Motivação

O transporte de sinais rádio suportados sobre fibra ótica é uma tecnologia promissora para simplificar a arquitetura das estações-base remotas, transferindo funções complexas para a estação central.

O transporte de múltiplos sinais analógicos sofre de distorção de intermodulação devido à não-linearidade dos componentes óticos/micro-ondas, além de necessitar de uma largura de banda disponível maior que a frequência da portadora RF, e da gama dinâmica se degradar linearmente com a distância.

Devido ao aumento da necessidade de altos débitos e das características dos canais *wireless* começaram-se a utilizar métodos espectrais de modulação eficientes como é o exemplo de sinais radio multiportadora (OFDM) que trazem vantagens face aos sinais mono-portadora. No entanto, uma das principais desvantagens que contrabalança os fatores positivos do uso de sinais OFDM sobre fibra é o seu elevado *PAPR*, que levanta desafios ao nível do processo de digitalização.

A digitalização é feita recorrendo a ADC e DAC rápidos cujos vários avanços tornaram a sua implementação economicamente rentável e permitiram levar estes componentes para estações base, possibilitando que as funções do recetor e do transmissor sejam realizadas no domínio digital.

Esta técnica abre também a possibilidade de desenvolver redes *back-bone* de distribuição de sinais RF digitalizados, de forma integrada com as atuais/futuras redes óticas digitais de alto débito.

1.2 Objetivo

Nesta dissertação pretende-se estudar a tecnologia rádio sobre fibra digitalizada utilizando sinais OFDM avaliando o seu desempenho, a sua transmissão sobre fibra e a sua implementação em laboratório. O principal objetivo é reduzir o impacto do alto PAPR no sistema, evitando problemas na digitalização. Deste modo, através da implementação de diferentes técnicas de pré-distorção, vai ser avaliado o desempenho do sistema, bem como os seus limites de funcionamento através da variação de parâmetros como os níveis de quantização, taxa de amostragem, número de subportadoras no sinal OFDM. No final vai ser feito um estudo comparativo entre os valores dos resultados da simulação e os obtidos experimentalmente.

1.3 Contribuições

Do trabalho desenvolvido nesta dissertação resultaram algumas contribuições importantes no tópico da transmissão de rádio digitalizado sobre fibra. Mais especificamente as contribuições são:

- Implementação em MATLAB de um sinal OFDM no transmissor e recetor, bem como vários algoritmos de pré-distorção de redução de PAPR adequados a sinais multiportadora em sistemas DRoF.
- Obtenção de diversos resultados e comparação dessas técnicas, considerando sistemas DRoF com várias características (vários níveis de quantização, subportadoras, diferentes modulações, uso da técnica de *subsampling*).
- Implementação experimental usando um *setup* ótico baseado em laser do tipo VCSEL e instrumentação laboratorial necessária.

Deste trabalho resultou a submissão de um artigo para apresentação na conferência ICTON 2014 - *International Conference on Transparent Optical Network*, com o título provisório “*Performance assessment of multicarrier digitised radio over fiber systems: Analysis and evaluation of pre-distortion techniques*” que irá decorrer em Graz, Áustria, Julho 6-10 de 2014.

1.4 Estrutura da Dissertação

Este documento está dividido em sete capítulos sendo o primeiro capítulo o presente tratando-se da introdução, onde é apresentada a motivação, objetivos e estrutura.

O Capítulo 2 tem como objetivo fazer a introdução ao tema proposto. Contém o levantamento do estado de arte, resultante da pesquisa realizada sobre livros, dissertações e artigos no âmbito do tema.

No Capítulo 3 é introduzido vários temas da transmissão digital necessários para a compreensão dos resultados obtidos nas simulações.

Seguidamente, o Capítulo 4 apresenta a forma como o sistema DRoF foi implementado usando o programa *MathWorks MATLAB* e são apresentados os resultados para validação do mesmo.

No Capítulo 5, são exploradas as diferentes técnicas para redução PAPR que vão ser incluídas no sistema anteriormente testado, e são obtidos vários resultados para validação do funcionamento da técnica e qualidade do sistema.

Seguidamente, no Capítulo 6 é avaliado experimentalmente o desempenho do sistema de comunicação, é apresentado o *setup* experimental, o procedimento e os resultados experimentais.

Por último, no Capítulo 7 são apresentadas algumas conclusões gerais sobre o trabalho desenvolvido e os possíveis desenvolvimentos futuros.

Capítulo 2

Estado de Arte

Neste capítulo é realizada uma breve apresentação da tecnologia habitualmente denominada como Rádio sobre Fibra. São também apresentadas brevemente os conceitos fundamentais das técnicas de pré-distorção genéricas que são aplicadas a esta tecnologia.

2.1 Rádio sobre fibra

Em rádio sobre fibra (RoF), a fibra é usada como suporte à transmissão de sinais de radiofrequência onde, a portadora ótica é modulada por uma portadora RF em aplicações de comunicações sem fios. Assim, sinais RF são enviados por fibra ótica a partir de uma estação central (CS) até uma ou várias estações base (BS) ou *Remote Antenna Units* (RAUs) onde por sua vez, estes sinais são radiados pelas antenas e recebidos pelos dispositivos móveis. [3] [15].

Na BS, de forma análoga, o sinal digital enviado sobre fibra é convertido em analógico e entra no recetor.

Pela Figura 2.1 podemos ver uma CS que gera um gerador RF que é digitalizado e enviado sobre fibra para um ou mais BS. De forma análoga, o sinal digital enviado sobre fibra pelas BS é convertido em analógico e entra no recetor.

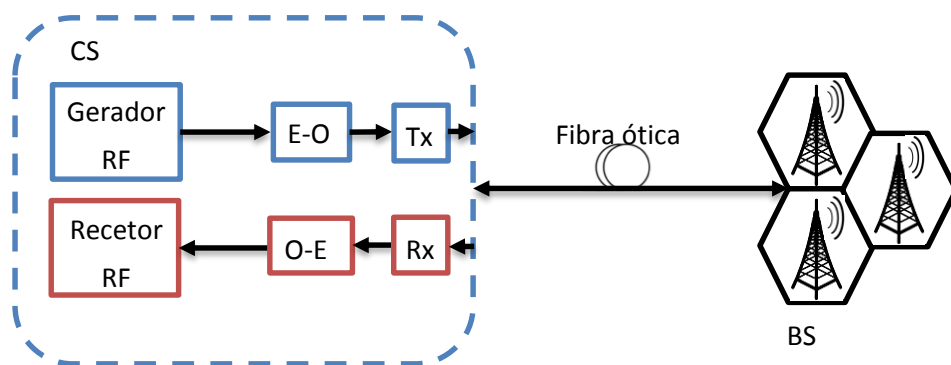


Figura 2.1 Conceito do sistema Rádio sobre Fibra

RoF é usado em aplicações de sistemas de distribuição de vídeo multi-ponto, redes celulares, sistemas móveis em redes urbanas, comunicações de satélite, redes 3G e 4G para sistemas sem fios como GPRS, Bluetooth, WLAN, HYPERLAN e são também usadas para redes sem fios sobre fibras óticas [44]

Ao considerar a frequência RF do sinal que modula a portadora ótica na estação central em comparação com o sinal gerado na BS, encontramos três técnicas de transmissão RoF: *RF-over-Fiber* (RFoF), *Baseband-over-Fiber* (BBoF) e *IF-over-Fiber* (IFoF). [44]

Como a transmissão RFoF é a única que envolve a transmissão da portadora RF na fibra, representa uma forma mais simples do envio do sinal já que não precisa de conversões em frequência a nível da BS. Porém, necessita de largura de banda RF mais elevada tanto ao nível de *electrical to optical converter* como do *optic to electric converter*. e técnicas de foto-deteção de alto desempenho que consigam converter diretamente o sinal ótico modulado para o domínio elétrico. Quando as portadoras óticas são moduladas pelos sinais RF, o espectro resultante consiste tipicamente numa portadora ótica e duas bandas laterais espaçadas de uma frequência igual à frequência central da portadora elétrica do sinal RF em relação à portadora ótica que correspondente. Durante a propagação da fibra, cada banda lateral sofre diferentes variações de fase em relação à portadora ótica como consequência da dispersão cromática [44].

Em contraste com a técnica de transmissão da frequência rádio, a transmissão IFoF não sofre tanto de efeitos de dispersão cromática já que as frequências rádio transmitidas são muito mais pequenas, o que permite maior liberdade nos requisitos de largura de banda dos equipamentos. A sua maior desvantagem é contudo, a complexidade da BS, já que é necessário um oscilador e multiplexadores locais para processar e converter a frequência, de forma a obter o sinal RF original.

A técnica BBoF consiste na transmissão de sinais banda base de frequência baixa sobre fibra ótica da CS até a BS (onde sofre *upconverting*). Esta técnica vai reduzir os efeitos de dispersão ao enviar os sinais rádio por banda-base, mas aumenta a complexidade na BS com a necessidade de osciladores locais e um *mixer* para processos de conversão da frequência [44].

Podemos então concluir que a técnica RFoF não aumenta a complexidade das BS, mas apresenta limitações por efeitos de dispersão na fibra. Por estas razões no decorrer da dissertação vão ser usados sistemas RFoF.

2.1.1 Vantagens de Rádio sobre Fibra

A técnica de RoF permite uma operação centralizada diminuindo a complexidade e tamanho de uma BS mantendo um baixo consumo de potência, transparência em relação a técnicas de modulação, suporte simultâneo de ligações *standards* com ou sem fios e redução dos custos de implementação e manutenção de redes wireless ao permitir a sua interligação aos sistemas existentes, usufruindo de técnicas de multiplexagem de comprimento de onda (WDM) que permitem alocação dinâmica de largura de banda. [3]

Neste momento, sistemas baseados em fibras óticas permitem obter uma grande capacidade de transmissão, tirando partido da baixa dispersão, no uso de técnicas de multiplexagem como *Time division multiplexing* (TDM) e *dense wavelenght division multiplexing* (DWDM) e em sistemas coerentes. A sua baixa atenuação alivia as limitações dos

recetores óticos e previne o uso excessivo de repetidores/amplificadores aumentando o alcance e fiabilidade do sistema e simultaneamente reduzindo o seu custo [15].

A propagação ocorre em três principais janelas situando-se nos 850 nm, 1310 nm e 1550 nm com atenuações de 3db/km a 850 nm usando uma fibras multimodo e fibras monomodo com atenuações de 0,2 – 0,4 dB/km a 1310 nm e 0,15 – 0,3 dB/km a 1550 nm, tal como podemos observar na Figura 2.2.

Deste modo, é possível transmitir sinais com menor atenuação que os cabos coaxiais atingido distâncias superiores e através de uso de menores potências.

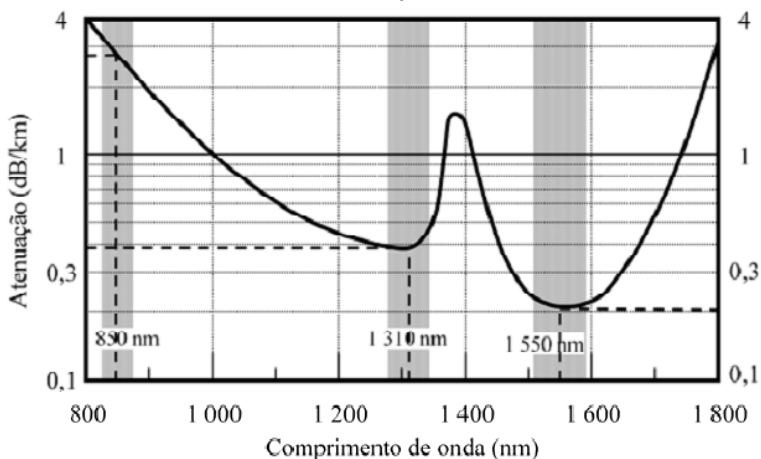


Figura 2.2 Atenuação por Comprimento de onda, [11]

Uma outra característica importante a indicar, é a imunidade a interferências de radiofrequência e a imunidade de escutas que leva a ligações mais seguras e de melhor privacidade [15].

2.1.2 Desvantagens de Rádio sobre Fibra

As principais formas de limitação de um sistema RoF são o ruído e distorção que deriva de um sistema fundamentalmente analógico. Estes sinais analógicos sofrem distorção não-linear dos componentes óticos/micro-ondas e as fontes de ruído mais comum são: ruído quântico do foto-díodo (Shot Noise), ruído térmico do amplificador do sinal (se for usado), ruído de intensidade do laser (RIN) e ruído de fase do mesmo. Sistemas que usam fibras multimodo são limitados maioritariamente por dispersão modal, enquanto que fibras monomodo são limitadas pela distorção cromática e por dispersão de polarização, impondo limites na capacidade de transmissão medida em termos de taxa de transmissão vezes a distância. [45]

2.1.3 Sistemas RoF Analógicos

Para configurações RoF de sistemas analógicos, também conhecidos como *Analogue Radio Over Fiber* (ARoF) e para sistemas digitais, DRoF, o sinal RF é modulado por um sinal digital através de QAM, PSK ou OFDM. Distorção não linear pode ocorrer quando a fonte ótica é

modulada diretamente por um sinal RF pelo uso de um laser ou por modulação externa através de um Mach-Zehnder.

Na Figura 2.3 podemos ver um diagrama de blocos simplificado de uma ligação ascendente (azul) e descendente (cinza). Na parte ascendente é criado um sinal banda base, que é multiplicado por uma frequência f_c (dando origem sinal RF), é removido ruído por um filtro passa-banda e o sinal é depois convertido em digital e enviando para uma BS por fibra ótica. Já na BS, o sinal é novamente convertido em analógico, amplificado e filtrado por outro filtro passa-banda para ser enviada a banda desejada por uma antena. No caminho descendente o sinal sofre de forma análoga os mesmos processos para ser recebido na CS um sinal banda base

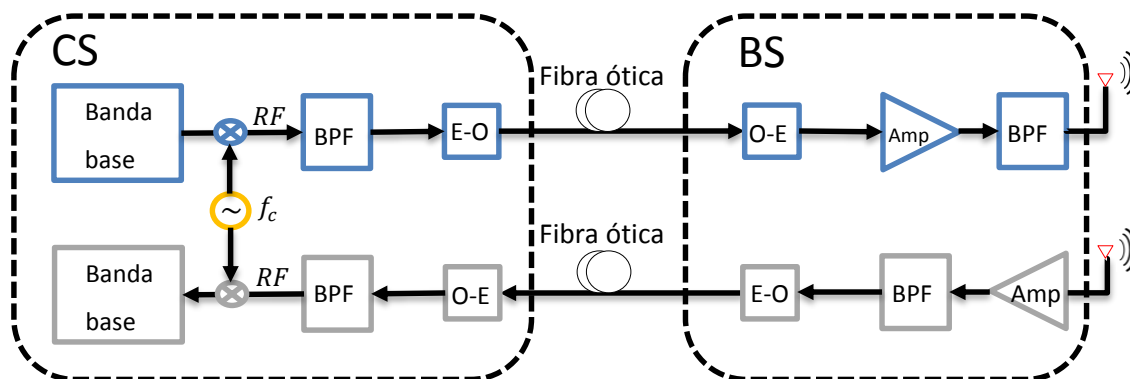


Figura 2.3 Diagrama de blocos de um sistema RoF Analógico

A principal vantagem do sistema RoF Analógico é a sua simplicidade, quando comparado com um sistema DRoF (Figura 2.4). A gama dinâmica do sistema analógico, diminui linearmente com o aumento da fibra devido a atenuações cujo limite é imposto pelos níveis de detecção determinados por sua vez pelo ruído quântico e térmico dos componentes ativos. [10]

2.1.4 Sistemas RoF Digitais

Desde o aparecimento do processamento digital de sinais que os sistemas modernos de comunicações tiveram um grande impulso devido às características provenientes dos sistemas digitais: maior fiabilidade, robustez contra ruídos, flexibilidade em arquiteturas de ligação com outros sistemas.

Algumas das vantagens dos sistemas RoF digitais face ao antigo analógico são: redução dos custos na construção de BS, gama dinâmica alta sobre grandes distâncias e imunidade a ruído [10][15].

A Figura 2.4 ilustra um diagrama de blocos de um sistema RoF digital ascendente (cinza) e descendente (azul),

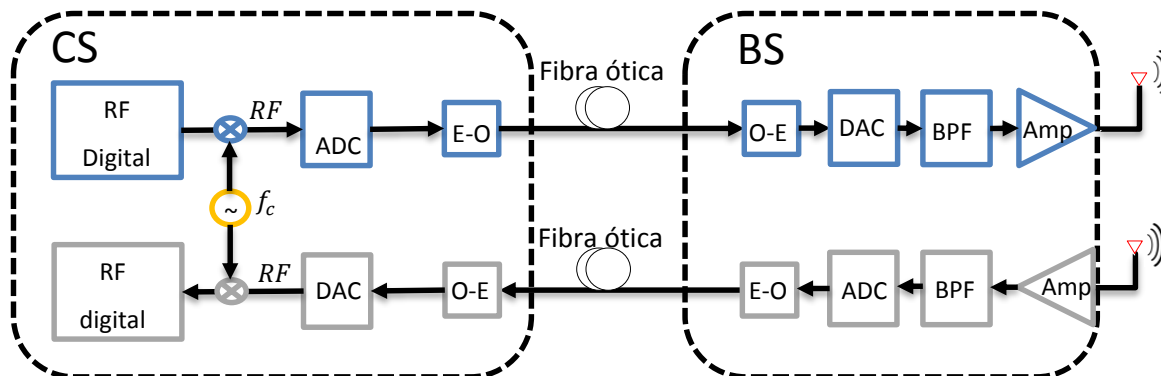


Figura 2.4 Diagrama de blocos de um sistema RoF Digital, [10]

A parte ascendente da transmissão inicia-se da BS para a CS. Considerando um sinal *wireless* RF recebido na BS, este é passa por um filtro passa banda e o resultado é quantificado por um ADC e convertido para digital (pelo conversor *electric to optic*). Depois de ser processado por um detector de modulação de intensidade, o sinal digital vai ser detetado na CS e reconstruído usando um DAC. Na parte descendente, o sinal da CS segue para a BS, onde o sinal digitalizado RF é enviado pela fibra óptica após ter sido convertido elétrico para óptico. É então recebido na BS onde vai ser convertido da sua forma óptica para elétrica, passando pelo DAC e sendo depois filtrado e amplificado [10].

A Figura 2.5 mostra a relação da gama dinâmica com o comprimento de uma fibra para sistemas RoF e RoF digitais retirado do artigo [46]. Os parâmetros usados na simulação estão apresentados na Tabela 1 [46].

Tabela 1 - Parâmetros do sistema para comparação do desempenho da gama dinâmica em sistemas ARoF e DRoF [46]

Parâmetro	Valor
Frequência de amostragem	125 MS/s
Derivação de <i>jitter</i> do ADC	$1.38 * 10^{-23} J/K$
Frequência da portadora	2.47 GHz
Resolução do ADC	8 bits
<i>Extinction ratio</i>	0.05
<i>Ruído do recetor PIN</i>	6 dB
<i>Resistência do recetor PIN</i>	100 Ω
<i>Responsividade do fotodetector</i>	0.8 A/W
<i>Comprimento óptico do VCSEL</i>	1550 nm
<i>Distância da fibra</i>	0 – 110 km
Derivação de <i>jitter</i> do DAC	17 ps.nm/km
<i>Coefficiente de dispersão</i>	0.7 ps
<i>Largura de Banda</i>	50 MHz

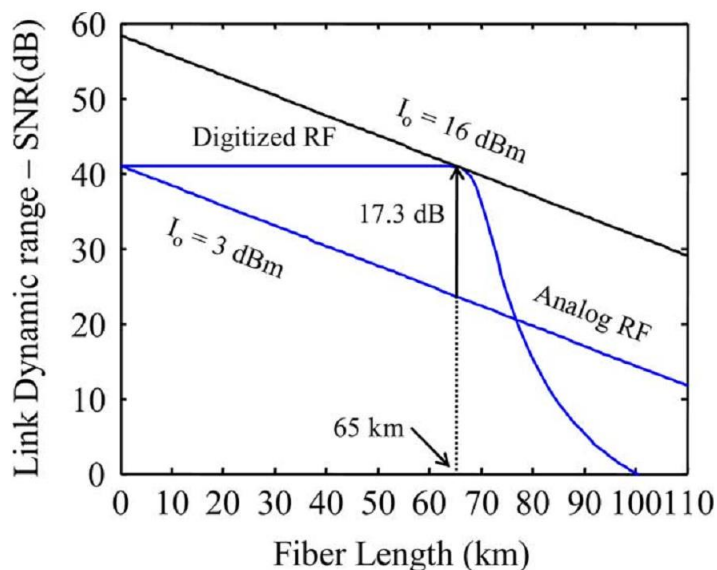


Figura 2.5 Comparação do desempenho do sistema ARoF com o DRoF, [46]

Pela Figura 2.5, observa-se que a gama dinâmica do sistema DRoF é constante até um determinado comprimento de fibra (cerca de 75 km) onde passa depois a decrescer de forma acentuada. Por contraste, o sistema ARoF apresenta uma gama dinâmica que decresce linearmente com o comprimento da fibra. Verifica-se que era necessário mais 13 dB de potência ótica para atingir a mesma gama dinâmica que o sistema digital a 65 km. Em conclusão, os resultados do artigo [46] demonstram que o sistema digital apresenta um melhor desempenho em termos de gama dinâmica para distâncias de fibra ótica até 75 km.

2.2 Transmissão de sinais OFDM

OFDM oferece vantagens de eficiência espectral, tolerância de dispersão, imunidade a *multi-path fading* e permite equalização de canal tornando-se na principal forma de modulação para sistemas de comunicação sem fios de banda larga.

Esta tecnologia é usada em várias aplicações sem fios: as especificações IEEE 802.11a/g/n para *wireless local networks* (LANs), são baseadas em OFDM (com acesso múltiplo por TDMA), wireless para regiões metropolitanas (IEEE 802.16d), *3GPP Long Term Evolution* (LTE), WIMAX e *personal network ultra-wideband* (UWB) [7].

Um dos maiores problemas em OFDM que contrabalança com as suas vantagens, é o elevado PAPR do sinal que determina uma redução da potência média na saída do amplificador de alta potência (HPA) usado na transmissão. O aumento PAPR leva a uma alteração significativa no ponto de funcionamento do HPA, o qual deixa de funcionar na sua banda ótima, levando a um uso bastante ineficiente da potência disponível. Adicionalmente, um alto PAPR vai levar ao aumento do número de bits dos conversores D/A para manter o mesmo nível de ruído de quantização.

Esta técnica de multiplexagem vai ser abordada detalhadamente na secção 3.3.

2.2.1 Técnicas de linearização do canal

A redução do PAPR em OFDM tem sido bastante investigada ao longo dos anos, com alguns artigos publicados nesta área, mas, apesar disso, continua a ser um tema bastante importante devido às técnicas existentes serem ou demasiado complexas, de uso limitado, ou terem desempenhos insatisfatórios.

As técnicas existentes podem ser distribuídas em três grupos, técnicas de *clipping*, técnicas baseadas em esquemas probabilísticos e técnicas de pré-distorção por símbolo (PD-S). Apesar de os três grupos aplicarem um certo nível de *pre-distortion* (PD) ao sinal, apenas nas técnicas PD-S é aplicado uma pré-distorção que vai levar a um comportamento específico no sinal.

As técnicas PD têm vindo a ser usadas em esquemas de transmissão de *single-carrier* que usam diferentes níveis de amplitude e modelação de fase, mas mais recentemente têm sido usadas para redução do efeito de distorção não linear em sistemas OFDM. Podem ser identificadas dois tipos de PD: o primeiro chama-se *data pre-distortion*, que são usadas em métodos adaptativos. O segundo método denomina-se de *analog pre-distortion*.

Na figura abaixo está apresentado o procedimento de um PD analógico, que mostra a sua implementação e bons resultados segundo o artigo [12]:

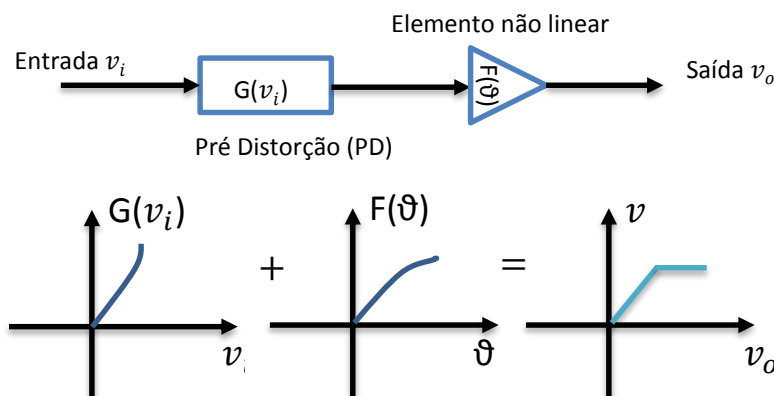


Figura 2.6 Princípio de pré-distorção analógica

Como se pode observar a ideia básica é usar um PD não linear de forma a obtermos uma saída linear.

Em baixo é dado outro exemplo, mas com um data PD baseado numa aproximação *minimum mean square error* (MMSE) da entrada para PD e entre a saída do componente não linear [12].

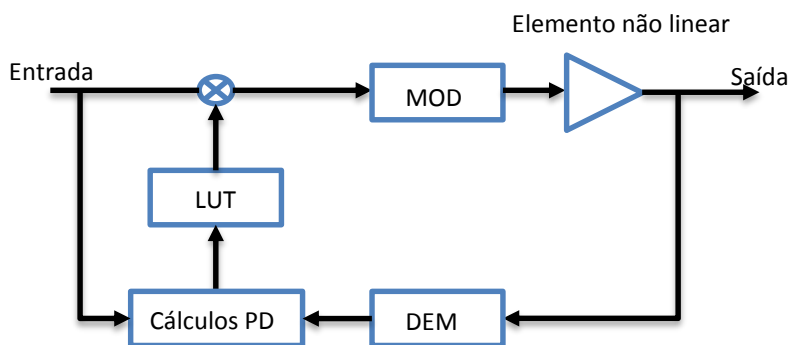


Figura 2.7 Princípio de pré-distorção de dados

Na Figura 2.7, os sinais da entrada vão ser multiplicados por coeficientes PD que vão ser guardados numa tabela (LUT). O sinal resultante vai ser então modelado e entrar no elemento não linear. Por realimentação, o feedback da distorção do elemento não linear vai ser usado para estimar as características de não linearidade através de algoritmos adaptativos de forma a tabela LUT ser adaptada em tempo real [12].

2.2.2 Técnicas para redução do PAPR

Clipping

A técnica mais simples e intuitiva que podemos encontrar é a técnica de *clipping* que tenta reduzir a amplitude PAPR por redução de valores a partir de um valor limiar. *Clipping* é um processo não linear que pode originar distorção suficiente no desempenho do canal para aumentar o BER para valores indesejados. [8][11]. Normalmente, esta técnica é usada em conjunto com outras como de forma a obter melhores resultados.

Otimização de fase

Como o principal fator de um alto PAPR é o alinhamento de fase dos símbolos na FFT que forma altos valores de ganho, o realinhamento de fase dos sinais de entrada pode reduzir os efeitos PAPR. As técnicas recentes de otimização iterativas que se podem realçar são as estruturas Newman, Narahashi, Shapiro e Rudin e as sequências Golay. Estas técnicas resultam num PAPR baixo com a troca de uma grande perda de débito no canal. Outras técnicas de otimização, envolvem um largo número de cálculos ou técnicas de abordagem mais simplificadas com a desvantagem de precisarem sempre de uma transmissão adicional de informação para o recetor, que nem sempre é possível ou desejável [8].

Coding

Estas técnicas comportam-se como estruturas de código de fase. As várias investigações feitas sobre esta técnica mostram que a redução PAPR é conseguida através de uma perda considerável de débito de informação. Como a codificação de canal existe para contrariar erros de transmissão, é aconselhado não codificar PAPR de forma a prevenir a redução agravada do débito de dados [8] [11].

Tone Reservation

Algumas das aplicações disponíveis não usam todas subportadoras para transmissão de dados, o que permite o seu uso de outras formas.

Métodos por *Tone Reservation* são boas soluções para sistemas como ADSL, onde as altas frequências não são usadas para transmissão de dados, porém, esta técnica não é procurada em sistemas *wireless* já que todas as subportadoras são usadas nestes sistemas [8].

Alteração por constelação

Estas técnicas são relativamente recentes e usam técnicas de mapeamento complexo de N dimensões para redesenhar constelações *hyperspherical* e *hyperdiamond*, respectivamente, também de N dimensões [8].

Apesar de serem técnicas com resultados bastante atrativos para redução de PAPR, ainda são demasiado complexas para serem utilizadas em implementações de sistemas mais práticos. [9]

PD-S

Neste tipo de técnica, são usadas novas constelações para símbolos ou é estendida a símbolos disponíveis sem reduzir a distância mínima entre eles. Uma das características desta técnica é ter a capacidade de ser totalmente transparente para o recetor.

Alguns métodos que usam esta técnica são o *tone injection* e *active constellation extension method* (ACE), os quais, estendem a constelação QAM de tal forma que o PAPR é minimizado à saída da conversão Fourier (IFFT).

Os métodos anunciados acima conseguem ainda aumentar a amplitude média do sinal.

2.3 Conclusão

Este capítulo serviu para fazer o levantamento do estado de arte no âmbito do tema da dissertação. Foram abordadas as vantagens e desvantagens do sinal OFDM sobre rádio digitalizada. Também é feita uma breve introdução ao PAPR e às técnicas para a sua redução. No próximo capítulo são apresentados os vários tópicos de transmissão digital.

Capítulo 3

Tópicos de Transmissão Digital

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta os diversos tópicos de transmissão digital que são necessários para a compreensão do tema. Na secção 3.2 é apresentada a modulação de amplitude em quadratura (M-QAM). É abordado na secção 3.3 a construção de um sinal OFDM em tempo contínuo e discreto juntamente com outros temas como é o exemplo do *Cyclic Prefix* e a análise do valor PAPR. A secção 3.4 descreve sucintamente as técnicas PAPR que vão ser descritas e implementadas no Capítulo 5. A secção 3.5 inicia o tema dos conversores analógicos e digitais, com subsecções sobre a relação sinal-ruído (secção 3.5.1) e ruído *jitter* (secção 3.5.2). É apresentado a técnica de *subsampling* (secção 3.6) e por fim também são apresentadas as duas métricas usadas para medir a qualidade do canal (secção 3.7).

3.2 Modulação de amplitude em quadratura

Na modulação de amplitude em quadratura designada por M-QAM, o número de pontos numa constelação é definido por $M = 2^b$, onde b é o número de bits de símbolo em cada constelação e os alfabetos das constelações são dados por,

$$\alpha_{M-QAM} = \{\pm(2m-1) \pm (2m-1)j\}, \quad (3.1)$$

onde $m \in \{1, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2}\}$. Considerando uma constelação de 16-QAM com $m \in \{1,2\}$, podemos encontrar os alfabetos,

$$\alpha_{16-QAM} = \left\{ \begin{array}{l} \pm 3 \pm 3j, \pm 1 \pm 1j \\ \pm 3 \pm 1j, \pm 1 \pm 3j \end{array} \right\} \quad (3.2)$$

Uma representação possível de um diagrama de uma constelação com codificação de Gray, está apresentado na Figura 3.1. Neste caso, os símbolos adjacentes diferem de 1 bit, o que permite minimizar a taxa de erro de bit.

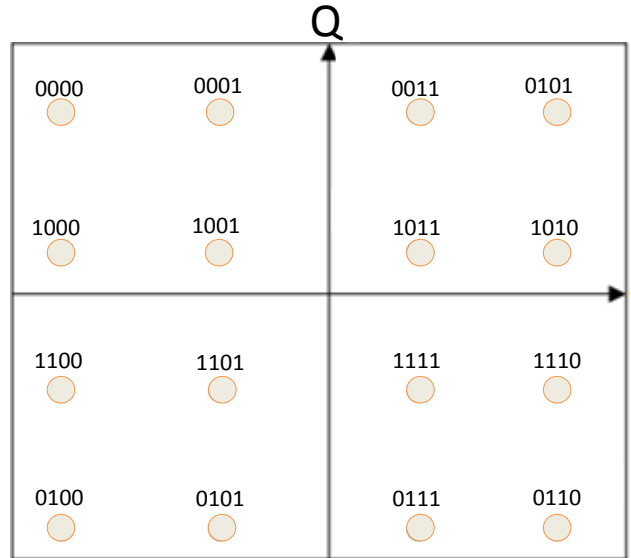


Figura 3.1 Constelação 16-QAM com codificação de Gray

O somatório da energia de cada alfabeto individual pode ser matematicamente calculado a partir da seguinte equação, [15]

$$E_{\alpha} = \sum_{m=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} |(2m-1) + (2m-1)j|^2 \quad (3.3)$$

$$= \frac{\sqrt{M}}{3} (M-1)$$

Ao derivar a equação anterior obtêm-se a energia média dos símbolos da constelação. Tendo em conta que em cada alfabeto é usado um total de $2\sqrt{M}$ vezes no canal,

$$E_{M-QAM} = \frac{2\sqrt{M}}{M} E_{\alpha},$$

$$= \frac{2\sqrt{M} \sqrt{M}}{M} \frac{1}{3} (M-1) \quad (3.4)$$

$$= \frac{2}{3} (M-1).$$

Pela equação anterior e considerando o caso dos alfabetos da equação (3.2), obtemos uma energia média de, $E_{16-QAM} = \frac{2}{3} (16-1) = 10$, em que cada ponto representa $\log_2(16) = 4$ bits, com 2 bits em fase, outros 2 em quadratura, com valores representados nos eixos $\{-3, -1, +1, +3\}$.

Um canal afetado por ruído branco Gaussiano (AWGN) terá uma função densidade de probabilidade (PDF) dada por [23],

$$p(x) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.5)$$

onde o valor médio é dado por $\mu = 0$, a variância, $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ com a potência do ruído N_0 .

Com a adição de ruído branco a probabilidade de erro de símbolo pode ser calculada através de,

$$P_{s,16-QAM} = \frac{3}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{10N_0}} \right), \quad (3.6)$$

em que erfc é a função complementar de erro dada por, $\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^\infty e^{-z^2} dz$ e E_s representa a energia de símbolo.

Como a energia de bit é $E_b = \frac{E_s}{N}$, podemos definir a probabilidade de erro de bit para 16 – QAM com codificação de Gray e ruído AWGN por,

$$\begin{aligned} P_{b,16-QAM} &= \frac{3}{2N} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{kE_b}{10N_0}} \right), \\ &= \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{5N_0}} \right). \end{aligned} \quad (3.7)$$

Na Figura 3.2 está apresentado a taxa de erros por energia de bit para diferentes modulações. Como era de esperar, a taxa de erros aumenta com a dimensão da constelação.

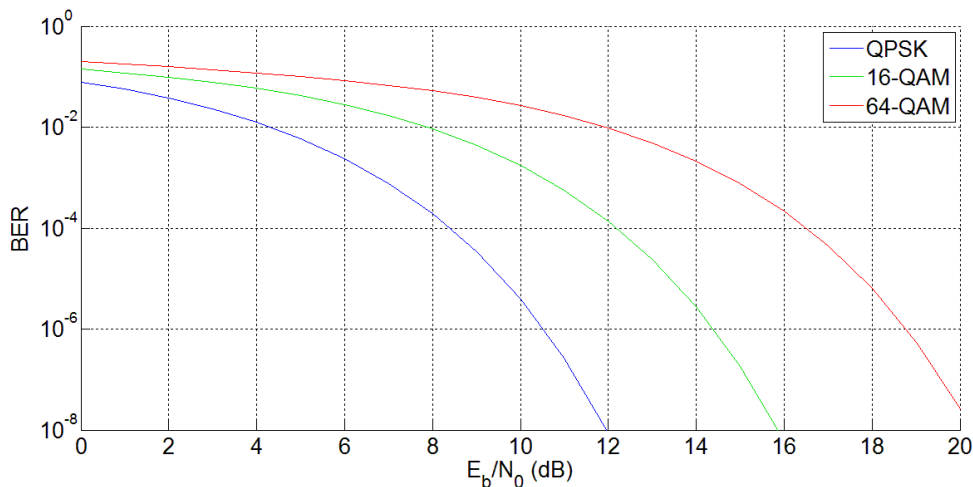


Figura 3.2 Taxa de erros por energia de bit para diferentes modulações

3.3 Estrutura OFDM

OFDM é usado para transmitir seqüências de dados a grandes velocidades (sinais de banda larga) através de um grande número de subcanais de banda estreita com taxas de transmissão inferiores. Em sistemas convencionais *frequency division multiplex* (FDM), os subcanais são completamente separados no domínio das frequências o que impede as interferências entre canais. Como em OFDM os subcanais sobrepõem-se em frequência, é necessário garantir a

ortogonalidade para prevenir interferências entre canais e ao mesmo tempo consegue-se utilizar de forma mais eficiente o espectro das frequências.

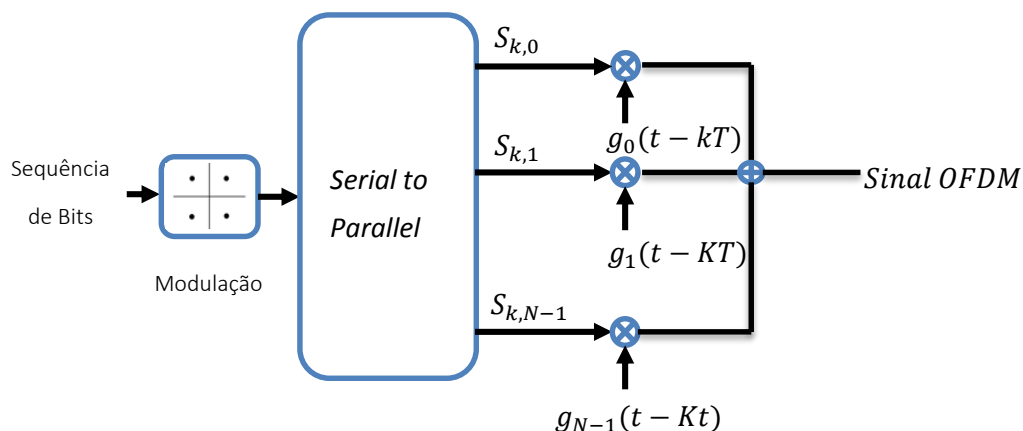


Figura 3.3 Modelo de um gerador em tempo contínuo de um sinal banda-base OFDM

3.3.1 Implementação em tempo contínuo

Um sinal OFDM é baseado em impulsos ortogonais no domínio das frequências e estes são limitados no domínio do tempo. Examinando o gerador da Figura 3.3, um vetor de dados é mapeado em símbolos complexos $x(t)$ que entram num conversor série/paralelo que divide o sinal em N tramas de dados que vão ser multiplicadas por N subportadoras complexas. Se o mesmo sinal OFDM for representado por sinais consecutivos separados em intervalos, este pode ser definido como,

$$x_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} g_n(t - kT) \quad (3.8)$$

com T e $S_{k,n}$ a serem respetivamente a duração do símbolo OFDM e o símbolo complexo transmitido pela subportadora n , índice temporal k .

Como anteriormente mencionado, a transmissão OFDM é feita por N subportadoras ortogonais que representam exponenciais complexas limitadas no domínio do tempo. Assim, cada subportadora $g_n(t)$ é dada por [18],

$$g_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{(T)}} e^{j2\pi \Delta f t}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{outros casos} \end{cases} \quad [1] \quad (3.9)$$

onde Δf é a frequência de separação entre as consecutivas subportadoras, a qual é escolhida de forma a que seja múltipla do inverso da duração de símbolo OFDM, $\Delta f = p/T$, onde p é um fator multiplicativo (assumido de valor unitário).

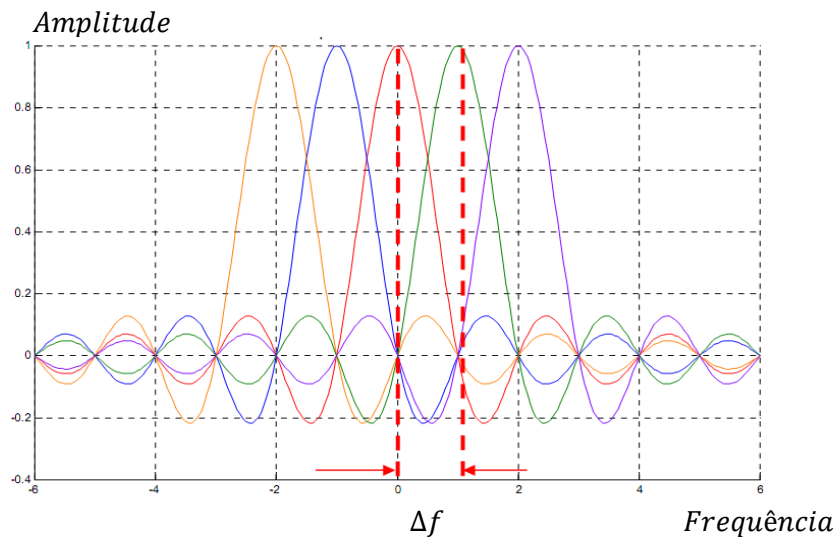


Figura 3.4 Sinal OFDM no domínio das frequências, Adaptado de [19]

A escolha do espaçamento da subportadora, Δf , pode ser mais facilmente entendida ao analisar a Figura 3.4 no domínio das frequências. O resultado de uma janela retangular de duração T proveniente da equação (3.9), origina subportadoras com aspecto de um seno cardinal no domínio das frequências com máximo centrado na frequência especificada e cada nulo espaçado de Δf . Apesar de existir sobreposição entre subportadoras, cada máximo principal sobrepõe-se a um nulo das subportadoras adjacentes, garantido a ortogonalidade

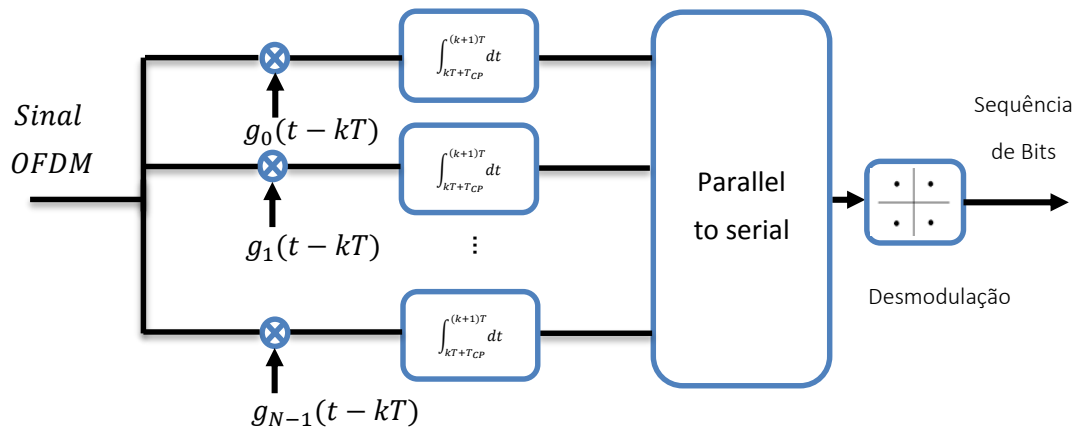


Figura 3.5 Modelo de um recetor em tempo contínuo de um sinal banda-base OFDM

Considerando um canal de transmissão ideal, os símbolos complexos em cada subportadora n com tempo k , podem ser totalmente recuperados projetando o sinal do recetor para $g_n(t)$ obtido da seguinte forma, [18]

$$\begin{aligned}
 R_{k,n} &= \langle c_n, g_n(t - kT) \rangle, \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} c_n g_n^*(t - kT) dt, \\
 &= \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-\infty}^{(k+1)T} c_n e^{-\frac{j2\pi n t}{T}} dt, \\
 &= S_{k,n}.
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

O modelo de um recetor em tempo contínuo pode ser analisado na Figura 3.5, os símbolos complexos recebidos resultam por definição do produto interno. Da equação anterior podemos observar que um recetor ótimo é constituído por N correlações dadas pela conjugação do complexo das funções $g_n(t)$, $N = 0, \dots, N - 1$.

3.3.2 Implementação em tempo discreto

Os primeiros Transmissores OFDM foram baseados em sistemas de tempo-contínuo, porém, para débitos altos e sinais com grandes números de subportadoras, os sistemas contínuos tornam-se bastante difíceis de implementar, já que se tornam extremamente complexos. De forma a tornar sistemas de subportadoras mais práticos, transmissores OFDM podem ser implementados em tempo discreto, usufruindo de tecnologias como IFFT e FFT para modulação e desmodulação respetivamente.

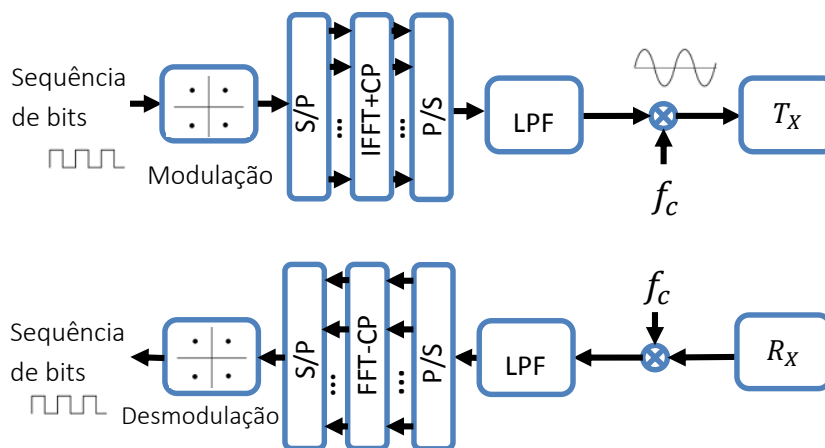


Figura 3.6 Transmissor e Recetor OFDM

A Figura 3.6 mostra o diagrama do transmissor e recetor de um sistema OFDM por transformada de Fourier. O fluxo de dados é modelado em série e desmultiplexado num conversor série-paralelo. O resultado são blocos complexos de símbolos que seguem para uma IFFT e são reconvertidos novamente para série, reconstituindo o sinal OFDM.

Como foi observado na Figura 3.4, a largura de banda do sinal OFDM não é perfeitamente limitada, porém esta é aproximadamente N/T quando é considerado um grande valor de subportadoras. Se o sinal OFDM for amostrado à frequência de Nyquist por N/T e considerarmos filtros ideais no ADC e DAC, é possível reconstruir integralmente o sinal em tempo

contínuo, $x(t)$. Ou seja, uma representação discreta da equação (3.8) pode ser obtida pela amostragem contínua do sinal,

$$\begin{aligned} x_{k,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,n} e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \text{IFFT}\{X_{k,n}\} \end{aligned} \quad (3.11)$$

para $0 \leq n \leq N - 1$ e n representa os vários pontos amostrados.

Pode concluir-se que no transmissor, os símbolos complexos são agrupados em sequências de comprimento N pelo conversor série-paralelo que vão ser usados para criar amostras no domínio do tempo por uma IFFT. Seguidamente, ocorre uma conversão paralelo-série e sucede um *up-convert* do sinal cujo resultado é processado por um DAC e transmitido para um canal. No recetor de forma análoga o sinal é processado por um ADC, ocorre um *down-convert* do sinal, o qual é seguido por uma conversão série-paralelo de forma a recuperar os símbolos complexos por transformação na FFT com comprimento N inicial,

$$X_{k,n} = \text{FFT}\{x_{k,n}\} \quad (3.12)$$

3.3.3 Cyclic Prefix

Foi considerado até agora um canal de transmissão ideal, mas, o sinal ao propagar-se num meio dispersivo pode perder a ortogonalidade das subportadoras, provocando o aumento de ICI o qual pode consequentemente ainda provocar ISI entre sucessivos símbolos.

Uma forma de proteger consecutivos símbolos OFDM destes efeitos, é introduzir um tempo de guarda (Cyclic Prefix), CP, de duração T_{CP} (que representa uma cópia da última parte do símbolo transmitido do bloco OFDM) que é adicionado à frente como um preâmbulo, Figura 3.7. A duração total do símbolo OFDM é assim aumentada devido ao acréscimo deste prefixo, sendo dada por [21],

$$T_{total} = (N * T_s) + T_{CP}, \quad (3.13)$$

onde T_s é o tempo do símbolo OFDM sem CP. Para que o CP adicionado seja eficiente é necessário que seja maior ou igual ao maior atraso provocado pelo canal, ou seja, [22]

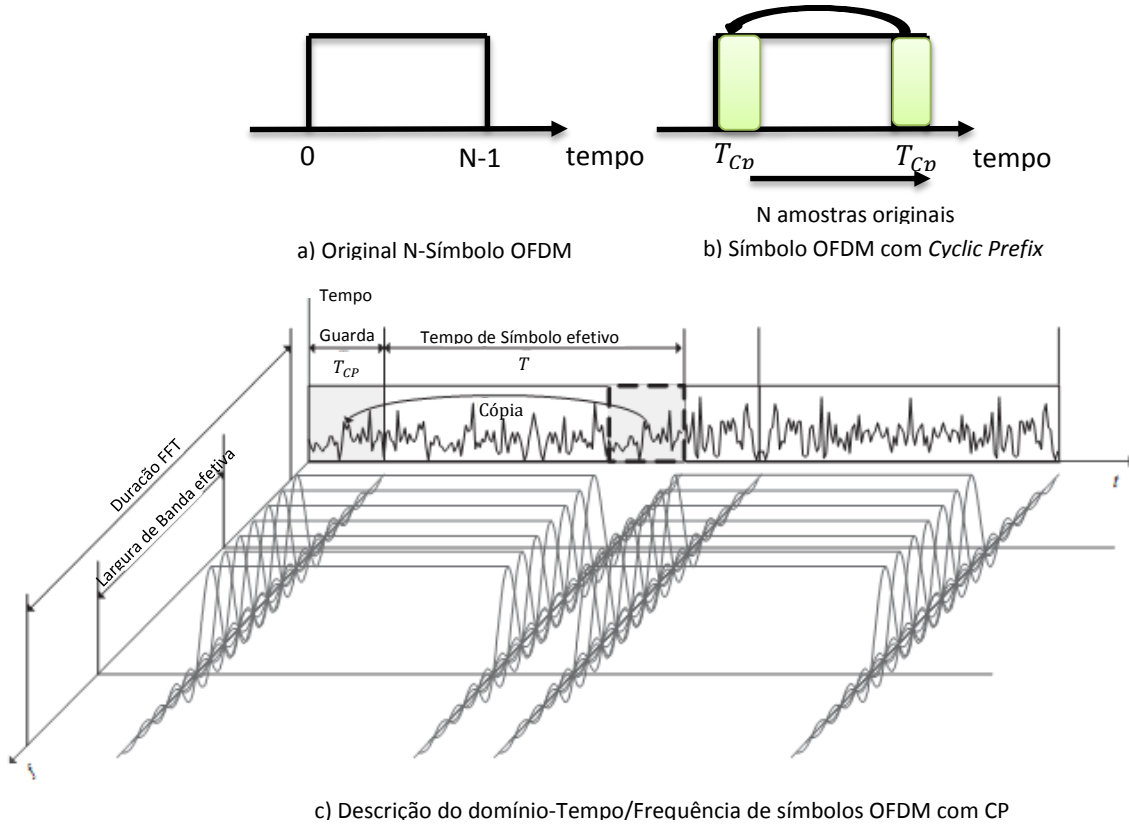
$$T_{CP} \geq \tau_{max}, \quad (3.14)$$

No recetor, o símbolo OFDM estendido torna-se periódico, isto é, efeitos de dispersão temporal do canal vão ser transformados numa convolução cíclica ortogonal. Se a equação (3.14) for respeitada, as amostras atrasadas do sinal transmitido são colocadas no tempo de guarda prevenindo a sobreposição de informação útil.

Como consequência do sinal tornar-se periódico, o sinal torna-se também multiplicativo, quer dizer, a constelação recebida passa a ser o resultado entre a multiplicação da função de transferência do canal e a função do sinal transmitido. Assim, cada subportadora é afetada por um ganho complexo (ganho amplitude e fase) que pode ser controlado por uma simples operação no recetor. Matematicamente, o equivalente sinal banda base OFDM é dado por [18],

$$x_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T - T_{CP}}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} e^{\frac{j2\pi n(t-kT-T_{CP})}{T-T_{CP}}}, \quad (3.15)$$

com $kT < t < (k+1)T$ e T é agora a duração total de símbolo OFDM, ou seja, a duração útil do símbolo OFDM, T_s , mais o intervalo de guarda T_{CP} .



c) Descrição do domínio-Tempo/Frequência de símbolos OFDM com CP

Figura 3.7 Símbolo OFDM com CP, Adaptado de [22]

A utilização do CP leva também algumas desvantagens que são importantes mencionar. A inserção de CP no símbolo OFDM provoca uma redução do débito do canal por um fator de, $R_b \left(1 - \frac{T_{CP}}{T}\right)$, sendo R_b o débito antes da inserção de CP. Ocorre também uma redução pela mesma quantidade na eficiência de potência de transmissão, tendo em conta que quanto maior for o CP, mais energia é necessária para transmitir o sinal (mantendo a mesma informação útil). A perda de SNR pela extensão OFDM é dada por [18],

$$\begin{aligned} SNR_{loss} &= -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T}\right), \\ &= -10 \log_{10} \left(\frac{T - T_{CP}}{T}\right), \end{aligned} \quad (3.16)$$

onde $\frac{T_{CP}}{T}$ é a distância relativa do prefixo cíclico. Normalmente, é considerado uma perda de SNR de 1.2dB, o que significa que o prefixo cíclico não ultrapassa um quarto do tamanho do período do símbolo.

3.3.4 Análise “Peak to Average Power” em OFDM

Como foi observado, o sinal OFDM apresenta várias vantagens para sistemas de transmissão digital de banda larga, porém, apresenta também desvantagens, dentro das quais, pode destacar-se o alto PAPR dos símbolos OFDM.

Devido à natureza da IFFT, algumas das combinações geradas pela sobreposição da soma das N sinusóides, pode criar grandes picos em amplitude, os quais, alteram significativamente a potência média do sinal. Conseqüentemente, a elevada potência impõe maiores exigências em componentes como o par ADC/DAC e o transmissor OFDM, para que estes consigam manter reduzidas as distorções do sinal.

Matematicamente o PAPR é a relação entre a amplitude máxima de uma amostra num símbolo de uma transmissão OFDM dividida pela potência média do símbolo. A expressão da potência média do sinal banda base é dada por [19],

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^T |\tilde{s}(t)|^2 dt, \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S_{k,n}|^2, \end{aligned} \quad (3.17)$$

assumindo $S_{k,n}$ como um símbolo de dados complexo QAM estatisticamente independente e identicamente distribuído, ou seja, uma variável aleatória de média nula com variância de $\sigma^2 \triangleq E[|S_{k,n}|^2]$. A potência média é dada por,

$$\begin{aligned} P_{av} &= E[P], \\ &= E[|x(t)|^2]. \end{aligned} \quad (3.18)$$

O PAPR matematicamente pode ser descrito por,

$$\zeta = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{P_{av}}, \quad (3.19)$$

onde $\max_{0 \leq t \leq T} |x_k(t)|^2$ é a potência máxima encontrada durante $0 \leq t \leq T$. Outra definição de PAPR que se encontra documentada denomina-se de *crest factor*,

$$\zeta_{CF} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{\sqrt{P_{av}}}, \quad (3.20)$$

esta equação resulta de uma variação de 3 dB face à equação anterior. A equação usada por definição durante a dissertação será a (3.19).

Assumindo a frequência de portadora maior que a banda do sinal, $f_c \gg \Delta f$, implica que o valor máximo do sinal de banda de passagem seja aproximadamente igual ao da banda de base [19],

$$\max |\tilde{s}_k(t)| \approx \max |s(t)| \quad (3.21)$$

Com uma modulação QAM, $|i_n|^2 = |q_n|^2$, podemos escrever,

$$\begin{aligned} E\{|s_n(t)|^2\} &= 2E\{|i_n|^2\}, \\ &= 2E\{|q_n|^2\}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Com as equações anteriores, a potência média de um sinal banda base pode ser derivada da seguinte forma,

$$\begin{aligned} E\{|\tilde{s}_k(t)|^2\} &= E\{|i_n \cos(2\pi f_c t) - jq_n \sin(2\pi f_c t)|^2\}, \\ &= \frac{1}{2}E\{|i_n|^2\} + \frac{1}{2}E\{|q_n|^2\}, \\ &= \frac{1}{2}E\{|\tilde{s}(t)|^2\}, \\ &= \frac{P_{av}}{2}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

Substituindo a equação (3.23) em (3.20) obtêm-se o PAPR da banda passante:

$$\begin{aligned} \zeta_{PB} &= \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |\tilde{s}_k(t)|^2}{E\{|\tilde{s}_k(t)|^2\}}, \\ &= \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |\tilde{s}_k(t)|^2}{\frac{P_{av}}{2}}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.3.5 Distribuição Estatística de amostras OFDM

Até este momento, foi admitido o pior cenário para PAPR, mas, apenas algumas combinações das sequências OFDM é que produzem grandes picos em amplitude, logo, é pertinente estudar o PAPR de uma forma estatística.

Anteriormente, foi admitido uma amostragem de *Nyquist* para símbolos banda base com N subportadoras. Segundo o teorema de limite central, a média da soma dos complexos de um símbolo OFDM é zero com comportamento Gaussiano de variância $\sigma^2 = \frac{1}{2}$ e a amplitude, a_n . O símbolo OFDM tem então uma distribuição de *Rayleigh* com função de densidade (PDF) dada por [19],

$$P_{\zeta_n}(\zeta) = \frac{\zeta}{\sigma^2} e^{-\frac{\zeta^2}{2\sigma^2}} \quad (3.25)$$

Substituindo $\sigma^2 = \frac{1}{2}$,

$$P_{\zeta_n}(\zeta) = 2\zeta * e^{-\zeta^2} \quad (3.26)$$

A Figura 3.8 representa a simulação de um sinal banda base OFDM com 64 subportadoras, que como esperado segue uma distribuição *Rayleigh*. Abaixo de 3dB a probabilidade de encontrar uma amostra torna-se relativamente baixa.

Para analisar estatisticamente o comportamento das amostras dos símbolos OFDM, podemos recorrer à função *Cumulative Distribution Function* (CDF), que apresenta a probabilidade da magnitude de uma certa amostra ser inferior a um *threshold* ζ_0 ,

$$\Pr\{\zeta \leq \zeta_0\} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\zeta_n}(\zeta) d\zeta = \int_0^{\zeta} 2\zeta e^{-\zeta} d\zeta = 1 - e^{-\zeta_0^2}. \tag{3.27}$$

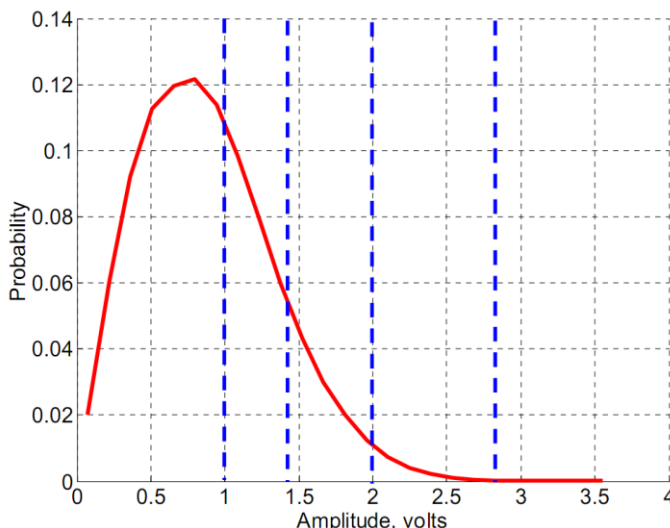


Figura 3.8 Envelope OFDM normalizado por potência média para N=64, [19]

Mantendo a pressuposição que as amostras são estatisticamente independentes, a função CCDF pode ser usada para o caso de uma amostra exceder a magnitude ζ_0 . [19]

$$\begin{aligned} \Pr\{\max_{0 \leq n < N} \zeta > \zeta_0\} &= CCDF, \\ &= 1 - \Pr\{\max_{0 \leq n < N} \zeta \leq \zeta_0\}, \\ &= 1 - (\Pr\{\zeta \leq \zeta_0\})^N, \\ &= 1 - (1 - e^{-\zeta_0^2})^N. \end{aligned} \tag{3.28}$$

Desta forma, podemos observar com mais facilidade a probabilidade de uma dada amostra ultrapassar certos valores, facilitando a avaliação da qualidade da modulação do canal.

De forma a investigar o comportamento PAPR, foi simulado o comportamento de um sinal OFDM descrito pelos parâmetros da Tabela 2 em função do número de subportadoras N . O modelo de simulação passa por uma modulação 16 – QAM que é depois processado por uma $N - IFFT$. O gráfico CCDF pelo PAPR pode ser observado na Figura 3.9.

Tabela 2 - Características do sinal OFDM para Validação

Parâmetro	Valor
Modulação	16 – QAM
Taxa de símbolos, R_b	10 MS/s
Frequência da portadora, f_s	0.1 GHz
Largura de Banda, BW	20 MHz
Largura de Banda total, $BW_t = BW + \textit{banda de guarda}$	50 MHz

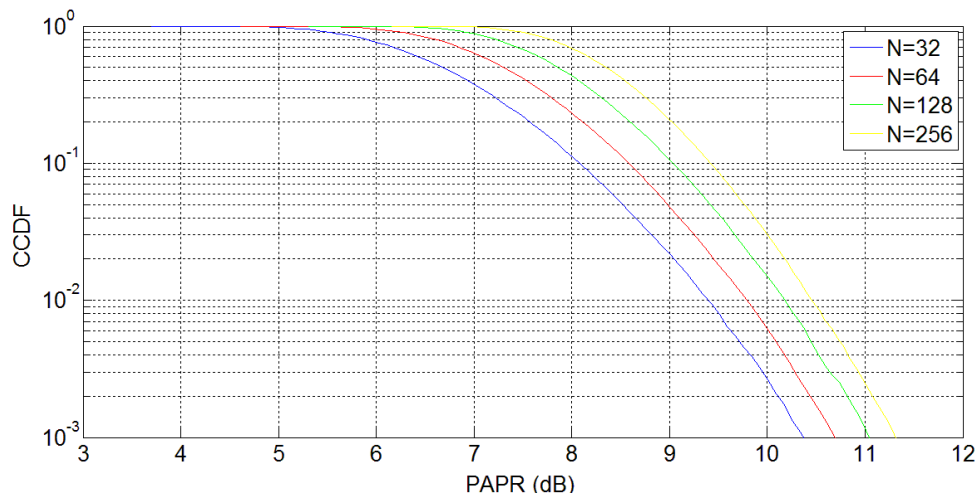


Figura 3.9 CCDF do um sinal OFDM variando o número de subportadoras

Observa-se que quanto mais subportadoras forem usadas maior é a probabilidade de se obter um PAPR de maior amplitude.

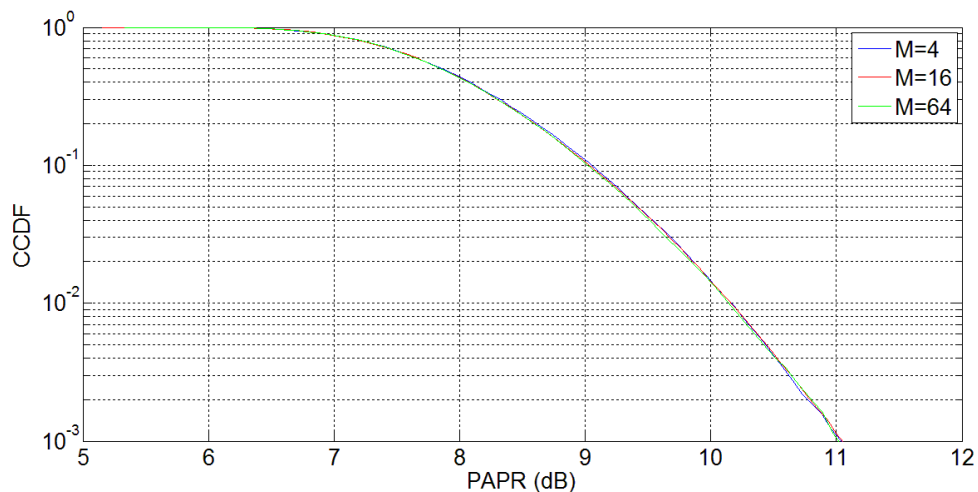


Figura 3.10 CCDF do um sinal OFDM variando a modulação

O efeito de diferentes modulações foi simulado na Figura 3.10 onde se verifica que a alteração das constelações leva a uma mínima alteração no PAPR, efeito que é esperado tendo em conta que as M constelações são normalizadas de forma a ter a mesma potência média [19]. O mesmo princípio pode ser aplicado em subportadoras não ativas que também não influenciam o PAPR, porém, os nulos das subportadoras têm o efeito indesejado de aumentar a resolução dos símbolos OFDM devido ao efeito de *oversampling* [19].

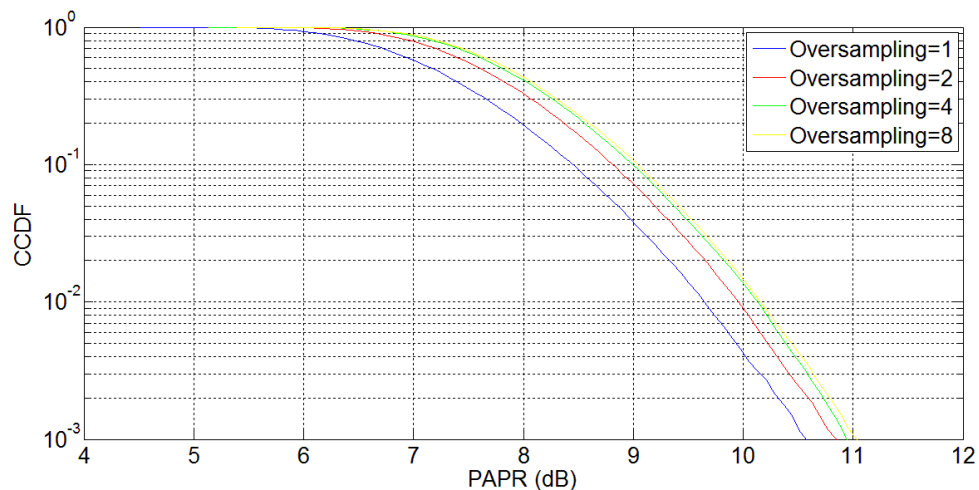


Figura 3.11 CCDF do um sinal OFDM variando o *oversampling*

Ao fazer um *oversampling* dos dados na IFFT, a resolução dos símbolos OFDM aumenta, conseguindo uma melhor aproximação ao sinal passa banda depois da filtragem.

Na Figura 3.11, pode ser visto o efeito que o *oversampling* aumenta a probabilidade de se encontrar um PAPR elevado. Verifica-se também que um fator de *oversampling* de 8 é suficiente para que o sinal contínuo apresente aumentos de 0.8 dB PAPR [19].

3.4 Técnicas de Redução PAPR

O alto PAPR leva a vários problemas ao nível da qualidade da transmissão e a uma grande complexidade nos componentes necessários para a implementação do sistema, ou seja, implica a utilização de componentes mais lineares e no caso do uso de amplificadores leva ao uso de pontos de compressão mais elevados. Por estas razões, é imperativo criar soluções para a redução dos esporádicos altos valores na transmissão. Existem várias técnicas para redução do PAPR em sinais OFDM, das quais, vão ser abordadas as seguintes:

1. Técnicas de Clipping: *Classic Clipping* (CC), *Crest Factor Reduction* (CFR), *Deep Clipping* (DC), *Soft Clipping* (SC);
2. Técnicas baseadas em esquemas probabilísticos: *Partial Transmit Sequence* (PTS), *Selective Mapping* (SLM), *Tone Reservation* (TR);
3. Técnicas de pré-distorção específicas do sinal: *Iterative Active Constellation Extension* (ACE-R), *Active Constellation Extension Guard* (ACE-G);

Cada técnica tem as suas vantagens e desvantagens em termos de redução de PAPR, distorção de informação e complexidade.

As várias técnicas podem ser divididas em duas categorias principais, técnicas de embaralhamento (*scrambling*) da informação e técnicas que causam distorções no sinal OFDM. Técnicas *scrambling* codificam o sinal de forma que o recetor consiga recuperar a informação apesar de alguns erros, porém, costumam ser mais complexas que o segundo tipo, que deliberadamente atenuam o sinal agravando o BER.

No Capítulo 5 vão ser abordadas em pormenor as vantagens e desvantagens das implementações de cada técnica de redução de PAPR.

3.5 Conversores Analógicos e Digitais

Quantização ocorre no DAC (mais precisamente no quantizador), na passagem do sinal digital contínuo para conjunto de valores analógicos discretos limitados.

Um sinal ao passar por um quantizador ideal, isto é, um sinal amostrado por um número elevado de bits de quantização, vai conseguir produzir vários “degraus” para ser amostrado, o que minimiza a diferença entre o sinal contínuo e discreto. Na Figura 3.12 pode ser visto um sinal ao passar por um quantizador com apenas 2 bits.

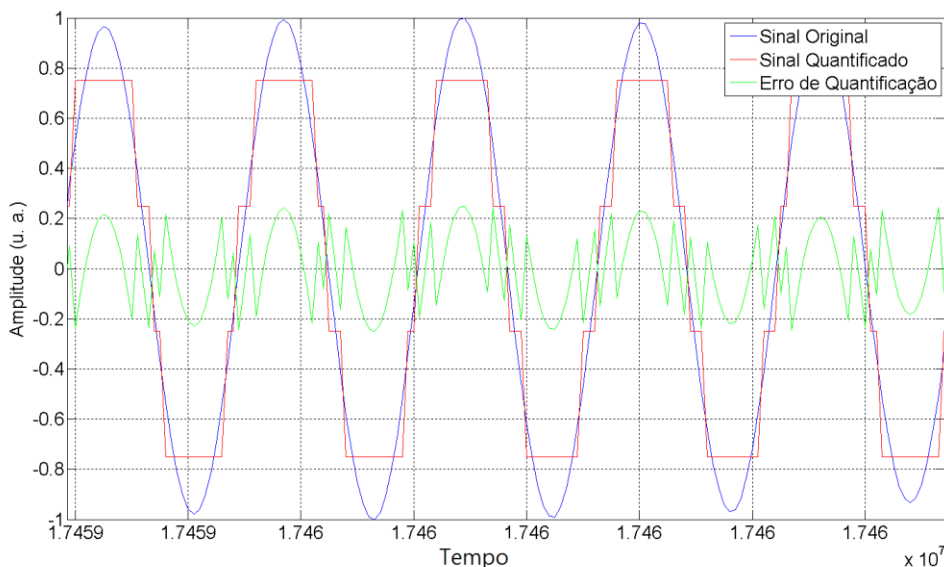


Figura 3.12 Processo de quantização para $N_b=2$

A diferença que se verifica entre o sinal codificado e o original denomina-se de erro de quantização, que é tanto maior quanto menor os bits de quantização usados.

Existem dois tipos de quantização possíveis, uniforme e não uniforme. Para uma quantização não uniforme, cada degrau é adaptado para otimizar a forma do sinal em cada instante, ou seja, se a amplitude em dado momento aumenta, o quantizador aumenta proporcionalmente o degrau. Este tipo de quantizador é preferencialmente usado quando o nível do sinal está dentro de certos limites.

No segundo tipo de quantização, quantização uniforme, cada degrau é uniformemente espaçado. Esta quantização pode ser, *midtread* ou *midrise* (Figura 3.13), que se distinguem pela forma característica do degrau de entrada e saída dos quantizadores. O *midrise* tem origem a meio da elevação, enquanto o *midtread* é denominado por ter origem a meio de um piso. [23]

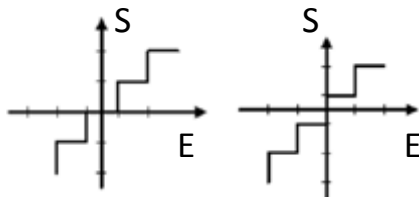


Figura 3.13 Quantizador *midtread* e quantizador *midrise* [26]

É importante referenciar que na implementação MATLAB do sistema OFDM, o sinal RF é normalizado antes do envio para o quantizador do DAC. Verificou-se que sem esta normalização a qualidade do sistema piorava, devido à função do MATLAB “*quantis*” que era utilizada no processo de digitalização.

Na secção 4.4 vão ser analisados os dois tipos de quantização. Também será justificado o tipo de quantização escolhida para os testes ao longo da dissertação.

3.5.1 Relação Sinal-Ruído de Quantização

Na relação sinal-ruído de quantização, foi considerado um sinal com valor médio nulo e potência média, P_{med} , de valores analógicos contínuos a variar entre $[-r_{max}, r_{max}]$. Para o ADC é considerado um quantizador do tipo *midrise* de L níveis de quantização espaçados por um degrau Δ . Deste modo, o valor pico-a-pico do sinal é dado por [26],

$$2r_{max} = \Delta L, \quad (3.29)$$

onde $L = 2^{N_b}$, sendo N_b o número e bits do quantizador. Cada degrau vale,

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{2r_{max}}{L}, \\ &= \frac{2r_{max}}{2^{N_b}}. \end{aligned} \quad (3.30)$$

O erro de quantização vai depender do comprimento de Δ , o que leva a que os valores do erro de quantização, e_q , variem entre,

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e_q \leq \frac{\Delta}{2}, \quad (3.31)$$

ou seja, se o degrau for muito grande a probabilidade de ocorrer uma variação entre o sinal digitalizado e o analógico aumenta [23].

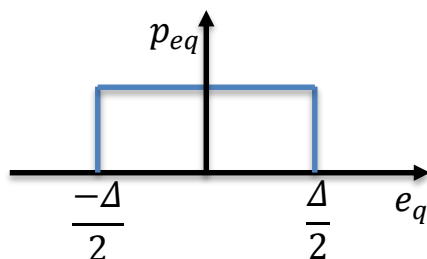


Figura 3.14 Função densidade de probabilidade erro de quantização

Considerando um quantizador ideal, isto é, um degrau muito pequeno, assume-se que o ruído de quantização comporta-se à semelhança do ruído térmico, a uma variável uniformemente distribuída de valores distribuídos no intervalo indicado na Figura 3.14 e valores nulos fora dele. Desta forma, admite-se que a variância é igual à potência média do erro de quantização,

$$\begin{aligned}\sigma_q^2 &= \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} e_q^2 de_q, \\ &= \frac{\Delta^2}{12},\end{aligned}\tag{3.32}$$

em que $1/\Delta$ é o valor da probabilidade de erro do quantizador, $p(e_q)$. Substituindo Δ pela equação (3.30) obtêm-se,

$$\begin{aligned}\sigma_q^2 &= \frac{\left(\frac{2r_{max}}{2^{N_b}}\right)^2}{12}, \\ &= \frac{r_{max}^2}{2^{2N_b}} \frac{1}{3}, \\ &= \frac{r_{max}^2}{L^2} \frac{1}{3},\end{aligned}\tag{3.33}$$

O SNR quantificado de um sinal sinusoidal vale então,

$$\begin{aligned}SNR_q &= \frac{P}{\sigma^2}, \\ &= 3 \frac{P}{r_{max}^2} L^2, \\ &= 3 \frac{P}{r_{max}^2} 2^{2N_b}.\end{aligned}\tag{3.34}$$

Se consideramos um sinal de entrada sinusoidal com amplitude $A = r_{max}$, que normalmente para o ADC tem o valor unitário, temos,

$$\begin{aligned}SNR_q &= 3 \frac{\left(\frac{A}{2}\right)^2}{r_{max}^2} 2^{2N_b}, \\ &= \frac{3}{2} 2^{2N_b}\end{aligned}\tag{3.35}$$

A equação anterior modificada para dBs fica, [23]

$$\begin{aligned}SNR_q(dB) &= 10 \log_{10}\left(\frac{3}{2}\right) + 10N \log_{10}(4). \\ &= 6.02N_b + 1.76\end{aligned}\tag{3.36}$$

Considerando o ruído PAPR a passar pelo sinal juntamente com os erros de quantização (considerando-os uniformemente distribuídos e independentes), à equação anterior adiciona-se,

$$SNR_q(dB) = 6.02N_b + 1.76 - 10 \log_{10}(PAR).\tag{3.37}$$

Da equação genérica (3.36) verifica-se que cada acréscimo de 1 bit no conversor AD vai resultar num aumento de 6dB na relação de SNR_q . Em OFDM, o valor do PAPR deve ser calculado especificamente para cada sequência de símbolos, sendo 7 dBs um valor médio encontrado por sucessivas simulações.

Juntamento com o SNR_j , podemos definir a qualidade-ruído total do ADC da seguinte forma [27],

$$SNR_T = \left((SNR_q)^{-1} + (SNR_j)^{-1} \right)^{-1}, \quad (3.38)$$

convertendo para dBs temos,

$$SNR_T(dB) = -10 \log_{10} \left(10^{-\frac{SNR_q(dB)}{10}} + 10^{-\frac{SNR_j(dB)}{10}} \right). \quad (3.39)$$

3.5.2 Ruído *Jitter*

O ruído de *jitter* descreve de uma forma básica os erros temporais durante a quantização do DAC que surgem devido a perturbações de relógio. O instante da transição do sinal de relógio determina o tempo de amostragem do sinal do DAC.

Perturbações de amplitude não interferem no sistema já que a quantização é binária, mas pequenas variações de tempo no relógio afetam diretamente o sinal e geram um erro. Esta variação não é corrigível depois do DAC já que está presente antes da digitalização da sequência e assim, afeta o desempenho geral da quantização. Para altas frequências e elevado *slew-rate*, o ruído de *jitter* deve ser tratado de forma a minimizar o seu impacto.

Matematicamente, pode ser definido como um desvio padrão em relação ao instante de amostragem ideal, onde uma variação em tempo provoca um erro em amplitude, Figura 3.15.

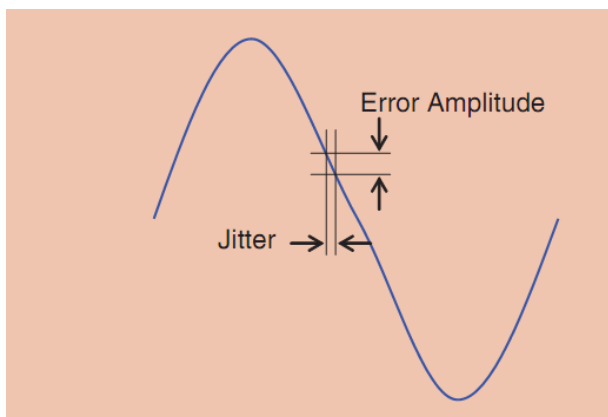


Figura 3.15 Erro devido ao *jitter* [27]

Assim, considerando um sinal $x(t)$, o seu declive $x'(t)$ é formado pela razão entre o erro de tensão, dv , e o tempo de jitter dt . Obtém-se deste modo o erro de jitter [27],

$$e_j(t) = x'(t)dt, \quad (3.40)$$

Pelo valor médio quadrático do erro obtêm-se a potência de erro,

$$\begin{aligned} E[e_j(t)^2] &= E[x'(t)^2 dt^2], \\ &= E[x'(t)^2] E[dt^2]. \end{aligned} \quad (3.41)$$

onde a variância do tempo de *jitter*, $E[dt^2]$, é dada por, Δt_{rms}^2 .

Com a potência de erro do ruído *jitter* pode-se facilmente deduzir o SNR do ADC afetado por ruído,

$$\begin{aligned} SNR_j &= \frac{P_{sinal}}{P_{ruído\ jitter}}, \\ &= \frac{E[x(t)^2]}{E[e_j(t)^2]}, \\ &= \frac{E[x(t)^2]}{E[x'(t)^2]\Delta t_{rms}^2}, \end{aligned} \quad (3.42)$$

A equação de potência de erro para um sinal sinusoidal com $x(t)$ igual a $Asin(2\pi ft)$ e declive $x'(t)$ de $2\pi fAcos(2\pi ft)$, onde A é a amplitude do sinal e f a frequência do sinal, é dada por [28],

$$\begin{aligned} E[x(t)^2] &= \frac{A^2}{2}, \\ E[e_j(t)^2] &= \frac{\Delta t_{rms}^2(2\pi fA)^2}{2}, \end{aligned} \quad (3.43)$$

Substituindo as equações anteriores (3.43) obtêm-se para a equação de SNR do *jitter* (3.42),

$$\begin{aligned} SNR_j &= \frac{E[x(t)^2]}{E[e_j(t)^2]}, \\ &= \frac{\frac{A^2}{2}}{\frac{\Delta t_{rms}^2(2\pi fA)^2}{2}}, \\ &= \frac{1}{\Delta t_{rms}^2(2\pi fA)^2}. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Através da equação anterior, a potência de ruído do *jitter* para um sinal sinusoidal pode ser escrita por,

$$N_\tau = 4\pi^2 f^2 \Delta t_{rms}^2 P_S. \quad (3.45)$$

No recetor o DAC complementar também introduz um ruído de *jitter* na sequência, porém, o comportamento em frequência do seno cardinal vai atenuar as altas frequências juntamente com o efeito deste ruído.

É de evidenciar que o sistema em funcionamento com a técnica *sub-sampling*, o sinal de entrada vai estar centrado junto a um harmónico dado pelo relógio do ADC e depois da amostragem é deslocado para banda base por *aliasing*, o que leva a que as variações de relógio sejam ainda mais realçadas [27].

3.6 Amostragem Passa Banda

O teorema de amostragem passa banda indica que um ADC convencional pode digitalizar um sinal com uma banda de informação compacta, pela total transformação em frequência da

primeira banda de *Nyquist* [42]. O processo denomina-se de *subsampling* e explora a transformação de um espectro compacto situado sobre uma banda de *Nyquist* por convolução de impulsos “infinitos” separados da frequência de amostragem em cada banda de *Nyquist* [42].

Com vista a digitalizar os sinais OFDM é utilizado uma amostragem passa banda, a qual é considerada independente do tipo de modulação da portadora RF.

Foi escolhida uma frequência de amostragem, f_s , e definidas as frequências máximas, f_{max} e mínima f_{min} do sinal passa banda. Foi considerado que a amostragem passa banda deveria ser capaz de operar à frequência mais alta do sinal modelado com um débito maior ou igual ao dobro da largura de banda (BW). Para garantir a reconstrução exata do sinal é necessário garantir que o sinal não se sobreponha (*aliasing*) e respeite as seguintes equações [2],

$$\frac{2f_{max}}{n_z} \leq f_s \leq \frac{2f_{min}}{n_z - 1} \tag{3.46}$$

$$1 \leq n_z \leq \left\lfloor \frac{f_{max}}{f_{max} - f_{min}} \right\rfloor,$$

onde n_z varia entre 1 e o maior número inteiro abaixo de $\left\lfloor \frac{f_{max}}{f_{max} - f_{min}} \right\rfloor$ e onde $(f_{max} - f_{min})$ é a BW do sinal passa banda.

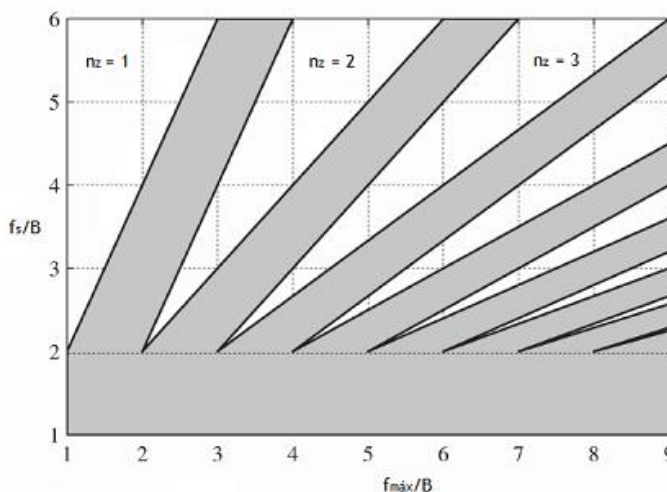


Figura 3.16 Frequências de amostragem do ADC permitidas (branco) e proibidas (cinza), em função da frequência máxima e da banda do sinal B. Adaptado de [23]

A Figura 3.16 mostra as interações resultante da equação (3.46). Podemos ver que existem zonas (cinza) com uma frequência de amostragem que provoca *aliasing* e outras zonas de decisão (brancas) onde é permitido amostrar à frequência que lhes diz respeito com a segurança de amostrar um sinal sem *aliasing*.

Como pode ser visualizado na imagem Figura 3.17, depois da amostragem passa banda vão ser encontrados diversas zonas de *Nyquist*, n_z , que representam réplicas do sinal passa banda espaçadas por múltiplos inteiros da frequência de amostragem. Se escolhermos uma qualquer zona de *Nyquist* adquire-se o sinal a uma frequência inferior (*downconverted*) ou o sinal passa banda original se escolhermos as últimas zonas de *Nyquist* (cinza).

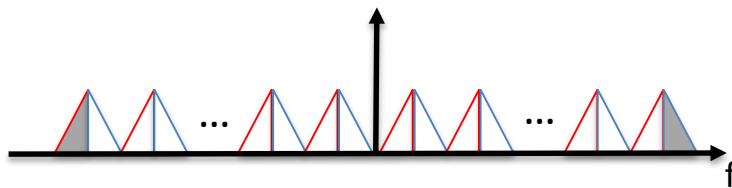


Figura 3.17 Espectro do sinal passa banda antes (cinza) e após *subsampling* com as réplicas de *Nyquist*

Esta amostragem é afetada no domínio das frequências pela resposta do conversor DAC nas zonas de *Nyquist* em frequências superiores, assim, as zonas de afetadas sofrem de um fator tipo seno cardinal que pode ser controlado e reconstruído à frequência original, se for escolhido uma resposta adequada.

A função de transferência do DAC é dada por [25],

$$H(f) = \text{sinc}\left(\frac{f_s}{f_{s_{ADC}}}\right),$$

$$= \frac{\text{sen}\left(\pi \frac{f_s}{f_{s_{ADC}}}\right)}{\frac{\pi f_s}{f_{s_{ADC}}}}. \quad (3.47)$$

Para um DAC ideal, no domínio dos tempos os instantes de amostragem são impulsos e o espectro correspondente no domínio das frequências é dado por degraus (Figura 3.18-(a)). Porém, um DAC real à saída mantém o valor da amplitude constante durante um período de amostragem $\frac{1}{f_s}$, o que cria diversos pedestais (Figura 3.18-(b)). No domínio das frequências, a transformada dos pedestais resulta num seno cardinal, o qual, vai atenuar em amplitude o espectro do sinal a altas frequências (Figura 3.18-(d)). Esta atenuação vai ser usada com o intuito de funcionar como um filtro passa baixo, atenuando a banda do sinal de interesse.

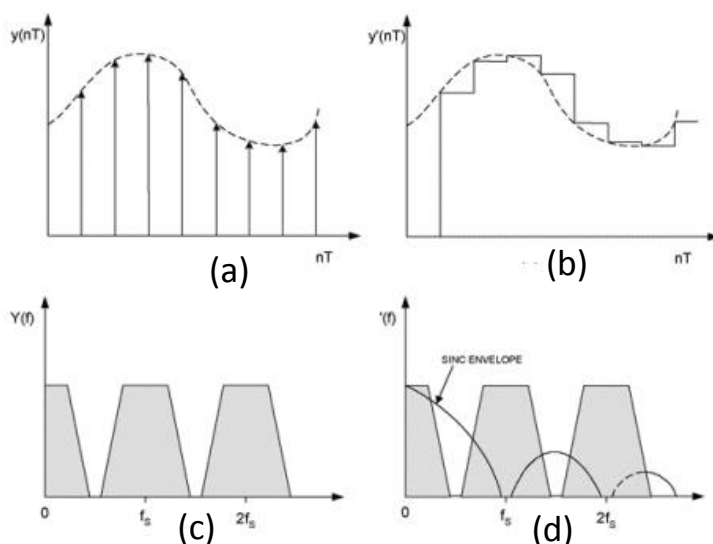


Figura 3.18 Efeito *zero-order hold* do DAC e do seno cardinal (cinza), Adaptado de [25]

3.7 Métricas de Avaliação de Desempenho

De forma a avaliar o desempenho do sistema é considerado duas medidas de qualidade, MER e EVM.

MER é uma medida direta entre qualidade de modulação e a taxa de erro de bit de sinais digitais modulados e expresso habitualmente em *dBs*.

Ao longo do tempo, um sinal modulado e perfeitamente recebido teria todos os símbolos mapeados corretamente, contudo, a existência de ruído nas comunicações leva a que a maioria dos pontos esteja disperso das suas localizações originais, originando um aspeto “nuvem” à volta das coordenadas corretas como se pode observar pela Figura 3.19.

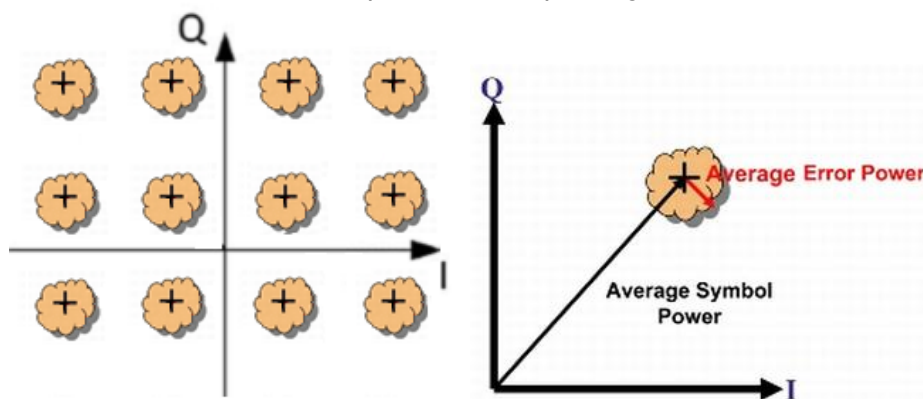


Figura 3.19 Potência média de erro do símbolo OFDM, adaptado [29]

A razão entre a potência média de símbolo e a potência média de erro é dada por [29],

$$MER(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{Potência média do símbolo}}{\text{Potência média do erro}} \right) \quad (3.48)$$

Outra forma semelhante de analisar a qualidade de modulação é pelo fator EVM. Este, ao contrário do MER, que, quanto maior o valor, melhor a qualidade da modulação. O EVM define uma melhor modulação pelo menor valor em percentagem. Matematicamente é calculado por,

$$EVM(\%) = \left(\frac{\text{Magnitude do erro da constelação}}{\text{Magnitude máxima do símbolo da constelação}} \right) * 100\% \quad (3.49)$$

A relação entre os dois fatores de qualidade EVM e MER é dada por,

$$EVM(\%) = 100 * 10^{-\frac{MER(dB)+PAR(dB)}{20}}, \quad (3.50)$$

onde o PAR é o mesmo da equação (3.37). Relacionando o EVM com o SNR obtém-se,

$$\begin{aligned} SNR(dB) &= -20 \log_{10} \left(\frac{EVM_{rms}}{100} \right) - 10 \log_{10}(PAR), \\ &= MER(dB) - 10 \log_{10}(PAR), \end{aligned} \quad (3.51)$$

3.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os tópicos principais de transmissão digital que vão ser essenciais para implementação do sistema DRoF.

Verificou-se que a forma pela qual o sinal OFDM é gerado leva ao eventual aparecimento de picos em amplitude com valor muito superior ao nível médio do sinal. Estes valores representam um problema sério para sistemas com múltiplas portadoras. É então interessante procurar soluções para este problema.

A discussão apresentada neste capítulo sobre a geração e deteção de um sinal OFDM, vai ser essencial para a implementação MATLAB que é apresentada no capítulo seguinte.

Capítulo 4

Implementação e Validação de um sistema OFDM - DRoF em Matlab

4.1 Introdução

Neste capítulo vai ser implementado e descrito em pormenor o sistema RoF digital em MATLAB. Inicialmente são referidos de forma sucinta, os vários blocos constituintes do sistema DRoF, secção 4.2 e de seguida são apresentados os modelos do Gerador OFDM (secção 4.3.1), Recetor OFDM (secção 4.3.2) e par de conversores ADC/DAC (secção 4.4). Em todos os blocos é feita uma validação dos resultados obtidos através dos modelos teóricos.

4.2 Sistema DRoF

O sistema desenvolvido para simular uma transmissão e receção OFDM em MATLAB, tem as suas principais funções descritas no diagrama de blocos da Figura 4.1. Cada um dos blocos vai ser desenvolvido em vários sub-blocos, sendo descrita a sua implementação em MATLAB e feita a sua validação.

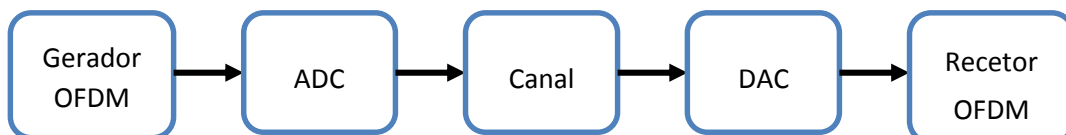


Figura 4.1 Diagrama do sistema em MATLAB

Inicialmente, foram desenvolvidos e implementados em MATLAB os diagramas do Gerador OFDM e Recetor OFDM, primeiro e últimos blocos respetivamente secções (4.3.1e 4.3.2). De seguida, foram implementados o ADC (secção 4.4.1) e DAC (secção 4.4.2), englobando quantização, modelo de ruído *jitter* e *subsampling*.

4.3 Sinal OFDM

4.3.1 Gerador OFDM

Os vários sub-blocos do gerador OFDM podem ser vistos através do diagrama de blocos da Figura 4.2. O processo começa pela geração de uma sequência de bits aleatórios (PRBS) através da função *randint*.

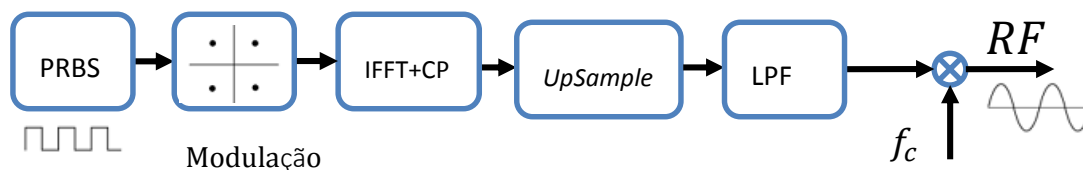


Figura 4.2 Diagrama do gerador OFDM em MATLAB

É realizada uma modulação de amplitude em quadratura M -ária ($M - QAM$) onde M é o tamanho da constelação. No decorrer da dissertação vai ser tomado como tamanho de constelação $M = 16$ até referenciado o contrário. Para implementar a modulação em MATLAB, foi usado o construtor *modem.qammod* (que intrinsecamente usa codificação de Gray), seguido da função *modulate*.

O próximo passo foi criar o sinal OFDM recorrendo à sua equação matemática em tempo discreto usada no capítulo 3.3.2, equação (3.11) e usando a função IFFT do MATLAB. Para garantir o melhor funcionamento da IFFT, o sinal prévio foi sobreamostrado (*zero padding*) a 8 vezes o valor das subportadoras. Juntamente no processo da IFFT é inserido o intervalo de guarda, CP, o qual foi referido na secção 3.3.3.

Para facilitar a quantização do sinal pelo ADC, recorre-se a uma sobreamostragem de valor igual a $\frac{f_s}{R_b} / \frac{fft_size}{N}$, onde *fft_size* é o tamanho da IFFT com *zero padding*.

Por fim, o sinal OFDM passa por um filtro passa baixo resultando no sinal passa banda que é posteriormente multiplicado por uma portadora (*upconvert*), onde a parte real do sinal é modulado à frequência f_c e a parte imaginária modula uma portadora desfasada de 90° , o que resulta em duas cópias do espetro do sinal a f_c e $-f_c$.

4.3.2 Recetor do Sinal OFDM

O recetor foi implementado inicialmente para receber o sinal diretamente do gerador de forma a garantir o correto processo de geração do sinal e sua receção. Posteriormente foi adaptado para receber o sinal do DAC.



Figura 4.3 Diagrama do Recetor OFDM em MATLAB

Na Figura 4.3 o sinal recebido passa por um filtro passa banda com o intuito de eliminar o ruído fora da banda desejada e seguidamente é feito o *downconvert* à frequência f_c , obtendo-se o sinal banda base.

De seguida são eliminadas as réplicas do sinal indesejadas por um filtro passa baixo. É de referenciar que o uso do BPF podia ser excluído se os parâmetros de rejeição do LPF fossem mais apertados, porém, verificou-se que com o uso do BPF, para além de aliviar as características do LPF, obteve-se um melhor resultado final por simulação MATLAB.

De forma análoga, ocorre o complementar do *upsample* na parte do recetor por um *downsample* seguido de uma FFT e remoção do CP. O sinal é então desmodulado pela mesma estrutura e função que se utilizou na modulação e obtendo-se, desta forma, os bits criados pelo gerador.

4.3.3 Validação do Gerador e Recetor OFDM

Para verificar o correto funcionamento dos blocos do gerador e recetor foram feitos dois testes. O primeiro foi considerado um canal ideal e um segundo canal com ruído branco AWGN. Para os dois testes foram usados os parâmetros descritos pela Tabela 2.

Tabela 2 - Características do sinal OFDM para Validação

Parâmetro	Valor
Modulação	16 – QAM
Subportadoras	64
Taxa de símbolos, R_b	10 MS/s
Frequência da portadora, f_s	0.1 GHz
Largura de Banda, BW	20 MHz
Largura de Banda total, BW_t	50 MHz

Em ambos os testes foi utilizado um LPF implementado no domínio dos tempos em MATLAB pela função *hanning*, à frequência f_s e para uma frequência de corte de $f_{stop} = 4 * R_b$, o que origina uma janela de grandes dimensões, Figura 4.4.

No que respeita à construção do filtro, foi tomada atenção para que a fase do filtro fosse linear. No entanto, devido às especificações das funções MATLAB utilizadas, iria ser necessário alterar o número de amostras do sinal de forma a obter-se um atraso de grupo constante e um valor inteiro. Por este motivo, considerou-se um filtro cuja magnitude foi gerada truncando a resposta impulsional de um filtro rectangular ideal, usando para isso uma janela *hanning*. Consequentemente, a fase deste filtro é nulo. Assim, na verdade, foi usado com resposta impulsional finita mas de fase ideal.

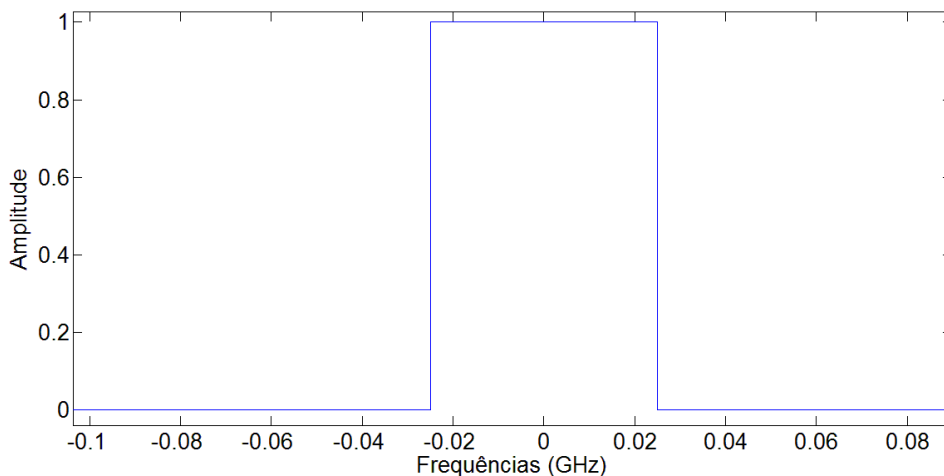


Figura 4.4 Magnitude do filtro passa baixo

Foi obtida a densidade espectral de potência relativa do sinal banda base após filtragem e sinal RF (Figura 4.5). Como pode ser observado, o espectro do sinal passa banda origina duas cópias como se tinha descrito anteriormente.

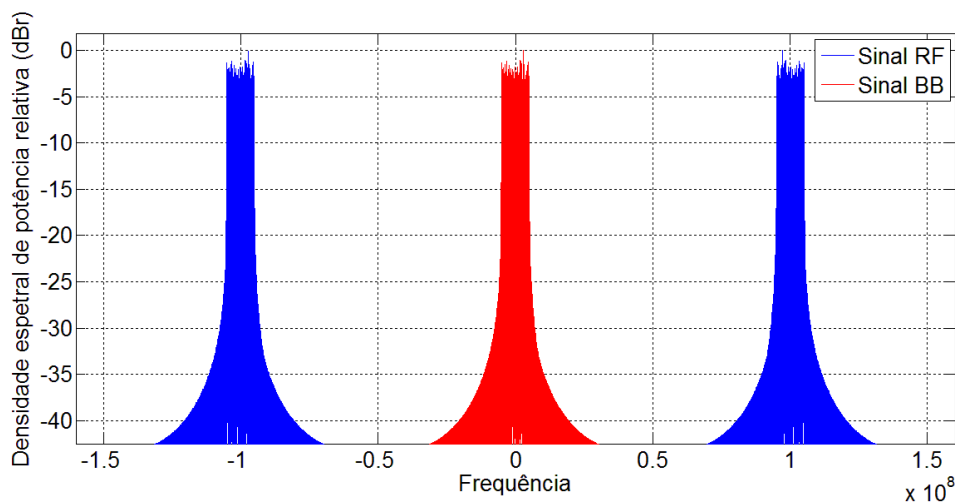


Figura 4.5 Densidade espectral de potência relativa do sinal RF e banda base

Foi também obtido o espectro do sinal passa banda ao passar pelo *downconvert* e de seguida o resultado deste ao passar pelo filtro passa baixo (Figura 4.6). Assim, pode ser observado que o sinal é recuperado inteiramente na banda desejada, ou seja, centrado em zero.

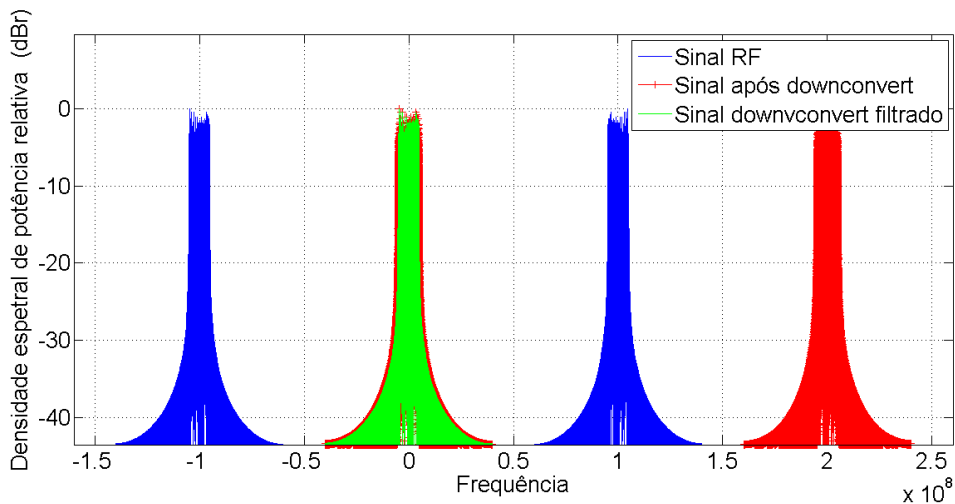


Figura 4.6 Densidade espectral de potência relativa do sinal RF, após *downconvert* e filtragem

Por fim, foi comparado o sinal recebido com o enviado, Figura 4.7. Os sinais encontram-se sobrepostos, observa-se que não existem erros e os resultados são independentes do instante escolhido para a transmissão de símbolos. Prova-se que o sinal é modulado e desmodulado corretamente, já que o sinal é recebido sem erros e apresenta uma constelação praticamente perfeita.

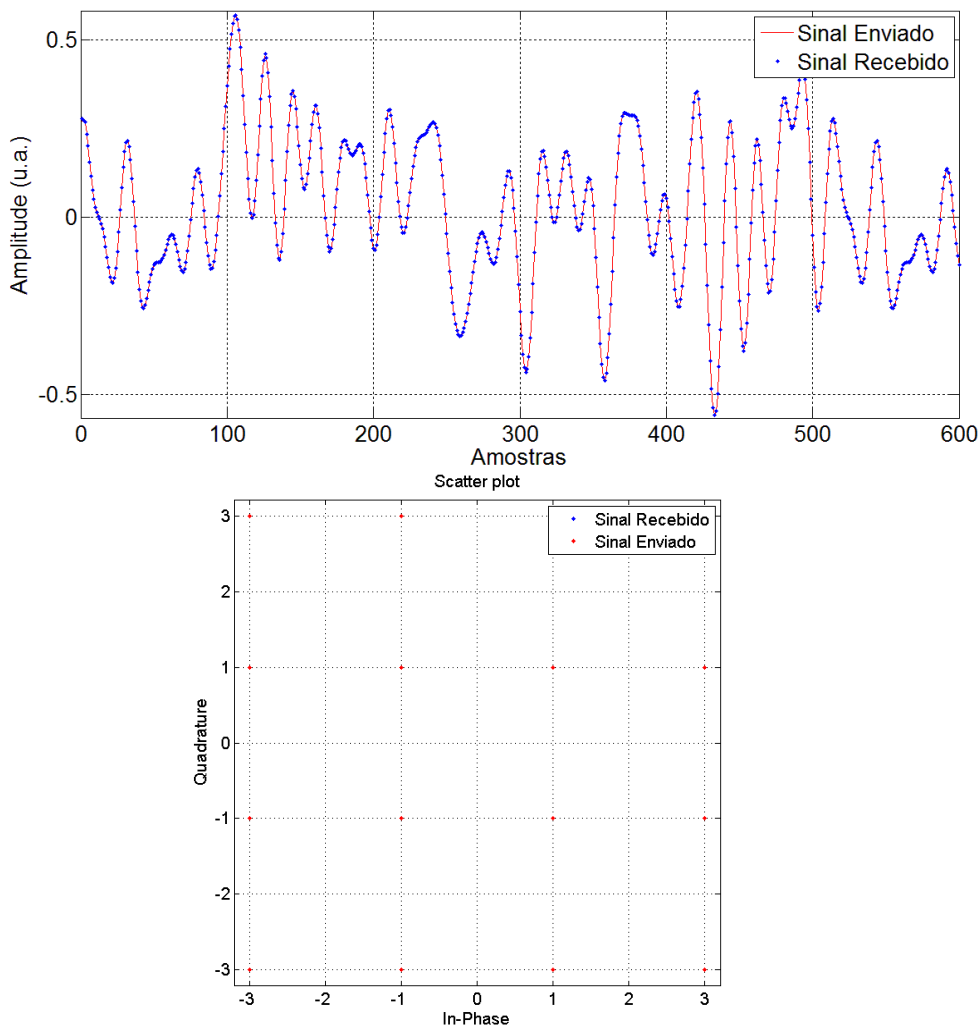


Figura 4.7 Sinal OFDM enviado e recebido e respetiva constelação

Com a validação do recetor e gerador OFDM através de um canal ideal, prosseguiu-se para o segundo teste, onde foi implementado um canal com ruído AWGN, através da função MATLAB *awgn* que recebe como parâmetros o sinal e o SNR calculado em função do $\frac{E_b}{N_0}$ (Figura 4.8).

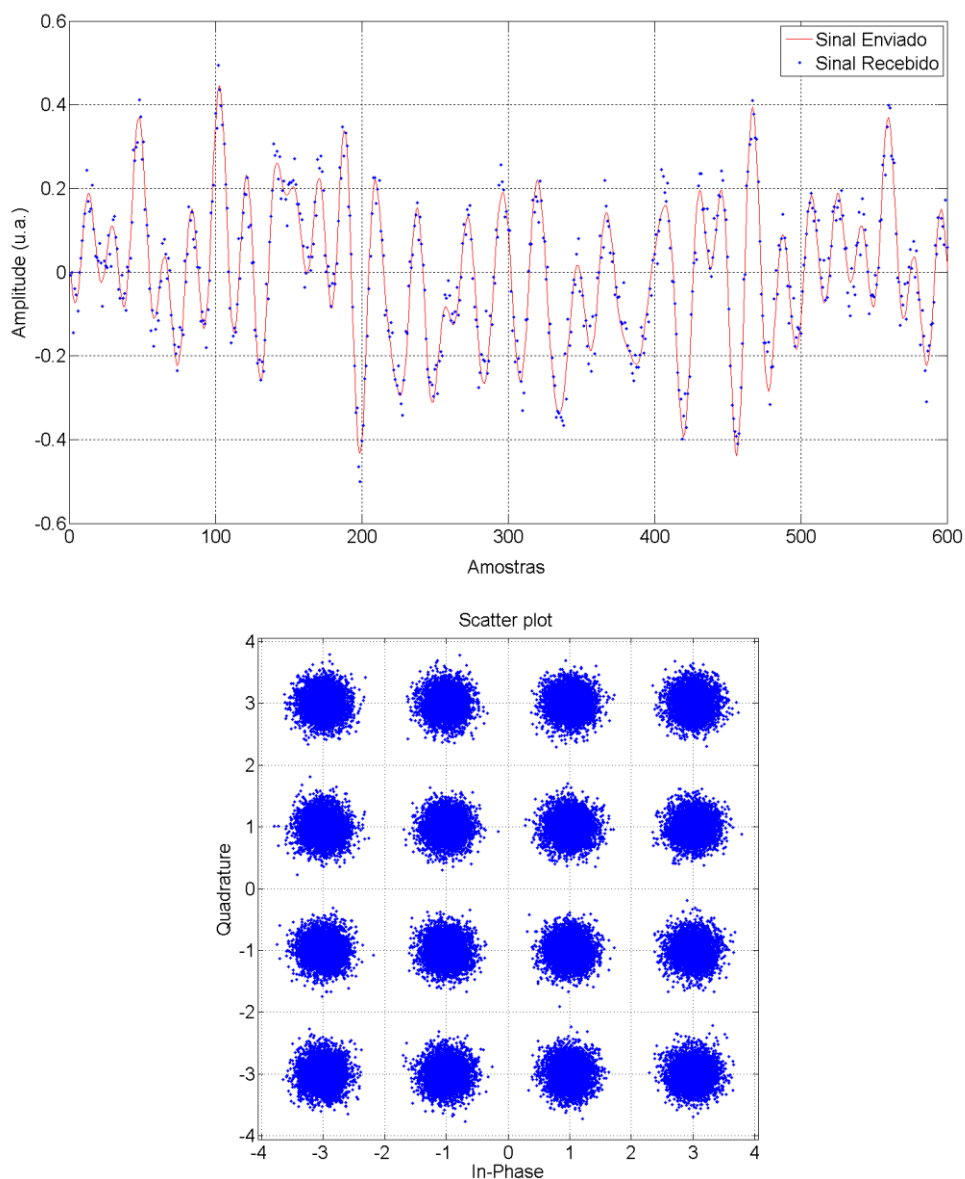


Figura 4.8 Sinal OFDM enviado e recebido e respetiva constelação com ruído branco, SNR=21,26 dB

Em comparação com a Figura 4.7, a adição de ruído AWGN leva a uma evidente dispersão dos símbolos sobre o mapa ideal de uma constelação 16 – QAM, o que implica que o recetor vai ter mais dificuldades a evitar erros de decisão.

4.4 Conversão AD e DA

Na Figura 4.9 é apresentado um esquema completo do sistema DRoF a ser implementado em MATLAB.

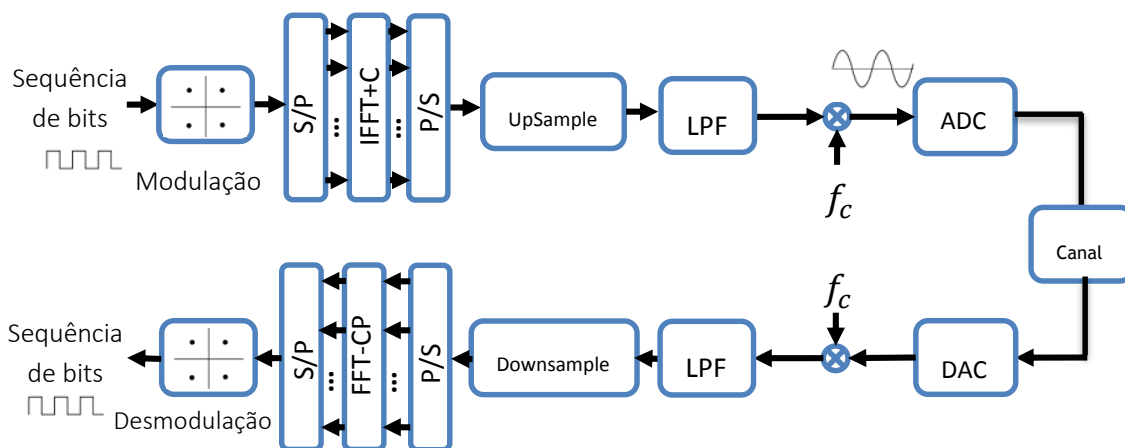


Figura 4.9 Recetor e Transmissor DRoF

4.4.1 ADC

O ADC recebe um sinal analógico de tempo e amplitude contínuo e converte-o numa sequência de bits. Os principais passos do ADC estão descritos no diagrama de blocos da Figura 4.10, onde se encontram as funções de amostragem, quantização e codificação.



Figura 4.10 Diagrama do ADC

- **Amostragem**

A amostragem do sinal analógico vai ser feita de por duas técnicas diferentes, sobre-amostragem e sub-reamostragem (*subsampling*). Na implementação de ambas as técnicas, é usado a função *downsample* do MATLAB à entrada do ADC e na saída do DAC a função *upsample*.

Foi também implementado um modelo para simular o ruído *jitter* do par DAC/ADC através da função *awgn* do MATLAB que gera ruído branco gaussiano com valor médio nulo.

- **Quantização**

A quantização também foi feita de duas formas distintas, quantização uniforme e não uniforme. A quantização não uniforme é implementada pela função *lloyds*, que usa um processo

iterativo para tentar minimizar a distorção média quadrada e a quantização uniforme que define os limites de quantização entre $-1 + \Delta$ a $1 - \Delta$ com espaçamentos de $\Delta = \frac{2}{2^{N_q}}$.

▪ Codificação

O sinal após amostragem e quantização é codificado num sinal digital. Esta codificação permite à sequência binária transmitida maior robustez a ruído e interferências.

De forma a validar o ADC, foram implementados os dois tipos de quantização, uniforme e não uniforme e foram analisados os resultados obtidos para os dois tipos de quantização. Para aquisição da Figura 4.11 foi considerado um sinal com uma frequência de amostragem muito superior à frequência máxima do sinal.

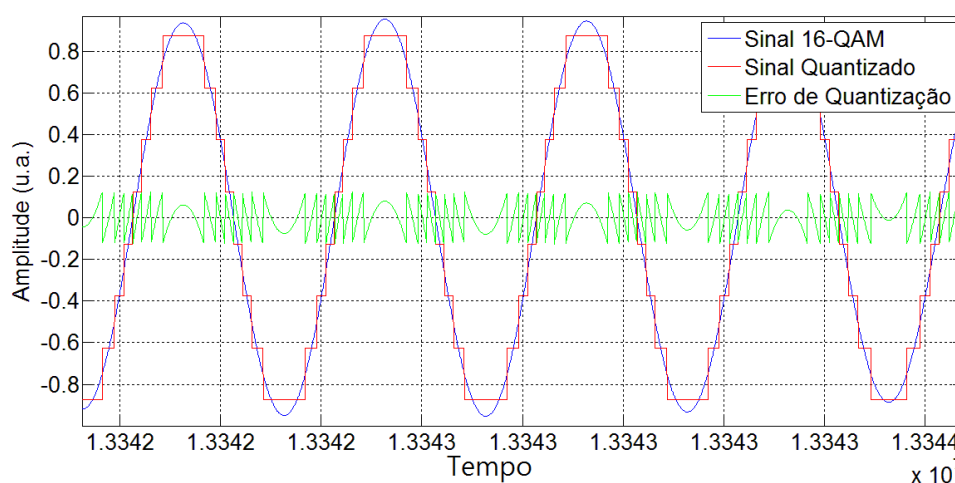


Figura 4.11 Quantização uniforme de um sinal 16-QAM com um ADC de 3bits

Como a quantização não uniforme altera a dimensão dos degraus, e para melhor otimizar a transmissão nas futuras simulações, optou-se por uma quantização uniforme, já que o objetivo é o controlo da redução PAPR e não se deseja que a quantização altere os resultados de forma não controlada.

De seguida (Figura 4.12), são apresentados os valores obtidos para simulação de SNR para diferentes formas e níveis de quantização de um sinal OFDM em relação à equação teórica (3.37). Como podemos observar, a quantização não uniforme apresenta valores a tender para a equação teórica e a quantização uniforme mantém um erro constante. Apesar destes valores manteve-se a escolha da quantização uniforme, com o intuito de controlar melhor a redução do PAPR.

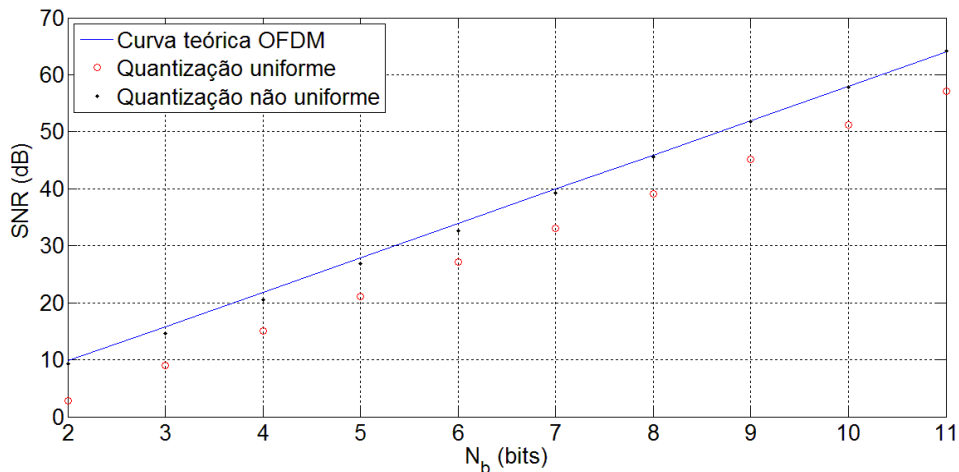


Figura 4.12 Curva teórica do SNR de quantização em função do número de bits de quantização

▪ **Modelo de ruído de Jitter**

Para validação do modelo do jitter foram obtidos os valores teóricos e foi simulado um varrimento em frequências para diferentes valores de jitter. Os valores teóricos foram retirados da equação (3.45) e para os valores simulados foi considerado,

$$\begin{aligned}
 SNR_{sim} &= \frac{P_s}{\sigma_q^2} \\
 &= \frac{\sum_{i=1}^N x_i^2}{\sum_{i=1}^N x_i - \bar{x}_i}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

onde σ_q^2 é a variância e x_i e \bar{x}_i são o sinal com e sem ruído respectivamente e P_s é a potência do sinal.

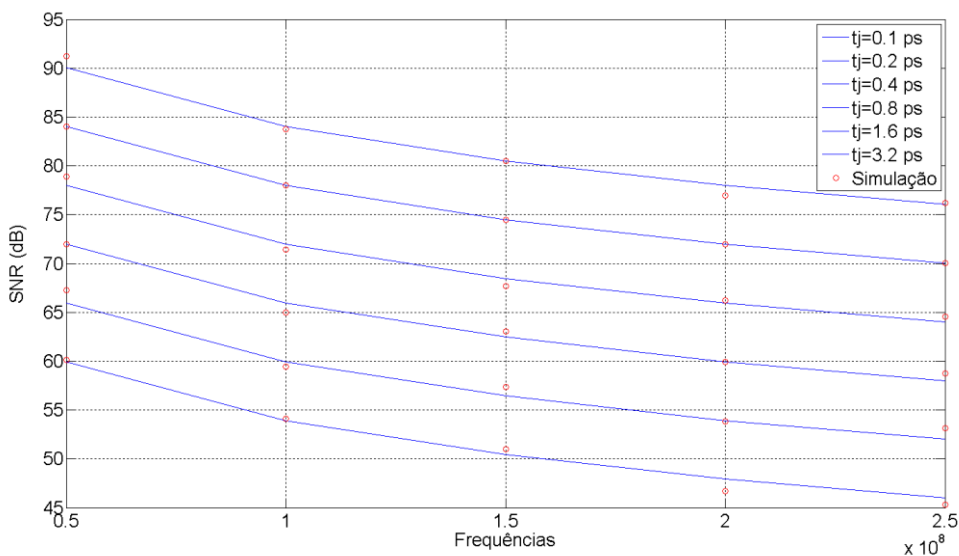


Figura 4.13 Curvas teóricas do SNR em função da frequência do sinal para vários valores de jitter (t_j)

Pela Figura 4.13 verifica-se que juntamente com a subida do tempo de *jitter* existe uma degradação do SNR. Como esperado pela equação (3.36) quando a frequência aumenta existe uma degradação do SNR de 6 dB e da mesma forma quando o tempo de *jitter* duplica ocorre uma redução do SNR pelo mesmo valor.

▪ SNR Total

Com a validação do modelo de *jitter* e quantização, foi obtido o valor SNR para o canal com ambas as fontes de ruído.

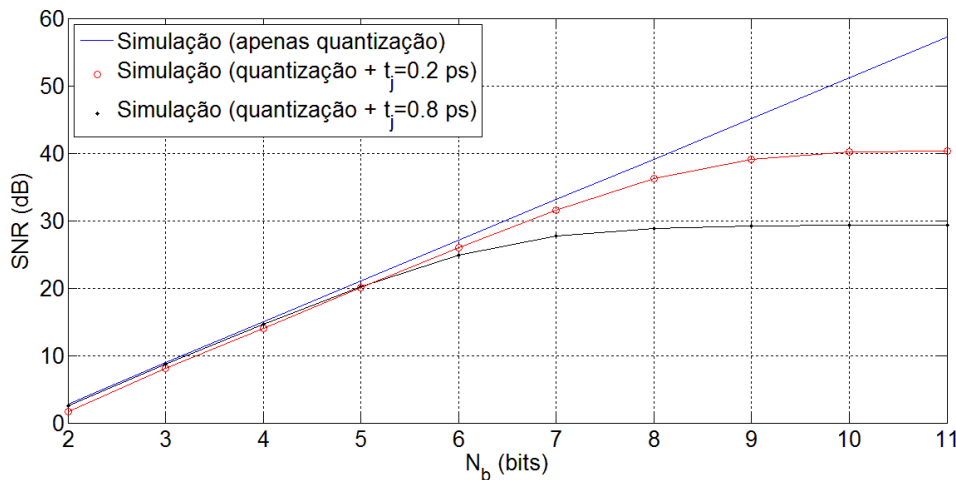


Figura 4.14 SNR total teórico

Verifica-se que o desempenho do canal é fortemente limitado pelo ruído. Podemos observar que o sinal é inicialmente afetado pelo ruído de quantização e para níveis de quantização maiores o ruído de *jitter* torna-se dominante. Pode verificar-se na Figura 4.14 que para um *jitter* de 0.8 ps uma quantização superior a 8 bits torna-se irrelevante, já que a qualidade do canal não é melhorada.

▪ Técnica de *Subsampling*

As simulações até este ponto foram feitas para um sinal sobreamostrado e de forma a implementar a técnica de *subsampling*, é necessário reduzir a frequência de amostragem. Assim, foi usado a função $downsample(x, n)$, que recebe o sinal x e o parâmetro n dado pela relação entre a frequência do sinal de entrada e de saída. Devido à particularidade da função $downsample$, o parâmetro n tem de ser inteiro, o que vai limitar o conjunto de frequências de amostragem que podem ser utilizadas (de forma a não sobrepor o sinal).

É importante referir que devido à excessiva carga e tempo computacional de uma simulação *subsampling* usando sinais OFDM (contendo várias bandas de *Nyquist*) impossibilitava a validação da técnica. Assim, neste caso optou-se por fazer as simulações para a técnica *subsampling* com um sinal RF sem ser do tipo OFDM e após a sua validação são usados novamente sinais OFDM mas com diferentes parâmetros para possibilitar simulações mais céleres. O sinal testado para validação da técnica foi baseado no WiMAX 802.16, com as características apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Características do Sinal

Parâmetro	Valor
Modulação	16 – QAM
Taxa de símbolos, R_b	10 MS/s
Frequência da portadora, f_v	2.475 GHz
Largura de Banda, BW	20 MHz
Largura de Banda total, BW_t	50 MHz

O espectro do sinal está esquematizado na Figura 4.15, em que B_g é a banda de guarda.

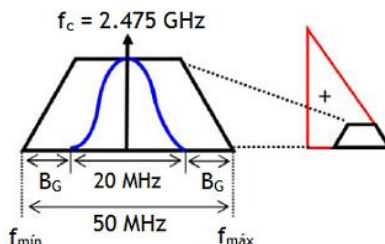


Figura 4.15 Espectro do sinal passa banda [15]

Assumindo a frequência da portadora 2.475, e a partir da equação (3.46) determina-se n_z com $f_{max} = 2.5 \text{ GHz}$ e $f_{min} = 2.45 \text{ GHz}$.

$$1 \leq n_z \leq \left\lceil \frac{2.5}{2.5 - 2.45} \right\rceil$$

$$1 \leq n_z \leq 50$$

Com a limitação imposta pela função *downsample*, n_z pode tomar os seguintes valores,

Tabela 4 - Valores de n_z para o respectivo f_s

n_z	$f_s \text{ (MHz)}$
2	4125
3	2250
4	1375
5	1125
7	750
14	375
20	250
40	125

Seguidamente são apresentadas duas figuras que representam a densidade espectral de potência relativa à saída do ADC para $n_z = 40$ e 2, respetivamente às frequências 125 e 4125.

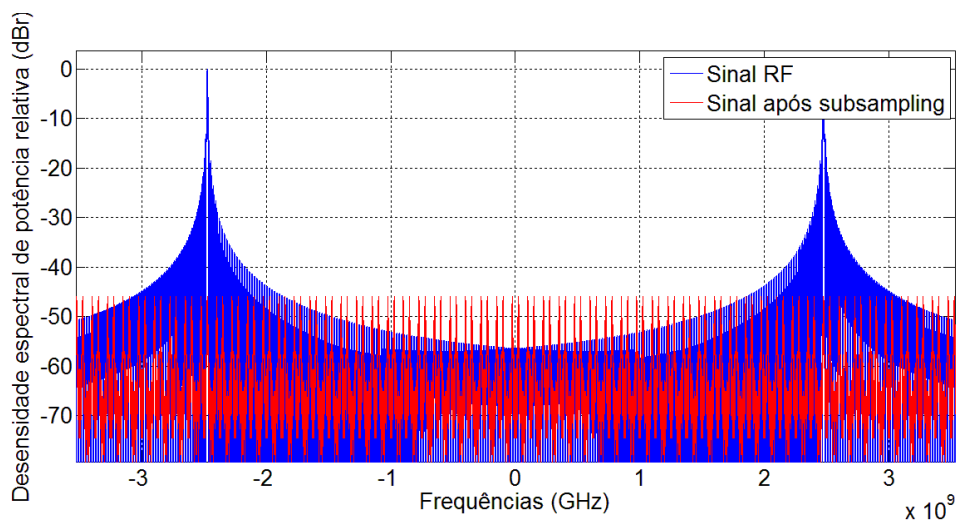


Figura 4.16 Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 125$

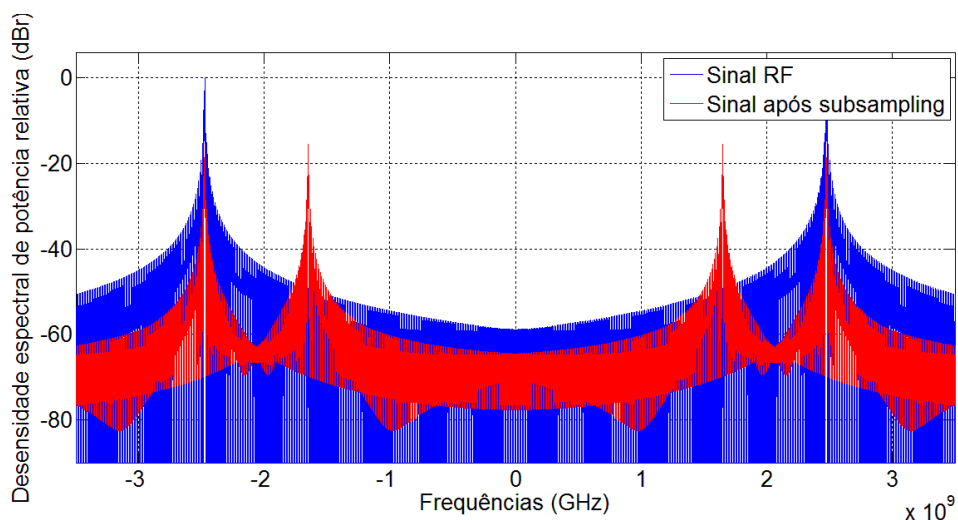


Figura 4.17 Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 4125$

Como pode ser visualizado pelas duas figuras, o aumento de n_z provoca o aumento proporcional das zonas de Nyquist e diminui também o valor médio da densidade espectral de potência relativa.

4.4.2 DAC

O sinal após sair do ADC e percorrer o canal da transmissão entra no recetor pelo DAC. A sequência binária digital é decodificada e filtrada até se obter o sinal analógico. Na Figura 4.18 estão esquematizadas as funções principais do DAC, decodificação, resposta em frequência e filtragem.

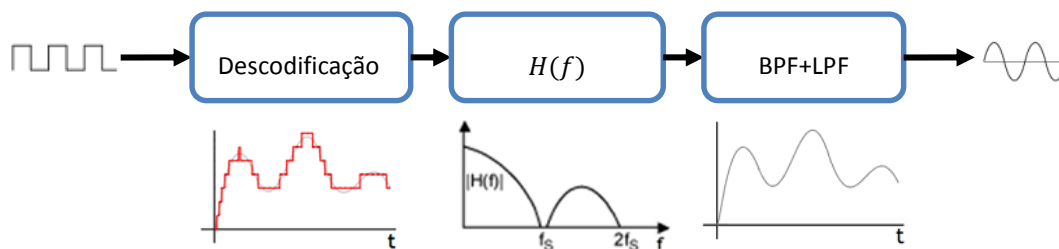


Figura 4.18 Diagrama do DAC

- **Descodificação**

O bloco descodificação do diagrama de blocos consiste em reagrupar os bits recebidos do canal, reagrupá-los novamente em palavras codificadas e descodificando-as, de seguida, para obter novamente o sinal banda base.

- **Resposta em frequência do DAC, LPF e BPF**

O sinal vai ser multiplicado nas frequências pelo módulo do seno cardinal dado pela equação (3.47) como já se tinha mencionado.

O sinal é depois filtrado pela sequência de um filtro passa banda seguido de um filtro passa baixo, com o objetivo de recuperar a forma do sinal original de forma mais precisa.

Da mesma forma que no ADC, para a validação e implementação do DAC são obtidos dois gráficos. O primeiro, Figura 4.19, mostra a densidade espectral de potência relativa à saída do DAC de um sinal com os parâmetros iguais ao da Tabela 2 mas, com uma frequência de amostragem de 750 MHz e 500 símbolos, já que para valores maiores de frequência de amostragem ou de símbolos, implicaria maiores exigências computacionais, que não foram possíveis acompanhar.

O segundo gráfico, Figura 4.20, representa o sinal enviado para o ADC, o sinal recuperado no fim do ADC com as várias interferências e o sinal recuperado ao passar por um canal ideal para as mesmas especificações do primeiro teste.

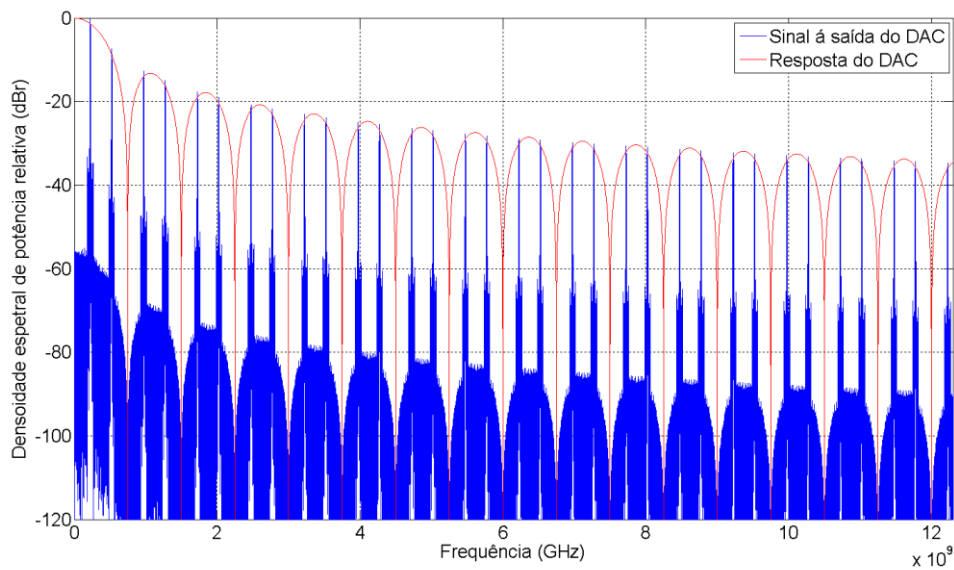


Figura 4.19 Densidade espectral de potência relativa à saída do DAC

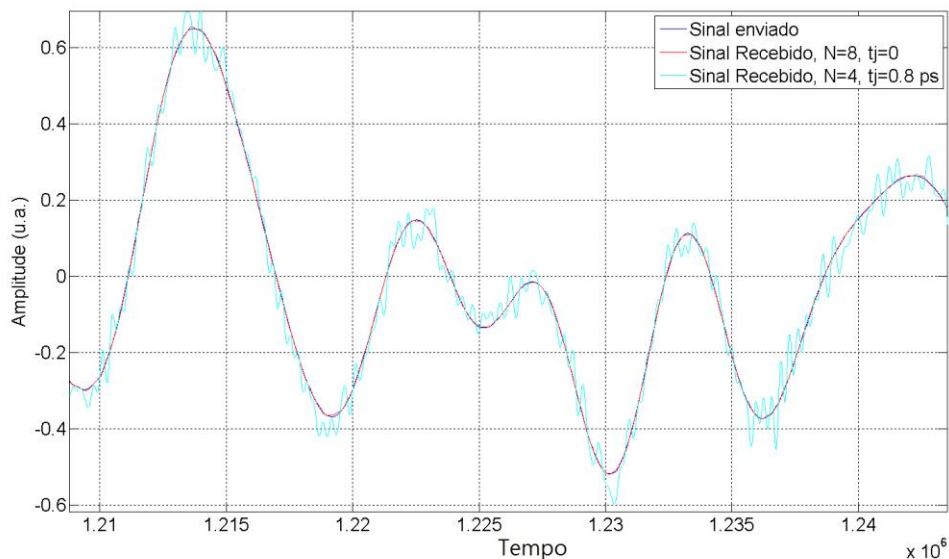


Figura 4.20 Sinal OFDM enviado e recebido com ruído

Verifica-se então que com o aumento dos nulos e frequência do sinal, a atenuação também aumenta. Conclui-se também que a distorção proveniente do ruído de *jitter* e de quantização leva a uma má representação do sinal enviado no recetor OFDM.

Na Figura 4.21, são apresentadas algumas constelações que foram obtidas após a passagem do sinal pelo ADC/DAC e descodificação do sinal com diferentes níveis de quantização. Verifica-se que para baixos níveis de quantização a qualidade do canal aumenta com o aumento do nível de bits de quantização, como era esperado.

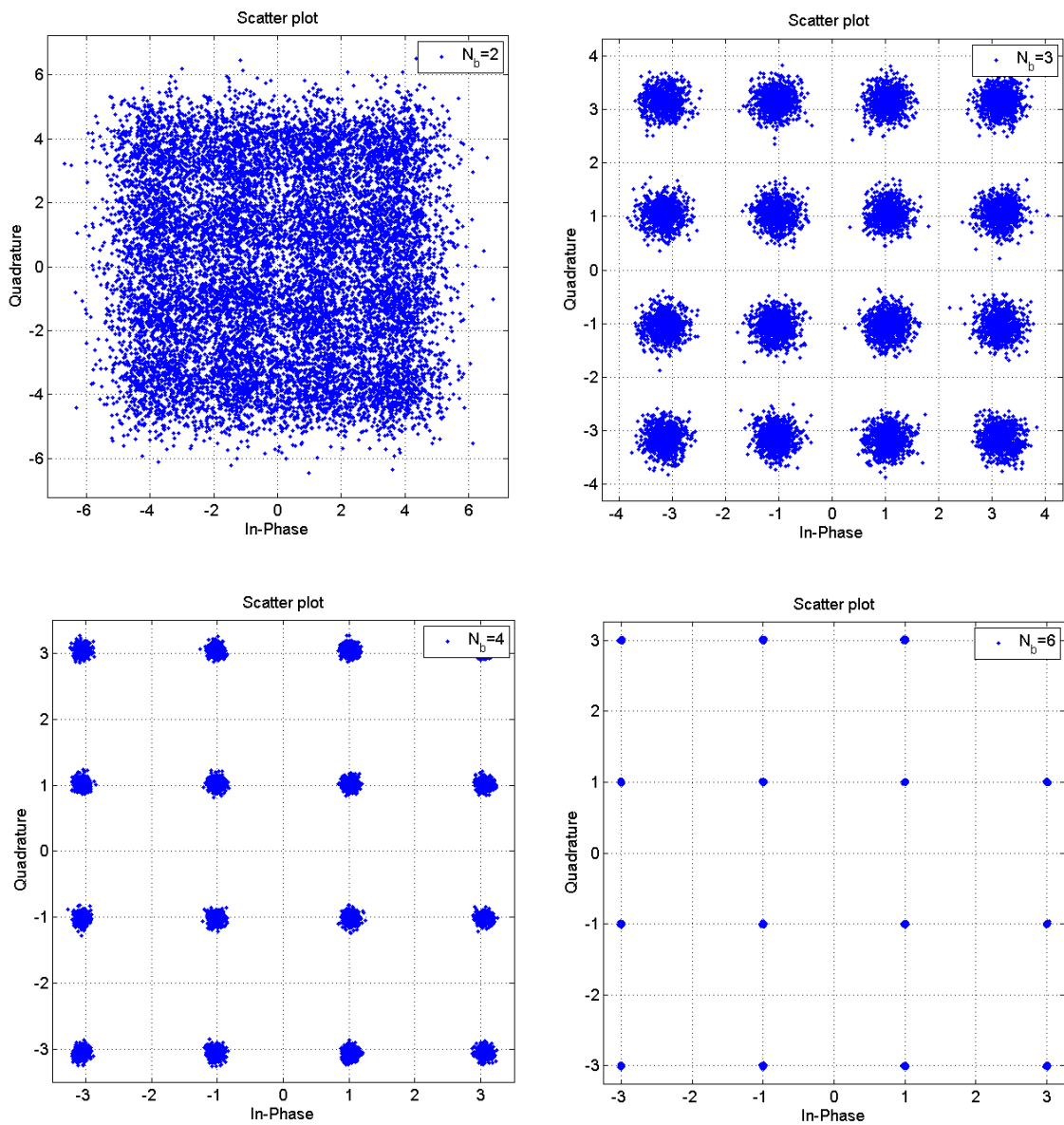


Figura 4.21 Constelações do sinal de saída pra diferentes níveis de quantização

4.5 Conclusão

Foi feita uma descrição detalhada do processo de implementação em MATLAB dos diversos componentes que constituem o sistema DRoF. As validações que foram obtidas dos diversos passos na criação do sistema DRoF, permitem concluir que o modelo consegue executar de forma eficiente, as várias funções dos componentes que as constituem.

Capítulo 5

Implementação e Validação de Técnicas de Redução do PAPR

5.1 Introdução

Neste capítulo vão ser abordadas em pormenor diversas técnicas de redução de PAPR que foram implementadas em MATLAB. As técnicas de PAPR apresentadas foram baseadas em diversos artigos que estão mencionados nas suas respetivas secções. Vão ser obtidos vários resultados de qualidade no gerador e recetor OFDM e tiradas conclusões sobre a eficácia e validação das técnicas PAPR.

Em relação à informação necessária no recetor, podemos dividir as técnicas em três grupos: técnicas que distorcem o sinal de forma permanente (engloba todas as técnicas de *clipping*), técnicas reversíveis que necessitam de envio de informação adicional para o recetor (engloba as técnicas PTS, TR e SLM) e por último as técnicas reversíveis que não necessitam de qualquer envio adicional de informação para o recetor (técnicas implementadas ACE).

Para que os suportes computacionais disponíveis consigam funcionar com a quantidade de informação introduzida e obtenham as simulações em tempo útil para a entrega desta dissertação, foram implementados sinais com os parâmetros da Tabela 5.

Tabela 5 - Especificações do sinal OFDM para Validação das técnicas de redução do PAPR

Parâmetro	Valor
Modulação	16 – QAM
Taxa de símbolos, R_b	10 MS/s
Frequência da portadora, f_s	0.1 GHz
Frequência de amostragem, f_c	32 * f_c
Largura de Banda, BW	20 MHz
Largura de Banda total, BW_t	50 MHz

Uma vez validado o correto funcionamento da técnica *subsampling*, optou-se por usar esta técnica (com os parâmetros da Tabela 5) para sinais OFDM. Assim, juntamente com a nova

frequência da portadora, da frequência de amostragem do ADC e pelas limitações dadas pela função *subsampling* em MATLAB, dão origem às réplicas de *Nyquist*, Tabela 6.

Tabela 6 - Valores de n_z e respetivo f_s para simulação das técnicas PAPR

n_z	f_s (MHz)
2	80
3	128

Este capítulo está subdividido na seguinte ordem: na secção 5.2, são abordadas técnicas de redução do PAPR por *clipping* do sinal, a secção 5.3, apresenta a técnica PTS, a secção 5.4, expõe a técnica SLM, na secção 5.5, é abordada a técnica de *tones* reservados TR, e por último, são apresentadas as técnicas de ACE, secção 5.6.

5.2 Clipping

Uma das maneiras mais fáceis de reduzir o PAPR é fazer um *clip* ao sinal, isto é, limitar o sinal a certos valores máximos de amplitude. Assim, picos de amplitude muito superiores ao valor médio vão ser reduzidos a partir de um valor máximo de amplitude imposto e denominado por μ . Apesar de ser mencionada [30][32] como a solução mais simples para redução do PAPR, estas técnicas introduzem efeitos indesejáveis ao sinal, como iremos ver.

A interferência sofrida por *clipping* no sinal OFDM vai provocar distorção não linear que leva a distorção dentro da banda (*in-band*, IB que posteriormente provoca a degradação do BER) e fora da banda (*out-of-band* OFB).

A resposta do sistema esquematizada a vermelho na Figura 5.1 descreve o comportamento de uma técnica *clipping* genérica a qual é aplicada ao sinal à direita na figura, representado pela curva azul, levando à redução das amplitudes superiores a $|\mu|$.

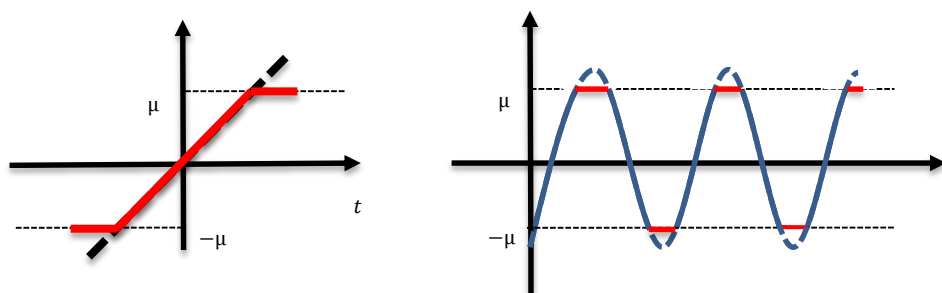


Figura 5.1 Comportamento de um sinal ao acorrer clipping de valor A

Para redução da distorção OFB, em [32] é usado uma multiplicação dos picos do sinal por uma função não retangular e em [31][33] são usados métodos iterativos por passagem de blocos de FFT's e filtros.

Para além de reduzir o PAPR esta técnica também melhora o ruído de quantização do ADC, uma vez que previne contro o aumento exagerado da amplitude de sinal em relação ao nível de quantização. Se o nível de μ for baixo, o sinal vai sofrer por distorção de *clipping*, enquanto o ruído de quantização vai melhorar, se o nível de μ for alto, a distorção de *clipping* vai reduzir

enquanto o PAPR e ruído de quantização vão-se degradar. A sua escolha deve ser, portanto, criteriosa.

Segundo [32] para reduzir o aumento da potência dos vários picos e a distorção do canal, o sinal temporal OFDM é *oversampled (zero padding)* por um fator mínimo de 4.

Para definir o nível de *clipping* aplicado ao sinal, é definido um *CR*:

$$CR(dB) = 10 \log \left(\frac{\mu}{\text{sqrt}(P_{av})} \right) \quad (5.1)$$

onde P_{av} é a potência média do sinal antes de sofrer *clipping*.

Sendo $\tilde{x}(r_n)$ o sinal após *clipping* dado por [33],

$$\tilde{x}(r_n) = f(r_n)e^{j\phi n} \quad (5.2)$$

onde $f(t)$ é a função de clipping e ϕ representa a fase de $\tilde{x}(t)$. O ruído de clipping pode ser escrito por,

$$d = x(r_n) - \tilde{x}(r_n). \quad (5.3)$$

Podemos concluir que o sinal OFDM *clipped* $|\hat{x}(r_n)|$ pode ser dado pela agregação de uma componente de atenuação e o ruído de clipping:

$$\hat{x}(r_n) = \alpha x(r_n) + d_n, \quad (5.4)$$

com $n = 0, 1 \dots N - 1$, onde o fator de atenuação α é uma função de *CR* e é dado por:

$$\alpha = 1 - e^{-CR^2} + \frac{\sqrt{\pi}}{2} \text{erfc}(CR) \quad (5.5)$$

No estudo de *clipping* seguidamente apresentado não foram abordados os problemas relativos à distorção OFB já que o sinal simulado usado não tem outros sinais a serem transportados nas bandas adjacentes às usadas.

A Figura 5.2 mostra o diagrama de um gerador e recetor OFDM para uma técnica genérica de *clipping* para redução PAPR.

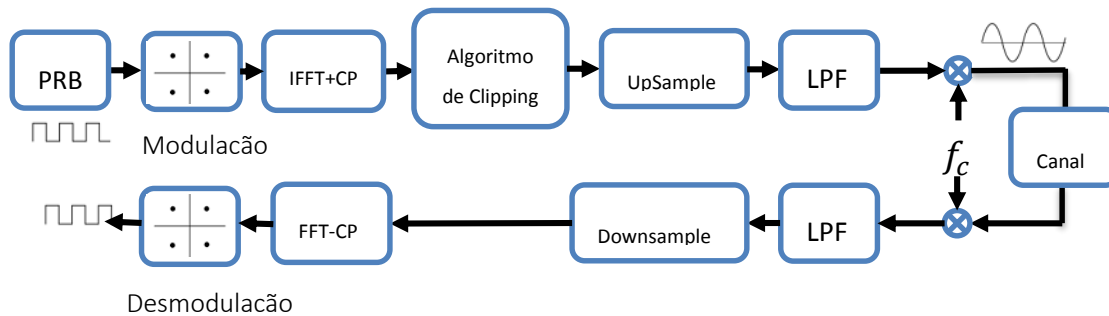


Figura 5.2 Diagrama de blocos de uma técnica de *clipping*

Na Figura 5.3 podemos observar o comportamento base dos algoritmos que irão ser analisados.

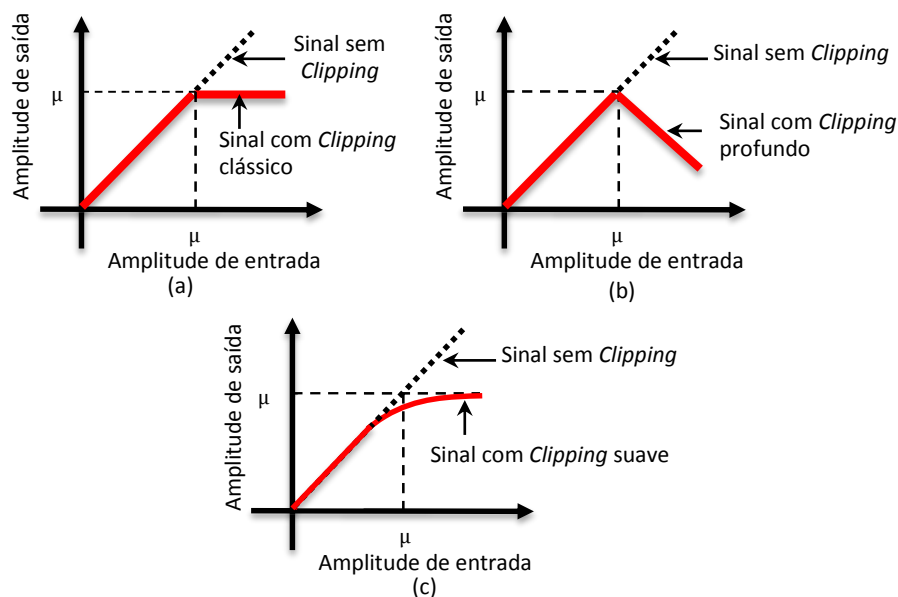


Figura 5.3 Comportamento dos possíveis algoritmos de *clipping*

Foram simuladas alguns algoritmos de *clipping* mas só foram investigados os comportamentos do sinal a nível do recetor OFDM para as técnicas que mostraram melhor desempenho na redução PAPR.

5.2.1 Classic Clipping

Classic clipping é a técnica mais simples de implementar devido ao seu comportamento $f(r)$ da Figura 5.3-(a) que manipula um sinal OFDM temporal segundo [33],

$$f(r) = \begin{cases} r, & r \leq \mu \\ \mu, & r \geq \mu \end{cases} \quad (5.6)$$

Para esta técnica foram obtidos na parte do transmissor OFDM o comportamento de redução PAPR através da variação do CR do gráfico da CCDF e histograma para $CR = 2$, Figura 5.4.

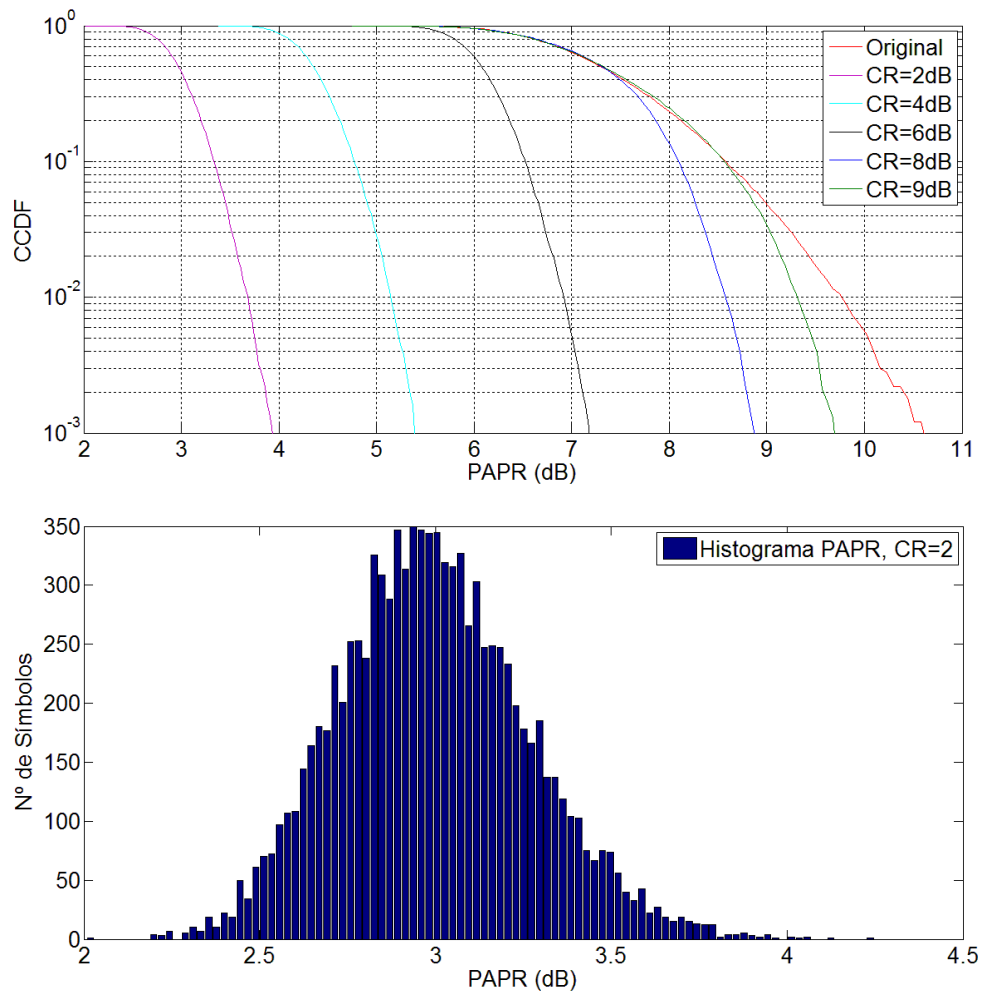


Figura 5.4 CCDF da técnica de CC para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2

Como o histograma proporciona uma informação semelhante ao gráfico CCDF, optou-se por apenas expor o histograma para um $CR = 2$.

Como esperado, o comportamento da CCDF melhora consoante a diminuição do CR em relação ao sinal sem pré-distorção, ou seja, para valores de CR menores existe menos probabilidade de ser gerado um alto PAPR.

Para início da análise do impacto das técnicas de PAPR de *clipping* no recetor OFDM, foram obtidas as simulações do MER e EVM para diferentes níveis de quantização variando o CR da técnica. Os resultados estão apresentados nas Figura 5.5 e Figura 5.6, para o EVM e MER, respetivamente.

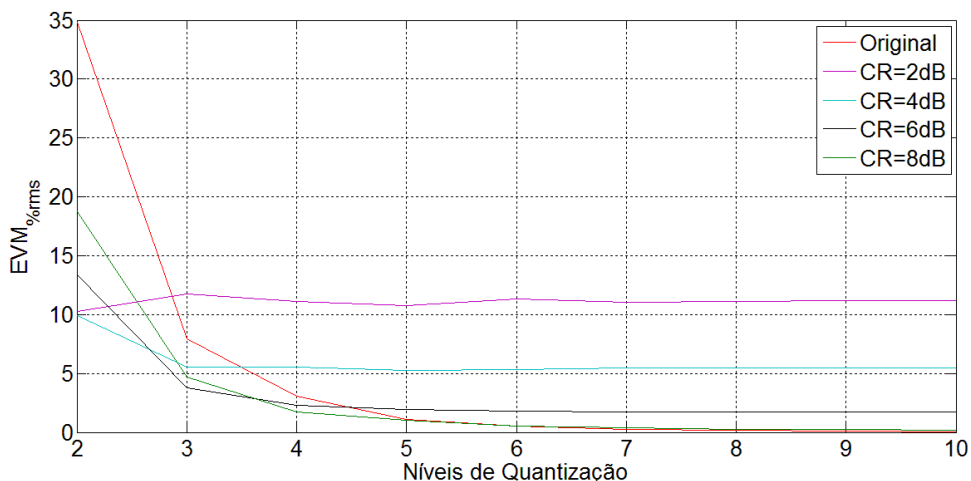


Figura 5.5 Gráfico EVM para CC variando o CR

Os gráficos da Figura 5.5 e Figura 5.6, apresentam o mesmo comportamento, tendo em conta a relação EVM e MER já referida na secção 3.7

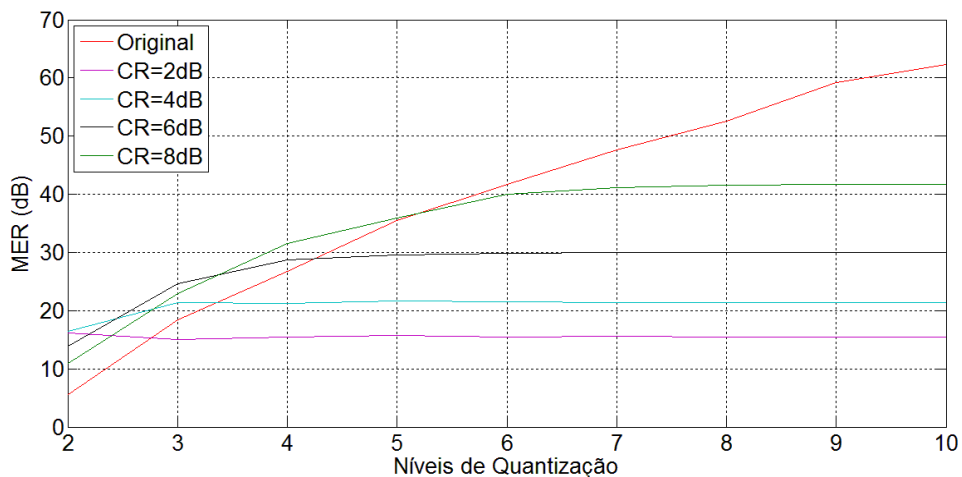


Figura 5.6 Gráfico MER para CC variando o CR

Verifica-se que à medida que se aumenta o nível de corte de sinal, o CR diminui e consequentemente o sinal apresenta valores cada vez inferiores de MER, uma vez que se perde a informação do sinal. Este comportamento era esperado tendo em conta que as técnicas de *clipping* são baseadas em técnicas de distorção irreversíveis do sinal como já foi referido na secção 3.4. Porém, para valores de quantização baixos e CR altos, os resultados apresentam uma boa troca de redução PAPR por qualidade do sinal

É de realçar que em todas as técnicas apresentadas ocorre um comportamento diferente para os dois primeiros níveis de quantização. Pelos gráficos do MER, verifica-se que para níveis de CR menores as simulações apresentam melhores MER/EVM.

Este comportamento acontece, já que com um CR grande existe uma grande diferença entre a potência do sinal PAPR e a potência média do sinal. Juntamente com poucos degraus de quantização, a informação útil que se encontra nos níveis da potência média do sinal não será devidamente quantificada, tendo em conta que os degraus existentes vão acompanhar o sinal com maior nível de potência. Por outro lado, um CR baixo leva à diminuição dos níveis de potência PAPR e do sinal. Como os níveis de potência média do sinal e dos picos PAPR são

aproximadamente iguais, os degraus de quantização vão conseguir acompanhar melhor o sinal, levando ao aumento do MER e EVM nos primeiros níveis de quantização.

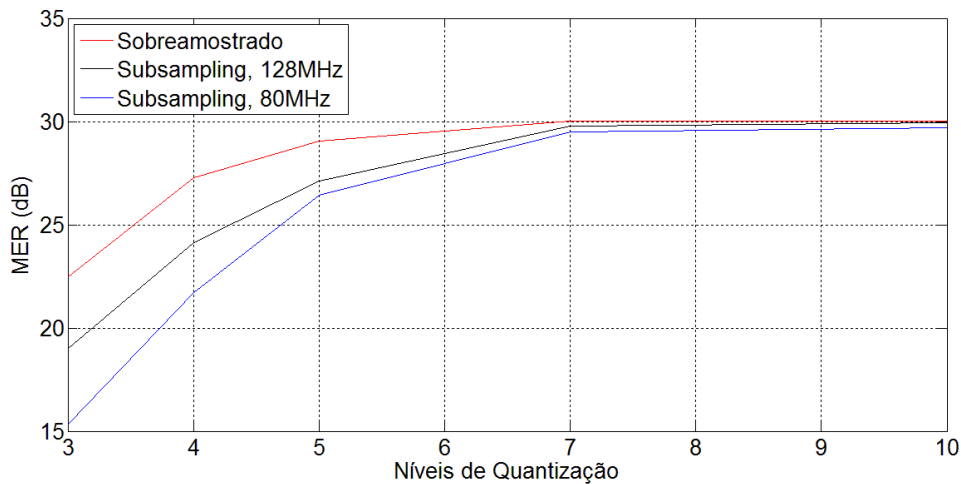


Figura 5.7 Gráfico de MER para a técnica CC para diferentes frequências de amostragem com CR=6dB

A Figura 5.7 representa o estudo comparativo da técnica CC por *subsampling* com sinais a frequências de ADC a 128 MHz e 80 MHz e um sinal sobreamostrado. Ambos os sinais foram implementados com as mesmas características. Verifica-se que o *subsampling* a menor valores da frequência de amostragem do ADC traduz-se em menor qualidade da transmissão que resulta da alteração em frequência pela resposta do seno cardinal.

A partir de um certo nível de quantização, verifica-se que o MER tende a manter-se igual, ou seja, o desempenho do sistema passa a ser afetado maioritariamente por ruído proveniente do CR o que impede a subida do MER. É de esperar um comportamento semelhante para as outras técnicas implementadas em *subsampling*.

5.2.2 Crest Factor Reduction

A segunda técnica de *clipping* implementada denomina-se de *Crest Factor Reduction* e apresenta um comportamento $f(r)$ semelhante ao da Figura 5.3-(c),[34]

$$f(r) = \begin{cases} r, & r^2 \leq \mu^2 \\ \frac{\mu}{r}, & r^2 > \mu^2 \end{cases} \quad (5.7)$$

Foram obtidos novamente os gráficos dos dois parâmetros de qualidade do transmissor OFDM, CCDF e histogramas para $CR = 2$, Figura 5.8.

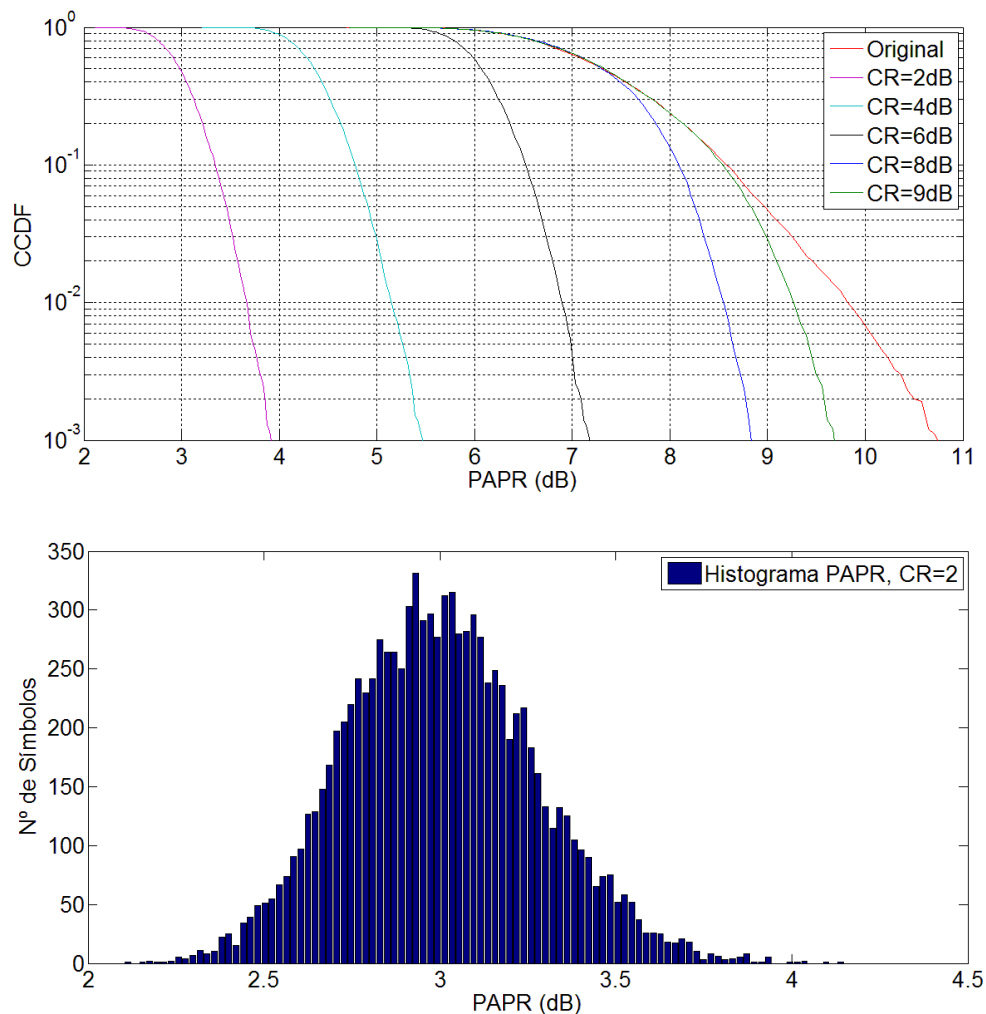


Figura 5.8 CCDF da técnica de CF para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2

Pelos resultados do gerador OFDM de ambas as figuras é rapidamente deduzido que quando μ é grande o clipping ocorre raramente e quando é pequeno existe um grande corte do sinal. Ou seja, a probabilidade de aparecerem valores altos de PAPR diminui com a diminuição do CR.

A técnica CFR foi também escolhida para avaliar o comportamento na recepção OFDM devido ao bom comportamento do gráfico CCDF. Foram obtidos os gráficos EVM e MER por simulação MATLAB, que são apresentados de seguida (Figura 5.9 e Figura 5.10).

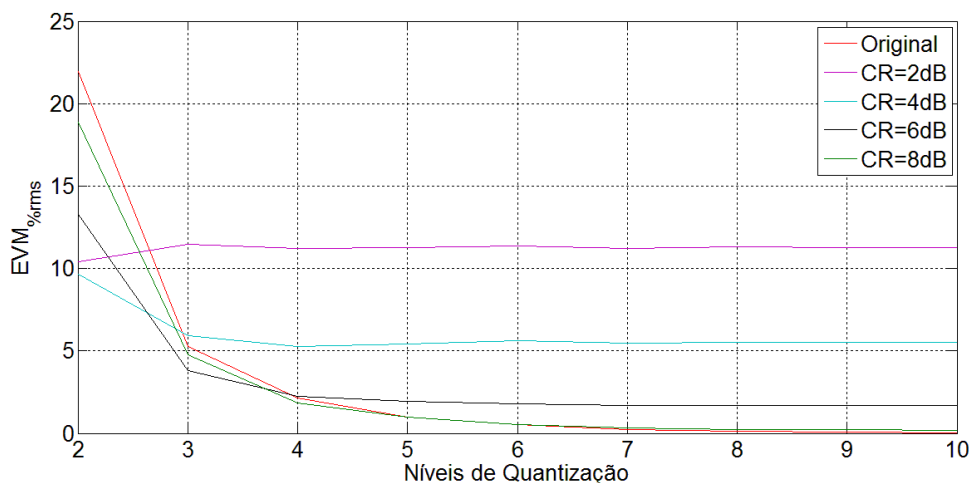


Figura 5.9 Gráfico EVM para CFR variando o CR

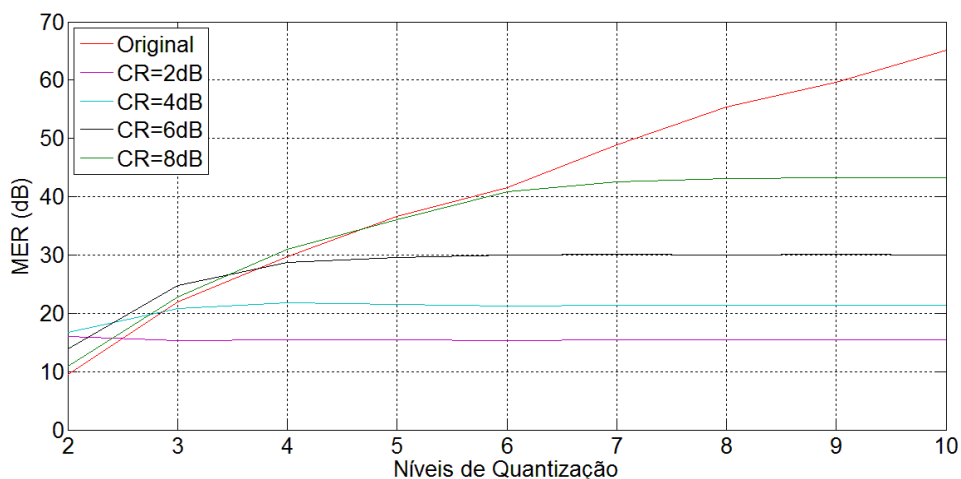


Figura 5.10 Gráfico MER para CFR variando o CR

Sendo também uma técnica de *clipping*, era esperado que CFR tivesse um comportamento semelhante à CC. Para valores com corte acentuado (CR baixos) a qualidade do sistema é fortemente limitada pela distorção do ruído de *clipping*. Com CR superiores, a qualidade da transmissão só passa a ser predominantemente limitada pelo ruído de *clipping* em quantizações superiores.

Foi também analisada a técnica *subsampling* para o algoritmo de pré-distorção CFR. Verificou-se tal como previsto e de forma semelhante à técnica CC, o sinal com *subsampling* apresenta piores valores de MER, estabilizando a partir $N_b = 7$

Ambas as técnicas de *clipping* implementadas com *subsampling* são limitadas fortemente pelo CR, mas para níveis de quantização menores consegue-se identificar diferenças entre vários algoritmos.

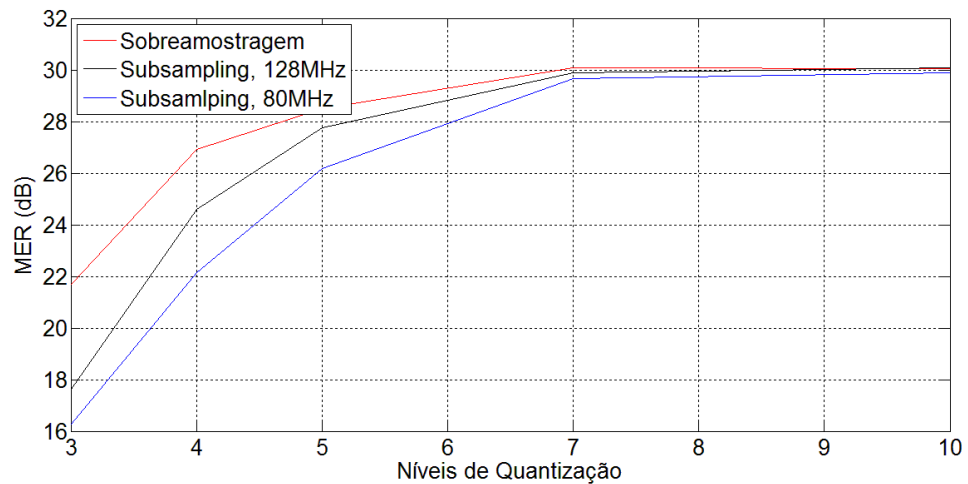


Figura 5.11 Gráfico de MER para a técnica CFR para diferentes frequências de amostragem com CR=6dB

5.2.3 Deep Clipping

Outra técnica de *clipping* analisada e implementada denomina-se *Deep Clipping* e tem comportamento semelhante ao da Figura 5.3-(b), [33]

$$f(r) = \begin{cases} r & , r \leq \mu \\ \mu - \zeta(r - \mu), & \mu < \frac{1 + \zeta}{\zeta} * \mu \\ 0 & , r > \frac{1 + \zeta}{\zeta} * \mu \end{cases} \quad (5.8)$$

onde ζ é o fator de profundidade que pode ser alterado para procurar um melhor comportamento de *clip*.

No final do transmissor OFDM, foram obtidos o gráfico CCDF e o histograma PAPR que distinguem a técnica em questão. Foi escolhido um fator de profundidade que melhorasse a redução do PAPR, Figura 5.12.

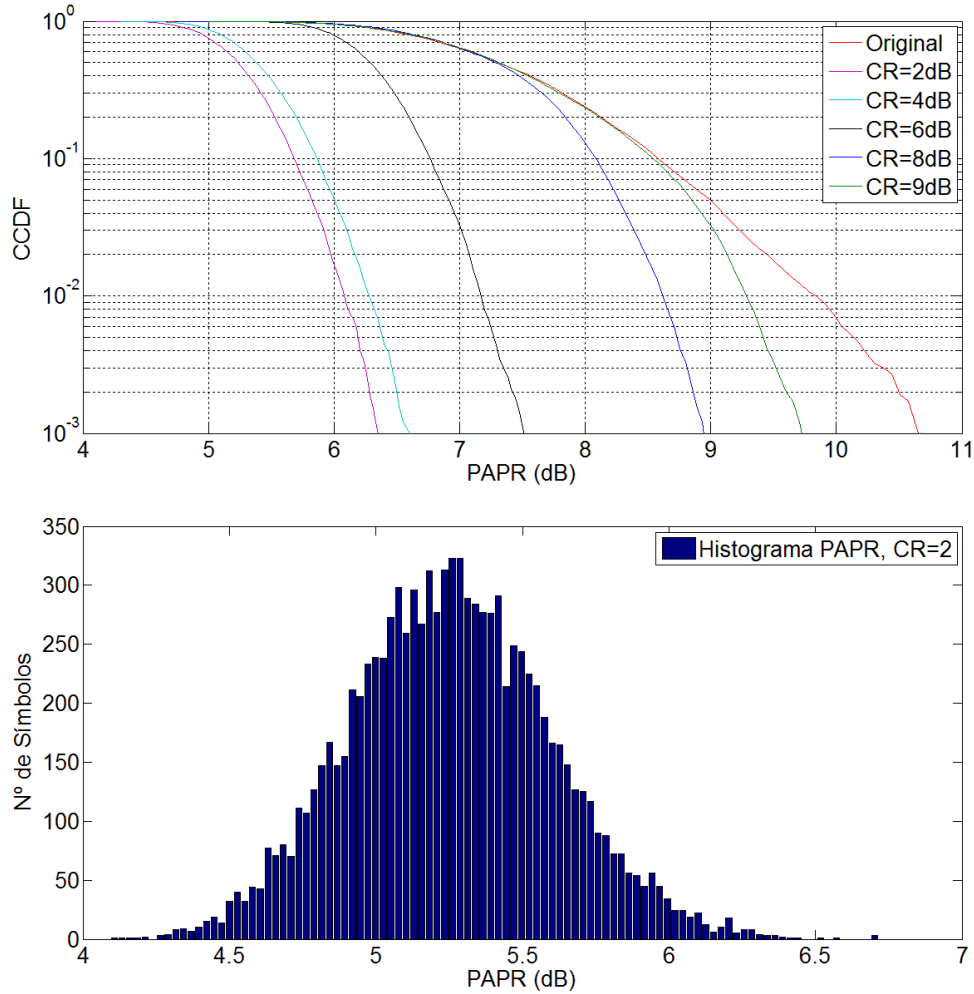


Figura 5.12 CCDF da técnica de DC para diferentes CR e histograma PAPR para CR=2

Como esperado para uma técnica de *clipping*, o comportamento da CCDF mostra que para baixos CR, a probabilidade de ser detetado um PAPR diminui. Os valores mostram que a técnica funciona e está bem implementada mas, face às outras técnicas já apresentadas a redução de PAPR não é tão significativa.

Como já foi referido anteriormente, só foram feitas simulações de qualidade do sistema para o recetor a algumas das técnicas de *clipping*, assim, a técnica DC e SC (seguidamente apresentada) só são analisadas a nível do recetor OFDM.

5.2.4 Smooth Clipping

Por último, com o comportamento base segundo a Figura 5.3-(c), a técnica *Smooth Clipping* é modelada segundo[33],

$$f(r) = \begin{cases} r - \frac{r^3}{b} & , \leq \frac{3}{2} * \mu \\ \mu & , r > \frac{3}{2} * \mu \end{cases} \quad (5.9)$$

onde $b = \frac{27}{4} * \mu^2$.

Mais uma vez, optou-se por estudar a implicação no gerador OFDM pela redução do PAPR através de um estudo probabilístico dado pelo gráfico CCDF e foi também obtido o histograma correspondente para $CR = 2$, Figura 5.13.

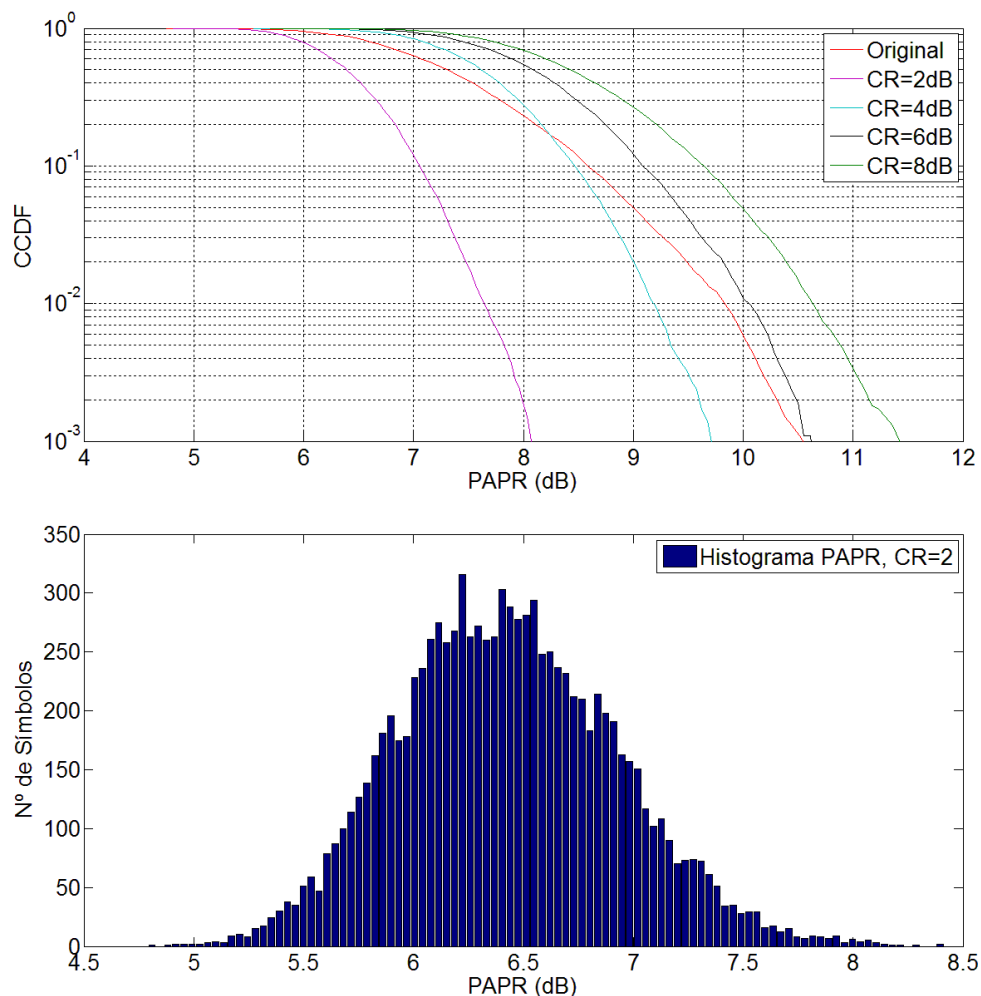


Figura 5.13 CCDF da técnica de SC para diferentes CR e histograma PAPR para $CR=2$

Visualiza-se que a técnica SC necessita em relação às outras técnicas de *clipping* (CC, CFR e DC), de valores de CR superiores para obtenção de um PAPR menor.

Resumindo, pode verificar-se que todas as técnicas apresentadas originam melhores valores de PAPR no gerador em relação ao sinal Original sem pré-distorção, podendo realçar melhores comportamentos pelas técnicas de CC e CFR, face à troca de qualidade de sinal por redução PAPR.

5.3 Partial Transmit Sequence

Para reduzir o PAPR a técnica *Partial Transmit Sequence* (PTS) gera um sinal através da adição de partes do próprio sinal com fase alterada. As parcelas do sinal original podem ser divididas por três métodos diferentes: partição adjacente (*adjacent partition*), partição entrelaçada (*interleaved partition*) e partição pseudoaleatória (*pseudo partition*). [22]

Seguidamente, na Figura 5.14 está apresentado um diagrama da geração de detecção de um sinal OFDM com a técnica PTS.

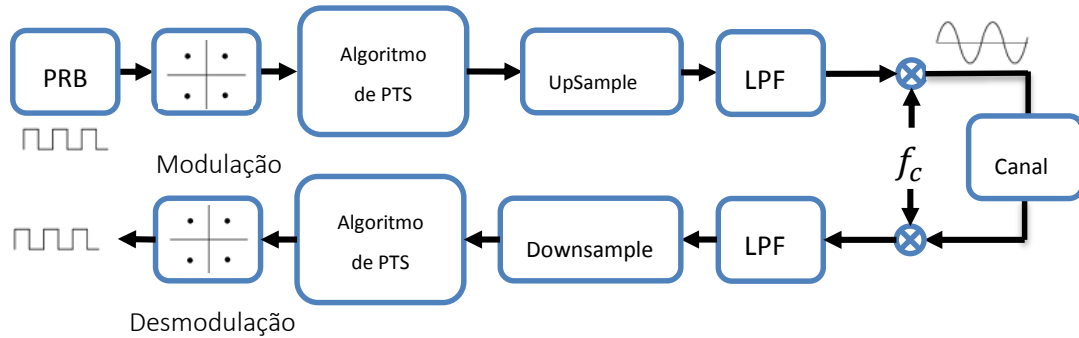


Figura 5.14 Diagrama do sistema blocos de uma Transmissão/Recepção OFDM com a técnica de pré-distorção PTS

Foi usada a técnica de partição adjacente que divide o sinal de entrada X_m em vários sub-blocos $X_{m,k}$, [35]

$$X_m = \sum_{k=1}^W X_{m,k}, \quad (5.10)$$

onde W é o número total de sub-blocos criados. Os sub-blocos são colocados consecutivamente com tamanho igual.

Cada subportadora usada noutro sub-bloco é imposta a 0, para que na soma dos sub-blocos não exista informação útil a somar-se. Pode ser visto o processo descrito pela Figura 5.15, corresponde à sub-divisão do primeiro símbolo. [22][37]

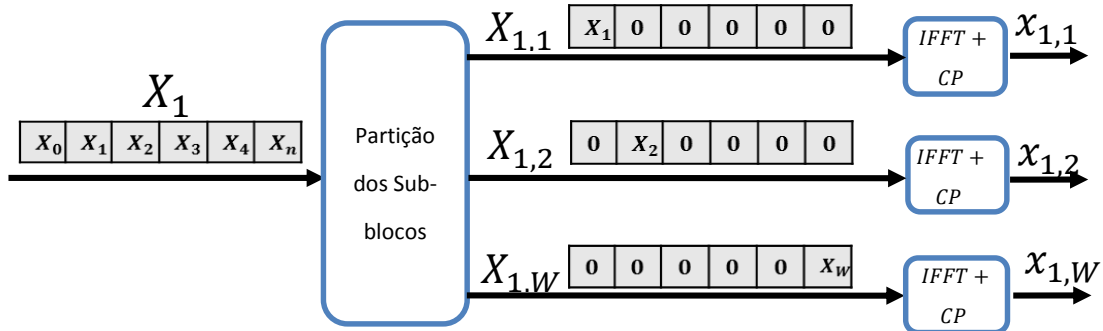


Figura 5.15 Esquema de partição dos símbolos OFDM da técnica PTS

Após a divisão de cada símbolo em M sub-blocos diferentes, cada $X_{m,k}$ é transformado em seqüências de transmissão de domínio temporal pela IFFT [$X_{m,k}$].

De seguida, cada sub-bloco sofre uma rotação de fase $p_{m,k}$, [35]

$$p_{m,k} = e^{+j\phi_{m,k}} \quad (5.11)$$

com $\phi_{m,k} \in [0: 2\pi]$. Pela rotação, é criado o sinal,

$$\bar{X}_m = \sum_{k=1}^W p_{m,k} \cdot x_{m,k} \quad (5.12)$$

Este processo é então repetido com diferentes rotações de fase, $p_{m,k}$ para produzir sinais à saída com diferentes valores de PAPR. A otimização do processo depende da eficácia do algoritmo que define os melhores valores $p_{m,k}$ que minimizam o PAPR segundo:

$$\{\hat{p}_{m,1} \dots \hat{p}_{m,W}\} = \arg_{\{p_{m,1} \dots p_{m,W}\}} \min(\max_{0 \leq m < N-1} \left| \sum_{k=1}^W p_{m,k} \cdot x_{m,k} \right|). \quad (5.13)$$

Uma das características inerentes da técnica PTS é a necessidade de transmitir ao recetor a rotação de fase escolhida que o sinal sofreu para que este consiga decodificar o sinal corretamente.

Encontrados os melhores valores $\{\hat{p}_{m,1} \dots \hat{p}_{m,W}\}$ é então transmitido o sinal dado por:

$$\bar{X}_{m,opt} = \sum_{k=1}^W \hat{p}_{m,k} \cdot x_{m,k} \quad (5.14)$$

De uma forma simplista podemos observar o esquemático da técnica PTS implementado com os processos descritos na Figura 5.16.

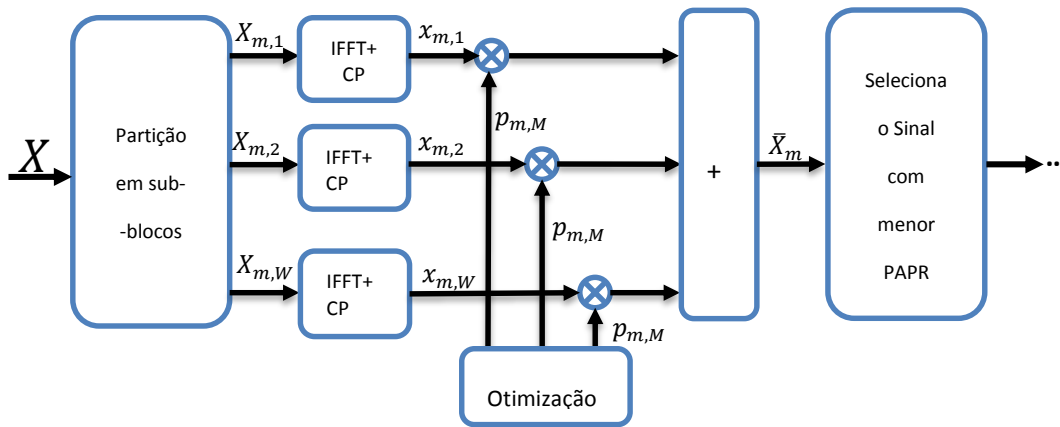


Figura 5.16 Algoritmo de redução PAPR da técnica PTS

De forma a implementar um simples algoritmo de otimização, cada sinal $X_{m,k}$, vai ser multiplicado por um total de M p_m gerados aleatoriamente de forma a aproximar estatisticamente um valor p_m ao ideal que geraria um \bar{X}_m com menor PAPR possível. Os vários valores de \bar{X}_m vão então ser somados e é escolhido aquele que reflete um menor PAPR.

A seguir, são apresentados os gráficos da CCDF e do histograma, que mostram as diferenças significativas da redução do PAPR face ao original sem pré-distorção à saída do transmissor OFDM (Figura 5.17).

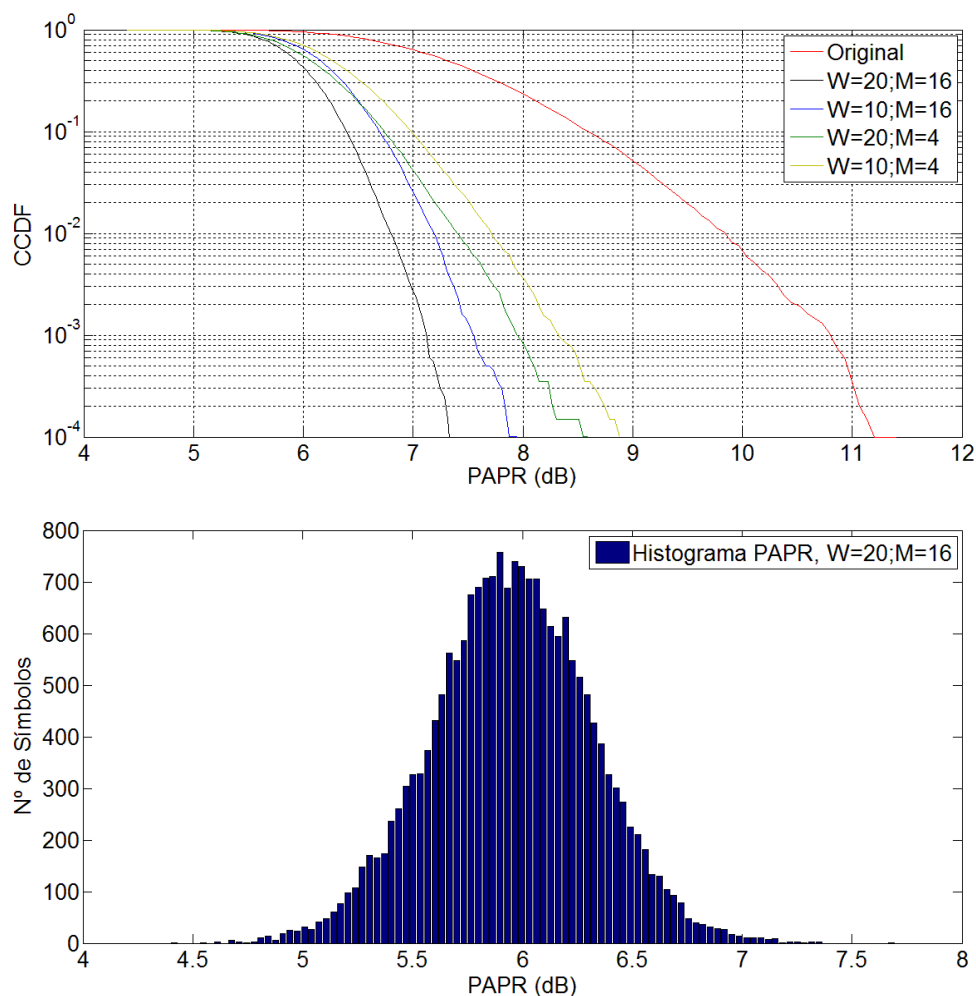


Figura 5.17 CCDF da técnica de PTS para diferentes valores de W e M

Verifica-se que a técnica PTS diminui de forma significativa o PAPR com o aumento de M e W como esperado, já que aumentado o número de sub-blocos e o número de rotações a probabilidade de encontrar uma combinação de menor PAPR aumenta.

Constitui uma técnica bastante flexível já que se pode aumentar o número de sub-blocos e rotações de fase, podendo levar ao aumento de forma significativa da quantidade de sinais para melhor decisão do PAPR. Por outro lado, exige uma alta complexidade com o aumento de M e W que implicam grandes quantidades de memória e capacidade de computação.

O algoritmo de recepção PTS encontrado no diagrama de blocos da Figura 5.14 vai reagrupar novamente o sinal com conteúdo útil e ignorar a informação usada para redução de PAPR.

Foram obtidos também os gráficos EVM e MER no final do sistema para a técnica PTS, alterando as variáveis do modelo implementado (Figura 5.18 e Figura 5.19)

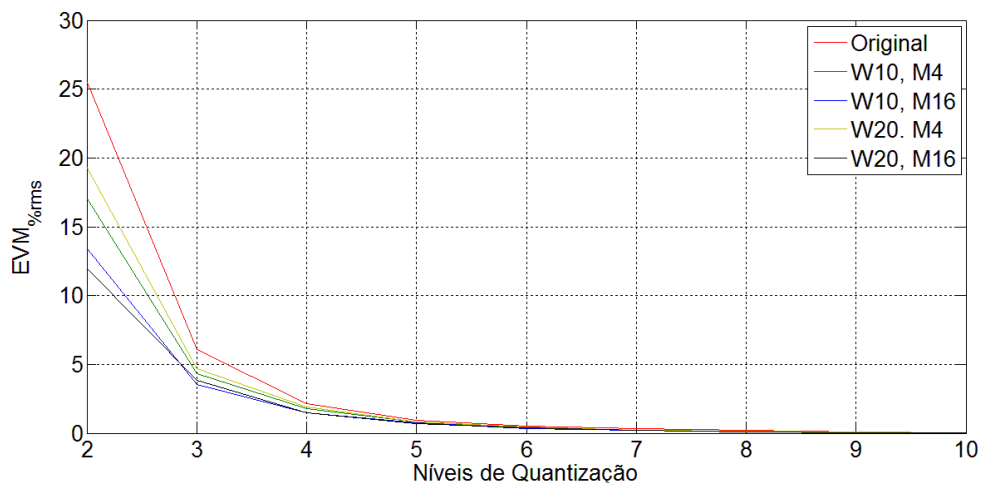


Figura 5.18 Gráfico EVM para PTS variando o W e M

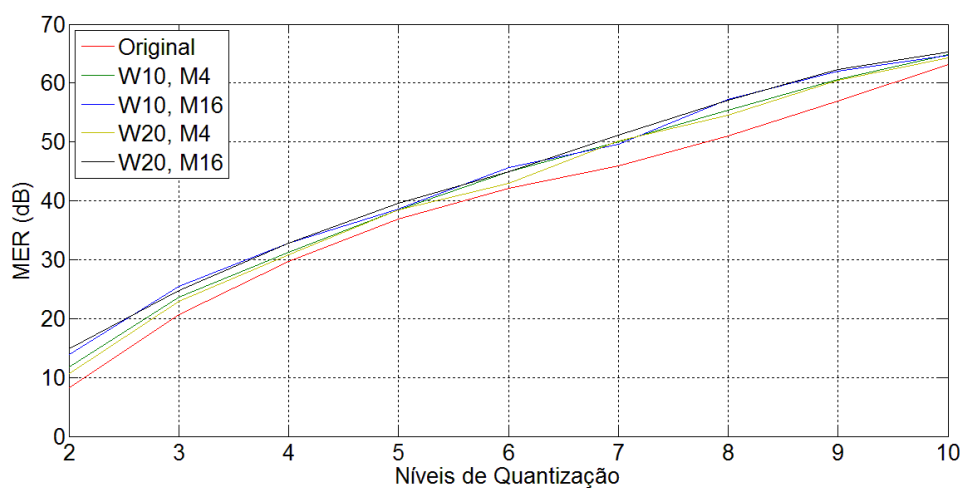


Figura 5.19 Gráfico MER para PTS variando W e M

O comportamento encontrado no gráfico da CCDF da técnica PTS é o semelhante para os gráficos do MER e EVM, ou seja, à medida que se aumentam os valores de W e M , PAPR diminui e qualidade da transmissão aumenta (MER aumenta).

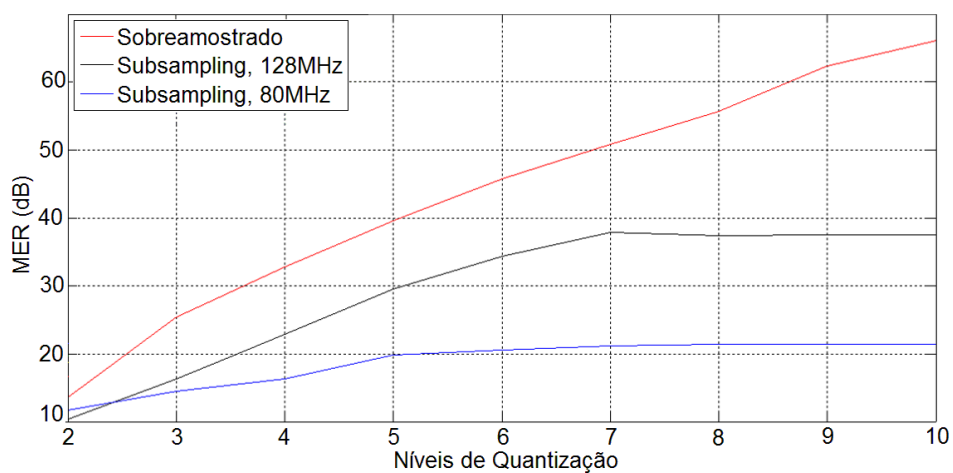


Figura 5.20 Gráfico de MER para a técnica PTS para diferentes frequências de amostragem

A Figura 5.20 mostra a simulação efetuada para a técnica *subsampling*, com sinais de parâmetros iguais variando somente a frequência do ADC. A degradação do sinal no recetor é evidente e verificam-se os piores resultados, quanto menor for a frequência de amostragem.

5.4 Selective Mapping

A técnica conhecida por Selective Mapping (SLM) consiste em multiplicar o vetor X_k por W sequências aleatórias distintas entre si, originando vários sinais diferentes que contêm a mesma informação. O vetor com o menor PAPR é selecionado e enviado para o recetor com a informação adicional B_k que a originou, incluída em portadoras auxiliares de tal forma que o recetor seja capaz de decodificar os dados de forma adequada. [35]

O diagrama de blocos da técnica PTS é semelhante ao de SLM da Figura 5.14 com a única diferença no algoritmo PAPR.

O algoritmo SLM pode ser esquematizado da seguinte forma (Figura 5.21), [35]

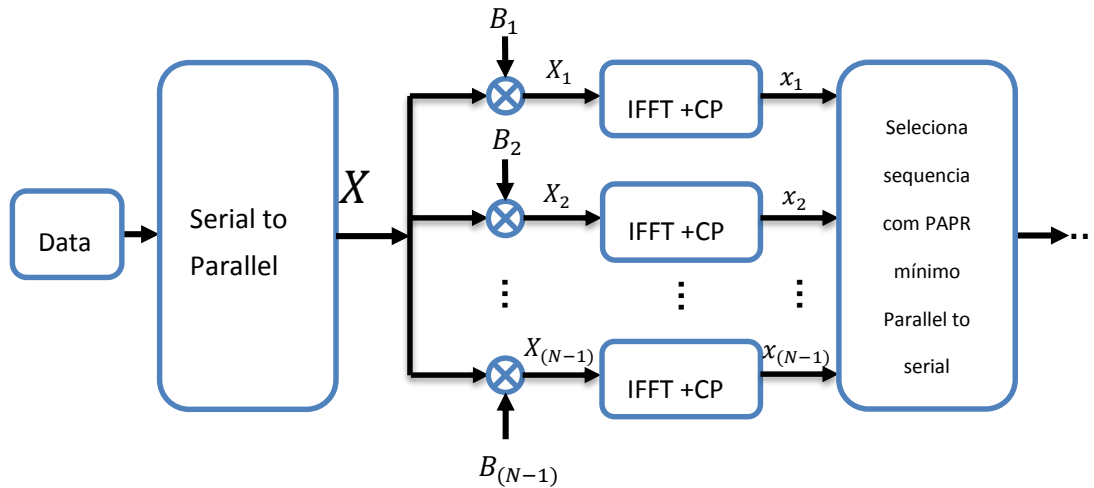


Figura 5.21 Esquema do algoritmo SLM para redução PAPR

O valor X representa a matriz N por K depois de ser modulada, onde cada símbolo vai ser multiplicado por B segundo, [35]

$$X_u = B_{u,k} X \quad (5.15)$$

com $u = 1, \dots, W - 1$ e B_u representa a quantidade de valores aleatórios que vão ser multiplicados,

$$B_{u,k} = [B_{u,1} B_{u,2} \dots B_{u,(N-1)}] \quad (5.16)$$

Sendo N o número de subportadoras na IFFT, $B_{u,k}$ é dado por:

$$B_{u,k} = e^{j\phi_{u,k}} \quad (5.17)$$

com $\phi \in [0: 2\pi]$ e $k = 1, \dots, N - 1$.

Depois de multiplicar X pelas várias fases, cada X_u vai ser processado por uma IFFT e é de seguida calculado e comparado o seu PAPR com os outros valores.

Ao analisar o diagrama da Figura 5.21, verificamos que, quanto maior for a quantidade de valores $B_{u,k}$ no transmissor, melhor vai ser o PAPR encontrado, no entanto, irá aumentar a complexidade do algoritmo e será necessário mais espaço para enviar a informação, o que leva ao aumento de complexidade de acordo com $\log_2(W)$ [35].

A Figura 5.22 mostra a o resultado da implementação da técnica com a variação do parâmetro W no final do transmissor OFDM. Podemos observar que com o aumento do W iremos encontrar melhor desempenho do sistema.

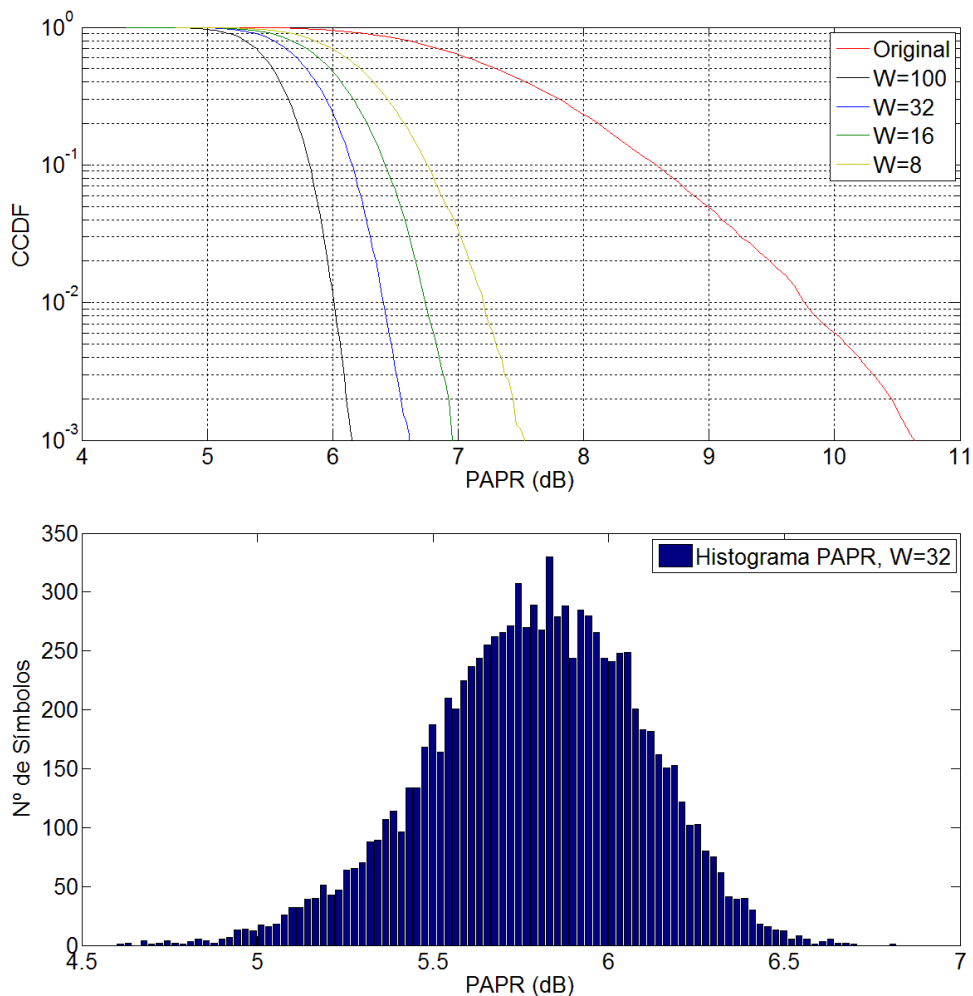


Figura 5.22 CCDF da técnica de SLM para diferentes valores de W e histograma para $W=16$

Podemos ver que o PAPR é reduzido de forma considerável com o aumento de W , o que se traduz num sinal com menores diferenças de potência.

A técnica SLM apresentada funciona de uma forma similar à técnica PTS previamente analisada. Ambas necessitam de definir vetores com pesos significativos de onde apenas uma sequência modificada de menor PAPR vai ser transmitida. Porém, existem duas diferenças significativas entre ambas. A primeira verifica-se na técnica SLM onde não ocorrem divisões do sinal em sub-blocos, sendo toda a informação processada pela IFFT. A segunda diferença envolve a operação com o vetor das fases. Em PTS, o vetor de fase p_m é multiplicado nos símbolos modulados da OFDM, enquanto que em SLM, o B_v é multiplicado a nível das subportadoras.

Como ambos utilizam vetores de fase para redução do PAPR, a técnica SLM também vai sofrer dos fatores negativos do seu uso, como é o exemplo da complexidade alta para procura de valores ótimos de fase.

Na parte do recetor, o algoritmo do recetor SLM, irá de forma inversa ao algoritmo do gerado reformular novamente o sinal dividindo pelos valores $B_{u,k}$, que são assumidos como obtidos no recetor.

Foram obtidos os gráficos de MER E EVM para SLM, variando o valor W de 2 até 16.

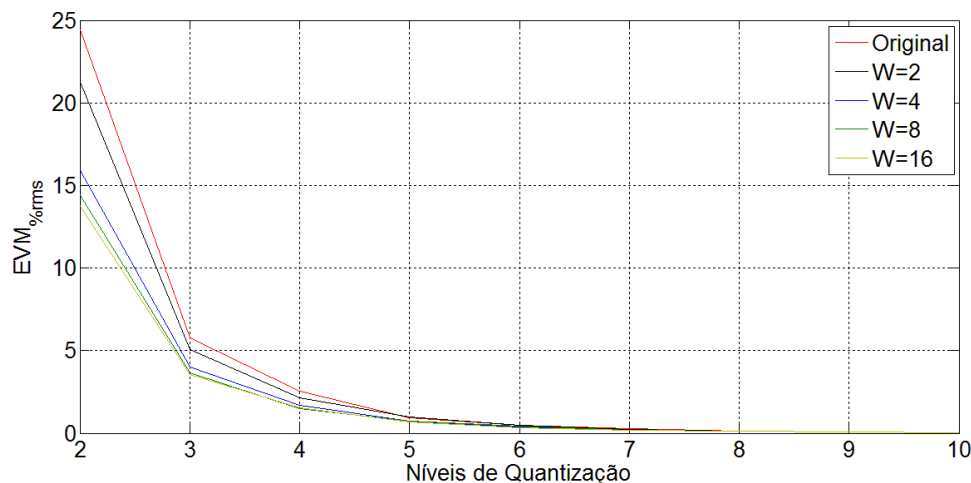


Figura 5.23 Gráfico EVM para SLM variando W

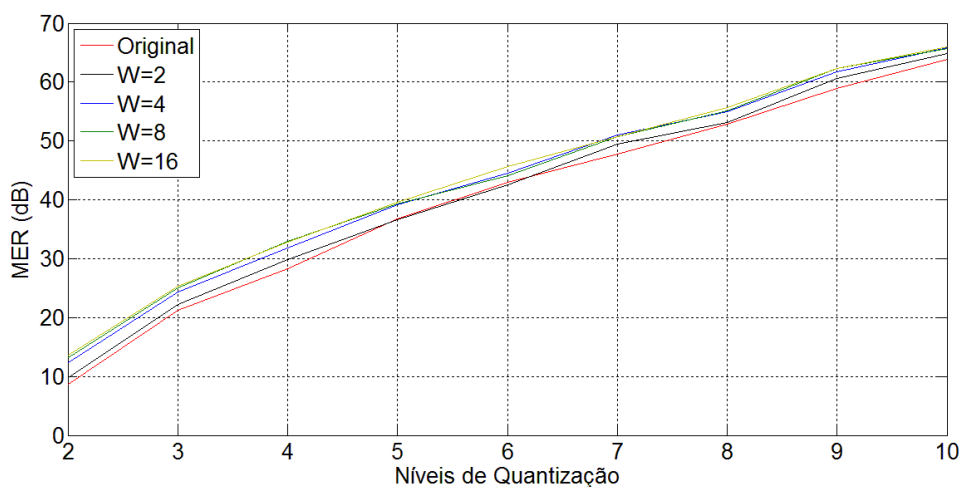


Figura 5.24 Gráfico MER para SLM variando W

O resultado obtido nas Figura 5.23 e Figura 5.24 mostram que a técnica SLM apresenta bons resultados para níveis de quantização inferiores mantendo-se ainda com melhores resultados para níveis de quantização grandes em comparação ao comportamento da reta original sem pré-distorção.

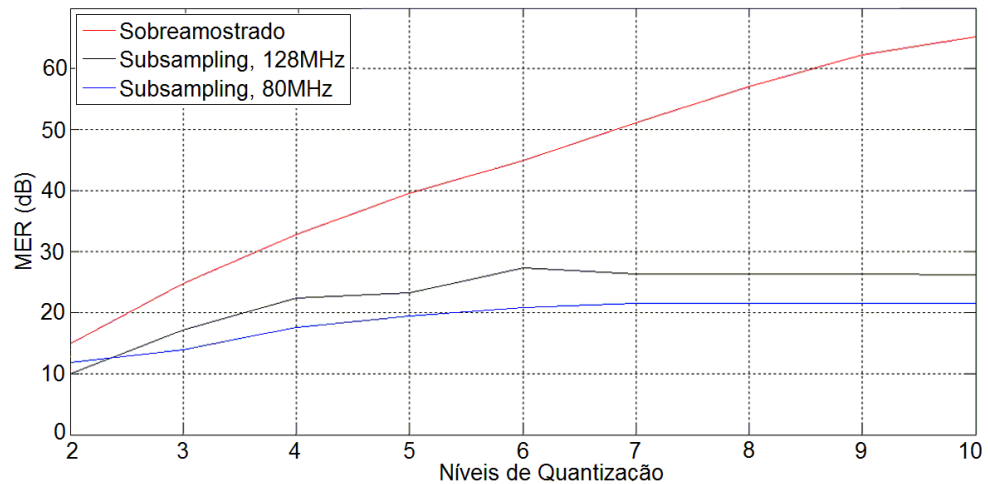


Figura 5.25 Gráfico de MER para a técnica SLM para diferentes frequências de amostragem

Foi também usado a técnica de *subsampling* para SLM (Figura 5.25). Verifica-se que o ruído da técnica *subsampling* é predominante e limita a qualidade do sinal a cerca de 27 dB.

5.5 Tone Reservation

Em sistemas OFDM práticos as N sub-portadoras que constituem o sinal OFDM não são usadas inteiramente para transmissão e modulação de dados (p.e. *standard* IEEE 802.11a apenas 53 das 64 são usadas). A técnica Tone Reservation (TR) usa algumas dessas subportadoras para transmissão de sinais adicionais com a única função de ajudar à redução do PAPR. São assim reservados valores C que não fornecem informação útil.

No recetor as subportadoras reservadas com os valores C são devidamente separadas das subportadoras contendo informação útil.

Deste modo, esta técnica vai somar ao nosso sinal x , um valor c de modo a que: [36]

$$x + c = IFFT(X + C) \quad (5.18)$$

Para OFDM fica,

$$X_k + C_k \quad (5.19)$$

Da mesma forma e de acordo com a Figura 5.26 podemos também escrever, $X_k = 0$, com $k \in \{i_1, \dots, i_L\}$ e $C_k = 0$, com $k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$,

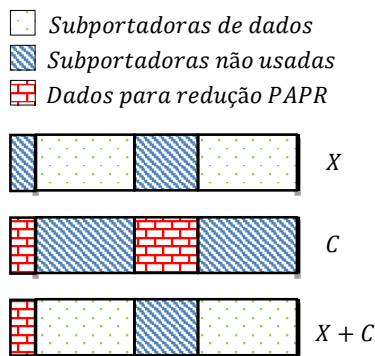


Figura 5.26 Formato simplificado de 1 símbolo OFDM com TR, adaptado de [36]

Como a desmodulação dos símbolos de dados é feita em frequências nas subportadoras, os *tones* reservados são descartados originando o seguinte PAPR:

$$PAPR(x) = 10 \log_{10} \left(\frac{\max |x(n) + c(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \right) \quad (5.20)$$

Assim, para minimizar ao máximo o PAPR é necessário encontrar um valor de C tal forma que:

$$\max |x(n) + c(n)|^2 < \max |x(n)|^2 \quad (5.21)$$

Para resolver a equação seria necessário utilizar um *Quadratically Constrained Quadratic Program* (QCQP) ou através de um *Linear Program* (LP) [43]. Porém, a complexidade de ambas as equações para encontrar a solução ótima para o $c(n)$ é muito elevada o que levou à necessidade de procurar um algoritmo para aproximar o $c(n)$ ao seu valor ideal.

O diagrama de blocos da Figura 5.27 representa os componentes implementados para simulação desta técnica.

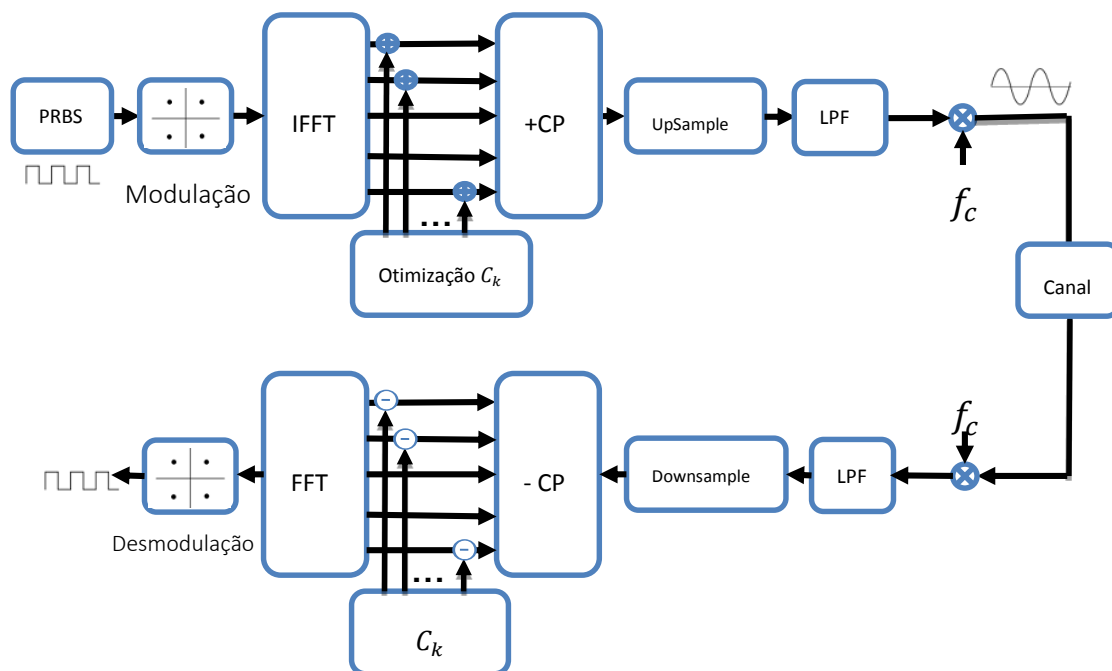


Figura 5.27 Esquema simplificado da técnica de TR

Após a criação e modulação do sinal para obtenção do sinal X , o sinal passa por uma IFFT para obter o sinal x temporal. Seguidamente, é procurado o máximo valor de pico e a sua localização no sinal a qual vamos denominar por p . Uma vez encontrado o valor máximo de pico, é definido um valor de *threshold*, o qual para este caso foi imposto a 15% inferior ao valor máximo encontrado de acordo com as especificações do artigo [36].

O algoritmo de otimização para o C gerado baseia-se num ciclo iterativo que melhora o PAPR até se obter o PAPR desejado ou o número de iterações atingir o seu valor máximo. No início deste bloco é definido e gerado K símbolos temporais por,

$$b_k = IFFT(B_K) \quad (5.22)$$

onde B_K é um sinal onde todos os elementos são nulos expeto o k_{th} elemento que vai ser igual a 1 e b_k vai ser o k_{th} símbolo incluído em N amostras. Por questões de simetria as subportadoras reservadas foram escolhidas no início e no fim de cada símbolo tal como a Figura 5.28 indica.

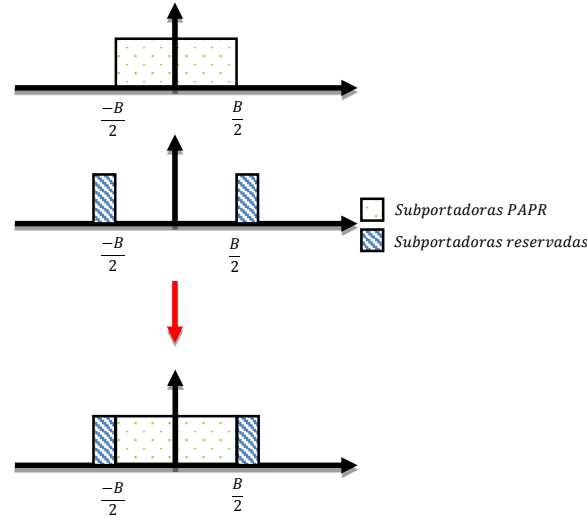


Figura 5.28 Diagrama do local das subportadoras reservadas

Seguidamente é procurado de entre os k símbolos gerados o símbolo correspondente ao índice p , $b_{kn} = n = p$ que terá a fase θ_{kp} . Esta fase vai pertencer a uma das seguintes oito categorias Figura 5.29:

- 1) $|\theta_{kp} - \theta|$ é mínimo durante as K comparações, o que significa que θ_{kp} é o valor mais próximo de θ e θ_{kp} está localizado no mesmo quadrante que o pico;
- 2) $|\theta_{kp} - \theta - \frac{\pi}{4}|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $\frac{\pi}{4} + \theta$;
- 3) $|\theta_{kp} - \theta - \frac{\pi}{2}|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $\frac{\pi}{2} + \theta$;
- 4) $|\theta_{kp} - \theta - \frac{3\pi}{4}|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $\frac{3\pi}{4} + \theta$;
- 5) $|\theta_{kp} - \theta - \pi|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $\pi + \theta$ e b_{kp} é aproximadamente simétrico ao pico em relação à origem;
- 6) $|\theta_{kp} - \theta + \frac{\pi}{4}|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $-\frac{\pi}{4} + \theta$;
- 7) $|\theta_{kp} - \theta + \frac{\pi}{2}|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $-\frac{\pi}{2} + \theta$;
- 8) $|\theta_{kp} - \theta + \frac{3\pi}{4}|$ é mínimo, o que significa que θ_{kp} é mais próximo de $-\frac{3\pi}{4} + \theta$;

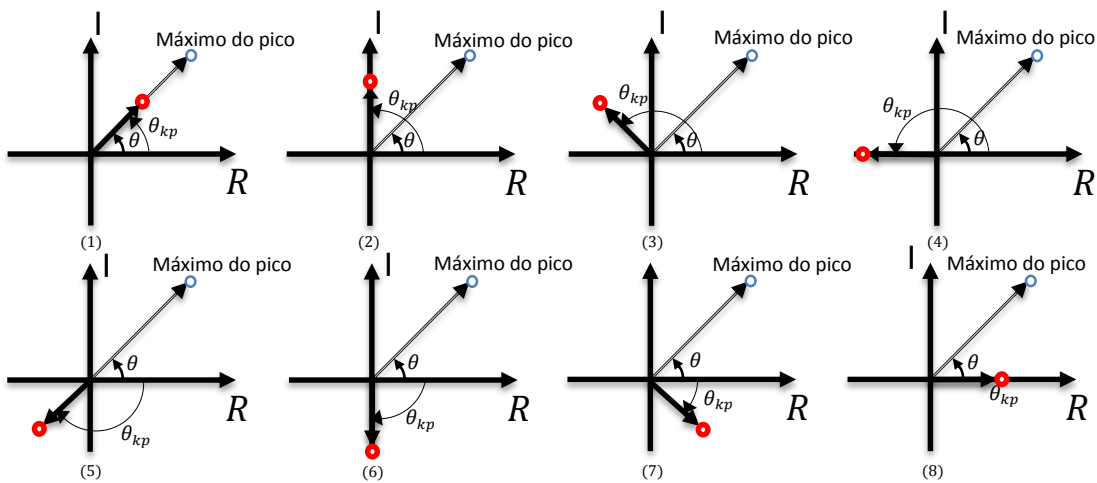


Figura 5.29 Diferentes valores que a fase θ_{kp} pode pertencer

Após encontrar a fase mínima, vai ser procurado o mínimo c_k para respeitar a equação (5.21) :

$$\begin{aligned}
 c_k &= r b_k \\
 &= r e^{j\theta_{kp}},
 \end{aligned}
 \tag{5.23}$$

onde o fator r é um número real que representa a magnitude de redução das sub-portadoras, o qual é escolhido de forma que seja menor que a magnitude dos pontos dos cantos de uma constelação QAM.

Seguidamente é somado o valor c_k pela equação (5.18) e gerado o novo sinal que irá ser respetivamente tratado por iterações.

O gráfico da CCDF da Figura 5.30, mostra os resultados da simulação com o algoritmo anterior descrito que apresenta valores de PAPR reduzidos com variação dos Tons Reservados no final do transmissor OFDM.

Ao analisar as imagens, podemos verificar que, como esperado, quanto maior o número de subportadoras reservadas, melhor vai ser o comportamento PAPR da função CCDF.

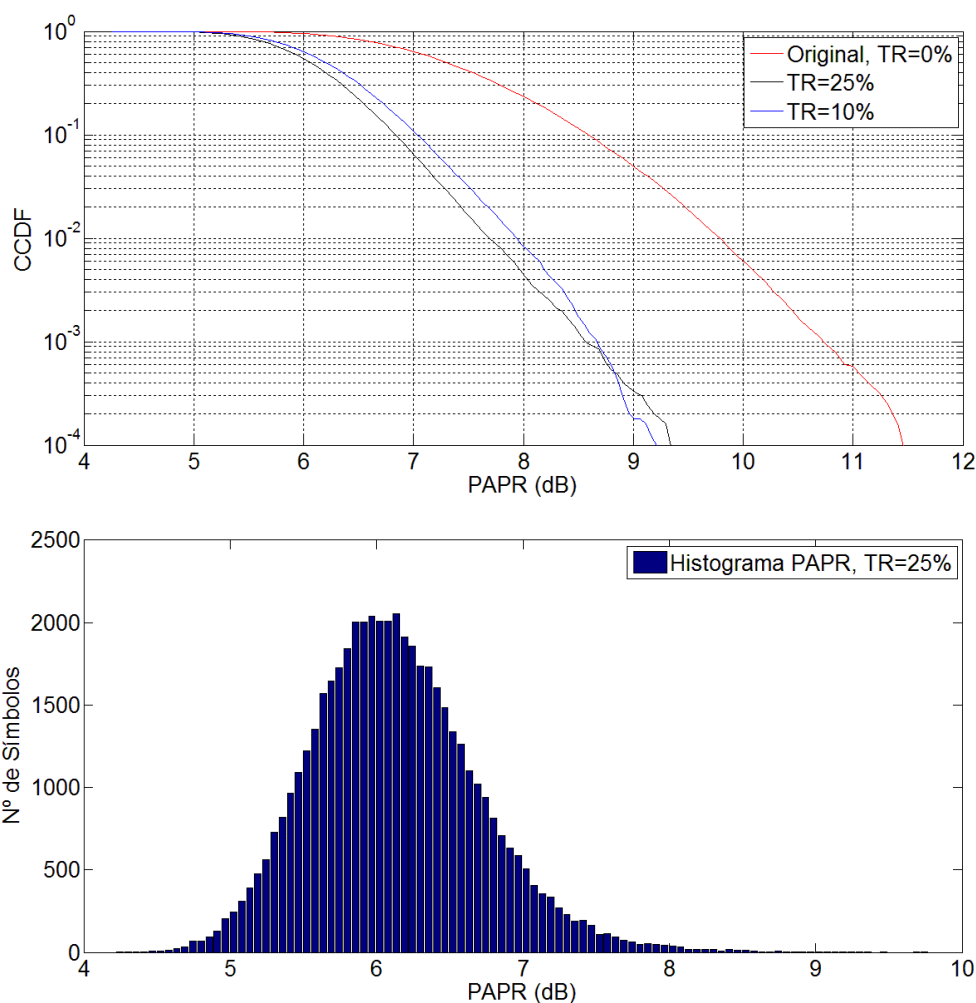


Figura 5.30 CCDF da técnica de TR para diferentes valores de W e histograma para $TR = 25\%$

Como foi visto pelo digrama simplificado da técnica TR, o algoritmo de redução de PAPR no recetor vai ter a responsabilidade de remover os tones reservados ao sinal, de maneira a obter uma cópia exata da sequência gerada. Os valores c_k , de igual modo à técnica PTS, são assumidos como conhecidos pelo recetor.

Os gráficos de MER e EVM foram obtidos para a técnica TR e foram escolhidos tones reservados de 10 e 25 por cento para comparar com a reta original sem pré-distorção.

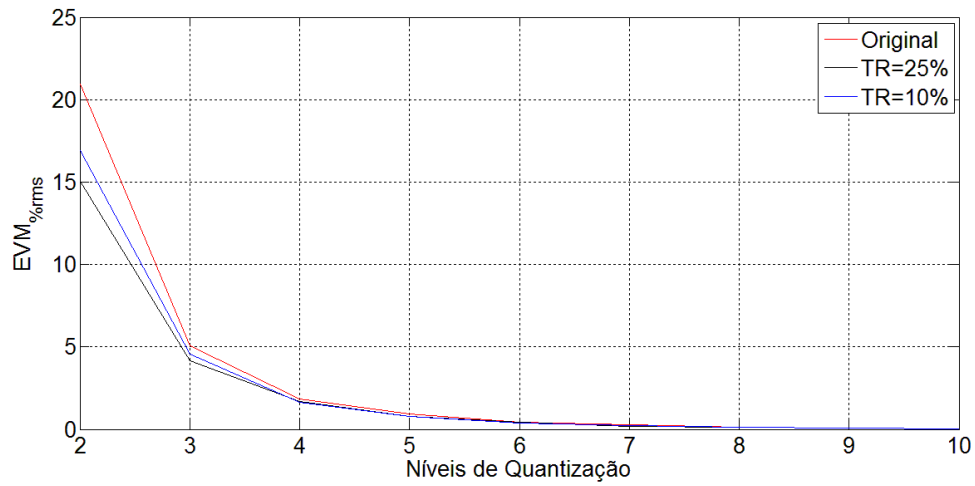


Figura 5.31 Gráfico EVM para TR variando os tones reservados

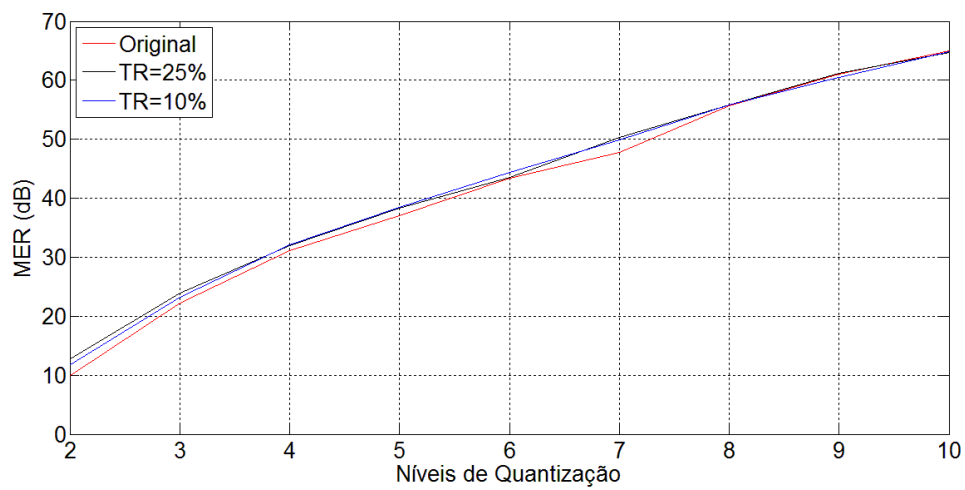


Figura 5.32 Gráfico MER para TR variando os tones reservados

Os resultados das Figura 5.31 e Figura 5.32, mostram que esta técnica apresenta valores de MER (boa qualidade de transmissão do sinal), muito próximos à reta original sem pré-distorção.

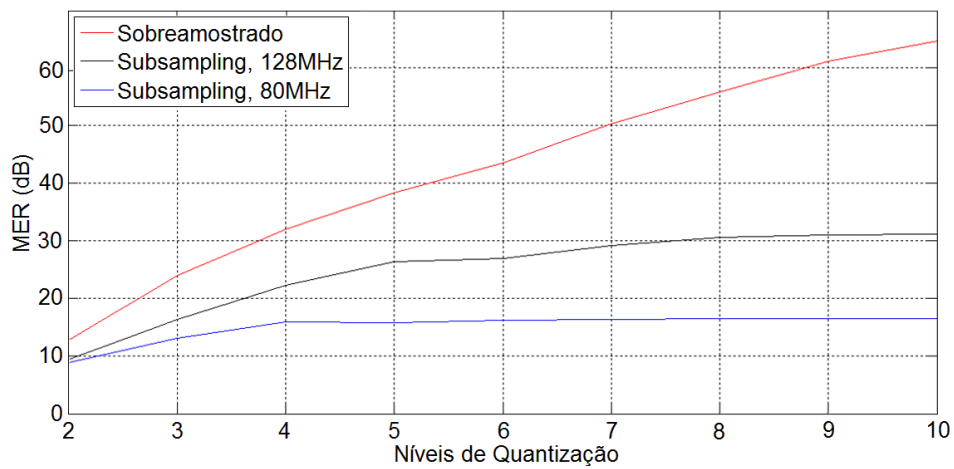


Figura 5.33 Gráfico de MER para a técnica TR para diferentes frequências de amostragem

Para *subsampling*, o comportamento da Figura 5.33 era o esperado, uma vez que à semelhança das outras técnicas, a degradação do canal deve-se à resposta do seno cardinal em frequência e o sinal iria ser limitado a um certo valor, dependendo da frequência de amostragem do ADC.

5.6 Active Constellation Extension

A técnica *Active Constellation Extension* (ACE) consiste em ajustar os pontos da constelação original $M - QAM$ a novos pontos de modo a que a sua distância mínima não mude, ou seja, os novos pontos são estendidos para fora da constelação original. Este processo leva a que no recetor não seja necessário nenhuma informação adicional.

Sabendo que altos valores de PAPR ocorrem quando a fase do sinal se organiza de uma tal forma que provoca valores altos temporalmente, ACE gera um algoritmo que altera a organização da fase sem interferir na informação enviada e ao mesmo tempo reduzindo o problema da potência alta.

A Figura 5.34 mostra a aplicação de um algoritmo ACE para uma constelação QPSK onde as zonas cinzentas são zonas onde a constelação pode ser ajustada sem modificar a escolha final de informação pelo recetor.

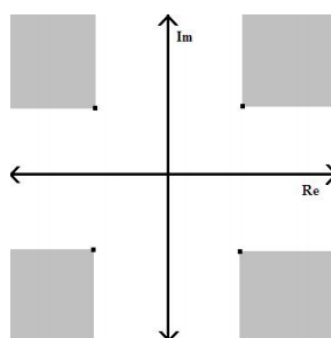


Figura 5.34 Constelação QPSK com as zonas de ajuste dos símbolos [38]

De forma semelhante esta técnica pode ser aplicada às modulações que originam constelações de ordem maior, porém, a extensão das zonas pode apenas ser aplicada em pontos de fronteira pois os pontos interiores da constelação não podem ser modificados já que levariam a escolhas de informação erradas.

A Figura 5.35 representa a utilização de ACE numa constelação de $16 - QAM$ onde se consegue observar as zonas que podem ser estendidas sem modificar a informação e mantendo a distância mínima entre pontos.

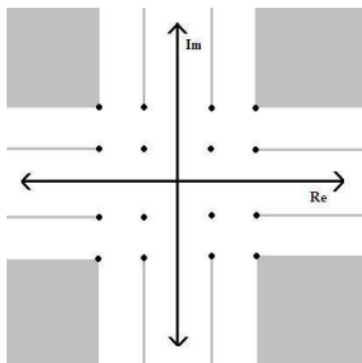


Figura 5.35 Constelação 16-QAM com as zonas de ajuste dos símbolos [38]

Normalmente à medida que aumentamos a quantidade de subportadoras (N), o PAPR aumenta progressivamente (como visto anteriormente na Figura 3.9), porém, a técnica ACE com o aumento de N ocorre a melhoria dos valores do PAPR [37]. Foi testado e obtida a Figura 5.36 com o algoritmo ACE-R, seguidamente descrito, para verificar esta propriedade da técnica ACE.

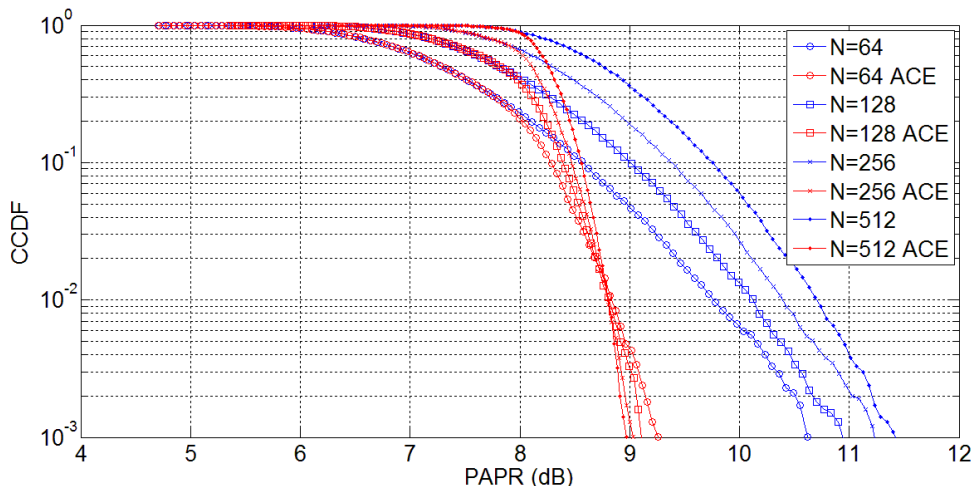


Figura 5.36 Comportamento da CCDF para a técnica ACE variando o número de subportadoras

Para fins experimentais a técnica ACE foi implementada de duas formas distintas, ACE-G e ACE-R. Em ambas as técnicas é implementada a mesma técnica *clipping* anteriormente analisada encontrada na secção 5.2.1. O limite de *clipping* foi imposto para se obter um CR de aproximadamente 6 dB.

O diagrama de blocos do gerador e recetor OFDM com o algoritmo ACE fica (Figura 5.37),

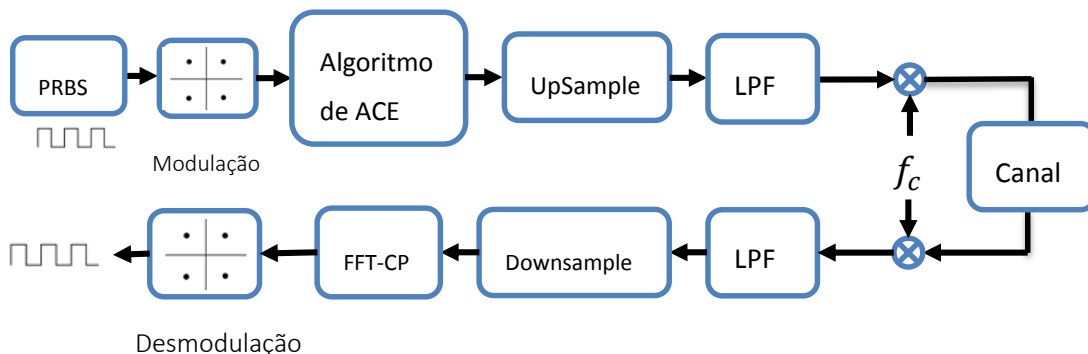


Figura 5.37 Esquema simplificado para a técnica de redução de PAPR ACE

Para cálculo da qualidade da transmissão do recetor MER, não foi possível usar a habitual equação, já que o uso de fronteiras nas constelações impede o aspecto “nuvem” habitual. Desta forma, MER foi calculado face à distância das decisões de fronteira não considerando as zonas interiores para o cálculo.

5.6.1 ACE-G

A primeira técnica investigada e implementada denomina-se por ACE-G e pode ser melhor entendida pelo diagrama de blocos seguinte (Figura 5.38), [40]

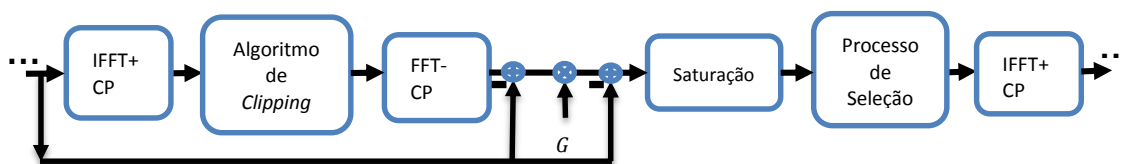


Figura 5.38 Algoritmo de redução PAPR da técnica ACE-G

Esta técnica começa por passar os símbolos X_k , por uma IFFT originando o sinal $x(n)$ temporal. Neste sinal é então aplicado *clipping* e é passado novamente para o domínio e frequências por uma FFT.

É calculada a diferença do sinal inicial X_k pelo resultado à saída da FFT e é de seguida multiplicado por um ganho de extensão de constelação denominado por G , [40]

$$\bar{X}_c = Gd \tag{5.24}$$

Somando ao nosso sinal original X ficamos com,

$$\bar{\bar{X}}_c = \bar{X}_c + X \tag{5.25}$$

O sinal $\bar{\bar{X}}_c$ é então saturado da seguinte forma para criar as zonas de extensão,

$$X_{ACE} = \begin{cases} \bar{\bar{X}}_c, & \text{se } \bar{\bar{X}}_c \in \text{região de } X \\ X_k, & \text{para outros casos} \end{cases} \tag{5.26}$$

Isto é, se a nova região $\bar{\bar{X}}_c$ for colocada em zonas de extensão de X , esta vai manter o seu valor, mas nos casos em que se estende para zonas que alterem a distância mínima dos pontos, os seus valores vão voltar a ser iguais a X_k .

Nos seguintes gráficos (Figura 5.39) podemos ver as constelações de X_{ACE} no final do transmissor OFDM, onde o valor G escolhido para fornecer um melhor comportamento de PAPR, garantindo ao mesmo tempo que o sinal não ultrapassava a sua região pela saturação tal como já se tinha mencionado.

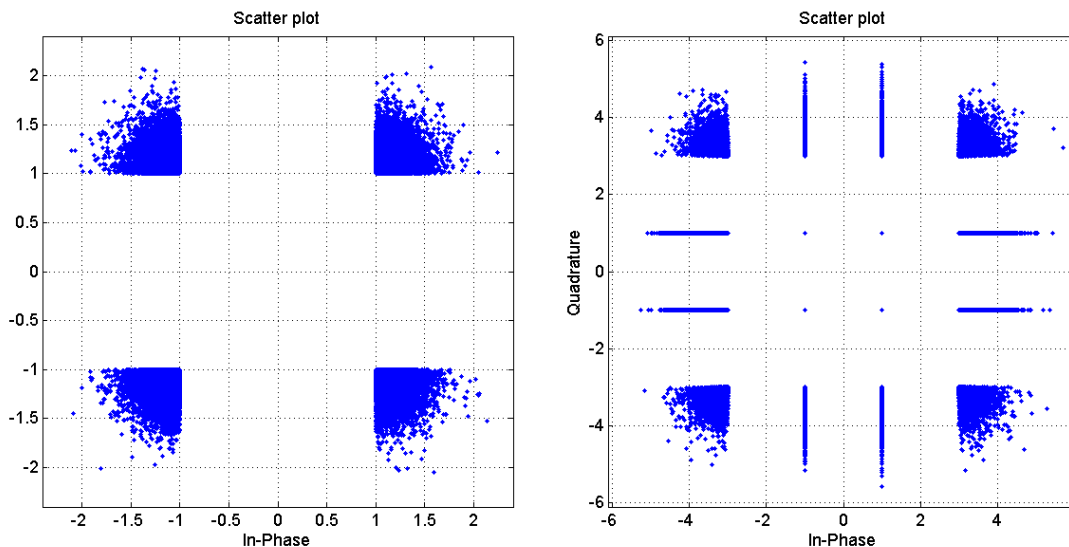


Figura 5.39 Constelação QPSK e 16-QAM para ACE-G com N=8 e G=5

O comportamento PAPR pode ser analisado na Figura 5.40 em comparação com o sinal original para diferentes valores de G ,

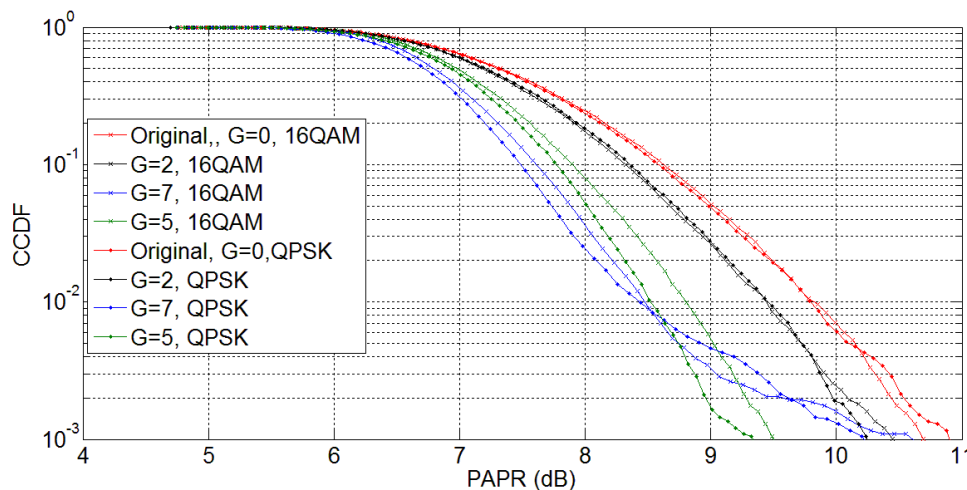


Figura 5.40 CCDF para a técnica ACE-G variando o valor de G e o tipo de modulação

Ambos os resultados fornecem melhoramentos de PAPR em relação a um sinal sem pré-distorção. Foi também verificado que com o aumento de G o comportamento da CCDF seria melhor, porém, para valores superiores a 5 o comportamento da CCDF torna-se indesejado.

As simulações foram feitas com o máximo possível de símbolos que foi computacionalmente possível, mas, como nestas técnicas muitos dos símbolos não vão ser estendidos e vão ser colocados nas posições fronteira, implica uma maior necessidade de número de símbolos da simulação face a outras técnicas. Algumas das inconsistências no comportamento ascendente ou descendente das retas que se verificam no gráfico acima e nos próximos gráficos consequentes, justificam-se não só pela diferença de modulação, mas também pela dificuldade de atingir um valor médio.

Já no final da transmissão, foram obtidos os gráficos EVM e MER (Figura 5.41, Figura 5.42 e Figura 5.43) para as modulações QPSK e 16 – QAM com a variação do valor G e número de bits de quantização.

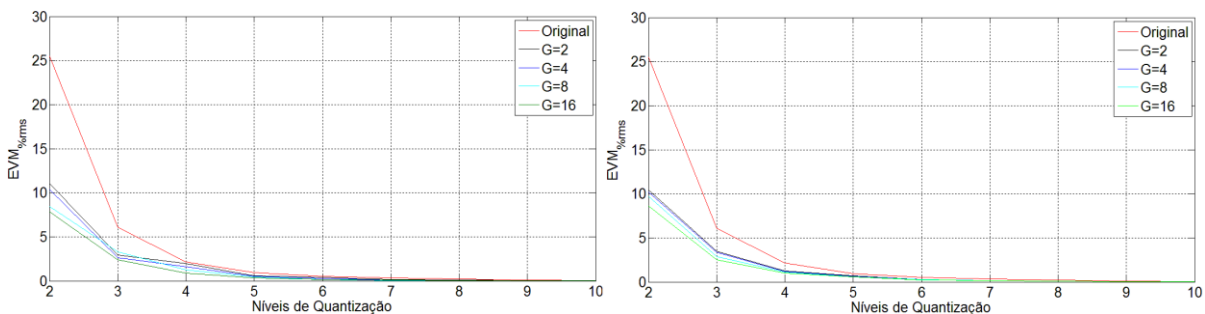


Figura 5.41 Gráfico EVM para ACE-G variando o valor de G para QPSK e 16-QAM respectivamente

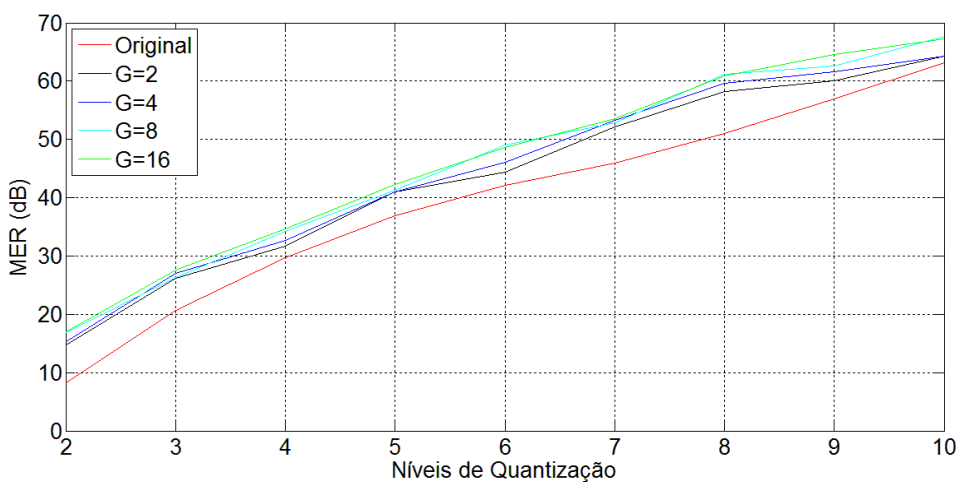


Figura 5.42 Gráfico MER para ACE-G QPSK, variando o valor de G

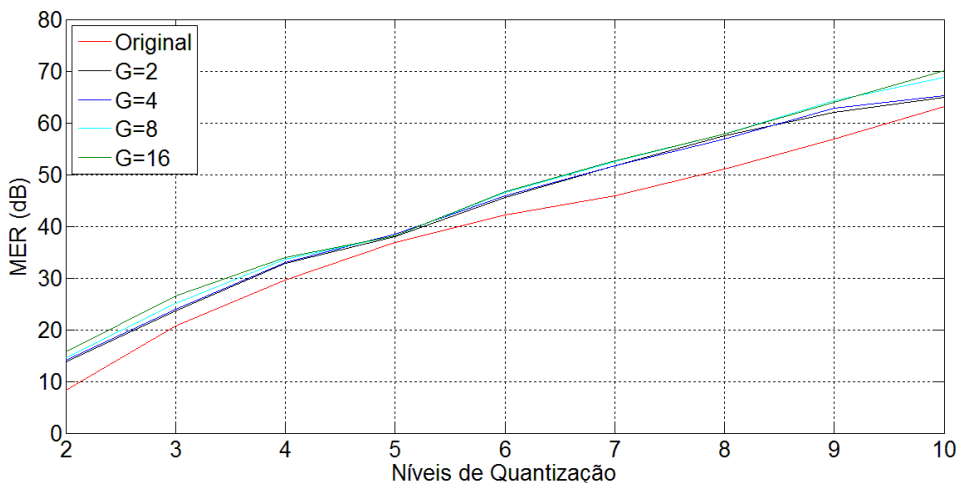


Figura 5.43 16- Gráfico MER para ACE-G 16-QAM, variando o valor de G

O comportamento de ambas as modulações continua a obter melhores resultados que a modulação sem pré-distorção, o que garante uma melhor qualidade de transmissão. Verifica-se também melhor MER com o aumento do valor G .

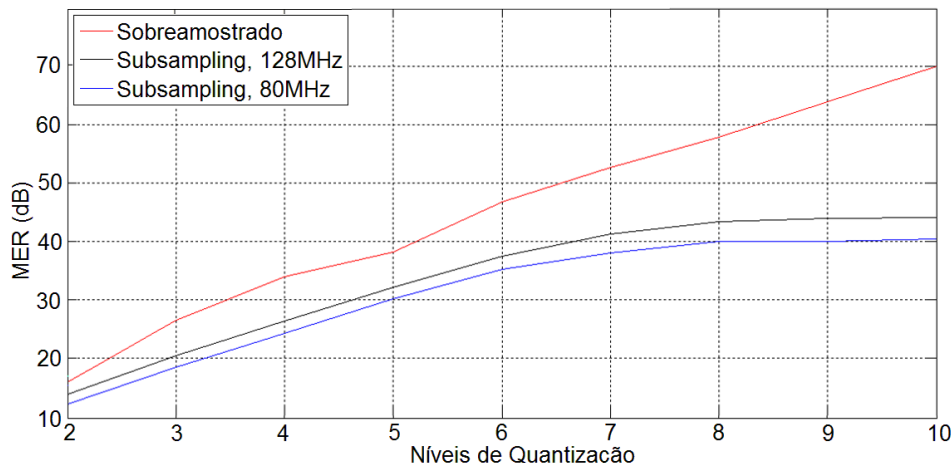


Figura 5.44 Gráfico de MER para a técnica ACE-G para diferentes frequências de amostragem

O gráfico da Figura 5.44 representa uma implementação feita com uma modulação 16 – QAM com $G = 16$ e serve para verificar as diferenças entre um sinal sobreamostrado por duas simulações com *subsampling* de frequências de amostragens do ADC diferentes. Como esperado e verificado em outras técnicas, a técnica de *subsampling* vai levar a uma diminuição da qualidade da transmissão com um valor limite a partir de sete a oito níveis de quantização.

5.6.2 ACE-R

A segunda técnica ACE implementada, representa uma técnica de *clipping* iterativo denominada de ACE-R (*Recursive ACE*) onde o seu algoritmo é definido no seguinte diagrama de blocos (Figura 5.45), [39]

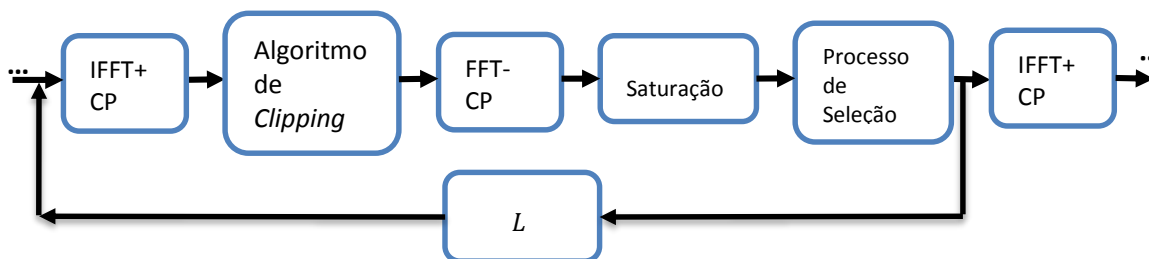


Figura 5.45 Esquema simplificado do algoritmo ACE-R

Nesta técnica obtêm-se da mesma maneira o sinal temporal $x(n)$ por uma IFFT que é seguido do mesmo algoritmo de clipping usado na técnica ACE-G.

O sinal resultante passa da mesma maneira para o domínio das frequências por uma FFT, originando o sinal *clipped* X_c que é diretamente processado pela mesma equação(5.26) que encontramos na técnica anterior.

O resultado é depois iterativamente processado pelo ciclo descrito até se obter o PAPR desejado ou alcançar o número máximo de iterações imposto.

As Figura 5.46 seguintes representam as constelações conseguidas para $L = 16$ iterações com modulações a QPSK e 16-QAM respetivamente para a parte final do transmissor OFDM.

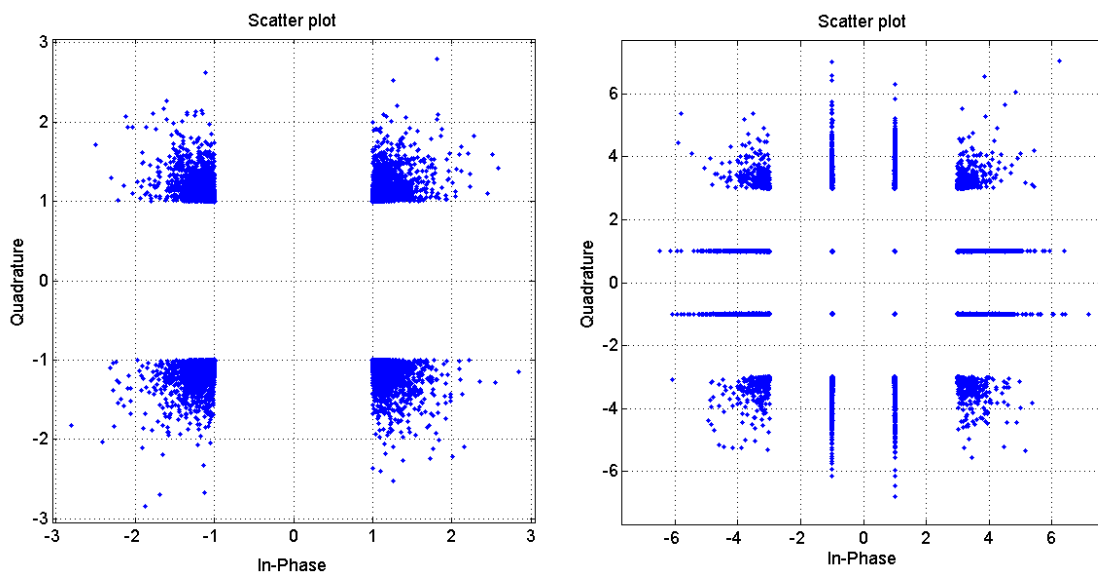


Figura 5.46 Constelação QPSK e 16-QAM para ACE-R com N=8

A resultante CCDF da Figura 5.47 mostra que para maiores iterações o comportamento da CCDF é melhorado.

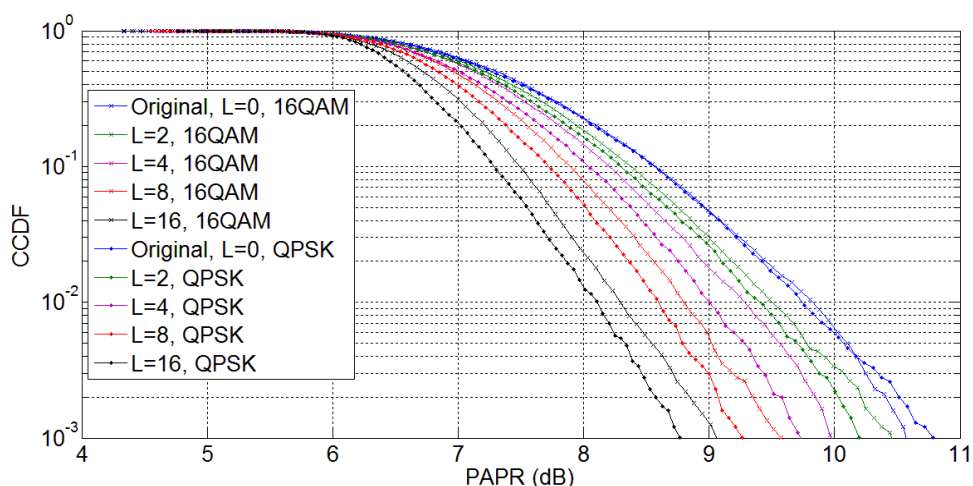


Figura 5.47 CCDF para a técnica ACE-R variando o valor das iterações L e o tipo de modulação

Ambas as técnicas usadas reduzem o PAPR cerca de 2 dB abaixo do original, podendo referenciar que técnica ACE-R confere um maior controlo já que não é necessário tentar encontrar um ideal G .

Foi também considerado de interesse ser estudado o resultado da técnica ACE-R, no final da transmissão do recetor. Da mesma forma que foi executado para as outras técnicas, foram feitas simulações com o objetivo de obter os valores de MER e EVM. Como ACE-R representa uma técnica iterativa, as simulações foram analisadas para os diferentes níveis de quantização e diferentes comportamentos com o aumento das iterações.

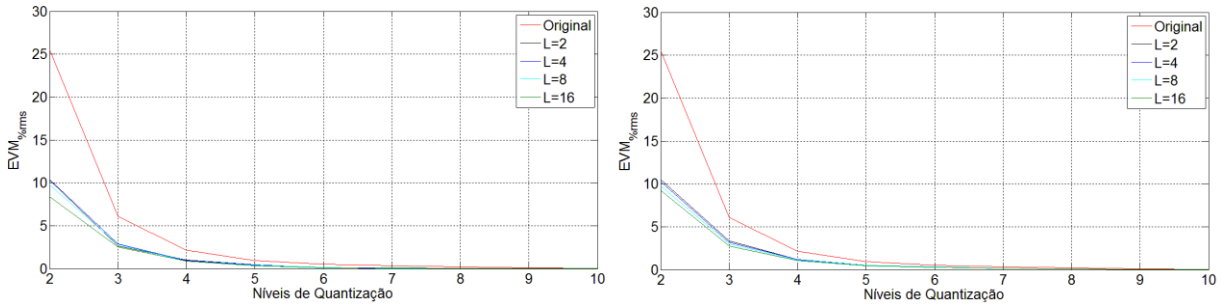


Figura 5.48 Gráfico EVM para ACE-R variando o número de iterações L para QPSK e 16-QAM respectivamente

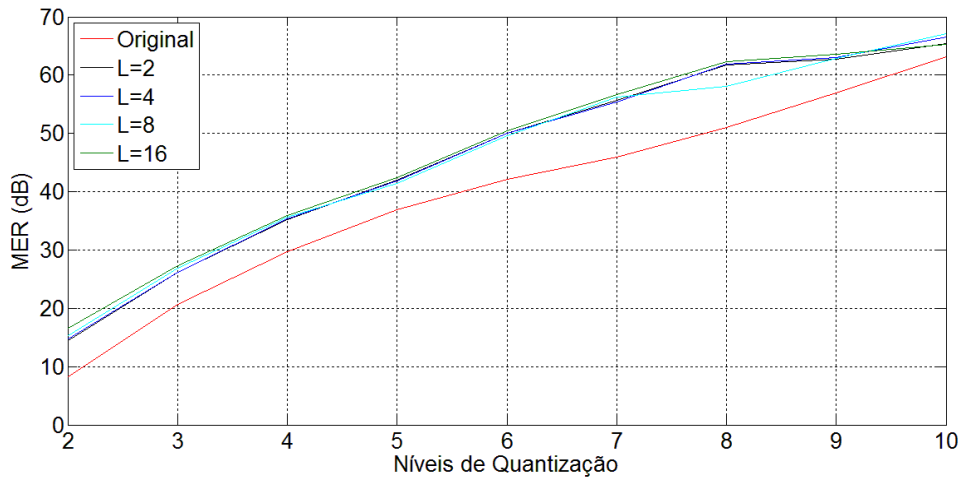


Figura 5.49 Gráfico MER para ACE-R QPSK, variando o valor de L

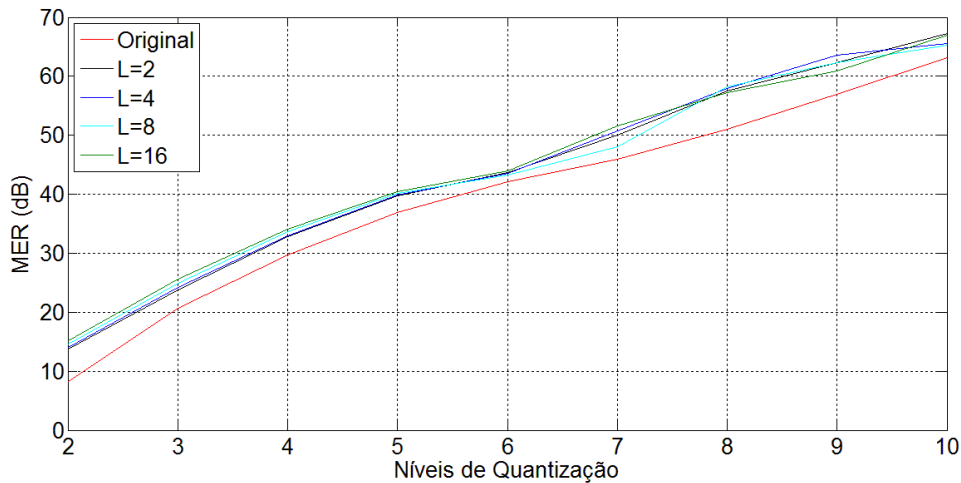


Figura 5.50 Gráfico MER para ACE-R 16-QAM, variando o valor de L

Analisando o MER/EVM desta técnica (Figura 5.48, Figura 5.49 e Figura 5.50), verifica-se que a técnica garante melhores resultados que os encontrados sem pré-distorção. Também se verifica que com o aumento do valor de iteração L existe uma tendência para melhores resultados.

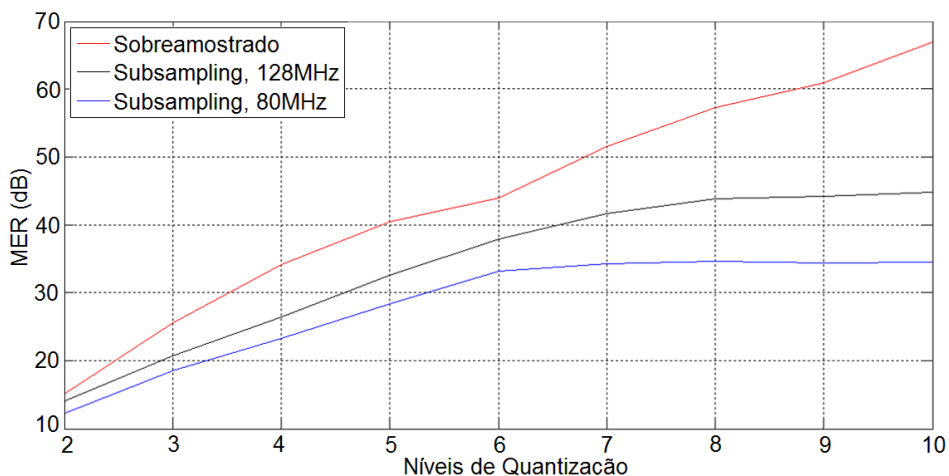


Figura 5.51 Gráfico de MER para a técnica ACE-R para diferentes frequências de amostragem

De igual forma para a técnica ACE-G, foi simulada a técnica *subsampling* com uma modulação $16 - QAM$ e $L = 16$. Foram retiradas as mesmas conclusões evidenciando apenas os melhores resultados obtidos por esta técnica.

5.7 Validação das Técnicas PAPR

Como mencionado na secção 5.1, as demais técnicas implementadas foram baseadas em artigos, assim, para validação dos resultados foi possível comparar os resultados dos artigos com os obtidos para a redução de PAPR no gerador. Não foi possível comparar o desempenho no recetor já que o assunto não foi abordado nos artigos consultados.

Verificou-se que em todas as técnicas os comportamentos e valores obtidos de redução de PAPR eram aproximadamente iguais aos que artigos de qual foram baseados. Algumas das diferenças que se verificavam correspondiam à diferença da exatidão do algoritmo de redução de PAPR, onde em algumas das técnicas, como foi mencionado, optou-se por não encontrar a solução ótima, mas sim, encontrar uma solução aproximada. Outra razão para qual os valores de PAPR serem ligeiramente diferentes aos dos artigos consultados, vêm da decisão do CR usado.

A técnica ACE-G foi a única exceção em que não se obteve valores aproximados ao artigo do qual foi retirado. Esta diferença resultou da diferente forma como a saturação era controlada e implementada no algoritmo da técnica. Assim, é possível dizer que embora baseada no artigo [40], não se podem tirar validações sobre os resultados em comparação com o artigo, já que os resultados diferem de um modo significativo. Porém, como foi observado os resultados da técnica foram bastante satisfatórios.

A validação no recetor foi feita a partir dos valores obtidos pelos gráficos de MER e EVM, que seguiram um comportamento semelhante ao encontrado pelos gráficos CCDF.

5.8 Conclusão

Foi obtido e verificado o resultado da qualidade do sinal por simulação MATLAB de diferentes tipos de técnicas de redução de PAPR no recetor e gerador OFDM no sistema DRoF. Conclui-se que os algoritmos implementados resultam na redução considerável do valor de PAPR no gerador, o que conseqüentemente leva a que o sinal recebido no recetor OFDM tenha uma melhor qualidade. Os bons resultados de redução de PAPR e a conseqüente validação dos resultados por comparação de artigos, permite deduzir uma boa implementação das funções características de cada algoritmo.

Verificou-se que os melhores resultados de MER em relação ao sinal sem pré-distorção são as técnicas ACE, especificamente a técnica ACE-R. Estas técnicas apresentam uma complexidade inferior às técnicas SLM TR e PTS no gerador, mas mesmo assim, necessitaram de alguns ciclos iterativos (que englobam operações de IFFT e FFT), em contrapartida não implicam mudanças no recetor.

Os componentes simulados e validados até este ponto, vão em conjunto com o equipamento do laboratório permitir implementar um sistema rádio digitalizado sobre fibra completo, o que será o objetivo de estudo do capítulo seguinte.

Capítulo 6

Validação Experimental do Sistema DRoF

6 Introdução

Neste capítulo é abordada a implementação de um sistema DRoF experimental, em que a geração do sinal OFDM e desempenho do sistema são desenvolvidos em MATLAB. Inicialmente na secção 6.1, é apresentada a constituição geral do sistema implementado e na secção 6.2 é abordado em pormenor o equipamento utilizado. Por último, na secção 6.3 são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos, permitindo tirar ilações dos mesmos.

6.1 Montagem Experimental

O diagrama de blocos da Figura 6.1 representa a montagem experimental que foi feita de modo a validar o sistema completo DRoF.

Para o gerador foi necessário recorrer ao programa MATLAB para recriar um sinal OFDM. Foram implementadas a modulação e digitalização do ADC (azul). Já em laboratório foi feita a transmissão e a parte ótica que vão ser apresentadas na secção 6.2. (vermelho)

Para o recetor, recorreu-se novamente ao MATLAB onde foi realizado a descodificação e desmodulação do sinal (azul).

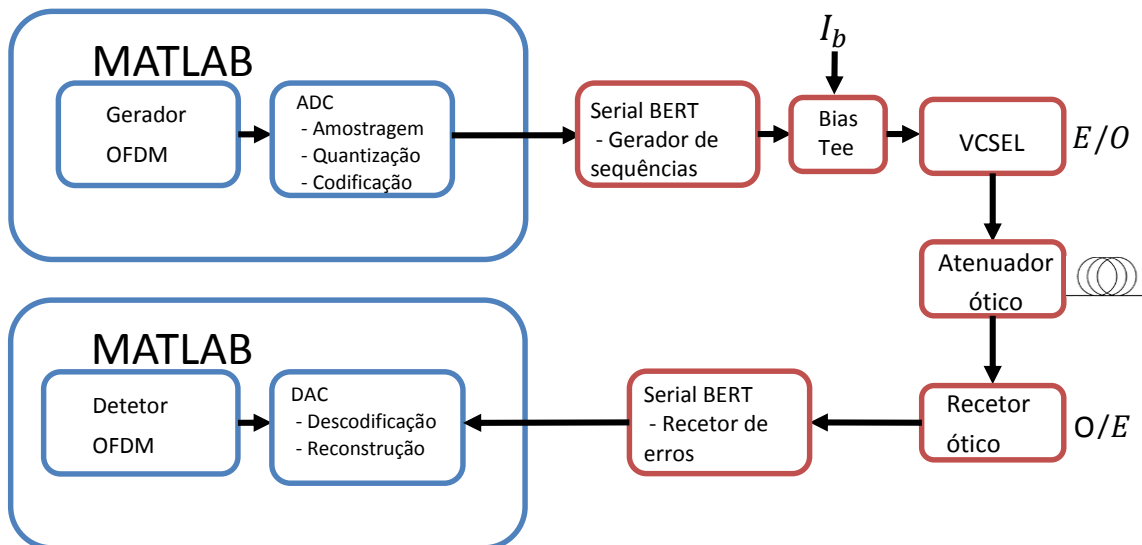


Figura 6.1 Diagrama de blocos do *setup* do sistema experimental montado

6.2 Equipamento

O primeiro diagrama da transmissão representa o Serial BERT. Este equipamento é constituído por dois módulos, *Pattern Generator* e *Error Detector*. O primeiro é usado para carregar a seqüência de bits proveniente do gerador e o segundo é usado para receber a informação no final da transmissão, para enviar para o recetor. Era previsto utilizar um osciloscópio de amostragem para a recolha do sinal, porém, surgiram limitações sobre o número de amostras recolhidas. Assim, optou-se por usar o Serial BERT para geração e recolha do sinal de forma a melhorar o desempenho e avaliação do sistema.

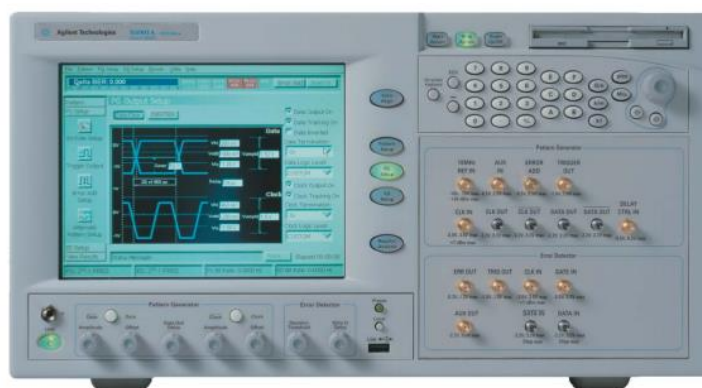


Figura 6.2 Agilent N4901B Serial BERT 13.5 Gb/s

Para transformar o sinal elétrico em ótico, é usado um VCSEL operando num comprimento de onda de 1550 nm, *Raycan RC330221F* e 4.5 Gb/s de largura de banda, polarizado através de um Bias-T representados na Figura 6.3.



Figura 6.3 VCSEL 1550 nm – Raycan RC330221F, Picosecond 550B

Foi usado um laser VCSEL semiconductor que opera num único modo longitudinal por uma cavidade de cerca de $1\ \mu\text{m}$ de dimensão. Este tipo de laser gera um feixe perpendicular à superfície semicondutora o que permite a realização de testes ao longo do processo de produção (ao contrário dos lasers convencionais) reduzindo o seu custo de produção. Os VCSELs operam sobre um grande comprimento de onda, 650 a 1600 nm e apresentam uma corrente limiar de cerca de 1 mA.

A Figura 6.4 representa a resposta do laser num sistema digital.

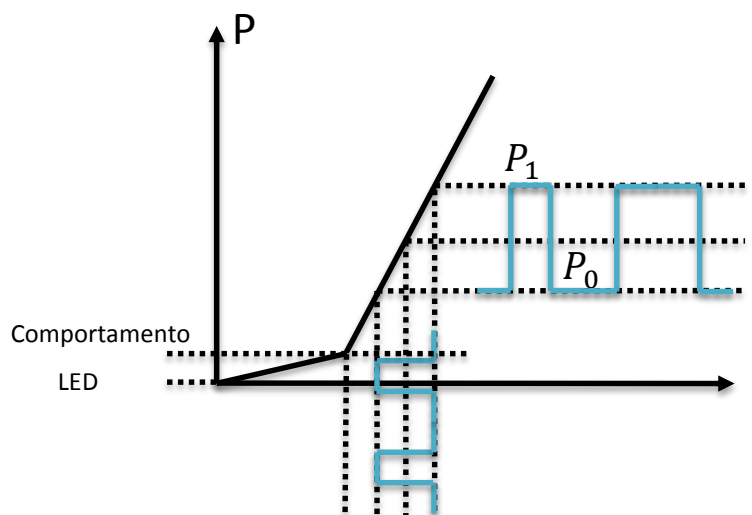


Figura 6.4 Resposta do laser

Foi usado uma corrente de polarização de aproximadamente 6.35 mA, que representa o valor a meio da curva característica do laser representado na Figura 6.5, por forma a se obter um elevado nível de amplitude de modulação.

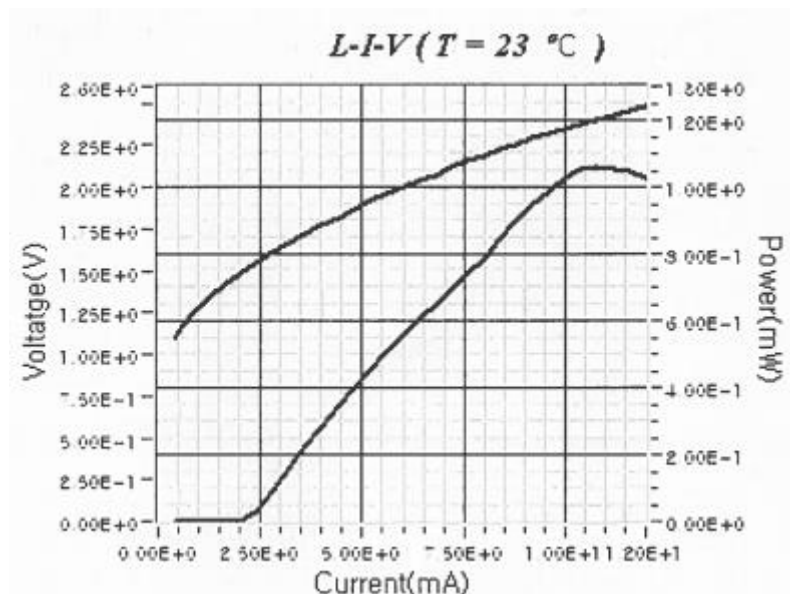


Figura 6.5 Curva característica do VCSEL 1550 nm

A potência média gerada pelo VCSEL é dada por,

$$P_r = \frac{1}{2}(P_0 + P_1), \quad (6.1)$$

onde P_0 e P_1 são respetivamente os bits 0 e 1, codificados por nível de intensidade, assumindo que os bits são equiprováveis.

A razão entre a potência ótica média transmitida para um bit 0 e a potência ótica média transmitida para um bit 1 é definida como a razão de extinção e é dada por [41],

$$r_{ex} = \frac{P_1}{P_0} \quad (6.2)$$

A penalidade da potência do VCSEL é função da razão de extinção e é dada pela equação,

$$\delta_{ex}(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{1 - r_{ex}}{1 + r_{ex}} \right) \quad (6.3)$$

Para conseguir uma penalização de 1dB pela equação 6.4, verifica-se que é necessário que a razão de extinção seja inferior a 10.

Se fosse escolhido uma razão de extinção inferior, isso limitaria o tempo de resposta do laser através de uma penalidade do atraso, o que poderia possibilitar *overshoot*. Por outro lado, uma razão de extinção superior implicaria uma maior penalidade da potência o que limitaria a distância de transmissão.

Após a transformação do sinal elétrico em ótico é usado um multimetro ótico, Figura 6.7, juntamente com os módulos do atenuador e recetor ótico, Figura 6.6.



Figura 6.6 Agilent 8163B Lightwave Multimeter

Foi usado um atenuador ótico para simular a atenuação que a fibra sofre com grandes comprimentos, uma vez que não se possuía fibra com tamanho suficientemente para provocar atenuações consideráveis. O atenuador usado é o especificado na Figura 6.7 que opera sobre um comprimento de onda de 1200 a 1700 nm



Figura 6.7 Agilent 81570A Varial Optical Attenuator Module, Agilent 81495 Reference Receiver

O recetor ótico OFDM é constituído por um fotodíodo seguido por uma amplificação elétrica. O fotodíodo vai gerar uma fotocorrente segundo,

$$I = RP_{in} \quad (6.4)$$

que é proporcional á corrente ótica incidente P_{in} e onde R é a responsividade.

6.3 Resultados Experimentais

De início foi usado o osciloscópio para definir uma razão de extinção de aproximadamente de 10 como já tinha sido mencionado na secção 6.2. A imagem Figura 6.8 representa a resposta do VCSEL com uma potência de $P_0 = 30 \text{ mV}$ e $P_1 = 295 \text{ mV}$. A corrente de polarização usada foi de 6.35 mA o que resultou em uma potência emitida de -4 dBm .

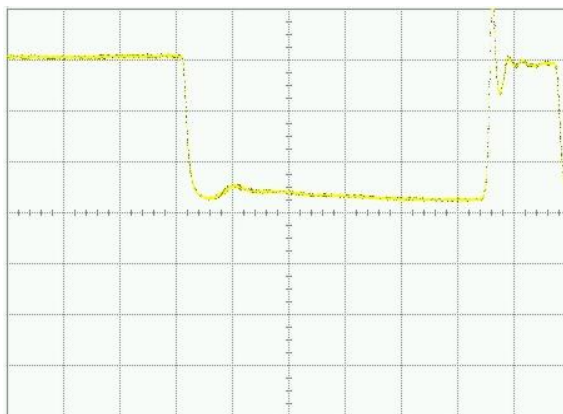


Figura 6.8 Resposta do laser com uma razão de extinção de 10

A primeira fase da validação experimental foi determinar o comportamento da taxa de erros do sistema montado por variação da potência ótica recebida.

Assim, foi gerado uma sequência aleatória no Serial BERT efetuando a conversão em eletro-ótica pelo VCSEL e atenuação introduzida pelo atenuador ótico. O Serial BERT tem a particularidade de permitir escolher automaticamente o melhor momento de amostragem, mas foi verificado que existem melhores valores de taxa de erro de bits junto à zona definida, de que resultou uma menor taxa de erros.

A conversão para domínio elétrico é feita no recetor ótico e a sequência é enviada de novo para o Serial BERT (*BER Tester*) para análise do BER.

Na Figura 6.9, a azul, estão dispostos os valores obtidos para a taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida e a curva a vermelho foi obtida pela ferramenta *Basic Fitting* do MATLAB após a aquisição dos valores. Como se pode observar, não foi possível obter resultados com taxas de erro de 10^{-9} , o que é normalmente considerado o valor limiar para uma transmissão sem perdas. Não foi possível chegar a este nível de resultados devido à sensibilidade do equipamento, mas pelo comportamento dos resultados obtidos seria possível atingir uma taxa de erros por esse nível com uma potência ótica recebida de cerca de -16 dBm.

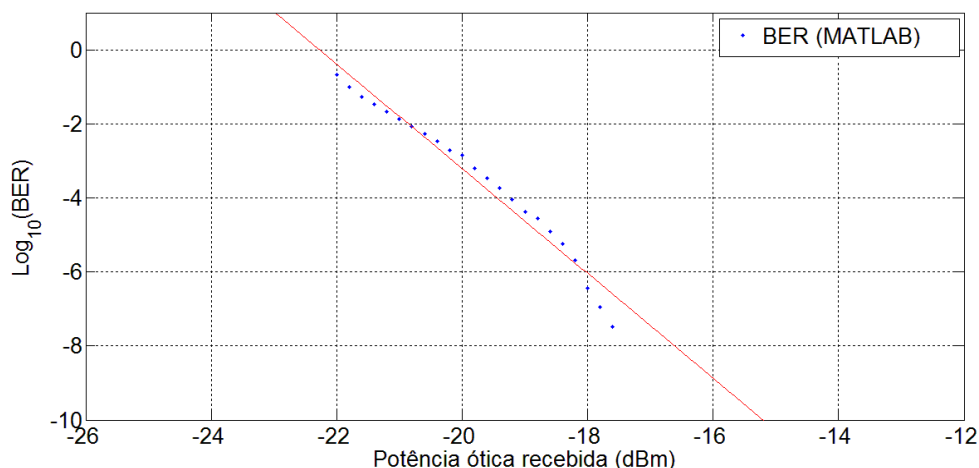


Figura 6.9 Taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida

Uma vez contendo os valores teóricos da taxa de erro de bits por potência ótica recebida, foi gerado um sinal OFDM com as características da Tabela 7. O número de símbolos foi reduzido

devido a restrições do material que não aceitavam sequências de elevado número e para tornar as simulações menos exigentes a nível computacional.

Tabela 7 - Características do sinal OFDM implementado na validação experimental

Parâmetro	Valor
Modulação	16 – QAM
Número de Subportadoras	64
Número de Símbolos	500
Taxa de símbolos, R_b	10 MS/s
Frequência da portadora, f_c	0.1 GHz
Largura de Banda, BW	20 MHz
Corrente de polarização	6.35 mA
Razão de extinção	10 dB
Subsampling	128 MHz

Após obtenção da sequência de bits OFDM gerada pelo MATLAB na parte azul da Figura 6.1, o sinal digital é guardado num ficheiro de formato reconhecido pelo gerador de sequências do Serial BERT. É de mencionar que no início da sequência gerada foi adicionado o preâmbulo [1,1,1,1,1,1,1,0,0,0,0,0,0,0,1,1,0,1,0,1] para ser detetado posteriormente o princípio da sequência.

Ocorre então uma conversão eletro-ótica pelo VCSEL e é usado o atenuador ótico para variar a potência ótica recebida. À semelhança da primeira fase é feita uma localização mais cuidada da zona de amostragem de modo a obter uma menor taxa de erros de bit.

O sinal é depois convertido novamente para domínio elétrico, sendo depois recolhido pelo *Error Detector* do Serial BERT que gera um ficheiro para ser carregado em MATLAB. Como o Serial BERT ao carregar a sequência de bits gerada cria um sinal cíclico, é procurado em MATLAB pelo preâmbulo inserido de forma a reconhecer o início da sequência OFDM. De seguida, é determinado a taxa de erros de bit do sinal digital, e depois o sinal é decodificado, filtrado e desmodulado. A taxa de erro de bit do sinal M-QAM é obtida comparando os bits originais enviados com os bits recebidos, obtendo depois os valores de MER e EVM da qualidade da transmissão

Como não havia tempo suficiente para testar todas as técnicas de redução PAPR, foram apenas testadas as técnicas mais relevantes, CFR, PTS e ACE. A primeira a ser usada em laboratório foi a técnica CFR e foram obtidos vários resultados, das quais alguns estão apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 - Resultados do Laboratório para CFR com N=7 bits

Potência ótica Recebida (dBm)	-16	-17	-18	-19	-20	-21	
Erros	0	1	2	79	7649	101857	Serial BERT
Atenuação (dB)	11.500	12.494	13.619	14.604	15.558	16.490	
BER	≈ 0	≈ 0	$2.18 * 10^{-7}$	$1.907 * 10^{-5}$	$1.115 * 10^{-3}$	$1.441 * 10^{-2}$	
Erros	0	1	2	79	3950	51155	MATLAB
BER	0	$2.79 * 10^{-7}$	$5.58 * 10^{-7}$	$2,204 * 10^{-5}$	$1.102 * 10^{-3}$	$1.427 * 10^{-2}$	
MER (dB)	28.76	28.76	28.67	28.71	14.53	9.747	
EVM (% _{rms})	2.18	2.18	2.18	2.228	13.07	22.46	

Verificou-se que a sequência vinda do Serial BERT, não só tem o preâmbulo espalhado na sequência, como a própria sequência é repetida consoante a localização do primeiro bit errado. Deste modo, verificou-se que a partir de um certo número de erros, o Serial BERT gera sequências repetidas da original levando a um maior número de erros total. Assim, os valores de taxa de erros do Serial BERT e na aquisição digital do sinal pelo DAC tornam-se aproximadamente iguais.

Como esperado ocorre a degradação da qualidade do sinal à medida que a atenuação aumenta. Pode ser visto mais facilmente pela Figura 6.10 que o MER desce lentamente até um ponto, a partir do qual, os erros do canal são tantos, que a qualidade MER começa a decrescer rapidamente, cerca de -19 dBm .

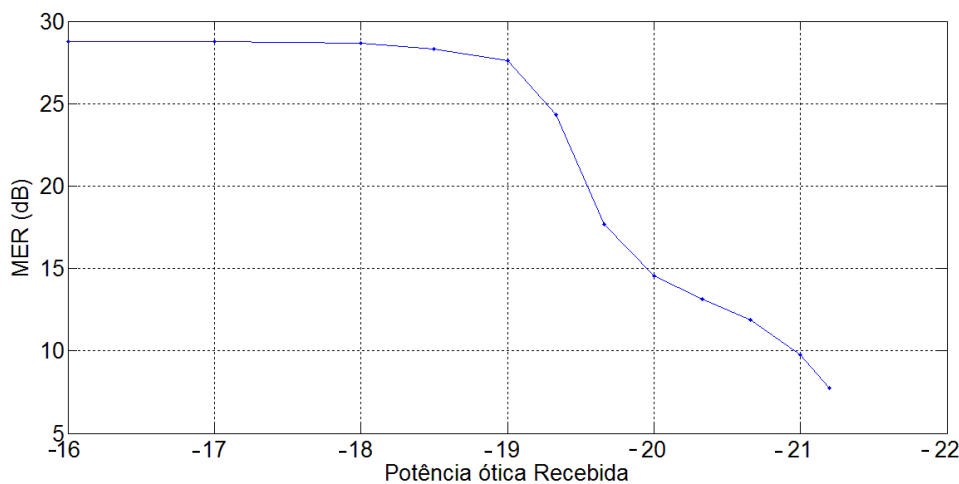


Figura 6.10 MER(dB) em função da potência ótica recebida (dBm) para a técnica CFR

Assumindo uma atenuação de 0.2 dB/km numa fibra monomodo típica, os valores do comprimento da fibra pela potência ótica recebida da técnica CFR são,

Tabela 9 - Distância da fibra em função da potência ótica

Potência ótica recebida (<i>dBm</i>)	Distância (<i>km</i>)
-16	70
-17	75
-18	80
-19	85
-20	90
-21	95

O mesmo processo foi elaborado para um sinal OFDM onde estava presente a técnica de redução de PAPR PTS. Foram obtidos diversos resultados, dos quais alguns são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 - Resultados do Laboratório para PTS com N=7 bits

Potência ótica Recebida (<i>dBm</i>)	-16	-17	-18	-19	-20	-21	
Erros	0	1	3	322	9824	105542	<i>Serial BERT</i>
Atenuação (<i>dB</i>)	11.530	12.527	13.522	14.510	15.511	16.504	
BER	≈ 0	≈ 0	$0.375 * 10^{-7}$	$0.323 * 10^{-5}$	$1.396 * 10^{-3}$	$1.441 * 10^{-2}$	
Erros	0	1	3	127	49267	52951	<i>MATLAB</i>
BER	0	$2.79 * 10^{-7}$	$8.371 * 10^{-7}$	$0.304 * 10^{-5}$	$1.375 * 10^{-3}$	$1.477 * 10^{-2}$	
MER (<i>dB</i>)	40.34	40.34	40.3	30.97	21.58	10.64	
EVM (%<i>rms</i>)	0.6472	0.6371	0.639	1.26	5.607	20.1	

Com a técnica de redução de PAPR PTS, os resultados obtidos tiveram um comportamento semelhante à técnica CFR, tendo em conta que o canal mantém-se com um BER de qualidade até uma potência ótica recebida de aproximadamente -18.5 dBm . A partir desse ponto, a qualidade do sinal decresce rapidamente, como pode ser visto na Figura 6.11.

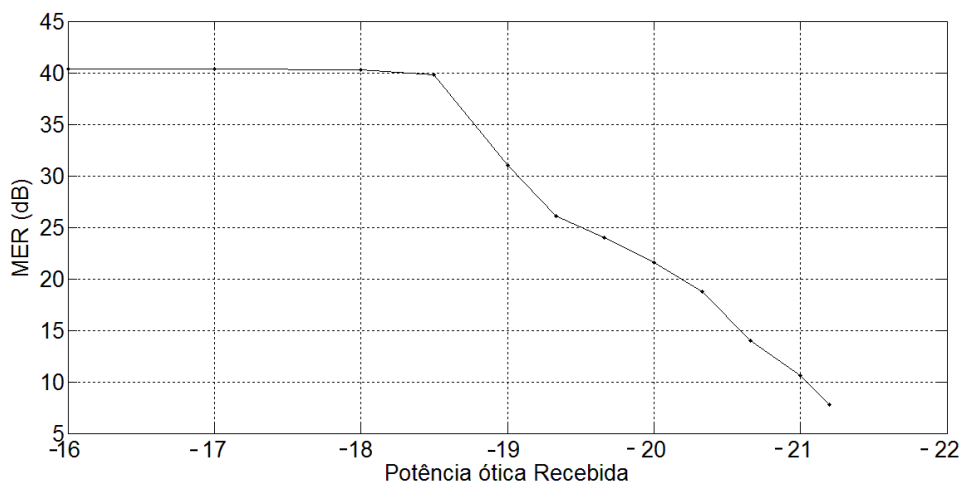


Figura 6.11 MER (dB) em função da potência óptica (dBm) recebida para a técnica PTS

Da mesma forma como foi feito para CFR, os valores da distância da fibra dependem diretamente da potência óptica recebida que, por sua vez depende da corrente de polarização do laser.

A última técnica a ser implementada no sistema em laboratório foi a técnica ACE-R. Alguns dos valores obtidos no Serial BERT e no MATLAB podem ser visualizados na Tabela 11.

Tabela 11 - Resultados do Laboratório para ACE-R com N=7 bits

Potência óptica Recebida (dBm)	-16	-17	-18	-19	-20	-21	
Erros	0	1	2	576	11866	110459	<i>Serial BERT</i>
Atenuação (dB)	12.178	13.178	13.607	15.171	16.023	16.533	
BER	≈ 0	≈ 0	2.317×10^{-6}	0.8×10^{-4}	1.66×10^{-3}	1.57×10^{-2}	
Erros	0	1	1	286	6058	55381	<i>MATLAB</i>
BER	0	2.79×10^{-7}	2.79×10^{-7}	0.798×10^{-4}	1.69×10^{-3}	1.545×10^{-2}	
MER (dB)	40.81	40.8	40.57	36.88	23.82	15.38	
EVM (%_{rms})	0.4876	0.4882	4.882	0.6548	3.121	8.455	

A avaliação da técnica ACE-R por *subsampling* anteriormente, mostrou que o MER alcançado seria melhor que os das outras técnicas e verificou-se o mesmo para valores obtidos em simulação. O comportamento da degradação do canal é ligeiramente melhor face ao das outras técnicas (Figura 6.12), tendo em conta que o sistema começa a degradar-se bastante em -19.33 dBm.

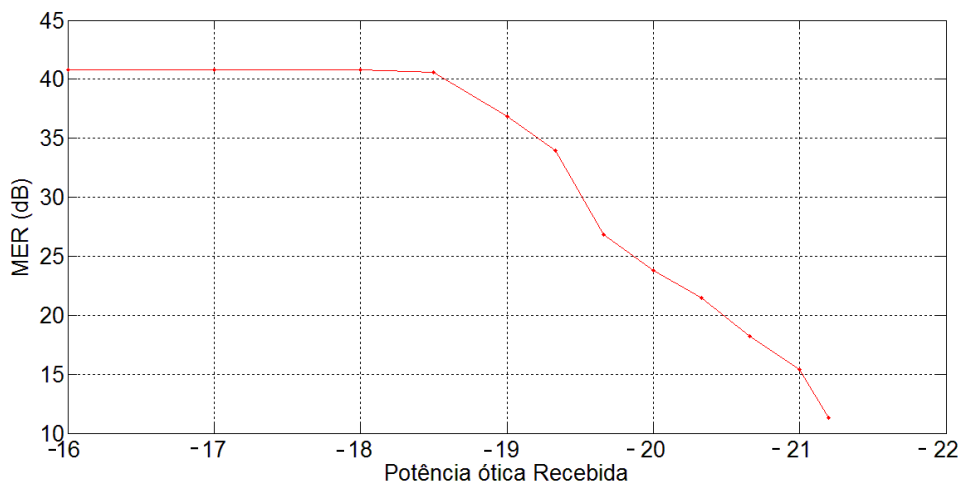


Figura 6.12 MER(dB) em função da potência ótica (dBm) recebida para a técnica ACE-R

Foram também calculados os valores do comprimento da fibra pela atenuação sofrida no atenuador ótico, juntamente com a relação da potência ótica recebida,

Por último, são comparadas as técnicas usadas na parte experimental do laboratório pela Figura 6.13. Como já foi verificado, a diferença do comprimento da fibra entre técnicas para a mesma potência ótica recebida é aproximadamente igual, assim, pode diferenciar-se o melhor comportamento da técnica ACE-R que para além de obter constantemente melhores MER por potência ótica, demonstra um comportamento menos acentuado na sua redução.

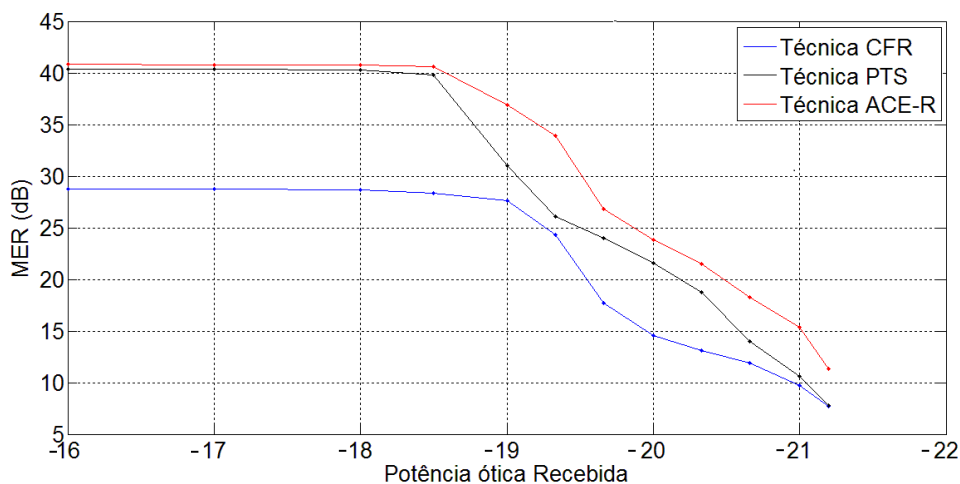


Figura 6.13 MER (dB) em função da potência ótica recebida (dBm) para a técnica CFR, PTS e ACE-R

6.4 Conclusão

Neste capítulo foi verificado experimentalmente o desempenho do sistema rádio digitalizado sobre fibra implementado para sinais OFDM com técnicas de pré-distorção.

Verificou-se que a partir de um comprimento de uma fibra monomodo padrão entre 80 – 85 km a qualidade da transmissão do sistema começa a degradar-se fortemente. Este caso

acontece para uma taxa de erros de bit superior a 10^{-4} e para potências óticas perto de -19 dBm . Desta forma, os erros na transmissão tornam-se tão numerosos que afetam a decisão correta do recetor o que leva à diminuição do MER.

O pior caso de potência ótica recebida, -21 dBm , leva a um MER entre $15 - 10 \text{ dB}$ (dependendo da técnica), o que implica uma probabilidade de erro de bit de aproximadamente 10^{-2} e a uma distância de transmissão de cerca de 95 km

Das técnicas simuladas em laboratório a técnica ACE-R destaca-se pelo comportamento menos agressivo na degradação do MER na variação da potência ótica e pelos melhores resultados de MER com maiores distâncias da fibra.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Trabalho Desenvolvido

No decorrer deste trabalho foi implementado um sistema baseado na técnica de rádio digitalizado sobre fibra sobre sinais OFDM, usando amostragem passa banda e diversos algoritmos de redução de PAPR. Como não foi possível criar um sistema *standalone*, foi necessário recorrer ao ambiente de programação MATLAB. Assim, foram implementados em MATLAB o gerador e o recetor do sinal OFDM, conversores digital-analógico e analógico-digital e os diversos algoritmos de redução de PAPR, realizando várias validações para confirmar a sua adequada implementação.

Foi implementado um *setup* experimental em laboratório, onde o *link* ótico era formado por um VCSEL e um fotodíodo. Para avaliar o comportamento do sinal com o aumento do comprimento da fibra ótica, foi usado um atenuador ótico, obtendo-se o comportamento da taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida.

Foram obtidos no gerador os resultados das características CCDF do PAPR dos diferentes algoritmos de pré-distorção. Verificou-se que todas as técnicas reduzem o PAPR de forma significativa para o canal. Para as técnicas de pré-distorção irreversíveis (técnicas de *clipping*) o aumento do CR apresenta melhores resultados PAPR à custa de *clipping* de sinal útil. Verificou-se também que para outras técnicas, consegue-se melhor redução do PAPR à custa de uma maior complexidade do algoritmo e conseqüente aumento progressivo do processamento computacional do sistema.

Para avaliar o impacto de cada técnica de pré-distorção no recetor, foram considerados dois fatores de qualidade, MER e EVM. Estes foram obtidos para cada algoritmo de pré-distorção, variando alguns dos fatores próprios de cada técnica, tal como se tinha efetuado para o gerador. Concluiu-se que a redução do PAPR no gerador é traduzida numa melhor qualidade do sistema, sendo assim, a redução de PAPR proporcional ao aumento do MER. As técnicas que mostraram melhor desempenho foram as técnicas reversíveis sem necessidade de informação adicional no recetor (técnicas ACE), mais precisamente ACE-R seguido da técnica reversível PTS que precisa de informação adicional no recetor.

Para o *setup* experimental em laboratório foi considerado o sinal OFDM com os mesmos parâmetros que no ambiente de programação MATLAB juntamente com técnica *subsampling*. O comportamento de cada algoritmo foi analisado variando a potência ótica recebida. Verificou-se que para ambas as técnicas, por volta de 80 – 85 km a qualidade da transmissão do sistema começava a degradar-se fortemente. Este caso ocorre para taxas de erro de bit superior a 10^{-4} e para potências óticas perto de -19 dBm. A 95 km a potência ótica recebida, -21 dBm leva a um MER entre 15 – 10 dB (dependendo da técnica), implicando uma probabilidade do link ótico (digital) de aproximadamente 10^{-2} . Conclui-se que a técnica ACE-R apresenta melhores resultados no MER e um comportamento mais desejável, face à potência ótica recebida do sistema de transmissão.

O código desenvolvido MATLAB encontra-se no Anexo A e permite simular o sistema DRoF.

7.2 Trabalho Futuro

Um dos principais fatores para que os valores de redução PAPR não serem iguais aos encontrados nos artigos dos quais foram baseados é a implementação dos algoritmos de redução PAPR. Muitos das técnicas implementadas recorrem a métodos estatísticos para encontrar uma aproximada exatidão de valores essenciais de redução da anormal alta amplitude no sinal, assim, um desenvolvimento futuro do trabalho seria implementar *quadratically constrained quadratic programs* ou *linear Programs* que apesar de necessitarem de alta complexidade computacional, proporcionam algoritmos que permitam encontrar com mais exatidão os valores ótimos procurados.

Uma possível implementação de diferentes técnicas de igualização da resposta em frequência do DAC, pré-igualização e pós-igualização, que seriam igualmente técnicas a desenvolver mas não foram implementadas na dissertação devido à limitação de tempo.

Outro desenvolvimento possível seria avaliar o desempenho do sistema rádio digitalizado sobre fibra para a transmissão simultânea de vários sinais *standards*, como WimAX, Wi-Fi e GSM.

Anexo A

Código MATLAB

A: Parâmetros

```
clear all;clc;close all;
%Características OFDM
N = 64; %Numero de sub-portadoras
OFDM_symbols = 1000; %simbolos

%Constelacao
M=16; %16QAM
h=modem.qammod ('M',M,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit'); %modulacao
g=modem.qamdemod(h,'OutputType','Bit'); %desmodulacao

%Taxas
Rb = 10e6; %Taxa de simbolos
Tb=1/Rb;

%Frequencias
fc = 100e6; %Frequencia da portadora
fs = 32*fc; %Frequencia de amostragem de sinal

%Tempo de Duracao
T_ofdm = 1/Rb * N; %Duracao OFDM
Tcp = T_ofdm/4; %Assume-se que Tcp tem duracao de 1/4 de Tofdm
T = T_ofdm + Tcp; %Duracao total

%FFT
fftsize = 8*N; %valor para fins de zero padding
length_Tcp = Tcp*fftsize/(T-Tcp);
length_T = fftsize + length_Tcp;
t_final = T*OFDM_symbols;

%vector dos tempos
t = 1/fs:1/fs:t_final;
%vector das frequencias
```

```
f = -fs/2:1/t_final:fs/2-1/t_final;
```

B: Gerador OFDM

```
tx_bits = randi([0,1],1,OFDM_symbols*N*log2(M));
%--- Mapping
tx_Skn = modulate(h, tx_bits)';
tx_Skn_matrix = reshape(tx_Skn, OFDM_symbols, N);

tx_BB_signal = zeros(OFDM_symbols, length_T);
for k = 1:OFDM_symbols
    %IFFT and zero padding
    tx_BB_signal(k, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
    Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([tx_Skn_matrix(k, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N),
    tx_Skn_matrix(k, 1:N/2)], fftsize);
    %Soma CP
    tx_BB_signal(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal(k, 1+length_T - length_Tcp: length_T);
end
tx_BB_signal_vc = reshape(tx_BB_signal.', 1, length_T*(OFDM_symbols
ccdf_ofdm(tx_BB_signal_vc,OFDM_symbols);

%%
% Tecnica ACE-R Gerador
%%

matriz_temp=tx_Skn_matrix;

for L=1:2
%--- fMapping
if L~=1
tx_BB_signal2 = zeros(OFDM_symbols, length_T);
for k = 1:OFDM_symbols
    %IFFT and zero padding
    tx_BB_signal2(k, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
    Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([matriz_temp(k, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N), matriz_temp(k,
    1:N/2)], fftsize);
    %Soma CP
    tx_BB_signal2(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal2(k, 1+length_T - length_Tcp:
length_T);
end
tx_BB_signal_vc = reshape(tx_BB_signal2.', 1, length_T*(OFDM_symbols));
end

%metodo CC
media=0;
for i = 1:OFDM_symbols
    media= media +mean(abs(tx_BB_signal(i,:)).^2);
end
media=media/OFDM_symbols;
avg= 2.e4;
CR=20*log10(avg/sqrt(media)); % Clipping Ration [dB]

if L==1
    clipped=tx_BB_signal;
end
if L~=1
```

```

        clipped=tx_BB_signal2;
    end
    for i=1:size(clipped,1)
        for ii=1:length(clipped(1,:))
            if abs((clipped(i,ii))) > avg
                clipped(i,ii) =avg*exp(1i*angle(clipped(i,ii)));
            end
            if abs((clipped(i,ii))) <= avg
                clipped(i,ii) =clipped(i,ii);
            end
        end
    end
    tx_clipped_signal_vc = reshape(clipped.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

%--- FFT & remocao CP
tx_Skn_matrix2 = zeros(OFDM_symbols, N);
for k=1:OFDM_symbols
    tx_BB_signal_received2 = 1/sqrt(fftsize)*sqrt(T - Tcp)/sqrt(fftsize) *
    (fft(clipped(k, length_Tcp + 1:end), fftsize));
    tx_Skn_matrix2(k, N/2+1:N) = tx_BB_signal_received2(1: N/2);
    tx_Skn_matrix2(k, 1:N/2) = tx_BB_signal_received2(fftsize-N/2+1:fftsize);

end
novox=tx_Skn_matrix2;

for q=1:OFDM_symbols
    for qq=1:size(novox,2)
        if((real(novox(q,qq))~=real(matriz_temp(q,qq)) &&
        imag(novox(q,qq))~=imag(matriz_temp(q,qq))))
            %Interior Points
            if (real(novox(q,qq))>=0 && imag(novox(q,qq))>=0 &&real(novox(q,qq))<=2 &&
            imag(novox(q,qq))<=2)
                novox(q,qq)=complex(1,1);
            end
            if (real(novox(q,qq))>0 && imag(novox(q,qq))<=0 &&real(novox(q,qq))<=2 &&
            imag(novox(q,qq))>= -2)
                novox(q,qq)=complex(1,-1);
            end
            if (real(novox(q,qq))<= 0 && imag(novox(q,qq))>0 &&real(novox(q,qq))>=-2 &&
            imag(novox(q,qq))<=2)
                novox(q,qq)=complex(-1,1);
            end
            if (real(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))<0 &&real(novox(q,qq))>=-2 &&
            imag(novox(q,qq))> -2)
                novox(q,qq)=complex(-1,-1);
            end
        end

        %Corner Points
        if (real(novox(q,qq))>2 && imag(novox(q,qq))>2 && not( real(novox(q,qq))>3
        && imag(novox(q,qq))>3))
            novox(q,qq)=complex(3,3);
        end
        if (real(novox(q,qq))>2 && imag(novox(q,qq))<-2 && not( real(novox(q,qq))>3
        && imag(novox(q,qq))<-3))
            novox(q,qq)=complex(3,-3);
        end
        if (real(novox(q,qq))<-2 && imag(novox(q,qq))<-2 && not( real(novox(q,qq))<-
        3 && imag(novox(q,qq))<-3))

```

```

        novox(q,qq)=complex(-3,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))<-2 && imag(novox(q,qq))>2 && not( real(novox(q,qq))<-3
&& imag(novox(q,qq))>3))
        novox(q,qq)=complex(-3,3);
    end

    %Side Points
    %primiero quadrante
    if (real(novox(q,qq))>2 && real(novox(q,qq))<=3 && imag(novox(q,qq))>=0 &&
imag(novox(q,qq))<=2)
        novox(q,qq)=complex(3,1);
    end
    if (real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))>=0 && imag(novox(q,qq))<2)
        novox(q,qq)=complex((real(novox(q,qq))),1);
    end

    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<2 && imag(novox(q,qq))>2 &&
imag(novox(q,qq))<3)
        novox(q,qq)=complex(1,3);
    end
    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<=2 && imag(novox(q,qq))>3)
        novox(q,qq)=complex(1,(imag(novox(q,qq))));
    end
    %segundo quadrante
    if (real(novox(q,qq))>2 && real(novox(q,qq))<3 && imag(novox(q,qq))<0 &&
imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex(3,-1);
    end
    if (real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex((real(novox(q,qq))),-1);
    end

    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<2 && imag(novox(q,qq))<-2 &&
imag(novox(q,qq))>-3)
        novox(q,qq)=complex(1,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<2 && imag(novox(q,qq))<-3)
        novox(q,qq)=complex(1,(imag(novox(q,qq))));
    end

    %terceiro quadrante
    if (real(novox(q,qq))>-2 && real(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))>-3 &&
imag(novox(q,qq))<-2)
        novox(q,qq)=complex(-1,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))>-2 && real(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))<-3)
        novox(q,qq)=complex(-1,(imag(novox(q,qq))));
    end
    if (real(novox(q,qq))<-2 && real(novox(q,qq))>-3 && imag(novox(q,qq))<0 &&
imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex(-3,-1);
    end
    if (real(novox(q,qq))<-3 && imag(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex((real(novox(q,qq))),-1);
    end
    %quarto quadrante
    if (real(novox(q,qq))<-2 && real(novox(q,qq))>-3 && imag(novox(q,qq))>0 &&

```

```

imag(novoX(q,qq)<2)
    novoX(q,qq)=complex(-3,1);
end
if (real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))>0 && imag(novoX(q,qq))<2)
    novoX(q,qq)=complex((real(novoX(q,qq))),1);
end
if (real(novoX(q,qq))>-2 && real(novoX(q,qq))<0 && imag(novoX(q,qq))<3 &&
imag(novoX(q,qq))>2)
    novoX(q,qq)=complex(-1,3);
end
if (real(novoX(q,qq))>-2 && real(novoX(q,qq))<0 && imag(novoX(q,qq))>3)
    novoX(q,qq)=complex(-1,(imag(novoX(q,qq))));
end
end
end
end
matriz_temp=novoX;
end
tx_BB_CCDF2=tx_BB(length_Tcp,length_T,fftsize,T,Tcp, N,novoX,OFDM_symbols);
tx_BB_signal_vc_FACE = reshape(tx_BB_CCDF2.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

%%%%%%
% Tecnica ACE-G Gerador
%%%%%%

G=2;          %valor definido
Laux=0.9;    %valor definido
matriz_saturacao = Saturacao_cantos(Laux,G,tx_Skn_matrix,tx_Skn_matrix2,OFDM_symbols);
tx_Skn3 = reshape(tx_Skn_matrix, 1, OFDM_symbols*N);
tx_Skn4 = reshape(matriz_saturacao, 1, OFDM_symbols*N);

novoX=matriz_saturacao;
for q=1:OFDM_symbols
    for qq=1:size(novoX,2)
        if((real(novoX(q,qq))~=real(tx_Skn_matrix(q,qq)) ||
imag(novoX(q,qq))~=imag(tx_Skn_matrix(q,qq))))

            %Interior Points
            if (real(novoX(q,qq))>=0 && imag(novoX(q,qq))>=0 && real(novoX(q,qq))<=2 &&
imag(novoX(q,qq))<=2)
                novoX(q,qq)=complex(1,1);
            end
            if (real(novoX(q,qq))>0 && imag(novoX(q,qq))<=0 &&real(novoX(q,qq))<=2 &&
imag(novoX(q,qq))>= -2)
                novoX(q,qq)=complex(1,-1);
            end
            if (real(novoX(q,qq))<= 0 && imag(novoX(q,qq))>0 &&real(novoX(q,qq))>=-2 &&
imag(novoX(q,qq))<=2)
                novoX(q,qq)=complex(-1,1);
            end
            if (real(novoX(q,qq))<0 && imag(novoX(q,qq))<0 &&real(novoX(q,qq))>-2 &&
imag(novoX(q,qq))> -2)
                novoX(q,qq)=complex(-1,-1);
            end
            end

            %Corner Points
            if (real(novoX(q,qq))>2 && imag(novoX(q,qq))>2 && not( real(novoX(q,qq))>3
&& imag(novoX(q,qq))>3))

```

```

        novox(q,qq)=complex(3,3);
    end
    if (real(novox(q,qq))>2 && imag(novox(q,qq))<-2 && not( real(novox(q,qq))>3
&& imag(novox(q,qq))<-3))
        novox(q,qq)=complex(3,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))<-2 && imag(novox(q,qq))<-2 && not(
real(novox(q,qq))<-3 && imag(novox(q,qq))<-3))
        novox(q,qq)=complex(-3,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))<-2 && imag(novox(q,qq))>2 && not( real(novox(q,qq))<-
3 && imag(novox(q,qq))>3))
        novox(q,qq)=complex(-3,3);
    end
    %Side Points
    %primiero quadrante
    if (real(novox(q,qq))>2 && real(novox(q,qq))<=3 && imag(novox(q,qq))>=0
&& imag(novox(q,qq))<=2)
        novox(q,qq)=complex(3,1);
    end
    if (real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))>=0 && imag(novox(q,qq))<2)
        novox(q,qq)=complex((real(novox(q,qq))),1);
    end
    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<2 && imag(novox(q,qq))>2
&& imag(novox(q,qq))<3)
        novox(q,qq)=complex(1,3);
    end

    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<=2 && imag(novox(q,qq))>=3)
        novox(q,qq)=complex(1,(imag(novox(q,qq))));
    end
    %segundo quadrante
    if (real(novox(q,qq))>2 && real(novox(q,qq))<3 && imag(novox(q,qq))<0 &&
imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex(3,-1);
    end
    if (real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex((real(novox(q,qq))),-1);
    end
    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<2 && imag(novox(q,qq))<-2 &&
imag(novox(q,qq))>-3)
        novox(q,qq)=complex(1,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))>0 && real(novox(q,qq))<2 && imag(novox(q,qq))<=-3)
        novox(q,qq)=complex(1,(imag(novox(q,qq))));
    end
    %terceiro quadrante
    if (real(novox(q,qq))>-2 && real(novox(q,qq))<0 &&
imag(novox(q,qq))>-3 && imag(novox(q,qq))<-2)
        novox(q,qq)=complex(-1,-3);
    end
    if (real(novox(q,qq))>-2 && real(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))<=-3)
        novox(q,qq)=complex(-1,(imag(novox(q,qq))));
    end

    if (real(novox(q,qq))<-2 && real(novox(q,qq))>-3 &&
imag(novox(q,qq))<0 && imag(novox(q,qq))>-2)
        novox(q,qq)=complex(-3,-1);
    end

```

```

        end
        if (real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))<0 && imag(novoX(q,qq))>-2)
            novoX(q,qq)=complex((real(novoX(q,qq))),-1);
        end
        %quarto quadrante
        if (real(novoX(q,qq))<-2 && real(novoX(q,qq))>-3 && imag(novoX(q,qq))>0 &&
        imag(novoX(q,qq))<2)
            novoX(q,qq)=complex(-3,1);
        end
        if (real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))>0 && imag(novoX(q,qq))<2)
            novoX(q,qq)=complex((real(novoX(q,qq))),1);
        end
        if (real(novoX(q,qq))>-2 && real(novoX(q,qq))<0 && imag(novoX(q,qq))<3 &&
        imag(novoX(q,qq))>2)
            novoX(q,qq)=complex(-1,3);
        end
        if (real(novoX(q,qq))>-2 && real(novoX(q,qq))<0 && imag(novoX(q,qq))>=3)
            novoX(q,qq)=complex(-1,(imag(novoX(q,qq))));
        end
    end
end
end

tx_BB_signal_FACE = zeros(OFDM_symbols, length_T);
for k = 1:OFDM_symbols
    %IFFT e zero padding
    tx_BB_signal_FACE(k, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
    Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([novoX(k, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N), novoX(k, 1:N/2)],
    fftsize);
    %Soma CP
    tx_BB_signal_FACE(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal_FACE(k, 1+length_T - length_Tcp:
    length_T);
end
tx_BB_signal_vc_FACE = reshape(tx_BB_signal_FACE.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Tecnica TR Gerador
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

N_TR = round(0.10*N);          %escolha da percentagem de tones reservados
tx_BB_signal = zeros(OFDM_symbols, length_T);
tx_BB_signal_TR = zeros(OFDM_symbols, length_T);

aux_ifft = zeros(1, length_T);
aux_ifft_min = zeros(size(aux_ifft));
alg_max_iter = 0;
k = 1;
aux=1;
valoresck=zeros(OFDM_symbols,length_T);
valoresck_aux=zeros(6,length_T);
while k ~= OFDM_symbols + 1
    tx_BB_signal(k, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
    Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([tx_Skn_matrix(k, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N),
    tx_Skn_matrix(k, 1:N/2)], fftsize);
    % Encontra o index max, abs e phase
    [p_max_abs, p_i] = max(abs(tx_BB_signal(k,:)));
    p_max_phase = angle(tx_BB_signal(k, p_i));
end

```

```

p_th = 0.85*p_max_abs;

tx_BB_signal_TR(k, :) = tx_BB_signal(k, :);
alg_iter = 1;
aux2=1;
valoresck_aux_sum=zeros(6,length_T);
while p_max_abs > p_th && alg_iter < 6
    % gera Bk e bk
    Bk = zeros(N_TR, N);
    bk = zeros(N_TR, fftsize);

    for i2 = 1:N_TR/2
        Bk(i2, i2) = 1;
        bk(i2, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([Bk(i2, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N), Bk(i2, 1:N/2)],
fftsize);
    end
    for i2 = 1:N_TR/2
        Bk(N_TR/2 + i2, N - N_TR/2 + i2) = 1;
        bk(N_TR/2 + i2, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([Bk(N_TR/2 + i2, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N), Bk(N_TR/2 +
i2, 1:N/2)], fftsize);
    end

    % Encontra o minimo valor e index de |phi_kp - phi - i*pi/2|
    min_aux_v = zeros(1, 8);
    min_aux_i = zeros(1, 8);
    phi_min = zeros(1, 8);

    for i2 = 1:8
        phi = (i2-1)*pi/4;
        if i2 > 5, phi = -pi+(i2-5)*pi/4; end
        min_aux = abs(angle(exp(1i*(p_max_phase - (angle(bk(:, p_i).') + phi)))));
        [min_aux_v(i2), min_aux_i(i2)] = min(min_aux);
        phi_min(i2) = phi;
    end
    [min_diff_total_v, i_min] = min(min_aux_v);
    min_diff_total_i = min_aux_i(i_min);

    % Reducao PAPR
    r = 5; %valor escolhido
    ck = -r*exp(1i*phi_min(i_min))*bk(min_diff_total_i, :);
    tx_BB_signal_TR(k, :) = tx_BB_signal_TR(k, :) + ck;
    valoresck_aux(aux, :)=ck;
    valoresck_aux_sum(aux2, :)=ck;
    aux=aux+1;
    aux2=aux2+1;
    % Encontra o max e indes, abs e phase
    [p_max_abs, p_i] = max(abs(tx_BB_signal_TR(k, :)));
    p_max_phase = angle(tx_BB_signal_TR(k, p_i));
    alg_iter = alg_iter + 1;
end
valoresck(k, :)=sum(valoresck_aux_sum);
aux=aux+1;
tx_BB_signal(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal(k, 1+length_T - length_Tcp: length_T);
tx_BB_signal_TR(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal_TR(k, 1+length_T - length_Tcp:
length_T);
if alg_iter > alg_max_iter, alg_max_iter = alg_iter; end

```

```

    k = k + 1;
end

tx_BB_signal_TR_vc = reshape(tx_BB_signal_TR.', 1, length_T*(OFDM_symbols));
tx_BB_signal_vc = reshape(tx_BB_signal.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

tx_BB_signal_2=zeros(OFDM_symbols,length_T);
for k=1:OFDM_symbols
    tx_BB_signal_2(k, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([tx_Skn_matrix(k, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N),
tx_Skn_matrix(k, 1:N/2)], fftsize);
    tx_BB_signal_2(k,:)=tx_BB_signal_2(k,:)+valoresck(k,:);
    tx_BB_signal_2(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal_2(k, 1+length_T - length_Tcp:
length_T);
end
tx_BB_signal_2_vc= reshape(tx_BB_signal_2.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Tecnica SLM Gerador
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

tx_BB_signal = zeros(OFDM_symbols, length_T);
aux = zeros(OFDM_symbols, N);
number_of_W = 16; %valor definido
papr = zeros(1, size(tx_Skn_matrix,2));

aux_ifft_min = zeros(size(tx_BB_signal));
valoresw=zeros(OFDM_symbols,N);
aux_valoresw=zeros(number_of_W,N);

for k=1:OFDM_symbols
    papr_min = 1e5;
    tx_BB_signal_aux = zeros(1, length_T);
    for i = 1:number_of_W
        w= exp(1i*2*pi*rand(1, size(tx_Skn_matrix,2)));
        aux_valoresw(i,:)=w;
        aux(i,:)= tx_Skn_matrix(k,:).*w;
        %IFFT e zero padding
        tx_BB_signal_aux(i, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([aux(i, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N), aux(i, 1:N/2)],
fftsize);
        %Soma CP
        tx_BB_signal_aux(i, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal_aux(i, 1+length_T - length_Tcp:
length_T);
    end
    for i2=1:number_of_W
        papr(i2) = max(abs(tx_BB_signal_aux(i2,:)).^2) /
mean(abs(tx_BB_signal_aux(i2,:)).^2);
        if papr(i2) < papr_min
            papr_min = papr(i2);
            i_min = i2;
            valoresw(k,:)=aux_valoresw(i2,:);
        end
    end
    tx_BB_signal(k, :) = tx_BB_signal_aux(i_min, :);
end
tx_BB_signal_vc = reshape(tx_BB_signal.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Tecnica PTS Gerador
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

M_PTS = 4;           %valor definido
aux_ifft = zeros(M_PTS, length_T);
aux = zeros(M_PTS, N);
number_of_W = 10;   %valor definido
papr = zeros(1, number_of_W);
aux_ifft_min = zeros(number_of_W,size(aux_ifft,2));
valoresw=zeros(OFDM_symbols,M_PTS);
aux_valoresw=zeros(number_of_W,M_PTS);

for k=1:OFDM_symbols

    papr_min = 1e5;

    for i1 = 1:number_of_W;
        w = exp(1i*2*pi*rand(1, M_PTS));
        aux_valoresw(i1,:)=w;
        for i = 1:M_PTS
            aux(i, i:M_PTS:N) = tx_Skn_matrix(k, i:M_PTS:end);
            aux_ifft(i, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
            Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([aux(i, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N), aux(i, 1:N/2)],
            fftsize);
            aux_ifft(i, 1:length_Tcp) = aux_ifft(i, 1+length_T - length_Tcp: length_T);
            aux_ifft(i, :) = w(i)*aux_ifft(i, :);
        end
        aux_ifft_min(i1, :) = sum(aux_ifft, 1);
        papr(i1) = max(abs(aux_ifft_min(i1,:)).^2) / mean(abs(aux_ifft_min(i1,:)).^2);

        if papr(i1) < papr_min
            papr_min = papr(i1);
            i_min = i1;
            valoresw(k,:)=aux_valoresw(i1,:);
        end
    end
    tx_BB_signal(k, :) = aux_ifft_min(i_min, :);
end
tx_BB_signal_vc = reshape(tx_BB_signal.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Tecnicas Clipping
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Calcular o factor de clipping CR
media=0;
for i = 1:OFDM_symbols
    media= media +mean(abs(tx_BB_signal(i,:)).^2);
end
media=media/OFDM_symbols;
avg=1.258e4;           %valor médio de um sinal
CR=20*log10(avg/sqrt(media)); % Clipping Ration [dB]

%metodo CC
clipped=tx_BB_signal;
for i=1:size(clipped,1)

```

```

for ii=1:length(clipped(1,:))
    if abs((clipped(i,ii))) > avg
        fase_c=atan2(imag(clipped(i,ii)),real(clipped(i,ii)));
        clipped(i,ii) =avg*(cos(fase_c)+1i*sin(fase_c));
    end
    if abs((clipped(i,ii))) <= avg
        clipped(i,ii) =clipped(i,ii);
    end
end
end
tx_BB_signal_clipped = reshape(clipped.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

%metodo CFR
clipped=tx_BB_signal_vc;
for i=1:length(clipped)
    if abs((clipped(i))^2) > avg^2
        clipped(i) =avg/abs(clipped(i))*clipped(i);
    end
    if abs((clipped(i))^2) <= avg^2
        clipped(i) =clipped(i);
    end
end
end

%metodo Smooth Cclipping
clipped=tx_BB_signal;
b=6.7500*(avg^2);
auxx=0;
for i=1:size(clipped,1)

    for ii=1:length(clipped(1,:))
        if (abs((clipped(i,ii))) > 1.5*avg && auxx==0)
            fase_c=atan2(imag(clipped(i,ii)),real(clipped(i,ii)));
            clipped(i,ii) =avg*(cos(fase_c)+1i*sin(fase_c));
            auxx=1;
        end
        if (abs((clipped(i,ii))) <= 1.5*avg && auxx==0)
            fase_c2=atan2(imag(clipped(i,ii)),real(clipped(i,ii)));
            clipped(i,ii) =(abs(clipped(i,ii))-
            ((abs(clipped(i,ii))^3)*1/b))*cos(fase_c2)+1i*sin(fase_c2);
            auxx=1;
        end
        auxx=0;
    end
end
end

%metodo Deep Clipping
clipped=tx_BB_signal;
aux=0;
alfa=0.5;
for i=1:size(clipped,1)
    for ii=1:length(clipped(1,:))
        if (abs((clipped(i,ii))) <= avg &&aux==0)
            clipped(i,ii) =clipped(i,ii);
            aux=1;
        end
        if (abs((clipped(i,ii)))> avg && abs((clipped(i,ii)))<= avg*(1+alfa)\(alfa) &&
aux==0)
            fase_c=atan2(imag(clipped(i,ii)),real(clipped(i,ii)));

```

```

        clipped(i,ii) =(avg*-alfa*((abs(clipped(i,ii))-
avg))*(cos(fase_c)+1i*sin(fase_c));
        aux=1;
    end
    if (abs((clipped(i,ii))) > avg*(1+alfa)\(alfa) && aux==0)
        clipped(i,ii) =0;
        aux=1;
    end
    aux=0;
end
end
tx_BB_signal_clipped = reshape(clipped.', 1, length_T*(OFDM_symbols));

```

```

%--- upsample
upsamp_factor = (fs/Rb)/(fftsize/N);
tx_BB_signal_upsamp = upsample(tx_BB_signal_vc, upsamp_factor);

% FILTER
fstop = 4*Rb;
tx_BB_signal_filt = LPF_filtering(tx_BB_signal_upsamp, fstop, fs);

%Upconvert
tx_RF_ofdm = gain*(real(tx_BB_signal_filt).*cos(2*pi*fc*t) +
imag(tx_BB_signal_filt).*sin(2*pi*fc*t));

v_maximo_tx=max(abs((tx_RF_ofdm)));           %Normalização
tx_RF_ofdm_n=tx_RF_ofdm./v_maximo_tx;

%----- ADC -----
N1=8;           %Numero de bits de quantização
tj=0;
%tj=3.2e-12; %Tempo de jitter
fs_ADC =1.6e9;
n=fs/fs_ADC;

%Downsample
%x_ADC=tx_RF_ofdm_n;
x_ADC=downsample(tx_RF_ofdm_n,n);

%jitter
Nt=4*pi^2*fc^2*tj^2*(2/3)*(M-1);           %Potência do ruído de jitter
Nt_dB=10*log10(Nt);
R=wgn(1,length(x_ADC),Nt_dB);           %Ruído awgn
y_jitter = x_ADC +R;           %Ruído total adicionado no ADC

%Quantização
L=2^N1;           %Numero de níveis
delta=2/L;           %Degrau

%Quantização uniforme
partition= -1+delta:delta:1-delta;
codebook= -1+delta/2:delta:1-delta/2;

%Quantização nao uniforme

```

```

%[partition,codebook]= lloyds(y_jitter,L);
[index,quants]= quantiz(y_jitter,partition,codebook);

%codificação
index_bin= dec2bin(index,N1);      %Converte decimal para binario numa string
y_ADC= zeros(1,length(index_bin)*N1);

for i=1:length(index_bin)
    for j=1:N1
        y_ADC((i-1)*N1+j)=sscanf(index_bin(i,j), '%f');
    end
end
end

```

C: Canal

```

% EbN0 = 11;
%snr = EbN0+10*log10(log2(M))-10*log10(0.5*upsamp_factor);
%y_ADC = awgn(tx_RF_ofdm,snr,'measured');

```

D: Recetor OFDM

```

%----- DAC -----
%Descodificação
y_mat= vec2mat(y_ADC,N1);      %Converte o vector para a matriz de N níveis

[a,c]= size(y_mat);
y_desc= zeros(1,a);

for i=1:a
    y_desc(i)=bin2dec(num2str(y_mat(i,:)));      % converte numeros para string e
    % converte string binaria para decimal
end
y_DAC=y_desc;
y_DAC=upsample(y_desc,n);

seno_cardinal= sinc(f./fs_ADC);

y_freq= fftshift(fft(y_DAC));      % Frequências
y_aux= y_freq.*abs(seno_cardinal); % Auxiliar para multiplicar as frequencias
y_sen= real(ifft(ifftshift(y_aux))); % Nos tempos

rx_RF_ofdm = y_sen;

%FBP
rx_FBB=BPF_filtering(rx_RF_ofdm, fc, 16*Rb, fs);
rx_FBB=rx_FBB./max(abs(rx_FBB))*v_maximo_tx;

%Downconvert
rx_BB_signal_nonfilt = rx_FBB.*cos(2*pi*fc*t) + 1i*rx_FBB.*sin(2*pi*fc*t);

% FILTER
fstop =fc;
rx_BB_signal =2*LPF_filtering(rx_BB_signal_nonfilt, fstop, fs);

%--- Downsample

```



```

% Tecnica SLM Recetor
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%--- FFT & CP removal teste
for k=1:OFDM_symbols

    Rx_BB_signal_received = 1/sqrt(fftsize)*sqrt(T - Tcp)/sqrt(fftsize) *
    (fft(rx_BB_signal_block(k, length_Tcp + 1:end), fftsize));
    rx_Skn_matrix(k, N/2+1:N) = Rx_BB_signal_received(1: N/2);
    rx_Skn_matrix(k, 1:N/2) = Rx_BB_signal_received(fftsize-N/2+1:fftsize);
    rx_Skn_matrix(k,:)=rx_Skn_matrix(k,:)./valoresw(k,:);
end
rx_Skn = reshape(rx_Skn_matrix, 1, OFDM_symbols*N);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Tecnica TR Recetor
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

rx_BB_signal_block_2=zeros(OFDM_symbols,length_T-(length_Tcp));
valoresck_auxx=valoresck(:, length_Tcp + 1:end);
%Remove os prefixos ck, e CP
for k=1:OFDM_symbols
    rx_BB_signal_block_2(k,:)= rx_BB_signal_block(k,length_Tcp+1:end);
    rx_BB_signal_block_2(k,:)=rx_BB_signal_block_2(k,:)-valoresck_auxx(k,:);
end

%--- FFT removal
rx_Skn_matrix2=zeros(OFDM_symbols,N);
for k=1:OFDM_symbols
    Rx_BB_signal_received = 1/sqrt(fftsize)*sqrt(T - Tcp)/sqrt(fftsize) *
    (fft(rx_BB_signal_block_2(k, length_Tcp + 1:end), fftsize));
    rx_Skn_matrix2(k, N/2+1:N) = Rx_BB_signal_received(1: N/2);
    rx_Skn_matrix2(k, 1:N/2) = Rx_BB_signal_received(fftsize-N/2+1:fftsize);
end
rx_Skn = reshape(rx_Skn_matrix2, 1, OFDM_symbols*N);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Tecnica ACE-G Recetor
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%--- Verificar SNR
[snr_sim,EVMF] = EVM_ACE(rx_Skn_matrix2,tx_Skn_matrix,OFDM_symbols,N);
MER(1,N1)=10*log10(snr_sim);fprintf('MER = %6.4g\t',MER(1,N1));
EVM(1,N1)=EVMF;fprintf('EVM = %6.4g\n',EVM(1,N1));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Tecnica ACE-R Recetor
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%--- Verificar SNR
[snr_sim,EVMF] = EVM_ACE(rx_Skn_matrix3,tx_Skn_matrix,OFDM_symbols,N);
MER(1,N1)=10*log10(snr_sim);fprintf('MER = %6.4g\t',MER(1,N1));
EVM(1,N1)=EVMF;fprintf('EVM = %6.4g\n',EVM(1,N1));

%Constelação Recebida
ff=scatterplot(rx_Skn);grid on;

%----- DeMapping Transmissor -----

```

```

tx_bits_tmp = demodulate(g, tx_Skn_matrix);
tx_bits = reshape(tx_bits_tmp, 1, OFDM_symbols*log2(M)*N);
%----- DeMapping Recetor -----
rx_Skn = reshape(rx_Skn_matrix, 1, OFDM_symbols*N);
rx_bits_tmp = demodulate(g, rx_Skn);
rx_bits = reshape(rx_bits_tmp, 1, OFDM_symbols*log2(M)*N);

%--- Verificar BER
[errors,ber] = biterr(tx_bits,rx_bits);
fprintf('Quant= %d\t', N1);fprintf('Erros= %d\t', errors);fprintf('BER= %2.6f\t', ber);

%--- Verificar SNR
snr_sim(1,N1)= (sum(sum((abs(tx_Skn_matrix).^2))))/sum(sum((abs(tx_Skn_matrix-
rx_Skn_matrix).^2)));
MER(1,N1)=10*log10(snr_sim(1,N1));fprintf('MER = %6.4g\t',MER(1,N1));
EVM(1,N1)=(sum(sum(abs(tx_Skn_matrix-
rx_Skn_matrix))))/max(max(abs(tx_Skn_matrix)))/(OFDM_symbols*N)*100;fprintf('EVM =
%6.4g\n',EVM(1,N1));

```

E: Funções

```

function [ tx_BB_signal ] = tx_BB(length_Tcp,length_T,fftsize,T,Tcp,
N,tx_Skn_matrix,OFDM_symbols)
tx_BB_signal = zeros(OFDM_symbols, length_T);
for k = 1:OFDM_symbols
    %IFFT e zero padding
    tx_BB_signal(k, 1+length_Tcp:length_T) = sqrt(fftsize)*1/sqrt(T-
Tcp)*sqrt(fftsize)*ifft([tx_Skn_matrix(k, N/2+1:N), zeros(1, fftsize - N),
tx_Skn_matrix(k, 1:N/2)], fftsize);
    %Soma CP
    tx_BB_signal(k, 1:length_Tcp) = tx_BB_signal(k, 1+length_T - length_Tcp: length_T);
end

function [signal_filt] = BPF_filtering(signal, fc, BW, fs)
    m = length(signal);
    n = m;
    BW_n = round((BW/(fs))*n);
    fc_n = round((fc/fs)*n);
    H = [zeros(1,n/2-fc_n-BW_n/2) ones(1,BW_n) zeros(1,fc_n-BW_n/2) zeros(1,fc_n-
BW_n/2) ones(1,BW_n) zeros(1,n/2-fc_n-BW_n/2)];
    wd = linspace(-1,1,n);
    imp = fftshift(ifft(ifftshift(H)));
    imp2 = imp.*(hanning(n).');
    H_LPF = fftshift(fft((imp2)));
    H_signal = fftshift(fft(signal));
    H_filt = abs(H_signal).*abs(H_LPF).*exp(1i*(unwrap(angle(H_signal))));
    signal_filt = (ifft(ifftshift(H_filt)));

function [signal_filt] = LPF_filtering(signal, fstop, fs)
    m = length(signal);
    n = m;
    fstop_n = round((fstop/(fs))*n);
    H = [zeros(1,n/2-fstop_n) ones(1,fstop_n) ones(1,fstop_n) zeros(1,n/2-
fstop_n)];

```

```

wd = linspace(-1,1,n);
imp = fftshift(iffshift(fftshift(H)));
imp2 = imp.*(hanning(n).');
H_LPF = fftshift(fft(imp2));
H_signal = fftshift(fft(signal));
H_filt = abs(H_signal).*abs(H_LPF).*exp(1i*(unwrap(angle(H_signal))));
signal_filt = (iffshift(fftshift(H_filt)));

function [] = ccdf_ofdm(tx_BB_signal,OFDM_symbols)
    papr = zeros(1, OFDM_symbols); % Inicializa os valores PAPR
    for i = 1:OFDM_symbols
        papr(i) = 10*log10(max(abs(tx_BB_signal(i,:)).^2) /
mean(abs(tx_BB_signal(i,:)).^2));
    end
    % Plot CCDF.
    [N,X] = hist(papr, 100);
    figure
    bar(X,N);
    figure
    semilogy(X,1-cumsum(N)/max(cumsum(N)), 'b')
end

function [ tx_Skn_matrix_soma ] =
Saturacao_cantos(Laux,G,tx_Skn_matrix,tx_Skn_matrix2,OFDM_symbols)
    tx_Skn_matrix_dif=tx_Skn_matrix-tx_Skn_matrix2;
    tx_Skn_matrix_dif=tx_Skn_matrix_dif.*G;
    for q=1:OFDM_symbols
        for qq=1:size(tx_Skn_matrix_dif,2)

            %Interior Points
            if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(1,1) )
                if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(Laux, imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
                    end
                    if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)),Laux);
                    end
                    if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)))<=-Laux )
                        tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(-
Laux, imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
                    end
                    if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)))<=-Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)), -Laux);
                    end
                    end

            if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(1, -1))
                if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(Laux, imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
                    end
                    if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)),Laux);
                    end
                    end

```

```

        end
        if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))<=-Laux )
            tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))<=-Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)), -Laux);
        end
        end
        if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-1,1))
            if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(Laux, imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)), Laux);
        end
        if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))<=-Laux )
            tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))<=-Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)), -Laux);
        end
        end
        if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-1, -1) )
            if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(Laux, imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))>=Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)), Laux);
        end
        if( (real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))<=-Laux )
            tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_dif(q,qq))<=-Laux )

tx_Skn_matrix_dif(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_dif(q,qq)), -Laux);
        end
        end
        end
        tx_Skn_matrix_soma=tx_Skn_matrix-tx_Skn_matrix_dif;

    for q=1:OFDM_symbols
        for qq=1:size(tx_Skn_matrix_dif,2)
            %Corner Points
            if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(3,3))
                if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=3-Laux )
                    tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(3-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
                end
            end
        end
    end

```

```

        if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=3-Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),3-Laux);
        end
        end
        if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(3,-3))
            if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=3-Laux )
                tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(3-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
            end
            if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-3+Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),-3+Laux);
            end
            end
            if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-3,3))
                if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-3+Laux )
                    tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-
3+Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
                end
                if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=3-Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),3-Laux);
                end
                end
                if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-3,-3))
                    if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-3+Laux)
                        tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-3+
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
                    end
                    if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-3+Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),-3+Laux);
                    end
                    end
                    end
                    %%Side Points
                    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(1,3))
                        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=1+Laux)
                            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(1-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
                        end
                        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=1-Laux)
                            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(1-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
                        end
                        if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=3-Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),3-Laux);
                        end
                        end
                        if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-1,3))
                            if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-1+Laux)
                                tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-
1+Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
                            end

```

```

        end
        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=-1-Laux)
            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-1-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))<=3-Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),3-Laux);
        end
    end

    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(1,-3))
        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=1+Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(1+Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
        end
        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=1-Laux)
            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(1-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))>=-3+Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), -3+Laux);
        end
    end

    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-1,-3) )
        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-1+Laux)
            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-
1+Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
        end
        if(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=-1-Laux)
            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-1-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
        end
        if( (imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))>=-3+Laux )
tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), -3+Laux);
        end
    end

    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(3,1))
        if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=1+Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),1+Laux);
        end
        if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=1-Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)),1-Laux);
        end
        if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))<=3-Laux )
            tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(3-
Laux,imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
        end
    end
    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(3,-1) )

        if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-1+Laux)

```

```

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), -1+Laux);
    end
    if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=-1-Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), -1-Laux);
    end
    if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))<=3-Laux )
        tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(3-
Laux, imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
    end
    end

    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-3,1))
        if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=1+Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), 1+Laux);
    end
    if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=1-Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), 1-Laux);
    end
    if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))>=-3+Laux )
        tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-
3+Laux, imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
    end
    end

    if(tx_Skn_matrix(q,qq)==complex(-3, -1) )
        if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))>=-1+Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), -1+Laux);
    end
    if(imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq))<=-1-Laux)

tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)), -1-Laux);
    end
    if( (real(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)))>=-3+Laux )
        tx_Skn_matrix_soma(q,qq)=complex(-3+Laux
, imag(tx_Skn_matrix_soma(q,qq)));
    end
    end
    end
    end
    end

function [ snr_sim, EVMF] =
EVM_ACE(rx_Skn_matrix, tx_Skn_matrix, OFDM_symbols, N)
    novoX=rx_Skn_matrix;
    EVM=zeros(OFDM_symbols, size(novoX, 2));
    for q=1:OFDM_symbols
        for qq=1:size(novoX, 2)
            % Interior Points
            % (1,1)
            if (real(novoX(q, qq))>0 && imag(novoX(q, qq))>0 &&
real(novoX(q, qq))<=2 && imag(novoX(q, qq))<=2)
                EVM(q, qq)=abs(tx_Skn_matrix(q, qq)-(novoX(q, qq)));
            end
        end
    end
end

```

```

% (1,-1)
if (real(novox(q,qq))>0 && imag(novox(q,qq))<=0
&&real(novox(q,qq))<=2 && imag(novox(q,qq))>=-2)
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novox(q,qq)));
end
% (-1,1)
if (real(novox(q,qq))<= 0 && imag(novox(q,qq))>=0 &&
real(novox(q,qq))>=-2 && imag(novox(q,qq))<=2)
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novox(q,qq)));
end
% (-1,-1)
if (real(novox(q,qq))<=0 && imag(novox(q,qq))<0 &&
real(novox(q,qq))>=-2 && imag(novox(q,qq))>=-2)
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novox(q,qq)));
end
% Corner Points
% (3,3)
%esqerda
if (real(novox(q,qq))>=2 && imag(novox(q,qq))>=3 && not(
real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))>3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(real((novox(q,qq)))));
end
%abaixo
if (real(novox(q,qq))>=3 && imag(novox(q,qq))>=2 && not(
real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))>3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(imag((novox(q,qq)))));
end
%centro
if (real(novox(q,qq))>=2 && imag(novox(q,qq))>2 && not(
real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))>3) && not(real(novox(q,qq))>=2 &&
imag(novox(q,qq))>=3) && not(real(novox(q,qq))>=3 && imag(novox(q,qq))>=2))
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novox(q,qq)));
end
%Normal
if (real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))>3)
    EVM(q,qq)=0;
end
% (3,-3)
%esquerda
if (real(novox(q,qq))>=2 && imag(novox(q,qq))<=-3 && not(
real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))<-3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(real((novox(q,qq)))));
end
%acima
if (real(novox(q,qq))>=3 && imag(novox(q,qq))<=-2 && not(
real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))<-3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(imag((novox(q,qq)))));
end
%cetro
if (real(novox(q,qq))>=2 && imag(novox(q,qq))<=-2 &&
not(real(novox(q,qq))>=2 && imag(novox(q,qq))<=-3) && not(real(novox(q,qq))>=3 &&
imag(novox(q,qq))<=-2) && not( real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))<-3))
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novox(q,qq)));
end
%Normal
if (real(novox(q,qq))>3 && imag(novox(q,qq))<-3)
    EVM(q,qq)=0;
end
end

```

```

% (-3,-3)
%direita
if (real(novoX(q,qq))<=-2 && imag(novoX(q,qq))<=-3 && not(
real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))<-3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(imag((novoX(q,qq)))));
end
%acima
if (real(novoX(q,qq))<=-3 && imag(novoX(q,qq))<=-2 && not(
real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))<-3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(real((novoX(q,qq)))));
end
%centro
if (real(novoX(q,qq))<=-2 && imag(novoX(q,qq))<=-2 &&
not(real(novoX(q,qq))<=-2 && imag(novoX(q,qq))<=-3)&& not(real(novoX(q,qq))<=-3 &&
imag(novoX(q,qq))<=-2) && not( real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))<-3))
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novoX(q,qq)));
end
%Normal
if (real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))<-3)
    EVM(q,qq)=0;
end
% (-3,3)
%direita
if (real(novoX(q,qq))<=-2 && imag(novoX(q,qq))>=3 && not(
real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))>3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(imag((novoX(q,qq)))));
end
%abaixo
if (real(novoX(q,qq))<=-3 && imag(novoX(q,qq))>=2 && not(
real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))>3))
    EVM(q,qq)=abs(3-abs(real((novoX(q,qq)))));
end
%centro
if (real(novoX(q,qq))<=-2 && imag(novoX(q,qq))>=2 &&
not(real(novoX(q,qq))<=-2 && imag(novoX(q,qq))>=3)&& not(real(novoX(q,qq))<=-3 &&
imag(novoX(q,qq))>=2)&& not( real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))>3))
    EVM(q,qq)=abs(tx_Skn_matrix(q,qq)-(novoX(q,qq)));
end
%Normal
if (real(novoX(q,qq))<-3 && imag(novoX(q,qq))>3)
    EVM(q,qq)=0;
end
% Side Points
% primeiro quadrante
%(3,1)
if (real(novoX(q,qq))>=3 && imag(novoX(q,qq))>0 &&
imag(novoX(q,qq))<2)
    EVM(q,qq)=abs(1-abs(imag((novoX(q,qq)))));
end
%(1,3)
if (imag(novoX(q,qq))>=3 && real(novoX(q,qq))>0 &&
real(novoX(q,qq))<2)
    EVM(q,qq)=abs(1-abs(real((novoX(q,qq)))));
end
% segundo quadrante
%(3,-1)
if (real(novoX(q,qq))>=3 && imag(novoX(q,qq))<0 &&
imag(novoX(q,qq))>-2)

```

```

        EVM(q,qq)=abs(1-abs(imag((novox(q,qq)))));
    end
    % (1,-3)
    if (imag(novox(q,qq))<=-3 && real(novox(q,qq))<2 &&
real(novox(q,qq))>0)
        EVM(q,qq)=abs(1-abs(real((novox(q,qq)))));
    end
    % terceiro quadrante
    % (-1,-3)
    if (imag(novox(q,qq))<=-3 && real(novox(q,qq))>-2 &&
real(novox(q,qq))<=0)
        EVM(q,qq)=abs(1-abs(real((novox(q,qq)))));
    end
    % (-3,-1)
    if (real(novox(q,qq))<=-3 && imag(novox(q,qq))<0 &&
imag(novox(q,qq))>-2)
        EVM(q,qq)=abs(1-abs(imag((novox(q,qq)))));
    end
    % quarto quadrante
    % (-3,1)
    if (real(novox(q,qq))<=-3 && imag(novox(q,qq))>=0 &&
imag(novox(q,qq))<2)
        EVM(q,qq)=abs(1-abs(imag((novox(q,qq)))));
    end
    % (-1,3)
    if (real(novox(q,qq))>-2 && real(novox(q,qq))<=0 &&
imag(novox(q,qq))>=3)
        EVM(q,qq)=abs(1-abs(real((novox(q,qq)))));
    end
end
end
snr_sim= (sum(sum((abs(tx_Skn_matrix).^2)))/sum(sum((EVM).^2)));

EVMF=(sum(sum((EVM)))/max(max(abs(tx_Skn_matrix)))/(OFDM_symbols*N)*100;

```

Referências

1. Ciochina, C., F. Buda, and H. Sari. *An analysis of OFDM peak power reduction techniques for WiMAX systems*. 2006.
2. Gamage, P.A., et al., *Design and analysis of digitized RF-over-fiber links*. Journal of Lightwave Technology, 2009. 27(12): p. 2052-2061.
3. Hekkala, A., et al. *Predistortion study of radio over fibre link*. 2010.
4. Lim, C., et al. *Radio-over-fiber systems*. 2009. Shanghai.
5. Malkin, M., B. Krongold, and J.M. Cioffi. *Optimal constellation distortion for PAR reduction in OFDM systems*. 2008. Poznan.
6. Vieira, L.C., N.J. Gomes, and A. Nkansah. *An experimental study on digital predistortion for radio-over-fiber links*. 2011.
7. Yang, Y., C. Lim, and A. Nirmalathas. *Digitized RF-over-fiber technique as an efficient solution for wideband wireless OFDM delivery*. 2012.
8. Serdar Sezginer, Hikmet Sari, An Overview of Symbol Predistortion Techniques for PAPR Reduction in OFDMA Systems, 2010
9. Raghavendra S. Prabhu, Eugene Grayver. *Active Constellation Modification Techniques for OFDM PAR Reduction*. 2009
10. Beenra, R. B., Shikham, N., *Performance Comparison of Analog and Digital Radio Over Fiber Link*, 2012
11. Jianping W., Ying G., Xieanwei Z., *PTS-Clipping Method to Reduce the PAPR in ROF-OFDM System*, 2009
12. Salgado, H.M, Oliveira J., Lima N., *Modelling Optical/RF impairments in Ultra-Wideband Radio over Fiber*, 2013: INESC Porto.
13. Mário Jorge Leitão, *Apontamentos da Unidade Curricular Sistemas e Telecomunicações*, 2013: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.
14. Salgado, H.M, *Apontamentos da Unidade Curricular Comunicações Óticas*, 2013: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.
15. Joana dos Santos Tavares, *Rádio Digitalizado sobre Fibra*, Porto 2012.
16. Gouba O. A., Loutet Y., *Predistortion Performance considering Peak to Average Power Ratio Reduction in OFDM context*, 2012
17. Berger C. R, *Optimum Clipping for Optical OFDM with Limited Resolution DAC/ADC*, 2011
18. João Manuel Barbosa de Oliveira, *Receiver Design for Nonlinearly Distorted OFDM Signals: Applications in Radio-over-Fiber Systems*, 2011

19. Gavin Hill, *Peak Power Reduction in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Transmitters*, 2011
20. Ahmad R. S. Bahai, Burton R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications-Theory and Applications of OFDM*
21. Guilherme Pedro Aquino, *Comparação entre Técnicas de Redução da PAPR em Sinais OFDM*, 2011
22. Yong Soo Cho, Jaelwon Kim, Won Young Yang, Chung-Gu Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, 2010
23. Haykin S., *Communication systems*, Wiley 2001
24. Fowler, P.M. Bandpass Sampling. Disponível em http://www.ws.binghamton.edu/fowler/fowler%20personal%20page/EE521_files/II-2%20BP%20Sampling_2007.pdf . Acesso em 15 Janeiro 2014
25. Maxim. Equalizing Techniques Flatten DAC Frequency Response. Application Note 3853, 2006. Disponível em <http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN3853.pdf> . Acesso em 15 Janeiro 2014
26. Moreira, S.A., *Apontamentos da Unidade Curricular Fundamentos de Telecomunicações I*, 2010.
27. Azeredo-Leme, C., *Clock Jitter Effects on Sampling: A Tutorial*. Circuits and Systems Magazine, IEEE, 2011. 11(3):p.26-37.
28. Smith, P. Little Know Characteristics of Phase Noise, 2004. Disponível em http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/589324855748812403694448557703434217045254275316215330254506699244016AN741_0.pdf . Acesso em 15 Janeiro 2014.
29. Cisco. Digital Transmission; Carrier-to-noise, Signal-to-Noise & Modulation Error Ratio. Cisco White paper, 2006. Disponível em http://www.cisco.com/en/US/prod/collateral/video/ps8806/ps5684/ps2209/prod_white_paper0900aecd805738f5.html . Acesso em 15 de Janeiro 2014
30. D. Narendra, Dr. P.Sudhakara Reddy, *PAPR reduction technique in OFDM System for 4G wireless applications using partial transmit sequence method*, 2013
31. Alihemmati R., Azmi P., Marvasti F., *OFDM Clipping Distortion Compensation Using an Iterative Method*, 2005
32. Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, 2004
33. Guel D., Palicot J., *Analysis and comparison of Clipping Techniques for OFDM Peak-To-Average Power Ratio Reduction*, 2009
34. Gilabert P.L., Gadringer M.E., Montoro G., Mayer M. L., Silveira D. D., Bertran E. Magerl G., *An Efficient Combination of Digital Predistortion and OFDM Clipping for Power Amplifiers*, 2009
35. Jiang T., Wu Y., *An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals*, 2008
36. Jiao Y.Z., Liu X.J., Wang X. A. *A Novel Tone Reservation Scheme with Fast Convergence for PAPR Reduction in OFDM Systems*, 2008
37. Yang Z., Fang H., *ACE with Frame Interleaving Scheme to Reduce Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems*, 2005
38. Niranjana M., Dr. Srikanth S., *Adaptive Active Constellation Extension for PAPR Reduction in OFDM systems*, 2011

- 39 Zhou Y., Jiang T., *A Novel Clipping Integrated into ACE for PAPR Reduction in OFDM Systems*, 2009
- 40 Doblado J.G., Oria A.C., Calderón D. P., López P., Baena V., *Improved power efficiency for DVB-SH transmitters*, 2011
- 41 Redd J., *Optical extinction is dependent on noise and power*, Disponível em http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1225421 . Acesso em 15 Janeiro 2014
- 42 Abidi A., *The Path to the Software-Defined Radio Receiver*, 2007
- 43 Deumal M., Behravan A., Eriksson T. Pijoan J. L. , *Constrained Clipping for Peak Power Reduction of Multicarrier Systems by Tone Reservation*, 2007
44. Daniel José Gomes Sá e Silva, *Estudo de soluções rádio-sobre-fibra para distribuição de sinais sem fios na rede de acesso*, Porto 2012.
45. Ng'oma, A., *Radio-over-Fiber Technology for Broadband Wireless Communication Systems*, 2005, Eindhoven, Netherlands: Technische Universiteit Eindhoven. 158.
46. Nirmalathas A., Gamage P.A., Lim C., Novak D., Waterhouse R. , *Digitalized Radio-Over-Fiber Technologies for Converged Optical Wireless Access Network*, 2010