

**Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**



**FEUP**

## **Rádio Digitalizado sobre Fibra**

Joana dos Santos Tavares

Dissertação realizada no âmbito do  
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores  
Ramo Telecomunicações, Eletrónica e Computadores

Orientador: Prof. Dr. Henrique M. Salgado

Co-orientador: Dr. João Oliveira

julho de 2012



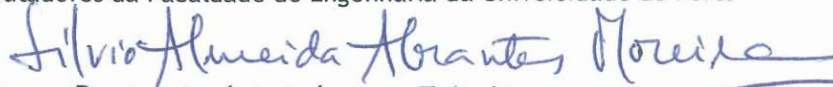
A Dissertação intitulada

“Rádio Digitalizado Sobre Fibra”

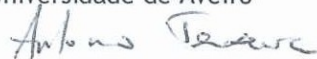
foi aprovada em provas realizadas em 12-07-2012

o júri

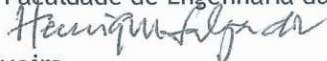
Presidente Professor Doutor Sílvio Almeida Abrantes Moreira  
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de  
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor António Luís Jesus Teixeira  
Professor Auxiliar Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da  
Universidade de Aveiro



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



Doutor João Oliveira  
Investigador do 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 - Joana dos Santos Tavares





# Resumo

A técnica de rádio sobre fibra (RoF) tem sido objeto de estudo nos últimos anos e é considerada uma solução eficiente e de baixo custo que permite simplificar a arquitetura das estações base de antenas remotas, utilizadas em diversas aplicações de redes sem fios, tal como WiMAX. A transmissão de sinais RF digitalizados surge como uma melhor alternativa à implementação de RoF analógica, beneficiando das vantagens dos sistemas digitais, como melhor desempenho, flexibilidade e robustez contra ruídos, para além de serem facilmente integrados com outros sistemas.

Neste projeto é estudada a técnica de rádio digitalizado sobre fibra e é implementado um sistema baseado nesta técnica. É usado equipamento laboratorial para realizar a transmissão dos sinais, incluindo a parte ótica. A geração e deteção dos sinais RF, assim como as funções dos ADCs e DACs, são implementados recorrendo ao ambiente de programação MATLAB.

O desempenho do sistema RoF digital é avaliado e é verificado o impacto do ruído de quantização e do ruído de *jitter* na transmissão. Para além disso, é determinada experimentalmente a gama dinâmica do sistema digital e do sistema analógico.



# Abstract

Radio over fiber (RoF) technique has been widely studied for the last few years and is considered an efficient and cost-effective solution to simplify the architecture of remote antenna base-stations, used in many wireless applications, such as WiMAX. The transmission of digitized RF signals is a better alternative to analog RoF, taking the advantages of digital systems, such as better performance, flexibility and robustness against noises, as well as being easily interfaced with other systems.

In this project the digitized radio over fiber technique is studied and a system based on this technique is implemented. Laboratory equipment is used to deploy signal transmission, including the optical link. RF signal generation and detection, as well as ADC and DAC functions, are deployed using MATLAB programming environment.

The performance of a digitized RoF system is assessed and the impact of quantization noise and jitter noise in the transmission is analyzed. Moreover, it is experimentally determined the dynamic range of the analogue and digital system.



# Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Henrique Salgado pela orientação e disponibilidade demonstrada. Ao Dr. João Oliveira, por tudo aquilo que aprendi e pelo acompanhamento ao longo deste trabalho, que em muito contribuiu para a realização desta dissertação.

Agradeço ao Luís Pessoa, ao Diogo Coelho e ao Ihsan pelo apoio e pela partilha de conhecimento.

Ao INESC Porto, pela oportunidade que me concedeu ao disponibilizar o equipamento necessário e ao fornecer todas as condições que tornaram possível a realização deste trabalho.

À minha família, por me apoiar não só ao longo deste trabalho, mas de todo o percurso académico.

Ao Rui, pelo apoio e compreensão sempre demonstrados.



# Índice

Resumo .....	iii
Abstract .....	v
Agradecimentos .....	vii
Índice .....	ix
Lista de Figuras .....	xiii
Lista de Tabelas.....	xvii
Lista de Abreviaturas.....	xix
Lista de Símbolos .....	xxi
Capítulo 1 .....	1
Introdução .....	1
1.1. Âmbito .....	1
1.2. Motivação.....	1
1.3. Objetivos .....	2
1.4. Estrutura da Dissertação.....	2
Capítulo 2 .....	3
Estado da Arte .....	3
2.1. Introdução.....	3
2.2. Rádio sobre Fibra .....	3
2.2.1. Vantagens do Rádio sobre Fibra .....	4
2.2.2. Desvantagens do Rádio sobre Fibra .....	4
2.2.3. Aplicações do Rádio sobre Fibra.....	5
2.3. Sistemas RoF Analógicos .....	5
2.3.1. Dispersão em Fibra Ótica .....	6
2.4. Sistemas RoF Digitais .....	8

2.5. Conclusão.....	10
Capítulo 3.....	13
Tópicos de Transmissão Digital .....	13
3.1. Introdução.....	13
3.2. Modulação.....	13
3.3. Amostragem Passa Banda.....	15
3.4. Ruído de <i>jitter</i> .....	17
3.5. Quantização.....	19
3.5.1. Relação sinal-ruído de quantização.....	21
3.6. Ruído Branco.....	23
3.7. Conclusão.....	24
Capítulo 4.....	25
Implementação e validação dos Componentes do Sistema DRoF em MATLAB .....	25
4.1. Introdução.....	25
4.2. Sistema RoF Digital .....	25
4.3. Sinal RF .....	25
4.3.1. Gerador de sinal RF.....	26
4.3.2. Detetor de sinal RF .....	26
4.3.3. Validação do gerador e detetor de sinal RF .....	26
4.4. Conversão AD e DA.....	32
4.4.1. ADC .....	32
4.4.2. Validação do ADC .....	33
4.4.3. DAC .....	39
4.4.4. Validação do DAC .....	40
4.5. Validação do Sistema.....	41
4.6. Conclusão.....	43
Capítulo 5.....	45
Validação Experimental do Sistema RoF Digital .....	45
5.1. Introdução.....	45
5.2. Montagem Experimental .....	45
5.3. Equipamento.....	46
5.4. Procedimento Experimental .....	50
5.5. Resultados Experimentais .....	51
5.6. Conclusão.....	70
Capítulo 6.....	73
Conclusão .....	73

6.1. Trabalho Desenvolvido .....	73
6.2. Trabalho Futuro .....	74
Anexo A .....	75
Referências .....	79



# Lista de Figuras

Figura 2.1 - Conceito do sistema de Rádio sobre Fibra. ....	3
Figura 2.2 - Diagrama de blocos do sistema RoF analógico. ....	6
Figura 2.3 - Espectro do sinal AM.....	6
Figura 2.4 - Distância ao primeiro nulo em função da frequência. ....	8
Figura 2.5 - Diagrama de blocos do sistema RoF digital. ....	9
Figura 3.1 - Constelação 16-QAM com codificação de Gray. ....	14
Figura 3.2 - Curvas teóricas da taxa de erro de bit em função de $E_b/N_0$ . ....	15
Figura 3.3 - Frequências de amostragem do ADC permitidas (branco) e proibidas (cinza), em função da frequência máxima e da banda do sinal (B). Adaptado de [12]. ....	16
Figura 3.4 - (a) Espectro do sinal passa banda. (b) Espectro do sinal após <i>subsampling</i> . ....	16
Figura 3.5 - (a) Efeito <i>zero-order hold</i> do DAC. (b) Seno cardinal originado pelo <i>zero-order hold</i> . Adaptado de [13]. ....	17
Figura 3.6 - Erro devido ao <i>jitter</i> . ....	18
Figura 3.7 - Processo de quantização para $N=2$ . ....	20
Figura 3.8 - (a) Quantizador <i>midtread</i> . (b) Quantizador <i>midrise</i> . [18] ....	20
Figura 3.9 - Função densidade de probabilidade do erro de quantização [18]. ....	21
Figura 3.10 - (a) Densidade espectral de potência. (b) Função de auto correlação. ....	23
Figura 4.1 - Diagrama do sistema em MATLAB.....	25
Figura 4.2 - Diagrama do gerador de sinal RF. ....	26
Figura 4.3 - Diagrama do detetor de sinal RF.....	26
Figura 4.4 - Densidade espectral de potência relativa do sinal transmitido.....	27
Figura 4.5 - (a) Constelação do sinal transmitido. (b) Constelação do sinal recebido. ....	28

Figura 4.6 - Diagrama de olho do sinal recebido. ....	28
Figura 4.7 - Sinal recebido e símbolos transmitidos e recebidos. ....	29
Figura 4.8 - Densidade espectral de potência relativa do sinal transmitido. ....	30
Figura 4.9 - (a) Constelação do sinal transmitido. (b) Constelação do sinal recebido. ....	30
Figura 4.10 - Diagrama de olho do sinal recebido. ....	31
Figura 4.11 - Sinal recebido e símbolos transmitidos e recebidos. ....	31
Figura 4.12 - Curvas teóricas da taxa de erro de bit em função de $E_b/N_0$ e resultados obtidos por simulação, num canal com ruído AWGN. ....	32
Figura 4.13 - Diagrama do ADC. ....	32
Figura 4.14 - Simulação da quantização de um sinal modulado (16-QAM) usando um ADC de 3 bits ( $2^3=8$ níveis) com quantização não uniforme. ....	34
Figura 4.15 - Curva teórica do SNR de quantização em função do número de bits de quantização e valores obtidos por simulação para um sinal 16-QAM. ....	34
Figura 4.16 - Curvas teóricas do SNR em função da frequência do sinal, para vários valores de <i>jitter</i> ( $t_j$ ) e valores obtidos por simulação (sinal sinusoidal). ....	35
Figura 4.17 - Curvas teóricas do SNR em função do <i>jitter</i> para duas frequências do sinal e valores obtidos por simulação (sinal 16-QAM). ....	35
Figura 4.18 - SNR teórico e de simulação. ....	36
Figura 4.19 - Espectro do sinal passa banda. ....	37
Figura 4.20 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 125$ MHz. ....	38
Figura 4.21 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 375$ MHz. ....	38
Figura 4.22 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 1375$ MHz. ....	38
Figura 4.23 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC, $f_s = 4125$ MHz. ....	39
Figura 4.24 - Diagrama do DAC. ....	39
Figura 4.25 - Efeito do seno cardinal no sinal à saída do DAC, $f_s = 750$ MHz. ....	40
Figura 4.26 - Densidade espectral de potência relativa do sinal após o DAC a 25 MHz para $f_s = 125$ MHz e variando o número de bits de quantização (N). ....	41
Figura 4.27 - Densidade espectral de potência relativa do sinal após o DAC a 2.475 GHz para $f_s = 125$ MHz e variando o número de bits de quantização (N). ....	41
Figura 4.28 - Curvas teóricas da taxa de erro em função de $E_b/N_0$ e resultados obtidos por simulação, num canal com ruído AWGN. ....	42
Figura 5.1 - Diagrama da montagem experimental do sistema RoF digital implementado. ....	46
Figura 5.2 - Agilent N4901B Serial BERT 13.5 Gb/s. ....	46
Figura 5.3 - VCSEL 1550 nm. ....	47
Figura 5.4 - Picosecond 5550B. ....	47
Figura 5.5 - Resposta do laser. ....	47

Figura 5.6 - Penalidade de potência em função da razão de extinção. ....	48
Figura 5.7 - Curva característica do VCSEL 1550 nm. ....	48
Figura 5.8 - Agilent 8163B Lightwave Multimeter. ....	49
Figura 5.9 - Agilent 81570A Variable Optical Attenuator Module. ....	49
Figura 5.10 - Agilent 81495A Reference Receiver. ....	49
Figura 5.11 - Agilent E4448A PSA Spectrum Analyzer, 3 Hz - 50 GHz. ....	50
Figura 5.12 - ROHDE&SCHWARZ SMJ100A Vector Signal Generator. ....	50
Figura 5.13 - Taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida. ....	51
Figura 5.14 - Diagramas da constelação do sinal recebido para diferentes valores de potência ótica recebida. ....	53
Figura 5.15 - Diagramas de olho do sinal recebido para diferentes valores de potência ótica recebida. ....	54
Figura 5.16 - MER em função da taxa de erro do sinal digital (azul) e taxa de erro do sinal M-QAM em função da taxa de erro digital (verde). ....	56
Figura 5.17 - MER em função da potência ótica recebida. ....	56
Figura 5.18 - EVM em função da potência ótica recebida. ....	57
Figura 5.19 - MER em função da distância de transmissão. ....	58
Figura 5.20 - Primeira réplica (25 MHz) para $f_s = 125$ MHz, sem <i>jitter</i> . ....	59
Figura 5.21 - Sinal à frequência $f_c$ (2.475 GHz) para $f_s = 125$ MHz, sem <i>jitter</i> . ....	60
Figura 5.22 - Primeira réplica (25 MHz) para $f_s = 125$ MHz, $t_j = 0.8$ ps. ....	60
Figura 5.23 - Sinal à frequência $f_c$ (2.475 GHz) para $f_s = 125$ MHz, $t_j = 0.8$ ps. ....	61
Figura 5.24 - Primeira réplica (25 MHz), para $f_s = 125$ MHz. ....	62
Figura 5.25 - Sinal à frequência $f_c$ (2.475 GHz), para $f_s = 125$ MHz. ....	62
Figura 5.26 - Primeira réplica (25 MHz), para $f_s = 250$ MHz. ....	63
Figura 5.27 - Sinal à frequência $f_c$ (2.475 GHz), para $f_s = 250$ MHz. ....	63
Figura 5.28 - Primeira réplica (225 MHz), para $f_s = 750$ MHz. ....	64
Figura 5.29 - Sinal à frequência $f_c$ (2.475 GHz), para $f_s = 750$ MHz. ....	64
Figura 5.30 - MER em função do número de bits de quantização para $f_s = 125$ MHz. ....	65
Figura 5.31 - MER em função do número de bits de quantização para $f_s = 750$ MHz. ....	65
Figura 5.32 - MER em função do número de bits de quantização para $f_s = 2250$ MHz. ....	66
Figura 5.33 - MER em função do número de bits de quantização para $f_s = 4125$ MHz. ....	66
Figura 5.34 - MER em função da frequência de amostragem para $N = 4$ . ....	67
Figura 5.35 - MER em função da frequência de amostragem para $N = 7$ . ....	67
Figura 5.36 - EVM em função da frequência de amostragem para $N = 4$ . ....	68

Figura 5.37 - EVM em função da frequência de amostragem para $N = 7$ .....	68
Figura 5.38 - Diagrama de blocos para a medição experimental da SFDR no caso analógico ..	69
Figura 5.39 - Diagrama de blocos para a medição experimental da SFDR no caso digital .....	69
Figura 5.40 - Gama dinâmica do sistema RoF para uma banda de 50 MHz. ....	70

## Lista de Tabelas

Tabela 4.1 - Parâmetros de simulação. ....	27
Tabela 4.2 - Parâmetros de simulação. ....	29
Tabela 4.3 - Frequências de amostragem do ADC. ....	37
Tabela 4.4 - Parâmetros de simulação. ....	37
Tabela 4.5 - Taxa de erro de bit em função da frequência de amostragem. ....	42
Tabela 5.1 - Parâmetros de simulação. ....	52
Tabela 5.2 - Parâmetros de simulação. ....	58



# Lista de Abreviaturas

3G	Third Generation
AD	Analogue to Digital
ADC	Analogue to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
ARoF	Analogue Radio Over Fiber
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Banda base
BER	Bit Error Rate
BPF	Band Pass Filter
BS	Base Station
BW	Bandwidth
CS	Central Station
DA	Digital to Analogue
DAC	Digital to Analogue Converter
dB	Decibel
dBc	Decibel relativo à portadora
dBr	Decibel relativo ao máximo
DRoF	Digital Radio Over Fiber
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EADC	Electrical Analogue to Digital Converter
EDAC	Electrical Digital to Analogue Converter
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
ENOB	Effective Number Of Bits
erfc	Complementary Error Function
EVM	Error Vector Magnitude
FWA	Fixed Wireless Access
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications

IP3	Third-order Intercept Point
LED	Light-Emitting Diode
LPF	Low Pass Filter
LSB	Least Significant Bit
MAN	Metropolitan Area Network
MER	Modulation Error Ratio
MDS	Minimum Detectable Signal
MMF	Multimode Fiber
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
PADC	Photonic Analogue to Digital Converter
PDAC	Photonic Digital to Analogue Converter
PDF	Probability Density Function
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
PSD	Power Spectrum Density
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RAP	Radio Access Point
RBW	Resolution Bandwidth
RF	Radio Frequency
RIN	Relative Intensity Noise
rms	Root Mean Square
RoF	Radio Over Fiber
RRC	Root Raised Cosine
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal-to-Noise Ratio
u.a.	Unidades arbitrárias
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

## Lista de Símbolos

$A$	Amplitude do sinal
$B$	Banda do sinal
$B_G$	Banda de guarda
$c$	Velocidade de luz no vácuo
$D$	Dispersão de velocidade de grupo
$e(t)$	Função de erro de quantização
$e_{jitter}$	Erro de <i>jitter</i>
$E_0$	Amplitude do campo elétrico
$E_b$	Energia de bit
$E_s$	Energia de símbolo
$E_\alpha$	Energia do alfabeto
$f$	Frequência do sinal
$f_1$	Frequência da primeira zona de Nyquist
$f_c$	Frequência da portadora
$f_{m\acute{a}x}$	Frequência mínima
$f_{m\acute{i}n}$	Frequência máxima
$f_s$	Frequência de amostragem
$h$	Constante de Planck
$I$	Fotocorrente
$I_p$	Corrente de polarização
$j$	$\sqrt{-1}$
$L$	Número de níveis de quantização
$L_f$	Comprimento da fibra
$m$	Índice de modulação
$m_{m\acute{a}x}$	Amplitude máxima do sinal a quantizar
$M$	Número de símbolos da constelação
$n_z$	Zona de Nyquist
$N$	Número de bits de quantização

$N_0$	Potência do ruído
$N_\tau$	Potência do ruído de <i>jitter</i>
$P_0$	Potência quando se transmite o nível binário 0
$P_1$	Potência quando se transmite o nível binário 1
$P_{in}$	Potência ótica incidente
$P_{méd}$	Potência média
$P_s$	Potência do sinal
$q$	Carga do eletrão
$Q$	Erro de quantização
$r_{ex}$	Razão de extinção
$R$	Responsividade
$R_s$	Taxa de símbolos
$R_W(\tau)$	Função de autocorrelação
$S_W(f)$	Densidade espectral de potência do ruído branco
$T$	Intervalo de amostragem
$t_j$	Tempo de <i>jitter</i>
$V_{FS}$	Tensão na escala total
$x(t)$	Sinal sinusoidal
$x'(t)$	Primeira derivada de um sinal sinusoidal
$\alpha$	Fator de <i>roll-off</i>
$\beta$	Constante de propagação
$\delta(\tau)$	Dirac
$\delta_{ex}$	Penalidade da potência
$\Delta$	Degrau de quantização
$\Delta t_{rms}^2$	Variância do tempo de <i>jitter</i>
$\eta$	Eficiência quântica
$\theta$	Diferença de fase acumulada
$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Valor médio
$\nu$	Frequência da portadora ótica
$\sigma^2$	Variância
$\omega$	Frequência angular
$\omega_1$	Frequência angular do sinal
$\omega_c$	Frequência angular da portadora

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1. Âmbito

Este documento descreve o trabalho final da dissertação que desenvolvi 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 2011/2012.

### 1.2. Motivação

A transmissão direta de sinais rádio sobre fibra ótica (RoF) é uma tecnologia promissora que permite simplificar a arquitetura das estações base de antenas remotas, transferindo funções complexas para a estação central. Devido à sua elevada capacidade de transmissão, as redes em fibra ótica permitem implementar redes de banda larga para a transmissão de rádio sobre fibra entre várias estações base e a estação central [1, 2].

O transporte de 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. Para além disso, a gama dinâmica de um *link* ótico analógico decresce linearmente com a distância da transmissão, devido à atenuação da fibra ótica [3].

Os sistemas digitais são mais fiáveis e robustos contra ruídos, para além de apresentarem elevado desempenho [1]. Ao digitalizar os sinais RF é possível manter a gama dinâmica independente da distância até ao ponto em que já não é possível transmitir o sinal sem erros. Assim, a transmissão de RoF digitalizado permite obter uma maior gama dinâmica que pode ser mantida ao longo de distâncias maiores, comparativamente com o caso analógico [3].

Para a implementação deste tipo de tecnologia são necessários conversores AD e DA rápidos, cujo custo tem descido, tornando estes sistemas economicamente viáveis. Os últimos avanços da tecnologia dos ADCs e DACs tornaram possível levar estes componentes para as estações base, permitindo que as funções do recetor e do transmissor sejam realizadas no domínio digital. Devido à falta de DACs com frequências de amostragem elevadas, a

amostragem passa banda é uma solução interessante na amostragem de portadoras RF na região de micro-ondas de banda estreita [3]. A digitalização do sinal RF origina um sinal digital em série que pode ser usado para modular um laser diretamente. O sinal é depois transmitido sobre fibra ótica e detetado como qualquer sinal digital [2].

Esta técnica abre também a possibilidade de desenvolver redes *back-bone* de distribuição de sinais RF digitalizados de elevado desempenho e custo-benefício, que podem ser facilmente integradas com as atuais e futuras redes óticas de alto débito e infraestruturas metropolitanas [3]. Foi demonstrado em [4] que a técnica de RoF digital é mais eficiente em termos energéticos que a versão analógica.

### 1.3. Objetivos

Nesta dissertação pretende-se estudar a tecnologia de rádio digitalizado sobre fibra e implementar um sistema de transmissão em laboratório. Especificamente, o objetivo é avaliar o desempenho deste sistema e verificar o impacto do ruído de quantização e do ruído de *jitter* na transmissão.

O sistema implementado em laboratório não é um sistema *standalone* independente. A transmissão dos sinais, incluindo a parte ótica, é implementada usando o equipamento disponível no laboratório, enquanto a geração e deteção dos sinais RF, assim como os conversores AD e o DA, são implementados usando o ambiente de programação do *MathWorks* MATLAB®.

### 1.4. Estrutura da Dissertação

Este documento está dividido em seis capítulos. O primeiro capítulo apresenta este projeto, a motivação e os objetivos definidos para este trabalho. O segundo capítulo contém o levantamento do estado da arte, resultante de pesquisas realizadas em artigos, dissertações e livros no âmbito do tema proposto. O terceiro capítulo apresenta tópicos de transmissão em digital. O quarto capítulo apresenta o modelo da implementação em MATLAB, assim como a sua validação. O quinto capítulo apresenta a validação experimental do sistema RoF digital implementado, incluindo o *setup* experimental, o procedimento e os resultados experimentais. O último capítulo apresenta as conclusões finais, o trabalho desenvolvido e os possíveis desenvolvimentos futuros.

# Capítulo 2

## Estado da Arte

### 2.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o levantamento do estado da arte em rádio sobre fibra. Na secção 2.2 é feita uma introdução à técnica de rádio sobre fibra. Nas secções 2.3 e 2.4 é apresentada a técnica de rádio sobre fibra nas suas versões analógica e digital, respetivamente, apresentando as suas principais características.

### 2.2. Rádio sobre Fibra

A técnica de rádio sobre fibra (RoF) consiste na transmissão de sinais de radiofrequência (RF) em fibra ótica, em que a portadora RF é modulada numa portadora ótica [1]. Os sinais RF são assim transmitidos em fibra ótica entre uma estação central (CS) e várias estações base (BS) ou *Radio Access Point* (RAP), sendo depois enviados para as antenas transmissoras e radiados para vários dispositivos (Figura 2.1).

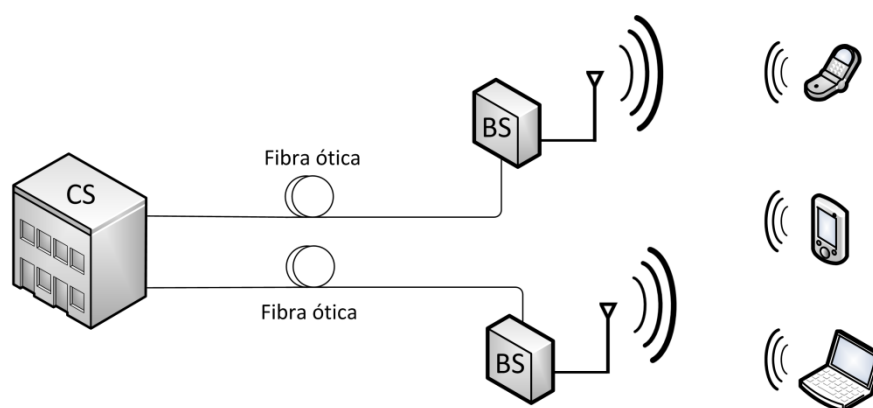


Figura 2.1 - Conceito do sistema de Rádio sobre Fibra.

Uma forma de aumentar a capacidade dos sistemas de comunicação sem fios consiste em reduzir as dimensões das células (pico-células), através da redução da potência radiada pelas antenas e do uso de bandas de operação na zona dos 60 GHz onde a atenuação na atmosfera é

maior. Assim, para implementar um sistema de comunicação é necessário um maior número de estações base, pois as áreas a cobrir têm dimensões elevadas. A instalação e manutenção de um sistema deste tipo pode ter custos proibitivos, no entanto a tecnologia de rádio sobre fibra é uma solução para este problema. A centralização do processamento dos sinais RF permite a partilha de equipamento, a alocação dinâmica de recursos, assim como operação e manutenção simplificadas, reduzindo os custos. Deste modo, o RoF permite simplificar a arquitetura das BS, em que estas apenas têm que realizar funções de conversão optoelectrónica e de amplificação [5].

### 2.2.1. Vantagens do Rádio sobre Fibra

A técnica de RoF é reconhecida por ter como principais vantagens a possibilidade de operação centralizada, o uso de BS pequenas e simples e o baixo consumo de potência.

As redes baseadas neste tipo de sistemas tiram partido da enorme largura de banda da fibra ótica. Os sistemas atuais usam apenas uma fração da capacidade oferecida pela fibra, sendo que ainda decorrem desenvolvimentos na exploração de formas de obter mais largura de banda. Algumas dessas formas podem ser encontradas em fibras de baixa dispersão, em fibras dopadas com Érbio (EDFA), no uso de técnicas de multiplexagem como o OTDM e o DWDM [5] e em sistemas coerentes.

A baixa atenuação da fibra permite a transmissão de sinais RF a longas distâncias reduzindo a necessidade do uso de repetidores. Existem três janelas de transmissão em fibra ótica que apresentam baixa atenuação, nos comprimentos de onda de 850 nm, 1310 nm e 1550 nm. As fibras atuais apresentam atenuação entre os 0,2 dB/km (1550 nm) e 0,5 dB/km (1310 nm). Comparativamente com os cabos coaxiais, estas perdas são muito menores, principalmente a altas frequências, já que as perdas aumentam com a frequência. Assim, ao usar sinais óticos é possível transmitir os sinais em distâncias muito superiores e ainda com o benefício de usar menor potência na transmissão [5].

Uma vez que os sinais são transmitidos em forma de luz na fibra ótica, verifica-se uma propriedade importante na transmissão, a imunidade a interferência de radiofrequência e a imunidade a escutas, o que permite obter comunicações seguras e com maior privacidade [5].

Esta tecnologia permite reduzir o custo de implementação de redes *wireless*, ao possibilitar a sua integração com as atuais redes de fibra ótica, usando técnicas de multiplexagem de comprimento de onda (WDM). O uso de estações base (BS) simples e de pequenas dimensões, transferindo algum do equipamento e operações complexas para as estações centrais, permite partilhar esses recursos com várias BS e, desse modo, reduzir os custos.

Esta técnica apresenta ainda outras vantagens, tais como a transparência em relação às técnicas de modulação e suporte simultâneo de *standards* de ligações com fios e sem fios [6].

### 2.2.2. Desvantagens do Rádio sobre Fibra

Apesar das inúmeras vantagens desta tecnologia, existem algumas limitações na implementação destes sistemas. O transporte de 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. Para além disso, a gama dinâmica de um *link* ótico analógico decresce linearmente com a distância da transmissão, devido à atenuação da fibra ótica [3].

Os sistemas RoF são fundamentalmente sistemas analógicos, onde o ruído e a distorção são características que afetam a comunicação. Existem várias fontes de ruído em sistemas de comunicação analógicos, tal como o ruído de intensidade do laser (RIN), o ruído quântico do fotodíodo e o ruído térmico do amplificador. Em sistemas RoF que usam fibra monomodo (SMF), a distância de transmissão é limitada pela dispersão cromática, enquanto que em sistemas que usam fibra multimodo (MMF) a dispersão modal limita a distância de transmissão e a largura de banda [5].

### 2.2.3. Aplicações do Rádio sobre Fibra

Uma das principais aplicações do RoF é na distribuição de redes sem fios. Uma área de aplicação é em sistemas FWA (*Fixed Wireless Access*), tal como o WiMAX [5] e em redes 3G. Esta tecnologia é considerada uma solução fiável e promissora para a distribuição de futuras redes de acesso *wireless*, em que os requisitos de capacidade e largura de banda são cada vez maiores [1].

## 2.3. Sistemas RoF Analógicos

Os sistemas RoF analógicos são muitas vezes referenciados apenas como RoF ou ARoF (*Analogue Radio Over Fiber*). A Figura 2.2 apresenta a arquitetura de um sistema deste tipo.

Na técnica de RoF o sinal RF é dado por uma portadora modulada por um sinal digital, por exemplo QAM, PSK ou OFDM. Nestes sistemas o transmissor é constituído por fonte ótica, modulador, amplificador ótico, filtro ótico, e o recetor por fotodíodo, amplificador eletrónico e filtro eletrónico. A fonte ótica pode ser modulada diretamente pelo sinal RF através de um laser ou externamente por um modulador de Mach-Zehnder, onde ocorre distorção não linear associada a ambas as técnicas.

Nos sistemas analógicos a gama dinâmica é determinada pelo ruído térmico gerado nos componentes ativos e passivos e a largura de banda é limitada pelo desempenho dos dispositivos e pelos elementos parasitas [1].

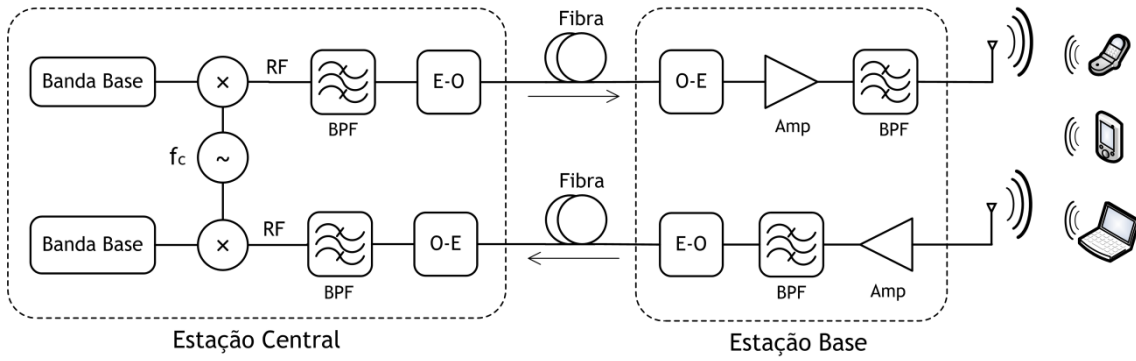


Figura 2.2 - Diagrama de blocos do sistema RoF analógico.

### 2.3.1. Dispersão em Fibra Ótica

Para avaliar o impacto da dispersão em sistemas analógicos, começa-se por considerar os primeiros três termos da expansão em série de Taylor da constante de propagação,  $\beta$ , dada pela equação seguinte [7]

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_c) + \dot{\beta}(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}\ddot{\beta}(\omega - \omega_c)^2, \quad (2.1)$$

em que  $\omega_c$  é a frequência da portadora.  $\dot{\beta}$  e  $\ddot{\beta}$  são, respetivamente, a primeira e a segunda derivada da constante de propagação em ordem à frequência,  $\omega$ , dadas por

$$\dot{\beta} = \left(\frac{\partial\beta}{\partial\omega}\right)_{\omega=\omega_c}$$

$$\ddot{\beta} = \left(\frac{\partial^2\beta}{\partial\omega^2}\right)_{\omega=\omega_c}$$

Um sinal ótico modulado em amplitude (AM) à entrada da fibra é dado por

$$E_{AM}(t, z = 0) = E_0[(1 + m \cos(\omega_1 t)] \cos(\omega_c t), \quad (2.2)$$

onde  $E_0$  é a amplitude do campo elétrico,  $m$  o índice de modulação e  $\omega_1$  a frequência do sinal.

Usando a fórmula de Euler para expandir o cosseno da equação (2.2), obtém-se a equação

$$E_{AM}(t, z = 0) = E_0 \cdot \text{Re} \left\{ e^{j\omega_c t} + \frac{m}{2} [e^{j(\omega_1 + \omega_c)t} + e^{j(\omega_c - \omega_1)t}] \right\}. \quad (2.3)$$

A modulação em amplitude de uma portadora origina duas bandas laterais. Na equação (2.3) verifica-se que este sinal contém três componentes às frequências:  $\omega_c$ ,  $(\omega_1 + \omega_c)$  e  $(\omega_c - \omega_1)$ . Cada um destes componentes viaja na sua velocidade de grupo e acumula a sua própria fase [7]. O espectro deste sinal AM está representado na Figura 2.3.

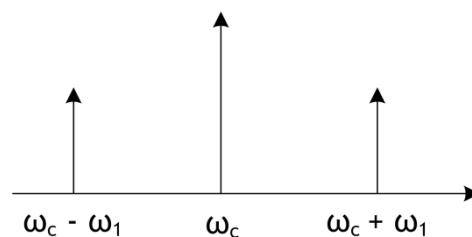


Figura 2.3 - Espectro do sinal AM.

Depois do fotodíodo, a corrente do sinal AM à frequência do sinal é dada pela equação [7]

$$i_{AM}(\omega_1) = E_0^2 m \cos(\omega_1 t - \beta \omega_1 L_f) \cos(\theta), \quad (2.4)$$

em que  $L_f$  é o comprimento da fibra e a diferença de fase acumulada,  $\theta$ , é dada por

$$\theta = \frac{\beta \omega_1^2 L_f}{2}, \quad (2.5)$$

que resulta das diferentes acumulações de fase nas bandas laterais ao longo do comprimento  $L_f$  da fibra, uma vez que à medida que o comprimento aumenta, a diferença de fase também aumenta [7].

Analisando a equação (2.4) verifica-se que a amplitude do sinal recebido anula-se periodicamente ao longo do comprimento da fibra, quando

$$\theta = (2n + 1) \frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.6)$$

O atraso de propagação é dado por  $\tau = L_f/v_g$ , em que  $v_g = 1/\beta$ , e assim, temos

$$\frac{\partial \tau}{\partial \omega} = L_f \ddot{\beta}. \quad (2.7)$$

O coeficiente da dispersão de velocidade de grupo da fibra é dado por [7]

$$D = \frac{1}{L_f} \frac{\partial \tau}{\partial \lambda} = \frac{1}{L_f} \frac{\partial \tau}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial \lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \ddot{\beta}. \quad (2.8)$$

Reescrevendo a equação anterior em ordem a  $\ddot{\beta}$  obtemos a equação

$$\ddot{\beta} = \frac{D\lambda^2}{2\pi c}. \quad (2.9)$$

Substituindo a equação (2.9) na equação (2.5) resulta na equação seguinte

$$\frac{\beta \omega_1^2 L_{nulo,1}}{2} = \frac{D\lambda^2}{2\pi c} \frac{\omega_1^2 L_{nulo,1}}{2} = \frac{\pi}{2}. \quad (2.10)$$

A partir da equação anterior determina-se que o primeiro nulo ocorre para

$$L_{nulo,1} = \frac{c}{2D\lambda^2 f_1^2}. \quad (2.11)$$

A potência do sinal RF é dada por

$$P_{RF} \propto \cos^2 \left( \frac{\pi L_f D \lambda^2 f_1^2}{c} \right). \quad (2.12)$$

Analisando a equação (2.11) verifica-se que à medida que a frequência aumenta, o comprimento ao qual o nulo ocorre diminui, ou seja, os nulos ocorrem cada vez mais próximos. A Figura 2.4 apresenta o gráfico dado por esta equação.

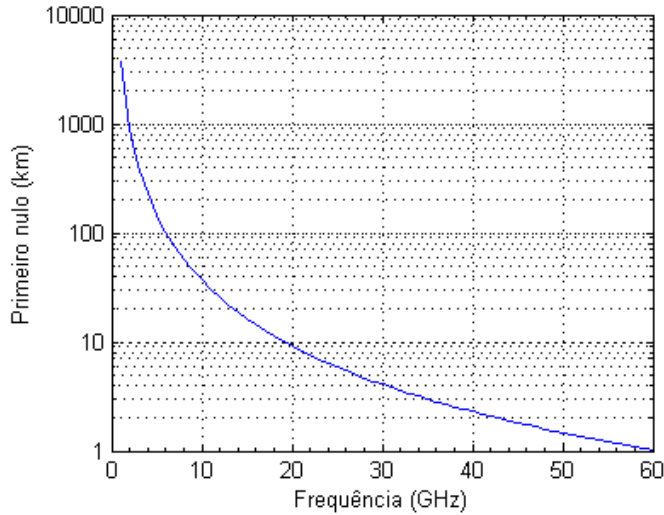


Figura 2.4 - Distância ao primeiro nulo em função da frequência.

Esta análise permite mostrar o impacto da dispersão em sistemas analógicos em fibra. Esta é uma penalidade que é necessário evitar [7]. No entanto, a penalidade da dispersão pode ser negligenciada na transmissão de RoF digital [3], verificando-se apenas para débitos elevados e comprimentos de fibra elevados.

## 2.4. Sistemas RoF Digitais

O processamento digital de sinais revolucionou os sistemas de comunicação modernos devido à sua maior flexibilidade e fiabilidade, robustez contra ruídos e capacidade de interligação com outros sistemas.

A transmissão de sinais de rádio digitalizados é mais vantajosa face ao RoF analógico, pois tem os benefícios do elevado desempenho dos sistemas digitais, da distribuição direta de sinais RF para a implementação de estações base mais simples do que no caso analógico e do uso das estruturas das redes metropolitanas (MAN) para servirem de rede de apoio [2].

Uma das principais vantagens dos sistemas RoF digitais é o facto de ser possível manter uma maior gama dinâmica ao longo de distâncias superiores em comparação com os sistemas analógicos [3].

Na técnica de rádio digitalizado sobre fibra (DRoF) o sinal passa banda é digitalizado, e assim são necessários ADCs e DACs para realizar as conversões analógico-digital e digital-analógico. Nesta técnica as conversões AD e DA são realizadas nas estações base, permitindo que as funções dos recetores e transmissores sejam realizadas no domínio digital [8]. A arquitetura deste sistema está representada na Figura 2.5.

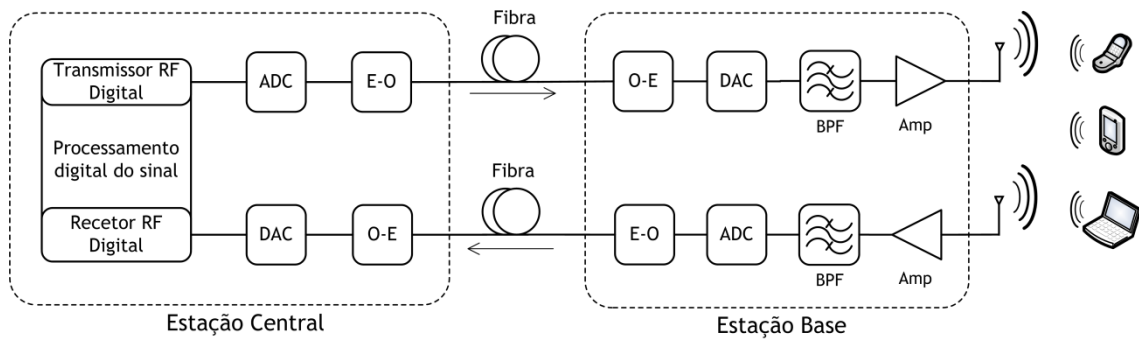


Figura 2.5 - Diagrama de blocos do sistema RoF digital.

O desempenho dos ADCs é determinado principalmente pelos parâmetros: resolução (número de bits por amostra), relação sinal ruído (SNR), gama dinâmica sem espúrios (SFDR) e dissipação de potência. Os parâmetros SNR e SFDR são os mais importantes no desempenho de aplicações a frequências elevadas.

O SFDR é a relação entre a amplitude do sinal fundamental e o maior espúrio na banda de interesse. O espectro do ruído contém contribuições provenientes do ruído de quantização, do circuito, da incerteza e da ambiguidade do comparador [1].

O erro de quantização,  $Q$ , é a diferença entre o sinal analógico e o sinal digital amostrado. Este é o bit menos significativo (LSB) da representação binária, dada por

$$Q = \frac{V_{FS}}{2^N}. \quad (2.13)$$

A função do erro de quantização durante um intervalo de amostragem é definida pela equação (2.14) e o valor eficaz da potência do ruído pela equação (2.15) [1].

$$e(t) = Q \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{2} \right). \quad (2.14)$$

$$NP_0(rms) = \sqrt{\frac{\int_0^T [e(t)]^2 dt}{T}} = \frac{Q}{\sqrt{12}}. \quad (2.15)$$

O SNR é dado pela equação (2.16) e o número efetivo de bits (ENOB) é dado pela equação (2.17) [1].

$$SNR(dB) = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{FS}(rms)}{NP_0(rms)} \right) = 6.02N + 1.76 \text{ dB}. \quad (2.16)$$

$$ENOB = \frac{SFDR(dBc)}{6.02}. \quad (2.17)$$

A análise da relação sinal-ruído de quantização será abordada em maior detalhe na secção 3.5.1.

Num sistema DRoF proposto por [1] são usados conversores AD e DA fotónicos (PADC e PDAC), em que a amostragem e a quantização são realizadas no domínio fotónico. Na estação central o sinal RF analógico é digitalizado pelo PADC e os sinais são transportados na rede de

fibra ótica usando técnicas de multiplexagem. Na estação base, o PDAC converte a forma de onda digital para um sinal ótico analógico. A conversão do sinal ótico para o domínio elétrico é realizada por um único fotodíodo de alta velocidade. Após amplificação e filtragem, o sinal RF é processado por um sistema eletrônico de sinais RF e usado para alimentar as antenas transmissoras.

Os sistemas DRoF podem também usar ADCs elétricos (EADC), em que o sinal elétrico RF é digitalizado aplicando o teorema de Nyquist ou de amostragem passa banda. O sinal digital obtido é usado para modular a intensidade de uma portadora ótica, usando a técnica de modulação direta ou através de um modulador eletro-ótico externo. A portadora ótica modulada é depois transmitida através de fibra ótica. Na estação base o sinal ótico é detetado por um fotodíodo e convertido para o domínio elétrico, a conversão para o domínio analógico é realizada por um EDAC. De seguida, o sinal elétrico analógico é usado para alimentar as antenas transmissoras. No entanto, os EDACs apresentam alguns problemas, como incerteza no instante de amostragem do relógio, tempo de estabelecimento do circuito *sample and hold*, velocidade dos comparadores, variações nos limiares dos transístores e valores dos componentes passivos. Os EADCs são também fortemente limitados no seu desempenho a altas frequências [6].

As principais fontes de degradação dos sinais nos ADCs são o ruído de quantização, o ruído de *jitter* (incerteza no instante de amostragem) e o ruído fora de banda devido a *aliasing*, já os DACs são afetados pelo ruído de *jitter*. No sistema de transmissão em fibra verifica-se como fontes de degradação o ruído dos recetores óticos, o ruído RIN dos lasers e a limitada razão de extinção dos lasers modulados diretamente [2].

A aplicação do Teorema de amostragem de Nyquist, em que a frequência de amostragem deve ser pelo menos o dobro da frequência do sinal, torna-se impraticável em certos tipos de aplicações em que a frequência da portadora é muito elevada. Por exemplo, o sistema de GPS usa a frequência 1575.42 MHz na banda L1. De acordo com o teorema de Nyquist, a frequência de amostragem necessária seria cerca de 3.2 GHz, ou seja, um requisito de taxa de amostragem elevado [9].

A amostragem passa banda (*subsampling*) surge como uma solução alternativa atrativa, em que os requisitos de frequência de amostragem dependem da largura de banda do sinal, em vez da frequência do sinal mais elevada. Para além da redução dos requisitos da frequência de amostragem, esta técnica apresenta também como principal vantagem baixo consumo de energia, com elevada relevância em dispositivos móveis [9].

A técnica de *subsampling* e o ruído de *jitter* são aprofundados nas secções 3.3 e 3.4, respetivamente.

## 2.5. Conclusão

Neste capítulo foi feito o levantamento do estado da arte no âmbito do tema desta dissertação. Foram apresentadas as técnicas de rádio analógico sobre fibra e de rádio digital sobre fibra, assim como as suas principais vantagens e desvantagens. No capítulo seguinte são

apresentados tópicos de transmissão digital necessários para a compreensão dos sistemas baseados em rádio digitalizado sobre fibra.



# Capítulo 3

## Tópicos de Transmissão Digital

### 3.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados tópicos de transmissão digital. Na secção 3.2 é abordada a modulação de amplitude em quadratura  $M$ -ária ( $M$ -QAM). A secção 3.3 apresenta a técnica de amostragem passa banda, também referida como *subsampling*. O ruído de *jitter* originado no processo de amostragem é analisado na secção 3.4. Na secção 3.5 é apresentado o processo de quantização dos ADC e a relação sinal-ruído resultante deste processo. Na secção 3.6 é abordado o ruído branco.

### 3.2. Modulação

Numa modulação  $M$ -QAM os alfabetos das constelações são dados por

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

em que  $n \in \{1, \dots, \sqrt{M}/2\}$ .

A relação entre o número de pontos da constelação,  $M$ , e o número de bits,  $N$ , em cada símbolo da constelação é dada por  $M = 2^N$ .

O somatório da energia de cada alfabeto individual é dado pela equação (3.2).

$$\begin{aligned} E_\alpha &= \sum_{m=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} |(2n-1) + (2n-1)j|^2 \\ &= \frac{\sqrt{M}}{3} (M-1). \end{aligned} \quad (3.2)$$

Cada alfabeto é usado  $2\sqrt{M}$  vezes na constelação. Assim, a partir da equação anterior, a energia média dos símbolos da constelação resulta

$$\begin{aligned} E_{M-QAM} &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_\alpha \\ &= \frac{2\sqrt{M}\sqrt{M}}{M} \frac{1}{3} (M-1) \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{3}(M - 1). \quad (3.3)$$

Considerando o caso de uma constelação 16-QAM,  $n \in \{1,2\}$ , os alfabetos para este caso são

$$\alpha_{16-QAM} = \left\{ \begin{array}{l} \pm 1 \pm 1j, \pm 1 \pm 3j \\ \pm 3 \pm 3j, \pm 3 \pm 1j \end{array} \right\}, \quad (3.4)$$

e a energia dos símbolos é

$$E_{16-QAM} = \frac{2}{3}(16 - 1) = 10. \quad (3.5)$$

Cada ponto da constelação representa  $\log_2(16) = 4$  bits, com 2 bits em fase ( $I$ ) e 2 bits em quadratura ( $Q$ ), em que os valores assumidos pelos dois eixos são  $\{-3, -1, +1, +3\}$  [10].

Um possível diagrama da constelação usando codificação de Gray está representado na Figura 3.1, em que os símbolos adjacentes diferem apenas de 1 bit. Desta forma é possível minimizar a taxa de erro de bit, uma vez que, na presença de ruído tal que seja ultrapassado o limiar de decisão, apenas 1 bit em  $N$  estará errado [11].

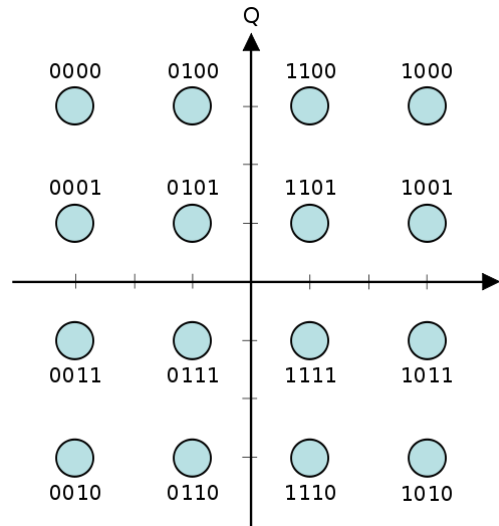


Figura 3.1 - Constelação 16-QAM com codificação de Gray.

Num canal com ruído branco Gaussiano (AWGN), assumindo que o ruído aditivo segue uma distribuição Gaussiana, temos que a função densidade de probabilidade (PDF) é dada por

$$p(x) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.6)$$

em que o valor médio,  $\mu$ , é nulo e a variância,  $\sigma^2$ , vale  $N_0/2$ , sendo  $N_0$  a potência do ruído.

A probabilidade de erro de símbolo é dada pela equação [11]

$$P_{s,16-QAM} = \frac{3}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{10N_0}} \right), \quad (3.7)$$

em que a função complementar de erro,  $\operatorname{erfc}$ , é dada por

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^\infty e^{-z^2} dz. \quad (3.8)$$

A energia de símbolo,  $E_s$ , e a energia de bit,  $E_b$ , estão relacionadas por  $E_s = NE_b$ . Assim, a probabilidade de erro de bit para um sinal 16-QAM com codificação de Gray, em ruído AWGN, é dada pela equação (3.9).

$$\begin{aligned} P_{b,16-QAM} &= \frac{3}{2N} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{kE_b}{10N_0}} \right) \\ &= \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2E_b}{5N_0}} \right). \end{aligned} \quad (3.9)$$

A Figura 3.2 apresenta as curvas teóricas da taxa de erro de bit (BER) em função de  $E_b/N_0$  para modulações 16-QAM e 64-QAM.

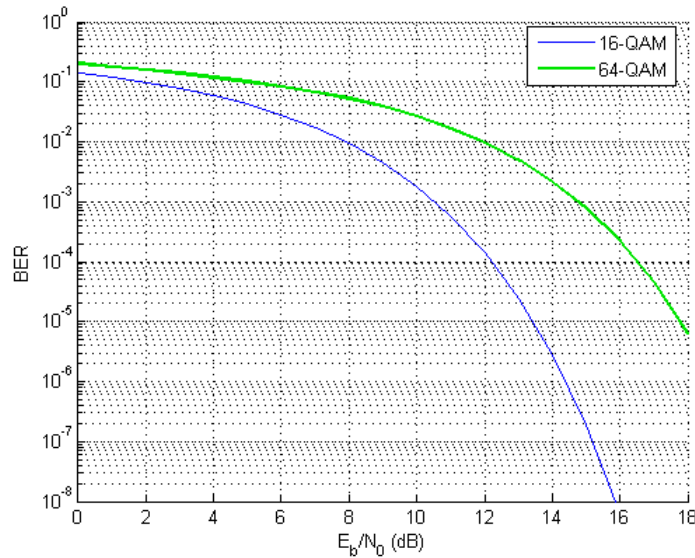


Figura 3.2 - Curvas teóricas da taxa de erro de bit em função de  $E_b/N_0$ .

### 3.3. Amostragem Passa Banda

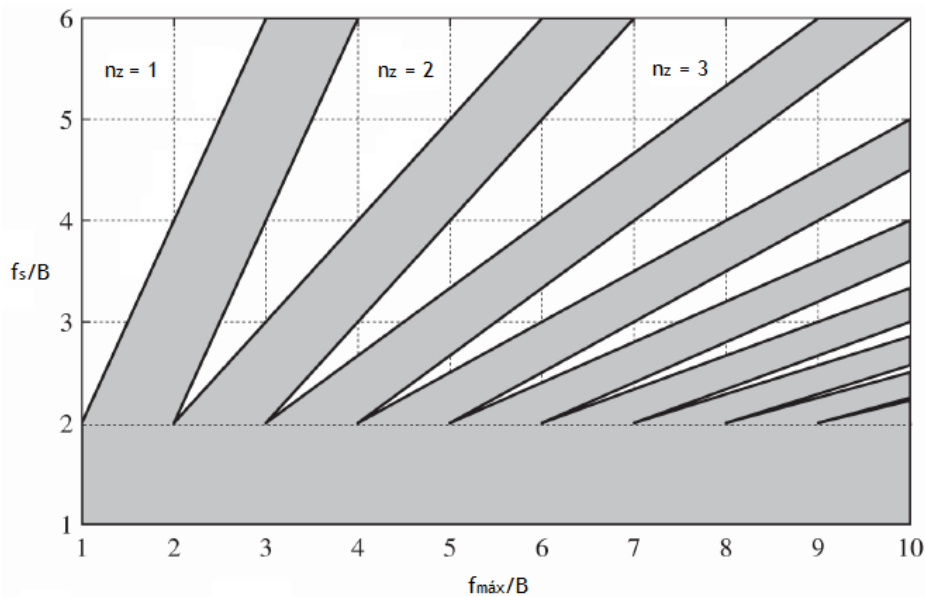
Na amostragem passa banda a frequência de amostragem,  $f_s$ , depende das frequências máxima ( $f_{máx}$ ) e mínima ( $f_{mín}$ ) do sinal passa banda. Para que não ocorra sobreposição do sinal (*aliasing*) na amostragem e para garantir a reconstrução exata do sinal passa banda, é necessário que a frequência de amostragem satisfaça as duas equações seguintes [3]

$$2 \frac{f_{máx}}{n_z} \leq f_s \leq 2 \frac{f_{mín}}{n_z - 1} \quad (3.10)$$

$$1 \leq n_z \leq \left\lfloor \frac{f_{máx}}{f_{máx} - f_{mín}} \right\rfloor, \quad (3.11)$$

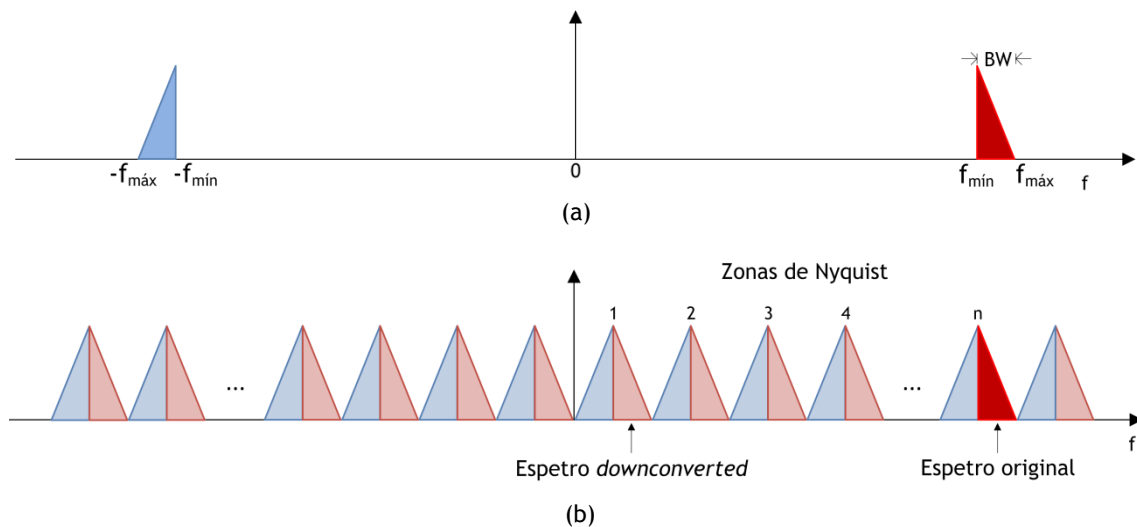
em que  $f_{máx} - f_{mín}$  é a largura de banda (BW) do sinal passa banda e  $\lfloor x \rfloor$  é a função que retorna o maior valor inteiro abaixo de  $x$ .

O gráfico da Figura 3.3 resulta das equações (3.10) e (3.11), em que as zonas brancas representam frequências de amostragem permitidas, ou seja, em que não ocorre *aliasing*, e as zonas cinza representam frequências de amostragem não permitidas.



**Figura 3.3** - Frequências de amostragem do ADC permitidas (branco) e proibidas (cinza), em função da frequência máxima e da banda do sinal (B). Adaptado de [12].

Após a amostragem passa banda surgem várias réplicas do sinal passa banda (Figura 3.4 (b)), em que as suas frequências centrais se encontram alinhadas em múltiplos inteiros da frequência de amostragem. Estas réplicas em frequência são denominadas zonas de Nyquist ( $n_z$ ) [3].



**Figura 3.4** - (a) Espectro do sinal passa banda. (b) Espectro do sinal após *subsampling*.

Ao seleccionar uma determinada zona de Nyquist obtém-se o sinal a uma frequência inferior (*downconverted*) ou o sinal passa banda original, correspondente à última zona de Nyquist.

A amostragem passa banda é uma técnica que é independente do tipo de modulação da portadora RF.

As zonas de Nyquist a frequências superiores são afetadas por um fator do tipo seno cardinal resultante da resposta em frequência do conversor analógico-digital (DAC). No entanto, se este tiver uma resposta em frequência adequada é possível reconstruir o sinal à frequência original [3].

A função de transferência do DAC é dada por [13]

$$H(f) = \text{senc} \left( \frac{fs}{fs_{ADC}} \right) = \frac{\text{sen} \left( \pi \frac{fs}{fs_{ADC}} \right)}{\left( \pi \frac{fs}{fs_{ADC}} \right)}. \quad (3.12)$$

Considerando o caso de 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. No caso de um DAC real, a saída *zero-order hold* do DAC mantém uma amplitude constante durante o período de amostragem ( $1/f_s$ ), dando origem a vários pedestais (Figura 3.5 (a)). Assim, ao passar para o domínio das frequências, a transformada de Fourier dos pedestais resulta num seno cardinal. A amplitude do espectro do sinal é multiplicada pelo seno cardinal, que tem como consequência a atenuação das altas frequências. Esta distorção funciona como um filtro passa baixo, que atenua as frequências imagem, mas pode também atenuar a banda do sinal de interesse (Figura 3.5 (b)) [13].

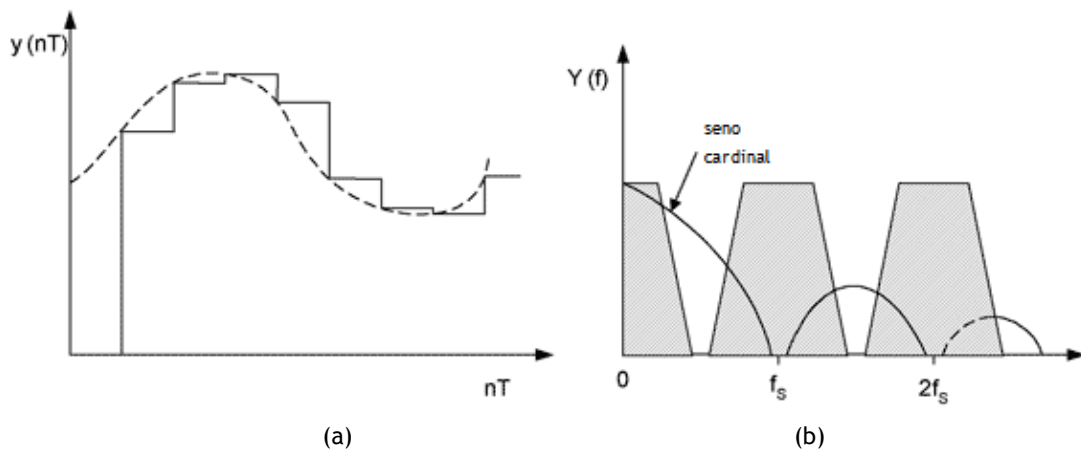


Figura 3.5 - (a) Efeito *zero-order hold* do DAC. (b) Seno cardinal originado pelo *zero-order hold*. Adaptado de [13].

### 3.4. Ruído de *jitter*

O *jitter* pode ser definido como um desvio em relação ao instante de amostragem ideal. Um erro no instante de amostragem resulta num erro no valor amostrado como está demonstrado na Figura 3.6. Uma variação no instante  $dt$  resulta num erro na amplitude  $dv$  [14].

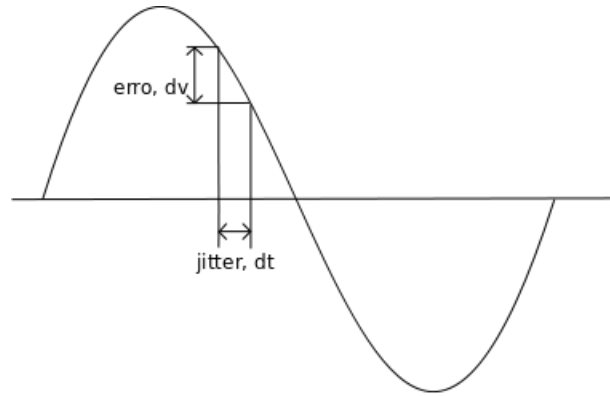


Figura 3.6 - Erro devido ao *jitter*.

O *jitter* é um parâmetro crítico no desempenho dos ADCs, principalmente a altas frequências devido ao elevado *slew-rate*, e deve ser tratado de forma a minimizar o seu impacto. No entanto, neste trabalho pretende-se criar um modelo para simular o *jitter* e especificamente determinar a potência do ruído gerada pelo *jitter*.

Para um sinal  $x(t)$ , o declive  $x'(t)$  é dado pela razão entre o erro de tensão,  $dv$ , e o *jitter*,  $dt$ . Considerando que o erro de *jitter* é o erro de amplitude, obtém-se

$$e_{jitter}(t) = x'(t)dt. \quad (3.13)$$

A potência do erro, dada pelo valor médio quadrático do erro, é dado por

$$\begin{aligned} E[e_{jitter}(t)^2] &= E[x'(t)^2 dt^2] \\ &= E[x'(t)^2]E[dt^2], \end{aligned} \quad (3.14)$$

em que a variância do tempo de *jitter* é

$$E[dt^2] = \Delta t_{rms}^2. \quad (3.15)$$

Assim, o SNR do ADC devido a *jitter* é

$$\begin{aligned} SNR_{jitter} &= \frac{P_{sinal}}{P_{ruído\ de\ jitter}} \\ &= \frac{E[x(t)^2]}{E[e_{jitter}(t)^2]} \\ &= \frac{E[x(t)^2]}{E[x'(t)^2]\Delta t_{rms}^2}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Para um sinal sinusoidal, temos

$$x(t) = A \sin(2\pi ft) \quad (3.17)$$

$$x'(t) = 2\pi fA \cos(2\pi ft), \quad (3.18)$$

em que  $A$  é a amplitude do sinal e  $f$  é a frequência do sinal.

A potência do sinal e a potência do erro são dadas, respetivamente, pelas equações seguintes [15].

$$E[x(t)^2] = \frac{A^2}{2}. \quad (3.19)$$

$$E[e_{jitter}(t)^2] = \Delta t_{rms}^2 \frac{(2\pi f A)^2}{2}. \quad (3.20)$$

Substituindo as equações (3.19) e (3.20) na equação (3.16) obtém-se [16]

$$\begin{aligned} SNR_{jitter} &= \frac{E[x(t)^2]}{E[e_{jitter}(t)^2]} \\ &= \frac{\frac{A^2}{2}}{\Delta t_{rms}^2 \frac{(2\pi f A)^2}{2}} \\ &= \frac{1}{(2\pi f \Delta t_{rms})^2}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

A equação anterior em dB toma a seguinte forma

$$SNR_{jitter}(dB) = -20 \log_{10}(2\pi f \Delta t_{rms}). \quad (3.22)$$

Deste resultado verifica-se que o SNR devido ao *jitter* é independente da amplitude do sinal.

A partir da equação (3.21) sabemos que a potência do ruído de *jitter* é [17]

$$N_{\tau} = 4\pi^2 f^2 \Delta t_{rms}^2 P_s. \quad (3.23)$$

Na recepção, os DACs também introduzem *jitter*. No entanto, a sua resposta em frequência em forma de seno cardinal atenua as altas frequências, atenuando também o efeito do ruído de *jitter* [2].

### 3.5. Quantização

O processo de quantização consiste em mapear os valores de um sinal de entrada contínuo num conjunto limitado de valores discretos. O dispositivo que realiza esta função é denominado quantizador.

O uso de quantização introduz um erro que é dado pela diferença entre o sinal de entrada analógico e o sinal quantizado à saída. Este é o erro de quantização [11]. O erro de quantização é tanto menor quanto maior for o número de bits de quantização, ou seja, maior o número de níveis de quantização.

Este processo está representado na Figura 3.7, para 2 bits de quantização.

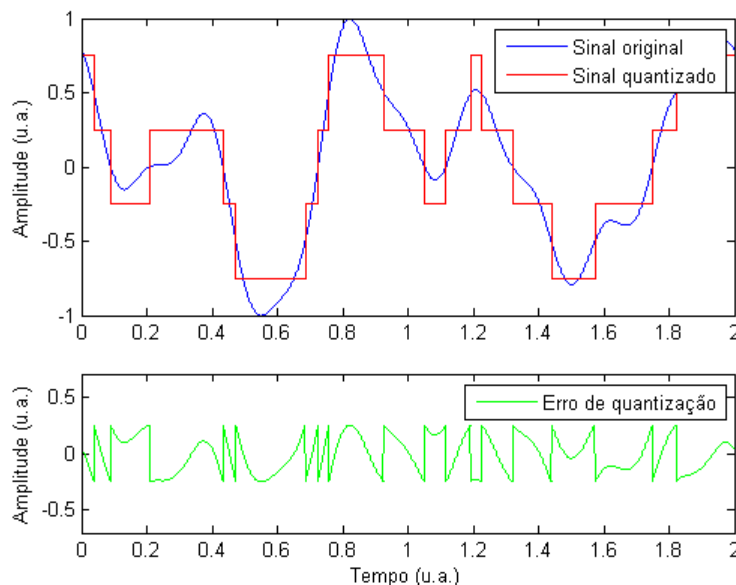


Figura 3.7 - Processo de quantização para  $N=2$ .

A saída do quantizador consiste numa nova representação do sinal, discreto no tempo e em amplitude.

Existem dois tipos de quantização, uniforme e não uniforme, que são a seguir descritos.

Na quantização uniforme os níveis de representação estão uniformemente espaçados.

A característica dos quantizadores uniformes pode ser classificada em dois tipos: *midtread* e *midrise*, cujas características de entrada e saída estão esquematizadas na Figura 3.8 (a) e (b), respetivamente. A origem destes nomes está relacionada com a forma de degraus de uma escada da característica de entrada e saída dos quantizadores. O quantizador *midtread* é denominado assim por ter a origem a meio de um piso (*tread*), enquanto o *midrise* tem a sua origem a meio da elevação (*riser*). Ambos os quantizadores são simétricos em relação à origem [11].

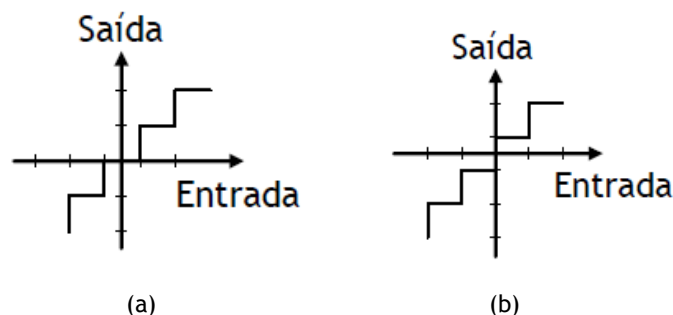


Figura 3.8 - (a) Quantizador *midtread*. (b) Quantizador *midrise*. [18]

Na quantização não uniforme o tamanho do degrau do quantizador adapta-se à forma do sinal usando um processo de otimização. À medida que a amplitude do sinal aumenta, o degrau também aumenta [11].

Em telecomunicações é preferível usar quantização não uniforme. Um exemplo desta aplicação é na transmissão de sinais de voz, em que a amplitude deste sinal está frequentemente dentro de certos limites, mas ocasionalmente ocorrem sinais de amplitude

muito superior. Com quantização não uniforme é possível usar mais níveis do quantizador para os sinais mais frequentes e menos níveis para as excursões do sinal menos frequentes. Desta forma consegue-se uma quantização que é quase uniforme para grande parte da gama de amplitudes do sinal e são necessários menos degraus do que no caso de um quantizador uniforme [11].

### 3.5.1. Relação sinal-ruído de quantização

Considere-se um quantizador uniforme do tipo *midrise* de  $L$  níveis separados por um degrau  $\Delta$ . O sinal a quantizar, de potência média  $P_{méd}$  e valor médio nulo, assume valores contínuos entre  $-m_{máx}$  e  $m_{máx}$  [18]. O valor pico-a-pico do sinal é dado por

$$2m_{máx} = \Delta L, \quad (3.24)$$

em que  $L = 2^N$ . Assim, o degrau do quantizador vale

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{2m_{máx}}{L} \\ &= \frac{2m_{máx}}{2^N}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Na quantização uniforme o erro de quantização,  $e_Q$ , é uma variável aleatória cujos valores pertencem ao intervalo

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e_Q \leq \frac{\Delta}{2}. \quad (3.26)$$

Se o degrau for suficientemente pequeno, ou seja, se o número de níveis for suficientemente elevado, assume-se que o erro de quantização é uma variável aleatória uniformemente distribuída e cujo valor no intervalo indicado em (3.26) é  $1/\Delta$  e zero para outros valores, como representado na Figura 3.9. O efeito do ruído de quantização no quantizador é semelhante a ruído térmico [11].

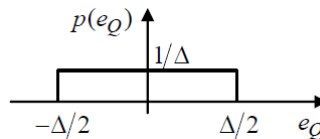


Figura 3.9 - Função densidade de probabilidade do erro de quantização [18].

Desta forma, admite-se que a potência média do erro de quantização é igual à variância

$$\sigma_Q^2 = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} e_Q^2 p(e_Q) de_Q. \quad (3.27)$$

Substituindo  $p(e_Q) = 1/\Delta$  na equação anterior, obtém-se

$$\sigma_Q^2 = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} e_Q^2 de_Q = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (3.28)$$

Substituindo a equação (3.25) na equação (3.28), temos

$$\sigma_Q^2 = \frac{\left(\frac{2m_{\max}}{2^N}\right)^2}{12} = \frac{1}{3} \frac{m_{\max}^2}{2^{2N}} = \frac{1}{3} \frac{m_{\max}^2}{L^2}. \quad (3.29)$$

A relação sinal-ruído de quantização vale, então

$$SNR_Q = \frac{P}{\sigma_Q^2} = 3 \frac{P}{m_{\max}^2} L^2. \quad (3.30)$$

Se o sinal de entrada for um sinal sinusoidal de amplitude  $A$

$$SNR_Q = 3 \frac{\left(\frac{A}{2}\right)^2}{m_{\max}^2} L^2. \quad (3.31)$$

Se a amplitude  $A$  for igual ao valor máximo,  $m_{\max}$

$$SNR_Q = \frac{3}{2} L^2 = \frac{3}{2} 2^{2N}. \quad (3.32)$$

Esta equação em dB toma a seguinte forma

$$\begin{aligned} SNR_Q \text{ (dB)} &= 10 \log_{10} \left(\frac{3}{2}\right) + 10 \log_{10}(4) \times N \\ &= 6.02N + 1.76 \text{ [11]}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Deste resultado verifica-se que cada bit a mais no conversor AD corresponde a um aumento de 6 dB na relação sinal-ruído de quantização [18].

A expressão geral da relação sinal-ruído de quantização é dada pela equação seguinte [3]

$$SNR_Q \text{ (dB)} = 6.02N + 10 \log_{10}(3) - 10 \log_{10}(PAR), \quad (3.34)$$

onde surge o termo PAR, *Peak-to-Average Ratio*, que é dado pela relação [19]

$$PAR = \frac{P_{\text{pico}}}{P_{\text{méd}}}. \quad (3.35)$$

Para um sinal sinusoidal, o PAR e o SNR de quantização são dados pelas equações (3.36) e (3.37), respetivamente.

$$PAR = \frac{A^2}{A^2/2} = 2. \quad (3.36)$$

$$SNR_Q = 6.02N + 10 \log_{10}(3) - 10 \log_{10}(2) = 6.02N + 1.76, \quad (3.37)$$

Desta forma confirma-se o resultado obtido na equação (3.33).

Para um sinal M-QAM, então temos [19]

$$PAR = \frac{2(\sqrt{M}-1)^2}{\frac{2}{3}(M-1)} = 3 \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}. \quad (3.38)$$

$$SNR_Q = 6.02N + 10 \log_{10}(3) - 10 \log_{10} \left(3 \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}\right). \quad (3.39)$$

Na equação (3.39) assume-se que os erros devido a quantização estão uniformemente distribuídos e são independentes [3].

O SNR total do ADC, resultante das duas contribuições de ruído,  $SNR_Q$  e  $SNR_{jitter}$ , é calculado por [14]

$$SNR_{total} = \left( (SNR_Q)^{-1} + (SNR_{jitter})^{-1} \right)^{-1} \quad (3.40)$$

$$SNR_{total}(dB) = -10 \log_{10} \left( 10^{-\frac{SNR_Q(dB)}{10}} + 10^{-\frac{SNR_{jitter}(dB)}{10}} \right). \quad (3.41)$$

### 3.6. Ruído Branco

Quando o ruído tem a sua potência igualmente distribuída por todas as frequências, ou seja, a sua densidade espectral de potência é constante, este é designado por ruído branco.

A densidade espectral de potência do ruído branco é dada por

$$S_W(f) = \frac{N_0}{2}. \quad (3.42)$$

Uma vez que a função de auto correlação é dada pela transformada de Fourier inversa da densidade espectral de potência, para ruído branco temos:

$$R_W(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau). \quad (3.43)$$

As Figuras 3.10 (a) e (b) representam as duas equações anteriores.

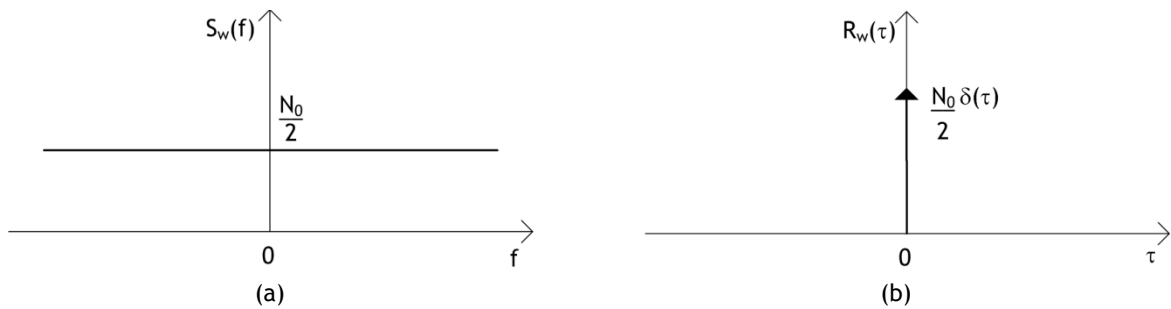


Figura 3.10 - (a) Densidade espectral de potência. (b) Função de auto correlação.

A função de auto correlação ocorre apenas em  $\tau = 0$  com o valor  $N_0/2$  e assume o valor zero para  $\tau \neq 0$ . Desta forma, quaisquer duas amostras de ruído branco diferentes, mesmo que muito próximas no tempo, estão descorrelacionadas. Se o ruído branco for também Gaussiano, ou seja, a sua função densidade de probabilidade seguir uma distribuição Gaussiana, então as amostras são estatisticamente independentes.

Desde que a largura de banda do ruído seja muito superior à largura de banda do sistema, o ruído pode ser modelado por ruído branco, cuja densidade espectral de potência é independente da frequência de operação. Esta abordagem é frequentemente utilizada na análise de ruído em sistemas de telecomunicações [11].

### 3.7. Conclusão

Foram abordados os principais tópicos de transmissão digital, essenciais para a implementação do sistema DRoF em estudo. Algumas das equações apresentadas são essenciais na implementação em MATLAB dos componentes do sistema em estudo, que é apresentada no capítulo seguinte.

# Capítulo 4

## Implementação e validação dos Componentes do Sistema DRoF em MATLAB

### 4.1. Introdução

Este capítulo descreve a implementação do sistema RoF digital em MATLAB. Começa-se por descrever os vários blocos constituintes do sistema na secção 4.2. De seguida são descritos os modelos do gerador e detetor do sinal RF (secção 4.3) e dos conversores ADC e DAC (secção 4.4), bem como a sua validação por comparação com os modelos teóricos descritos no capítulo anterior.

### 4.2. Sistema RoF Digital

Os principais blocos que constituem o sistema implementado em MATLAB estão representados no diagrama da Figura 4.1.



Figura 4.1 - Diagrama do sistema em MATLAB.

Cada um destes blocos é constituído por vários sub-blocos ou funções, descritos em detalhe neste capítulo.

O desenvolvimento do sistema em MATLAB iniciou-se pela implementação simultânea do gerador e do detetor do sinal RF, primeiro e último blocos, respetivamente (secções 4.3.1 e 4.3.2). De seguida, foi implementado o ADC (secção 4.4.1), incluindo a quantização, o modelo do ruído de *jitter* e a técnica de *subsampling*, e finalmente o DAC (secção 4.4.3), incluindo a resposta em frequência. Ao longo da implementação foram realizadas várias validações do sistema, cujos resultados são também apresentados neste capítulo.

### 4.3. Sinal RF

### 4.3.1. Gerador de sinal RF

A figura seguinte apresenta o diagrama de blocos do gerador de sinal RF.

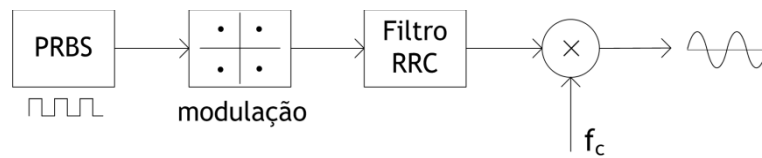


Figura 4.2 - Diagrama do gerador de sinal RF.

O processo é iniciado gerando-se um vetor de bits aleatórios, usando para esse efeito a função *randint*.

A modulação implementada foi a modulação de amplitude em quadratura M-ária (M-QAM), em que  $M$  é o tamanho da constelação. A modulação do sinal é realizada usando o construtor *modem.qammod* e de seguida realizando a modulação com a função *modulate*. É usada codificação de Gray, que permite minimizar o número de bits errados, uma vez que os símbolos adjacentes diferem apenas de 1 bit, como já referido na secção 3.2.

A função de *pulse shaping* é realizada por um filtro RRC (*Root Raised Cosine*). O resultado é um sinal em banda base.

De seguida, é feita a multiplicação do sinal pela portadora (*upconvert*), em que a parte real do sinal digital modula uma portadora à frequência  $f_c$ , enquanto que a parte imaginária modula uma portadora à mesma frequência, desfasada de  $90^\circ$ . Obtém-se, assim, duas cópias do espectro do sinal em  $f_c$  e  $-f_c$ , ou seja, o sinal passa banda.

### 4.3.2. Detetor de sinal RF

A figura seguinte apresenta o diagrama de blocos do detetor de sinal RF.

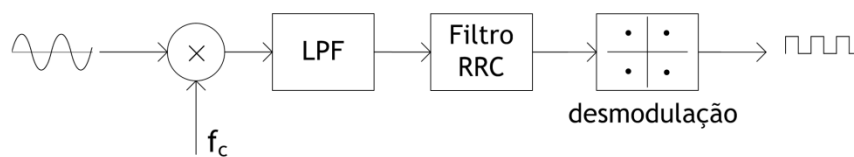


Figura 4.3 - Diagrama do detetor de sinal RF.

Neste é realizada a função de *downconvert*, multiplicação do sinal pela portadora, obtendo-se novamente o sinal em banda base.

O filtro passa baixo (LPF) elimina as réplicas do sinal não desejadas.

A função de *pulse shaping* é realizada por um filtro RRC.

Após a desmodulação do sinal, obtém-se a sequência gerada originalmente.

### 4.3.3. Validação do gerador e detetor de sinal RF

Para verificar o correto funcionamento dos dois primeiros blocos implementados foram realizados dois testes, em que no primeiro se considerou um canal ideal e no segundo um canal com ruído AWGN.

Após a simulação de um sinal em que foram usados os parâmetros da Tabela 4.1, obteve-se a densidade espectral de potência relativa do sinal banda base e passa banda (Figura 4.4), a constelação do sinal transmitido e do sinal recebido (Figura 4.5), o diagrama de olho do sinal recebido (Figura 4.6) e os símbolos transmitidos e recebidos (Figura 4.7). Na Figura 4.4 a densidade espectral de potência (PSD) é relativa ao máximo.

Tabela 4.1 - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
Taxa de símbolos, $R_s$	10 MS/s
Frequência da portadora, $f_c$	500 MHz
Frequência de amostragem, $f_s$	5 GHz
Número de símbolos transmitidos	400
Roll-off, $\alpha$	0.8

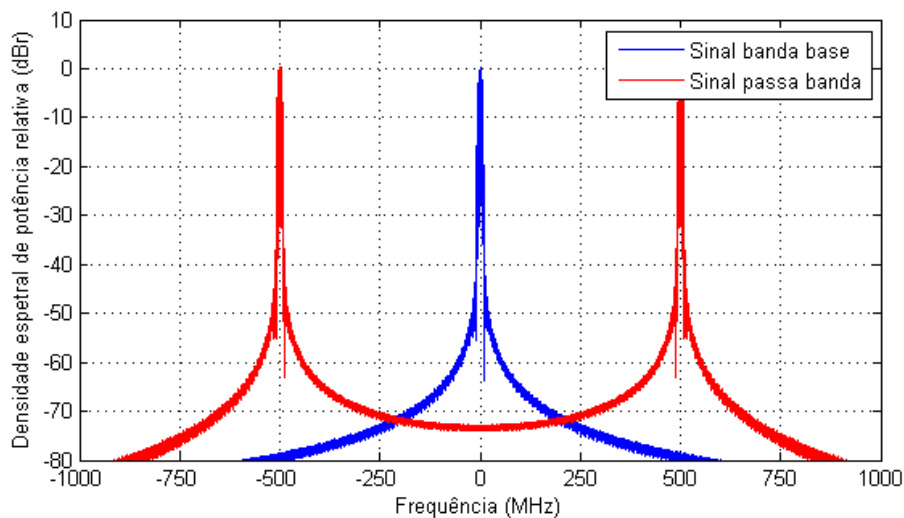


Figura 4.4 - Densidade espectral de potência relativa do sinal transmitido.

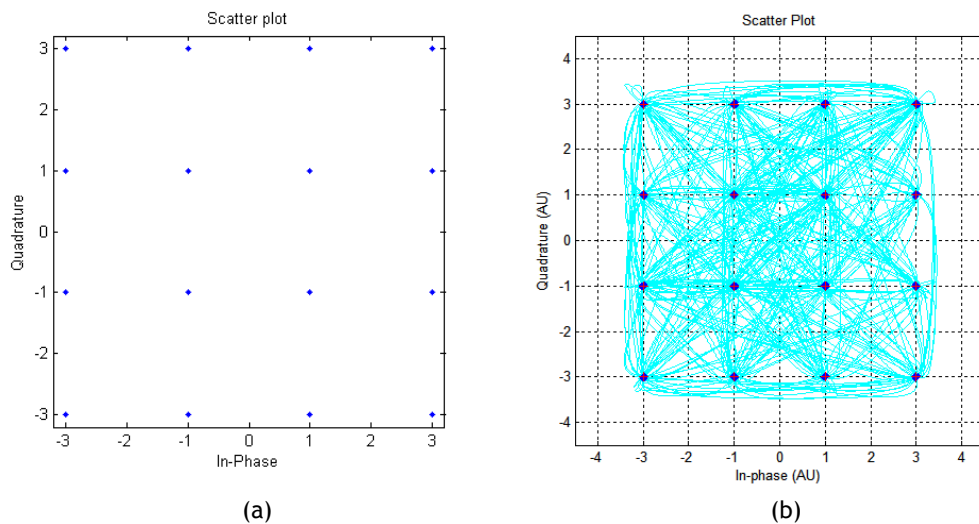


Figura 4.5 - (a) Constelação do sinal transmitido. (b) Constelação do sinal recebido.

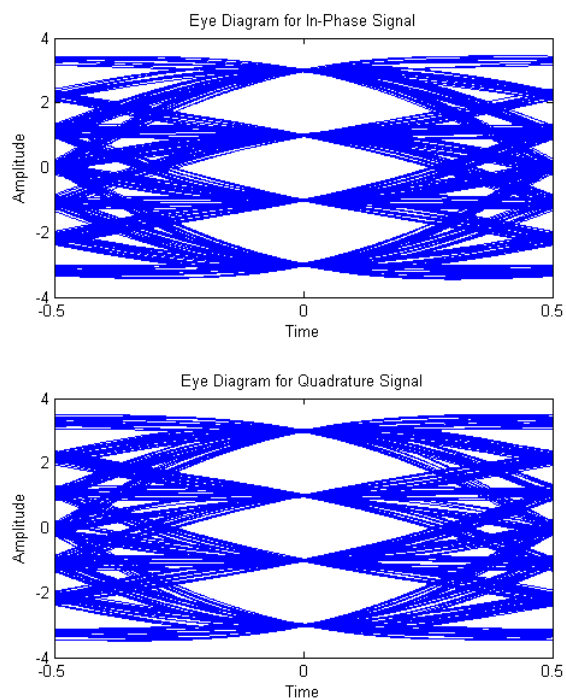


Figura 4.6 - Diagrama de olho do sinal recebido.

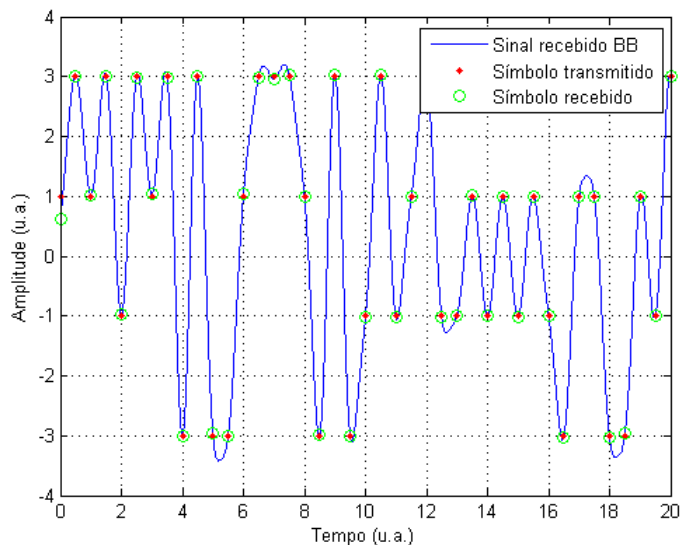


Figura 4.7 - Sinal recebido e símbolos transmitidos e recebidos.

Na Figura 4.4 podemos observar o sinal banda base, centrado em zero, e o sinal passa banda, centrado em -500 MHz e 500 MHz. Na Figura 4.5 podemos verificar que a constelação do sinal recebido é igual à do enviado e na Figura 4.6 que o diagrama de olho é aberto. Na Figura 4.7 verifica-se que o sinal é recebido sem erros. O instante em que é escolhido o símbolo recebido é aquele para o qual o diagrama de olho tem abertura máxima e que garante menor taxa de erros. Assim, mostra-se que o sinal é modelado e desmodulado corretamente.

Após a verificação do correto funcionamento do gerador e detetor de sinal RF com um canal ideal, foi implementado um canal com ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Para simular este canal foi usada a função do MATLAB *awgn*, que recebe como parâmetros o sinal e o SNR calculado em função de  $E_b/N_0$ .

Os parâmetros utilizados para esta simulação estão indicados na Tabela 4.2. Após a simulação deste sinal, obteve-se a PSD relativa do sinal banda base e passa banda (Figura 4.8), a constelação do sinal transmitido e do sinal recebido (Figura 4.9), o diagrama de olho do sinal recebido (Figura 4.10) e os símbolos transmitidos e recebidos (Figura 4.11).

Tabela 4.2 - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM / 64-QAM
Taxa de símbolos, $R_s$	10 MS/s
Frequência da portadora, $f_c$	500 MHz
Frequência de amostragem, $f_s$	5 GHz
Número de símbolos transmitidos	2000
Roll-off, $\alpha$	0.8
$E_b/N_0$	11 dB

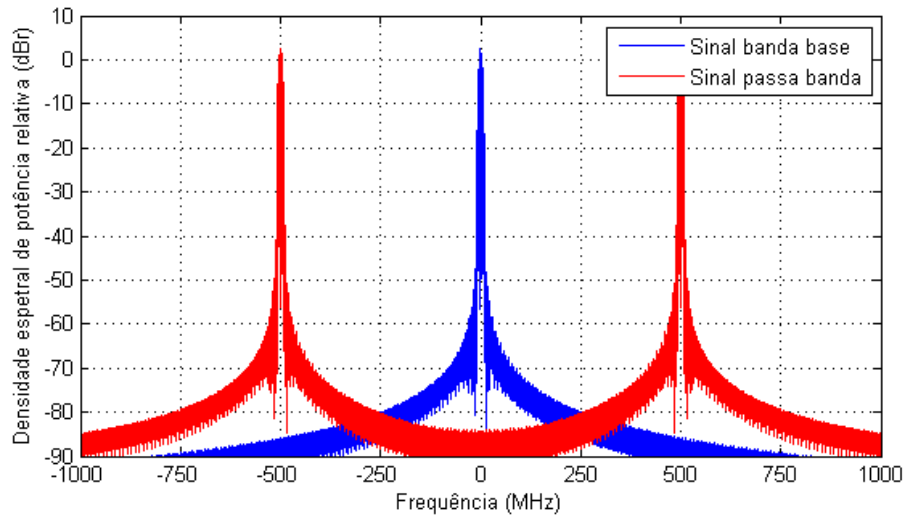


Figura 4.8 - Densidade espectral de potência relativa do sinal transmitido.

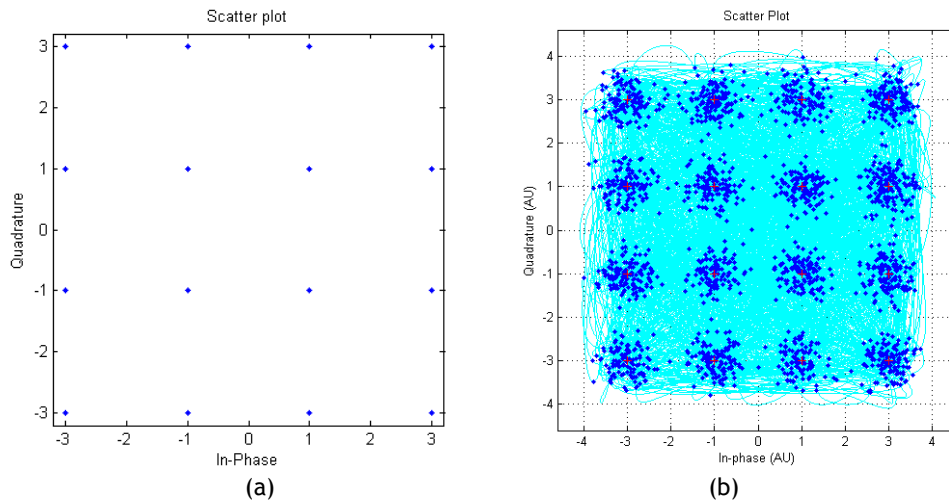


Figura 4.9 - (a) Constelação do sinal transmitido. (b) Constelação do sinal recebido.

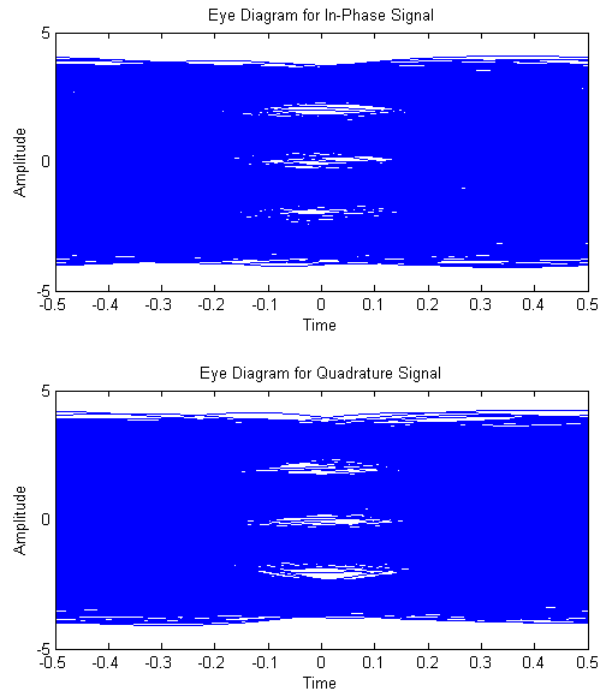


Figura 4.10 - Diagrama de olho do sinal recebido.

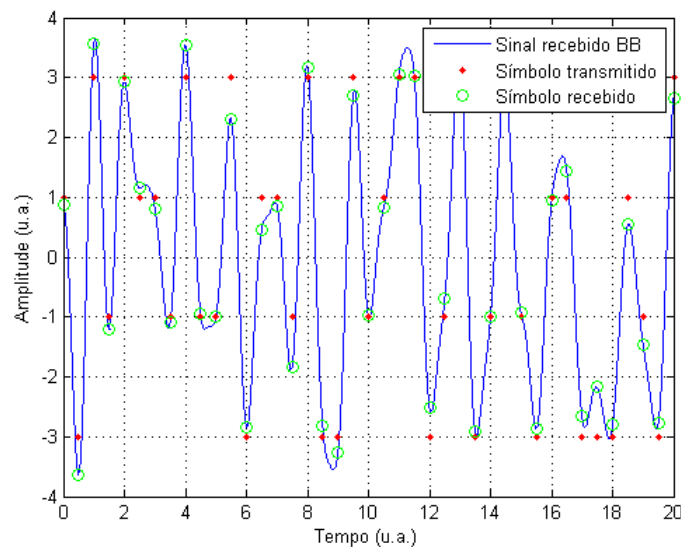


Figura 4.11 - Sinal recebido e símbolos transmitidos e recebidos.

Verifica-se agora que o diagrama da constelação apresenta erros (Figura 4.9) e o diagrama de olho apresenta-se fechado (Figura 4.10). Na Figura 4.11 verifica-se que muitos dos símbolos recebidos não são iguais aos transmitidos.

Para validar os resultados obtidos com o canal AWGN foi determinada a taxa de erros em função de  $E_b/N_0$ , para modulações 16-QAM e 64-QAM. De seguida, os resultados foram comparados com as curvas teóricas. O gráfico da Figura 4.12 permite confirmar que os resultados obtidos se aproximam das curvas teóricas. Para obter estes resultados foram usados os parâmetros da Tabela 4.2, variando  $E_b/N_0$  e aumentando o número de símbolos transmitidos de forma a obter taxas de erro da ordem de  $10^{-6}$ .

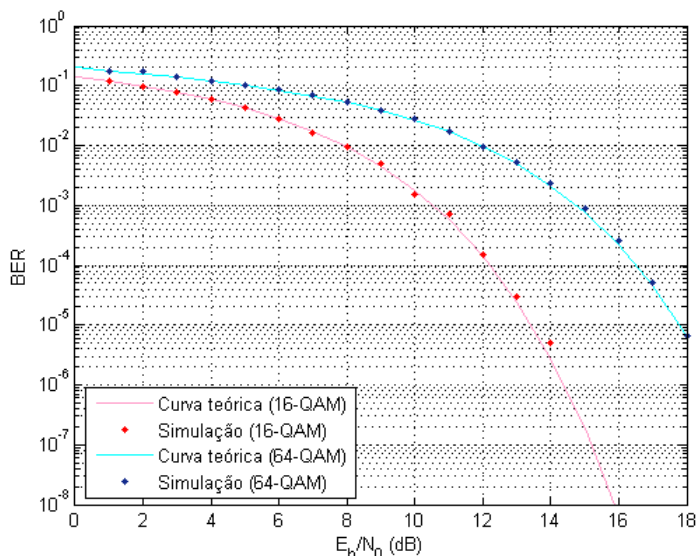


Figura 4.12 - Curvas teóricas da taxa de erro de bit em função de  $E_b/N_0$  e resultados obtidos por simulação, num canal com ruído AWGN.

Para obter as curvas teóricas da taxa de erro em função de  $E_b/N_0$  foi usada a ferramenta *bertool* e obtidas as curvas para a modulação pretendida. Esta função usa a função complementar de erro, *erfc*, já referida na equação (3.8).

## 4.4. Conversão AD e DA

### 4.4.1. ADC

O ADC está esquematizado na Figura 4.13 e implementa as funções de amostragem, quantização e codificação.

O sinal à entrada do ADC é um sinal analógico (tempo contínuo, amplitude contínua).

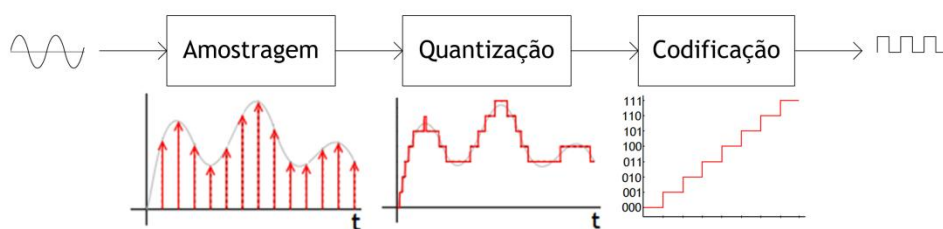


Figura 4.13 - Diagrama do ADC.

#### ▪ Amostragem

O sinal analógico gerado é amostrado usando amostragem passa banda (*subsampling*), já descrita na secção 3.3.

Para implementar esta técnica é usada a função *downsample* à entrada do ADC e a função *upsample* à saída do ADC. Após estas transformações, surgem várias zonas de Nyquist originadas pelo *subsampling*.

Foi implementado um modelo para simular o ruído de *jitter* do ADC. Este modelo analítico assume que o ruído de *jitter* segue uma distribuição Gaussiana com valor médio nulo.

Este modelo assume também que se  $f_c$  for muito maior que a largura de banda, ou seja,  $f_c \gg 10 \times R_s(1 + \alpha)$ , o sinal passa banda modulado pode ser tratado como uma única portadora, em que  $f_c$  é a frequência da portadora,  $R_s$  é a taxa de símbolos e  $\alpha$  é o fator de *roll-off*.

Como já demonstrado na secção 3.4 a potência do ruído é dada pela equação (3.23), em que a potência do sinal para um sinal M-QAM é dada por  $P_s = (2/3)(M - 1)$ .

Depois de determinada a potência do ruído é obtido o ruído gerado para esta potência através da função *wgn*, que gera ruído branco Gaussiano. Este ruído é depois adicionado ao sinal.

#### ▪ Quantização

A quantização não uniforme é realizada através da função *lloyds*, que usa um processo iterativo para tentar minimizar a distorção média quadrada. O processo de otimização termina quando a diferença da distorção relativa entre iterações é inferior a  $10^{-7}$  ou a distorção é menor do que  $eps \times \max(x)$ , em que  $x$  é o vetor do sinal.

O processo de quantização produz uma nova representação do sinal, discreto no tempo e em amplitude.

#### ▪ Codificação

A codificação permite traduzir o conjunto de valores amostrados numa forma mais apropriada para a transmissão, ou seja, um sinal que é digital. Esta operação torna o sinal transmitido mais imune a ruído e interferência.

Os patamares resultantes da quantização são convertidos para binário. O resultado da codificação é uma saída em série.

### 4.4.2. Validação do ADC

Para efeitos de simulação, a relação sinal-ruído é calculada pela expressão

$$SNR_{sim} = \frac{P_s}{\sigma_Q^2} = \frac{\sum_{i=1}^L x_i^2}{\sum_{i=1}^L (x_i - \hat{x}_i)^2}, \quad (4.1)$$

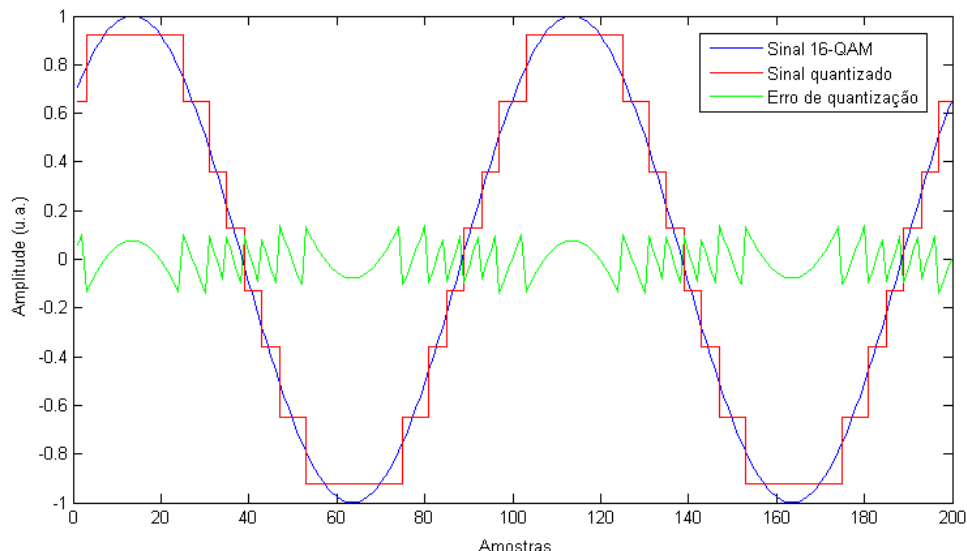
em que  $P_s$  é a potência do sinal,  $\sigma_Q^2$  é a variância,  $\hat{x}_i$  e  $x_i$  são o sinal com e sem ruído, respetivamente.

#### ▪ Quantização

Foi implementada a quantização uniforme e não uniforme do ADC, tendo-se analisado os resultados obtidos com ambos os tipos de quantização.

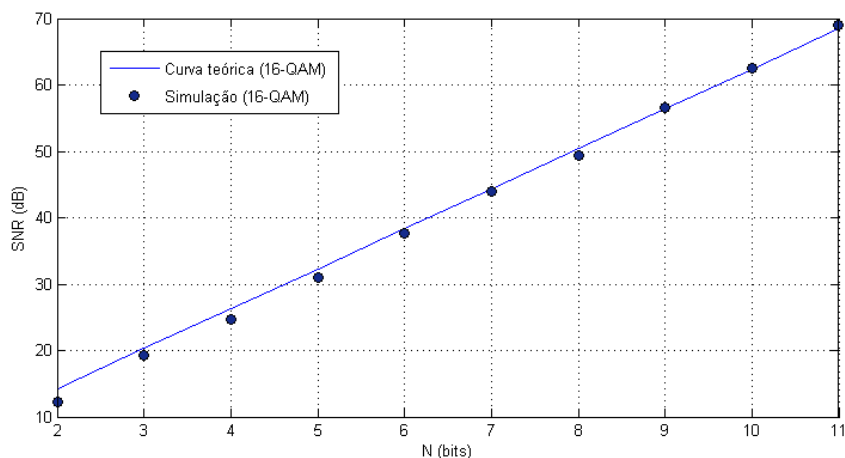
Após a análise dos resultados, nomeadamente dos valores de SNR obtidos, optou-se por usar a quantização não uniforme, uma vez que esta permite obter resultados que se aproximam mais da curva teórica. Uma janela temporal do processo de quantização não uniforme de um sinal 16-QAM, para três bits de quantização, está representada na Figura 4.14.

Nesta fase considerou-se uma amostragem do sinal com uma frequência muito superior à frequência máxima do sinal.



**Figura 4.14** - Simulação da quantização de um sinal modulado (16-QAM) usando um ADC de 3 bits ( $2^3=8$  níveis) com quantização não uniforme.

De seguida, determinou-se o SNR em função do número de bits de quantização, através da equação (4.1). Os resultados obtidos foram comparados com a curva teórica, descrita pela equação (3.39), e estão representados na Figura 4.15.

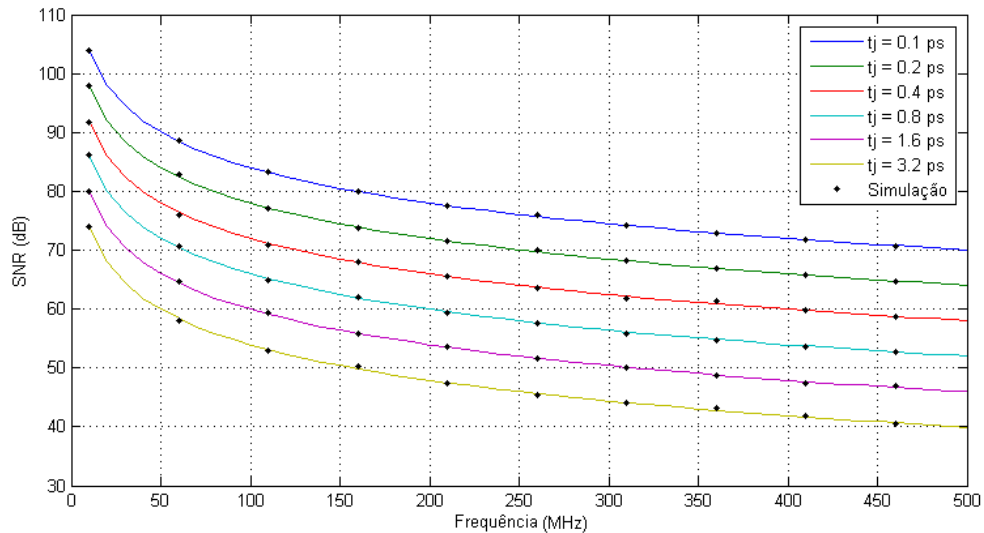


**Figura 4.15** - Curva teórica do SNR de quantização em função do número de bits de quantização e valores obtidos por simulação para um sinal 16-QAM.

Os resultados da figura anterior mostram que o SNR de quantização obtido por simulação aproxima-se dos valores esperados.

#### ▪ Modelo de ruído de *jitter*

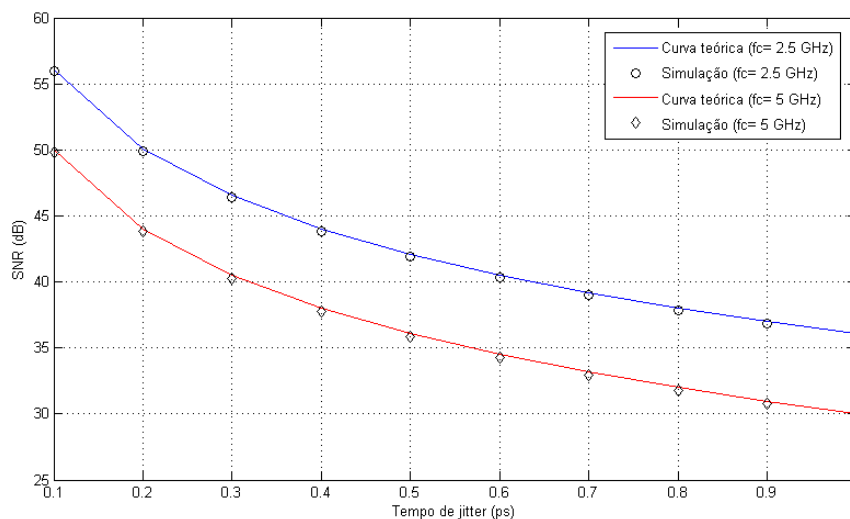
Após a implementação do modelo do ruído de *jitter* obteve-se o SNR teórico e o SNR de simulação, realizando um varrimento nas frequências, para diferentes valores de tempo de *jitter* (Figura 4.16). O SNR teórico foi obtido pela equação (3.22) e o SNR de simulação pela equação (4.1).



**Figura 4.16** - Curvas teóricas do SNR em função da frequência do sinal, para vários valores de *jitter* ( $t_j$ ) e valores obtidos por simulação (sinal sinusoidal).

Analisando os resultados da Figura 4.16 verifica-se que à medida que o tempo de *jitter* aumenta, há uma degradação do SNR. Quando o tempo de *jitter* duplica verifica-se uma diminuição do SNR de 6 dB (4 em linear). Do mesmo modo, quando a frequência duplica, verifica-se igualmente uma diminuição de 6 dB no SNR. Esta dependência tem origem na equação (3.21), em que os termos do tempo de *jitter* e da frequência do sinal surgem ao quadrado.

De seguida, obteve-se o SNR teórico e o SNR de simulação, realizando um varrimento em tempo de *jitter*, para duas frequências do sinal (Figura 4.17). Tal como no gráfico anterior, quando a frequência duplica verifica-se uma degradação de 6 dB no SNR.



**Figura 4.17** - Curvas teóricas do SNR em função do *jitter* para duas frequências do sinal e valores obtidos por simulação (sinal 16-QAM).

Os resultados obtidos na implementação deste modelo são semelhantes aos obtidos em [17].

- SNR total

Após a implementação da quantização e do modelo do ruído de *jitter* do ADC obteve-se o SNR total, resultante da contribuição das duas fontes de ruído.

A Figura 4.18 apresenta as curvas teóricas do SNR de quantização e do SNR de *jitter* para dois valores de tempo de *jitter* a traço interrompido. A traço cheio está representado o SNR total para os dois tempos de *jitter*.

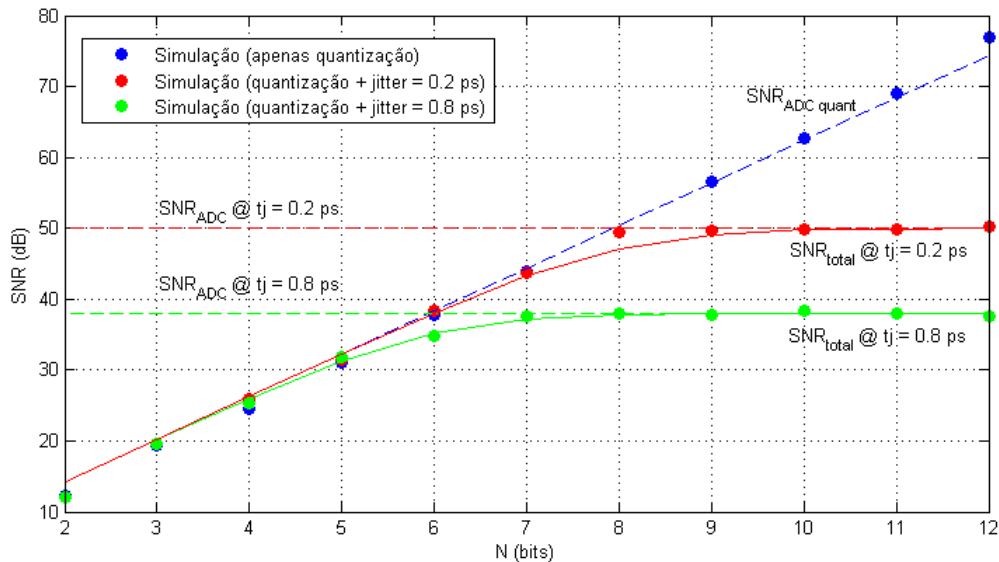


Figura 4.18 - SNR teórico e de simulação.

As curvas do SNR total obtidas permitem verificar qual dos efeitos de ruído limita o desempenho do sistema.

Na Figura 4.18 podemos observar que para  $t_j = 0.8$  ps o ruído de quantização é dominante até uma resolução de aproximadamente 6 bits. A partir desse valor o ruído de *jitter* passa a ser o dominante e a curva do SNR total converge para o valor do SNR devido ao *jitter* que é de 38 dB. Sendo assim, aumentar a resolução do ADC para além de 7 bits não traz vantagem em termos de aumento de SNR. Para tal é necessário reduzir o tempo de *jitter* e, se necessário, aumentar também o número de bits de quantização, tal como se verifica para  $t_j = 0.2$  ps.

- Técnica de *subsampling*

Até este ponto considerou-se uma frequência de amostragem muito elevado, ou seja, um sinal sobreamostrado.

A função *downsample(x,n)* usada para implementar a técnica de *subsampling*, recebe o sinal  $x$  e o parâmetro  $n$ , dado pela relação entre a frequência de amostragem atual e a nova. Esta função requer que  $n$  seja um número inteiro, o que limita o conjunto de frequências de amostragem permitidas, ou seja, que não originem sobreposição do sinal.

Assim, algumas das frequências de amostragem permitidas para um sinal com uma portadora  $f_c = 2.475$  GHz estão indicados na Tabela 4.3, em que a cada  $n_z$  corresponde uma frequência de amostragem,  $f_s$ .

Tabela 4.3 - Frequências de amostragem do ADC.

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

Para efeitos de simulação foi usado um sinal baseado no WiMAX 802.16, com as características apresentadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Formato de modulação	16-QAM
Taxa de símbolos, $R_s$	10 MS/s
Frequência da portadora, $f_c$	2.475 GHz
Largura de banda, $BW$	20 MHz
Largura de banda total, $BW_{total}$	50 MHz
Roll-off, $\alpha$	0.8

Assim, o espectro do sinal passa banda resultante com estas características está esquematizado na Figura 4.19, em que  $B_G$  é a banda de guarda.

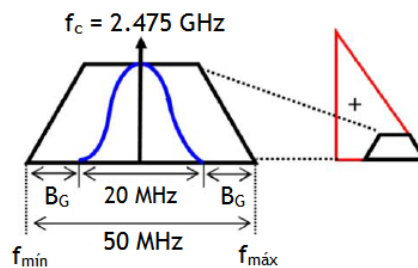


Figura 4.19 - Espectro do sinal passa banda.

Sabendo que  $f_{m\acute{a}x} = 2.5$  GHz e  $f_{m\acute{i}n} = 2.45$  GHz, a partir da equação (3.11) determina-se  $n_z$ :

$$1 \leq n_z \leq \left\lfloor \frac{2.5}{2.5 - 2.45} \right\rfloor \Rightarrow 1 \leq n_z \leq 50$$

Assim,  $n_z$  pode assumir qualquer valor inteiro entre 1 e 50.

Foram realizadas várias simulações, variando o valor de  $n_z$ . A densidade espectral de potência relativa à saída do ADC para  $n_z = 40, 14, 4$  e  $2$  está representada nas Figuras 4.20 a 4.23 e correspondem, respectivamente, a frequências de amostragem de 125, 375, 1375 e 4125 MHz.

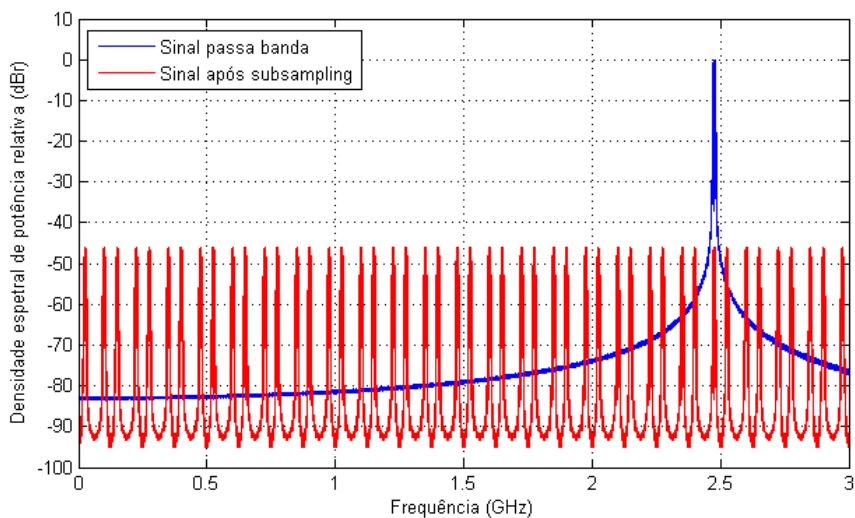


Figura 4.20 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC,  $f_s = 125$  MHz.

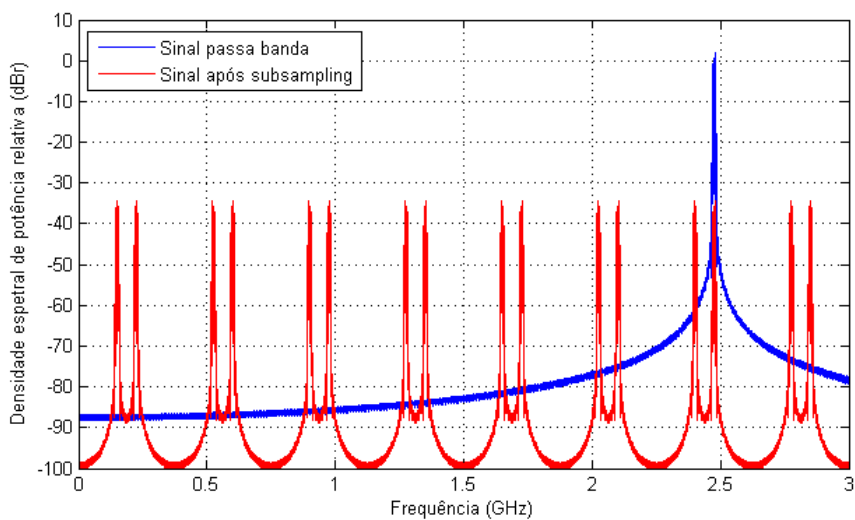


Figura 4.21 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC,  $f_s = 375$  MHz.

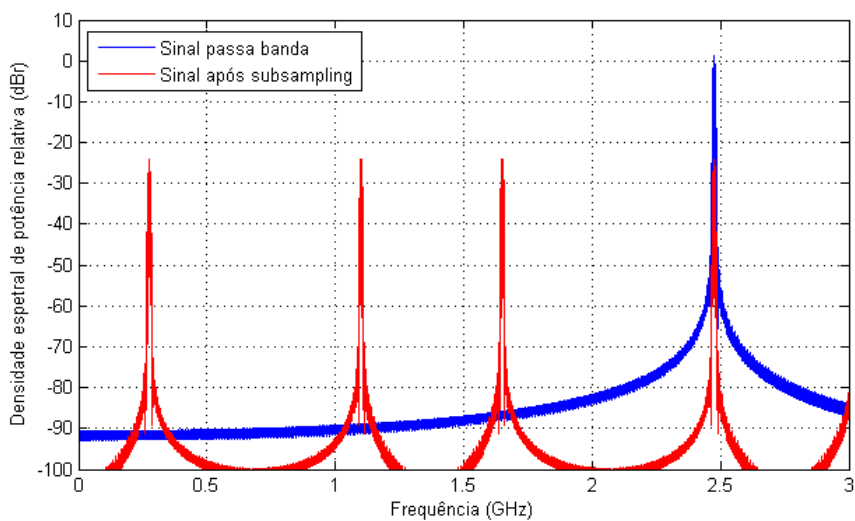


Figura 4.22 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC,  $f_s = 1375$  MHz.

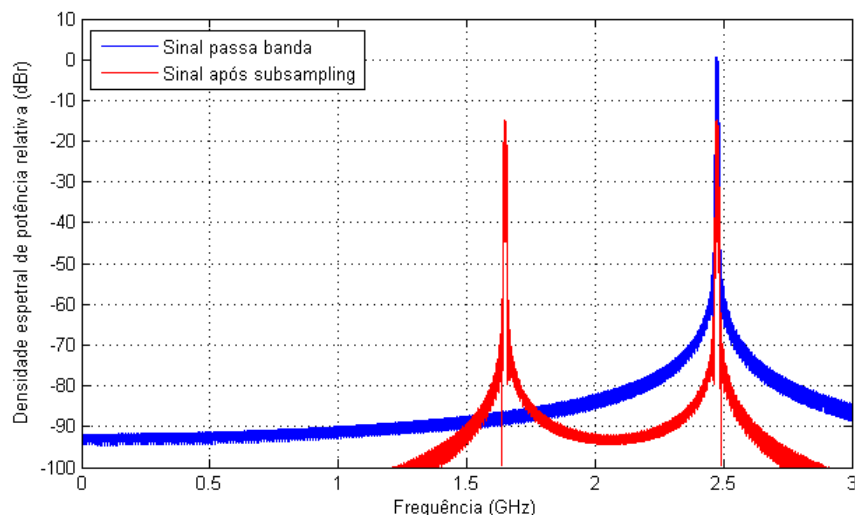


Figura 4.23 - Densidade espectral de potência relativa à saída do ADC,  $f_s = 4125$  MHz.

Deste modo, verifica-se que após a implementação da técnica de *subsampling* surgem  $n_z$  réplicas do sinal passa banda, tal como referido na secção 3.3.

#### 4.4.3. DAC

O sinal à entrada do DAC é um sinal digital. No DAC (Figura 4.24) é realizada a decodificação e filtragem. Foi também implementada a resposta em frequência típica do DAC.

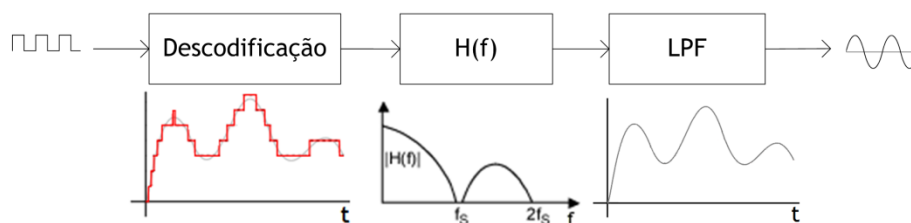


Figura 4.24 - Diagrama do DAC.

##### ▪ Decodificação

A decodificação consiste em reagrupar os bits recebidos de novo em palavras codificadas e de seguida descodificá-los, obtendo-se de novo um sinal quantizado.

##### ▪ Resposta em frequência do DAC

Como já discutido na secção 3.3, a resposta em frequência de um DAC segue a forma de um envelope de um seno cardinal.

O efeito do seno cardinal foi implementado multiplicando o sinal nas frequências pelo módulo do seno cardinal dado pela equação (3.12).

- Filtro passa baixo

O sinal é de seguida passado por um filtro de reconstrução passa-baixo, que elimina as transições do sinal, recuperando a forma do sinal original.

#### 4.4.4. Validação do DAC

Para ilustrar o efeito da resposta em frequência do DAC, obteve-se a densidade espectral de potência relativa à saída do DAC, após amostragem passa banda de um sinal gerado com os parâmetros da Tabela 4.4 e com frequência de amostragem de 750 MHz. Este resultado está representado na Figura 4.25, onde se encontra também representada a resposta do DAC, para a mesma frequência de amostragem. Este resultado mostra a atenuação do sinal, que aumenta com a frequência e os nulos do seno cardinal, situados em múltiplos inteiros da frequência de amostragem, tal como já foi discutido na secção 3.3.

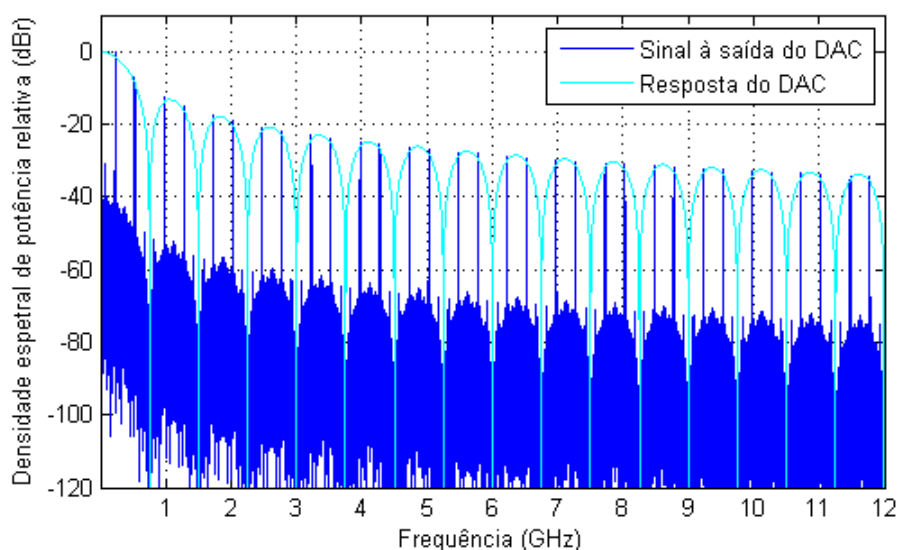
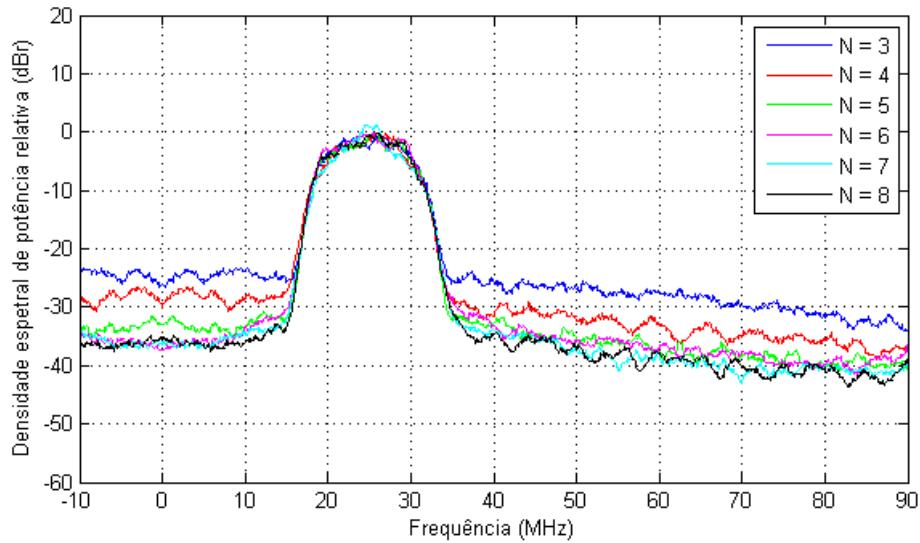


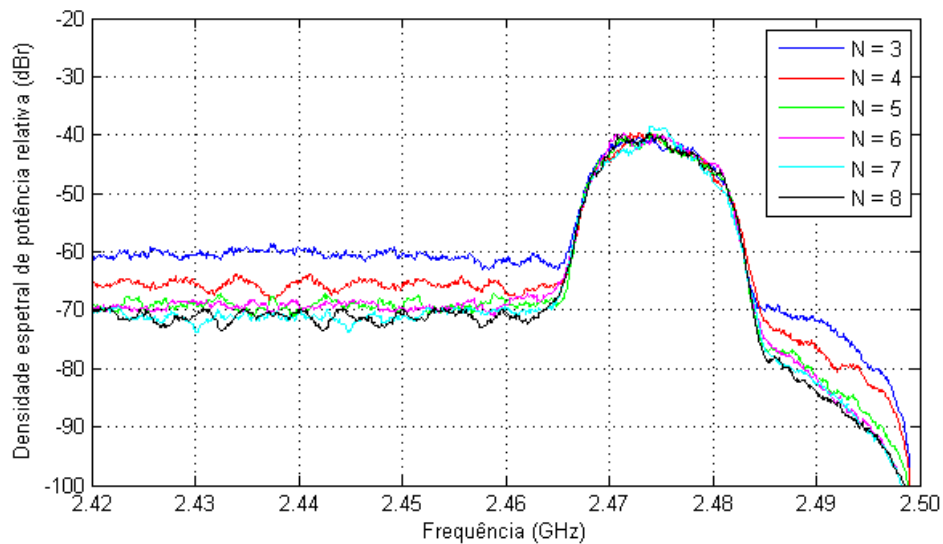
Figura 4.25 - Efeito do seno cardinal no sinal à saída do DAC,  $f_s = 750$  MHz.

As Figuras 4.26 e 4.27 apresentam a PSD relativa da primeira réplica do sinal, a 25 MHz, e o sinal original, a 2.475 GHz, à saída do DAC, para uma frequência de amostragem de 125 MHz e um tempo de *jitter* de 0.8 ps. O mesmo sinal foi obtido variando o número de bits de quantização ( $N$ ).

Nos resultados obtidos nestas figuras mostram que à medida que o número de bits de quantização aumenta, há um valor a partir do qual o SNR começa a ficar limitado e não aumenta mais. Até  $N = 6$  o SNR é limitado pelo ruído de quantização e a partir desse valor não há vantagem em aumentar mais a resolução, pois o SNR fica limitado pelo ruído de *jitter*. O SNR de *jitter* para 0.8 ps é de 38 dB, que é o valor máximo de SNR obtido. Este resultado é igual ao que já foi verificado na secção 4.4.2, Figura 4.18.



**Figura 4.26** - Densidade espectral de potência relativa do sinal após o DAC a 25 MHz para  $f_s = 125$  MHz e variando o número de bits de quantização ( $N$ ).

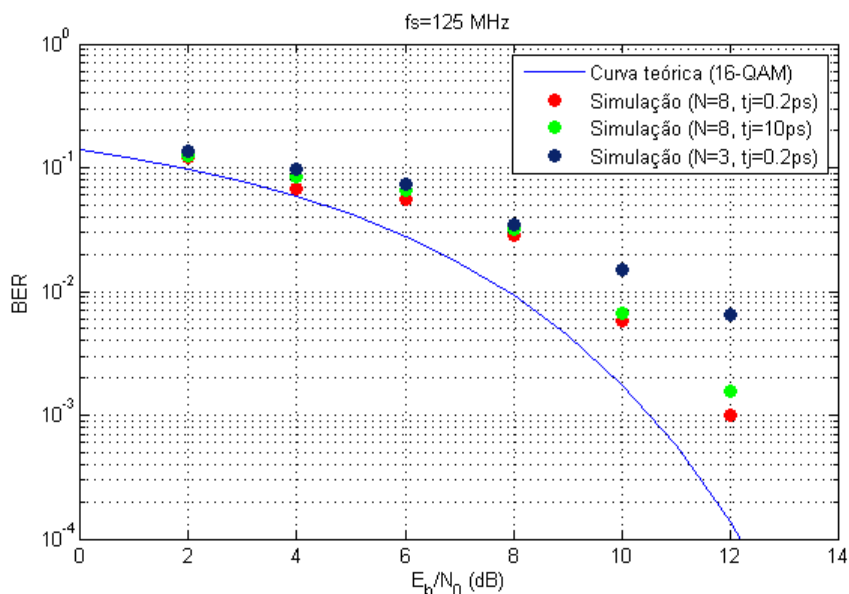


**Figura 4.27** - Densidade espectral de potência relativa do sinal após o DAC a 2.475 GHz para  $f_s = 125$  MHz e variando o número de bits de quantização ( $N$ ).

Nestas figuras verifica-se também uma diferença de cerca de 40 dB na amplitude máxima do sinal entre a primeira e a última réplica do sinal, devido à atenuação do seno cardinal. No entanto, como o sinal e o ruído são afetados do mesmo fator pelo seno cardinal, a relação sinal ruído é a mesma para todas as réplicas.

## 4.5. Validação do Sistema

Após a implementação em MATLAB do sistema completo foi novamente introduzido um canal com ruído AWGN e determinada a taxa de erro, variando parâmetros como o número de bits de quantização e tempo de *jitter*. Os resultados obtidos estão representados na Figura 4.28.



**Figura 4.28** - Curvas teóricas da taxa de erro em função de  $E_b/N_0$  e resultados obtidos por simulação, num canal com ruído AWGN.

A partir dos resultados obtidos verifica-se o impacto do ruído de quantização e do ruído de *jitter* no desempenho do sistema. Os resultados para  $N = 8$  e  $t_j = 0.2$  ps apresentam menor taxa de erro, pois este é o caso com menor ruído de quantização e menor ruído de *jitter*. No caso com maior erro de quantização,  $N = 3$  e  $t_j = 0.2$  ps, apresenta o pior desempenho. A taxa de erro para  $N = 8$  e  $t_j = 10$  ps é ligeiramente superior ao primeiro caso devido ao efeito do ruído de *jitter*. Desta forma verifica-se que o impacto do ruído de quantização na taxa de erro é superior ao ruído de *jitter*.

Para determinar a taxa de erros em função da frequência de amostragem, num sistema em que a potência do ruído é constante, fixou-se a potência do ruído e variou-se a frequência de amostragem. Os resultados de simulação obtidos encontram-se na Tabela 4.5.

**Tabela 4.5** - Taxa de erro de bit em função da frequência de amostragem.

$f_s$ (MHz)	BER
125	0.1434
250	0.03722
375	Muito baixa

Os resultados obtidos mostram que à medida que a frequência de amostragem aumenta, a taxa de erro diminui muito rapidamente e não é possível obter a taxa de erro a partir da frequência de amostragem de 375 MHz, uma vez que a taxa de erro é muito baixa.

À medida que a frequência de amostragem aumenta, os lóbulos do seno cardinal alargam e os nulos, situados em múltiplos de  $f_s$ , são mais espaçados e a forma dos lóbulos torna-se mais plana. Assim, quanto maior a frequência de amostragem, menor a atenuação à frequência  $f_c$  e como o nível de ruído é constante à saída, a relação sinal-ruído aumenta, logo a taxa de erro de bit diminui.

Estes resultados foram obtidos para um sinal com 50000 símbolos. Para obter a taxa de erro para frequências de amostragem superiores seria necessário aumentar o número de símbolos, o que tornaria a simulação mais complexa e demorada.

## **4.6. Conclusão**

Foi feita uma descrição detalhada do processo de implementação em MATLAB dos componentes do sistema de RoF digital em estudo. Os resultados das várias validações permitem concluir que este modelo permite realizar corretamente as funções dos componentes implementados. O código desenvolvido em MATLAB encontra-se no Anexo A.

Estes componentes, em conjunto com o equipamento do laboratório, permitiram implementar um sistema de rádio digitalizado sobre fibra completo, que é o objeto de estudo do capítulo seguinte.



# Capítulo 5

## Validação Experimental do Sistema RoF Digital

### 5.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada a validação do sistema de rádio digital sobre fibra implementado em laboratório. O *setup* experimental é apresentado na secção 5.2 e o equipamento utilizado para a sua implementação é descrito na secção 5.3. Os procedimentos da sua utilização são descritos na secção 5.4. Na secção 5.5 são apresentados os resultados experimentais obtidos e é feita a análise dos resultados.

### 5.2. Montagem Experimental

A montagem experimental do sistema de rádio digitalizado sobre fibra implementado está esquematizada na Figura 5.1. O processo inicia-se no MATLAB (a azul), onde é realizada a geração do sinal RF e a sua digitalização. A transmissão, incluindo a parte ótica (a vermelho) é realizada usando o equipamento de laboratório apresentado na secção 5.2. Os sinais recebidos são carregados novamente no MATLAB (a azul), onde é realizada a descodificação e a desmodulação do sinal.

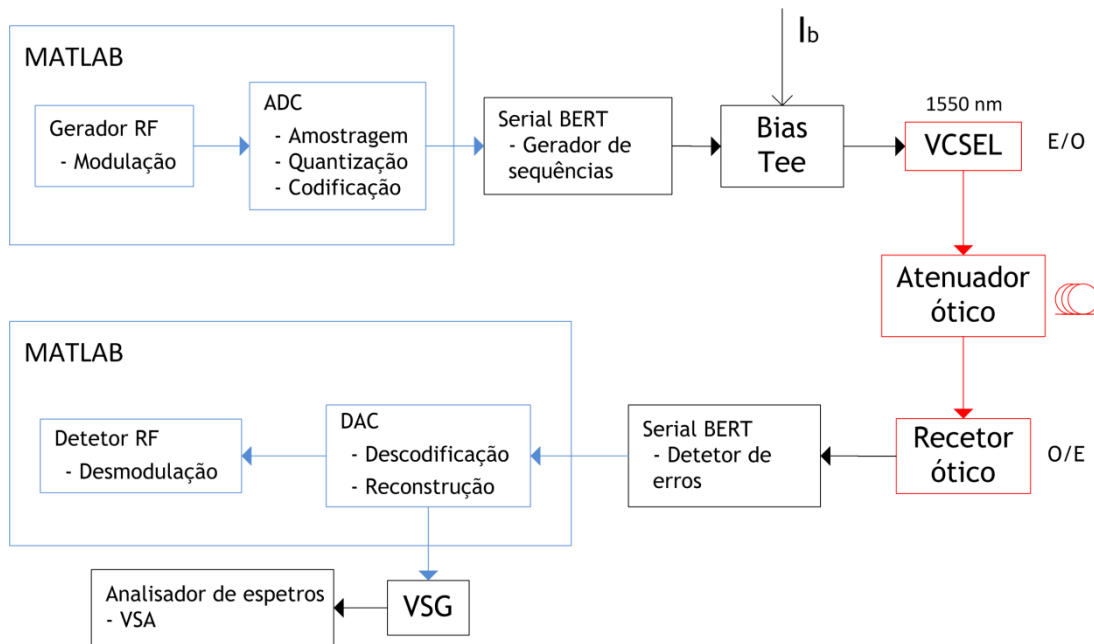


Figura 5.1 - Diagrama da montagem experimental do sistema RoF digital implementado.

### 5.3. Equipamento

O Serial BERT (Figura 5.2) é constituído por dois módulos, *Pattern Generator* e *Error Detector*, em que o primeiro é usado para carregar o equipamento com a seqüência desejada e o segundo permite recolher o sinal após o *link* ótico. Estava inicialmente previsto utilizar neste trabalho um osciloscópio de amostragem em tempo real para recolher o sinal. No entanto, o osciloscópio de amostragem disponível no laboratório é somente adequado para sinais periódicos, visto não realizar a amostragem em tempo real, o que trouxe limitações ao número de amostras recolhidas, e conseqüentemente, à avaliação do desempenho do sistema. Assim, a solução passou pela utilização do módulo *Error Detector* do Serial BERT para recolher o sinal.

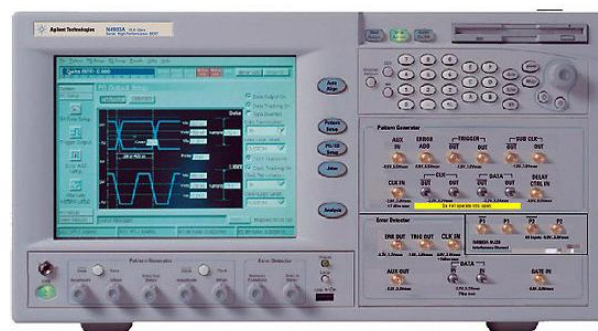


Figura 5.2 - Agilent N4901B Serial BERT 13.5 Gb/s.

A conversão do sinal elétrico para sinal ótico foi realizada por um VCSEL (Figura 5.3) com comprimento de onda 1550 nm e largura de banda 4.5 Gb/s, polarizado pelo Bias-T conforme representado na Figura 5.4.



Figura 5.3 - VCSEL 1550 nm.



Figura 5.4 - Picosecond 5550B.

O VCSEL é um tipo de laser semiconductor que opera num único modo longitudinal através de uma cavidade de dimensões reduzidas (cerca de  $1 \mu\text{m}$ ).

O feixe gerado por este laser é perpendicular à superfície semicondutora, ao contrário dos lasers convencionais (*edge-emitting lasers*) e pode ser facilmente acoplado em fibras mono modo. Uma vez que a emissão laser é vertical, é possível realizar testes ao longo do seu processo de produção e não apenas no final, como acontece no caso dos lasers convencionais, permitindo assim reduzir o custo dos VCSELS.

Este tipo de laser tem vindo a substituir os LEDs em redes locais e metropolitanas, sendo esta a sua principal aplicação, já que estes podem emitir apenas alguns mili-watts de potência.

Os VCSELS podem operar numa vasta gama de comprimentos de onda, dos 650 aos 1600 nm e apresentam uma baixa corrente limiar, cerca de 1 mA ou menos [20].

A Figura 5.5 apresenta a resposta do laser num sistema digital.

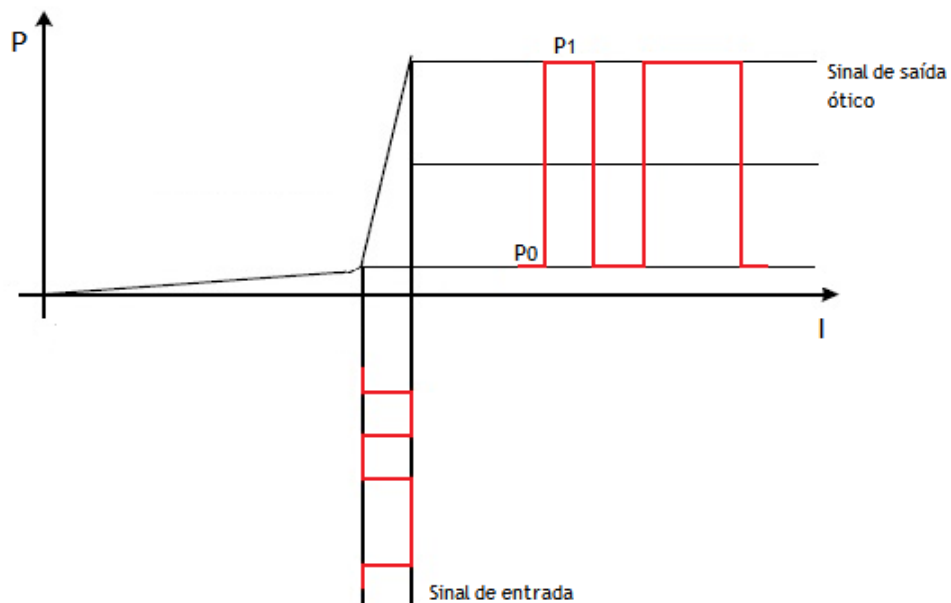


Figura 5.5 - Resposta do laser.

Os bits 0 e 1 são codificados por nível de intensidade,  $P_0$  e  $P_1$ , respetivamente. Assumindo que os bits 0 e 1 são equiprováveis, a potência média recebida é dada por

$$P_r = \frac{1}{2}(P_0 + P_1). \quad (5.1)$$

A razão de extinção é definida como [20]

$$r_{ex} = \frac{P_0}{P_1}, \quad (5.2)$$

em que  $P_0$  e  $P_1$  são os níveis de potência do laser quando se transmite o nível binário zero e o nível binário 1, respetivamente.

A penalidade da potência,  $\delta_{ex}$ , é função da razão de extinção e é dada pela equação (5.3). Esta relação está representada na Figura 5.6. Para que a penalidade seja inferior a 1 dB é necessário que a razão de extinção seja inferior a 0.1.

$$\delta_{ex}(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{1+r_{ex}}{1-r_{ex}} \right). \quad (5.3)$$

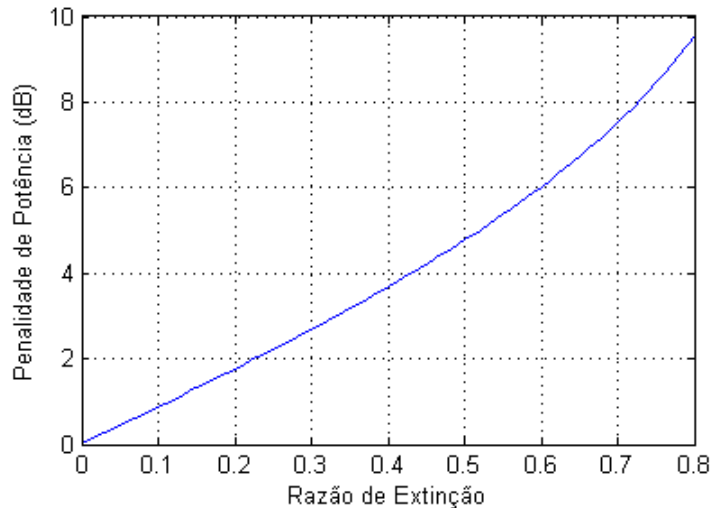


Figura 5.6 - Penalidade de potência em função da razão de extinção.

A corrente de polarização utilizada neste trabalho foi de 6.25 mA. Este valor foi determinado a meio da curva característica do laser (Figura 5.7).

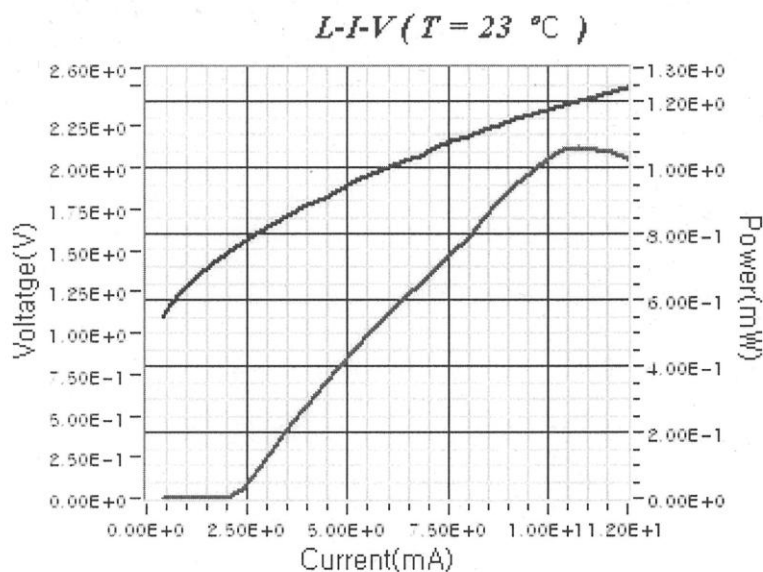


Figura 5.7 - Curva característica do VCSEL 1550 nm.

Foram ainda usados dois multímetros óticos (Figura 5.8), em combinação com os módulos do atenuador (Figura 5.9) e recetor ótico (Figura 5.10).



Figura 5.8 - Agilent 8163B Lightwave Multimeter.



Figura 5.9 - Agilent 81570A Variable Optical Attenuator Module.

Dado que a atenuação é um fator crítico na transmissão em fibra ótica e uma vez que não estava disponível fibra com um comprimento suficientemente longo para analisar esse e outros efeitos da fibra, foi utilizado um atenuador ótico para simular a atenuação da fibra ótica. O atenuador utilizado opera num gama de comprimentos de onda de 1200 a 1700 nm, motivo pelo qual foi usado um VCSEL 1550 nm.



Figura 5.10 - Agilent 81495A Reference Receiver.

O recetor ótico é constituído por um fotodíodo seguido de amplificação elétrica. O fotodíodo é um dispositivo linear constituído por uma junção p-n inversamente polarizada que converte potência ótica em corrente elétrica quando a junção p-n é atravessada por luz. Existem diferentes tipos de fotodíodos, tais como os fotodíodos p-i-n, e de avalanche.

O fotodíodo gera uma corrente, denominada fotocorrente,  $I = RP_{in}$ , proporcional à potência ótica incidente  $P_{in}$ , sendo a constante de proporcionalidade,  $R$ , a responsividade (medida em unidades de A/W),

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} = \frac{\eta q}{hc} \lambda. \quad (5.4)$$

O analisador de espectros (Figura 5.11) e gerador de sinal vetorial (Figura 5.12) são utilizados neste trabalho como forma alternativa à implementação em MATLAB para analisar os sinais recolhidos (Figura 5.1). Foi necessário recorrer à sua utilização para a obtenção de um número elevado de resultados experimentais, cujo tempo necessário para desmodular os sinais recolhidos no MATLAB seria muito superior do que utilizando estes equipamentos, já que o analisador de espectros opera como um desmodulador.

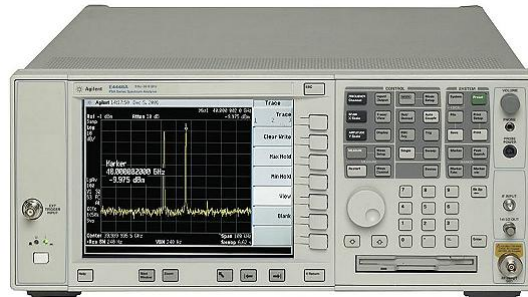


Figura 5.11 - Agilent E4448A PSA Spectrum Analyzer, 3 Hz - 50 GHz.



Figura 5.12 - ROHDE&SCHWARZ SMJ100A Vector Signal Generator.

## 5.4. Procedimento Experimental

Em MATLAB é gerado um sinal RF que transporta uma modulação M-QAM. Este sinal é de seguida amostrado, quantizado e codificado usando o ADC implementado. É adicionado o preâmbulo [1,1,1,1,1,1,0,0,0,0,0,0,1,1,0,0,1,0] ao sinal digital para o seu início ser detetado posteriormente. O sinal digital gerado é guardado num ficheiro com um formato reconhecido pelo gerador de sequências, onde é posteriormente carregado.

A conversão eletro-ótica é realizada por um VCSEL polarizado com uma corrente  $I_p$ . Como já referido na secção 5.3, é usado um atenuador ótico para simular a atenuação da fibra ótica. Um recetor ótico converte o sinal novamente para o domínio elétrico.

O sinal é recolhido no módulo *Error Detector* do Serial BERT e os dados são guardados num ficheiro que é carregado novamente no MATLAB. É detetado o preâmbulo referido anteriormente, que indica o início da sequência. De seguida, o sinal recolhido foi comparado com o sinal enviado para determinar a taxa de erro de bit do sinal digital. Este sinal foi decodificado e filtrado pelo DAC implementado e, de seguida, desmodulado. A taxa de erro de bit do sinal M-QAM é obtida comparando os bits originais enviados com os bits recebidos.

Usando funções do MATLAB foi determinado o MER (*Modulation Error Ratio*) e o EVM (*Error Vector Magnitude*) e foram também observados os diagramas de olho e da constelação dos sinais recebidos. Foi também utilizado o *software* comercial da Agilent, *Vector Signal Analysis* (VSA) para realizar esta análise.

## 5.5. Resultados Experimentais

Numa primeira fase testou-se a ligação ótica, concretamente o comportamento da taxa de erros com a potência ótica recebida. Seguindo o procedimento descrito na secção 5.4, variou-se a atenuação do sinal ótico e obteve-se a taxa de erro em função da potência ótica recebida, cujo valor de BER é fornecido diretamente pelo equipamento (BER Tester). A curva da taxa de erro em função da potência ótica recebida (Figura 5.13, a azul) foi obtida pela ferramenta *Basic Fitting* linear do MATLAB. Este valor experimental foi comparado com a taxa de erro medida no MATLAB após a aquisição do sinal. Para o efeito, o sinal foi recolhido através do módulo *Error Detector* do Serial BERT para vários valores de potência ótica recebida e para alguns valores foi determinada a taxa de erro no MATLAB. Desta forma confirmou-se que os resultados do MATLAB (Figura 5.13, a verde) são iguais aos do equipamento (Figura 5.13, a azul). A reta a vermelho corresponde a uma taxa de erro de  $10^{-9}$ , que é o valor limiar normalmente considerado para transmissões sem erros. Não foi possível chegar a taxas de erro desta ordem devido à sensibilidade do equipamento. No entanto, a tendência da curva a azul mostra que este limiar de taxa de erro seria atingido para uma potência ótica recebida acima de cerca de -17 dBm.

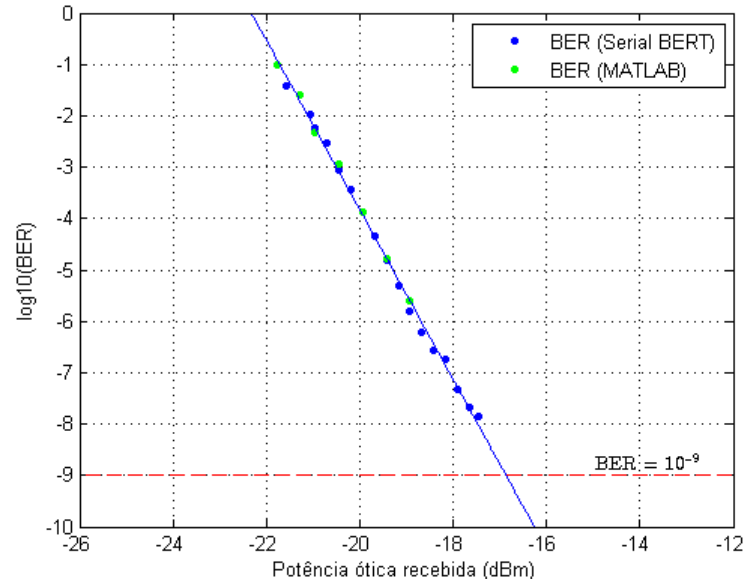


Figura 5.13 - Taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida.

Para obter estes resultados e os seguintes, o *Pattern Generator* foi carregado com um sinal gerado no MATLAB, com os parâmetros da Tabela 5.1. A corrente de polarização foi fixada em 6.25 mA de forma a avaliar o desempenho do sistema variando outros parâmetros, e a potência emitida foi de -4 dBm. A razão de extinção usada foi de 0.1.

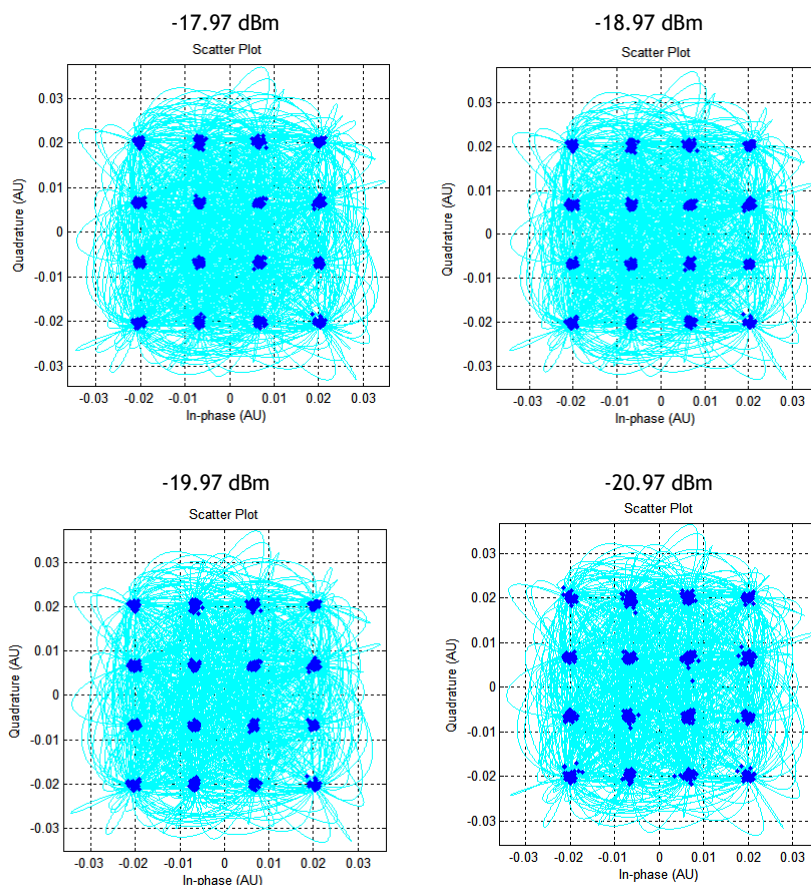
Tabela 5.1 - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
Símbolos QAM	1000
Taxa de símbolos, $R_s$	10 MS/s
Frequência da portadora, $f_c$	2.475 GHz
Frequência de amostragem, $f_s$	750 MHz
Roll-off, $\alpha$	0.25
Bits de quantização, $N$	6
Tempo de jitter, $t_j$	0.8 ps

Uma vez que não foi possível usar o equipamento para controlar o nível de jitter, foi introduzido o efeito do jitter na simulação. O valor usado corresponde ao tempo de jitter típico dos ADCs e DACs comerciais.

De seguida, os sinais recolhidos foram convertidos para analógico pelo DAC implementado no MATLAB e depois desmodulados.

Apresentam-se de seguida os diagramas das constelações (Figura 5.14) e os diagramas de olho (Figura 5.15) dos sinais recebidos para diferentes valores de potência ótica recebida, obtidos no MATLAB. Nestes resultados verifica-se que, à medida que a atenuação do sinal aumenta, há uma degradação tanto da constelação como do diagrama de olho, que refletem a crescente taxa de erro.



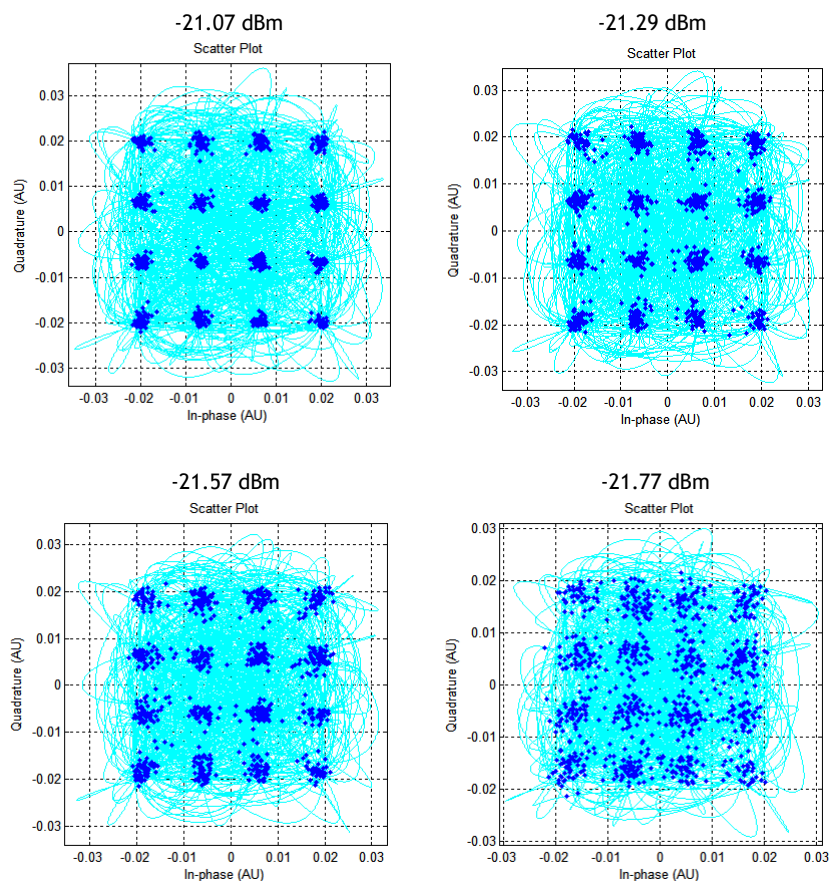
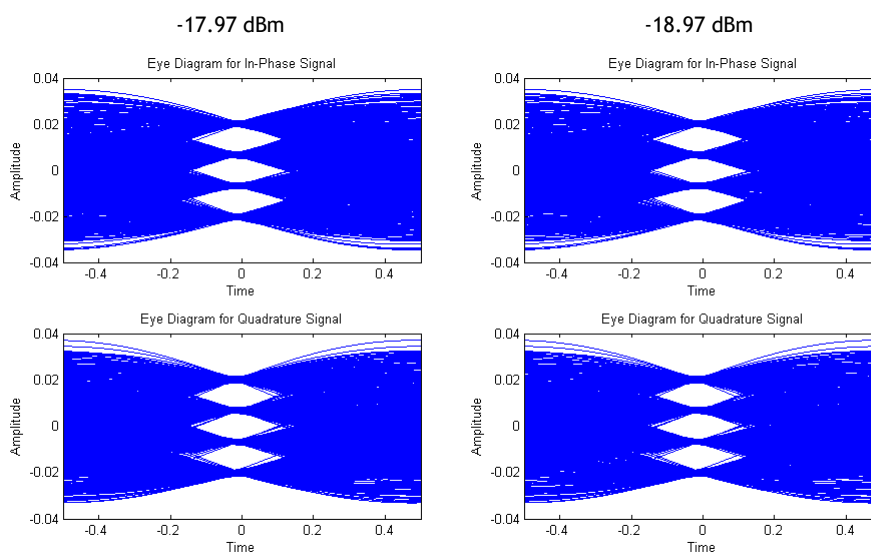


Figura 5.14 - Diagramas da constelação do sinal recebido para diferentes valores de potência ótica recebida.



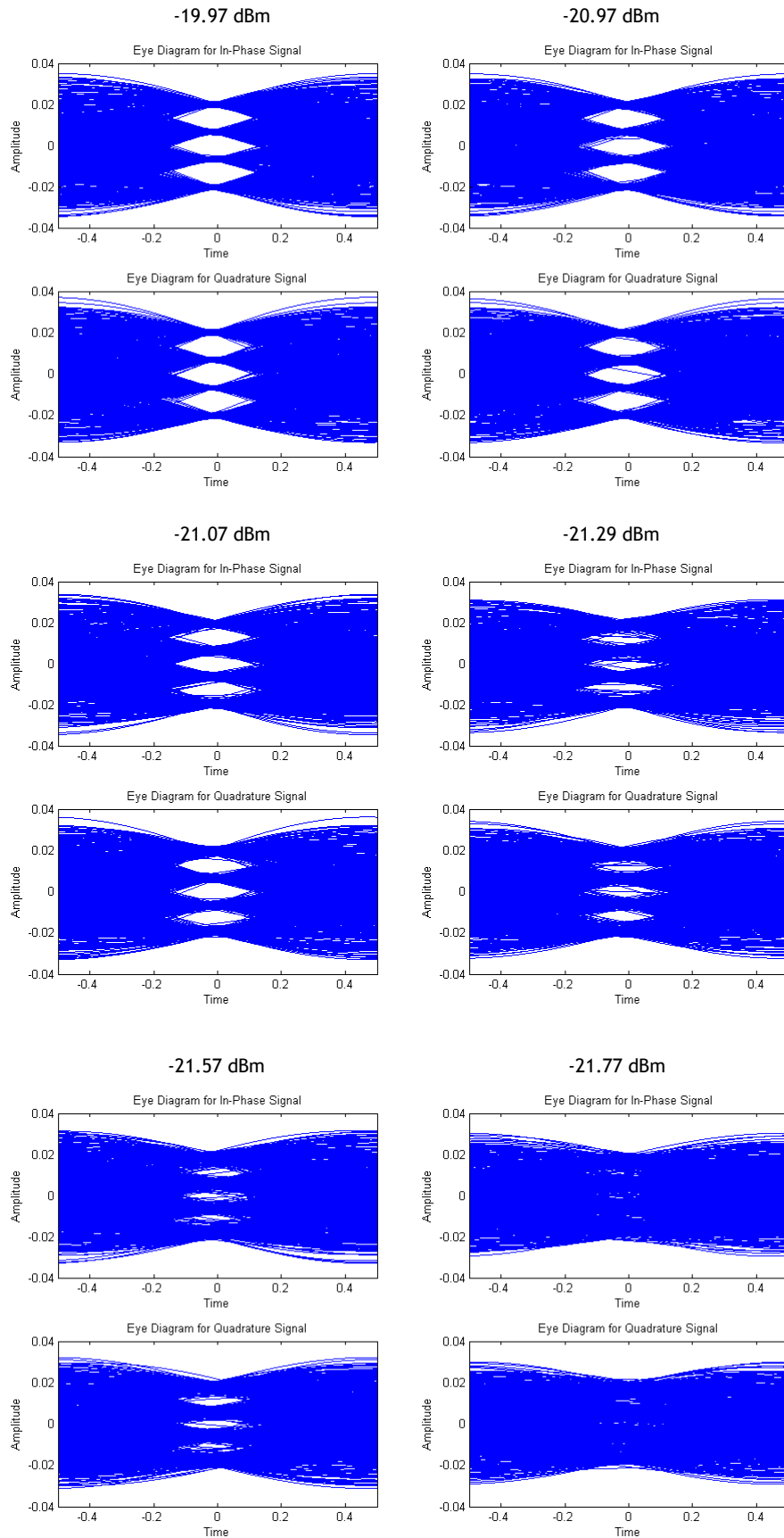


Figura 5.15 - Diagramas de olho do sinal recebido para diferentes valores de potência óptica recebida.

O MER e o EVM do sinal QAM que modula a portadora elétrica RF foram obtidos usando funções do MATLAB.

O MER é uma medida da relação sinal-ruído de sinais digitais modulados e tal como o SNR é habitualmente expresso em dB (equação (5.5)) [19].

$$MER(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{Potência média do símbolo}}{\text{Potência média do erro}} \right). \quad (5.5)$$

Uma outra forma de medir a qualidade da modulação é pelo EVM, que é dado pela equação (5.6). Ao contrário do MER, quanto menor for o EVM, melhor a qualidade da modulação.

$$EVM(\%) = \left( \frac{\text{Magnitude do erro da constelação}}{\text{Magnitude máxima do símbolo da constelação}} \right) \times 100\%. \quad (5.6)$$

A relação entre EVM e MER é dada por

$$EVM(\%) = 100 \times 10^{-(MER(dB)+PAR(dB))/20}, \quad (5.7)$$

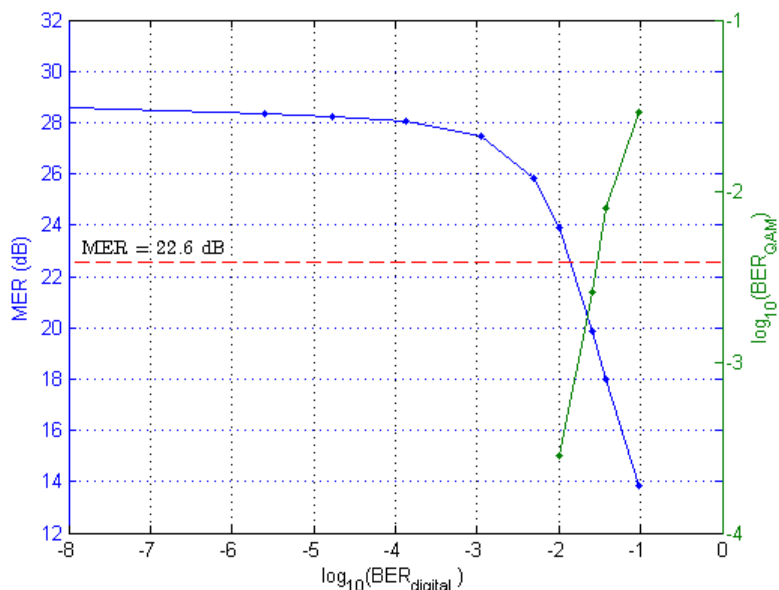
em que o PAR é dado pela equação (3.38) [19].

A relação entre SNR e EVM é dada por [3]

$$\begin{aligned} SNR(dB) &= -20 \log_{10} \left( \frac{EVM_{rms}}{100} \right) - 10 \log_{10}(PAR) \\ &= MER(dB) - 10 \log_{10}(PAR). \end{aligned} \quad (5.8)$$

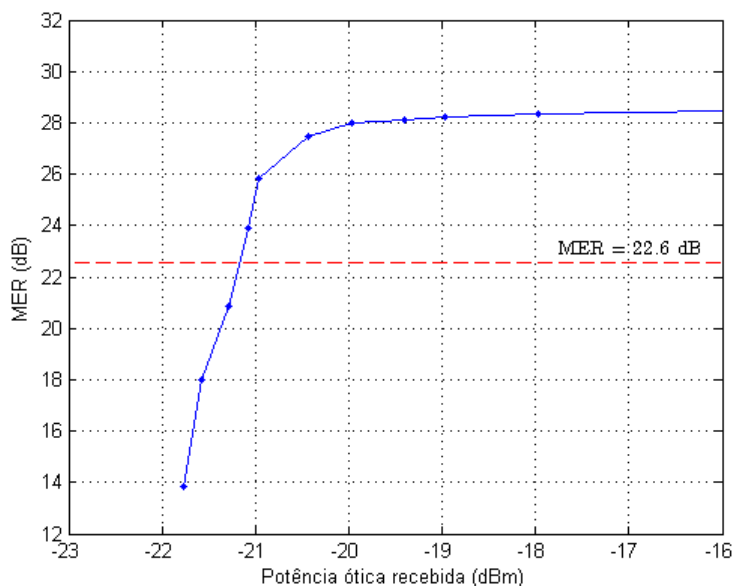
A Figura 5.16 apresenta o gráfico de MER em função da taxa de erro digital obtido. Considerando o caso em que o sistema não inclui a parte ótica (*back-to-back*), ou seja, quando a taxa de erro do sinal digital é zero, o valor do MER obtido foi de 32 dB. Este valor equivale a um EVM de 1.7 % (Figura 5.18).

Na Figura 5.16 encontra-se também o gráfico da taxa de erro do sinal M-QAM em função da taxa de erro digital. Não foi possível obter a taxa de erro do sinal M-QAM para taxas de erro digitais inferiores a  $10^{-2}$ . Este valor corresponde a um MER de cerca de 24 dB. Para se obter valores da taxa de erro do sinal M-QAM seria necessário aumentar o número de símbolos QAM gerados, o que aumentaria muito o tempo de simulação.



**Figura 5.16** - MER em função da taxa de erro do sinal digital (azul) e taxa de erro do sinal M-QAM em função da taxa de erro digital (verde).

O gráfico do MER em função da potência ótica recebida (Figura 5.17) apresenta o mesmo comportamento do gráfico anterior, uma vez que há uma dependência linear entre a taxa de erro e a potência ótica recebida. Verifica-se que o MER decresce muito lentamente até um ponto a partir do qual começa a decrescer rapidamente, aproximadamente  $-20.5 \text{ dBm}$ , devido a erros na transmissão do sinal digital, que têm impacto na taxa de erro do sinal QAM.



**Figura 5.17** - MER em função da potência ótica recebida.

A curva de EVM em função da potência ótica recebida encontra-se na Figura 5.18, que é uma forma equivalente de apresentar os resultados da Figura 5.17.

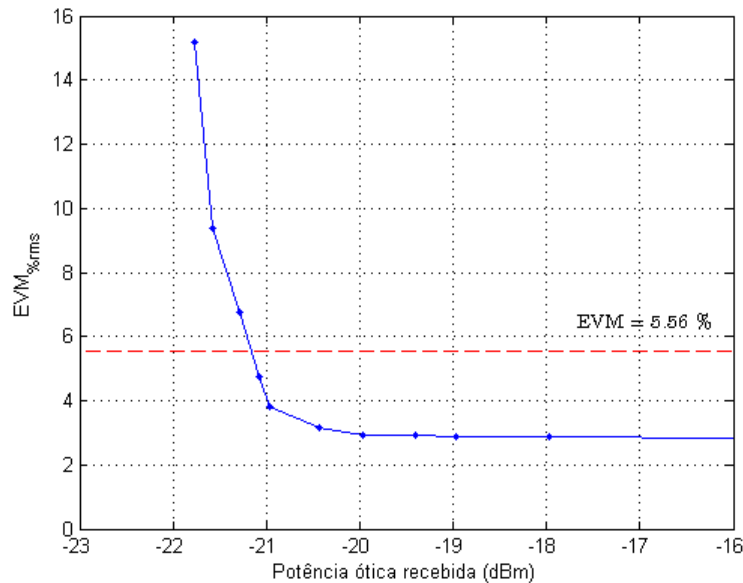


Figura 5.18 - EVM em função da potência óptica recebida.

Sabendo que a distância de transmissão depende da potência óptica transmitida, traçou-se o gráfico do MER em função da distância de transmissão, considerando uma atenuação de 0.2 dB/km típica de uma fibra mono modo (Figura 5.19). A distância de transmissão depende da potência óptica transmitida, que por sua vez depende da corrente de polarização do laser. Os resultados foram obtidos para o caso em que a potência óptica transmitida é de -4 dBm e a corrente de polarização é de 6.25 mA.

A distância de transmissão depende também da razão de extinção. Estes resultados foram obtidos para uma razão de extinção de 0.1, que corresponde a uma penalidade de potência de 1 dB (Figura 5.6). Diminuir a razão de extinção aumentaria o atraso que limita o tempo de resposta do laser, originando *overshoot*. Por outro lado, se a razão de extinção fosse superior a penalidade de potência seria maior. Assim, a taxa de erro aumentaria e a distância de transmissão seria menor.

Estes resultados mostram que o sistema RoF digital apresenta um desempenho quase constante até uma dada distância de transmissão a partir da qual o desempenho se degrada rapidamente. Verifica-se que para um comprimento de fibra superior a 82 km, que corresponde uma taxa de erro de bit digital superior a  $10^{-4}$  e a uma potência óptica inferior a -20.5 dBm, ou seja, uma atenuação superior a 16 dB, o MER degrada-se rapidamente.

Considerando que o valor de SNR aceitável numa transmissão é de 20 dB, que é um valor usado, por exemplo, em sistemas baseados em WiMAX, então o MER correspondente é de 22.6 dB (equação (5.8)). Este caso corresponde a um EVM de 5.56 % e a uma taxa de erro digital de  $1.5 \times 10^{-2}$ . São necessários -21.2 dBm de potência óptica recebida, o que corresponde a um comprimento de fibra de cerca de 87 km. Nas Figuras 5.16 a 5.19 este caso está assinalado pela reta tracejada a vermelho.

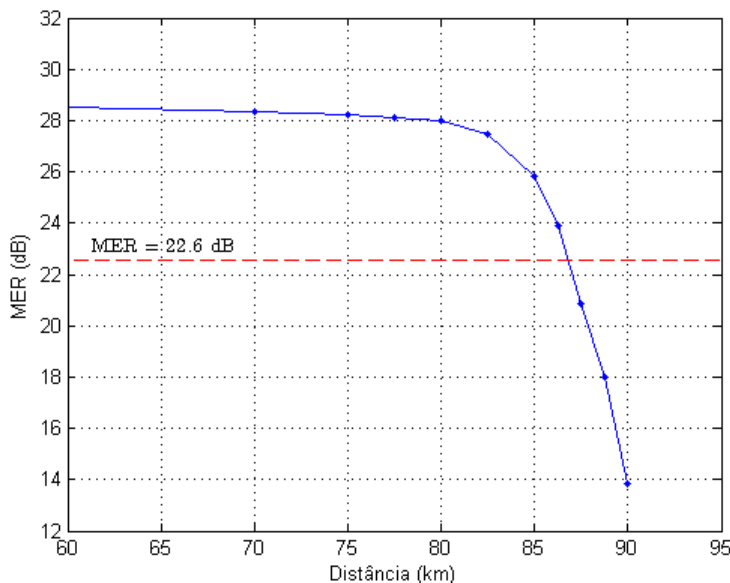


Figura 5.19 - MER em função da distância de transmissão.

Para analisar os sinais recolhidos variando o número de bits de quantização e para diferentes frequências de amostragem usando o MATLAB seria uma tarefa computacionalmente pesada e demorada para processar todos esses casos. Para tornar mais célere este tipo de análise, recorreu-se ao analisador de espectros e ao *Vector Signal Generator*. Os parâmetros usados para obter os resultados seguintes estão indicados na Tabela 5.2. Os restantes parâmetros, frequência de amostragem, número de bits de quantização e tempo de *jitter*, foram variados para analisar o seu impacto no desempenho do sistema.

Tabela 5.2 - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
Símbolos QAM	1000
Taxa de símbolos, $R_s$	5 MS/s
Frequência da portadora, $f_c$	2.475 GHz
Roll-off, $\alpha$	0.25

Foi necessário alterar a taxa de símbolos para 5 MS/s, pois o analisador de espectros apenas permite desmodular sinais até 8 MHz de largura de banda. Foi verificado para alguns casos que os valores de MER e EVM obtidos no VSA e no MATLAB são os mesmos para as taxas de símbolos de 5 e 10 MS/s.

Uma vez que é de esperar que a taxa de erro numa transmissão seja muito baixa, na ordem de  $10^{-9}$ , os resultados seguintes foram obtidos para um ponto de funcionamento em que a taxa de erro digital é zero, ou seja, em *back-to-back*, de forma a avaliar o impacto de outros fatores na transmissão.

Após a operação do DAC no MATLAB, os sinais foram novamente guardados e carregados no VSG. Os sinais foram analisados usando o *software* VSA, depois de passarem pelo analisador de espectros.

Foi obtida a densidade espectral de potência relativa da primeira réplica (Figuras 5.20) e do sinal à frequência  $f_c$  (Figura 5.21) dos sinais recolhidos, para uma frequência de amostragem de 125 MHz, sem *jitter* e para diferentes níveis de quantização. Os mesmos espectros foram obtidos introduzindo um tempo de *jitter* de 0.8 ps (Figuras 5.22 e 5.23). O RBW usado foi de 50 kHz. Os resultados obtidos são semelhantes aos obtidos na secção 4.4.4, Figuras 4.26 e 4.27, e cuja análise já foi realizada.

Uma vez que o VSG só gera sinais arbitrários até 80 MHz de largura de banda foi necessário analisar individualmente a primeira e a última réplica, seleccionando um nível de potência total do sinal igual para todas as réplicas. Assim sendo, não foi possível observar a diferença de amplitude máxima entre a primeira e a última réplica, devido à atenuação do seno cardinal, como observado anteriormente.

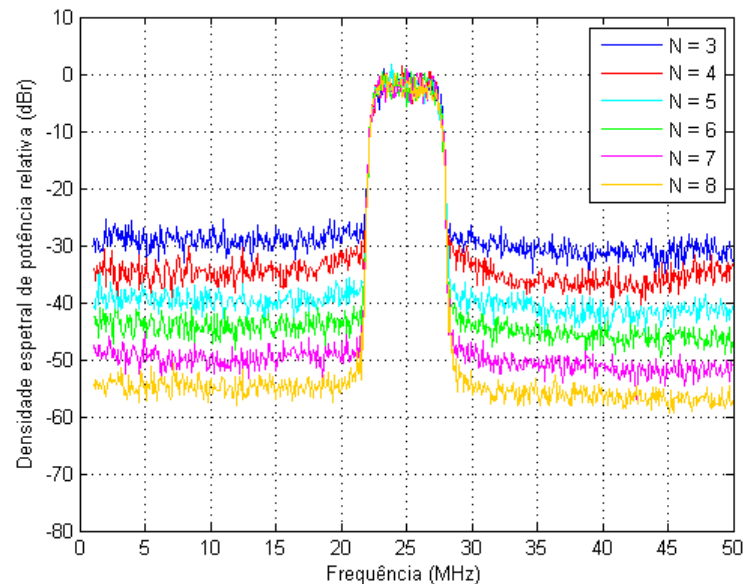


Figura 5.20 - Primeira réplica (25 MHz) para  $f_s = 125$  MHz, sem *jitter*.

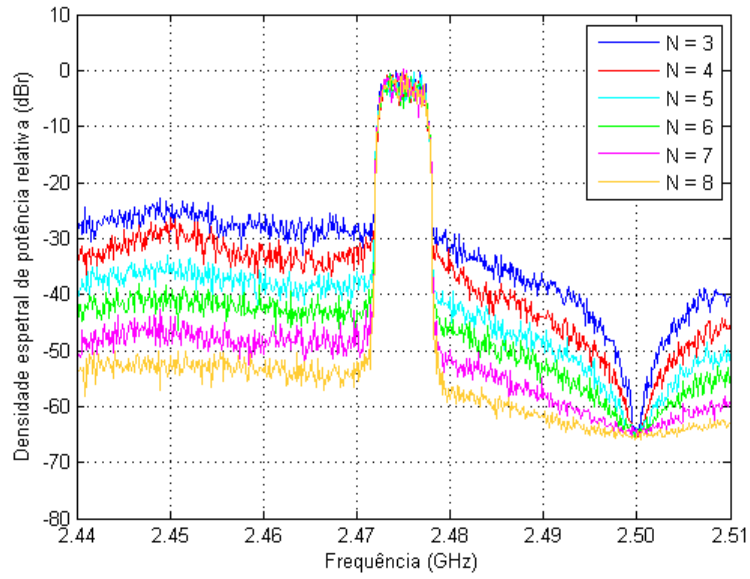


Figura 5.21 - Sinal à frequência  $f_c$  (2.475 GHz) para  $f_s = 125$  MHz, sem jitter.

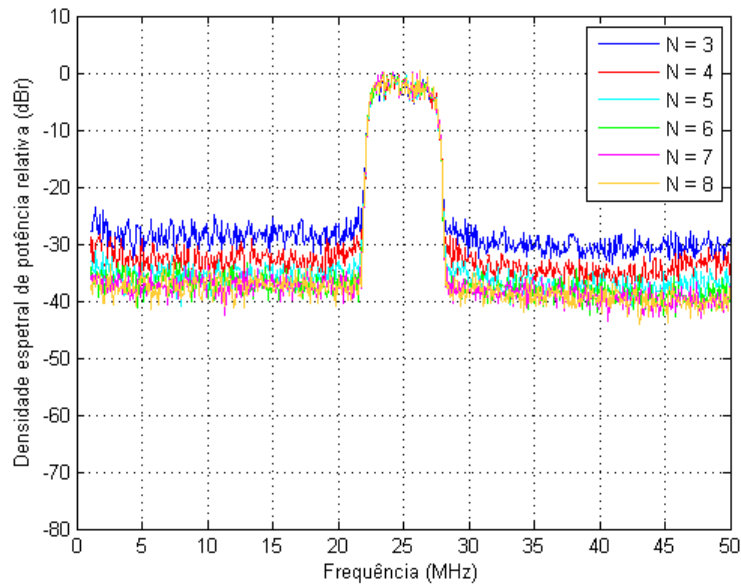


Figura 5.22 - Primeira réplica (25 MHz) para  $f_s = 125$  MHz,  $t_j = 0.8$  ps.

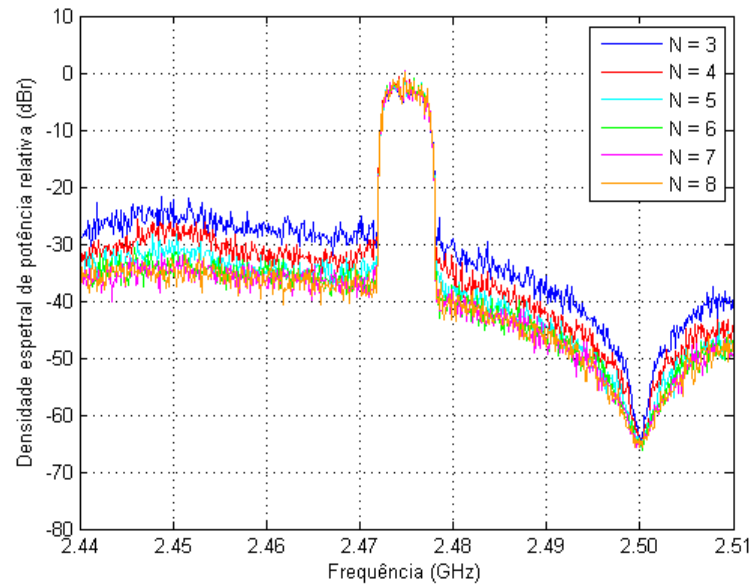


Figura 5.23 - Sinal à frequência  $f_c$  (2.475 GHz) para  $f_s = 125$  MHz,  $t_j = 0.8$  ps.

Como já foi referido anteriormente, a resposta em frequência do DAC tem a forma de um seno cardinal e funciona como um filtro que atenua as altas frequências. Os nulos do seno cardinal situam-se em múltiplos inteiros de  $f_s$ . À medida que a frequência de amostragem aumenta, os nulos do seno cardinal surgem cada vez mais espaçados, ou seja, os lóbulos alargam e tendem a tornar-se mais planos. Assim a atenuação é menor à medida que a frequência de amostragem aumenta. Por outro lado, as réplicas do sinal originadas pelo *subsampling* surgem centradas a frequências diferentes.

O seno cardinal afeta o sinal e o ruído do mesmo fator, o que significa que a relação sinal-ruído é a mesma para todas as réplicas. No entanto, quando o espectro do sinal se encontra perto do nulo originado pelo seno cardinal, ou seja, o sinal cai numa zona onde o seno cardinal não é plano, pode ocorrer distorção do sinal.

Para ilustrar este efeito obteve-se, no MATLAB, a densidade espectral de potência relativa da primeira réplica e do sinal à frequência  $f_c$  para frequências de amostragem de 125 MHz (Figuras 5.24 e 5.25), 250 MHz (Figuras 5.26 e 5.27) e 750 MHz (Figuras 5.28 e 5.29). Nestas figuras encontra-se também a resposta do DAC, para cada uma das frequências.

Na Figura 5.24 verifica-se que a primeira réplica, a 25 MHz, encontra-se numa zona onde o seno cardinal é relativamente plano. Já o sinal à frequência  $f_c$  (Figura 5.25) cai numa zona onde o seno cardinal não é plano, pois encontra-se relativamente perto do nulo originado por este. A mesma análise aplica-se às Figuras 5.26 e 5.27. Para uma frequência de amostragem de 750 MHz (Figuras 5.28 e 5.29) tanto a primeira réplica como o sinal à frequência  $f_c$  encontram-se afastados do nulo do seno cardinal.

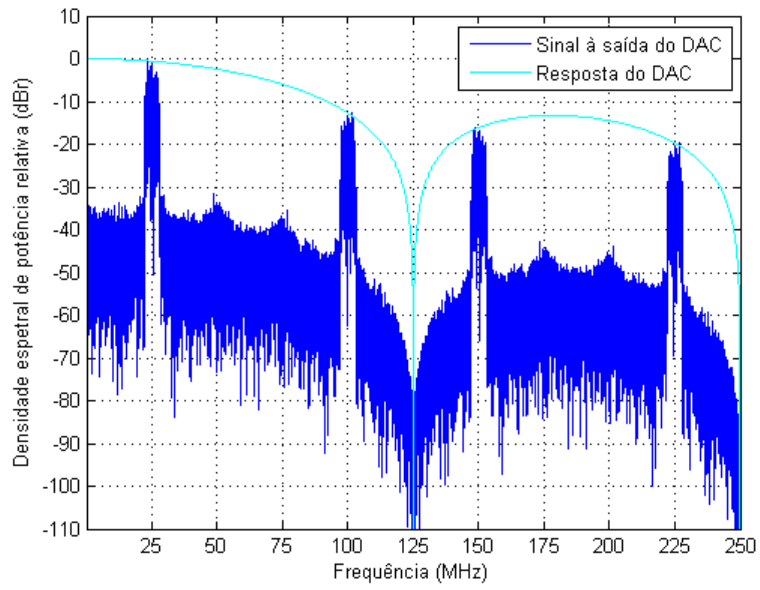


Figura 5.24 - Primeira réplica (25 MHz), para  $f_s = 125$  MHz.

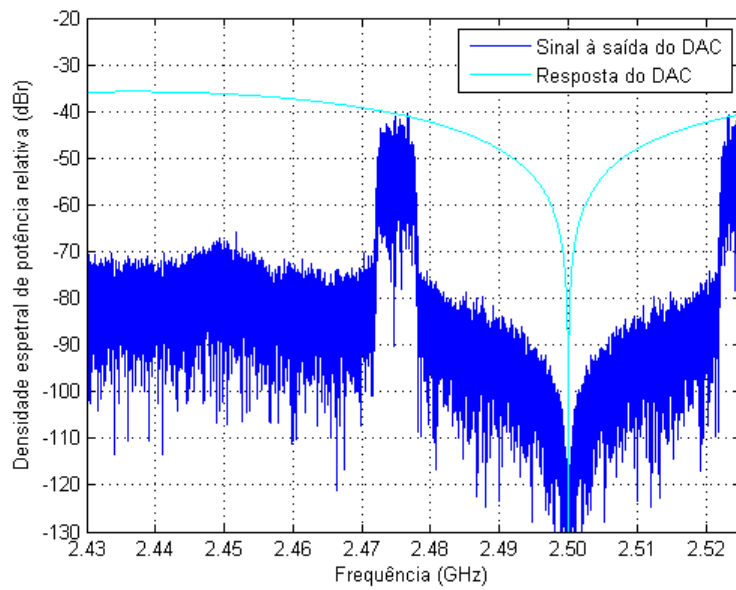


Figura 5.25 - Sinal à frequência  $f_c$  (2.475 GHz), para  $f_s = 125$  MHz.

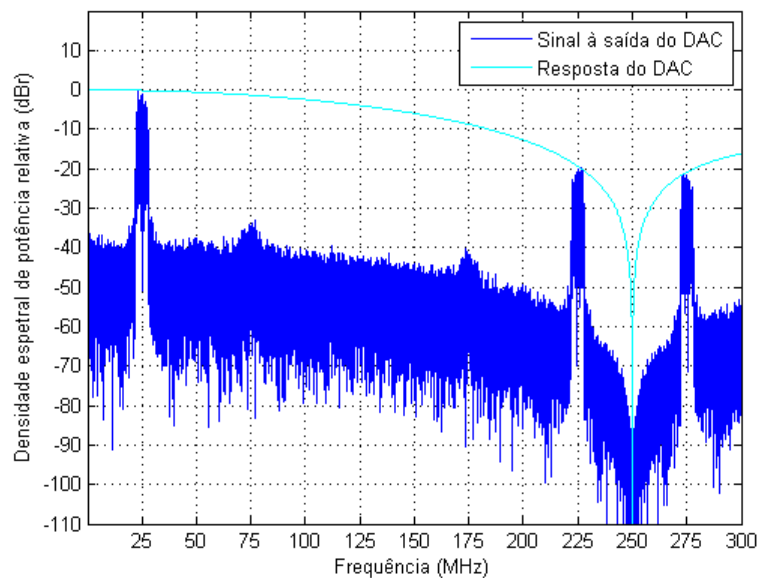


Figura 5.26 - Primeira réplica (25 MHz), para  $f_s = 250$  MHz.

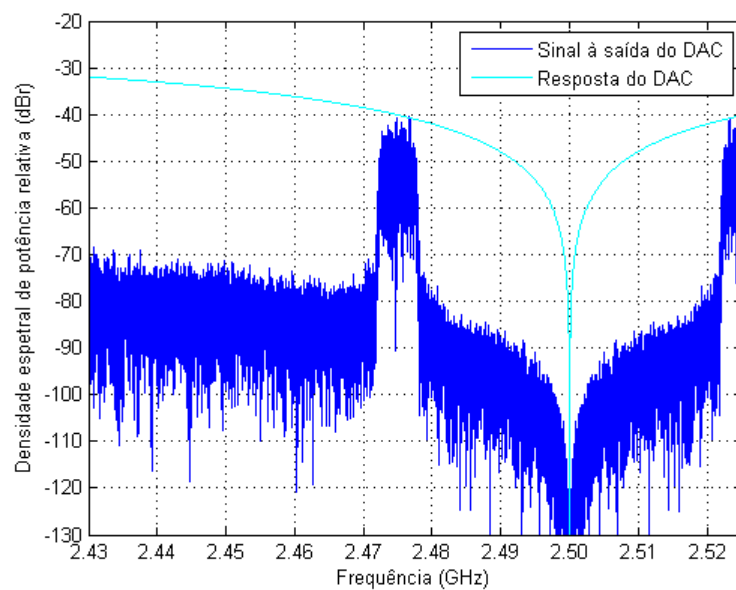


Figura 5.27 - Sinal à frequência  $f_c$  (2.475 GHz), para  $f_s = 250$  MHz.

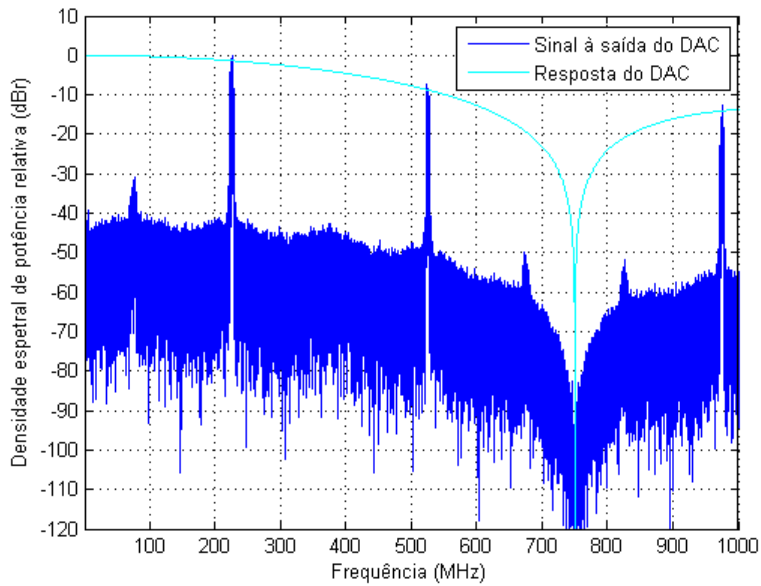


Figura 5.28 - Primeira réplica (225 MHz), para  $f_s = 750$  MHz.

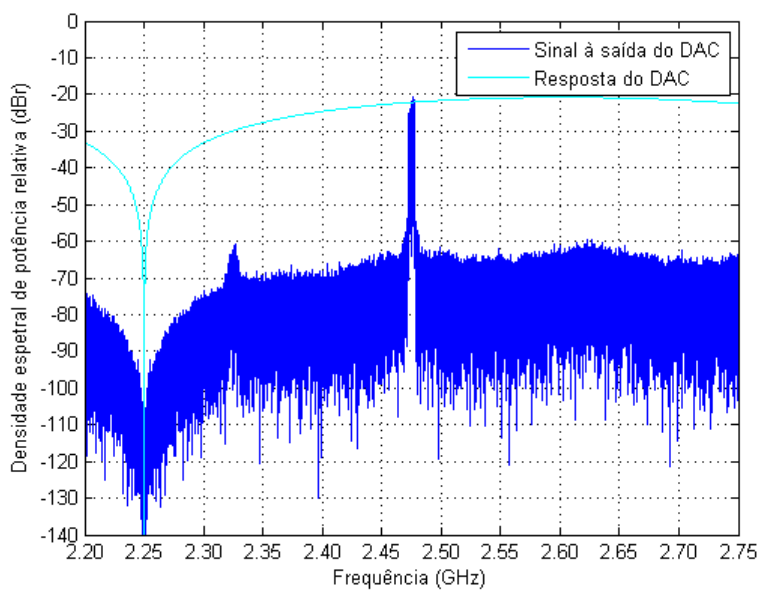


Figura 5.29 - Sinal à frequência  $f_c$  (2.475 GHz), para  $f_s = 750$  MHz.

Recorrendo ao equipamento, analisador de espectros e VSG, obteve-se o MER para diferentes frequências de amostragem, para a primeira e última réplica do sinal, variando o número de bits de quantização e o tempo de *jitter*.

De seguida, apresentam-se as curvas de MER em função do número de bits de quantização obtidas, para frequências de amostragem de 125 MHz (Figura 5.30), 750 MHz (Figura 5.31), 2250 MHz (Figura 5.32) e 4125 MHz (Figura 5.33), para a primeira zona de Nyquist e para o sinal à frequência  $f_c$ . Note-se que a frequência da primeira zona varia com a frequência de amostragem. Os mesmos gráficos apresentam ainda os resultados sem *jitter* e com *jitter* de 0.8 ps.

Para a frequência de amostragem de 125 MHz verifica-se que o MER do sinal à frequência  $f_c$  é inferior ao da primeira réplica. Esta distorção ocorre devido ao efeito do seno cardinal, tal como discutido anteriormente. Para as restantes frequências de amostragem verifica-se que o MER é aproximadamente o mesmo para os dois espectros, o que significa que não ocorre distorção do sinal para essas frequências de amostragem.

Nestes resultados é também visível o impacto do ruído de quantização e do ruído de *jitter*. O ruído de quantização é dominante para um número de bits de quantização baixo, e para um valor elevado de bits o *jitter* limita o MER, tal como esperado.

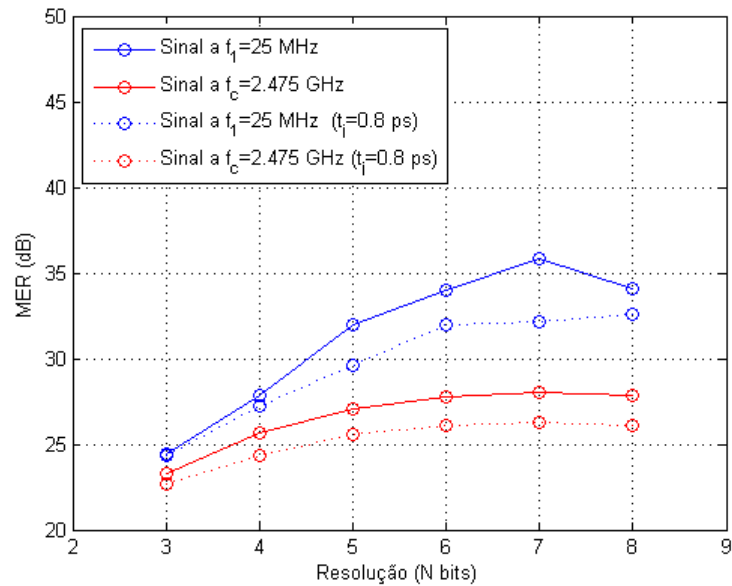


Figura 5.30 - MER em função do número de bits de quantização para  $f_s = 125$  MHz.

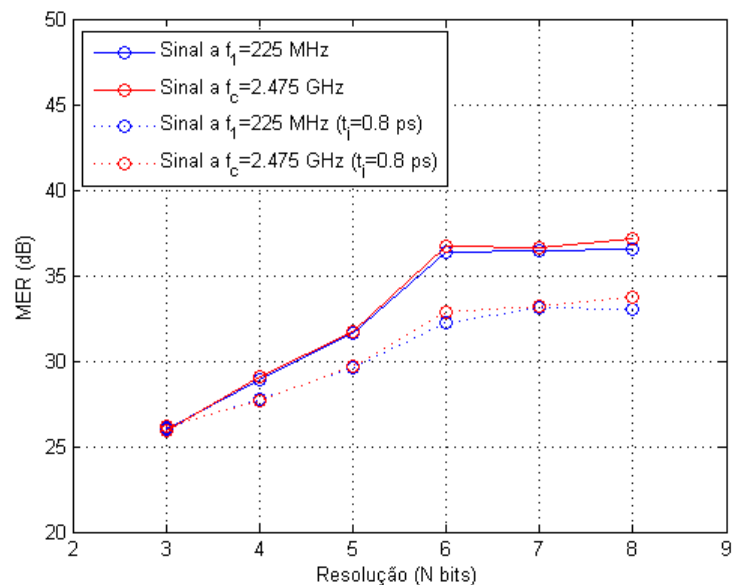


Figura 5.31 - MER em função do número de bits de quantização para  $f_s = 750$  MHz.

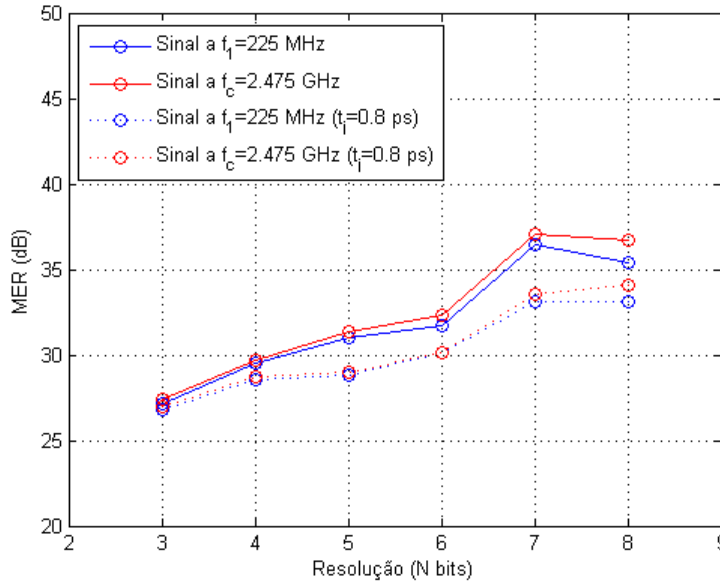


Figura 5.32 - MER em função do número de bits de quantização para  $f_s = 2250$  MHz.

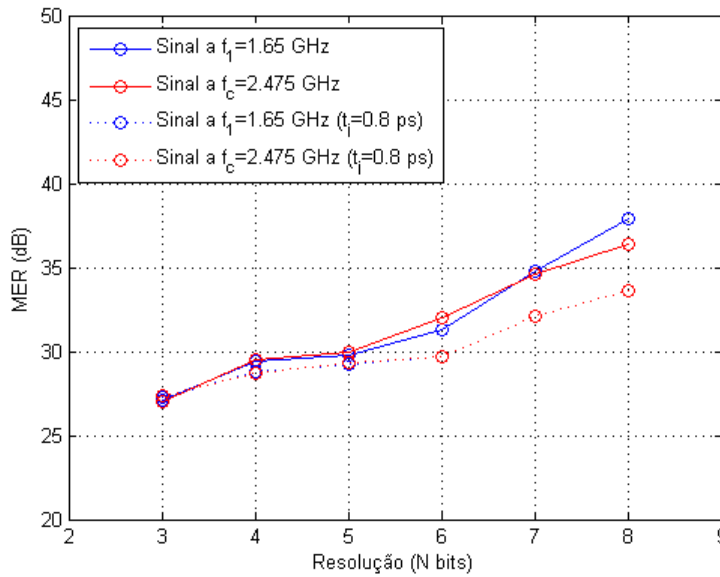


Figura 5.33 - MER em função do número de bits de quantização para  $f_s = 4125$  MHz.

Fixando o número de bits de quantização, obteve-se a curva de MER em função da frequência de amostragem. A Figura 5.34 apresenta este gráfico para  $N = 4$  e a Figura 5.35 para  $N = 7$ , em que ambas apresentam os resultados obtidos para a primeira zona de Nyquist e para o sinal à frequência  $f_c$ , assim como o resultado com e sem *jitter*. Como já referido anteriormente, a frequência da primeira zona de Nyquist varia com a frequência de amostragem.

Os resultados destas figuras mostram que o MER não varia linearmente com a frequência de amostragem e que o MER para a primeira réplica do sinal e para o espectro do sinal à frequência  $f_c$  são diferentes para algumas frequências de amostragem, como já discutido anteriormente. Estas figuras mostram ainda que o caso mais afetado por esta distorção ocorre

para uma frequência de amostragem de 250 MHz, que é o caso já analisado nas figuras 5.26 e 5.27. Nestas figuras é também visível o impacto do ruído de *jitter*, em que o MER obtido é menor nos casos com *jitter*, como era esperado. A diferença entre os resultados da Figura 5.34 e da Figura 5.35 deve-se ao ruído de quantização. O impacto deste ruído é maior para o caso em que o número de bits de quantização é menor, como seria de esperar.

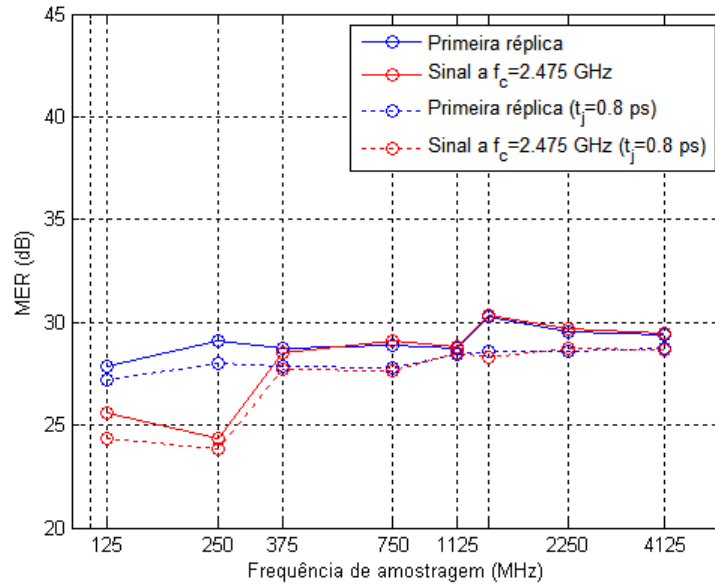


Figura 5.34 - MER em função da frequência de amostragem para  $N = 4$ .

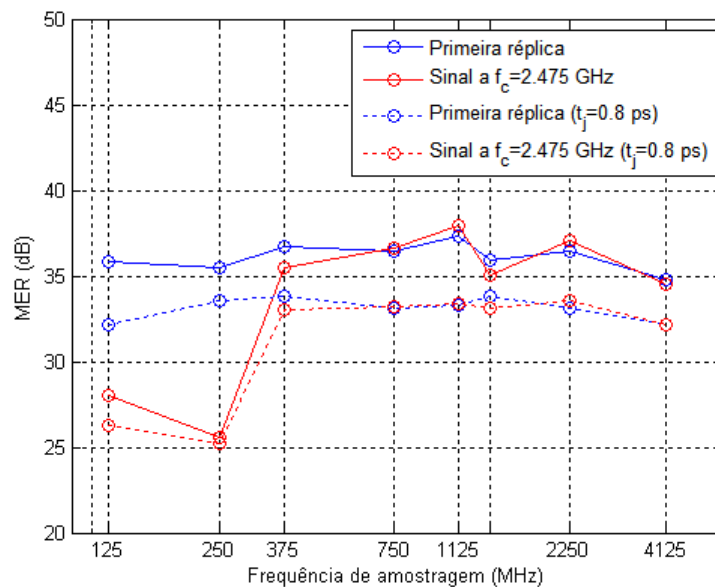


Figura 5.35 - MER em função da frequência de amostragem para  $N = 7$ .

Os gráficos das Figuras 5.36 e 5.37 apresentam as curvas de EVM em função da frequência de amostragem, com e sem *jitter*, que é uma forma equivalente de apresentar os resultados anteriores.

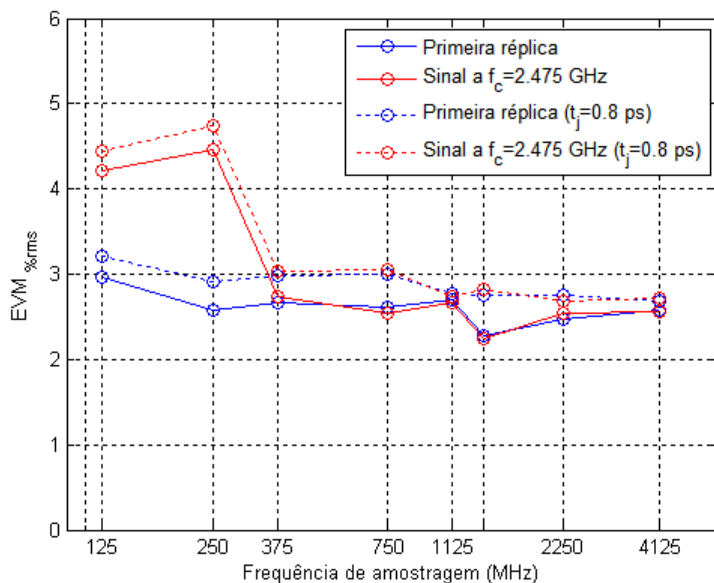


Figura 5.36 - EVM em função da frequência de amostragem para  $N = 4$ .

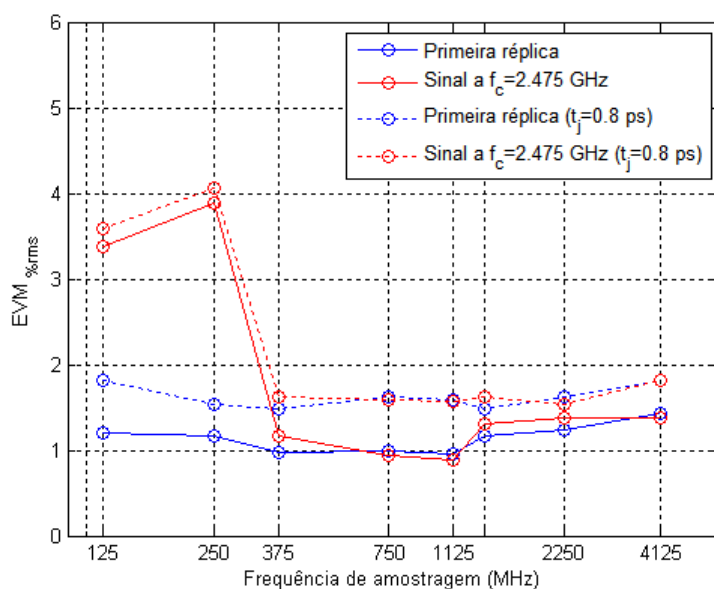


Figura 5.37 - EVM em função da frequência de amostragem para  $N = 7$ .

A distorção originada pela resposta em frequência do DAC aqui observada pode ser eliminada usando técnicas de equalização como as descritas em [13]. Estas técnicas consistem em projetar filtros cuja resposta em frequência é inversa da função seno cardinal.

Como já foi referido anteriormente (secções 2.3 e 2.4), uma das principais vantagens dos sistemas RoF digitais sobre os analógicos está no facto de nos digitais a gama dinâmica ser constante até ao ponto em que o nível do sinal é inferior à sensibilidade do recetor, enquanto que nos analógicos esta diminui linearmente com a distância de transmissão devido à atenuação da fibra ótica.

A gama dinâmica é uma das principais medidas do desempenho de um sistema e é também usada para caracterizar o desempenho da transmissão de sinais de rádio digitalizado sobre fibra. A gama dinâmica sem espúrios (SFDR) é definida pela gama entre o sinal fundamental e o maior espúrio do espetro do sinal. É importante ter uma gama dinâmica elevada de modo a que o sistema consiga operar num gama grande de níveis de potência de entrada [21].

Num sistema analógico a gama dinâmica é dada pela equação seguinte

$$SFDR (dB \cdot Hz^{2/3}) = \frac{2}{3}(IP3 - MDS), \quad (5.9)$$

em que  $IP3$  é o ponto de interceção de terceira ordem e  $MDS$  é o menor sinal detetável. O  $MDS$  é definido 3 dB acima do nível de ruído (equação (5.10)) [21].

$$MDS (dBm/Hz) = N_0 + 3 \text{ dB}. \quad (5.10)$$

De seguida, são apresentados os procedimentos e os resultados obtidos experimentalmente para a gama dinâmica do sistema digital e do sistema analógico.

O procedimento para se obter a SFDR do sistema analógico consistiu em gerar duas sinusoides, usando dois geradores de sinal, com a mesma amplitude e com uma diferença de frequência de 10 MHz ( $f_1 = 2.45$  GHz e  $f_2 = 2.46$  GHz). O sinal resultante da combinação das sinusoides é posteriormente aplicado à ligação ótica (VCSEL, atenuador e recetor ótico), conforme representado na Figura 5.38. No analisador de espetros obteve-se o  $IP3$  dado pelo equipamento e o nível do ruído, variando a atenuação ótica. O ruído medido no equipamento vem dado por uma densidade espectral, ou seja, é a potência do ruído obtida na banda definida pelo RBW do analisador de espetros. A gama dinâmica foi determinada usando as equações (5.9) e (5.10).

Para obter a SFDR do sistema digital foram geradas duas sinusoides em MATLAB, com a mesma amplitude e frequências relativamente próximas, e digitalizadas usando o ADC implementado. Este sinal foi carregado no Serial BERT e recolhido após o *link* ótico, variando a atenuação (Figura 5.39). O sinal foi carregado no MATLAB e convertido de novo num sinal analógico usando o DAC implementado. O sinal obtido à saída do DAC foi carregado no analisador de espetros, onde foi medida a SFDR dada pela diferença entre os níveis do sinal e do ruído.



Figura 5.38 - Diagrama de blocos para a medição experimental da SFDR no caso analógico

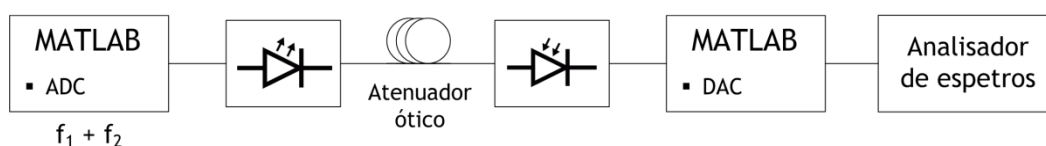


Figura 5.39 - Diagrama de blocos para a medição experimental da SFDR no caso digital

Para determinar a SFDR foi usado um RBW de 5 MHz por limitação do equipamento. Para obter a densidade de ruído em 50 MHz foi adicionado o fator  $10 \log_{10} (50\text{MHz}/5\text{MHz}) = 10$  dB ao valor medido. Assim, a Figura 5.40 apresenta os resultados da medição da gama dinâmica nos casos digital e analógico, dada em unidades de dB, uma vez que a gama dinâmica foi processada considerando uma banda de 50 MHz nos dois casos.

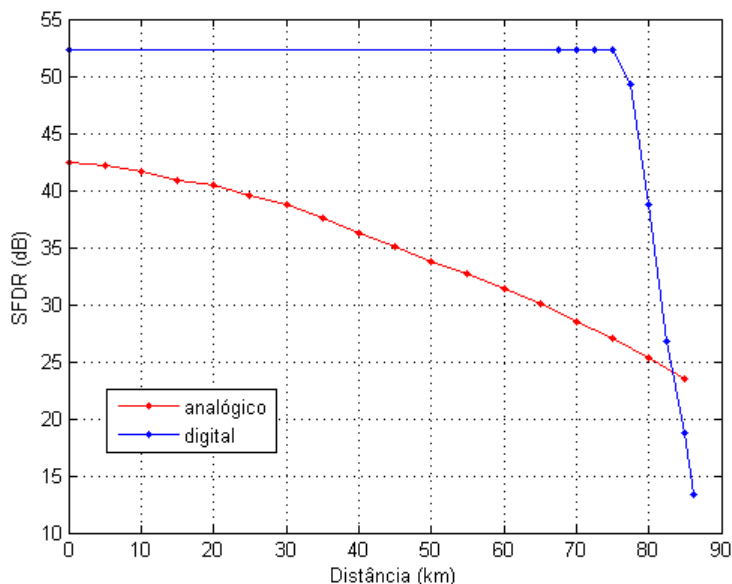


Figura 5.40 - Gama dinâmica do sistema RoF para uma banda de 50 MHz.

Os resultados obtidos mostram que a gama dinâmica do sistema digital é constante ao longo de uma dada distância, como era esperado. A gama dinâmica obtida para o caso digital é de 52.3 dB até uma distância de transmissão de 75 km e a partir desse ponto diminui rapidamente, pois o nível de ruído aumenta e já não é possível transmitir sem erros. Este resultado está de acordo com o da Figura 5.19, em que a partir de uma distância de 80 km o MER diminui rapidamente devido à elevada taxa de erros.

No caso analógico verifica-se que no início da transmissão a gama dinâmica é de 42.4 dB e a partir desse ponto diminui com a distância de transmissão, como era esperado. Verifica-se também que nos primeiros 30 km o declive é ligeiramente menor, uma vez que o ruído de intensidade do laser (RIN) é dominante, e a partir desse ponto a gama dinâmica tem um declive constante, pois o ruído térmico do recetor passa a ser o dominante. Para uma distância de transmissão de 75 km a gama dinâmica do sistema analógico é de 27 dB, que resulta numa diferença de 25 dB em relação ao caso digital. No entanto, a partir de uma distância de 82 km a gama dinâmica do sistema analógico é superior à do digital.

Desta forma verifica-se que o sistema digital apresenta melhor desempenho do que o caso analógico, para distâncias de transmissão até 82 km.

## 5.6. Conclusão

Foi verificado experimentalmente o desempenho do sistema de rádio digitalizado sobre fibra implementado.

Analisando o desempenho deste sistema para um SNR de 20 dB, ou seja, um MER de 22.6 dB, verificou-se que a taxa de erro digital é de  $1.5 \times 10^{-2}$  e que nestas condições a sensibilidade do recetor é de -21.2 dBm, o que corresponde a uma distância de transmissão de cerca de 87 km para uma fibra ótica monomodo padrão.

Para uma taxa de erro de bit digital superior a  $10^{-4}$  o desempenho deste sistema começa a degradar-se rapidamente. Devido à crescente taxa de erro, o MER começa a diminuir rapidamente. Este caso corresponde a uma potência ótica recebida inferior a -20.5 dBm e a uma distância de transmissão superior a 82 km.

Verificou-se que o MER não varia linearmente com a frequência de amostragem e que há uma diferença entre o MER da primeira réplica do sinal e do sinal à frequência  $f_c$  para algumas frequências de amostragem. Esta distorção está relacionada com localização das réplicas do sinal relativamente aos nulos originados pelo seno cardinal. Esta distorção foi verificada uma vez que não foram utilizados filtros para compensar a resposta em frequência típica do DAC.

Foi também verificado que o desempenho do sistema digital é superior ao analógico, através da análise da gama dinâmica determinada experimentalmente para os dois casos.



# Capítulo 6

## Conclusão

### 6.1. Trabalho Desenvolvido

Neste trabalho foi implementado um sistema baseado na técnica de rádio digitalizado sobre fibra, usando amostragem passa banda. Não existindo todo o equipamento para implementar um sistema *standalone* foi necessário recorrer ao ambiente de programação MATLAB para realizar as funções de alguns dispositivos, de forma a poder avaliar o desempenho deste sistema. Assim, foi implementado em MATLAB o gerador e o detetor de sinal RF, e os conversores digital-analógico e analógico-digital, realizando diversas validações para confirmar que as suas funções são realizadas corretamente. Na amostragem passa banda apenas podem ser usadas determinadas janelas de frequências de amostragem para garantir que não ocorre *aliasing*. Uma vez que a função do MATLAB utilizada para realizar o *subsampling* requer que a relação entre a frequência de amostragem atual e a nova seja um número inteiro, o número de frequências de amostragem analisadas foi limitado.

Foi implementado um *setup* experimental em laboratório, em que o *link* ótico é constituído por um VCSEL e um fotodiodo. Uma vez que não existia fibra ótica com diferentes comprimentos para analisar o desempenho do sistema, foi utilizado um atenuador ótico para simular a atenuação da fibra. Variando a atenuação, obteve-se a curva da taxa de erro de bit em função da potência ótica recebida.

Os sinais recebidos foram analisados em MATLAB, para um sinal baseado em WiMAX. Foi observado o impacto da taxa de erro no diagrama de olho e na constelação dos sinais recebidos. Foi determinado o MER e o EVM dos sinais recebidos, fixando a frequência de amostragem e o número de bits de quantização. O desempenho do sistema foi analisado para o caso de uma transmissão em que o SNR aceitável é de 20 dB, que corresponde a um MER de 22.6 dB. Verificou-se que a taxa de erro digital para este caso é de  $1.5 \times 10^{-2}$  e que são necessários -21.2 dBm de potência ótica, o que corresponde a uma distância de transmissão em fibra ótica de cerca de 87 km. Foi ainda verificado que o desempenho deste sistema é estável até uma atenuação de 16 dB, valor a partir do qual a taxa de erro digital começa a aumentar rapidamente e, conseqüentemente, o MER diminui também rapidamente. Assim, para uma taxa de erro de bit digital superior a  $10^{-4}$ , que corresponde a uma potência ótica recebida inferior a -20.5 dBm e a uma distância de transmissão superior a 82 km, o desempenho começa a degradar-se rapidamente.

Recorrendo ao equipamento VSG e ao *software* VSA foi obtido o MER em função do número de bits de quantização, para diferentes frequências de amostragem e foi também introduzindo o efeito do *jitter*. Nesta parte foi também usado um sinal baseado em WiMAX. Desta forma verificou-se o impacto do ruído de quantização e do ruído de *jiiter* na transmissão. Foi também obtido o MER em função da frequência de amostragem e verificou-se que o MER não varia linearmente com a frequência de amostragem. Para além disso, observou-se que o MER obtido para a primeira réplica e para o sinal à frequência  $f_c$  é diferente para algumas frequências de amostragem. Esta distorção é originada pela resposta em frequência típica do conversor digital-analógico em forma de seno cardinal. Dependendo da localização das réplicas do sinal em relação aos nulos originados pelo seno cardinal, ocorre uma distorção que tem impacto no MER. Das frequências de amostragem analisadas, verificou-se que a mais afetada por esta distorção foi a de 250 MHz. Esta distorção pode ser evitada usando filtros para compensar a resposta em frequência típica do DAC.

Finalmente foi determinada experimentalmente a gama dinâmica do sistema digital e do sistema analógico. Os resultados obtidos mostram que no caso digital a gama dinâmica é de 52.3 dB até uma distância de 75 km e a partir desse ponto diminui rapidamente, pois o nível de ruído aumenta devido a erros na transmissão. No caso analógico, no início da transmissão a gama dinâmica é de 42.4 dB e a partir desse ponto diminui linearmente com a distância. Estes resultados permitem verificar que o desempenho do sistema digital é superior ao analógico.

O código desenvolvido em MATLAB encontra-se no Anexo A e permite simular o sistema RoF digital, em *back-to-back* ou num canal com ruído AWGN.

## 6.2. Trabalho Futuro

Existem técnicas de igualização da resposta em frequência do DAC que não foram implementadas neste trabalho devido à limitação de tempo. As técnicas de pré-igualização e pós-igualização consistem em implementar filtros cuja resposta em frequência é a inversa da função seno cardinal, originando uma resposta em frequência que é constante à saída do DAC [13].

Diferentes formatos de modulação do sinal podem trazer melhorias no desempenho da transmissão de sinais em sistemas de rádio digitalizado sobre fibra. Assim, é pertinente o estudo desta técnica usando um formato de modulação diferente, tal como OFDM. Este formato de modulação digital multiportadora apresenta vantagens como eficiência espectral, tolerância à dispersão e maior tolerância a desvanecimento devido a *multipath*. A baixa sensibilidade dos sinais OFDM a erros de sincronização aliada à elevada linearidade da técnica de RoF digital abre a possibilidade de uma solução baseada na transmissão de sinais OFDM sobre DRoF [22].

Outro possível desenvolvimento consiste em avaliar o desempenho do sistema de rádio digitalizado sobre fibra na transmissão simultânea de vários *standards*, tal como WiMAX, Wi-Fi e GSM.

# Anexo A

## Código MATLAB

```
clc; clear all; close all;

% ----- [Definição dos parâmetros] -----
M = 16; % Número de pontos da constelação M-QAM
SymbolRate = 10e6; % Taxa de símbolos
BitRate = SymbolRate*log2(M); % Taxa de bits
fc = 2.475e9; % Frequência da portadora
fs = 10*fc; % Frequência de amostragem do sinal
Ts = 1/SymbolRate; % Período de símbolo
upsamp_factor = fs/SymbolRate; % Fator de upsampling
n_s = 20; % Número de símbolos transmitidos
b = n_s*log2(M); % Número de bits transmitidos
t = 0:1/fs:n_s*Ts-1/fs; % Vetor dos tempos
f = -fs/2:1/(n_s*Ts):fs/2-1/(n_s*Ts); % Vetor das frequências
fs_ADC = 125e6; % Frequência de amostragem do ADC
N = 3; % Número de bits de quantização
tj = 0.2e-12; % Tempo de jitter

% ----- [Gerador do sinal RF] -----

% >>> PRBS
x = randint(1,b,2);

% >>> Modulacao
h = modem.qammod('M', M, 'SymbolOrder', 'Gray', 'InputType', 'Bit');
y = reshape(modulate(h,x'),1,n_s);

% >>> Filtro RRC
nsym = 6; % Ordem do filtro em simbolos
rolloff = 0.25;
sqrtRRCspec = fdesign.pulseshaping(round(upsamp_factor),...
    'Square Root Raised Cosine', 'Nsym,beta', ...
    nsym, rolloff); % Especificação do filtro
sqrtRRCflt = design(sqrtRRCspec); % Cria o filtro
normfact = max(sqrtRRCflt.Numerator);
RRCDelay = nsym*round(upsamp_factor/2);
y_up = upsample(y, round(upsamp_factor));
ybb_aux = upsamp_factor*filter(sqrtRRCflt, [y_up
zeros(1,round(RRCDelay(1)))]);
```

```

ybb = ybb_aux(round(RRCDelay(1))+1:end); % Sinal banda base

% >>> Upconvert (multiplicação pela portadora)
ypb = sqrt(2)*(real(ybb).*cos(2*pi*fc*t)+imag(ybb).*sin(2*pi*fc*t)); %
Sinal passa banda

% ----- [ADC] -----

% >>> Amostragem
n = fs/fs_ADC;
y_s = downsample(ypb,n);

% >>> Jitter
Nt = 4*pi^2*fc^2*tj^2*(2/3)*(M-1);
Nt_dB = 10*log10(Nt);
R = wgn(1,length(y_s),Nt_dB);
y_jitter = y_s + R;

% >>> Quantização
L = 2^N; % Número de níveis
delta = 2/L; % Degrau

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

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

% >>> Codificação
index_bin = dec2bin(index,N);
y_ADC = zeros(1,length(index_bin)*N);
for i=1:length(index_bin)
    for j=1:N
        y_ADC((i-1)*N+j) = sscanf(index_bin(i,j), '%f');
    end
end

% ----- [Canal] -----

% >>> Canal com ruído AWGN
% EbN0 = 11;
% snr = EbN0+10*log10(log2(M))-10*log10(0.5*upsamp_factor);
% y_ADC = awgn(y_ADC,snr,'measured');

% ----- [DAC] -----

% >>> Descodificação
y_mat = vec2mat(y_ADC,N);
[a,c]=size(y_mat);
y_desc=zeros(1,a);
for i=1:a
    y_desc(i)=bin2dec(num2str(y_mat(i,:)));
end
y_DAC = upsample(y_desc,fs/fs_ADC);

% >>> Seno cardinal
seno_cardinal = (sinc(f./fs_ADC));

```

```

y_freq = fftshift(fft(y_DAC)); % Nas frequências
y_aux = y_freq.*abs(seno_cardinal); % Multiplica nas frequências
y_sen = real(ifft(ifftshift(y_aux))); % Nos tempos

% ----- [Detetor do sinal RF] -----

% >>> Downconvert (multiplicar pela portadora)
y_downconv = y_sen.*cos(2*pi*fc*t) + 1i.*y_sen.*sin(2*pi*fc*t); %
Sinal banda base

% >>> LPF
LPF_spec = fdesign.lowpass('N,F3dB,Ap,Ast', 5, 0.02*fc/fs, 1, 70);
LPF_obj = design(LPF_spec, 'ellip');
LPF_grpdelay = grpdelay(LPF_obj);
y_LPF_aux = filter(LPF_obj, [y_downconv
zeros(1,round(LPF_grpdelay(1)))]);
y_LPF = y_LPF_aux(round(LPF_grpdelay(1))+1:end);

% >>> Filtro RRC
sqrtRRCflt = design(sqrtRRCspec);
sqrtRRCflt.Numerator = sqrtRRCflt.Numerator * normfact;
y_RRC_aux = filter(sqrtRRCflt, [y_LPF zeros(1,round(RRCDelay(1)))]);
y_RRC = y_RRC_aux(round(RRCDelay(1))+1:end); % Remove atraso inicial
y_symb = y_RRC(1:upsamp_factor:end);
y_symb = (y_symb./max(abs(y_symb)))*(sqrt(M)-1)*sqrt(2);

% >>> Desmodulacao
g = modem.qamdemod(h, 'OutputType', 'Bit');
z = demodulate(g, y_symb);
z1 = reshape(z, 1, b);

% Taxa de erro de bit
[num, rt] = biterr(x(2*log2(M)+1:end-log2(M)), z1(2*log2(M)+1:end-
log2(M)));
fprintf('Bits errados = %d\n', num);
fprintf('BER = %6.4g\n', rt);

```



## Referências

- [1] Abdollahi, S.R., et al. *Digital Radio over Fibre for Future Broadband Wireless Access Network Solution*. in *Wireless and Mobile Communications (ICWMC), 2010 6th International Conference on*. 2010.
- [2] Nirmalathas, A., et al., *Digitized RF transmission over fiber*. *Microwave Magazine, IEEE*, 2009. **10**(4): p. 75-81.
- [3] Gamage, P.A., et al., *Design and Analysis of Digitized RF-Over-Fiber Links*. *Lightwave Technology, Journal of*, 2009. **27**(12): p. 2052-2061.
- [4] Yizhuo, Y., C. Lim, and A. Nirmalathas. *Comparison of energy consumption of integrated optical-wireless access networks*. in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*. 2011.
- [5] Ng'oma, A., *Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems*, 2005, Eindhoven, Netherlands: Technische Universiteit Eindhoven. 158.
- [6] Abdollahi, S.R., et al. *An All-photonic Digital Radio over Fiber architecture*. in *Communication Technologies Workshop (Swe-CTW), 2011 IEEE Swedish*. 2011.
- [7] Salgado, H.M., *Apontamentos da Unidade Curricular Comunicações Óticas*, 2011: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.
- [8] Yang, Y., C. Lim, and A. Nirmalathas. *DRoF incorporating multi-level modulation for radio-over-fiber*. in *Microwave Photonics, 2011 International Topical Meeting on & Microwave Photonics Conference, 2011 Asia-Pacific, MWP/APMP*. 2011.
- [9] Ngai, W. and N. Tung-Sang. *An efficient algorithm for downconverting multiple bandpass signals using bandpass sampling*. in *Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on*. 2001.
- [10] Sankar, K. *Symbol Error rate for QAM (16, 64, 256,..., M-QAM)*. 2012. Disponível em <http://eetimes.com/design/signal-processing-dsp/4017648/Symbol-error-rate-for-M-QAM-modulation>. Acesso em 11 junho 2012.
- [11] Haykin, S., *Communication systems*, 2001: Wiley.
- [12] Fowler, P.M. *Bandpass Sampling*. Disponível em [http://www.ws.binghamton.edu/fowler/fowler%20personal%20page/EE521\\_files/II-2%20BP%20Sampling\\_2007.pdf](http://www.ws.binghamton.edu/fowler/fowler%20personal%20page/EE521_files/II-2%20BP%20Sampling_2007.pdf). Acesso em 15 junho 2012.

- [13] Maxim. *Equalizing Techniques Flatten DAC Frequency Response*. Application Note 3853, 2006. Disponível em <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3853.pdf>. Acesso em 11 junho 2012.
- [14] Azeredo-Leme, C., *Clock Jitter Effects on Sampling: A Tutorial*. Circuits and Systems Magazine, IEEE, 2011. 11(3): p. 26-37.
- [15] Sankar, K. *ADC SNR with clock jitter and quantization noise*. 2012. Disponível em <http://www.dsplog.com/2012/02/22/adc-snr-clock-jitter-quantization-noise/>. Acesso em 11 junho 2012.
- [16] Smith, P. *Little Known Characteristics of Phase Noise*. Application Note AN-741, 2004. Disponível em [http://www.analog.com/static/imported-files/application\\_notes/589324855748812403694448557703434217045254275316215330254506699244016AN741\\_0.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/589324855748812403694448557703434217045254275316215330254506699244016AN741_0.pdf). Acesso em 11 junho 2012.
- [17] Yi-Ran, S. and S. Signell. *Effects of noise and jitter on algorithms for bandpass sampling in radio receivers*. in *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*. 2004.
- [18] Moreira, S.A., *Apontamentos da Unidade Curricular Fundamentos de Telecomunicações I*. 2010.
- [19] 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](http://www.cisco.com/en/US/prod/collateral/video/ps8806/ps5684/ps2209/prod_white_paper0900aecd805738f5.html). Acesso em 11 junho 2012.
- [20] Agrawal, G.P., *Fiber-optic communication systems*. Wiley series in microwave and optical engineering. Vol. 3rd ed. 2002, New York: John Wiley & Sons. XVII, 546 p.-XVII, 546 p.
- [21] Chang, K., *Rf and Microwave Wireless Systems*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering 2000: John Wiley.
- [22] Yang, Y., C. Lim, and A. Nirmalathas. *Digitized RF-over-fiber technique as an efficient solution for wideband wireless OFDM delivery*. in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*. 2012.