

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Análise do Desempenho de Sistemas Rádio-Fibra Usando Sinais OFDM e SC-FDMA

Rúben Emanuel Martins Neto



Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Dr. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Co-orientador: Dr. Luís Manuel de Sousa Pessoa

24 de Julho de 2014

A Dissertação intitulada

“Análise do Desempenho de Sistemas Rádio-Fibra Usando Sinais OFDM e SC-FDMA”

foi aprovada em provas realizadas em 17-07-2014

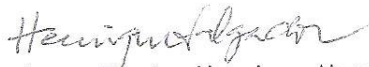
o júri



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



Professor Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro
Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e
Informática do Universidade de Aveiro



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

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 - Ruben Emanuel Martins Neto

Resumo

A distorção de intermodulação, IMI (*Intermodulation Interference*), sofrida pelos sinais RF (*Radio Frequency*) analógicos devida à não-linearidade dos vários componentes do sistema RoF (*Radio-over-Fiber*) como os amplificadores de micro-ondas e conversores electro-óticos é especialmente nociva para sinais multi-portadora, como é caso da modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) utilizada no *downlink* do standard 4G LTE (*Long Term Evolution*).

Para contornar este efeito, o standard 4G LTE propõe uma modulação mono-portadora baseada na modulação OFDM e referida como SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*). Como o SC-FDMA possui um débito e uma complexidade idênticos à modulação OFDM, assim como um PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) baixo, previne a IMI excessiva.

O presente trabalho apresenta um estudo experimental e de simulação, da transmissão de sinais OFDM e SC-FDMA ao longo de uma ligação em fibra ótica (RoF), concluindo o estudo com a avaliação do desempenho do sistema. A geração e desmodulação dos sinais OFDM e SC-FDMA foi implementada em Matlab, enquanto que a ligação ótica, constituída por um VCSEL, foi testada por simulação e experimentalmente. O desempenho do sistema para os dois tipos de sinais foi avaliado usando parâmetros como o PAPR e o SNR (*Signal-to-Noise Ratio*).

Palavras-chave: 4G, LTE, RoF, IMI, OFDM, SC-FDMA, MATLAB

Abstract

The intermodulation distortion, IMI (Intermodulation Interference), suffered by RF (Radio Frequency) signals due to the nonlinear components of RoF systems (Radio-over-Fiber), such as microwave amplifiers and electro-optical converters, is an especially harmful interference with respect to multicarrier signals. As an example, we have OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals used in the downlink standard of 4G LTE (Long Term Evolution) communication systems.

To circumvent this effect, the 4G LTE standard proposes a single carrier modulation based on OFDM and referred to as SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Because SC-FDMA has a throughput and complexity similar to those of OFDM as well as a low PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) it prevents excessive IMI.

This work presents an experimental and simulation study regarding the transmission of OFDM and SC-FDMA signals over optical fiber (RoF), including the evaluation of system performance. The generation and demodulation of OFDM and SC-FDMA signals was implemented in Matlab, while the optical link comprising a VCSEL, was tested by simulation and experimentally. The system performance for both types of signals was evaluated using parameters such as the PAPR and the SNR (Signal-to-Noise Ratio).

Keywords: 4G, LTE, RoF, IMI, OFDM, SC-FDMA, MATLAB

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Henrique Salgado pela orientação e disponibilidade demonstrada para a resolução dos problemas encontrados. Ao Dr. João Oliveira pelo acompanhamento no início do trabalho, ajudando a esclarecer as dúvidas iniciais. Agradeço também ao Dr. Luís Pessoa pela ajuda prestada na parte intermédia e final da dissertação, nomeadamente, na implementação experimental no laboratório do INESC-TEC e na validação dos resultados obtidos.

Agradeço também ao Mário Pereira pelo apoio e pela partilha de conhecimento.

Ao INESC Porto, pela oportunidade dada ao disponibilizar as condições necessárias para a realização de todo o trabalho ao longo deste semestre.

À minha família, pelo apoio e compreensão demonstrados durante todo o meu percurso académico.

Rúben Emanuel Martins Neto

“The science of today is the technology of tomorrow.”

Edward Teller

Conteúdo

Abreviaturas	xiv
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Motivação	3
1.4 Estrutura do documento	3
1.5 Contribuições	4
2 Sinais OFDM e SC-FDMA	5
2.1 Introdução	5
2.2 <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	5
2.2.1 Introdução	5
2.2.2 Modulação OFDM	6
2.2.3 Sincronização	11
2.2.4 Estimação do canal	13
2.2.5 Desmodulação OFDM	15
2.3 <i>Single Carrier - Frequency Division Multiple Access</i>	17
2.3.1 Introdução	17
2.3.2 Modulação SC-FDMA	17
2.3.3 Método de sincronização	21
2.3.4 Desmodulação SC-FDMA	22
2.4 Avaliação do desempenho	23
2.4.1 Introdução	23
2.4.2 BER	23
2.4.3 EVM	24
2.4.4 SNR	25
2.4.5 Probabilidade de erro	25
2.4.6 PAPR	26
2.4.7 Capacidade	28
2.5 Sumário	28
3 Sistema Rádio-Fibra	29
3.1 Introdução	29
3.2 <i>Radio-over-Fiber</i>	29
3.3 Laser semiconductor	30
3.3.1 Modo de operação	30
3.3.2 VCSEL 1550 nm	34

3.4	Sumário	37
4	Implementação em MATLAB	39
4.1	Introdução	39
4.2	OFDM	39
4.2.1	Transmissor OFDM	39
4.2.2	Recetor OFDM	42
4.3	SC-FDMA	44
4.3.1	Transmissor SC-FDMA	44
4.3.2	Recetor SC-FDMA	47
4.4	PAPR	49
4.5	RoF	51
4.5.1	Arquitetura	51
4.5.2	Resultados	52
4.6	Sumário	60
5	Implementação experimental	61
5.1	Introdução	61
5.2	Arquitetura	61
5.2.1	Laser	62
5.2.2	Atenuador ótico	63
5.2.3	Recetor ótico	63
5.3	Validação dos resultados	64
5.3.1	OFDM	65
5.3.2	SC-FDMA	66
5.4	Sumário	66
6	Conclusões e Trabalho Futuro	67
6.1	Trabalho desenvolvido	67
6.2	Trabalho Futuro	68
	Referências	69

Lista de Figuras

2.1	Transmissor <i>Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)</i> em banda-base.	6
2.2	Espectro do sinal <i>OFDM</i> [1].	7
2.3	Adição do prefixo cíclico ou <i>Cyclic Prefix (CP)</i> .	9
2.4	A. Subportadoras transmitidas, B. Subportadoras recebidas, C. Subportadoras transmitidas com <i>CP</i> e D. Subportadoras recebidas com <i>CP</i> .	10
2.5	Métrica temporal usando o método de Park para um sinal <i>OFDM</i> com 10 símbolos e 124 subportadoras.	13
2.6	Dois tipos de distribuição das piloto para estimação do canal com um sinal <i>OFDM</i> .	14
2.7	Recetor <i>OFDM</i> em banda-base.	16
2.8	Transmissor <i>Single Carrier - Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA)</i> .	17
2.9	Mapeamento entrelaçado.	18
2.10	Mapeamento localizado.	20
2.11	Recetor <i>SC-FDMA</i> .	22
2.12	Definição do EVM.	24
3.1	Arquitetura genérica de uma rede RoF.	30
3.2	A: Absorção de um fóton; B: Emissão espontânea; C: Emissão estimulada.	31
3.3	Potência óptica emitida em função da corrente de polarização do laser.	32
3.4	Circuito equivalente dos elementos parasitas do laser.	35
3.5	Resposta em frequência normalizada do circuito parasita.	36
3.6	Resposta em frequência normalizada do laser intrínseco do VCSEL 1550 nm.	37
3.7	Resposta em frequência simulada do VCSEL 1550 nm.	37
4.1	Transmissor <i>OFDM</i> .	39
4.2	Constelações no transmissor depois da inserção da sequência de treino.	40
4.3	Módulo do filtro passa-baixo ideal utilizado.	41
4.4	Espectros do sinal <i>OFDM</i> antes e depois do <i>upconvert</i> .	41
4.5	Sinal <i>OFDM</i> transmitido no domínio dos tempos.	41
4.6	Recetor <i>OFDM</i> .	42
4.7	Espectros dos sinais <i>OFDM</i> antes e depois do <i>downconvert</i> .	42
4.8	Constelações 16- <i>Quadrature Amplitude Modulation (QAM)</i> transmitida (a vermelho) e recebida para diferentes bits de quantização (a azul).	43
4.9	Sincronização no recetor <i>OFDM</i> .	43
4.10	Transmissor <i>SC-FDMA</i> .	44
4.11	Constelação 16-QAM enviada.	45
4.12	Espectros do sinal <i>SC-FDMA</i> com diferentes mapeamentos das subportadoras.	46
4.13	Sinal <i>SC-FDMA</i> transmitido.	46
4.14	Recetor <i>SC-FDMA</i> .	47

4.15	Sincronização no recetor SC-FDMA	48
4.16	Impacto da sincronização temporal nas constelações 16-QAM recebidas.	48
4.17	<i>Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)</i> do sinal OFDM transmitido.	49
4.18	<i>CCDF</i> do sinal <i>Interleaved Frequency Division Multiple Access (IFDMA)</i> transmitido.	50
4.19	Comparação da <i>CCDF</i> para os sinais OFDM e SC-FDMA com $M = N = 128$ subportadoras para diferentes formatos de modulação.	51
4.20	<i>Link Radio over fiber (RoF)</i> simulado.	51
4.21	Modelo <i>Simulink</i> usado.	51
4.22	Curva característica simulada do <i>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL)</i> 1550 nm.	52
4.23	Espetros do sinal OFDM depois de passar pelo laser.	53
4.24	<i>Sinal to Noise Ratio (SNR)</i> da constelação OFDM recebida em função do índice de modulação.	55
4.25	Ruído medido devido ao laser e ao recetor ótico.	56
4.26	<i>SNR</i> da constelação OFDM recebida em função da potência <i>Radio Frequency (RF)</i> , tendo em conta os valores de <i>Relative Intensity Noise (RIN)</i> medidos experimentalmente.	57
4.27	Constelações 16-QAM recebidas para $I_o = 4\text{mA}$	57
4.28	<i>SNR</i> da constelação SC-FDMA recebida em função do índice de modulação.	58
4.29	<i>SNR</i> da constelação SC-FDMA recebida em função da potência <i>RF</i>	59
4.30	Comparação do <i>SNR</i> da constelação OFDM e SC-FDMA recebida em função do Índice de modulação ótico.	60
4.31	Comparação do <i>SNR</i> das constelações OFDM e SC-FDMA recebidas em função da potência <i>RF</i> , onde o ruído adicionado de acordo com a Tabela 4.2.	60
5.1	<i>Link RoF</i> experimental	61
5.2	Curvas características simulada e medida do VCSEL 1550 nm	62
5.3	Funções de transferência simulada e experimental do VCSEL 1550 nm	62
5.4	Funções de transferência normalizadas simulada e experimental do VCSEL 1550 nm	63
5.5	Resposta em frequência do fotodíodo	64
5.6	Interface do gerador de sinal	64
5.7	Sinal SC-FDMA adquirido diretamente do osciloscópio	65
5.8	Curvas <i>SNR</i> vs potência <i>RF</i> simulada e experimental para o sinal OFDM	65
5.9	Curvas <i>SNR</i> vs potência <i>RF</i> simulada e experimental para o sinal SC-FDMA	66
6.1	Comparação do <i>SNR</i> das constelações OFDM e SC-FDMA recebidas em função da potência <i>RF</i>	68

Lista de Tabelas

1.1	Comparação entre redes de telecomunicações [2]	2
3.1	Parâmetros intrínsecos do laser	32
3.2	Parâmetros intrínsecos do VCSEL 1550 nm [3]	34
3.3	Parâmetros parasitas do circuito equivalente [3]	35
4.1	Parâmetros do sinal OFDM .	53
4.2	Densidade de potência do ruído medida	56
4.3	Parâmetros do sinal SC-FDMA	58

Lista de Abreviaturas

- 3GPP** *3rd Generation Partnership Project.* 2
- AC** *Alternating Current.* 35
- ADC** *Analogic Digital Converter.* 42, 49
- BER** *Bit Error Rate.* 23, 24
- BPSK** *Binary Phase Shift Keying.* 17
- BS** *Base Station.* 29, 30
- CCDF** *Complementary Cumulative Distribution Function.* xii, 28, 49–51, 67
- CDF** *Cumulative Distribution Function.* 27
- CDMA** *Code Division Multiple Access.* 2
- CP** *Cyclic Prefix.* xi, 6, 8–10, 20, 22
- CS** *Central Station.* 29, 30
- DA** *Data Aided.* 14
- DD** *Dicision Directed.* 14
- DFT** *Discrete Fourier Transform.* 5, 9, 16, 17, 21, 22, 24
- E/O** *Electro-Optic.* 3, 29, 30
- EVM** *Error Vector Magniture.* 23, 24, 67
- FDM** *Frequency Division Multiplex.* 5
- FEC** *Foward Error Correction.* 1
- FEUP** *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.* 1
- FFT** *Fast Fourier Transform.* 44, 45, 47, 49, 53
- FIR** *Finite Impulse Response.* 15
- FP** *Fabry-Perot.* 34

- GSM** *Global System for Mobile Communications.* 1
- HSDPA** *High Speed Downlink Packet Access.* 2
- HSPA** *Evolved High Speed Packet Access.* 2
- HSPA+** *Evolved High Speed Packet Access.* 2
- HSUPA** *High Speed Uplink Packet Access.* 2
- IBI** *Inter-Block Interference.* 20
- ICI** *Interchannel Interference.* 9, 53
- IDFT** *Inverse Discrete Fourier Transform.* 5, 6, 8, 17–20, 23, 24
- IDFT** *Inverse Fast Fourier Transform.* 8, 12, 40, 47, 49, 50
- IFDMA** *Interleaved Frequency Division Multiple Access.* xii, 18, 19, 45, 50
- IM-DD** *Intensity Modulation with Direct Detection.* 29
- IMP** *Intermodulation Products.* 52
- INESC** *Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores.* 1
- ISI** *Intersymbol Interference.* 9, 23
- LASER** *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation.* 30
- LFDMA** *Localized Frequency Division Multiple Access.* 19, 20, 45, 50
- LS** *Least Squares.* 14, 15
- LTE** *Long Term Evolution.* 2, 3, 21, 29, 68
- LTI** *Linear Time Invariant.* 15
- MATLAB** *Matrix Laboratory.* 3, 15, 28, 39, 40, 60, 64, 65, 67
- MIEEC** *Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.* 1
- MIMO** *Multiple Input Multiple Output.* 2, 29
- MMSE** *Minimum Mean Square Error.* 14, 23
- O/E** *Opto-Electronics.* 29, 30
- OFDM** *Orthogonal Frequency Division Multiplex.* xi–xiii, 2–18, 20, 21, 24, 27, 28, 39–47, 49–60, 64, 66–68
- OFDMA** *Orthogonal Frequency Division Multiple Access.* 2, 17, 28, 68
- PAPR** *Peak to Average Power Ratio.* 3, 4, 14, 23, 26–28, 39, 40, 45, 49, 50, 60, 67
- PDF** *Power Density Function.* 27

- PN** *Pseudorandom noise.* 12, 21, 40, 45
- PSK** *Phase Shift Keying.* 25
- QAM** *Quadrature Amplitude Modulation.* xi, xii, 17, 24–27, 43–45, 48, 50, 54, 56, 57
- QPSK** *Quadrature Phase Shift Keying.* 17, 44, 50
- RBS** *Remote Base Station.* 29
- RF** *Radio Frequency.* xii, 1, 29, 55–57, 59, 60, 65–67
- RIN** *Relative Intensity Noise.* xii, 31, 34, 54, 55, 57
- RoF** *Radio over fiber.* xii, 3, 4, 23, 29, 30, 39, 51, 60, 67
- RRC** *Root-Raised Cossine.* 27
- RU** *Remote Unit.* 29
- SC** *Single Carrier.* 5, 6, 9, 27
- SC-FDMA** *Single Carrier - Frequency Division Multiple Access.* xi–xiii, 2–5, 17, 18, 21–24, 27, 28, 39, 44–51, 58–60, 64, 66–68
- SNR** *Sinal to Noise Ratio.* xii, 4, 23–25, 42, 54–56, 59, 60, 65–67
- UMTS** *Universal Mobile Telecommunication System.* 1, 2
- VCSEL** *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser .* xii, 3, 29, 34, 37, 51, 52, 54, 55, 58, 59, 61–63, 65, 67
- W-CDMA** *Wide-Band Code-Division Multiple Access.* 1, 2
- WiMAX** *World-wide Interoperability for Microwave Access.* 2
- ZC** *Zadoff-Chu.* 21, 22, 45–47
- ZF** *Zero Forcing.* 16, 23, 44, 49

Lista de Símbolos

α	Atenuação
α_s	Perda devida ao efeito de absorção ou perdas do material
β	Fator de emissão espontânea do laser
Δf	Espaçamento entre subportadoras OFDM
δf	Desvio em frequência
δ	Coefficiente de amortecimento da resposta em frequência do laser para pequenos sinais
η_d	Eficiência quântica diferencial do laser
η_i	Rendimento da injeção de portadores
Γ	Fator de confinamento ótico do laser
γ_n	Desfasamento
ω_0	Frequência de oscilação da resposta em frequência do laser para pequenos sinais
ω_d	Frequência de amortecimento da resposta em frequência do laser para pequenos sinais
ϕ	Desvio em fase
σ	Desvio padrão do sinal
σ^2	Variância do sinal
τ_p	Tempo de vida dos fótons do laser
τ_s	Tempo de vida dos elétrons do laser
τ_{max}	Atraso máximo
$\tilde{r}(t)$	Sinal em banda-base recebido
$\tilde{s}(t)$	Sinal em banda-base transmitido
ε	Fator de compressão do ganho do laser
a	Ganho diferencial do laser
B	Largura de banda do sinal
C_{OFDM}	Capacidade total do sistema OFDM

$C_{SC-FDMA}$	Capacidade total do sistema SC-FDMA
CP_{size}	Tamanho do prefixo cíclico adicionado
D_{111}	Coefficiente de intermodulação de terceiro ordem
E_s	Energia de símbolo
f_c	Frequência da portadora rádio
f_s	Frequência de amostragem
f_{Dmax}	Frequência máxima de Doppler
FFT_{size}	Número de subportadoras depois do <i>zero padding</i>
g_0	Ganho de inclinação do laser
g_k	Representação da subportadora k
h	Constante de Plank
H_p	Resposta em frequência do canal estimada pela pilotos
I_{IMI}^2	Corrente quadrática devida à corrente de intermodulação do laser
I_{RIN}^2	Corrente quadrática do ruído RIN
I_{RX}^2	Corrente quadrática do sinal recebido
I_{SN}^2	Corrente quadrática do ruído quântico
I_{TH}^2	Corrente quadrática do ruído térmico
k	Constante de Boltzmann
M	Número total de subportadoras SC-FDMA
m	Índice de modulação
$M(d)$	Métrica temporal usando o método de Park
N	Número total de subportadoras OFDM
n	Densidade de portadoras normalizada
N_0	Densidade espectral da potência do ruído
N_p	Número de subportadoras piloto
N_{0m}	Densidade de elétrons na transparência do laser
N_{simb}	Número de símbolo enviados
N_{SZC}	Comprimento da sequência Zadoff-Chu
p	Densidade de fótons normalizada
P_e	Probabilidade de símbolo errado

P_o	Potência ótica média detetada
P_{av}	Potência média do sinal transmitido
P_{max}	Potência de pico do sinal transmitido
P_{out}	Potência ótica emitida por cada uma das faces do laser
P_{RF}	Potência RF do sinal transmitido
Q	Número de utilizadores SC-FDMA em simultâneo
q	Carga do eletrão
$Q(x)$	Função-Q
R	Reponsividade do fotodíodo
R_b	Débito binário
R_i	Representação em frequência do símbolo modulado inicialmente
r_k	Símbolo modulado recebido referente à subportadora SC-FDMA k
R_l	Representação em frequência do símbolo modulado recebido antes do desmapeamento das subportadoras
r_m	Símbolo SC-FDMA recebido antes da FFT do recetor
R_{eq}	Resistência equivalente à carga do fotodíodo e da resistência do amplificador do recetor ótico
$R_{n,k}$	Símbolo modulado recebido referente ao símbolo OFDM n e à subportadora k
S_i	Representação em frequência do símbolo modulado inicialmente
s_k	Símbolo modulado no transmissor pela subportadora SC-FDMA k
S_l	Representação em frequência do símbolo modulado inicialmente depois do mapeamento das subportadoras
s_m	Símbolo SC-FDMA a enviar depois da IFFT do transmissor
$s_n(t)$	Sinal em banda-base referente a cada símbolo
S_p	Símbolo de treino usando o método de Park
$S_{n,k}$	Símbolo modulado referente ao símbolo OFDM n e à subportadora k
S_{size}	Número de subportadoras depois da adição do CP
T	Tempo total do símbolo OFDM
T_G	Tempo de guarda
T_S	Tempo do símbolo OFDM
V	Volume da região ativa do laser

v_g	Velocidade de grupo
$W_{n,k}$	Fator de ruído devido à interferência intersimbólica
$X_{q,k}$	Representação da sequência Zadoff-Chu

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta os objetivos do trabalho proposto, a motivação, o interesse que justificam a sua realização e a estrutura do documento representativo do projeto desenvolvido no Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores (INESC) Porto, no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores (MIEEC), ramo de Telecomunicações, Eletrónica e Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP), no segundo semestre do ano letivo 2013/2014.

1.1 Enquadramento

As comunicações sem fios, conhecidas pelo anglicismo *Wireless*, consistem na propagação de ondas eletromagnéticas em espaço livre. Este tipo de comunicações é vantajosa para o utilizador porque lhe garante mobilidade de comunicar e aceder à Internet sem necessitar de uma ligação física, e também porque permite a partilha de recursos como é o caso da reatribuição de um canal a outro utilizador depois de ser utilizado por um primeiro utilizador.

A evolução das comunicações sem fios tem sido grande desde o primeiro transporte de uma sinal RF numa fibra ótica realizado em 1980 por Brenci e Checcaci [4], nomeadamente, na área das redes móveis. A segunda geração de redes móveis (2G) foi o primeiro sistema totalmente digital, sendo por isso designado, em 1982, por *Global System for Mobile Communications (GSM)*. Posteriormente, o GSM passa oferecer um débito binário de 9.6 Kbits/s com a introdução da tecnologia *Forward Error Correction (FEC)*. O GSM passou a utilizar, na Europa, o sistema GSM 900 com um banda entre os 890 e 915 MHz para o *uplink* e uma banda entre 935 e 960 MHz para o *downlink*. Posteriormente, este evoluiu para o sistema GSM 1800 com uma banda entre 1710 e 1885 MHz para o *uplink* e uma banda entre 1805 e 1880 MHz para o *downlink* [5].

A transição para a terceira geração de sistemas de comunicação móveis (3G) suportada pelo *Universal Mobile Telecommunication System (UMTS)* ocorreu por volta do ano 2002 e aumentou os débitos para valores compreendidos entre os 64 e os 384 Kbits/s, graças à utilização da técnica de acesso rádio, *Wide-Band Code-Division Multiple Access (W-CDMA)*. Na Europa, o UMTS utiliza a banda entre 1920 e 1980 MHz para o *uplink* e a banda entre 2110 e 2170 MHz para

o *downlink*, recorrendo a uma técnica de acesso designada por *Code Division Multiple Access* (CDMA).

Com o aparecimento da extensão *Evolved High Speed Packet Access* (HSPA), a técnica *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA) foi utilizada no *downlink* para aumentar o débito para 14.4 Mbits/s e a técnica *High Speed Uplink Packet Access* (HSUPA) foi também utilizada para aumentar o débito no *uplink* para 5.76 Mbits/s [6]. Mais tarde, surgiu o *Evolved High Speed Packet Access* (HSPA+) que possibilitou a utilização da modulação 64-QAM no *uplink* e no *downlink*, conseguindo atingir débitos de 43.2 Mbits/s no *downlink* com a utilização de antenas *Multiple Input Multiple Output* (MIMO).

Contudo, era claro que os sistemas 3G não eram uma solução final, tendo sido necessários novos sistemas que aumentassem ainda mais os débitos existentes como são o *World-wide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) e a quarta geração de sistemas de comunicação móveis (4G) suportada pelo standard *Long Term Evolution* (LTE), visto que os serviços emergentes têm requisitos cada vez mais exigentes em termos de débito binário e largura de banda.

Tabela 1.1: Comparação entre redes de telecomunicações [2]

	UMTS (W-CDMA)	HSDPA ¹	HSPA+	LTE	LTE <i>Advanced</i>
Pico no <i>uplink</i>	384 Kbits/s	14.4 Mbits/s	168 Mbits/s	75 Mbits/s	500 Mbits/s
Pico no <i>downlink</i>	128 Kbits/s	5.76 Mbits/s	672 Mbits/s	300 Mbits/s	1 Gbits/s
<i>Round Trip Time</i>	150 ms	100 ms	50 ms	10 ms	< 5 ms
<i>Release 3GPP</i>	Rel 99/4	Rel 5/6	Rel 11	Rel 9	Rel 10
Acesso múltiplo	CDMA	CDMA	CDMA	OFDMA SC-FDMA	OFDMA SC-FDMA

O LTE teve as suas origens na indústria das telecomunicações e não na comunidade da rede computacional, tendo sido lançado pela TeliaSonera [7] em Dezembro de 2009. O seu standard foi desenvolvido pelo 3GPP e está especificado nos documentos *Release 8* [8] e *Release 9* [9]. As operadoras de telecomunicações móveis estão estrategicamente evoluindo das suas infraestruturas da terceira geração (3G) para a quarta geração (4G), de modo a poder angariar clientes no mercado competitivo do acesso de banda larga, onde as telecomunicações de circuito comutados não são mais o serviço principal apesar de ainda ser o maior contributo para as receitas das operadoras.

Um dos elementos-chave do LTE é o uso da técnica OFDM, que será detalhada no Secção 2.2, como portadora do sinal associado a esquemas de acesso como a técnica OFDMA e a técnica SC-FDMA, que será detalhada no Secção 2.3, ao contrário da *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) 802.16 (WiMAX) que usa a técnica OFDMA para o *uplink* e para o *downlink*.

¹Utilizando o HSDPA para o *downlink* e o HSUPA para o *uplink*.

1.2 Objetivos

O principal objetivo deste projeto passa por estudar e avaliar o desempenho de uma ligação ponto-a-ponto de um sistema **RoF** baseado na modulação **SC-FDMA** comparativamente à modulação **OFDM**.

Para isso, o primeiro passo será o desenvolvimento em *Matrix Laboratory (MATLAB)* do transmissor e do recetor **SC-FDMA**, assim como a respetiva integração e simulação num sistema **RoF** completo baseado em modelos já disponíveis de conversores *Electro-Optic (E/O)*, nomeadamente, o caso do laser **VCSEL** 1550 nm.

O passo seguinte será a avaliação do sistema **SC-FDMA** usando diferentes parâmetros de sinal e de conversão E/O. Será também realizada uma comparação com ligações equivalentes usando modulações **OFDM** desenvolvidas.

No final, serão validados os resultados obtidos na simulação através da realização de testes experimentais usando uma ligação em fibra ótica constituída por um laser ótico, uma fibra ótica e um recetor ótico.

1.3 Motivação

Ao longo dos últimos anos, o crescimento do número de utilizadores da tecnologia **LTE** tem sido visível devido a vantagens como: a capacidade de atingir débitos de pico até 300 Mbits/s no *downlink* e até 75 Mbits/s no *uplink*, dependendo dos equipamentos utilizados, e também devido à sua flexibilidade porque permite auto-configuração e auto-otimização da rede [10]. A aposta do standard **LTE** na técnica **SC-FDMA** para o *uplink* veio reduzir o *Peak to Average Power Ratio (PAPR)* muito elevado da modulação **OFDM**, que requeria amplificadores de elevado custo, ineficientes e com elevadas exigências de linearidade, o que resultava numa redução do tempo de vida da bateria de qualquer dispositivo móvel. Por isso, o estudo desta técnica revela-se fundamental para a contínua melhoria da qualidade de transmissão dos serviços de telecomunicações.

Aliada a estas duas modulações, a tecnologia Rádio-Fibra ou **RoF** é uma alternativa aos sistemas atuais das redes de acesso já limitadas em largura de banda devido à utilização de pares entrelaçados e cabos coaxiais porque permite combinar as vantagens dos sistemas óticos como a sua elevada largura de banda e o baixo consumo de potência, às vantagens dos sistemas *wireless* como a flexibilidade de utilização de vários standards como é caso do **LTE**.

1.4 Estrutura do documento

Esta dissertação encontra-se dividido em 6 capítulos. O Capítulo 1, já introduzido anteriormente, serve como contextualização para que o leitor se enquadre no realidade dos assuntos abordados no trabalho realizado. No Capítulo 2, são apresentados os tópicos fundamentais relativos aos sinais **OFDM**, **SC-FDMA** e aos parâmetros de desempenho utilizados. No Capítulo 3 é analisada a ligação ótica utilizada, sobretudo o comportamento do laser. No Capítulo 4, é descrito

o processo de implementação dos transmissores e recetores **OFDM** e **SC-FDMA** e ainda do *link RoF*. No Capítulo 5 é detalhado o procedimento experimental e apresentados os resultados mais relevantes. Por último, no Capítulo 6 são apresentadas as principais conclusões e indicados alguns aspetos a melhorar em eventual trabalho futuro.

1.5 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho podem ser sumariamente descritas por:

- Desenvolvimento de um transmissor e de um recetor **SC-FDMA** para $Q = M/N$ utilizadores em simultâneo, onde N é o número de símbolos modulados e M é o número de subportadoras transmitidas.
- Análise do **PAPR** dos sinais **OFDM** e **SC-FDMA** através da função CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*) para diferentes formatos de modulação (Q-PSK, 16-QAM e 64-QAM), número de subportadoras e número de utilizadores.
- Sincronização temporal dos sinais **OFDM** e **SC-FDMA** recebidos nos recetores respetivos. Utilizando para o caso do **OFDM**, o método de Park já com o sinal em banda-base. Para o caso do **SC-FDMA**, realizando a correlação cruzado entre o sinal recebido e um sinal de referência específico.
- Identificação do impacto da distorção intrínseca do laser e do ruído inerente aos equipamentos de um *link RoF* no **SNR** da transmissão de sinais **OFDM** e **SC-FDMA**, para diferentes correntes de polarização e diferentes índices de modulação ótica.

Capítulo 2

Sinais OFDM e SC-FDMA

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os conceitos fundamentais de telecomunicações em que se baseia esta dissertação. Nas Secção 2.2 e 2.3 são abordadas as técnicas OFDM e SC-FDMA. Na Secção 2.4 são apresentados os principais parâmetros de avaliação do desempenho de uma transmissão.

2.2 *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

2.2.1 Introdução

Orthogonal Frequency Division Multiplexing ou OFDM foi abordado pela primeira vez à mais de quatro décadas atrás por R. W. Chang em [11] e foi analisado por Saltzberg em [12]. O OFDM é uma evolução do convencional *Frequency Division Multiplex (FDM)*, onde as subportadoras são sobrepostas porque são ortogonais entre si, não existindo interferência entre subportadoras e sendo o espectro necessário reduzido em 50 %. A grande diferença entre o OFDM e o FDM está no facto de no FDM, os dados transmitidos serem modulados numa única portadora ou *Single Carrier (SC)*, enquanto que no OFDM, os dados são transmitidos em paralelo em algumas subportadoras, onde o débito de cada uma é inversamente proporcional ao número de subportadoras usadas na transmissão.

O sistema OFDM é baseado numa tecnologia digital, usando a *Discrete Fourier Transform (DFT)* para transportar o sinal do domínio das frequências e a *Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)* para transportar de volta o sinal para o domínio do tempo sem nenhuma perda da informação original. O comprimento da DFT deve ser múltiplo de 2 para reduzir o número de multiplicações necessárias.

Sumariamente, as principais características do OFDM são:

- Modulação usando multiportadoras
- Ortogonalidade entre as multiportadoras

- Uso do prefixo cíclico, **CP**
- Fácil implementação de equalizadores no domínio das frequências

2.2.2 Modulação OFDM

Quando é necessário transmitir um débito elevado num canal de rádio seletivo em frequência com um elevado atraso máximo de propagação multicaminho (τ_{max}) comparado com o tempo de símbolo, a alternativa à abordagem clássica monoportadora ou **SC** é dada pela técnica de transmissão **OFDM**. A ideia genérica da técnica de transmissão **OFDM** passa por dividir a largura de banda total disponível em vários sub-canais de banda estreita a frequências equidistantes e é implementada recorrendo ao transmissor representado na Figura 2.1.

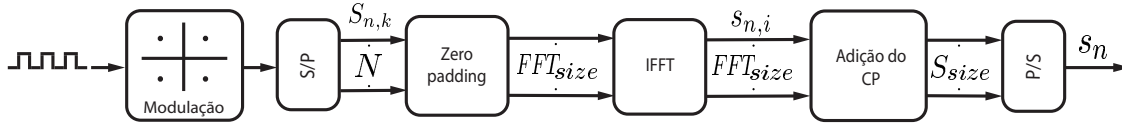


Figura 2.1: Transmissor **OFDM** em banda-base.

Cada sub-canal é modulado individualmente e é transmitido simultaneamente de forma sobreposta e paralela. Um sinal **OFDM** consiste em N subportadoras adjacentes (supondo que não existe nenhuma sobreamostragem, também conhecida por *zero padding* antes da **IDFT**, isto é, $FFT_{size} = N$) e ortogonais espaçadas de $\Delta f = p/T_S$, sendo o espaçamento um múltiplo inteiro do inverso da duração do símbolo **OFDM**. Para sistemas **OFDM**, o tempo de símbolo T_S deve ser muito maior que o atraso máximo do multicaminho τ_{max} e a subportadora não modulada número k do sinal **OFDM** é descrita pela seguinte função exponencial complexa com uma frequência de portadora f_k igual a $k\Delta f$ [13].

$$\begin{aligned} \tilde{g}_k(t) &= \text{rect}(t) \cdot e^{j2\pi k \Delta f t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{T_S}} e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad \forall t \in [0, T_S], \end{aligned} \quad (2.1)$$

sendo o filtro rectangular definido como

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_S}}, & 0 \leq t \leq T_S \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.2)$$

A expressão analítica acima mostra que é aplicado a cada subportadora um impulso rectangular, o que faz com que o espetro de todos os sinais das subportadoras seja formado por funções senocardinal equidistantes em frequência. O espetro do sinal da subportadora k é descrito pela Equação 2.3 [14] e encontra-se representado na Figura 2.2. É evidente que as subportadoras são

ortogonais entre si porque no ponto onde uma subportadora em particular tem amplitude máxima, todas as outras subportadoras passam por 0. Este ponto corresponde ao instante de amostragem ideal no recetor.

$$G_k(f) = \left[\frac{\sin\left(\pi\left(\frac{f}{\Delta f} - k\right)\right)}{\pi\left(\frac{f}{\Delta f} - k\right)} \right]^2 = \text{sinc}\left(\frac{f}{\Delta f} - k\right)^2 \quad (2.3)$$

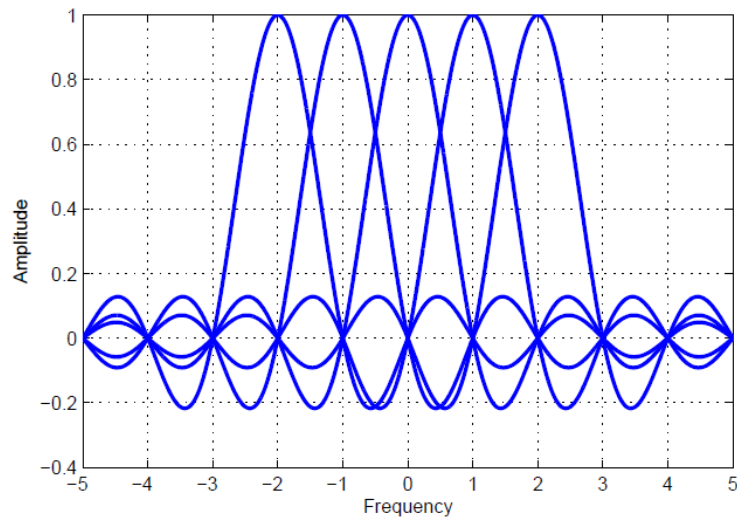


Figura 2.2: Espectro do sinal OFDM [1].

As subportadoras $g_k(t)$ e $g_l(t)$ só serão ortogonais entre si se $\langle g_k(t), g_l(t) \rangle = 0$ no intervalo $[0, T_s]$.

$$\begin{aligned} \langle g_n(t), g_l(t) \rangle &= \int_0^{T_s} g_n(t) g_l^*(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi p \frac{n}{T_s} t} e^{-j2\pi p \frac{l}{T_s} t} dt \\ &= \frac{e^{j2\pi p(n-l)} - 1}{j2\pi p(n-l)} \\ &= \delta(n-i), \quad n, i = 0, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (2.4)$$

onde $\delta(\cdot)$ representa o produto delta Kronecker.

Assim, todas as subportadoras têm um número inteiro de períodos por símbolo OFDM onde são ortogonais.

Do lado do transmissor, cada sinal da subportadora é modulado individualmente e de uma forma independente pelo valor do símbolo complexo de modulação $S_{n,k}$ inicial, onde n se refere ao número do símbolo OFDM e k se refere ao número da subportadora no símbolo OFDM. Assim, como cada símbolo tem um intervalo de duração T , o sinal temporal referente ao símbolo n é formado pela sobreposição do conjunto de todas as subportadoras moduladas. O sinal em banda base é representado por $\tilde{s}(t)$.

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) \quad (2.5)$$

$$s_n(t) = \sum_{k=1}^{N-1} S_{n,k} g_k(t - nT) \quad (2.6)$$

Em aplicações práticas com taxas de dados elevadas e um número de subportadoras também elevado, o sinal OFDM transmitido $\tilde{s}(t)$ é gerado em tempo discreto e em banda base digital, sendo posteriormente amostrado com um intervalo de amostragem $\Delta t = 1/B = 1/N\Delta f = T/N$. A Equação 2.7 descreve a transformada discreta de Fourier inversa aplicada no transmissor OFDM a cada $S_{n,k}$ de todas as subportadoras de um único símbolo OFDM.

$$\begin{aligned} s_n(t) &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} s_n(kT + i\Delta t) &= s_n(kT + iT/N) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi \frac{k}{T} i \frac{T}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi k \frac{i}{N}} \\ &= \frac{N}{\sqrt{T}} S_{n,i}, \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde a IDFT de tamanho N atua sobre os símbolos complexos de entrada

$$s_{n,i} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi ik/N} = IDFT\{S_{n,k}\} \quad (2.9)$$

2.2.2.1 Adição do CP

Como é visível na Figura 2.1 depois da *Inverse Fast Fourier Transform* (IDFT) é adicionado um prefixo cíclico ou CP que aumenta o tamanho de cada bloco OFDM de FFT_{size} para $S_{size} = FFT_{size} + CP_{size}$, onde CP_{size} representa o tamanho do prefixo adicionado. Como a largura de banda

do sistema é subdividida em N sub-canais de banda estreita, o tempo de símbolo **OFDM** é N vezes maior que no caso de um sistema de transmissão **SC** para a mesma largura de banda. O número de subportadoras é escolhido de modo que o tempo de símbolo seja suficientemente maior que o τ_{max} . Para limitar a interferência entre portadoras ou *Interchannel Interference (ICI)* a um nível tolerável, o espaçamento Δf deve ser tal que a frequência máxima de Doppler ou f_{Dmax} satisfaça a condição [13]

$$4\tau_{max} \leq T_s \leq \frac{0.03}{f_{Dmax}} \quad (2.10)$$

O tempo de símbolo do sinal da subportadora, $\tilde{g}_k(t)$, é estendido por um tempo de guarda T_G , isto é, ao símbolo é adicionado um **CP** formado por uma cópia da última porção do símbolo a transmitir, tal como é visível na Figura 2.3. O **CP** é introduzido porque cada subportadora que compõe cada símbolo **OFDM** está localizada a uma frequência diferente e o efeito da dispersão do canal introduz um atraso que se espalha por todas as subportadoras. Assumindo que duas subportadoras de um mesmo símbolo, onde uma chega ao receptor exatamente dentro da janela **DFT** e a outra (com uma frequência mais baixa) chega atrasada devido à dispersão de um intervalo de tempo t_d , tal como é visível na Figura 2.4. A versão recebida da subportadora 1 trata-se de uma versão truncada da original que provoca interferência intersimbólica e desfaz a ortogonalidade entre as subportadoras.

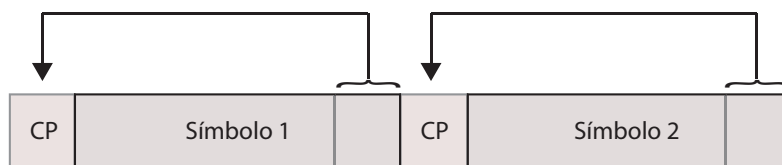


Figura 2.3: Adição do prefixo cíclico ou **CP**.

O tempo de símbolo deve ser maior que o τ_{max} de modo a prevenir a *Intersymbol Interference (ISI)* que pode ocorrer no tempo de transição entre dois símbolos **OFDM** adjacentes num canal com multicaminho. Assim, o tempo total de símbolo **OFDM** é igual $T_s + T_G$ [15].

$$g_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad \forall t \in [-T_G, T_s] \quad (2.11)$$

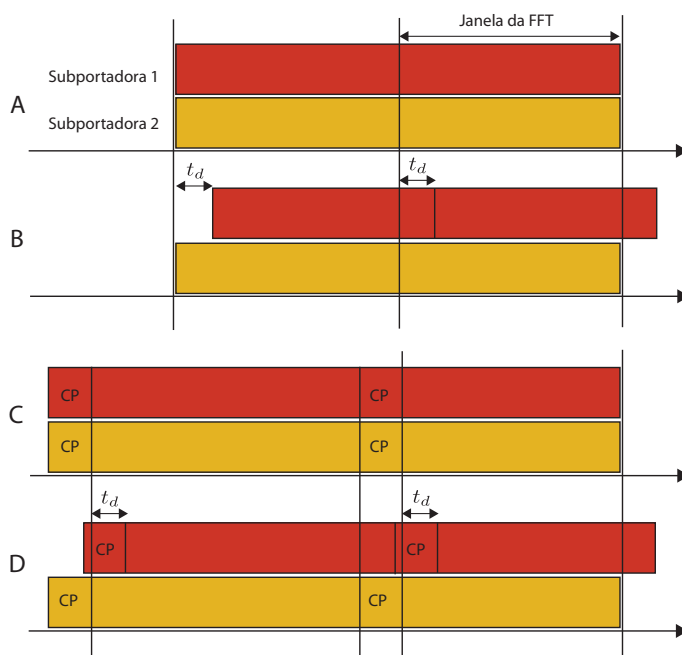


Figura 2.4: A. Subportadoras transmitidas, B. Subportadoras recebidas, C. Suportadoras transmitidas com CP e D. Subportadoras recebidas com CP.

A introdução do CP provoca a redução do débito do canal para [15]:

$$R_b \left(1 - \frac{T_G}{T}\right), \text{ onde } R_b \text{ é o débito antes da inserção do CP.} \quad (2.12)$$

Além do débito também é reduzida a eficiência de transmissão com uma atenuação de [15]:

$$\alpha = -10 \times \log_{10} \left(1 - \frac{T_G}{T}\right) \quad (2.13)$$

Com a adição do CP, cada subportadora é afetada por um ganho complexo (ganho em amplitude e fase) devido ao efeito do canal que pode ser controlado no recetor, tendo em conta que o sinal OFDM em banda base é dado por [15],

$$s_n(t) = \frac{1}{\sqrt{T - T_G}} \sum_{k=1}^{N-1} S_{n,k} e^{\frac{j2\pi k(t-nT-T_G)}{T-T_G}} \quad (2.14)$$

Assim, o sinal em banda-base enviado é igual a

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{T - T_G}} \sum_{k=1}^{N-1} S_{n,k} e^{\frac{j2\pi k(t-nT-T_G)}{T-T_G}} \quad (2.15)$$

2.2.3 Sincronização

Os sinais OFDM apresentam um bom desempenho na presença de canais com dispersão temporal e utilizam um processo de igualização mais simples que as modulações *single carrier*. Mas como é uma modulação multiportadora, apresenta um elevado PAPR e é sensível a erros de sincronização devidos a desvios temporais ou em frequência. Os desvios temporais, em fase e em frequência ocorrem normalmente devido a diferenças do relógio entre o transmissor e o recetor.

2.2.3.1 Desvio em frequência da portadora

Os desvios em frequência provocam a perda de ortogonalidade entre as subportadoras OFDM e têm a sua origem nas diferenças entre as portadoras utilizadas nos osciladores do transmissor e do recetor do sistema OFDM ou no ruído de fase introduzido pela propagação no canal de transmissão.

O desvio em frequência, δf , e o desvio em fase, ϕ , do sinal recebido podem ser descritos por [15]:

$$\tilde{r}'(t) = \tilde{r}(t)e^{2\pi\delta ft + \phi} \quad (2.16)$$

A subportadora k do símbolo n recebido é dada por [15]:

$$\begin{aligned} R_{n,k} &= \int_0^{T-T_G} \tilde{r}'(t) g_k^*(t - nT) dt \\ &= \sum_{k'=0}^{N-1} S_{n,k'} \int_0^{T-T_G} \left[e^{2\pi\delta ft + \phi} g_{k'}(t - nT) g_k^*(t - nT) \right] dt \\ &= \sum_{k'=0}^{N-1} S_{n,k'} \cdot \text{sinc} \left\{ (k' - k) + \delta f(T - T_G) \right\} e^{\pi\delta f((2n+1)T + T_G) + \pi(k' - k)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Supondo que $n = n'$, de uma forma mais abreviada o símbolo referente ao sub-canal k e ao intervalo de tempo n é dado por: [15]:

$$R_{n,k} = \alpha e^{j\gamma_n} S_{n,k} + W_{n,k}, \quad (2.18)$$

onde é possível dividir o efeito do desvio em frequência e fase em dois termos: um primeiro devido à rotação de fase representado pela atenuação α e pelo desfasamento γ_n dados por

$$\alpha = \text{sinc} \left\{ \delta f(T - T_G) \right\} \quad (2.19)$$

$$\gamma_n = \pi\delta f \left[(2n + 1)T + T_G \right] + \phi \quad (2.20)$$

e um segundo termo representado por um fator de ruído $W_{n,k}$ devido à interferência intersimbólica entre subportadoras

$$W_{n,k} = \sum_{k'=0}^{N-1} S_{n,k'} \cdot \text{sinc} \left\{ (k' - k) + \delta f (T - T_G) \right\} e^{j\pi \delta f ((2n+1)T + T_G) + \pi(k' - k)}, \text{ onde } k' \neq k \quad (2.21)$$

2.2.3.2 Erros de temporização

Os erros de temporização ocorrem quando o recetor não conhece o instante exato de chegada do símbolo OFDM. Considerando que o erro de temporização $0 < \delta t < T_G$, ou seja, não existe interferência intersimbólica entre símbolos OFDM e o símbolo OFDM é dado por [15]:

$$\begin{aligned} R_{n,k} &= \int_{\delta t}^{T - T_G + \delta t} \tilde{r}(t) g_k^*(t) (t - nT - \delta t) dt \\ &= S_{n,k} e^{j2\pi \frac{k}{T - T_G} \delta t} \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.2.3.3 Métodos de sincronização

Quando se pretende uma sincronização precisa são utilizados métodos de estimação do início da sequência de símbolos OFDM como: o método de Schmidl e Cox [16], o método de Minn e Bhargava [17], o método de Wang [18] ou o método de Park [19]. No recetor OFDM desenvolvido foi utilizado o método de Park porque apresenta um pico mais estreito na métrica temporal comparativamente com os outros métodos enumerados, sendo assim possível estimar com maior precisão a amostra inicial.

O método de Park utiliza um sequência de treino que ocupa na totalidade o primeiro símbolo OFDM transmitido, sendo por isso também designada por símbolo de treino, e está dividida em quatro partes [19]:

$$S_p = [A, B, A^*, B^*], \quad (2.23)$$

onde A representa a IDFT de uma sequência *Pseudorandom noise* (PN) cujo tamanho é quatro vezes menor que o número de subportadoras utilizadas ($L = N/4$). B é simétrico de A . A^* e B^* são o conjugado de A e B , respetivamente. Alternativamente, este símbolo de treino pode ser obtido através da aplicação da IDFT a uma sequência constituída pela parte real da sequência PN nas frequências pares e por zeros nas frequência ímpares.

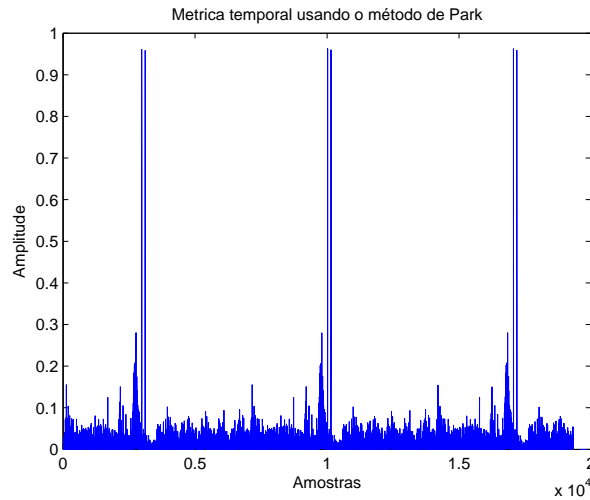


Figura 2.5: Métrica temporal usando o método de Park para um sinal OFDM com 10 símbolos e 124 subportadoras.

A correlação cruzada P , a autocorrelação R e a métrica temporal M são dadas por [19]:

$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2} r(d-k)r(d+k) \quad (2.24)$$

$$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2} |r(d+k)|^2 \quad (2.25)$$

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R(d)^2}, \quad (2.26)$$

onde $r(k)$ representa o sinal recebido.

Este algoritmo explora a simetria do símbolo de treino para obter apenas um produto interno para cada valor de d . Desta forma, a estimação do instante correto ocorre no símbolo desejado e os restantes valores para as outras amostras são próximos de zero, tal como é ilustrado pela Figura 2.5.

2.2.4 Estimação do canal

A transmissão coerente ou sincronizada é aplicada na maioria dos sistemas sem fios. Para a detecção coerente do sinal transmitido, o canal tem de ser conhecido ou estimado no recetor. No OFDM, a estimação do canal pode ser realizada com técnicas cegas ou não cegas. As técnicas cegas não requerem o uso de sequências de treino ou símbolos piloto, permitindo uma maior eficiência na utilização da largura de banda disponível. A estimação do canal é obtida usando propriedades estatísticas dos dados recebidos que são adquiridos ao longo de intervalos de tempo específicos. Nas técnicas não cegas são inseridos símbolos piloto espaçados que melhoram a

precisão da estimação cega, resultando numa estimação semi-cega do canal que permite seguir pequenas variações no canal. Por esta razão, a transmissão com pilotos é utilizada na maioria dos sistemas de transmissão sem fios. As técnicas não cegas de estimação de canal podem ser divididas em dois grupos: decisão direta *Decision Directed (DD)* e com ajuda dos dados *Data Aided (DA)*.

2.2.4.1 Estimação do canal DD

O método de estimação do canal por decisão direta (DD) usa os símbolos de dados detetados e a estimativa do canal símbolos OFDM anteriores para calcular a estimação atual do canal. O seu desempenho pode ser afetado se os símbolos de dados foram detetados incorretamente ou se a estimativa do canal usada na inicialização estiver incorreta, propagando os erros para as estimativas seguintes. Daí que uma inicialização correta é muito importante neste tipo de métodos.

2.2.4.2 Estimação do canal DA

No método de estimação com a ajuda dos dados (DA), a sequência de treino ou os símbolos piloto usados para estimar o canal são conhecidos no recetor. A sequência de treino é normalmente inserida no início da transmissão. Com modulações assistidas por símbolos piloto, os símbolos conhecidas são inseridos periodicamente ao longo dos símbolos de dados, não afetando o PAPR ou a *pulse shape*. Um número elevado de símbolos piloto permite uma melhor precisão na estimação do canal, mas a taxa de transmissão decresce. Assim sendo, a localização dos símbolos piloto deve ser projetada com um compromisso entre uma boa estimação do canal e uma elevada taxa de transmissão de dados.

Estimação do canal em OFDM

No OFDM, o canal pode ser visto como uma malha 2D tempo-frequência que é amostrada nas posições dos pilotos e as características do canal entre os pilotos são estimadas por interpolação. A sequência de pilotos ótima em OFDM deve ser equidistante, ter a mesma potência e desfasamento ortogonal de modo a obter o erro quadrático médio mínimo ou *Minimum Mean Square Error (MMSE)* e os mínimos quadrados ou *Least Squares (LS)* da estimação do canal.

Os dois tipos básicos de estimação 1D do canal em OFDM estão ilustrados na Figura 2.6.

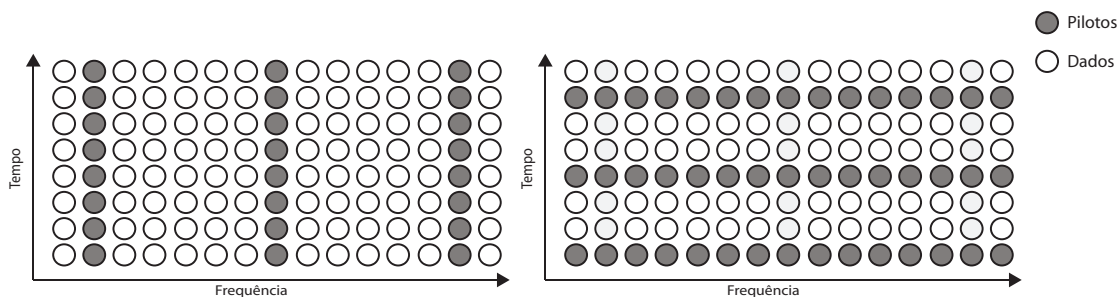


Figura 2.6: Dois tipos de distribuição das piloto para estimação do canal com um sinal OFDM.

O primeiro tipo trata-se de uma estimação do canal usando pilotos com distribuição *comb-type* e é utilizado na igualização quando as características do canal alteram-se de um bloco OFDM para outro. É executado inserindo pilotos em subportadoras definidas de cada símbolo OFDM, de modo a ser possível interpolar as características do canal para as subportadoras de dados.

O segundo tipo designado por estimação do canal usando pilotos com distribuição *block-type* foi desenvolvido pressupondo que o canal apresenta um desvanecimento lento, isto é, o canal é constante durante alguns períodos de tempo. É executado inserindo pilotos em todas as subportadoras dos símbolos OFDM com um período específico.

Neste projeto foi utilizado o primeiro tipo. A estimação *comb-type* utiliza uma distribuição das N_p pilotos descrita pela seguinte equação:

$$\tilde{S}_{n,k} = S_{n,mL+l} = \begin{cases} p_{n,m}, & l = 0 \\ S_{n,k}, & l = 1, \dots, L-1 \end{cases}, \quad (2.27)$$

onde L =número de subportadoras/ N_p , $p_{n,m}$ é o valor subportadora piloto e $S_{n,k}$ é o valor da subportadora de dados k do símbolo n . Supondo que a resposta em frequência do canal obtida por cada subportadora piloto é $H p_{n,k}$ para $k = 0, 1, \dots, N_p$, a estimação LS do canal é dada por:

$$H e_{n,k} = \frac{Y p_{n,k}}{X p_{n,k}}, \quad k = 0, 1, \dots, N_p - 1, \quad (2.28)$$

onde $Y p_{n,k}$ e $X p_{n,k}$ são os sinais recebido e enviado referente à subportadora k e símbolo n , respectivamente.

A tarefa seguinte é a interpolação para obter a estimativa do canal às subportadoras de dados usando a informação das subportadoras piloto. Foi utilizado o comando *interp* do MATLAB que recorre a uma interpolação passa-baixo que insere zeros na sequência original e aplica-lhe um filtro *Finite Impulse Response (FIR)* passa-baixo. Desta forma é possível manter inalterados os dados originais e interpolar de modo a que o erro quadrático médio entre os pontos interpolados e os valores ideais seja minimizado.

2.2.5 Desmodulação OFDM

O comportamento do canal pode ser descrito por um modelo de um sistema linear e invariante no tempo ou *Linear Time Invariant (LTI)*, caracterizado por uma resposta impulsional $h(t)$. Como todas as exponenciais complexas do sinal (todas as subportadoras) são função do sistema LTI, logo apenas a amplitude e a fase do sinal serão alteradas. A frequência da subportadora não é afetada pelo canal, isto é, todas as subportadoras continuam ortogonais entre si depois de passar pelo canal. O sinal recebido é representado pela convolução do sinal amostrado transmitido, $\tilde{s}(kT + iT/N)$, com a resposta impulsional do canal $h(t)$ adicionada a um termo de ruído branco gaussiano $n(t)$.

$$\begin{aligned}
\tilde{r}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_n(t) \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} s_n(nT + iT/N) * h(t) + n(t) \\
&= \frac{N}{\sqrt{T}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} s_{n,i} \delta(t - nT - iT/N) * h(t) + n(t)
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Considerando um canal de transmissão ideal, $h(t) = 1$ e $n(t) = 0$, o sinal recebido é igual a

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} s_{n,i} \delta(t - nT - iT/N) \tag{2.30}$$

O sinal recebido em tempo contínuo $\tilde{r}(t)$ pode ser separado em componentes ortogonais mesmo em situações de desvanecimento seletivo em frequência devido ao canal, aplicando a seguinte técnica de correlação:

$$R_{n,k} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} r_n(t) e^{-j2\pi k \Delta f t} dt \tag{2.31}$$

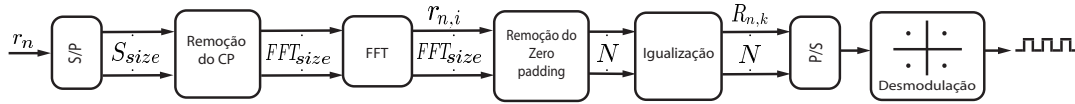


Figura 2.7: Recetor OFDM em banda-base.

Equivalentemente, o processo de correlação no recetor pode ser transposto para o sinal discreto recebido. Depois de removido o prefixo cíclico é aplicada a DFT visível na Figura 2.7, onde $r_{n,i} = s_{n,i}$ representa a amostra i do sinal em banda base $\tilde{r}(t)$:

$$\begin{aligned}
R_{n,k} &= DFT\{r_{n,i}\} \\
&= \sum_{i=0}^{N-1} r_{n,i} e^{-j2\pi k \frac{i}{N}} \\
&= \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{k'=0}^{N-1} S_{n,k'} e^{j2\pi k' \frac{i}{N}} \right] e^{-j2\pi k \frac{i}{N}} \\
&= S_{n,k} \delta(k - k')
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Cada sinal da subportadora pode ser recuperado individualmente usando um igualizador no domínio das frequências, através da técnica *Zero Forcing (ZF)* que multiplica o sinal recebido

pela reposta em frequência estimada seguindo os procedimentos descritos na Secção 2.2.4.2. Por último, as subportadoras/símbolos $S_{n,k}$ são desmodulados, obtendo a sequência de bits desejada.

2.3 Single Carrier - Frequency Division Multiple Access

2.3.1 Introdução

A técnica *Single Carrier - Frequency Division Multiple Access* ou **SC-FDMA** é utilizada no *uplink* do standard LTE devido à sua capacidade de disponibilizar um débito elevado.

O transmissor e o recetor **SC-FDMA** são muito semelhantes aos da modulação **OFDM**. A existência de uma **DFT** no transmissor **SC-FDMA** e de uma **IDFT** no recetor **SC-FDMA** são as diferenças mais relevantes supondo que existe apenas um utilizador. Por esta razão a modulação **SC-FDMA** é muitas vezes referida na literatura como *frequency-spread OFDMA* ou *DFT-spread OFDMA*.

2.3.2 Modulação SC-FDMA

O transmissor de um sistema **SC-FDMA** em banda base converte um sinal binário de entrada numa sequência de subportadoras moduladas, tal como ilustra a Figura 2.8.

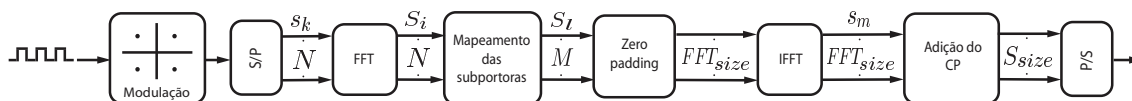


Figura 2.8: Transmissor **SC-FDMA**.

O seu primeiro componente é um modulador de banda base que transforma uma sequência de entrada binária num dos vários formatos de modulação: *Binary Phase Shift Keying (BPSK)*, *Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)*, *16-QAM* ou *64-QAM* [20].

O primeiro passo na modulação das portadoras **SC-FDMA** passa pela utilização de uma transformada discreta de *Fourier (DFT)* de N pontos para obter a representação em frequência, S_i , dos símbolos de dados de entrada, s_k .

$$S_i = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{-j2\pi i \frac{k}{N}} \quad (2.33)$$

As N saídas da **DFT** serão mapeadas em M subportadoras complexas ortogonais que podem ser transmitidas com amplitudes diferentes, onde N amplitudes são diferentes de zero supondo que apenas existe um utilizador a transmitir. Na realidade, as outras $M - N$ subportadoras são utilizadas por outros utilizadores para comunicação. O fator de expansão da largura de banda da sequência de símbolos é igual a $Q = M/N$ e indica que o sistema pode processar Q transmissões

simultâneas sem interferência entre canais, quando todos os terminais transmitem N símbolos por bloco.

Existem algumas abordagens para o mapeamento das subportadoras **SC-FDMA** que podem ser consideradas e estão divididas em dois principais grupos: entrelaçada ou *interleaved* e localizada ou *localized*. As análises seguintes supõem a inexistência de *zero padding* ($FFT_{size} = M$) e a existência de apenas um utilizador, ou seja, na fração não ocupada da largura de banda do sistema estão presentes zeros.

2.3.2.1 Mapeamento entrelaçado

No mapeamento entrelaçado ou também designado por **IFDMA**, as subportadoras usadas são espalhadas pelo terminal sobre toda a banda do sinal, tal como ilustram as Figura 2.9:

$$S_{l,l} = \begin{cases} S_{\frac{l}{Q}}, & l = Q \cdot i \text{ para } 0 \leq i \leq N-1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.34)$$

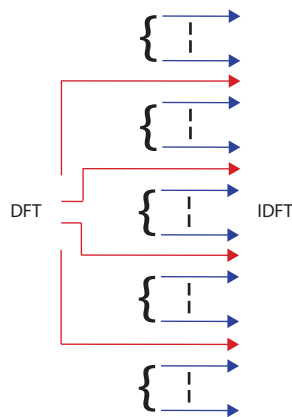


Figura 2.9: Mapeamento entrelaçado.

Em seguida, tal como no **OFDM**, a **IDFT** com M pontos transforma as amplitudes das subportadoras mapeadas num sinal complexo no domínio discreto dos tempos. Para o **IFDMA**, $m = Nq + n$, onde $0 \leq q \leq Q - 1$ e $0 \leq n \leq N - 1$ [21].

$$\begin{aligned}
s_m &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} S_{l,l} e^{j2\pi l \frac{m}{M}} \\
&= \frac{1}{NQ} \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi i \frac{m}{N}} \\
&= \frac{1}{Q} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi i \frac{Nq+n}{N}} \\
&= \frac{1}{Q} \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi i \frac{n}{N}} \right] \\
&= \frac{1}{Q} IDFT \{S_i\} \\
&= \frac{1}{Q} s_k
\end{aligned} \tag{2.35}$$

Assim sendo, no caso do **IFDMA**, qualquer símbolo de saída é uma cópia do símbolo de entrada s_k com um fator de escala de $1/Q$ no domínio dos tempos.

Genericamente, a alocação das subportadoras começa na subportadora v com $0 \leq v \leq Q-1$ e a saída da **IDFT** de M pontos é descrita por:

$$s_m = \frac{e^{j2\pi mv/M}}{Q} s_k \tag{2.36}$$

2.3.2.2 Mapeamento localizado

Alternativamente, no mapeamento localizado ou também designado por *Localized Frequency Division Multiple Access (LFDMA)*, cada terminal usa um conjunto de subportadoras adjacentes para transmitir os seus símbolos, confinando a sua largura de banda a um fração da largura de banda do sistema, tal como ilustram as Figura 2.10.

$$S_{L,l} = \begin{cases} S_l, & 0 \leq l \leq N-1 \\ 0, & N \leq l \leq M-1 \end{cases} \tag{2.37}$$

Para o mapeamento localizado, $m = Qn + q$, onde $0 \leq n \leq N-1$ e $0 \leq q \leq Q-1$ [22]:

$$\begin{aligned}
s_m &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} S_{L,l} e^{j2\pi l \frac{m}{M}} \\
&= \frac{1}{Q} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi i \frac{Qn+q}{Q}}
\end{aligned} \tag{2.38}$$

Se $q = 0$, então:

$$\begin{aligned}
s_m &= \frac{1}{Q} \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi i \frac{n}{N}} \right] \\
&= \frac{1}{Q} IDFT \{S_i\}
\end{aligned} \tag{2.39}$$

Se $q \neq 0$ e usando a Equação 2.33, então:

$$\begin{aligned}
s_m &= \frac{1}{NQ} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{-j2\pi i \frac{k}{N}} \right] e^{j2\pi i \frac{(Qn+q)}{QN}} \\
&= \frac{1}{NQ} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi i \left(\frac{n-k}{N} + \frac{q}{QN} \right)} \\
&= \frac{e^{j2\pi \frac{q}{Q}}}{NQ} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{s_k}{1 - e^{j2\pi \left(\frac{n-k}{N} + \frac{q}{QN} \right)}}
\end{aligned} \tag{2.40}$$

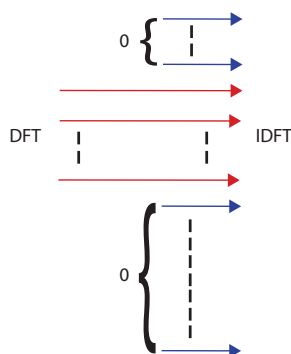


Figura 2.10: Mapeamento localizado.

Assim segundo a Equação (2.39), o sinal LFDMA no domínio dos tempos apresenta cópias dos símbolos de entrada com um fator de escala de $1/Q$ localizadas em amostras cujo índice é múltiplo de N . E segundo a Equação (2.40), as outras amostras do sinal LFDMA tomam valores iguais à soma pesada de todas os símbolos de entrada no domínio dos tempos.

Antes da transmissão é ainda realizada outra operação de processamento também realizada no sistema OFDM. É inserido em cada símbolo um prefixo ciclo (CP) de forma a garantir um tempo de guarda para prevenir interferências entre os blocos ou (*Inter-Block Interference (IBI)*) devida à propagação multicaminho. Aumentando assim o tamanho do bloco depois da IDFT de $FFT_{size} = p \times M$ para $S_{size} = FFT_{size} + CP_{size}$, tal como é visível na Figura 2.8, onde CP_{size} é o tamanho correspondente ao tempo de guarda inserido e p representa o fator de sobreamostragem do *zeropadding*.

Assim, os símbolos transmitidos sequencialmente propagam-se no canal podem ser e modelados como uma convolução circular entre a resposta impulsional do canal, h_m e o bloco de dados

transmitido, s_m , que no domínio das frequências representa uma multiplicação das DFT. Para remover a distorção do canal, a DFT do sinal recebido pode ser simplesmente dividida pela resposta impulsional do canal estimada recetor SC-FDMA.

$$r_m = s_m * h_m + n_m \quad (2.41)$$

$$R_m = S_m H_m + N_m \quad (2.42)$$

2.3.3 Método de sincronização

A sincronização temporal ou alinhamento temporal na receção é um pré-requisito para que a ortogonalidade entre as subportadoras seja mantida. Um atraso (no domínio dos tempos) de um símbolo SC-FDMA recebido é equivalente a uma rotação de fase no domínio das frequências.

Na sincronização SC-FDMA não é possível aplicar métodos de sincronismo como o método de Park descrito na Secção 2.2.3.3 porque este é especificamente destinado para a técnica OFDM e a introdução de operações adicionais no SC-FDMA como a DFT no transmissor e a IDFT no recetor altera significativamente as propriedades do sinal.

Por isso, é introduzida ainda no transmissor SC-FDMA uma sequência de Zadoff-Chu (ZC) [23] (ao contrário da sequência PN inserida no OFDM) que funciona como sinal de referência tal como acontece no standard LTE, porque apresenta variações limitadas de potência no domínio das frequências, o que possibilita uma qualidade de estimação similar em todo o espectro e evidencia também variações limitadas de potência no domínio dos tempos, o que possibilita uma elevada eficiência dos amplificadores de potência utilizados.

Uma sequência de Zadoff-Chu é matematicamente expressa por [24]:

$$X_{q,k} = \begin{cases} e^{-j \frac{\pi q k^2}{N_{SZC}}}, & \text{se } N_{SZC} \text{ for par} \\ e^{-j \frac{\pi q (k+1)}{N_{SZC}}}, & \text{se } N_{SZC} \text{ for ímpar} \end{cases}, \quad (2.43)$$

onde q é o índice da sequência e N_{SZC} é o seu comprimento, de modo a que q e N_{SZC} sejam números naturais diferentes de zeros e primos entre si.

Para determinar a amostra exata que inicia a sequência ZC que faz parte do sinal SC-FDMA recebido é possível realizar uma correlação cruzada normalizada (entre 0 e 1) entre o sinal recebido Y_k e a sequência ZC introduzida no transmissor X_k , cujo resultado para $X_k \neq Y_k$ é igual a:

$$R_{XY}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} |X_k|^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} |Y_k|^2}} \sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} X_k Y_{(k-\tau) \bmod(N_{SZC})}^* \quad (2.44)$$

$$(2.45)$$

Segundo [24], quando N_{SZC} é um número primo a correlação cruzada apresenta valores baixos:

$$R_{XY}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{N_{SZC}}} \quad (2.46)$$

E na amostra do sinal recebido em que a sequência **ZC** transmitida coincide com a sequência **ZC** recebida, a correlação cruzada passa a ser uma autocorrelação que atinge o seu valor máximo:

$$R_{XY}(\tau) = R_{XX}(\tau) = 1 \quad (2.47)$$

2.3.4 Desmodulação SC-FDMA

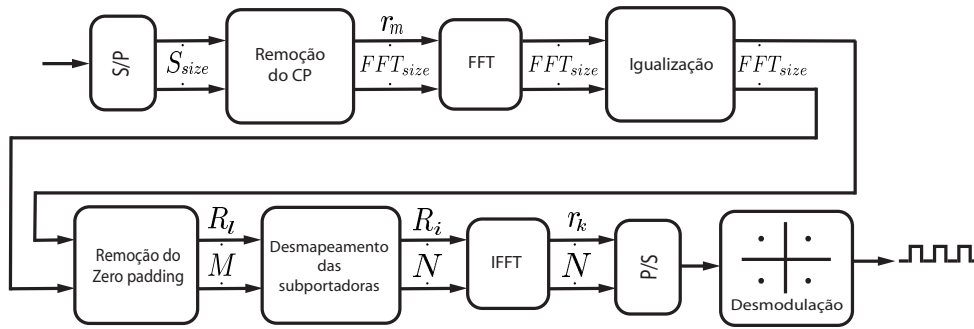


Figura 2.11: Recetor **SC-FDMA**

Tal como ilustra a Figura 2.11 e assumindo uma estimação perfeita do canal e uma sincronização ideal, na desmodulação **SC-FDMA** são realizadas as operações inversas às efetuadas na modulação.

Inicia-se o processo removendo o **CP** e transporta-se o sinal recebido para o domínio das frequências usando a **DFT**:

$$\begin{aligned} R_l &= DFT \{r_m\} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} r_m e^{-j2\pi l \frac{m}{M}} \end{aligned} \quad (2.48)$$

Retira-se o mapeamento das subportadoras escolhido na modulação **SC-FDMA**. Para o desmapeamento localizado:

$$R_i = R_l, \quad 0 \leq l \leq N-1 \quad (2.49)$$

E para o desmapeamento entrelaçado:

$$R_i = R_l, \quad l = Q \cdot i \text{ para } 0 \leq i \leq N-1 \quad (2.50)$$

Em seguida, realiza-se uma igualização do canal no domínio das frequências para combater a interferência intersimbólica (ISI) devida à modulação monoportadora usada no SC-FDMA. A igualização pode ter como objetivo minimizar o erro quadrático médio utilizando para isso a técnica MMSE ou então pode ser realizada recorrendo à técnica ZF, que é menos robusta contra o ruído [20].

A tarefa seguinte passa por transportar novamente as subportadoras para o domínio dos tempos usando a IDFT, de modo a recuperar os símbolos enviados.

$$\begin{aligned} s_k &= IFFT \{R_i\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} R_i e^{j2\pi k \frac{i}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} r_m e^{-j2\pi i \frac{m}{M}} \right] e^{j2\pi k \frac{i}{N}} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Assumindo que $r_m = s_m$, então:

$$\begin{aligned} s_k &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} s_m e^{-j2\pi i \frac{m}{M}} \right] e^{j2\pi i \frac{k}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left[\frac{1}{Q} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} S_i e^{j2\pi i \frac{m'}{M}} \right] e^{-j2\pi i \frac{m}{M}} \cdot e^{j2\pi i \frac{k}{N}} \\ &= \frac{1}{MN} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left[\sum_{i=0}^{M-1} \left[\sum_{k'=0}^{N-1} s_{k'} e^{-j2\pi i \frac{k'}{N}} \right] e^{j2\pi i \frac{m'}{M}} \right] e^{-j2\pi i \frac{m}{M}} \cdot e^{j2\pi i \frac{k}{N}} \\ &= s_{k'} \end{aligned} \quad (2.52)$$

2.4 Avaliação do desempenho

2.4.1 Introdução

O desempenho de sistema RoF pode ser avaliado considerando parâmetros como: *Bit Error Rate* (BER), SNR, *Error Vector Magnitude* (EVM), probabilidade de erro, PAPR ou capacidade de transmissão. Cada um destes parâmetros será mais em detalhe nas secções seguintes.

2.4.2 BER

A BER ou taxa de bits errados é igual à razão entre o número de bits errados e o número total de bits transferidos durante um determinado intervalo de tempo. Sendo que os bits errados

ocorrerem durante o seu transporte no canal de comunicação devido ao ruído, às interferências ou à distorção. Em qualquer modulação adotada, a BER pode ser sempre expressa em função da relação sinal-ruído (SNR).

2.4.3 EVM

O EVM permite expressar a qualidade do sinal modulado digitalmente e é definido como o vetor diferença entre o sinal medido e o sinal referência para quantificar o desvio entre o símbolo recebido e o símbolo ideal. As flutuações em amplitude e fase não são detetáveis pela BER até serem elevadas o suficiente para provocar um erro num bit. Já o EVM aumenta e decresce de acordo com essas flutuações permitindo a mediação da qualidade do sinal recebido.

Para sistemas OFDM e SC-FDMA, o EVM é calculado examinando as constelações QAM transmitidas e recebidas. No caso do OFDM, são comparados os símbolos de entrada antes da IDFT do transmissor e os símbolos desmodulados depois da DFT no recetor. No SC-FDMA, são comparados também os símbolos de entrada antes da DFT no transmissor e os símbolos desmodulados depois da IDFT do recetor.

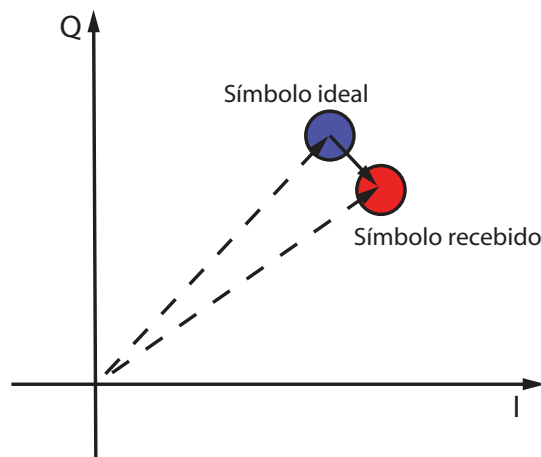


Figura 2.12: Definição do EVM.

A magnitude do vetor de erro, representado na Figura 2.12 e é calculada considerando o valor absoluto da diferença entre a magnitude do vetor ideal e do vetor recebido. Para o caso de todos os pontos da constelação recebida e transmitida, o EVM é igual à soma da magnitude de todos vetores de erro dividida pelo número total de símbolos transmitidos/recebidos.

$$EVM_{rms} = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{p=0}^N |S_{p,i} - S_{p,m}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{p=0}^N |S_{p,i}|^2} \right], \quad (2.53)$$

onde S_i e S_m são a constelação ideal e medida, respetivamente e N é o número de símbolos da constelação.

2.4.4 SNR

A relação sinal-ruído ou **SNR** representa a razão entre a energia do símbolo (E_s) e a densidade espectral da potência do ruído (N_0), e é normalmente expressa em dB.

$$\text{SNR} = \frac{\text{Potência do sinal}}{\text{Potência do ruído}} = \frac{E_s}{N_0} \quad (2.54)$$

Assumindo um número elevado de símbolos transmitidos onde cada símbolo é equiprovável e para uma sistema **QAM** onde $N_{total} \gg M$ (número de símbolos únicos da constelação), o **SNR** pode ser expresso como

$$\text{SNR} = \left[\frac{\frac{1}{N_{total}} \sum_{p=0}^{N_{total}} \{(V_{I,t})^2 + (V_{Q,t})^2\}}{\frac{1}{N_{total}} \sum_{p=0}^{N_{total}} \{(N_{I,t})^2 + (N_{Q,t})^2\}} \right], \quad (2.55)$$

onde $V_{I,t}$ e $V_{Q,t}$ são as componentes em fase e quadratura do sinal respetivamente e $N_{I,t}$ e $N_{Q,t}$ são as componentes em fase e quadratura das amplitude complexas do ruído. Considerando um ruído gaussiano, a equação (2.53) pode ser expressa com as componentes $N_{I,t}$ e $N_{Q,t}$ do ruído como

$$\text{EVM}_{rms} = \left[\frac{\frac{1}{N_{total}} \sum_{n=1}^{N_{total}} \{(N_{I,t})^2 + (N_{Q,t})^2\}}{P_{avg}} \right]^{1/2} \quad (2.56)$$

e comparando as equações (2.56) e (2.55) é possível deduzir que

$$\text{SNR} = \left(\frac{1}{\text{EVM}_{rms}} \right)^2 \quad (2.57)$$

2.4.5 Probabilidade de erro

A probabilidade de erro (P_b) representa a taxa de erros presentes no sinal recebido. Utilizando uma deteção coerente e para um canal AWGN, a probabilidade de símbolo errado para as modulações **M-Phase Shift Keying (PSK)** e **M-QAM** é descrita pelas expressões abaixo.

No caso de modulações **M-PSK**, a probabilidade de símbolo errado é igual a [25]:

$$P_e = 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_b \log(M)}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] = \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] \quad (2.58)$$

A relação entre a função complementar de erro (erfc) e a função-Q é igual a [25]:

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.59)$$

No caso das modulações M-QAM, a probabilidade de símbolo é dada pela seguinte equação:

$$\begin{aligned} P_e &= 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_0}} \right) \\ &= 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{E_s}{N_0}} \right) \\ &= 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{1}{\text{EVM}_{rms}^2}} \right), \end{aligned} \quad (2.60)$$

onde, E_s - valor médio da energia do símbolo transmitido numa modulação M-QAM

2.4.6 PAPR

O PAPR é definido como a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal transmitido num determinado bloco de transmissão.

$$\begin{aligned} \text{PAPR} &= \frac{P_{max}}{P_{av}} \\ &= \frac{\max(|s(t)|^2)}{\frac{1}{NT_s} \int_0^{NT_s} |s(t)|^2 dt} \\ &= \frac{\max(|s(t)|^2)}{E(|s(t)|^2)}, 0 < t < T_s \end{aligned} \quad (2.61)$$

Assumindo que a frequência da portadora é muito maior que a largura de banda do canal ($fc \gg \Delta f$), o máximo do sinal em banda passante será aproximadamente igual ao do sinal em banda base,

$$\max(|\tilde{s}(t)|) \approx \max(|s(t)|) \quad (2.62)$$

A potência média do sinal em banda base pode ser descrita como,

$$\begin{aligned} E \{ |\tilde{s}(t)|^2 \} &= E \{ |I \cos(2\pi f_c t) - jQ \sin(2\pi f_c t)|^2 \} \\ &= \frac{1}{2} E \{ |I|^2 \} + E \{ |Q|^2 \} \end{aligned} \quad (2.63)$$

Como no caso de uma modulação QAM, $|I|^2 = |Q|^2$, então,

$$\begin{aligned} E \{ |\tilde{s}(t)|^2 \} &= \frac{1}{2} E \{ |s(t)|^2 \} \\ &= \frac{P_{av}}{2} \end{aligned} \quad (2.64)$$

Assim seguindo a Equação (2.61) para o PAPR do sinal em banda passante,

$$\begin{aligned} \text{PAPR}_{PB} &= \frac{\max(|\tilde{s}(t)|^2)}{E(|\tilde{s}(t)|^2)}, 0 < t < T_s \\ &= \frac{\max(|\tilde{s}(t)|^2)}{\frac{P_{av}}{2}}, 0 < t < T_s \end{aligned} \quad (2.65)$$

A redução do PAPR é um desafio relevante para a melhoria do desempenho no caso de sinal com elevada amplitude sujeitos às não-linearidades dos amplificadores de potência. A técnica de formatação do impulso transmitido (*pulse shaping*) recorre a filtros raiz de cosseno elevado *Root-Raised Cossine* (RRC) e é utilizada nos sistemas SC para limitar a banda do sinal transmitido.

$$r(t) = \text{sinc} \left(\pi \frac{t}{T} \right) \frac{\cos \left(\frac{\pi \alpha t}{T} \right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}}, \quad (2.66)$$

onde α é o fator de *roll-off* que varia entre 0 e 1.

Sem *pulse shaping*, isto é, usando um *pulse shaping* rectangular, a taxa de amostragem dos símbolos irá obter o mesmo PAPR que no domínio contínuo dos tempo, caso a SC-FDMA seja modulada usando uma única portadora.

Do ponto de vista estatístico, os símbolos OFDM e SC-FDMA têm uma distribuição de *Rayleigh* com uma função densidade de probabilidade ou *Power Density Function* (PDF) igual a [26].

$$\begin{aligned} P_{b\text{PAPR}} &= \frac{\text{PAPR}}{\sigma^2} \times e^{-\frac{\text{PAPR}^2}{2\sigma^2}} \\ &= 2\text{PAPR} \times e^{-\text{PAPR}^2}, \quad \text{para } \sigma^2 = \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (2.67)$$

Supondo que as amostras são independentes, a função *Cumulative Distribution Function* (CDF) permite obter a probabilidade da magnitude de uma amostra específica ser inferior a um limite

$PAPR_0$. Assim sendo a função **CCDF** pode ser utilizada na situação de uma amostra exceder um nível de **PAPR**, $PAPR_0$ [26].

$$\begin{aligned}
 Pb(\max(\text{PAPR}) > PAPR_0) &= \text{CCDF} \\
 &= 1 - \text{CDF} \\
 &= 1 - Pb(\max(\text{PAPR}) < PAPR_0) \\
 &= 1 - \left(1 - e^{-\text{PAPR}_0^2}\right)
 \end{aligned} \tag{2.68}$$

2.4.7 Capacidade

Devido à ortogonalidade das subportadoras, a capacidade do **OFDM** é efetivamente igual a N canais paralelos com a sua capacidade respetiva. Assumindo que a potência P é constante e o recetor realiza uma estimação perfeita do canal H , segundo [27] a capacidade total do sistema **OFDM** é descrita como:

$$C_{\text{OFDM}} = \left(1 - \frac{T_G}{T_S}\right) \log_2 \left(1 + \frac{P}{fP + N_0}\right) [\text{bit}/s/\text{Hz}], \tag{2.69}$$

onde T_S é o tempo do símbolo, T_G é a duração do prefixo cíclico e o rácio entre a potência de outros utilizadores e a potência do utilizador q é representado por f .

Em [27], a capacidade total do sistema **SC-FDMA** é descrita como:

$$C_{\text{SC-FDMA}} = \left(\frac{T_S}{T_S + T_G}\right) \log_2 \left(1 + \frac{QP}{fQP + N_0} \frac{1}{10^{\frac{L_{\text{SC-FDMA}}}{10}}}\right) [\text{bit}/s/\text{Hz}], \tag{2.70}$$

onde Q é o número de utilizadores que transmitem em simultâneo, cada um com uma potência de sinal P , potência de ruído N_0 e $L_{\text{SC-FDMA}}$ foi determinado empiricamente como a perda no *link* relativamente ao **OFDMA**.

2.5 Sumário

Foi realizada uma descrição detalhada do ponto de vista matemático dos conceitos fundamentais associados ao sinal **OFDM**, ao sinal **SC-FDMA** e aos parâmetros de desempenho utilizados. Este conceitos serão essenciais na implementação em **MATLAB** de cada um destes componentes detalhada no Capítulo 4.

Capítulo 3

Sistema Rádio-Fibra

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o sistema Rádio-Fibra com especial incidência no laser utilizado. Na Secção 3.2 será apresentada a tecnologia RoF e na Secção 3.3 será analisado o comportamento dos lasers semicondutores, nomeadamente, do VCSEL 1550 nm.

3.2 *Radio-over-Fiber*

Desde o início dos anos 80 que têm vindo a ser desenvolvidos métodos para transportar sinais RF em fibras óticas, sendo o primeiro transporte realizado por Brenci e Checcacci em 1980 [28]. Em 1990, Cooper efetuou a primeira transmissão RoF ligada às redes móveis, onde propôs e demonstrou uma aplicação de telefone sem fios de curto alcance (CT2) a operar sobre uma ligação de fibra ótica.

Nos últimos anos, com a implementação dos sistemas de quarta geração de redes móveis (4G) ou também conhecida com LTE com os sistemas MIMO a serem cada vez mais utilizados, a tecnologia RoF passou a ser associada a estas tecnologias. Um dos projetos mais recentes que utilizou a tecnologia RoF foi o projeto FUTON [29], iniciado em 2008 e finalizado em 2010, onde foi desenvolvida e implementada uma arquitetura RoF assente no sistema LTE que permitiu o tratamento conjunto de informação de várias *Remote Base Stations*(RBSs).

Um sistema RoF pode ser descrito por um sinal RF modulado sobre uma portadora ótica, que é transmitido numa fibra ótica e é recebido por um fotodetetor. Estes sistemas têm como principal objetivo a simplificação das *Base Stations*(BSs), porque todo o processamento dos sinais transmitidos está centralizado na *Central Station* (CS). Os sinais são enviados através de uma fibra ótica de uma forma transparente, até à unidade remota ou *Remote Unit* (RU), formado por uma antena para a receção e a emissão do sinal e por um sistema de conversão *Opto-Electronics* (O/E)/E/O. Os sinais RF transportados sobre as portadoras óticas são normalmente modulados em intensidade com deteção direta ou *Intensity Modulation with Direct Detection* (IM-DD).

Um sistema RoF é composto por uma CS e uma ou mais BSs que cobrem uma determinada área. No sentido descendente (*downlink*), a CS realiza a multiplexagem, modulação e processamento do sinal a enviar para a BS. No sentido ascendente (*uplink*), a CS realiza a demultiplexagem e a desmodulação do sinal recebido da BS. No downlink, as BSs realizam a conversão O/E dos sinais recebidos para que estes possam ser amplificados e radiados pela antena. No *uplink*, os sinais elétricos que chegam à antena, vindo de estações móveis têm de ser convertidos em óticos através de um conversor E/O, para serem transmitidos pela fibra ótica até à CS, tal como é visível na Figura 3.1

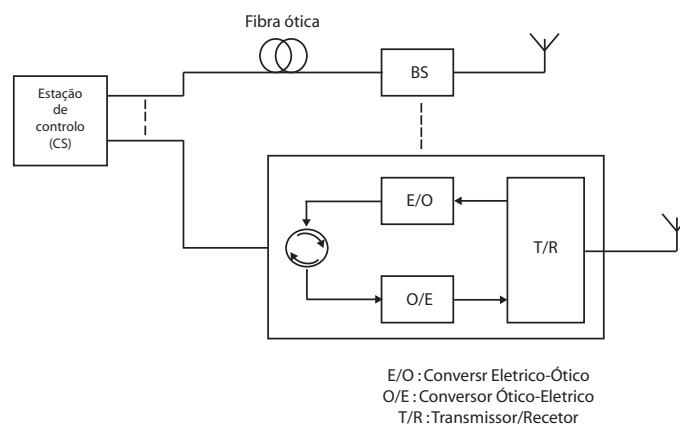


Figura 3.1: Arquitetura genérica de uma rede RoF.

3.3 Laser semiconductor

O laser, também conhecido por *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (LASER)*, é basicamente um dispositivo emissor de luz (visível ou não) de grande intensidade e com frequência, fase e direção bem definidas através da produção de radiação eletromagnética coerente. Num *link* ótico, o laser é um dos principais limitadores do seu desempenho devido às suas fontes de ruído e aos fenómenos de distorção inerentes como a distorção de intermodulação e o *clipping*, segundo [30].

3.3.1 Modo de operação

Os lasers semicondutores emitem fótons através de fenómenos de emissão espontânea e emissão estimulada. Na Figura 3.2 estão presentes os três tipos de interações possíveis no interior da cavidade do laser. O mecanismo de absorção de um fóton, que dá origem a perdas devido à transição do eletrão da banda de valência, E_1 , para a banda de condução, E_2 . Na emissão espontânea ocorre o processo inverso, isto é, existe uma transição do eletrão da banda de condução para a banda de valência, da qual resulta a emissão de um fóton com energia $h\nu_{12}$, sem que seja necessária a injeção de fótons. A emissão estimulada ocorre devido à interação de um fóton externo

com o elétron da banda de condução, da qual resulta a sua transição para a banda de valência e a consequente emissão de um fóton com as mesmas características (frequência e fase) do fóton externo.

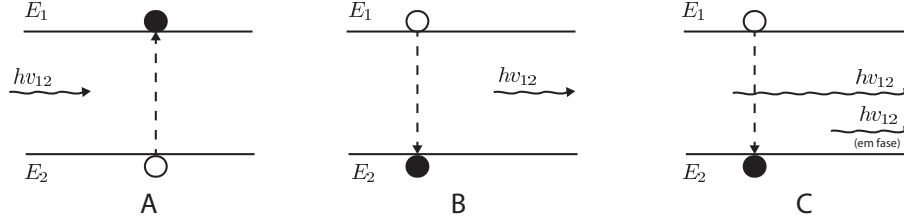


Figura 3.2: A: Absorção de um fóton; B: Emissão espontânea; C: Emissão estimulada.

Quando a corrente injetada é inferior à corrente de limiar, I_{th} , a emissão espontânea é dominante e a potência óptica de saída apresenta um valor praticamente nulo, tal como é evidente na Figura 3.3. Ao aumentar a corrente de polarização, I_d , para valores superiores a I_{th} , a emissão estimulada passa a ser dominante, a potência óptica aumenta significativamente e o laser entra na sua zona de operação. Nesta zona existe emissão espontânea residual que dá origem ao ruído de intensidade do laser ou também conhecido com RIN.

O índice de modulação, m , é um parâmetro relevante na modulação do laser e pode ser calculado usando a seguinte relação:

$$m = \frac{A}{I_b - I_{th}}, \quad (3.1)$$

onde A é a amplitude do sinal de entrada, cujo valor médio é igual a I_d .

O comportamento de um laser semiconductor pode ser descrito por duas seguintes equações diferenciais segundo [30], que definem a taxa de variação da densidade de portadores, N , e a taxa de variação da densidade de fótons, P . De acordo com este modelo o laser existe um conjunto de parâmetros intrínsecos do laser, apresentados na Tabela 3.1, que determinam o seu comportamento.

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{\eta_i I}{qV} - v_g a(N - N_{0m})(1 - \epsilon P)P - \frac{N}{\tau_s} \quad (3.2)$$

$$\frac{\partial P}{\partial t} = \Gamma v_g a(N - N_{0m})(1 - \epsilon P)P - \frac{1}{\tau_p} P + \beta \Gamma \frac{N}{\tau_s} \quad (3.3)$$

Na Equação (3.2), o termo $\frac{\eta_i I}{qV}$ representa a injeção de portadores na região ativa segundo uma corrente I , o termo $\frac{N}{\tau_s}$ corresponde às perdas devido à emissão espontânea e o termo $v_g a(N - N_{0m})(1 - \epsilon P)P$ resulta da emissão estimulada responsável pela emissão de luz por parte do laser.

Na Equação (3.3) é expressa a taxa de aumento da densidade de fótons que é igual à soma entre o contributo da emissão espontânea, $\Gamma v_g a(N - N_{0m})(1 - \epsilon P)$ e a fração da taxa de emissão

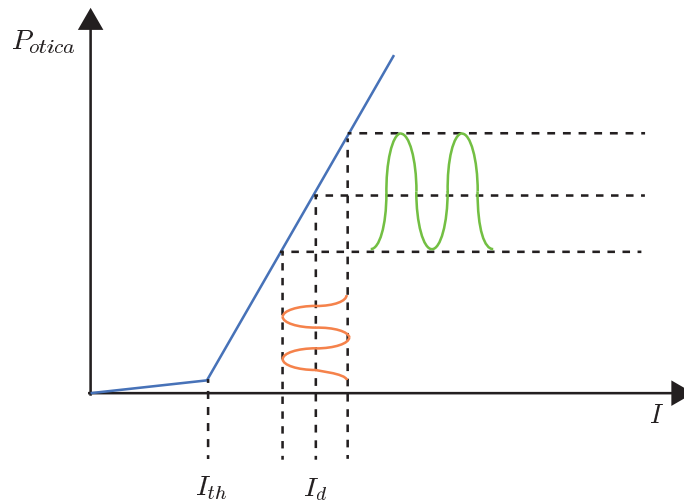


Figura 3.3: Potência ótica emitida em função da corrente de polarização do laser.

Tabela 3.1: Parâmetros intrínsecos do laser

Símbolo	Parâmetro
V	Volume da região ativa
a	Ganho diferencial
N_{0m}	Densidade de elétrons na transparência
β	Fator de emissão espontânea
Γ	Fator de confinamento ótico
τ_s	Tempo de vida dos elétrons
τ_p	Tempo de vida dos fótons
ϵ	Fator de compressão de ganho
v_g	Velocidade de grupo
η_i	Rendimento da injeção de portadores

de emissão espontânea que contribui para o modo de emissão do laser, $\beta\Gamma\frac{N}{\tau_s}$, menos a taxa de fótons perdidos, $\frac{1}{\tau_p}P$, por absorção e nas faces semi-espelhadas.

Para $\partial N/\partial t = 0$ e $\partial P/\partial t = 0$, as populações no estado estacionário, N_0 e P_0 , são obtidas, respetivamente.

A potência ótica emitida por cada uma das faces do laser, P_{out} , é dada por:

$$P_{out} = \frac{P\eta_d h\nu V}{2\Gamma\tau_p\eta_i}, \quad (3.4)$$

onde η_d é a eficiência quântica diferencial e o fator 2 traduz a emissão lateral pela duas faces do laser,

$$\eta_d = \eta_i \left[1 + \frac{2\alpha_s L}{\ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)} \right]^{-1}, \quad (3.5)$$

onde α_s é a perda devido ao efeito de absorção ou perdas do material, R_1 e R_2 são as refletividades das duas faces da cavidade do laser.

Em termos computacionais para facilitar a implementação numérica foram normalizados os parâmetros do laser, tal como sugerido em [30].

$$t = \frac{t}{\tau_s} \quad (3.6)$$

$$p = g_0 \tau_s P \quad (3.7)$$

$$n = g_0 \tau_p N \quad (3.8)$$

$$n_{0m} = g_0 \tau_p N_{0m} \quad (3.9)$$

$$i = g_0 \tau_p \tau_s \frac{I}{qV} \quad (3.10)$$

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon}{g_0 \tau_s} \quad (3.11)$$

$$\gamma = \frac{\tau_s}{\tau_p} \quad (3.12)$$

$$n_0 = g_0 \tau_p N_0 \quad (3.13)$$

$$p_0 = \frac{\beta n_0}{1/\Gamma + n_{0m} - n_0} \quad (3.14)$$

$$j_{th} \equiv n_{th} = 1/\Gamma + n_{0m} \quad (3.15)$$

Após a normalização das Equações (3.2) e (3.3) escrevem-se

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \eta_i i - n - (n - n_{0m})(1 - \varepsilon p) \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \gamma [(\Gamma(n - n_{0m})(1 - \varepsilon p) - 1)p + \Gamma \beta n] \quad (3.17)$$

A função de transferência de primeira ordem ou resposta em frequência para pequenos sinais é dada por [30]:

$$\begin{aligned} \frac{H_1(\omega)}{H_1(0)} &= \frac{\gamma(1 - \varepsilon p_0)p_0}{(j\omega)^2 + j\omega(\gamma\Gamma\beta j_{th}/p_0 + \gamma\varepsilon p_0) + \gamma(1 - \varepsilon p_0)p_0} \\ &= \frac{1}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{j\omega}{\omega_d} + 1}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

onde a frequência de oscilação ω_0 , o coeficiente de amortecimento δ e a frequência de amortecimento ω_d são respectivamente dados por:

$$\omega_0^2 = \gamma(1 - \epsilon p_0)p_0 \approx \gamma p_0 \quad (3.19)$$

$$\delta = \gamma \Gamma j_{th}/p_0 + \gamma \epsilon p_0 \quad (3.20)$$

$$\omega_d = \frac{\omega_0^2}{\delta} \quad (3.21)$$

3.3.2 VCSEL 1550 nm

O **VCSEL** ou também conhecido por *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser* emite verticalmente e possui uma cavidade muito mais pequena ($\approx 1\mu m$) que os lasers de emissão lateral ($\approx 300\mu m$ no caso dos lasers *Fabry-Perot (FP)*, apresentando por isso uma refletividade muito superior ($\approx 99\%$) [3]. Os **VCSEL** relativamente aos lasers longitudinais utilizam menos energia na sua operação porque possuem uma corrente de limiar baixa, apresentam um custo de fabrico muito inferior e podem operar até velocidades de 40 Gbit/s. Contudo, emitem a níveis de potência ótica baixos e são afetados por níveis de **RIN** significativos [31].

O laser utilizado foi um **VCSEL** 1550 nm cujos parâmetros estão apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros intrínsecos do VCSEL 1550 nm [3]

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidades
V	Volume da região ativa	4.9261×10^{-18}	m^3
g_0	Ganho de inclinação	2.5044×10^{12}	$m^3 s^{-1}$
N_{0m}	Densidade de eletrões na transparência	$2.7057 \cdot 10^{24}$	m^{-3}
β	Fator de emissão espontânea	6.5×10^{-3}	-
Γ	Fator de confinamento ótico	3×10^{-2}	-
τ_s	Tempo de vida dos eletrões	2.6023	ns
τ_p	Tempo de vida dos fótons	4	ps
ϵ	Fator de compressão de ganho	5×10^{-23}	m^3
η_i	Rendimento da injeção de portadores	0.8	-

O encapsulamento do laser e o próprio semiconductor criam um circuito de elementos parasitas, ilustrado na Figura 3.4 e cujos valores estão presentes na Tabela 3.3, e que devem ser considerados na sua simulação.

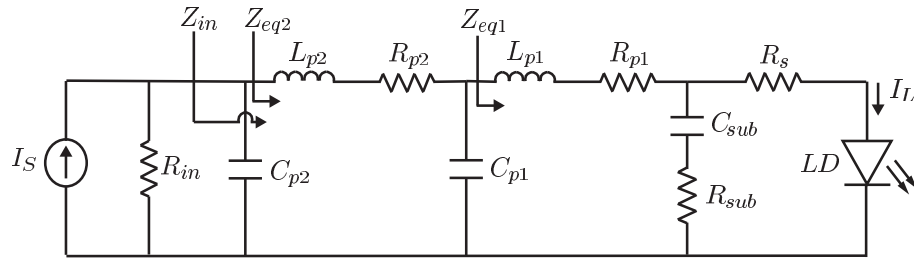


Figura 3.4: Circuito equivalente dos elementos parasitas do laser.

Tabela 3.3: Parâmetros parasitas do circuito equivalente [3]

Elemento	Valor	Unidades
R_{in}	50	Ω
C_{p2}	0.3498	pF
L_{p2}	2.828	nH
R_{p2}	52.387	Ω
C_{p1}	0.6696	pF
L_{p1}	0.68	nH
R_{p1}	0.5	Ω
C_{sub}	0.04	pF
R_{sub}	0	Ω
R_s	113.02	Ω

Assumindo que as seguintes impedâncias:

$$Z_{p2} = R_{p2} + j\omega L_{p2} \quad (3.22)$$

$$Z_{p1} = R_{p1} + j\omega L_{p1} \quad (3.23)$$

$$Z_{sub} = R_{sub} + \frac{1}{j\omega C_{sub}} \quad (3.24)$$

E que as impedâncias equivalentes são dadas por:

$$Z_{in} = 1 + \frac{Z_{eq2}}{1 + j\omega Z_{eq2} C_{p2}} \quad (3.25)$$

$$Z_{eq2} = Z_{p2} + \frac{Z_{eq1}}{1 + j\omega Z_{eq1} C_{p1}} \quad (3.26)$$

$$Z_{eq1} = Z_{p1} + \frac{R_s Z_{sub}}{R_s + Z_{sub}} \quad (3.27)$$

$$(3.28)$$

É possível definir as seguintes impedâncias auxiliares e obter a função transferência $\frac{I_L}{I_S}$ do circuito parasita, que apenas limita a componente *Alternating Current (AC)* da corrente que percorre

o laser.

$$Z'_{in} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega C_{p2} R_{in}} \quad (3.29)$$

$$Z'_{eq1} = \frac{Z'_{in} + Z_{p2}}{1 + j\omega C_{p1} (Z'_{in} + Z_{p2})} \quad (3.30)$$

$$Z'_{eq2} = \frac{Z_{sub} (Z'_{eq1} + Z_{p1})}{Z_{sub} + Z'_{eq1} + Z_{p1}} \quad (3.31)$$

$$\frac{I_L}{I_S} = \frac{Z'_{eq1}}{Z'_{eq1} + R_s} \frac{Z'_{eq1}}{Z'_{eq1} + Z_{p1}} \frac{Z'_{in}}{Z'_{in} + Z_{p2}} \quad (3.32)$$

Na Figura 3.5 está representada a resposta em frequência normalizada associada à Equação 3.32, onde é constatável o seu comportamento de filtro passa-baixo.

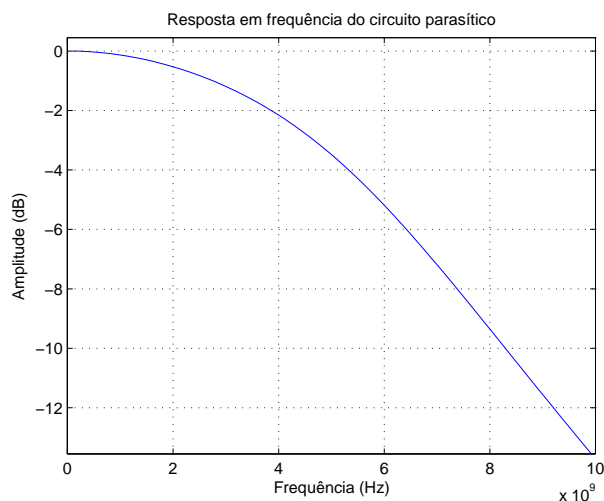


Figura 3.5: Resposta em frequência normalizada do circuito parasita.

Na Figura 3.6 estão representadas as respostas em frequência normalizadas para cinco correntes de polarização diferentes (3, 4, 5, 6 e 7 mA), que são obtidas a partir da função de transferência do laser intrínseco dado pela Equação (3.18). Onde é evidente que tal como descreve a Equação (3.20), o coeficiente de amortecimento é composto por um primeiro termo $\gamma \Gamma \beta j_{th} / p_0$ que cresce com a emissão espontânea e um segundo termo $\gamma \mathcal{E} p_0$ que cresce com o ganho de compressão. Assim, para correntes de polarização baixas (p_0 baixo), o pico de ressonância é menor devido à predominância do termo de emissão espontânea no coeficiente de amortecimento e para correntes de polarização elevadas, o pico diminui com o aumento do ganho de compressão [30]. Entre estas duas situações, ocorre o pico máximo de ressonância, tal como é ilustrada na Figura 3.6.

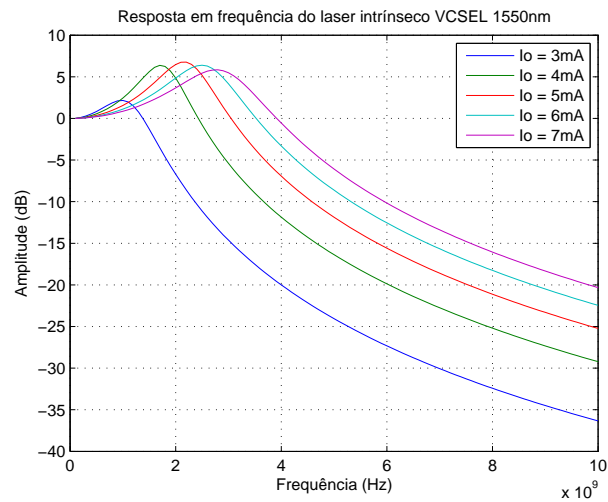


Figura 3.6: Resposta em frequência normalizada do laser intrínseco do VCSEL 1550 nm.

A resposta em frequência do VCSEL 1550nm para as diferentes de correntes de polarização é dada pelo produto das funções de transferência do circuito parasítico e do laser intrínseco, e está representada na Figura 3.7.

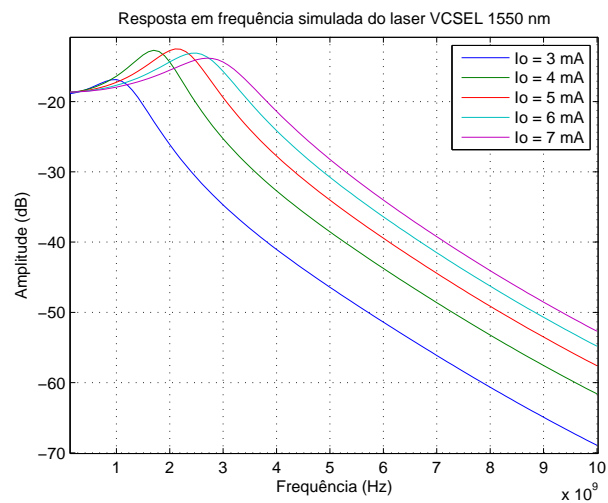


Figura 3.7: Resposta em frequência simulada do VCSEL 1550 nm.

3.4 Sumário

Neste capítulo foi realizada uma descrição detalhado do comportamento dos laser semicondutores e foi caracterizado o VCSEL 1550 nm utilizado. A simulação do sistema Rádio-Fibra será apresentada no Capítulo 4.

Capítulo 4

Implementação em MATLAB

4.1 Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação dos sistemas OFDM, SC-FDMA e RoF em MATLAB e são apresentados os resultados mais relevantes obtidas através das simulações efetuadas. Nas Secções 4.2 e 4.3 são detalhadas as implementações dos transmissores e recetores OFDM e SC-FDMA, respetivamente. Na Secção 4.4, as duas técnicas são comparadas em termos de PAPR, de modo a validar os transmissores desenvolvidos. Na Secção 4.5 é apresentado o modelo Simulink do laser utilizado na simulação do link ótico.

4.2 OFDM

4.2.1 Transmissor OFDM

O transmissor OFDM implementado em MATLAB pode ser dividido em vários sub-blocos que são interligáveis tal como ilustra a Figura 4.1.

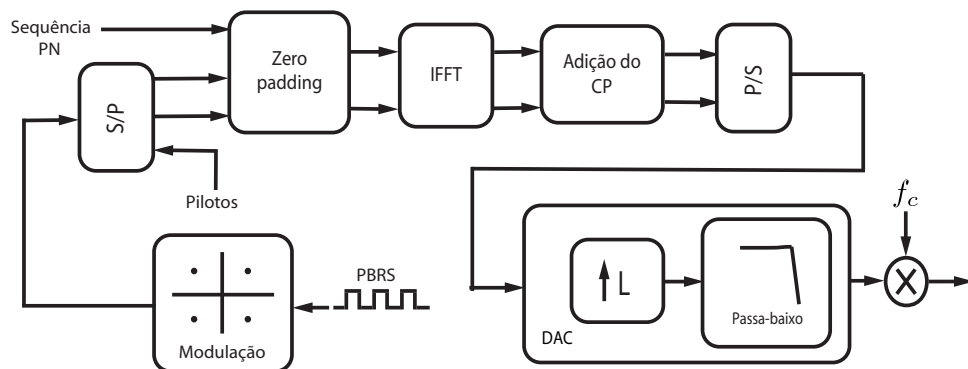


Figura 4.1: Transmissor OFDM.

No início do diagrama de blocos é introduzida uma sequência de bits pseudoaleatória (PRBS) gerada usando a função `MATLAB randint`. Esta é modulada a uma taxa de bits, R_b , igual 10 Mbit/s segundo formatos como o QPSK, 16-QAM ou 64-QAM com codificação de Gray usando as funções `modem.pskmod` e `modem.qammod`, respetivamente seguidas da função `modulate`. Cada símbolo OFDM é constituído por 120 subportadoras de dados que provêm da modulação e 8 subportadoras piloto previamente definidas (do conhecimento do recetor OFDM) que são inseridas espaçadamente entre as subportadoras de dados, de modo a estimar corretamente o canal onde se propaga o sinal OFDM. Nesta simulação o sinal OFDM engloba 10 símbolos de dados ($N_{simb} = 10$) mais 1 símbolo de treino inicial formado por uma sequência PN (apresenta um PAPR baixo [19]) que desempenha um papel fundamental na sincronização realizada no recetor.

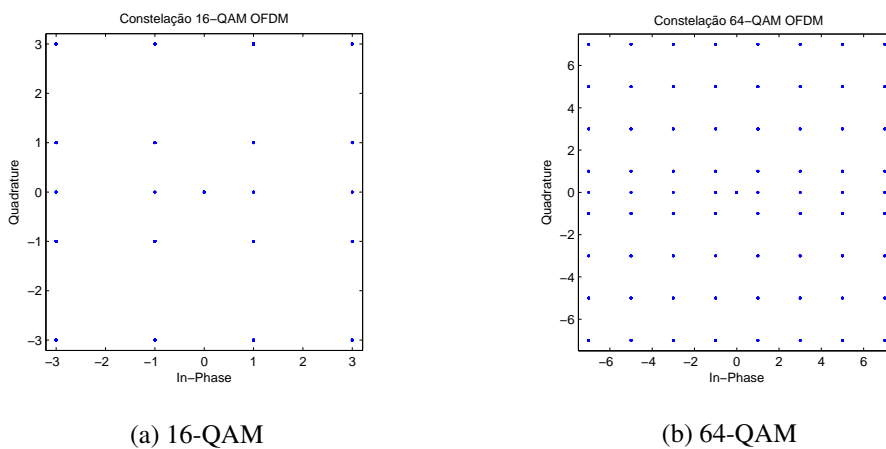


Figura 4.2: Constelações no transmissor depois da inserção da sequência de treino.

A tarefa seguinte passa por aplicar a IDFT de 128 pontos ($N = 128$), referida na Equação 2.9, ao sinal que foi sobreamostrado (*zero padding*) a 4 vezes o número de subportadoras, isto é, $p = 4$ e ($FFT_{size} = p.N = 512$), de modo a facilitar futuras filtragens. Em seguida, é inserido o prefixo cíclico ($CP_{size} = FFT_{size}/4$) pelas razões referidas na Secção 2.2.2.1.

Depois, o sinal é encaminhado para o conversor digital-analógico (DAC) onde é sobreamostrado e filtrado. É sobreamostrado recorrendo à função `upsample` por um fator igual a $\frac{f_s}{R_b} \frac{FFT_{size}}{N}$, com a frequência de amostragem f_s igual 20 GHz. E é filtrado utilizando um filtro passa-baixo ideal com uma frequência de corte igual a $4R_b$, que foi implementado no domínio dos tempos recorrendo à função `hanning` que trunca a resposta impulsional de um filtro rectangular ideal (fase do filtro é nula), cuja resposta em frequência está representada na Figura 4.3, de modo a eliminar as réplicas indesejadas.

Por fim, é realizado o `upconvert` onde o sinal em banda-base é dividido em duas componentes: componente em fase (I) obtida através da parte real do sinal e componente em quadratura (Q) que representa a sua parte imaginária. Estas são respetivamente multiplicadas pela portadora rádio (f_c) localizada a 2.4 GHz e pela mesma portadora desfasada de 90° , obtendo assim duas cópias do espetro do sinal a f_c e a $-f_c$ como ilustra a Figura 4.4b.

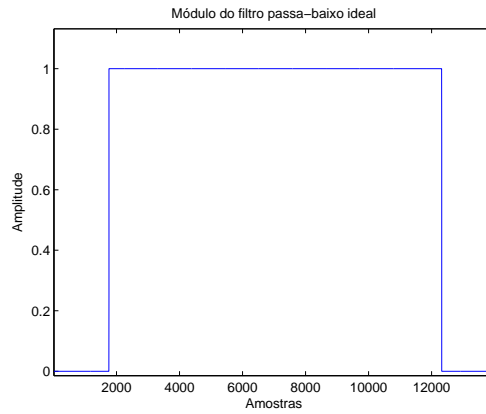
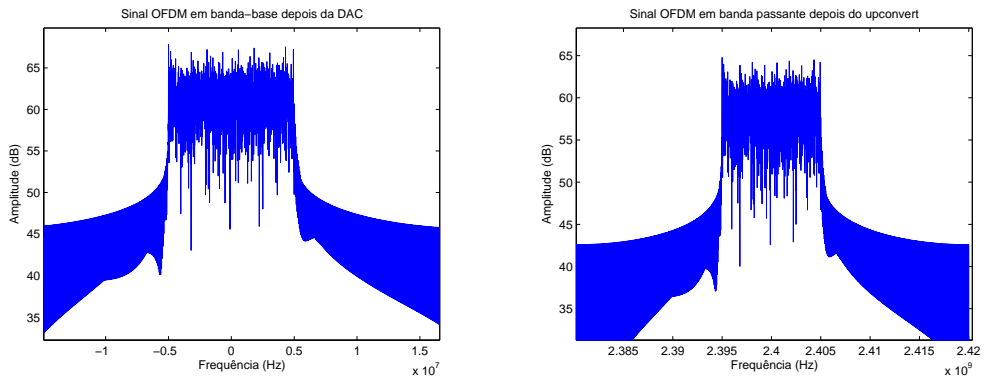


Figura 4.3: Módulo do filtro passa-baixo ideal utilizado.



(a) Antes do *upconvert*.

(b) Depois do *upconvert*.

Figura 4.4: Espectros do sinal OFDM antes e depois do *upconvert*.

Assim, o sinal OFDM transmitido no domínio dos tempos com 10 símbolos OFDM e 1 símbolo inicial destinado à sincronização está ilustrado na Figura 4.5.

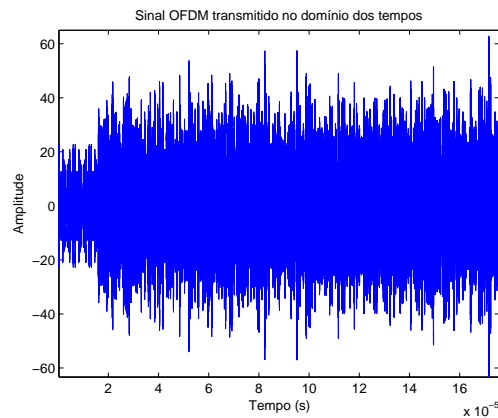


Figura 4.5: Sinal OFDM transmitido no domínio dos tempos.

4.2.2 Recetor OFDM

Tal como é visível na Figura 4.6, o recetor OFDM também pode ser dividido em sub-blocos. Inicialmente, o sinal recebido é filtrado por um filtro passa-banda ideal de modo a reduzir o ruído fora banda passante e em seguida é realizado o *downconvert* à mesma frequência da portadora f_c utilizada no transmissor, obtendo-se assim o sinal em banda-base.

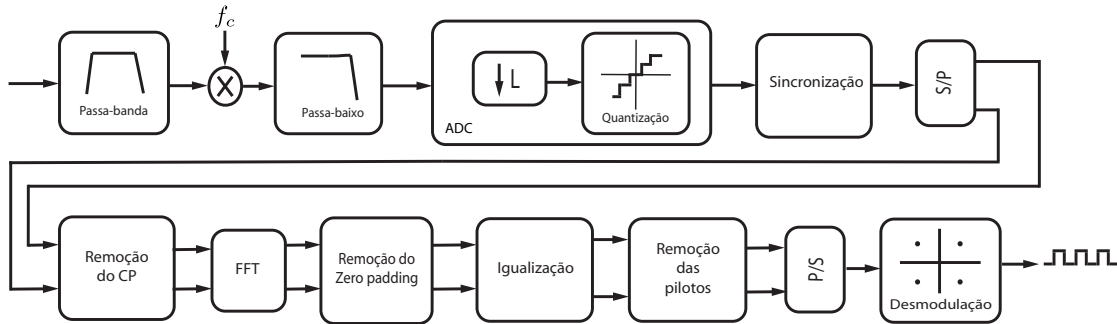


Figura 4.6: Recetor OFDM.

Logo em seguida são eliminadas as réplicas indesejadas através de uma filtragem passa-baixo com uma frequência de corte igual a f_c , tal como mostra a Figura 4.7.

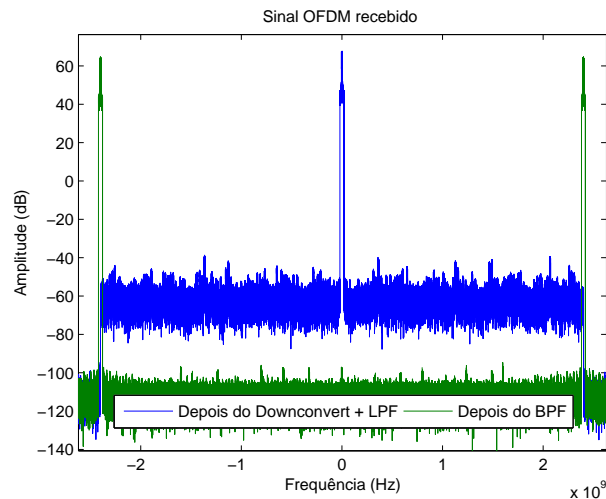


Figura 4.7: Espectros dos sinais OFDM antes e depois do *downconvert*.

De forma inversa, o sinal é encaminhado para o conversor análogo-digital ou também conhecido por *Analogic Digital Converter* (ADC) onde é subamostrado recorrendo à função *downsample* e é quantizado não uniformemente recorrendo à função *lloyds*, que utiliza um método iterativo para minimizar a distorção média quadrada. A relação sinal-ruído ou SNR é afetada pelo número de bits utilizado na quantização, tal como é evidente a Figura 4.8.

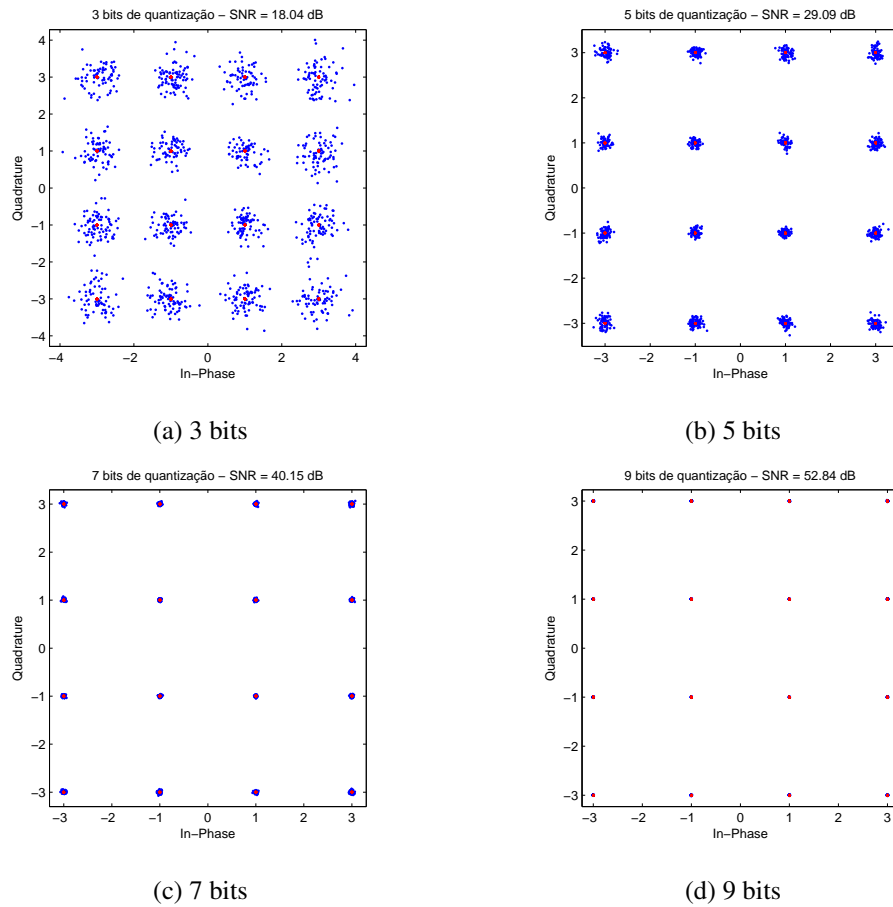


Figura 4.8: Constelações 16-QAM transmitida (a vermelho) e recebida para diferentes bits de quantização (a azul).

Em seguida, é realizada a sincronização utilizando o método de Park descrito na Secção 2.2.3.3, que através de uma métrica temporal é capaz de estimar o início do símbolo de treino inserido no transmissor, tal como ilustra a Figura 4.9.

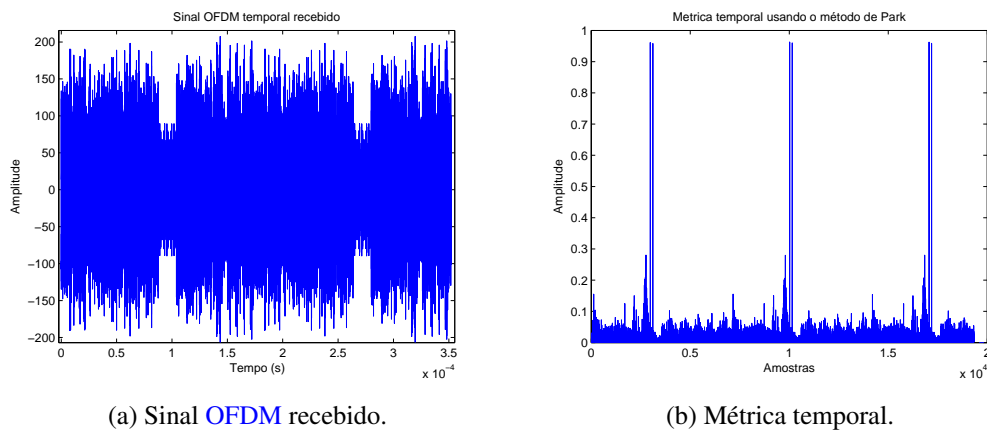


Figura 4.9: Sincronização no recetor OFDM.

Sendo assim possível desmodular os 10 símbolos **OFDM** relevantes, uma vez que o tamanho da sequência de treino é conhecido.

No que diz respeito à desmodulação **OFDM**, é removido o prefixo cíclico inserido no transmissor, é aplicada a *Fast Fourier Transform (FFT)* de 128 pontos que transporta o sinal novamente para o domínio das frequências e é removido o *zero padding* que fora anteriormente inserido.

O processo seguinte passa por estimar o canal através das 8 subportadoras inseridas, isto é, é contabilizada a ação que o canal teve no módulo e na fase de cada subportadora, obtendo o módulo e a fase da resposta em frequência do canal para cada subportadora piloto. A resposta em frequência para as restantes subportadoras é obtida através de interpolação e é utilizada para igualizar o canal recorrendo ao algoritmo **ZF**, no qual o impacto do canal é removido através da multiplicação do sinal recebido pelo recíproco da resposta em frequência do canal anteriormente estimada.

Posteriormente, são apenas selecionadas as subportadoras de dados recebidas para serem desmoduladas com o mesmo formato de modulação utilizado no transmissor **OFDM**, recorrendo à função *demodulate*, da qual resulta a sequência de bits desejada.

4.3 SC-FDMA

4.3.1 Transmissor SC-FDMA

O transmissor **SC-FDMA** é descrito pelo diagrama de blocos da Figura 4.10.

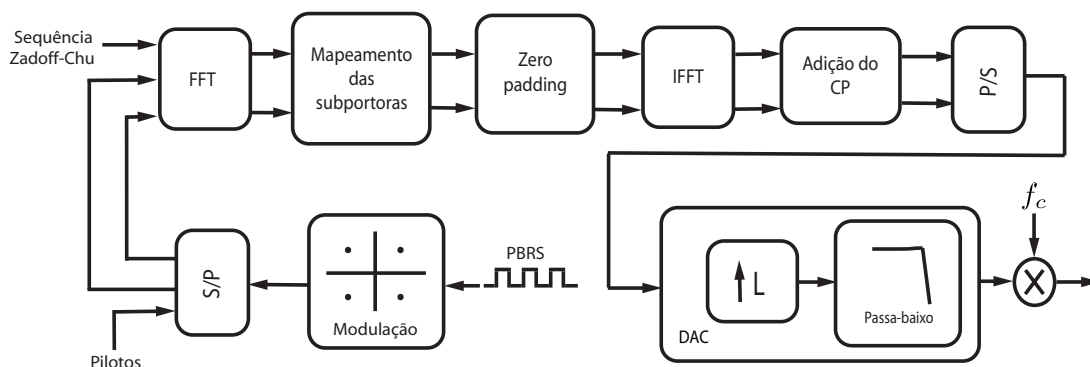


Figura 4.10: Transmissor **SC-FDMA**.

Tal como no **OFDM**, é introduzida uma sequência de bits pseudoaleatória que é modulada segundo formatos como o **QPSK**, **16-QAM** ou **64-QAM** com codificação de Gray. Para cada símbolo **OFDM** e **SC-FDMA** são modulados $(N - N_{piloto}) \log_2(M_c)$ bits, onde M_c é o número de símbolos da constelação do formato de modulação utilizado e N_{piloto} é o número de símbolos piloto utilizados.

Para efeitos de comparação, são utilizados os mesmos parâmetros ($R_b = 10\text{Mbit/s}$, $N = 128$, $N_{\text{simb}} = 10$, $FFT_{\text{size}} = 512$ e $CP_{\text{size}} = \frac{FFT_{\text{size}}}{4}$) indicados no transmissor OFDM, que foram descritos na Secção 4.2.1.

Comparativamente com o OFDM, são introduzidas 4 modificações no transmissor SC-FDMA:

- Para efeitos de sincronização não é utilizada uma sequência PN como símbolo de treino, mas sim uma sequência ZC cujas propriedades foram descritas na Secção 2.3.3.
- São introduzidos símbolos piloto conhecidos no domínio dos tempos, contrariamente às subportadoras piloto introduzidas no transmissor OFDM.
- É adicionada uma FFT de N pontos que converte os N símbolos recebidos em N subportadoras no domínio das frequências.
- São mapeadas as N subportadoras resultantes da aplicação da FFT em M subportadoras, usando técnica entrelaçada descrita na Secção 2.3.2.1 ou a técnica localizada analisada na Secção 2.3.2.2.

Com a introdução da sequência ZC de raiz R_{SZC} e tamanho N_{SZC} recorrendo à função $lteZadoffChuSeq(R_{SZC}, N_{SZC})$ implementada neste trabalho, a constelação 16-QAM tem o aspeto visível na Figura 4.11, onde se destaca o comportamento polifásico da sequência ZC.

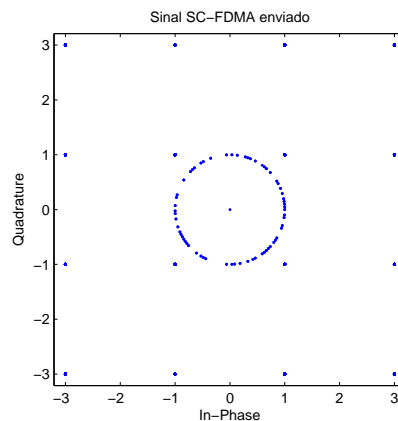


Figura 4.11: Constelação 16-QAM enviada.

O espectro do sinal SC-FDMA com mapeamento entrelaçado (IFDMA) visível na Figura 4.12a com $N = 64$ e $M = 256$ demonstra que as subportadoras são distribuídas pelo espectro com um espaçamento $Q = 4$. O espectro do sinal SC-FDMA com mapeamento localizado (LFDMA) ilustrado na Figura 4.12b com os mesmos parâmetros está confinado a uma largura de banda correspondente às N subportadoras iniciais. O mapeamento das subportadoras tem especial interesse no PAPR do sinal SC-FDMA e será discutido na Secção 4.4.

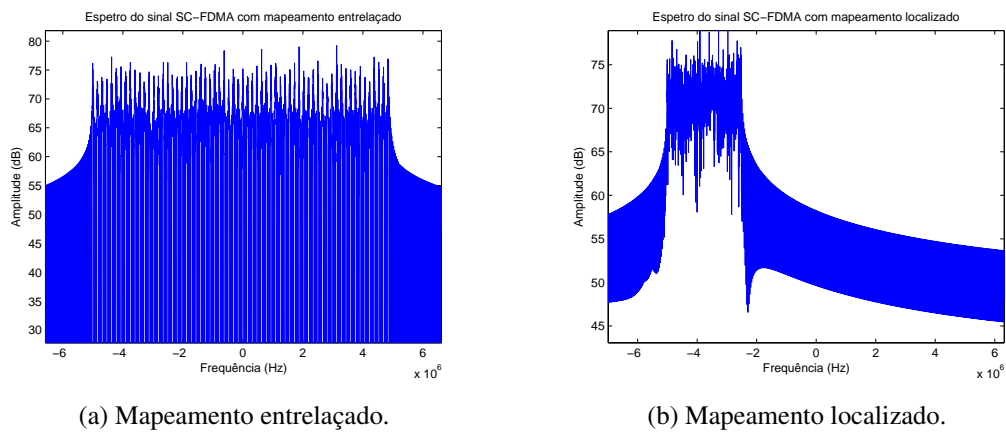


Figura 4.12: Espectros do sinal **SC-FDMA** com diferentes mapeamentos das subportadoras.

Assim, o sinal **SC-FDMA** no domínio dos tempos que foi transmitido, assumindo que $N = M$, está representado na Figura 4.13 e apresenta um aspeto idêntico ao **OFDM**, exceto no facto do símbolo de treino inicial (sequência **ZC**) apresentar pequenas variações de amplitude relativamente aos restantes símbolos **SC-FDMA**.

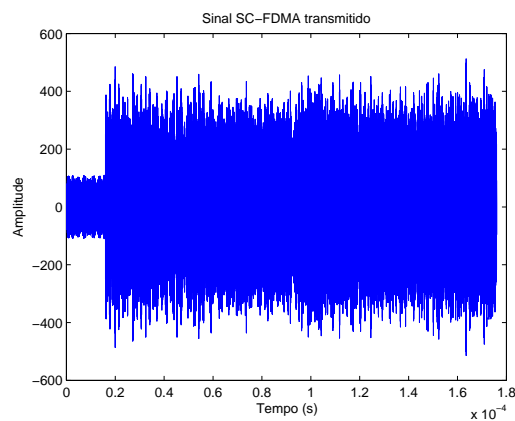


Figura 4.13: Sinal **SC-FDMA** transmitido

4.3.2 Recetor SC-FDMA

O recetor SC-FDMA é descrito pelo diagrama de blocos da Figura 4.14.

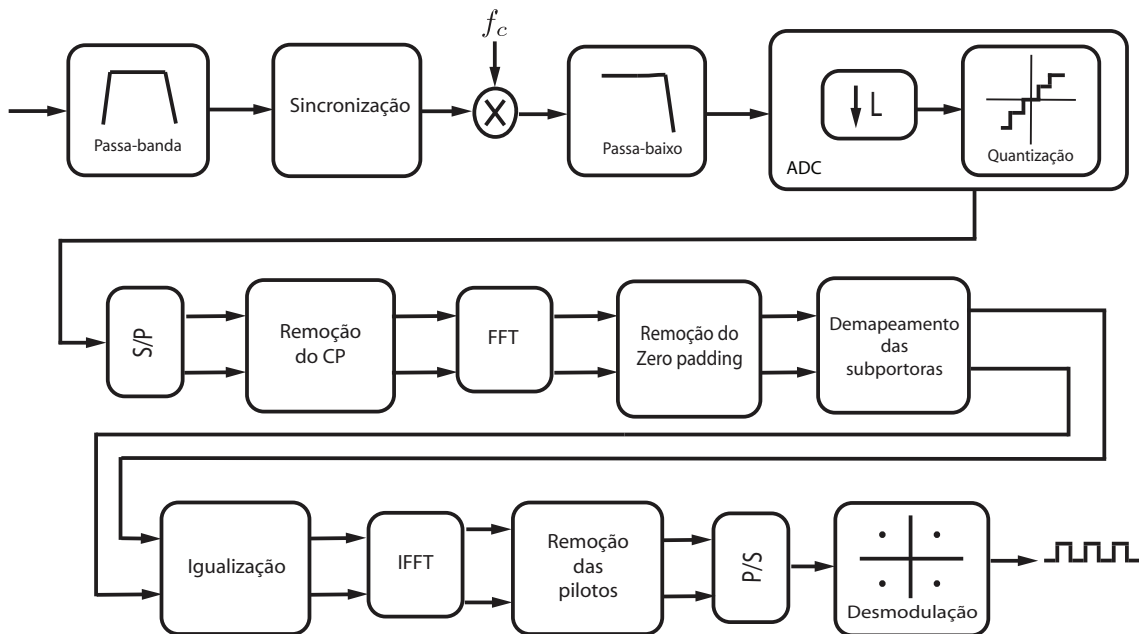


Figura 4.14: Recetor SC-FDMA.

Comparativamente com o OFDM, são introduzidas 3 modificações no recetor SC-FDMA:

- A sincronização temporal é realizada em banda passante recorrendo à correlação cruzada entre o sinal recebido e o sinal de referência.
- É adicionada uma IDFT de N pontos que converte os N subportadoras recebidas em N símbolos no domínio das tempos.
- São desmapeadas as N subportadoras resultantes da aplicação da FFT em em M subportadoras.

Contrariamente ao que acontece no recetor OFDM, a primeira tarefa a ser realizada na recepção do sinal SC-FDMA é a sincronização, porque a sobreamostragem realizada no transmissor e a subamostragem efetuada no recetor em banda-base inicia-se em amostras diferentes, sendo este erro admissível no caso do sistema OFDM mas não no sistema SC-FDMA. Para determinar o instante temporal exato em que se inicia o símbolo de treino é realizada a correlação cruzada entre o sinal recebido em banda passante e o sinal de referência que corresponde ao primeiro símbolo do sinal em banda passante transmitido. O módulo da correlação visível na Figura 4.15b apresenta máximos no início do símbolo de treino utilizado para a sincronização. Sabendo o tamanho da sequência ZC em banda passante, é possível determinar com exatidão o início dos símbolos SC-FDMA que transportam os dados requeridos.

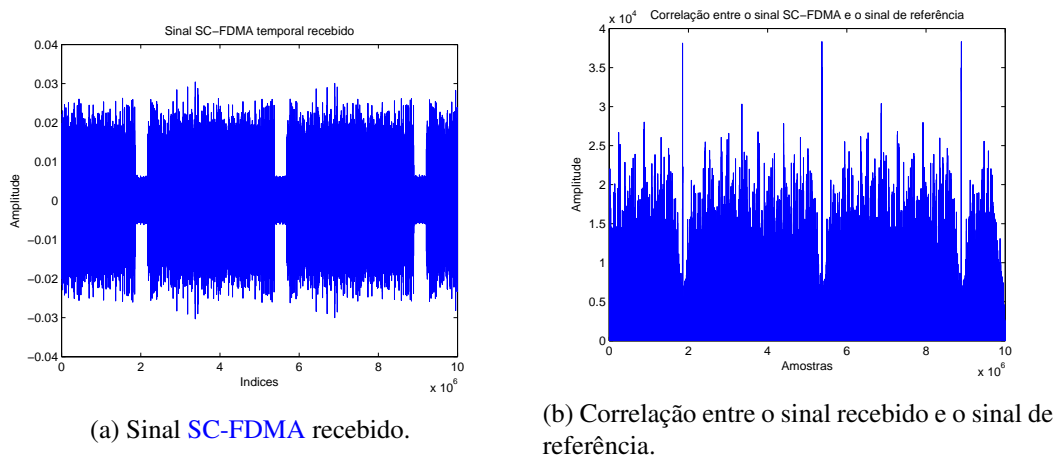


Figura 4.15: Sincronização no recetor SC-FDMA.

O impacto da sincronização na constelação recebida é visível na Figura 4.16: sem sincronização é impossível desmodular o sinal SC-FDMA e com sincronização a constelação recebida vem afetada de uma rotação de fase introduzida apenas pelo canal de transmissão, que pode ser anulada através da sua igualização.

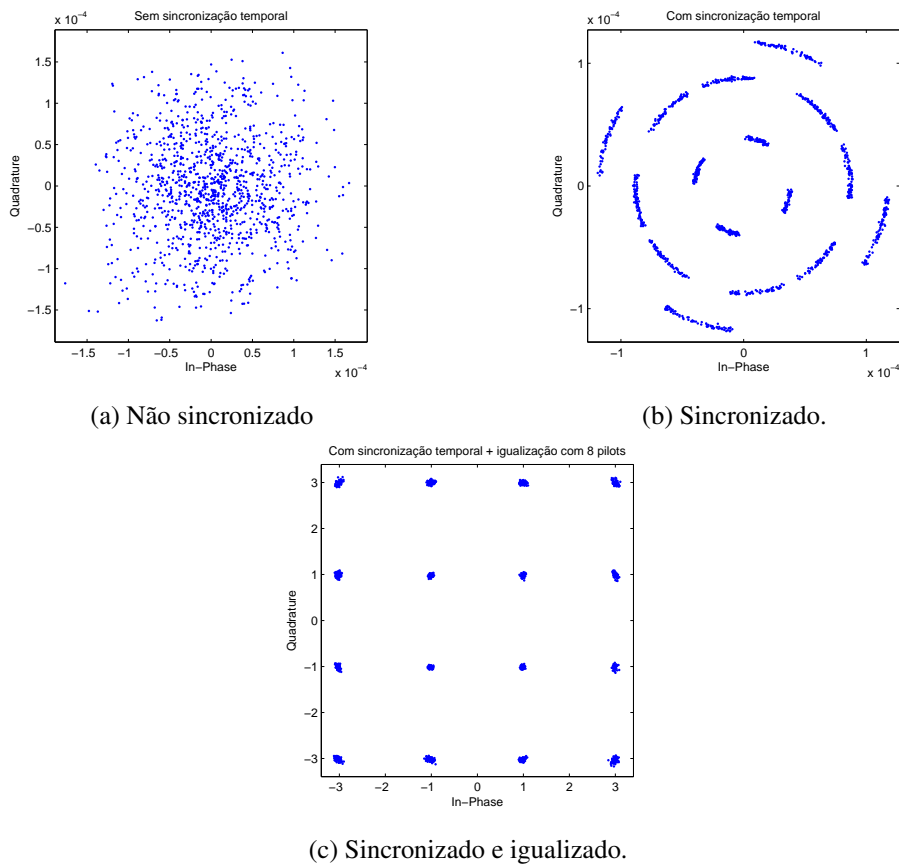


Figura 4.16: Impacto da sincronização temporal nas constelações 16-QAM recebidas.

De acordo com a Figura 4.14, o sinal recebido é inicialmente filtrado por um filtro passa-banda ideal de modo a reduzir o ruído fora banda passante e em seguida é realizado o *downconvert* à mesma frequência da portadora f_c utilizada no transmissor, seguido de uma filtragem passa-baixo para eliminar as réplicas indesejadas, obtendo-se assim o sinal em banda-base. Tal como no OFDM, o sinal é encaminhado para o conversor análogo-digital ou também conhecido por ADC onde é subamostrado e quantizado não uniformemente.

No que diz respeito à desmodulação SC-FDMA, é removido o prefixo cíclico inserido no transmissor, é aplicada a FFT de M pontos que transporta o sinal novamente para o domínio das frequências e é removido o zero padding que fora anteriormente inserido. Em seguida, as M subportadoras são desmapeadas em N subportadoras e é processada a estimação do canal através das 8 subportadoras piloto inseridas no transmissor e a correspondente igualização recorrendo à técnica ZF. Por fim, é aplicada uma IDFT às N subportadoras para obter N símbolos no domínio dos tempos, são removidas os símbolos piloto e são desmoduladas apenas os símbolos de dados correspondentes à constelação da Figura 4.16c, de modo a obter a sequência de bits desejada.

4.4 PAPR

Os transmissores OFDM e SC-FDMA desenvolvidos podem ser validados através do PAPR do sinal enviado, comparando-o com os resultados presentes na literatura.

O comportamento do PAPR, analisado na Secção 2.4.6, para as modulações OFDM e SC-FDMA, é observável através da probabilidade de uma dada amostra ultrapassar valores específicos de PAPR em dB, tal como é ilustrado nas Figuras 4.17, 4.18 e 4.19. Para obtenção da CCDF foram transmitidos 10^5 símbolos, foi utilizado uma sobreamostragem de 8 vezes e não foi aplicada nenhuma técnica de formatação do impulso.

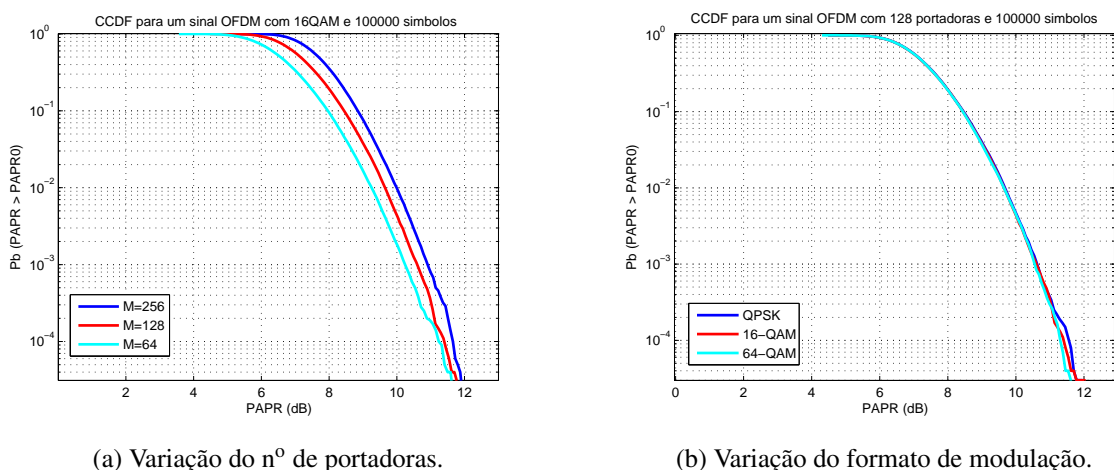


Figura 4.17: CCDF do sinal OFDM transmitido.

Começando pela modulação OFDM é constatável na Figura 4.17a que quanto menor for o número de subportadoras utilizado ligeiramente menor será o PAPR. Na Figura 4.17b é notório

que a alteração do formato de modulação inicial representa alterações mínimas nos valores de **PAPR** das amostras testadas.

No caso da modulação **SC-FDMA**, o mapeamento das subportadoras influencia significativamente o **PAPR** medido. Para uma **CCDF** igual a 10^{-4} e o mesmo número de subportadoras iniciais, o mapeamento entrelaçado (**IFDMA**) apresenta um valor de **PAPR** cerca de 6 dB abaixo do apresentado pelo mapeamento localizado (**LFDMA**), tal como ilustra a Figura 4.18a. Este resultado pode ser explicado pelo facto de no caso do **IFDMA**, tal como é referido na Secção 2.3.2.1, a saída da **IDFT** de M pontos da Figura 2.8 é igual ao sinal original de N pontos repetido no tempo M/N vezes, ao passo que no **LFDMA**, a saída da **IDFT** de M pontos é igual ao sinal original de N pontos em $M/N - 1$ amostras e entre elas estão as somas ponderadas complexas das N amostras, tal como é referido na Secção 2.3.2.2, o que faz aumentar o **PAPR** comparativamente ao **IFDMA**.

Ao variar o formato da modulação inicial, é notório que a modulação **QPSK** apresenta o menor **PAPR** seguida das modulações **16-QAM** e **64-QAM**. De realçar que para um mapeamento entrelaçado e uma modulação **QPSK**, o **PAPR** das amostras é nulo porque todos os pontos da constelação têm a mesma amplitude (potência), tal como exemplifica a Figura 4.18b.

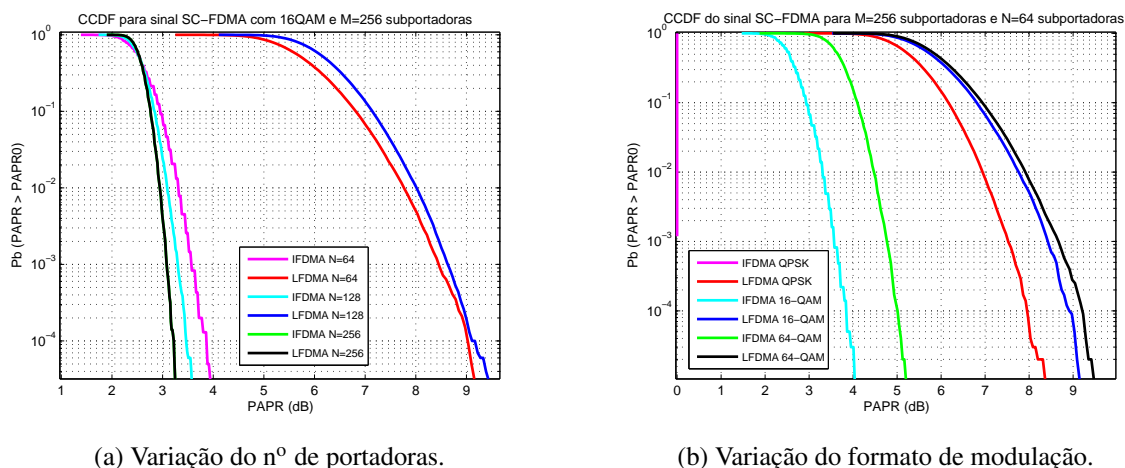


Figura 4.18: CCDF do sinal IFDMA transmitido.

Comparando agora diretamente as duas modulações para $M = N = 128$ subportadoras (sem mapeamento de subportadoras), o **OFDM** apresenta um **PAPR** maior em cerca de 8 dB que o **SC-FDMA** para um **CCDF** igual a 10^{-4} e quando é utilizada a modulação **16-QAM**, segundo a Figura 4.19. A simulação com estes parâmetros tem um interesse reforçado porque na simulação e na implementação experimental Rádio-Fibra, os sinais **OFDM** e **SC-FDMA** vão apresentar estes mesmos parâmetros.

É importante destacar que os resultados presentes nas Figuras 4.19 e 4.18b são idênticos aos presentes em [20] e permitem validar os transmissores **OFDM** e **SC-FDMA**.

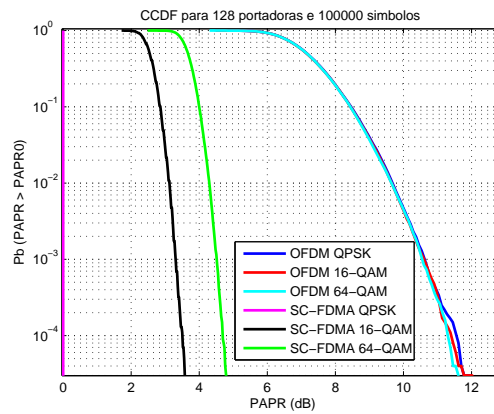


Figura 4.19: Comparação da CCDF para os sinais OFDM e SC-FDMA com $M = N = 128$ subportadoras para diferentes formatos de modulação.

4.5 RoF

4.5.1 Arquitetura

Tal como é ilustrado na Figura 4.20, em ambiente de simulação é possível recriar o comportamento do VCSEL 1550 nm recorrendo a um modelo *Simulink*, afetar o sinal transportado dos ganhos referentes ao atenuador ótico (α) e ao recetor ótico (G_{PD}) e ainda adicionar o ruído inerente ao laser e ao recetor (N). A atenuação ótica foi medida na Secção 5.2.2 e o ganho do recetor ótico foi medido na Secção 5.2.3 para a frequência de operação localizada a 2.4 GHz.

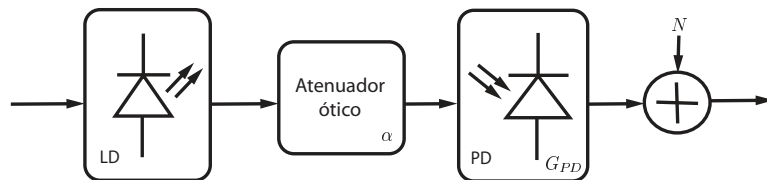


Figura 4.20: Link RoF simulado.

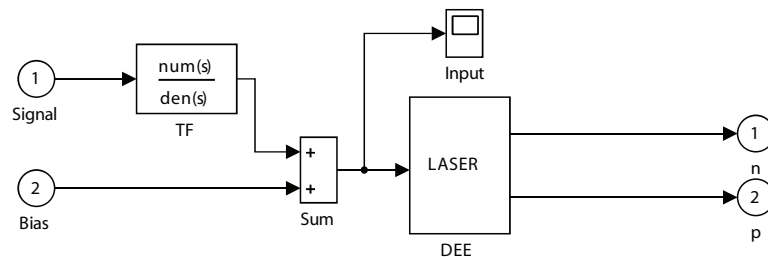


Figura 4.21: Modelo *Simulink* usado.

Para a simulação do laser VCSEL 1550 nm foi utilizado um modelo *Simulink* que engloba a função transferência do circuito parasítico descrita na Equação (3.32), TF, e um bloco LASER que aplica as duas equações diferenciais características do laser, Equação (3.16) e Equação (3.17). Das quais resultam as densidades normalizadas de portadores, n , e de fótons, p , tal com ilustra a Figura 4.21.

4.5.2 Resultados

4.5.2.1 Laser

Para a caracterização do laser é fundamental traçar a curva característica do VCSEL 1550 nm, para isso, foi variada a corrente de polarização do modelo e determinada a potência ótica utilizando a Equação (3.4). A corrente de *threshold* pode ser determinada pela interseção com o eixo das abcissas (da corrente de polarização) do prolongamento do segmento de reta referente à predominância da emissão estimulada e é aproximadamente igual a 2.1 mA, tal como é visível na Figura 4.22.

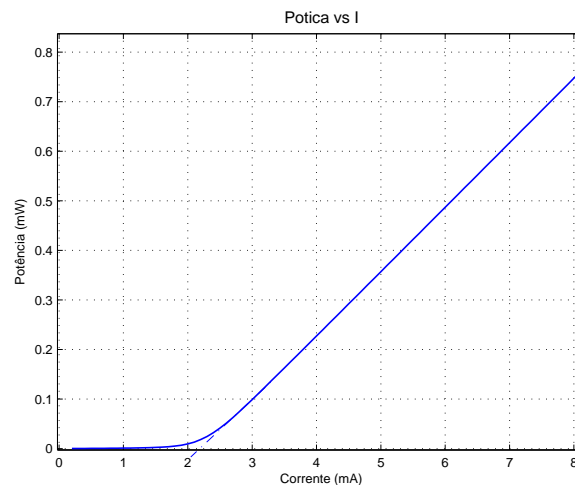


Figura 4.22: Curva caraterística simulada do VCSEL 1550 nm.

4.5.2.2 OFDM

Primeiramente, foi simulada a modulação direta do laser usando o sinal OFDM proveniente do transmissor OFDM descrito na Secção 4.2.1. Dependendo da corrente de polarização utilizada, a distorção de intermodulação é mais ou menos acentuada, isto é, o impacto dos produtos de intermodulação, também conhecidos por *Intermodulation Products (IMP)* presentes no espectro do sinal é função da corrente. Os produtos de intermodulação são resultado da não-linearidade do laser que provoca uma combinação das várias subportadoras na cavidade do laser. Os produtos de segunda e terceira ordem são gerados pela combinação de duas e três frequências de entrada, respetivamente.

Na Figura 4.23a é visível uma elevada distorção de intermodulação na banda de transmissão (com centro em 1 GHz) devida aos produtos de intermodulação de ordem ímpar como os produtos de terceira ordem com as frequências $f_i + f_j - f_k$ e $2f_i - f_j$, que coincidem com a banda de transmissão e provocam interferência intercanal ou também conhecida por ICI. O espectro para a corrente de polarização de 6 mA visível na Figura 4.23b apresenta menor distorção do que o espectro para a corrente de polarização de 3mA porque para uma portadora localizada à frequência de 1 GHz, a frequência de ressonância de $I_o = 6mA$ está próxima da frequência de 2.5 GHz, enquanto que para $I_o = 3mA$ está próxima da frequência de 1 GHz.

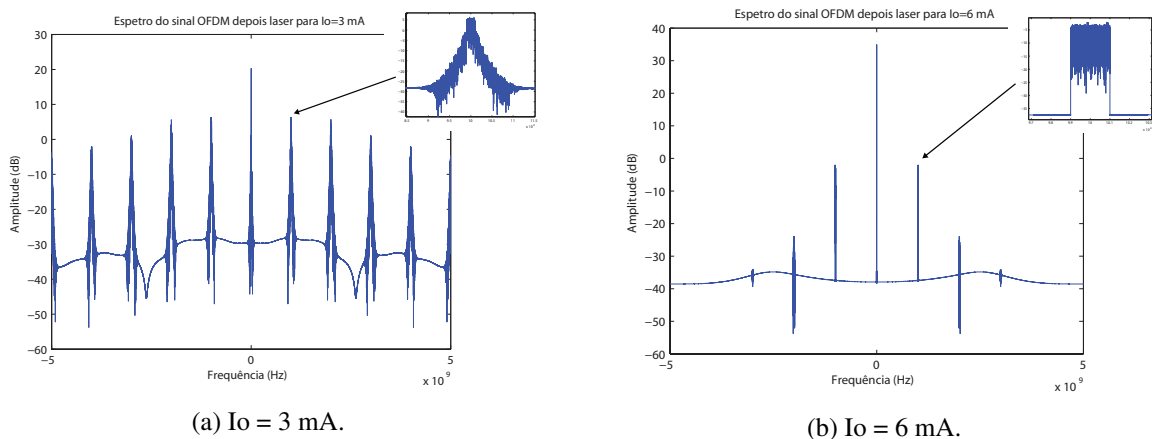


Figura 4.23: Espetros do sinal OFDM depois de passar pelo laser.

Todos os resultados apresentados nesta secção são obtidas a partir de um sinal OFDM transmitido com os seguintes parâmetros:

Tabela 4.1: Parâmetros do sinal OFDM.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
R_b	10 Mbit/s
N_{sub}	128
FFT_{size}	512
CP_{size}	128
N_{simb}	10
f_s	20 GHz
f_c	2.4 GHz
Estimação do canal	LS
N_{pil}	8
Igualização	ZF

onde R_b representa a taxa de bits, N_{sub} representa o número de subportadoras OFDM, FFT_{size} refere-se ao tamanho da FFT realizada no recetor, CP_{size} é igual ao tamanho do prefixo cíclico, N_{simb} representa o número de símbolos OFDM enviados, N_{pil} é igual ao número de subportadoras

piloto utilizadas na estimação da resposta do canal e f_s e f_c representam a frequência de amostragem e a frequência da portadora, respetivamente.

Para avaliar desempenho da técnica **OFDM**, o modelo do **VCSEL** 1550 nm foi testado para diferentes correntes de polarização (3, 5 e 7 mA) e com sinais **OFDM** de diferentes amplitudes, de modo a obter diferentes índices de modulação do laser. O índice de modulação ótico do laser é definido à sua saída utilizando a seguinte expressão:

$$m_{\%} = \frac{3\sigma_{o,OFDM}}{\mu_{o,OFDM}} 100, \quad (4.1)$$

onde $\sigma_{o,OFDM}$ é igual ao desvio padrão do sinal **OFDM** depois de passar pelo laser e $\mu_{o,OFDM}$ é igual ao valor médio do sinal **OFDM** à saída do modelo do **VCSEL** 1550 nm.

Na Figura 4.24a, é visível que para os índices de modulação mais baixos a relação sinal-ruído, também conhecida por **SNR**, descrita na Secção 2.4.4, da constelação 16-**QAM** recebida é elevada $\approx 60dB$. Com o aumento de m e a partir de 5%, a distorção do laser faz-se sentir e o **SNR** decresce até 20 dB para $m = 100\%$.

Em termos teóricos, o **SNR** do *link* ótico é dada por [32]:

$$SNR = \frac{\langle I_{RX}^2 \rangle}{\langle I_{RIN}^2 \rangle + \langle I_{SN}^2 \rangle + \langle I_{TH}^2 \rangle + \langle I_{IMI}^2 \rangle}, \quad (4.2)$$

onde as quatro correntes de ruído são: a corrente do ruído **RIN**, a corrente do ruído quântico, a corrente do ruído térmico devido à resistência equivalente (R_{eq}) da carga do fotodíodo e da resistência do amplificador e ainda a corrente devida à distorção de intermodulação, respetivamente. Cada termo do ruído pode ser expresso por [33]

$$\langle I_{RX}^2 \rangle = \frac{1}{2} (R \cdot m \cdot \langle P_o \rangle)^2 \quad (4.3)$$

$$\langle I_{RIN}^2 \rangle = R^2 \cdot \langle P_o \rangle \cdot 10^{\frac{RIN}{10}} \cdot B \quad (4.4)$$

$$\langle I_{SN}^2 \rangle = 2 \cdot q \cdot R \cdot \langle P_o \rangle \cdot B \quad (4.5)$$

$$\langle I_{TH}^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot F \cdot B}{R_{eq}} \quad (4.6)$$

$$\langle I_{IMI}^2 \rangle = \frac{1}{2} (R \langle P_o \rangle)^2 m^6 D_{111} N^2 \quad (4.7)$$

O parâmetro R é a responsividade do fotodíodo, P_0 é a potência ótica média detetada pelo fotodíodo, B é a largura de banda elétrica do recetor, q é a carga do eletrão (1.6×10^{-19} C), m é o índice de modulação, k é a constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} m².Kg.s⁻².K⁻¹), $T = 290K$, F é o fator de ruído do amplificador que se segue ao fotodíodo e D_{111} é o coeficiente de intermodulação de terceira ordem (distorção do laser com maior impacto).

Segundo [34], para índices de modulação mais baixos, o ruído RIN é dominante relativamente ao ruído térmico e ao ruído quântico. Assim sendo, na Figura 4.24b é visível o efeito do ruído de intensidade do laser, RIN, adicionado depois do laser, cuja corrente média quadrática do ruído é dada por [32]

$$\langle I_{RIN}^2 \rangle = 10^{\frac{RIN}{10}} \cdot R^2 \cdot \sigma_{o,OFDM} \cdot B, \quad (4.8)$$

onde RIN é a potência espectral de ruído em dB/Hz, R é a responsividade do fotodíodo em A/W (assumida como 1) e B é a largura de banda do sinal em Hz.

Para os índices de modulação menores, o $RIN = -135$ dB/Hz é dominante e à medida que o m cresce, o SNR também aumenta até atingir o valor ótimo ≈ 42 dB. Para I_o igual 3, 5 e 7 mA, os índices de modulação ótica m_{op} são iguais 17, 18 e 20 %, respetivamente, e o SNR máximo é atingido para a corrente de polarização de 7 mA.

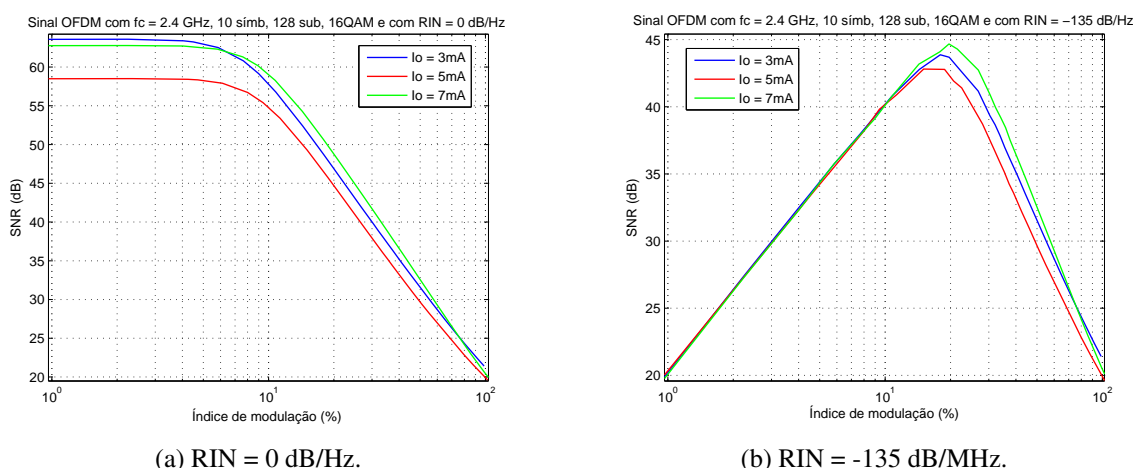


Figura 4.24: SNR da constelação OFDM recebida em função do índice de modulação.

Com o mesmo objetivo de avaliar o desempenho da técnica OFDM, o modelo do VCSEL 1550 nm foi também testado para diferentes correntes de polarização (4, 5, 6 e 7 mA) e com vários sinais OFDM com diferentes potências RF definidas à entrada do laser como:

$$P_{RF} = 10 \times \log_{10} (\sigma_{i,OFDM}^2 \times Z_0) + 30 \quad [dBm], \quad (4.9)$$

onde $\sigma_{i,OFDM}^2$ é igual à variância do sinal OFDM modulado e Z_0 é igual a 50Ω .

Para tentar aproximar a simulação da realidade foi medida a densidade de potência do ruído introduzido pelo laser e pelo recetor ótico para diferentes correntes de polarização em função da frequência, depois de descontado o ruído do equipamento, e está representada na Figura 4.25.

Assim, para a frequência da portadora localizada a 2.4 GHz:

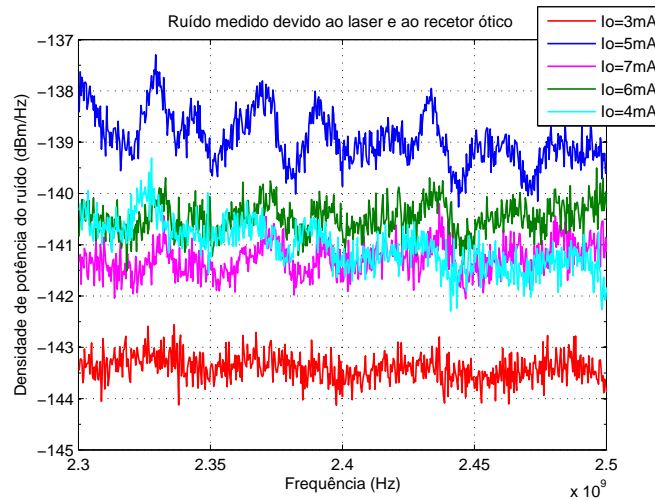


Figura 4.25: Ruído medido devido ao laser e ao recetor ótico.

Tabela 4.2: Densidade de potência do ruído medida

Corrente de polarização (mA)	Densidade de potência do ruído – N_0 (dBm/Hz)
3	-143.5
4	-141.5
5	-139.5
6	-141.0
7	-141.5

Depois de introduzido o ruído $N = N_0 \times B$, foi medido novamente o **SNR** das constelações recebidas para cada potência **RF** e corrente de polarização, sendo traçado o gráfico da Figura 4.26.

Onde é constatável que analogamente ao que acontece na Figura 4.24b, para potências **RF** menores o ruído é dominante e para potências **RF** mais elevadas a distorção inerente ao modelo do laser é dominante. O **SNR** máximo ≈ 38 dB é atingido para uma corrente de polarização de 7 mA e a polarização a 4 mA é a mais afetada pelo ruído (menor **SNR**).

As constelações 16-QAM obtidas no recetor **OFDM** para diferentes potências **RF** e para uma corrente de polarização de 4mA estão representadas na Figura 4.27 e corroboram a curva **SNR** vs P_{rf} traçada na Figura 4.26 para esta corrente de polarização. Tal como mencionado anteriormente, através da comparação entre cada uma destas constelações recebidas e a enviada é possível avaliar a qualidade da transmissão usando o parâmetro **SNR**.

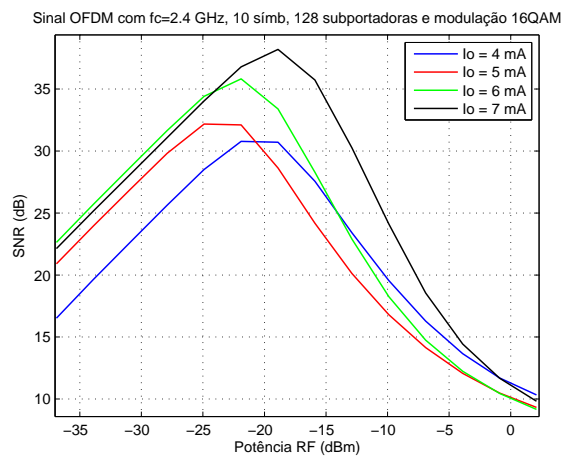


Figura 4.26: SNR da constelação OFDM recebida em função da potência RF, tendo em conta os valores de RIN medidos experimentalmente.

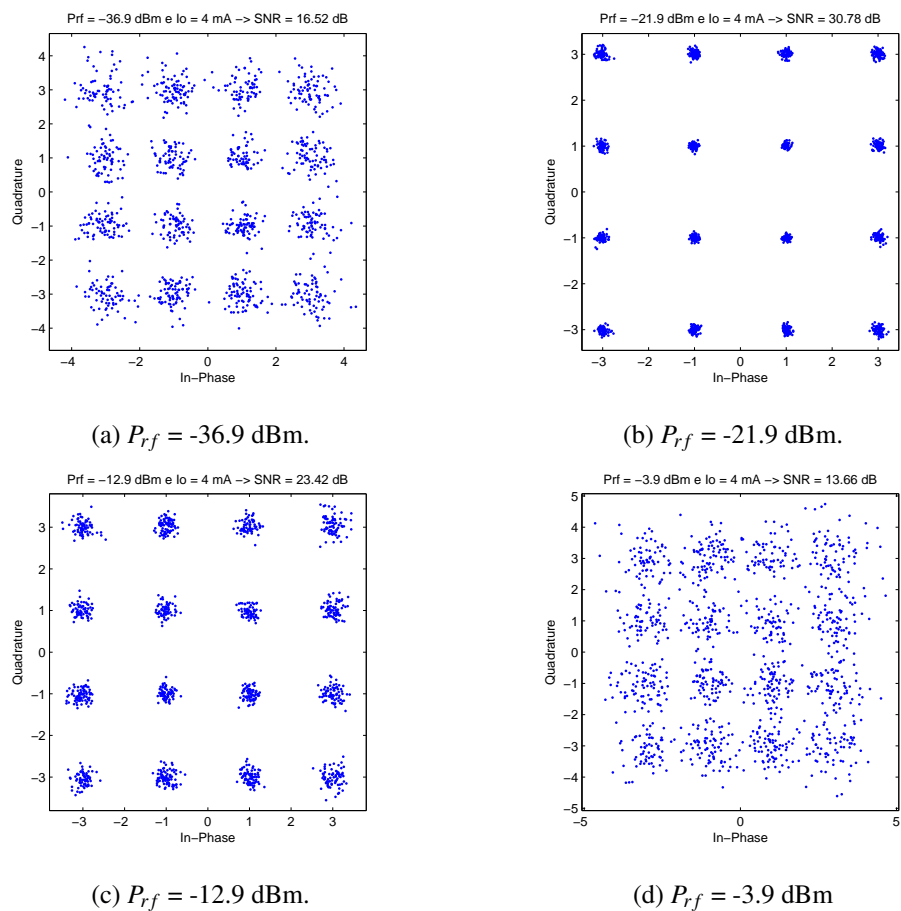


Figura 4.27: Constelações 16-QAM recebidas para $I_o = 4\text{mA}$.

4.5.2.3 SC-FDMA

Todos os resultados apresentados nesta secção foram obtidos utilizando um sinal **SC-FDMA** com os seguintes parâmetros:

Tabela 4.3: Parâmetros do sinal **SC-FDMA**

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
R_b	10 Mbit/s
N_{sub}	128
M_{sub}	128
Q	1
FFT_{size}	512
CP_{size}	128
N_{simb}	10
f_s	20 GHz
f_c	2.4 GHz
Estimação do canal	LS
N_{pil}	8
Igualização	ZF

onde M_{sub} representa o número de subportadora depois do mapeamento, Q é igual ao número de utilizadores no sistema e os restantes parâmetros são coincidentes com os apresentados na Tabela 4.1.

Para avaliar desempenho da técnica **SC-FDMA**, o modelo do **VCSEL** 1550 nm foi testado para diferentes correntes de polarização (3, 5 e 7 mA) e com sinais **SC-FDMA** de diferentes amplitudes, de modo a obter diferentes índices de modulação do laser. O comportamento das curvas das Figura 4.28a e 4.28b é equivalente ao analisado no caso do sinal **OFDM**, mas neste caso os índices de modulação ótimos para as mesmas correntes de polarização são maiores: 21, 22 e 29 %.

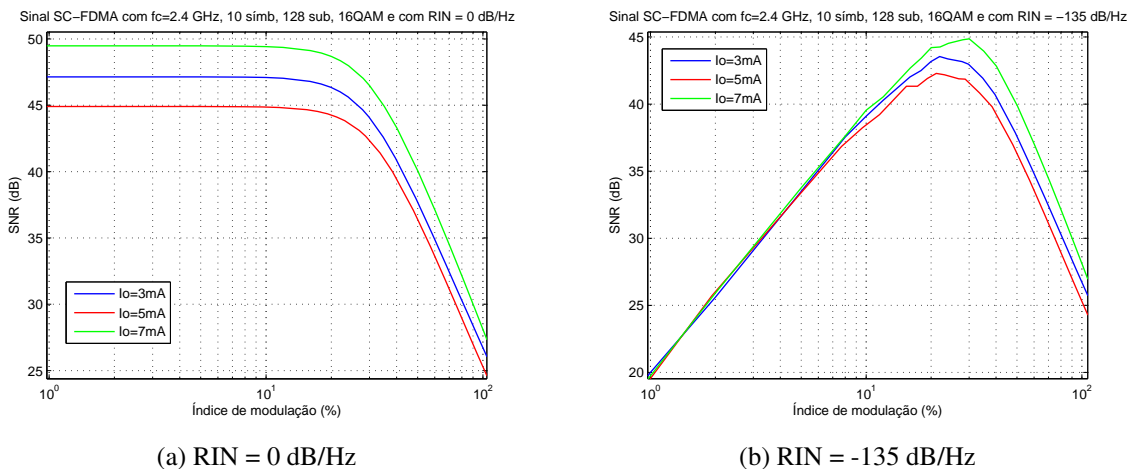


Figura 4.28: SNR da constelação **SC-FDMA** recebida em função do índice de modulação.

Tal como no **OFDM**, ao variar a potência **RF** do sinal **SC-FDMA** que vai modular o laser é possível determinar o **SNR** das constelações recebidas em função desse parâmetro como ilustrado na Figura 4.29. O comportamento das curvas para as correntes de polarização (4, 5 e 6 mA) é idêntico ao observado no caso do sinal **OFDM**.

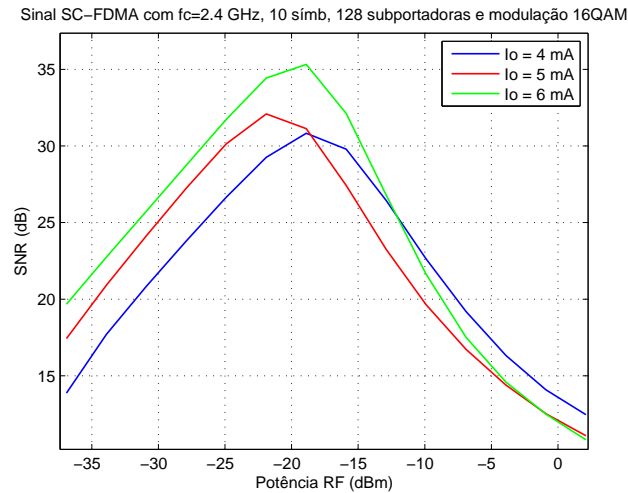


Figura 4.29: SNR da constelação **SC-FDMA** recebida em função da potência RF.

4.5.2.4 OFDM vs SC-FDMA

Comparando diretamente o desempenho das duas técnicas no *link* óptico simulado através do **SNR** das constelações recebidas é possível fazer coincidir no mesmo gráfico as curvas em função do índice de modulação visíveis na Figura 4.30 e as curvas em função da potência RF visíveis na Figura 4.31. Ao analisar a Figura 4.30 é evidente que o **SC-FDMA** apresenta valores de **SNR** máximos (cujos valores são idênticos aos registado no **OFDM**) para índices de modulação superiores aos apresentados no caso do **OFDM** e por isso, para valores de m superiores a 30% o **SC-FDMA** apresenta um melhor desempenho que o **OFDM**.

Ao analisar a Figura 4.31 é evidente que o **SC-FDMA** apresenta os **SNR** máximos (cujos valores são idênticos aos registado no **OFDM**) para potências RF superiores aos apresentados no caso do **OFDM** e por isso, para valores de P_{RF} superiores a -20 dBm, o **SC-FDMA** apresenta um melhor desempenho que o **OFDM** porque é mais resistente à distorção inerente ao **VCSEL** 1550 nm. Contudo, para potência **RF** mais baixas apresenta pior desempenho que o sinal **OFDM**, sendo mais sensível às fontes de ruído presentes no *link* óptico. É também importante realçar que os **SNR** máximos obtidos utilizando tanto para um sinal como para o outro apresentam valores semelhantes, não existindo uma melhoria no desempenho da ligação óptica de um sinal face a outro.

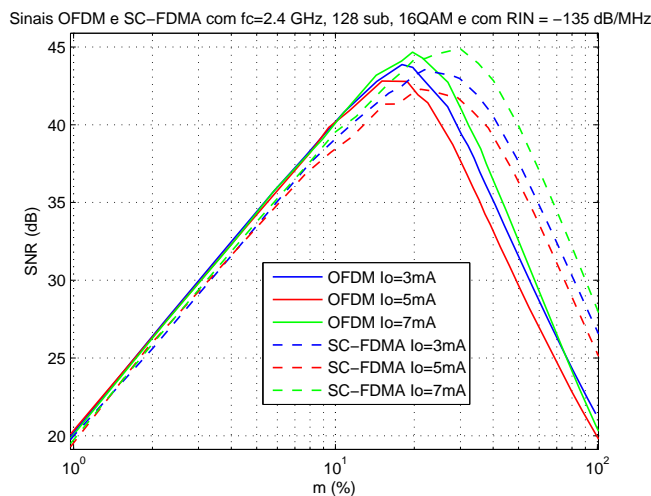


Figura 4.30: Comparação do SNR da constelação OFDM e SC-FDMA recebida em função do Índice de modulação óptico.

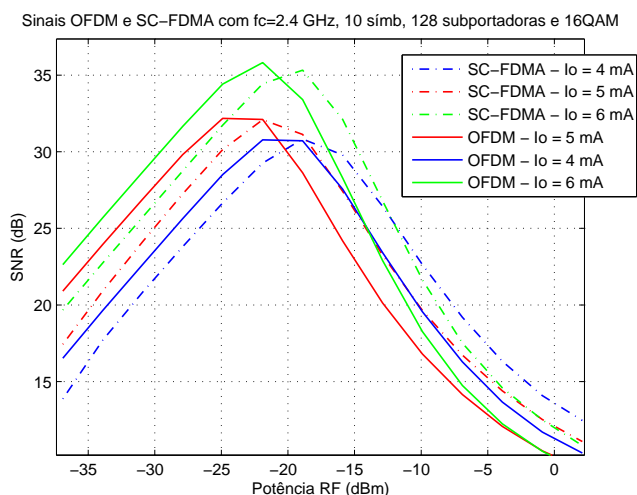


Figura 4.31: Comparação do SNR das constelações OFDM e SC-FDMA recebidas em função da potência RF, onde o ruído adicionado de acordo com a Tabela 4.2.

4.6 Sumário

Neste capítulo foi realizada uma descrição pormenorizada da implementação em MATLAB dos componentes dos sistemas OFDM, SC-FDMA e RoF. Os resultados obtidos como é o caso do PAPR permitiram validar os transmissor e recetores desenvolvidos. Foi ainda quantificado o desempenho dos dois sinais OFDM e SC-FDMA, testando-os no *link* óptico simulado, que será validado experimentalmente no próximo capítulo.

Capítulo 5

Implementação experimental

5.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma validação experimental do modelo do laser simulado e dos efeitos do atenuador e do fotodíodo na variação da amplitude dos sinais testados. O *setup* é apresentado na Secção 5.2, o laser, o atenuador ótico e o recetor ótico são caracterizados nas Secções 5.2.1, 5.2.2 e 5.2.3, respetivamente. Na Secção 5.3, os resultados experimentais principais são validados e analisados.

5.2 Arquitetura

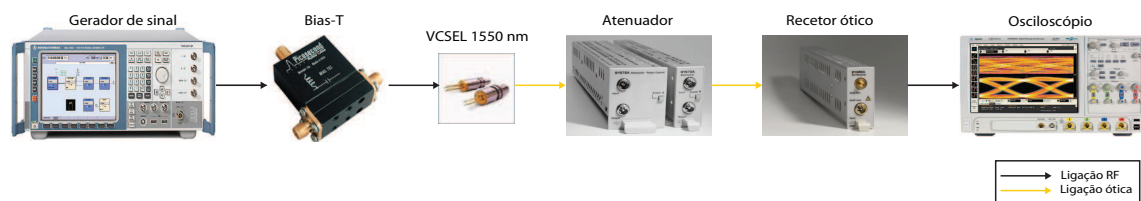


Figura 5.1: *Link* RoF experimental

Segundo a Figura 5.1, o sinal proveniente do gerador de sinal, *SMJ100*, é transformado num sinal ótico usando o **VCSEL** que opera no comprimento de onda de 1550 nm, *Raycan RC330221F*, e é polarizado usando um Bias-T, *Picosecond 550B*. O sinal ótico é encaminhado para o atenuador ótico, *Agilent 81570A Variable Optical Attenuator Module*, via fibra ótica e em seguida é enviado novamente para o domínio elétrico pelo recetor ótico, *Agilent 81495 Reference Receiver*. O sinal elétrico é amostrado no osciloscópio, *Agilent Infiniium 90000 Series*, com uma taxa de 20 *Gsamples/s* de modo a ser adquirido para posterior processamento.

5.2.1 Laser

Na Figura 5.3 são apresentadas a função de transferência do modelo teórico do laser e a resposta em frequência do laser medida experimentalmente para diferentes correntes de polarização (3 mA, 4 mA, 5 mA, 6 mA e 7 mA). Ao analisar as duas respostas é evidente que para frequências baixas, quase DC, o ganho do modelo teórico para as diferentes corrente é aproximadamente igual a 18.5 dB, valor próximo do declive da curva característica, Figura 5.2. Ao passo que para a curva experimental, o ganho DC é aproximadamente igual a -21.5 dB. Esta diferença de 3 dB (uma perda ótica de 1.5 dB) pode ser explicada por perdas nos conetores óticos utilizados na medição.

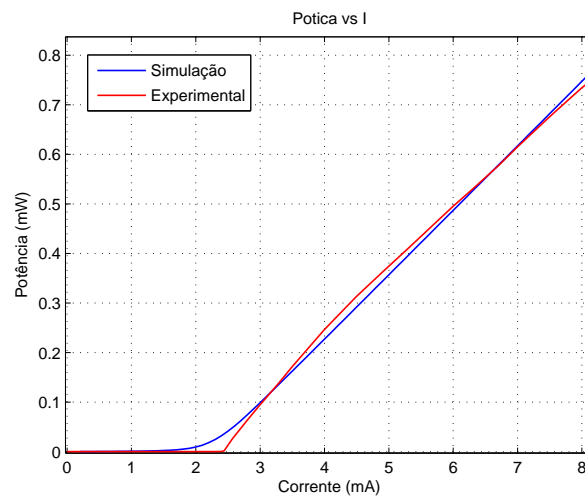


Figura 5.2: Curvas características simulada e medida do VCSEL 1550 nm

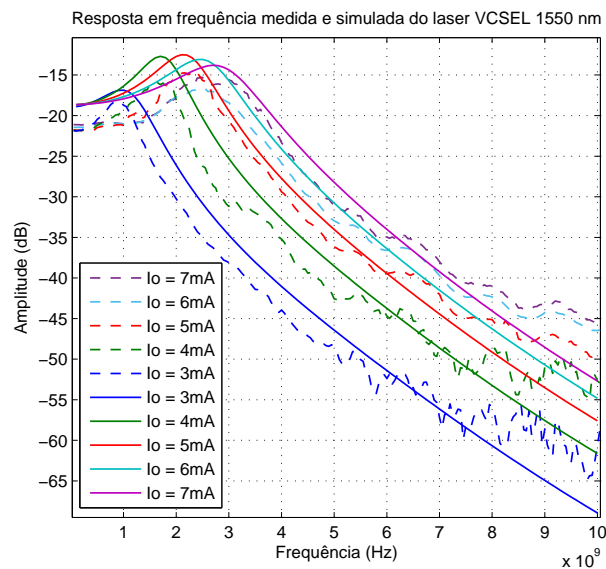


Figura 5.3: Funções de transferência simulada e experimental do VCSEL 1550 nm

Normalizando as duas respostas em frequência é visível na Figura 5.4 que a resposta é idêntica para frequências abaixo dos 5 GHz.

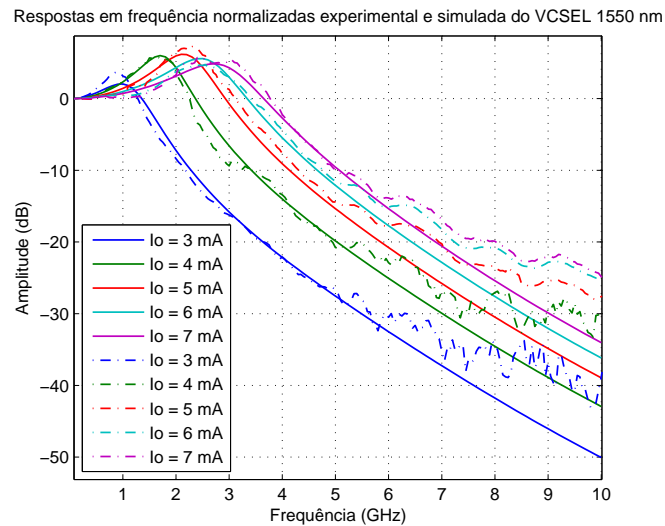


Figura 5.4: Funções de transferência normalizadas simulada e experimental do VCSEL 1550 nm

5.2.2 Atenuador ótico

O atenuador ótico trata-se de um equipamento que pode operar a diferentes comprimentos de onda, possui uma entrada ótica e produz à saída um sinal um sinal ótico com uma atenuação ótica que pode ser nivelada. Desta forma é possível simular a atenuação derivada do transporte do sinal na fibra ótica. Este apresenta uma atenuação ótica intrínseca, mesmo quando é configurada uma atenuação de 0 dB. Por isso, foi medida experimentalmente a perda ótica e é aproximadamente igual a 1.45 dB.

5.2.3 Recetor ótico

O recetor ótico trata-se de um conversor ótico-elétrico que pode operar a 1300 nm ou 1550 nm e é constituído por um fotodíodo que apresenta uma responsividade específica seguido de um amplificador de transimpedância. Este foi caracterizado recorrendo ao *Lightwave Component Analyzer* e para a frequência da portadora rádio (2.4 GHz) apresenta um ganho de aproximadamente igual a 15.46 dB. De notar que a sua frequência de corte a 3 GHz.

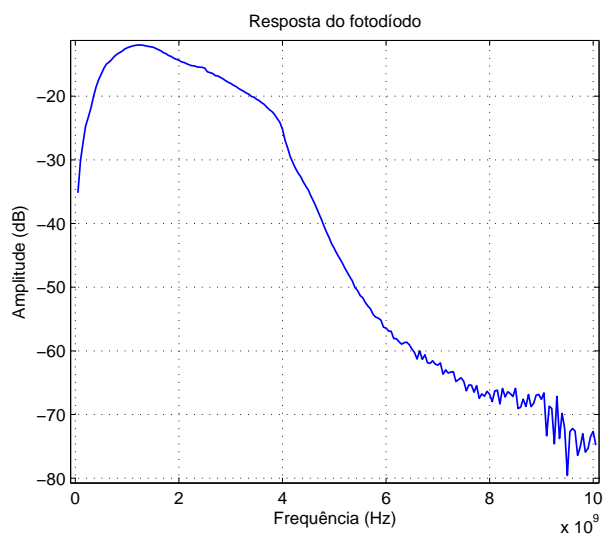


Figura 5.5: Resposta em frequência do fotodíodo

5.3 Validação dos resultados

Tanto o sinal **OFDM** como o **SC-FDMA** provenientes dos transmissores respectivos desenvolvidos em **MATLAB** foram carregados para o gerador de sinal (cujo interface está representada na Figura 5.6) em banda-base. Tendo sido especificada a frequência de amostragem utilizada igual a 80 MHz (frequência de amostragem máxima suportada pelo gerador) e as componentes em fase I e em quadratura Q de cada um dos sinais testados.

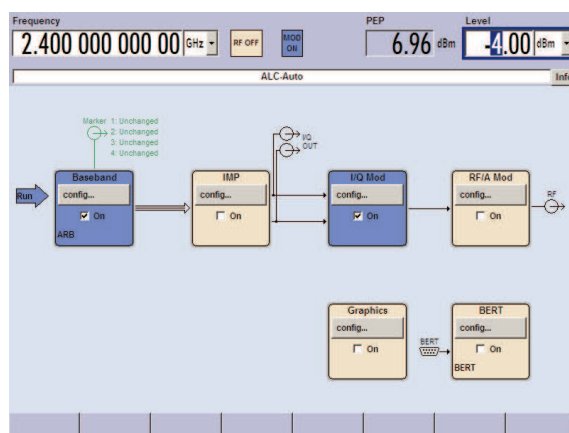


Figura 5.6: Interface do gerador de sinal

Os sinais **OFDM** e **SC-FDMA** foram adquiridos a partir do osciloscópio de sinal para cada potência RF especificada, tal como ilustra a Figura 5.7, para posterior desmodulação em ambiente **MATLAB** utilizando os respectivos recetores desenvolvidos.

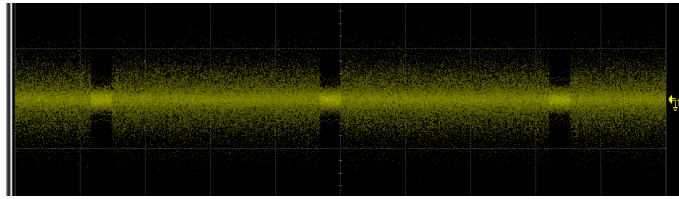


Figura 5.7: Sinal SC-FDMA adquirido diretamente do osciloscópio

5.3.1 OFDM

Com os mesmos parâmetros de simulação da Tabela 4.1, foram obtidas experimentalmente as curvas do **SNR** em função da Potência **RF** assinalada no gerador de sinal (maior 2.1 dB relativamente à calculada em **MATLAB** utilizando a Equação (4.9)).

Na Figura 5.8, é evidente o desvio mínimo entre a curva simulada (a cheio) e a curva experimental (a tracejada) para as correntes de polarização 4 e 5 mA. Já para 6 mA, existe um desvio de aproximadamente 3 dB próximo do valor máximo do **SNR**. Destes factos é possível concluir que o ruído introduzido na simulação corresponde ao presente na experiência e o comportamento do modelo do **VCSEL** 1550 nm é semelhante ao real para I_o igual a 4 e 5 mA.

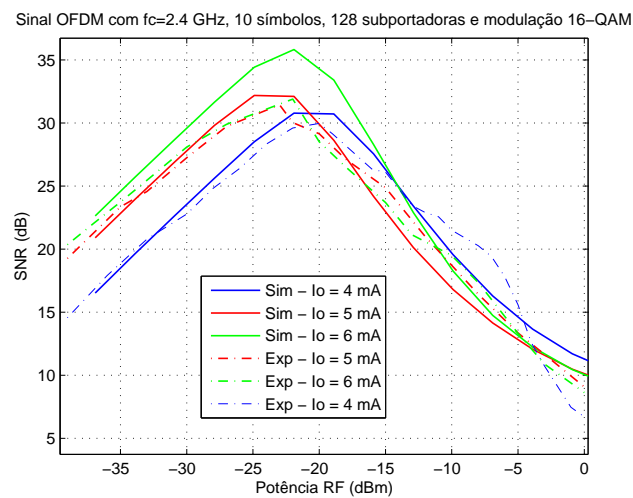


Figura 5.8: Curvas **SNR** vs potência **RF** simulada e experimental para o sinal **OFDM**

5.3.2 SC-FDMA

No caso do sinal **SC-FDMA**, as curvas simuladas e experimentais do **SNR** em função da potência **RF** para as correntes de polarização 4 e 5 mA da Figura 5.9 são quase coincidentes. Tal como no caso do **OFDM**, o modelo para I_o igual a 6 mA apresenta um desvio no **SNR** máximo obtido de aproximadamente 3 dB.

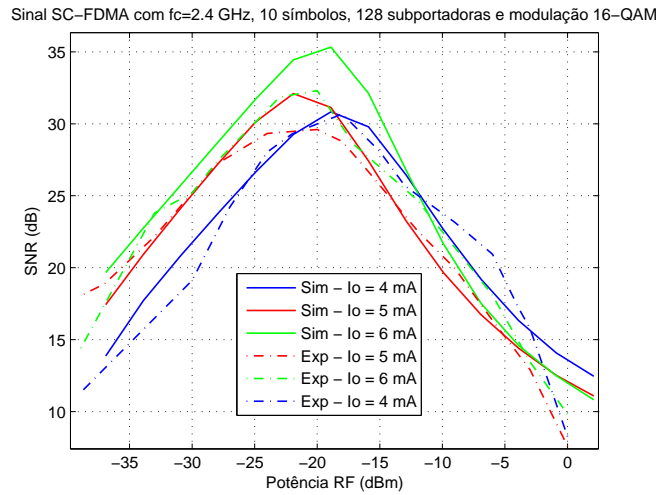


Figura 5.9: Curvas **SNR** vs potência **RF** simulada e experimental para o sinal **SC-FDMA**

5.4 Sumário

Neste capítulo foi validado experimentalmente o sistema **RoF** simulado e avaliado o desempenho das técnicas **OFDM** e **SC-FDMA** num *link* ótico, que se aproximou do desempenho obtido na simulação realizada no capítulo anterior.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

6.1 Trabalho desenvolvido

No decorrer deste trabalho foi desenvolvido um sistema **SC-FDMA** em ambiente de programação **MATLAB**, nomeadamente, o seu transmissor e recetor, aliado a um conversor digital-analógico e analógico-digital, e posterior *upconvert* para a frequência de 2.4 GHz (*Wi-Fi*). Foram também melhorados o transmissor e recetor **OFDM**, desenvolvidos em trabalhos anteriores, inserindo um bloco de sincronização e adaptando os blocos de estimação e igualização do canal. Foram analisadas e comparadas as características da **CCDF** do **PAPR** para os sinais **OFDM** e **SC-FDMA** transmitidos com os resultados presentes na literatura, de modo a validar os sistemas desenvolvidos.

Foi também simulado um *link* **RoF**, formado por um modelo *Simulink* que implementava o comportamento de um **VCSEL** 1550 nm, um atenuador (representativo da atenuação da fibra ótica) e um fotodíodo. Experimentalmente, foi utilizado o mesmo *setup* e caracterizado cada um dos componentes, de modo a obter a atenuação ótica e o ganho do fotodíodo introduzidos à frequência de transmissão.

Para avaliar o desempenho dos sinais **OFDM** e **SC-FDMA** foi considerado como fator de qualidade o **SNR** obtido a partir do **EVM** das constelações recebidas. Foram comparados os resultados simulados e experimentais obtidos tendo, por base este parâmetro de qualidade e o modelo do laser utilizado e o ruído do sistema medido. Verificou-se que existe bom acordo entre os resultados de simulação e experimentais.

Concluiu-se que o **SC-FDMA** apresenta um **PAPR** menor que o **OFDM** para vários cenários de simulação, tal como esperado. Foi também possível constatar que o **SC-FDMA** apresenta pior desempenho que o **OFDM** para potências **RF** baixas (índices de modulação baixos), mas para potências **RF** elevadas (índices de modulação altos) o **SC-FDMA** apresenta uma qualidade de transmissão melhor, sendo portanto mais imune à distorção de intermodulação. Assim, os dois sinais podem ser escolhidos de acordo com a aplicação pretendida, apesar de não existir uma melhoria do **SNR** máximo obtido por um sinal face ao outro para a ligação ótica implementada.

6.2 Trabalho Futuro

Um desenvolvimento futuro poderia passar por estudar a técnica de acesso também utilizada no *downlink* LTE, OFDMA, que deriva da modulação OFDM abordada nesta dissertação. Este estudo poderia incidir na comparação desta técnica com a técnica de acesso SC-FDMA, também estudada, num cenário experimental de uma rede de transporte Radio-Fibra utilizando dados reais. Analisando assim o impacto do mapeamento da subportadoras para vários utilizadores simultâneos, no desempenho do sistema em termos de alcance máximo para a qualidade de serviço requerido e de número de utilizadores máximo.

Referências

- [1] E. M. D. Conde, “Técnicas de detecção para o sistema lte no sentido ascendente,” Thesis, Universidade de Aveiro, 2012.
- [2] Wikipédia. 4g. [Online]. Available: <http://en.wikipedia.org/wiki/4G>
- [3] P. J. X. Batista, “Modelação de lasers de cavidade vertical e emissão superficial,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Jun 2013.
- [4] L. Kazovsky, S.-W. Wong, T. Ayhan, K. M. Albeyoglu, M. R. N. Ribeiro, and A. Shastri, “Hybrid optical–wireless access networks,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, 2012.
- [5] J. Schiller, *Mobile Communications*. Addison Wesley, 2003.
- [6] H. G. Myung, “Introduction to single carrier fdma,” in *15th European Signal Processing Conference*. EURASIP, 2006, Conference Proceedings.
- [7] Wikipédia. Teliasonera. [Online]. Available: <http://en.wikipedia.org/wiki/TeliaSonera>
- [8] 3GPP. Overview of 3gpp release 8. [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/specifications/releases/72-release-8>
- [9] ——. Overview of 3gpp release 9. [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/specifications/releases/71-release-9>
- [10] Wikipédia. Long term evolution. [Online]. Available: http://pt.wikipedia.org/wiki/Long_Term_Evolution
- [11] C. R. W., “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmissions,” *Bell Systems Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775–1796, Dec 1966.
- [12] S. B., “Performance of an efficient parallel data transmission system,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 15, no. 6, pp. 805–811, Dec 1967.
- [13] H. Rohling, *Concepts for Future Communication Systems*. Springer, 2011.
- [14] T. Sh, S. Zhou, and Y. Yao, “Capacity of single carrier systems with frequency-domain equalization,” *IEEE 6th CAS Symposium on Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication*, vol. 2, pp. 429–432, May 2004.
- [15] J. Oliveira, “Receiver design for nonlinearly distorted ofdm signals: Applications in radio-over-fiber systems,” Ph.D. dissertation, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Nov 2011.

- [16] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for ofdm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec 1997.
- [17] H. Minn and V. K. Bhargava, "A simple and efficient timing offset estimation for ofdm systems," *IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings*, vol. 1, no. 15, pp. 51–55, May 2000.
- [18] K. Wang, M. Faulkner, J. Singh, and I. Tolochko, "Timing synchronization for 802.11a WLANs under multipath channels," *2003 Australian Telecommunications, Networks and Applications Conference (ATNAC)*, Dec 2003.
- [19] B. Park, H. Cheon, C. Kang, and D. Hng, "A novel timing estimation method for ofdm systems," *IEEE Communication Letters*, vol. 7, no. 15, pp. 239–241, May 2003.
- [20] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier fdma for uplink wireless transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2006.
- [21] G. Huang, A. Nix, and S. Armour, "Impact of radio resource allocation and pulse shaping on power of sc-fdma signals," *Proceedings of the IEEE PIMRC 2007*, pp. 1–5, Sep 2007.
- [22] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping," *Proceedings of the IEEE PIMRC 2006*, pp. 1–5, Sep 2006.
- [23] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold, and P. Beming, *3G Evolution, Second Edition: HSPA and LTE for Mobile Broadband*, 2nd ed. Academic Press, 2008.
- [24] D. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, Jul 1972.
- [25] W.-S. Wuen. Mobile communications digital modulation and detection. [Online]. Available: http://www.burakkurt.net/dersler/TEL413E-Introduction_to_Mobile_Communications/05_modulation_handout_3_Aralik.pdf
- [26] G. Hill, "Peak power reduction in orthogonal frequency division multiplexing transmitters," Ph.D. dissertation, Victoria University of Technology, Mar 2011.
- [27] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance*, 1st ed. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2009.
- [28] M. Brenci and P. Checcacci, "Rf reference signal transport by optical fibers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 10, pp. 1847 – 1848, 1980.
- [29] FUTON. Fibre-optic networks for distributed extendible heterogeneous radio architectures and service provisioning. [Online]. Available: <http://www.ict-futon.eu/>
- [30] H. M. de Castro Faria Salgado, "Performance assessment of subcarrier multiplexed optical systems: Implications of laser nonlinearities," Ph.D. dissertation, School of Electronic Engineering and Computer Systems University of Wales Bangor United Kingdom, Nov 1993.
- [31] J. Guillory, "Radio over fiber for the future home area networks," Ph.D. dissertation, University of Paris-Est, Oct 2012.
- [32] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*. Wiley Online Library, 2000.
- [33] C. H. Cox, *Analog optical links: theory and practice*. Cambridge University Press, 2006.

- [34] D. Coelho, J. M. B. Oliveira, L. M. Pessoa, H. M. Salgado, and J. C. S. Castro, "Performance analysis of wdm-pon architecture for uwb distribution in aircraft networks," *Proceedings of CETEC 2011*, 2011.