

Ruben Miguel Lages Duarte

ANÁLISE DO DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO RÁDIO SOBRE FIBRA

Dissertação apresentada para obtenção de grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
orientada pela Doutora Maria do Carmo Raposo Medeiros

Fevereiro de 2016



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Avaliação do desempenho de sistemas de transmissão rádio sobre fibra

Ruben Miguel Lages Duarte

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientadora: Doutora Maria do Carmo Raposo Medeiros

Júri

Presidente: Doutor Henrique José Almeida da Silva
Orientadora: Doutora Maria do Carmo Raposo Medeiros
Vogal: Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes

Fevereiro de 2016

Nothing is particularly hard if you divide it into small jobs.

- Henry Ford

Agradecimentos

Gostaria de começar por agradecer aos meus pais e irmã, por todo o sacrifício que fizeram por mim, por toda a ajuda prestada, pelos aconselhamentos que me foram dando nos melhores e nos piores momentos, mas acima de tudo, pelos valores que me transmitiram. Muito obrigado por acreditarem sempre em mim!

À Rita, por todo o seu amor, confiança e paciência. Por ter sido a melhor companhia, pela constante ajuda, conselhos e palavras de motivação, que me fizeram sempre acreditar nas minhas capacidades, e me permitiram ter sempre força para superar os diversos desafios encontrados. Obrigado por tudo, foste a minha maior inspiração!

Ao meu afilhado Pedro pela sua força e determinação que me fizeram ver que a palavra impossível se torna num mero termo sem significado quando a nossa vontade de vencer é maior que o mundo. És o meu campeão.

À professora Doutora Maria do Carmo Raposo Medeiros pela oportunidade, pela disponibilidade para me auxiliar, e pelas suas sugestões e críticas que foram uma grande ajuda.

Aos meus amigos que estiveram sempre presentes neste percurso que me foram dando força e momentos de partilha e de convívio.

A todos,
Muito Obrigado!

Resumo

Nas redes móveis, a *Radio Access Network* (RAN) é a tecnologia que fornece o acesso a cada terminal móvel, estabelecendo a sua ligação até ao núcleo da rede, a *Core Network*.

Com a evolução das redes móveis, são exigidas maiores taxas de transmissão, larguras de banda flexíveis, maior eficiência espectral e baixos custos de operação. De forma a suportar estes requisitos, criou-se o paradigma *Cloud-RAN* (C-RAN). Esta arquitetura garante a centralização de processamento e a substituição das *Base Stations* (BSs), utilizadas na RAN, por unidades remotas menos complexas. O conceito de *fronthaul* é responsável pela transmissão entre as *Base Band Units* (BBUs) e as *Remote Radio Heads* (RRHs), baseada maioritariamente no protocolo *Common Public Radio Interface* (CPRI) da *Digital Radio over Fiber* (D-RoF). As limitações de largura de banda e de latência impostas por esta estratégia podem ser ultrapassadas caso o sinal seja transmitido no seu formato nativo, através de técnicas de Radio sobre Fibra (RoF).

O paradigma C-RAN é implementado na mais recente norma utilizada em comunicações móveis, o *Long Term Evolution* (LTE). Esta norma utiliza protocolos específicos para a transmissão de dados, sendo o foco deste trabalho a camada física do LTE, onde o *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é a técnica de modulação utilizada para comunicações downlink.

Assim, foi implementado um sistema experimental capaz de avaliar o desempenho de sistemas de radio e que utilizam modulação OFDM. Implementou-se um gerador de sinais OFDM, um recetor e um avaliador de desempenho. O gerador desenvolvido em Matlab, gera sinais OFDM de banda-base que são utilizados para programar um gerador de sinais RF. O sinal OFDM RF é então medido e adquirido pelo osciloscópio de grande largura de banda (25 GHz), e de seguida processado em Matlab.

Por último, o sistema experimental implementado é utilizado para avaliar o desempenho de uma RoF que transmite sinais OFDM com requisitos do LTE. Esta ligação utiliza um laser de cavidade vertical com emissão pela superfície (VCSELS – *Vertical Cavity Surface-Emitting*). O desempenho é avaliado através do *Error Vector Magnitude* (EVM), sendo medido para diferentes sinais OFDM enviados com diferentes correntes de polarização. O desempenho desta ligação é comparado com o desempenho do sistema de avaliação implementado sem qualquer ligação RoF introduzida.

Palavras-chaves: Cloud-RAN, Long Term Evolution, Radio sobre Fibra, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Vertical Cavity Surface-Emitting, Error Vector Magnitude.

Abstract

On mobile networks, the Radio Access Network (RAN) is a technology that gives access to each mobile terminal, establishing its connection up to the Core Network.

With the evolution of mobile networks, there is the need for more transmission speeds, bigger bandwidths, better spectral efficiency and lower operation costs. To support these requirements, a paradigm was created, the Cloud-RAN (C-RAN). This architecture guarantees the centralization of all processing and the substitution of Base Stations (BSs) used in RAN, by remote units that are less complex. The concept *fronthaul* is responsible for the transmission between Base Band Units (BBUs) and Remote Radio Heads (RRHs), which are mainly based in a Digital Radio over Fiber(D-RoF)'s protocol, the *Common Public Radio Interface* (CPRI). The bandwidth and latency limitations imposed by this strategy can be overcome if the signal is transmitted in its native form, by the use of Radio over Fiber (RoF) techniques.

The C-RAN paradigma is implemented on the most recent mobile communications standard, the Long Term Evolution (LTE). This standard uses specific data transmission protocols, being LTE's physical layer the main focus of this work, where the *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) is the used modulation technique for downlink communications.

An experimental system was implemented, capable of evaluating the behaviour of radio systems that use OFDM modulation. An OFDM signal generator was implemented, as well as a signal receptor and a behaviour evaluator. The generator was developed in Matlab and generates OFDM base-band signals which are used to program an RF signal generator. The OFDM RF signal is then measured and caught by the 25 GHz bandwidth oscilloscope and further processed by Matlab.

Lastly, the implemented experimental system is used to evaluate the behaviour of a RoF connection which transmits OFDM signals according to LTE. This connection uses a Vertical Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL). The behaviour is evaluated according to the Error Vector Magnitude (EVM), which is measured by different OFDM signals that are sent with different polarization currents. The behaviour of this connection is therefore compared to the evaluation system without the RoF connection.

Keywords: Cloud-RAN, Long Term Evolution, Radio over Fiber, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Vertical Cavity Surface-Emitting, Error Vector Magnitude.

Índice

Capítulo 1 – Introdução.....	1
1.1. Contexto.....	1
1.2. Motivação.....	2
1.3. Objetivos.....	3
1.4. Organização da dissertação.....	3
Capítulo 2 – Conceitos Fundamentais.....	5
2.1. Introdução.....	5
2.2. Evolução da <i>Radio Access Network</i> (RAN).....	5
2.3. C-RAN <i>Fronthaul</i>	7
2.4. Rádio sobre fibra (RoF).....	7
2.5. C-RAN suportada pela tecnologia RoF.....	8
Capítulo 3 – A norma <i>Long Term Evolution</i> (LTE).....	11
3.1. Introdução.....	11
3.2. Evolução do <i>standard Long Term Evolution</i> (LTE).....	11
3.3. A camada física (PHY) <i>downlink</i> do LTE.....	12
3.4. Estrutura da <i>Frame</i> LTE.....	14
3.5. <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (OFDM).....	14
3.5.1 Descrição matemática do sinal OFDM.....	15
3.6. Modelo OFDM de um Sistema de Transmissão.....	17
3.7. O transmissor do sistema de Comunicação.....	17
3.7.1. A inserção de um prefixo cíclico.....	18
3.7.2. Formatação de pulsos.....	19
3.7.3. Digital-to-analog Converter (DAC).....	20
3.7.4. <i>Up-Conversion</i>	21
3.8. O recetor do sistema de comunicação.....	22
3.9. Inserção de pilotos e equalização.....	22

3.10. Erros de sincronismo.....	23
3.10.1. Desvios da frequência portadora.....	23
3.10.2. Erros temporais.....	24
3.11. Parâmetros da modulação OFDM utilizados em LTE.....	24
3.12. Medida de qualidade do LTE.....	25
Capítulo 4 - Montagem experimental para avaliação do desempenho.....	27
4.1. Introdução.....	27
4.2. Descrição geral.....	27
4.3. Comunicação com os instrumentos.....	27
4.4. Características dos instrumentos.....	28
4.4.1. Gerador de sinais <i>Keithley Model 2910</i>	28
4.4.2. O osciloscópio Tektronix DPO70404.....	29
4.5. Gerador de sinal OFDM em banda base.....	29
4.5.1. Mapeamentos de símbolos e conversão série-paralelo.....	29
4.5.2. A inserção do prefixo cíclico.....	30
4.5.3. Formatação de pulso.....	30
4.5.4. Características do sinal OFDM banda base.....	30
4.6. Procedimentos de garantia de sincronismo.....	31
4.7. Recepção do sinal OFDM e análise do desempenho.....	35
Capítulo 5 – Procedimento experimental da transmissão rádio sobre fibra.....	37
5.1. Introdução.....	37
5.2. Montagem experimental.....	37
5.3. Características do VCSEL.....	39
5.4. Desempenho do sinal OFDM na ligação RoF em função da corrente de polarização.....	40
5.5. Desempenho do sinal OFDM no sistema de teste.....	42
Capítulo 6 – Conclusões.....	45
Referências Bibliográficas.....	47

Lista de Figuras

2.1	Arquitetura RAN tradicional.....	6
2.2	Arquitetura C-RAN.....	7
2.3	Arquitetura de um sistema RoF.....	8
2.4	Redes de acesso cloud-RoF.....	9
3.1	Camadas protocolares do LTE, adaptado de [47].....	12
3.2	Modelo de transmissão downlink no LTE, adaptado de [25].....	13
3.3	Alocação de diferentes utilizadores em subportadoras para OFDM e OFDMA.....	14
3.4	Estutura da frame utilizada no LTE para comunicação downlink e uplink, adaptado de [26].....	14
3.5	Representação de três subportadoras de um sinal OFDM no domínio das frequências espaçadas de Δf [34].....	16
3.6	Diagrama de blocos de um sistema de comunicação OFDM RF sem fios.....	17
3.7	Resposta a impulso do filtro RRC para diferentes valores de β	20
3.8	Resposta em frequência de filtro RRC para diferentes valores de β	20
3.9	Espectro de um sinal OFDM sem OverSampling (à esquerda) e com OverSampling (à direita).....	21
3.10	Efeitos do deslocamento da frequência da portadora [34].....	24
3.11	Ilustração do conceito EVM [44].....	25
4.1	Montagem experimental.....	27
4.2	Blocos internos do gerador de sinais vetoriais.....	28
4.3	Densidade espectral de potência de um sinal em banda base.....	31
4.4	Sinal RF usado como referência.....	33
4.5	Sinal RF obtido no osciloscópio.....	33
4.6	Representação do primeiro período do sinal OFDM antes do sincronismo de fase.....	34
4.7	Representação dos dois primeiros períodos do sinal OFDM após o sincronismo de fase.....	34
4.8	Constelação 16-QAM: a) Sinal OFDM com rotação de fase; b) Sinal OFDM idealmente obtido; c) Sinal OFDM equalizado e sem componente DC.....	35
5.1	Montagem experimental da ligação RoF.....	37
5.2	Curva característica do VCSEL.....	39
5.3	Constelação recebida para uma corrente de polarização de 3mA.....	41
5.4	Constelação recebida para uma corrente de polarização de 5mA.....	42
5.5	Constelação recebida para uma corrente de polarização de 7mA.....	42

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros da modulação OFDM utilizados em LTE, adaptado de [25].....	25
3.2	Esquemas de modulação no PDSCH e seus limites máximos do EVM de cada portadora, adaptado de [1].....	26
4.1	Frequências suportadas pelo Keithley Model 2910 para ficheiros ARB [2].....	29
4.2	Parâmetros do sinal OFDM gerado em Banda Base.....	31
4.3	Parâmetros do sinal OFDM RF que é amostrado no osciloscópio.....	32
5.1	Especificações dos equipamentos utilizados na ligação RoF.....	38
5.2	Corrente do sinal RF para cada impedância de entrada consoante a corrente de polarização.....	40
5.3	Valor médio do EVM calculado para as constelações recebidas e para as subportadoras dos sinais gerados para cada corrente de polarização.....	41

Lista de Acrónimos

ADC	Analog-to-digital converter
ARB	Arbitrary Waveform
BBU	Base Band Unit
BOF	Baseband-over-Fiber
BSs	Base Stations
CN	Central Network
CoMP	Coordinated Multipoint
CP	Cyclic Prefix
CPRI	Common Public Radio Interface
C-RAN	Cloud Radio Access Network
CRC	Cyclic Redundancy Check
CS	Central Stations
DAC	Digital-to-analog Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DLSCH	Downlink Shared Channel
D-RoF	Digital Radio over Fiber
E/O	Electro-Optical Converter
EPC	Evolved Packet Core
E-UTRA	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
EVM	Error Vector Magnitude
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
G	Mobile Generation
GI	Guard Interval
GPIB	General Purpose Interface Bus
GSM	Global System for Mobile Communications
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IFOF	Intermediate-Frequency-over-Fiber
ISI	Intersymbol Interference
LPF	Low Pass Filter

LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple-input Multiple-output
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MSC	Mobile Switching Center
OBSAI	Open Base Station Architecture Initiative
O/E	Optical-to-Electrical Converter
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PDCP	Packet Data Convergence Protocol
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PHY	Physical Layer
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAN	Radio Access Network
RC	Raised Cosine
RF	Radiofrequency
RFOF	RF over fiber
RLC	Radio Link Control
RMS	Root Mean Square
RoF	Radio over Fiber
RRC	Radio Resource Control
RRH	Remote Radio Head
SC-FDMA	Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access
RRC	Square Root Raised Cosine
TDMA	Time Division Multiple Access
UEs	User Equipments
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VCSEL	Vertical Cavity Surface-Emitting
VISA	Virtual Instrument Software Architecture
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX	Wireless Interoperability for Microwave Access
1G	First Generation of the Wireless Mobile Networks
2G	Second Generation of the Wireless Mobile Networks
3G	3 rd Generation of the Wireless Mobile Networks

3GPP

3rd Generation Partnership Project

4G

4th Generation of the Wireless Mobile Networks

Capítulo 1 - Introdução

1.1. Contexto

Em 1865, o físico e matemático James Clerk Maxwell publicou os fundamentos matemáticos da teoria eletromagnética, concentrando o seu trabalho em quatro equações, as equações de Maxwell [3]. Em 1901, Guglielmo Marconi estabeleceu a primeira comunicação entre dois continentes através da transmissão rádio usando ondas eletromagnéticas [4]. Estas experiências despoletaram o aparecimento dos conceitos básicos em que se fundamentam as comunicações móveis atuais.

Nas últimas décadas, tem-se verificado um enorme avanço nas redes de comunicações móveis. As Gerações (G) dos sistemas sem fios significam a mudança da natureza do sistema em termos da velocidade, da tecnologia utilizada e da utilização de novas frequências [5].

Na década de 80 foi desenvolvida a primeira geração de redes móveis (1G). Esta geração utilizava uma tecnologia que se baseava em sinais analógicos e era usada principalmente para a transmissão de serviços de voz [5]. O facto de se basear em tecnologias analógicas contribuía para que as chamadas fossem de baixa qualidade (devido à suscetibilidade ao ruído a que os sinais analógicos estão sujeitos), e com uma capacidade de tráfego muito reduzida.

De forma a contornar as limitações que o sistema analógico oferecia, verificou-se uma evolução da primeira geração para uma segunda geração (2G), caracterizada por utilizar tecnologia digital [6]. Esta segunda geração foi introduzida nos finais da década de 80, sendo o *Global System for Mobile Communications* (GSM) a tecnologia sem fios 2G mais popular. Os primeiros sistemas GSM usavam um espectro de frequência de 25 MHz na banda dos 900 MHz. Este sistema utiliza a técnica de *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) que partilha os 25 MHz da largura de banda disponível com 124 portadoras espaçadas de 200 kHz cada, através do *Time Division Multiple Access* (TDMA) responsável pelo processo de multiplexagem temporal. Hoje em dia, o GSM funciona nas bandas de 900 MHz e 1.8 GHz em todo o mundo [7]. A tecnologia GSM foi a pioneira dos serviços de *roaming*, para além de permitir um serviço de pequenas mensagens até 160 caracteres alfanuméricos e serviços de dados a um débito binário de 9.6 kbit/s [8]. A segunda geração trouxe uma maior qualidade e rapidez nas comunicações, um grande aumento da eficiência espectral e tornou possível que os utilizadores pudessem receber e efetuar chamadas de diferentes redes [6].

Face aos avanços das comunicações móveis, surgiram os sistemas multimédia (vídeo, audio), que foram implementados devido às funcionalidades oferecidas pela terceira geração (3G). Os serviços 3G, também conhecidos como *Universal Mobile Telecommunications System*

(UMTS), foram introduzidos na Europa em 2003 e utilizam uma técnica conhecida como *Wideband Code Division Multiple Access* (W-CDMA). Estas redes têm como principal característica o seu elevado débito binário, isto é, 144 kbit/s para uma utilização móvel e 2 Mbits/s para utilização fixa [4],[7],[8].

A evolução das redes móveis não se ficou pela terceira geração. A necessidade de se obterem débitos ainda mais elevados, serviços de alta qualidade e baixos custos para serviços de voz, multimédia e internet, fizeram com que surgisse a quarta geração (4G) de redes móveis. Esta geração consegue atingir velocidades desde 100 Mbit/s em unidades móveis e até 1 Gbits/s nas unidades fixas. As tecnologias *Long Term Evolution* (LTE) e *Wireless Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) são consideradas tecnologias 4G [5].

O sistema LTE representa o mais recente avanço tecnológico em telecomunicações e foi desenvolvido pelo *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) tendo sido introduzido na *Release 8* [9]. Esta tecnologia surge como evolução do UMTS garantindo uma melhor eficiência espectral, baixa latência e um suporte a várias larguras de banda, sendo baseado na modulação *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) que será apresentada no capítulo 3 [10]. Atualmente, já se estudam as redes de 5G, que comparativamente às redes atuais irão permitir taxas de transmissão superiores, maior cobertura, larguras de banda flexíveis, maior eficiência espectral, baixa latência, baixos custos de operação e interoperabilidade com os sistemas já existente [11].

No entanto, alterações têm de ser feitas ao nível da arquitetura da rede de acesso rádio (*RAN-Radio Access Network*) de forma a suportar estes requisitos. Prevê-se que as redes 5G adotem um novo paradigma, o *Centralized-RAN* (C-RAN) [12].

1.2. Motivação

O paradigma C-RAN tem por objetivo introduzir inteligência na rede de modo a garantir soluções eficientes, sem comprometer a qualidade dos serviços rádio. Este novo conceito leva a soluções onde o processamento é centralizado e as atuais base stations são substituídas por unidades remotas de menor complexidade. Uma outra consequência deste conceito é o aparecimento do *fronthaul*, podendo este ser implementado recorrendo à tecnologia rádio sobre fibra.

A largura de banda e a atenuação são dois fatores que têm elevada importância no desempenho de um sistema de comunicação. Sendo assim, é necessário utilizarem-se meios de transmissão que garantam elevada largura de banda e baixa atenuação. As fibras óticas satisfazem essas características, garantindo vantagens em relação a outros meios de transmissão como é o caso dos cabos coaxiais, conseguindo assim transmissões de sinais com frequências superiores e com

menores perdas de transmissão. Esta tecnologia torna-se assim eficiente para transmissões de longas distâncias ao contrário dos sistemas de comunicação sem fios [2],[13].

Como forma de se conciliar as vantagens das tecnologias de fibra ótica, como a sua elevada largura de banda, com as vantagens das tecnologias *wireless*, como a mobilidade nas comunicações, desenvolveu-se a tecnologia de rádio sobre fibra (RoF) que será estudada no capítulo 2 [2].

1.3. Objetivos

Neste trabalho pretende-se fazer a análise vetorial de sinais OFDM. Assim, foi implementado um sistema experimental que faz a análise vetorial de sinais, permitindo fazer uma avaliação do desempenho de sistemas rádio sobre fibra que utilizam modulação OFDM com características próximas do *standard* LTE.

Numa primeira fase, é implementado um gerador de sinais OFDM, um recetor e um avaliador de desempenho. O gerador OFDM consiste de um módulo de banda-base desenvolvido em Matlab, sendo o sinal OFDM de banda-base utilizado para programar o gerador de sinais de RF. O sinal OFDM RF é então medido e adquirido pelo osciloscópio de grande largura de banda (25 GHz), e de seguida processado *off-line* em Matlab sendo o seu desempenho avaliado.

Por último, o sistema de teste é utilizado para avaliar um sistema rádio sobre fibra (RoF) que utiliza um laser de cavidade vertical com emissão pela superfície (VCSELS – *Vertical Cavity Surface-Emitting*). O desempenho do sistema é avaliado em termos da Magnitude do Vetor Erro (*Error Vector Magnitude* - EVM).

1.4. Organização da dissertação

Este documento encontra-se organizado da seguinte forma:

- Capítulo 1: É apresentado o contexto, a motivação, os objetivos e a estrutura da dissertação.
- Capítulo 2: São apresentados os conceitos gerais em que se baseia esta dissertação. Estes conceitos englobam a evolução da rede de acesso rádio até à C-RAN e o conceito de *fronthaul*. É também introduzido o sistema RoF e de que forma suporta a rede C-RAN.
- Capítulo 3: É descrita a evolução da norma LTE, as camadas protocolares em que se baseia para a transferência de dados, estando especificada a camada física e a estrutura da *frame* utilizada. É também abordada o tipo de modulação aplicada nesta camada, o OFDM. Aqui, é feita uma introdução a este tipo de modulação, a sua

descrição matemática e é demonstrado e descrito um modelo do sistema de transmissão OFDM. Por fim, são apresentados os erros de sincronismo que podem ocorrer neste tipo de modulação, os parâmetros de modulação OFDM utilizados na norma LTE, e a medição de qualidade na mesma.

- Capítulo 4: É descrita a montagem experimental utilizada para avaliar o desempenho de um sistema RF que utiliza modulação OFDM. Seguidamente é explicitada a forma como foi estabelecida a comunicação dos equipamentos utilizados e as características dos mesmos. É apresentado como foi desenvolvido o gerador de sinais OFDM em banda base, como é garantido o sincronismo do início do sinal e da fase, e a implementação do recetor de sinal OFDM. Por último, é descrito como é avaliado o desempenho do sistema através do EVM.
- Capítulo 5: É apresentada de que forma a montagem experimental, referida no capítulo 4, pode ser utilizada para avaliar o desempenho de uma ligação RoF que transmite sinais OFDM compatíveis com LTE. Sendo avaliado o desempenho de um sistema RoF.
- Capítulo 6: São apresentadas as conclusões e trabalho futuro.

Capítulo 2 – Conceitos Fundamentais

2.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados os conceitos fundamentais em que esta dissertação se baseia. Na secção 2.2 e 2.3 é abordado a evolução da arquitetura *Radio Access Network* (RAN) para o novo paradigma *Cloud – Radio Access Network* (C-RAN) e o conceito de *fronthaul* responsável pela transmissão de dados do utilizador. Na secção 2.4 é descrita o sistema de rádio sobre fibra (Rof) sendo demonstrado de seguida de que maneira tal sistema suporta a arquitetura C-RAN.

2.2. Evolução da *Radio Access Network* (RAN)

Numa rede móvel a RAN é o elemento que disponibiliza a tecnologia de acesso ao meio a cada terminal móvel e estabelece a sua ligação até ao núcleo da rede a *Core Network* (CN). A RAN é responsável pelo processamento, transmissão e receção de sinais rádio para e a partir de dispositivos móveis, garantindo assim aos utilizadores o acesso à rede via rádio. Num sistema celular ou móvel, a rede divide-se em áreas geográficas designadas por células. Cada célula é suportada por uma *Base Station* (BS), que é composta por uma *Base Band Unit* (BBU) e por uma *Remote Radio Head* (RRH) conectadas através de cabos coaxiais ou de fibra ótica, estando normalmente ambas as unidades localizadas na mesma estrutura. As BBUs desempenham as funções de processamento digital das camadas físicas dos sinais de rádio em banda base, enquanto as RRHs desempenham funções como a conversão dos sinais de banda base para radiofrequência e vice-versa. Cada BS que serve uma célula por sua vez é conectada à *Core Networks Mobile Switching Center* (MSC) através de *backhaul networks*, conexão essa que é estabelecida pela BBU [12],[14]. Na figura 2.1 é ilustrado uma arquitetura RAN tradicional. Em infraestruturas mais recentes, os blocos de RF são localizados na RRH junto da antena e a RRH é ligada à BBU por fibra ótica.

A arquitetura atual RAN apresenta várias limitações, ressaltando elevadas perdas por dissipação térmica, pelo que é necessário sistemas de climatização que permitam manter uma temperatura adequada dentro da BS. Este processo conduz a um grande consumo energético. Uma outra desvantagem deste tipo de arquitetura diz respeito à elevada complexidade das BSs o que as torna muito dispendiosas [15].

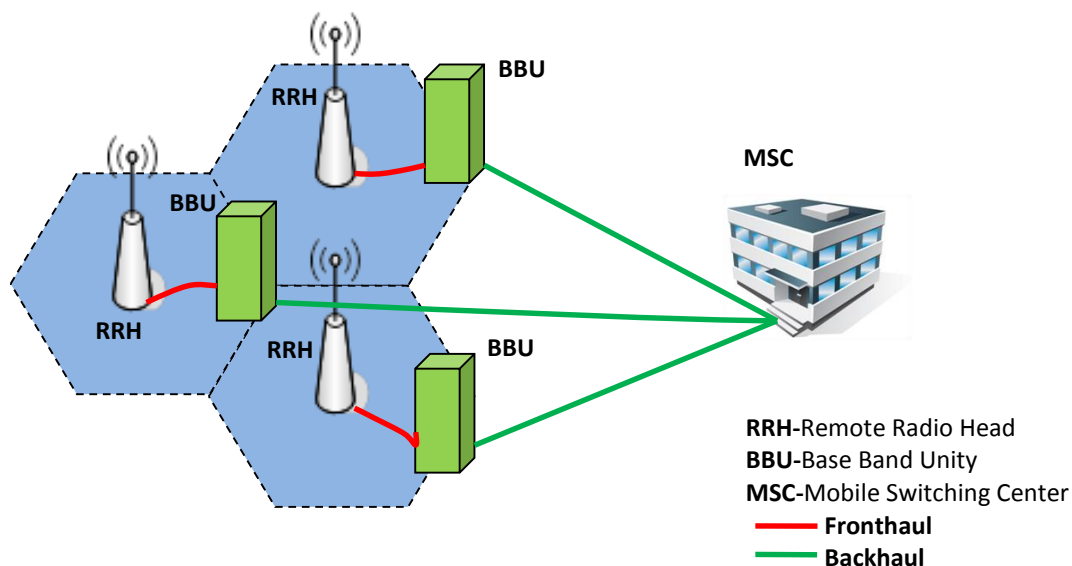


Figura 2.1: Arquitetura RAN tradicional.

Foi a pensar numa maneira de reduzir os custos operacionais que surgiu o paradigma *Cloud-RAN* (C-RAN), apresentada na figura 2.2.

Na arquitetura C-RAN, as BSs são simplificadas passando a ser constituídas por unidades remotas. Isto permite que uma única BBU localizada próxima da MSC, suporte múltiplas RRHs, conseguindo com isto, um baixo custo de implementação. As RRHs encontram-se em torres de transmissão e são ligadas às BBU's através de ligações por fibra ótica, encontrando-se em locais distintos [16].

Este paradigma cria um novo conceito, designado por *fronthaul* (ligação entre a BBU e a RRH) contrária ao *backhaul* (ligação entre a BBU e a *core network*).

A centralização dos serviços que o C-RAN proporciona, permite que os recursos sejam partilhados e alocados dinamicamente, permitindo assim, acomodar as flutuações de tráfego e reduzir o consumo energético. Esta centralização também permite a utilização da técnica de cooperação designada por *Coordinated Multipoint* (CoMP), onde múltiplas BSs podem cooperar e atuar como um único transceptor *Multiple-input Multiple-output* (MIMO). Assim, é possível transformar as interferências entre células em sinais uteis e aumentar a eficiência espectral. No entanto, estes mecanismos de cooperação são limitados por questões de sincronização no que diz respeito à rede de distribuição [12].

Sendo assim, estas arquiteturas podem ser utilizadas conjuntamente com tecnologias como o LTE, nas tecnologias 3G já existentes e prevê-se a sua utilização nas futuras redes 5G [16].

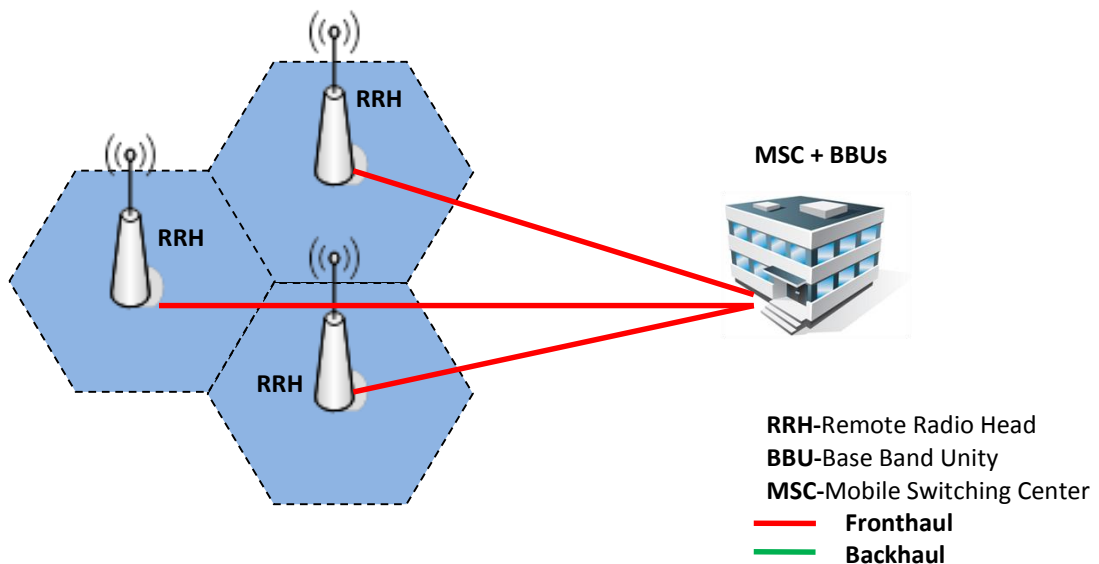


Figura 2.2: Arquitetura C-RAN.

2.3. C-RAN *Fronthaul*

O *fronthaul* é responsável pela transmissão de dados do utilizador, bem como de informações de gestão e controlo entre a BBU e as RRHs. Este segmento deve garantir os requisitos de largura de banda bem como as latências máximas permitidas pelos protocolos de acesso. Relativamente ao meio de transmissão, a fibra ótica é o mais indicado devido à sua baixa atenuação, grande largura de banda e blindagem eletromagnética. Neste caso a comunicação entre a RRH e a BBU é concretizada por um protocolo da *Digital Radio over Fiber* (D-RoF), como por exemplo, o *Common Public Radio Interface* (CPRI) e o *Open Base Station Architecture Initiative* (OBSAI). O CPRI tem sido o protocolo mais adotado.

No entanto, esta estratégia apresenta algumas limitações, nomeadamente de largura de banda e de latência, podendo estas ser ultrapassadas caso o sinal rádio seja transmitido no seu formato nativo através de técnicas RoF [17].

2.4. Rádio sobre fibra (RoF)

A utilização da tecnologia RoF em sistemas de comunicações móveis foi proposta e testada por Cooper em 1990 [18]. Os sistemas RoF são constituídos por ligações de fibra ótica que garantem uma transmissão de sinais em radiofrequência a partir de estações centrais (*Central Stations – CS*) até às RRHs constituídas por antenas, onde estas por sua vez radiam estes sinais para dispositivos móveis. O principal objetivo destes sistemas consiste em simplificar as BSs de modo a que funções realizadas, por exemplo, no sentido descendente (*downlink*), tais como a modulação, multiplexação, codificação e o processamento do sinal, sejam realizadas a partir das estações centrais [19].

A *RF-over-Fiber* (RFOF), a *Intermediate-Frequency-over-Fiber* (IFOF) e a *Baseband-over-Fiber* (BOF), são três técnicas que permitem a transmissão RoF, sendo que a RFOF é a técnica mais simples de utilizar, uma vez que com ela as RRHs não têm a necessidade de realizar operações de *up-conversion* nem de *down-conversion* para colocarem o sinal na radiofrequência [20]. Na figura 2.3, encontra-se representada a arquitetura de um sistema RoF, onde se pode observar na BBU (localizada na estação central), os dados de entrada em banda base a serem convertidos para a radiofrequência através da modulação de uma portadora de rádio frequência (f_c). As RRHs são bastante simples, uma vez que no *downlink* apenas necessitam de sistemas capazes de efetuar a conversão opto-elétrica (conversores O/E) dos sinais óticos, e sistemas capazes de amplificar os sinais convertidos de modo a que a antena os possa radiar para os dispositivos móveis [21]. Para a transmissão no sentido ascendente (*uplink*), é necessário um conversor eletro-ótico (E/O) de modo a converter para sinais óticos, os sinais elétricos que são emitidos desde os dispositivos móveis para as antenas para que as RRHs possam transmiti-los através das ligações de fibra ótica para a estação central onde serão realizadas operações de desmodulação e demultiplexação dos sinais [19], [22], [23].

É através da simplicidade das RRHs e do facto de todo o processamento dos sinais RF ser feitos nas estações centrais, que os sistemas RoF se tornam numa solução altamente rentável no ponto de vista económico.

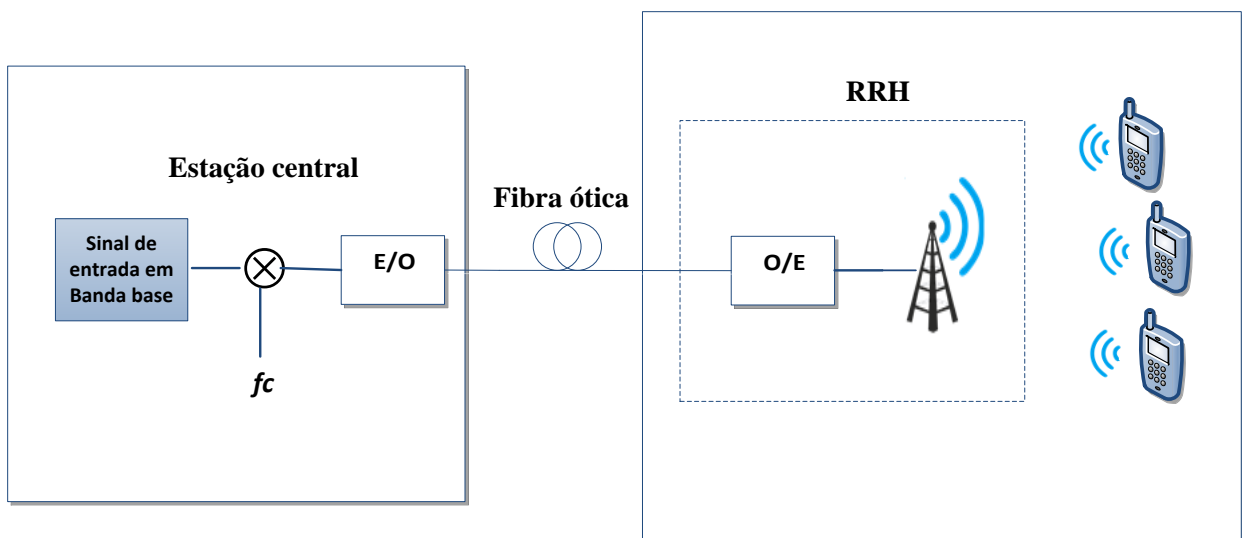


Figura 2.3: Arquitetura de um sistema RoF.

2.5. C-RAN suportada pela tecnologia RoF

A necessidade de se conseguir menor consumo energético e BSs de menor custo, levou à proposta de células muito pequenas na arquitetura C-RAN, as *small cells*, cuja implementação tem

vindo a ser bastante explorada para a próxima geração de redes móveis. A redução do tamanho das células permite que os recursos espectrais limitados possam ser reutilizados entre pequenas células mais frequentemente, conseguindo-se com isto um aumento da capacidade do sistema [12], [24].

A implementação das redes óticas *fronthaul* propostas na arquitetura C-RAN, que servem para estabelecer a conexão entre a BBU a múltiplas RRHs, suportados pelo CPRI, apresentam limitações de capacidade e latência. Uma alternativa é a transmissão de sinais analógicos RF ao longo da ligação de fibra ótica. Com a utilização de RoF verifica-se uma simplificação nas funções a desempenhar pelas RRHs, dado que as funções de *Digital to Analog Converter* (DAC) e *Analog to Digital Converter* (ADC) passam a ser desempenhadas pela BBU. Assim nas RRHs é apenas necessárias conversões de E/O e O/E, e antenas de RF [24]. O conversor E/O é implementado usando um laser modulado diretamente ou um modulador externo. O conversor O/E é implementado através de um fotodíodo. A modulação direta de um laser de baixo custo como o VCSEL, simplifica o sistema, mas tratando-se de um dispositivo não linear irá contribuir para a degradação do sistema.

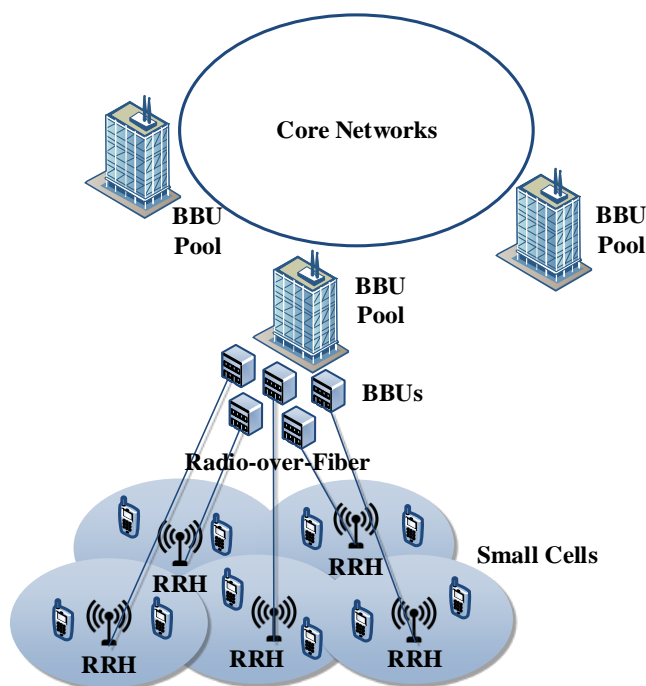


Figura 2.4: Redes de acesso cloud-RoF.

Capítulo 3 – A norma *Long Term Evolution* (LTE)

3.1. Introdução

Neste capítulo é introduzida a norma em que baseia as redes móveis 4G, o LTE. Esta norma utiliza protocolos específicos para as comunicações em sentido *uplink* e *downlink*, baseados nas camadas protocolares específicas do LTE. No LTE, a transmissão é baseada em técnicas de múltiplo acesso, especificamente *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) para o *downlink* e *Singe-Carrier Frequency-Division Multiple Access* (SC-FDMA) para o *uplink*. A técnica de modulação em que se baseia uma comunicação *downlink* na camada física do LTE corresponde ao *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) que é estudado na secção 3.5.

3.2. Evolução do *standard Long Term Evolution* (LTE)

O LTE representa a mais recente norma de comunicações móveis tendo sido desenvolvido pela 3GPP. As infraestruturas das redes e os terminais móveis têm vindo a ser atualizados e implementados de maneira a poderem suportar tal padrão. Relativamente às tecnologias GSM e UMTS, os sistemas LTE permitem débitos binários muito superiores, na ordem dos 300 Mbps. Estes sistemas englobam duas componentes fundamentais do sistema UMTS, a *Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network* (E-UTRAN) e a *Evolved Packet Core* (EPC). A E-UTRAN é responsável pela gestão do acesso rádio e fornece o suporte de *user-plane* e de *control-plane* às unidades móveis, designadas na nomenclatura da 3GPP por *user equipments* (UEs). O conceito de *user-plane* diz respeito ao conjunto de protocolos que são usados como suporte à transmissão de dados do utilizador ao longo da rede, enquanto o conceito de *control-plane*, corresponde ao conjunto de protocolos que servem para controlar a transmissão de dados por parte dos utilizadores e para gerir a conexão estabelecida entre as redes e o UE. A EPC corresponde à *core network* do padrão LTE, responsável pela gestão da mobilidade do sistema e por lidar com as questões políticas e de segurança [25], [26].

Os principais objetivos destes sistemas, passam por melhorar o débito binário, a cobertura e a capacidade dos sistemas, reduzir os custos de operação, suportar múltiplas antenas, reduzir a latência no *user-plane* e no *control-plane*, e permitir a integração com sistemas já existentes (UMTS, WiFi, etc.). O LTE contém protocolos para as comunicações de dados para comunicações *uplink* (a partir de dispositivos móveis para as BSs) e *downlink* (das BSs para dispositivos móveis). Na figura 3.1, encontra-se representado as camadas protocolares que fazem parte do sistema LTE. Os protocolos que constituem o *user-plane*, correspondem ao *Packet Data Convergence Protocol*

(PDCP), o *Radio Link Control* (RLC), o *Medium Access Control* (MAC), e a camada física (*Physical Layer* - PHY). Por outro lado, o protocolo que constitui o *control-plane* corresponde ao *Radio Resource Control* (RRC).

Embora sejam estes os protocolos suportados pelo LTE, aquele sobre o qual incidiu este trabalho de dissertação diz respeito ao protocolo da camada física.

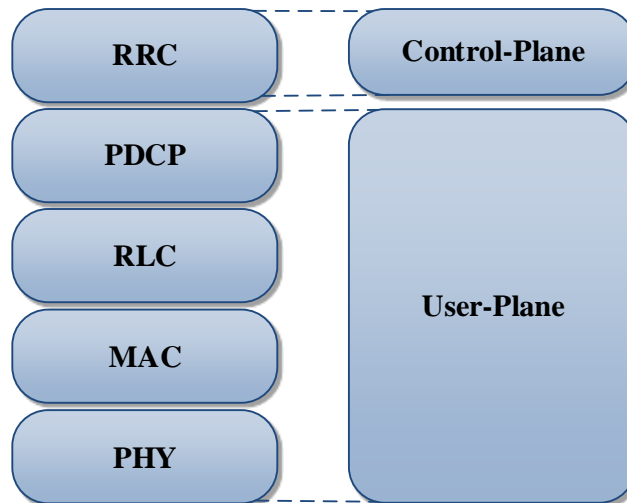


Figura 3.1: Camadas protocolares do LTE, adaptado de [47].

3.3. A camada física (PHY) *downlink* do LTE

A camada física do sistema LTE é responsável por realizar o processamento dos dados que são transmitidos desde as camadas superiores até à sua camada [26]. Na figura 3.2, está representado um modelo da camada física numa comunicação LTE *downlink*. O primeiro passo deste modelo corresponde à fase de processamento *Downlink Shared Channel* (DLSCH), no qual os dados são multiplexados e codificados. O processamento DLSCH envolve a utilização do código *Cyclic Redundancy Check* (CRC) para deteção de erros, segmentação dos dados em *subblocks*, operações de codificação de canal, operações de *rate-matching* que permite seleccionar o número de bits de saída de modo a garantir uma taxa de codificação desejada, e a conversão de *codeblocks* em *codewords*. Posteriormente a esta fase, vem a fase de processamento *Physical Downlink Shared Channel* (PDSCH). Aqui, às *codewords* são aplicadas operações de *scrambling* e de *modulation mapper*, através da qual resulta uma cadeia de símbolo modulados. De seguida, poderá ser aplicada a técnica de MIMO, onde uma cadeia de símbolos modulados é dividida em múltiplas subcadeias. Esta técnica está dividida pelas operações de *precoding* e de *layer mapping*. O *precoding* é responsável pela organização dos símbolos que foram atribuídos a cada subcadeia, e o *layer mapping* é o processo onde cada *codeword* é mapeada para uma ou múltiplas camadas. O último passo desta fase, diz respeito à transmissão multiportadora que se baseia na transmissão OFDM. Nesta transmissão, o *resource element mapping* organiza os símbolos modulados de cada

camada dentro de uma tabela dada pela relação tempo-frequência. Relativamente ao eixo das frequências no eixo Y da respetiva tabela, os dados são alinhados às subportadoras que se encontram no domínio da frequência. O eixo do X representa os símbolos OFDM no domínio do tempo. Esta tabela pode ser observada na figura 3.3, relativamente ao OFDM. O segundo passo da transmissão OFDM corresponde ao OFDM *signal generation*, onde os símbolos OFDM são gerados através da aplicação da transformada inversa de *Fourier* de maneira a passar os dados transmitidos para o domínio do tempo para serem posteriormente enviados para cada antena de transmissão [26].

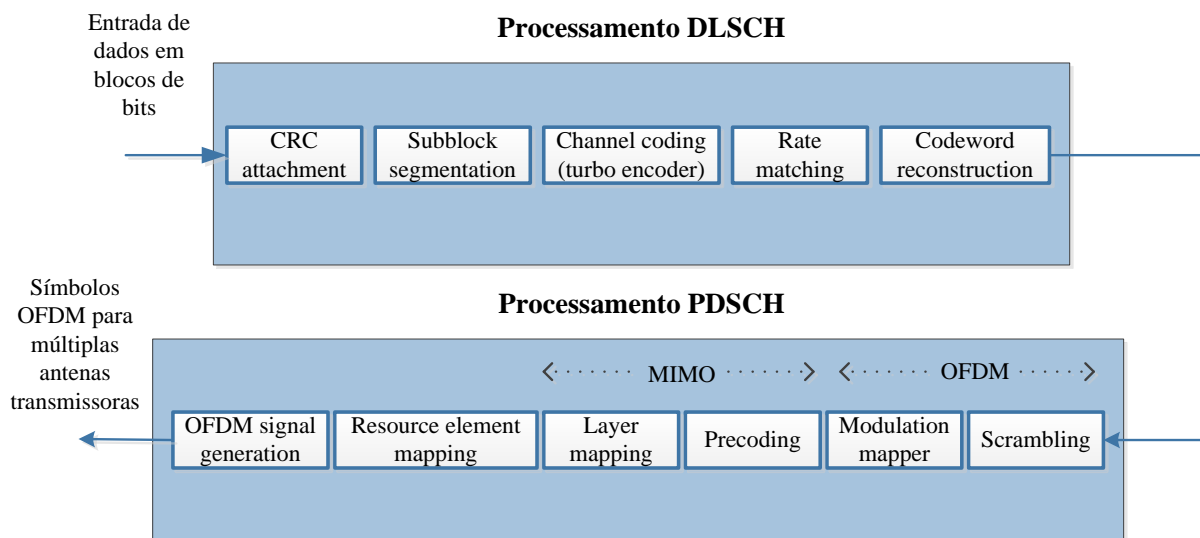


Figura 3.2: Modelo de transmissão downlink no LTE, adaptado de [26].

O OFDM foi selecionado como técnica de modulação base graças à sua capacidade de robustez contra o desvanecimento causado pelo multi-percurso do canal. Esta técnica faz uso de um número elevado de subportadoras ortogonais que são transmitidas em paralelo. Cada subportadora é modulada a uma taxa reduzida, usando modulação digital convencional como o Quadrature Phase Shift Keying (PSK) ou o M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) com M igual a 16 ou 64. O OFDMA é uma extensão do OFDM usado pelo LTE e outros sistemas que utiliza Time Division Multiple Access (TDMA) que aumenta a flexibilidade do sistema por permitir multiplexar dados de vários utilizadores nas mesmas subportadoras.

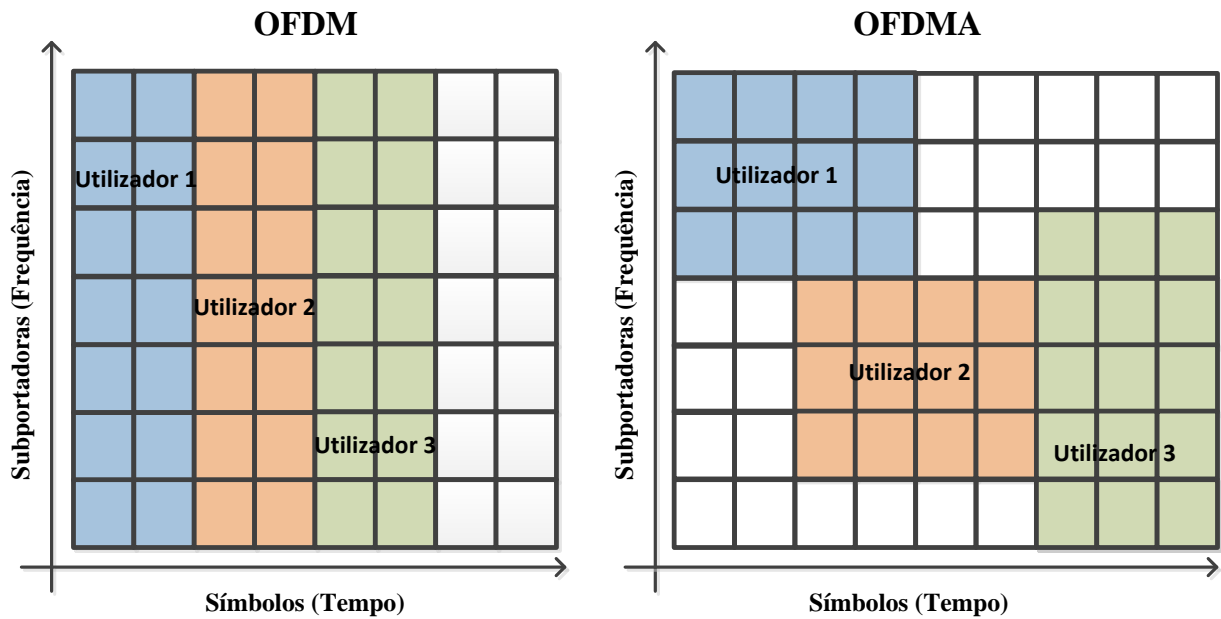


Figura 3.3: Alocação de diferentes utilizadores em subportadoras para OFDM e OFDMA.

3.4. Estrutura da *Frame* LTE

Embora as comunicações *uplink* e *downlink* na camada física do LTE usem esquemas diferentes de múltiplo acesso, elas partilham a mesma estrutura da *frame*, estando esta representada na figura 3.4. As transmissões LTE estão segmentadas em *frames* com duração de 10 ms e divididas em 20 *slots* de período de 0.5 ms. Cada *sub-frame* contém 2 *slots* com duração de 1 ms [27].

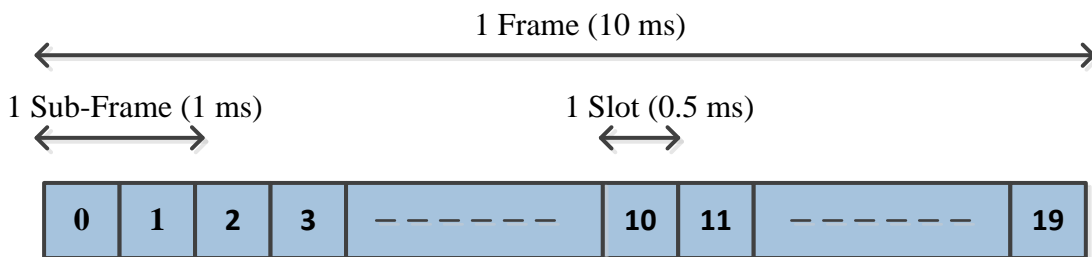


Figura 3.4: Estrutura da *frame* utilizada no LTE para comunicação *downlink* e *uplink*, adaptado de [27].

3.5. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)

O *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* foi desenvolvido e patenteado em 1966 por R.W. Chang [28], tendo sido apresentada a primeira avaliação desta técnica para comunicações móveis em 1985 [29].

Desde aí o OFDM tem sido extensivamente implementado em sistemas de transmissão de dados, tanto para sistemas de comunicações fixas, como para sistemas de comunicações sem fios. Isto deve-se à sua solução efetiva perante a interferência inter-simbólica (ISI) resultante da dispersão do canal [30], [31].

Esta técnica surgiu como uma evolução dos sistemas convencionais de Frequency Division Multiplexing (FDM) [31]. Nestes sistemas, a largura de banda do sinal é dividida em N subcanais com frequências não sobrepostas. Cada um destes subcanais é modulado separadamente por símbolos, que posteriormente são multiplexados em frequência. As várias portadoras presentes no sistema FDM encontram-se de tal maneira afastadas entre si que os sinais podem ser recebidos através de filtros convencionais. Embora aparentemente possa ser considerada uma boa maneira para evitar a sobreposição espectral dos canais, de forma a eliminar a interferência entre os mesmos, acaba por provocar uma utilização do espectro disponível menos eficiente porque para que a filtragem seja eficiente, são introduzidos bandas de guarda entre diferentes portadoras no domínio do tempo. Assim, de forma a aumentar a eficiência espectral, desenvolveu-se o OFDM [32].

3.5.1. Descrição matemática do sinal OFDM

Num sistema OFDM, o sinal transmitido é constituído por N subportadoras adjacentes e ortogonais que são espaçadas pela frequência Δf . As subportadoras são mutuamente ortogonais durante a duração de símbolo (T), se o espaçamento na frequência entre subportadoras consecutivas for um múltiplo do inverso da duração do símbolo OFDM, ou seja, $T = \frac{n}{\Delta f}$ [33], sendo n um número inteiro [34].

Cada subportadora em banda base, $g_n(t)$, é analiticamente descrita pela função exponencial complexa, apresentada de seguida [35]:

$$g_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi n \Delta f t}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.1)$$

Como consequência do impulso retangular que se aplica a cada subportadora, os espectros dos seus sinais são funções senocardiniais, como podemos verificar na figura 3.5, na qual está representado o espectro de três subportadoras de um sinal OFDM que estão espaçadas de $\Delta f = 1/T$. É possível, também, observarmos que o pico de cada subportadora ocorre quando o valor das outras é zero, verificando-se assim a ortogonalidade entre as mesmas.

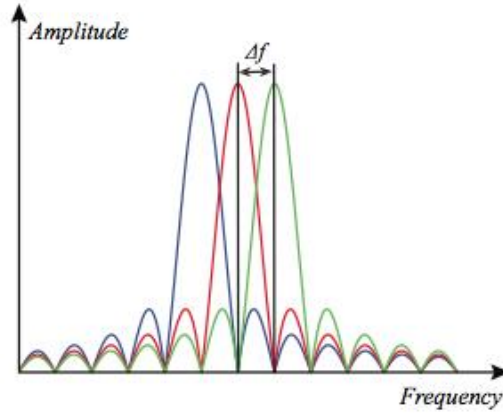


Figura 3.5: Representação de três subportadoras de um sinal OFDM no domínio das frequências, espaçadas de Δf [35].

É de seguida apresentado o sinal OFDM, em termos da sua envolvente complexa [35]:

$$s(t) = \Re \left\{ \tilde{s}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\} \quad (3.2)$$

Na equação anterior, $\tilde{s}(t)$ representa a envolvente complexa da primeira subportadora do sinal passa banda $s(t)$, e f_0 a frequência da mesma. A soma de todas as subportadoras moduladas vão formar o sinal temporal que corresponde ao símbolo OFDM k , sendo matematicamente dado por:

$$\tilde{s}_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} g_n(t - kT) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} e^{\frac{j2\pi n t}{T}} \quad (3.3)$$

onde T corresponde ao intervalo de duração de cada símbolo, e $S_{k,n}$ representa o símbolo complexo transmitido, sendo n a n -ésima subportadora contida no símbolo k .

É possível escrever-se o equivalente em banda base do sinal OFDM transmitido em intervalos de símbolos consecutivos, da seguinte forma [35]:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{s}_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} g_n(t - kT) \quad (3.4)$$

Para sistemas práticos com elevadas taxas de dados e com um grande número de subportadoras, os emissores e recetores OFDM são implementados por processamento digital de sinal.

Esta implementação torna-se computacionalmente eficiente utilizando a Transformada Discreta de *Fourier* Inversa (IDFT) no emissor para a modulação, e a Transformada Discreta de *Fourier* (DFT) no recetor para a desmodulação [30],[35]. A equação 3.3 que foi apresentada, descreve o formato de uma IDFT aplicada a todas as subportadoras de um dado símbolo k .

A partir das equações (3.1) e (3.4), pode-se escrever o equivalente discreto do sinal, nos instantes t_q :

$$\tilde{s}_k(t_q) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} e^{\frac{j2\pi n t_q}{N}} ; t_q = 0, \dots, N-1 \quad (3.5)$$

3.6. Modelo OFDM de um sistema de comunicação RF

Na figura abaixo, encontra-se ilustrado o processo de comunicação de um sistema de transmissão sem fios utilizando modulação OFDM.

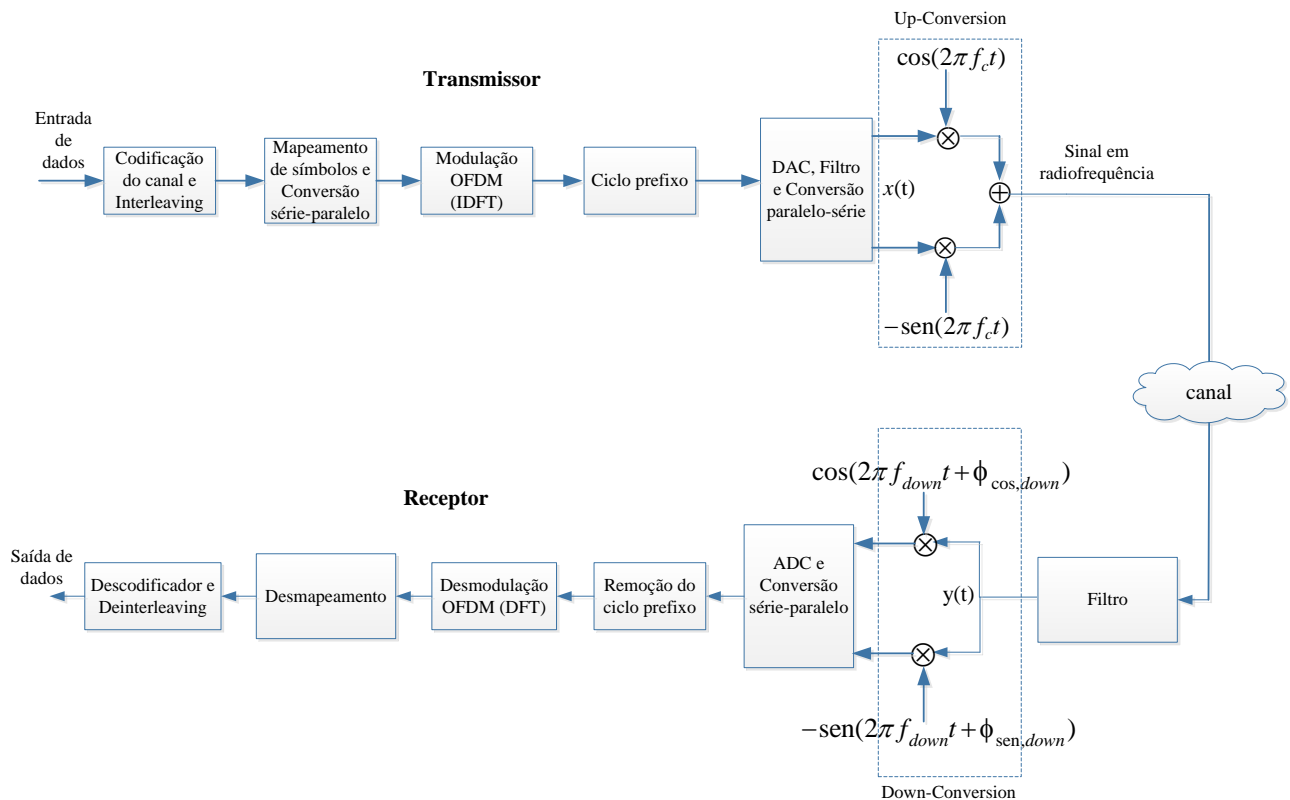


Figura 3.6: Diagrama de blocos de um sistema de comunicação OFDM RF sem fios.

3.7. O transmissor do sistema de Comunicação

O primeiro bloco do transmissor corresponde à codificação do canal e ao *Interleaving*. Após a codificação, os dados são mapeados em números complexos que vão representar os símbolos da constelação QAM ou PSK, utilizada para a transmissão. A modulação PSK, embora seja compatível com o OFDM, raramente é utilizada, apresentando maior suscetibilidade ao ruído. A sequência de números complexos que se encontra à saída do bloco de mapeamento, é convertida de série para paralelo, formando um vetor adequado para a aplicação da IDFT, implementada através da transformada inversa de *Fourier* (IFFT) e, assim, os sinais ortogonais necessários

podem ser gerados com precisão e de uma forma computacionalmente eficiente. A entrada do bloco IFFT corresponde ao vetor complexo $X = [X_0 X_1 X_2 \dots X_{N-1}]^T$ de tamanho N, sendo N o tamanho da IFFT. Cada elemento de X , representa os dados a serem transportados na respectiva subportadora, por exemplo, X_k representa os dados a serem transportados na subportadora k. Como foi dito anteriormente, a modulação QAM é a modulação mais utilizada em OFDM, sendo assim, cada elemento de X é um número complexo que corresponde a um ponto particular na constelação QAM. Na saída da IFFT tem-se o vetor complexo $x = [x_0 x_1 x_2 \dots x_{N-1}]^T$ que é dado no domínio de tempo [30].

3.7.1. A inserção de um prefixo cíclico

Um dos maiores obstáculos para os sistemas sem fios está relacionado com a existência de canais multi-percurso, onde o sinal transmitido é refletido por vários objetos fazendo com que o recetor detete diferentes versões do mesmo com diferentes atrasos, conduzindo a interferências inter-simbólicas (ISI) [31].

Por forma a evitar ISI entre símbolos OFDM consecutivos, é necessário recorrer-se a intervalos de guarda (GI), que consistem numa secção de amostras vazias, e que devem ter um tamanho maior do que o atraso máximo do canal de propagação multi-percurso, havendo interferência entre símbolos apenas nestes intervalos. Os GI são descartados no recetor, uma vez que são amostras vazias, não tendo qualquer informação [31].

No entanto, estes intervalos de guarda não são utilizados em sistemas práticos, porque não garantem que os símbolos OFDM não interfiram com eles próprios. Desta forma, para se combater esta interferência implementa-se o prefixo cíclico (CP) que pode ser adicionado no início de cada símbolo OFDM. Este prefixo é construído a partir de um número de amostras que estão presentes no final de um símbolo OFDM, que são copiadas para o início do mesmo. Este processo decorre entre símbolos consecutivos prevenindo assim interferência dos mesmos [36], [37]. No entanto é preciso ter em atenção ao tamanho do prefixo cíclico implementado devido à perda da relação sinal-ruído (S/N) provocado pelo aumento do tamanho do símbolo. Esta perda é descrita pela seguinte relação:

$$S / N_{(perda)} = -10 \log \left(1 - \frac{T_{prefixo}}{T_S} \right) \quad (3.6)$$

onde $T_{prefixo}$ representa a duração do prefixo cíclico, e $T_S = T + T_{prefixo}$ é a duração do símbolo OFDM [38].

3.7.2. Formatação de pulsos

De maneira a satisfazer as limitações de largura de banda impostas pelo canal e a eliminar as interferências inter-simbólicas, os sinais passam por um processo de formatação. Para realizar a formatação dos sinais, são utilizados filtros que satisfaçam o critério de Nyquist, como é o caso do filtro *Raised Cosine* (RC). Para melhorar o cancelamento de ruído do canal, este filtro é dividido na prática em duas partes, um filtro *Square Root Raised Cosine* (RRC) no lado do emissor e outro do lado do receptor.

O filtro RRC é o filtro escolhido para fazer a formatação do sinal na norma LTE, e a função de transferência de cada um RRC usado no emissor e no receptor do sistema, corresponde à raiz quadrada da função de transferência do filtro RC [39]. A função de transferência do filtro RRC é dada por [40]:

$$H_{RRC}(f) = \begin{cases} \sqrt{T}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\}} & \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (3.7)$$

onde β , $0 \leq \beta \leq 1$ corresponde ao fator de “*roll-off*” e representa a largura de banda ocupada além da frequência de Nyquist de $1/2T$. O parâmetro T diz respeito ao período de símbolo.

Aplicando a IFFT à equação anterior, obtemos a resposta a impulso do filtro RRC que é dada por:

$$h_{RRC}(t) = \frac{2\beta}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos[(1+\beta)\pi t/T] + \frac{\sin[(1-\beta)\pi t/T]}{4\beta t/T}}{1-(4\beta t/T)^2} \quad (3.8)$$

Na Figura 3.7 está representado a resposta a impulso para diferentes fatores de “*roll-off*” do filtro RRC. Como se pode observar, à medida que β aumenta, as amplitudes das ondulações vão diminuindo fazendo com que a probabilidade de existirem erros devido à ISI diminua. No entanto este aumento tem implicações no domínio da frequência.

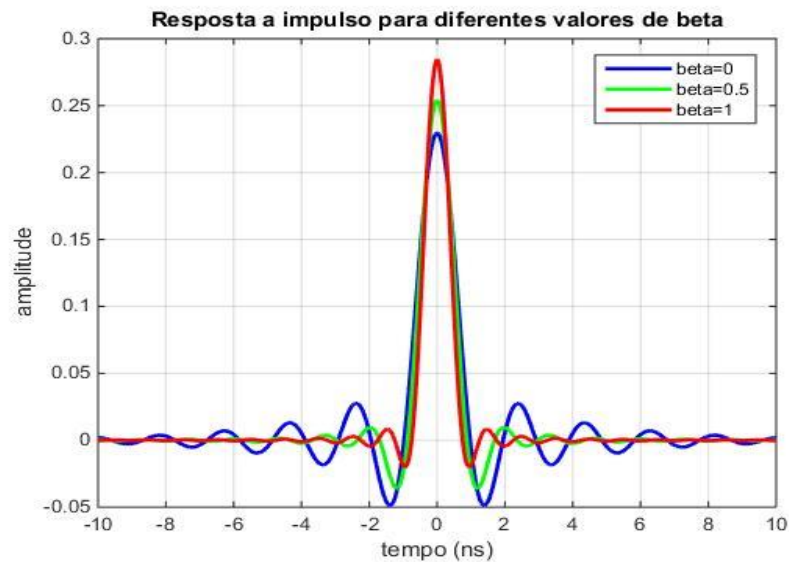


Figura 3.7: Resposta a impulso do filtro RRC para diferentes valores de β .

Na figura 3.8 está representado a resposta em frequência do filtro, onde podemos verificar que quando β aumenta, a eficiência espectral vai diminuindo uma vez que a largura de banda aumenta, tornando-se assim mais difícil conseguir eliminar os lóbulos secundários de modo a evitar a potência fora de banda do sinal transmitido.

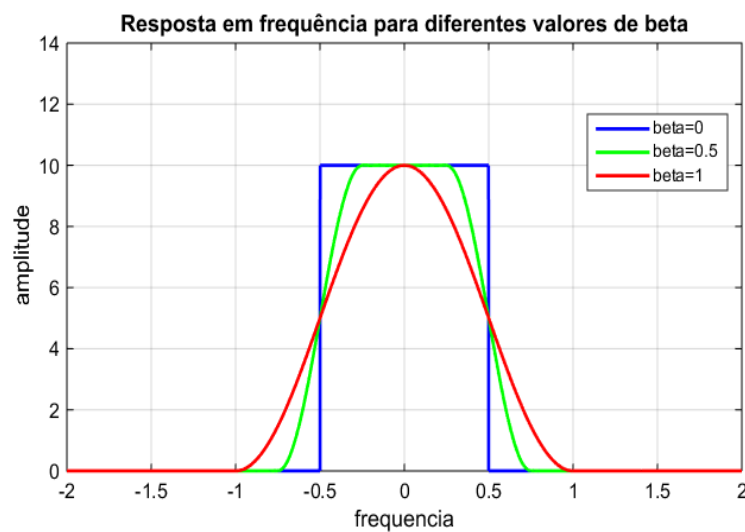


Figura 3.8: Resposta em frequência de filtro RRC para diferentes valores de β .

3.7.3. Digital-to-analog Converter (DAC)

Referente à figura 3.6, é necessário referir que antes do bloco DAC, temos amostras de um sinal digital banda base. Assim, antes de transmitirmos o sinal para o canal, é necessário convertê-lo para analógico e depois deslocá-lo para a frequência da portadora (*up-conversion*).

As amostras $\underline{x}_s(t)$ do sinal digital de banda base $x(t)$, podem ser descritas matematicamente por:

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - nT_s) \quad (3.9)$$

Desta expressão resulta que no domínio da frequência o sinal amostrado vai ser constituído por uma sequência de réplicas do sinal original espaçadas de $f_s=1/T_s$, sendo $f_s/2$ a frequência de Nyquist.

$$X_s(f) = f_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_s) \quad (3.10)$$

Para se conseguir converter o sinal digital para analógico (DAC), é utilizado um filtro passa baixo (LPF), que tem como característica uma frequência de corte superior à frequência de Nyquist do sinal em banda base, de forma a conseguir eliminar as frequências do sinal que são maiores do que $f_s/2$. A resposta deste filtro deve incidir sobre o lóbulo principal, ou seja, onde $|f| < N/(2T_s)$, decrescendo depois rapidamente nos lóbulos secundários, suprimindo assim o restante espectro.

No entanto, este processo requer um filtro muito seletivo o que é difícil de implementar. Assim, é frequentemente utilizada a técnica de *OverSampling* que serve para aumentar a distância entre as réplicas espectrais. Esta operação normalmente é realizada através de *zero-padding* onde se intercalam zeros com os valores das amostras. O resultado da utilização desta técnica é mostrado na figura 3.9. Ao escolher-se um *Oversampling* suficientemente elevado, é possível alcançar as exigências de implementação do filtro analógico [35].

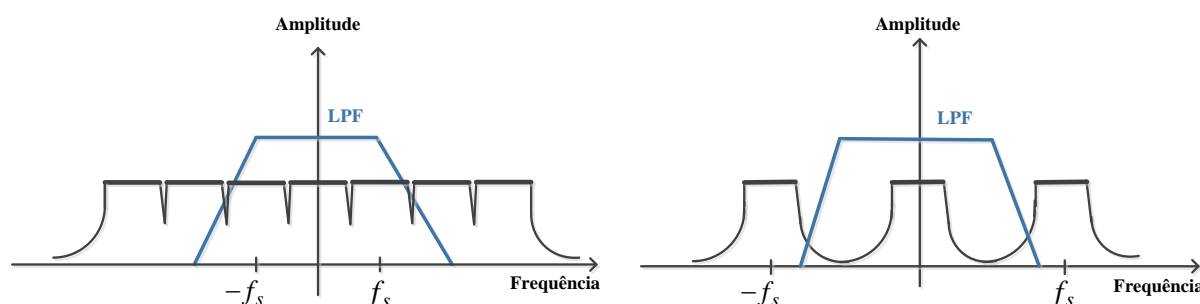


Figura 3.9: Espectro de um sinal OFDM sem *OverSampling* (à esquerda) e com *OverSampling* (à direita).

3.7.4. *Up-Conversion*

Os sinais complexos em banda base que se encontram à saída do bloco DAC, são convertidos de paralelo para série, sendo que depois têm de ser modulados tanto em fase como em quadratura (I/Q) e convertidos para a frequência portadora f_c (processo de *Up-conversion*), com fim a serem transmitidos em radiofrequência pelo canal [36]. O processo de *Up-Conversion* corresponde a converter o sinal de OFDM de banda base, que é representado por valores complexos, em sinais reais na banda passante para estes serem transmitidos pelo canal [30], [41]. Este processo é matematicamente descrito por [30]:

$$\begin{aligned}
y(t) &= \Re\{x(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \Im\{x(t)\} \sin(2\pi f_c t) \\
&= \Re\{x(t) e^{j2\pi f_c t}\}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

onde $y(t)$ é o sinal RF à saída do bloco up-conversion. $\Re\{\}$ representa a parte real do sinal em banda base (componente em quadratura), e $\Im\{\}$ a sua parte imaginária (componente em fase).

3.8. O recetor do sistema de comunicação

No lado do recetor, o sinal passa por um processo de *down-conversion*. Neste processo o sinal que é recebido depois de passar pelo canal de transmissão, é multiplicado por uma portadora com frequência (f_{down}). O espectro do sinal resultante, que é uma cópia do espectro do sinal OFDM original, fica centrado na frequência zero e $2f_{down}$. Aplicando um filtro passa-baixo, o sinal centrado na frequência $2f_{down}$ é eliminado [41].

Neste processo, o sinal recebido passa banda vai ser dividido em componente imaginária, y_I , e em componente em quadratura, y_Q , podendo ser matematicamente representado por [41].

$$\begin{aligned}
y_I(t) &= y(t) \cos(2\pi f_{down} t + \phi_{cos,down}) \\
y_Q(t) &= -y(t) \sin(2\pi f_{down} t + \phi_{sen,down})
\end{aligned} \tag{3.12}$$

onde $y(t)$ corresponde ao sinal passa banda recebido, $\phi_{cos,down}$ é a fase da função cosseno, e $\phi_{sen,down}$ a fase da função seno.

Idealmente teríamos f_{down} igual à frequência da portadora, mas na prática pode ser diferente devido a erros que podem ser causado pela recuperação da portadora no recetor [30]. As componentes em fase e quadratura também podem apresentar erros de fase.

De seguida, a ADC irá fazer o processo inverso da DAC convertendo o sinal analógico para amostras discretas existindo depois a conversão de série para paralelo e é removido o prefixo cíclico [41]. À entrada do bloco FFT tem-se então o vetor $y = [y_0 \ y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N-1}]^T$ que representa o sinal no domínio do tempo, onde cada elemento de y representa os dados recebidos na respetiva subportadora. À saída da FFT resulta o vetor $Y = [Y_0 \ Y_1 \ Y_2 \ \dots \ Y_{N-1}]^T$ no domínio da frequência [30].

3.9. Inserção de pilotos e equalização

As constelações de cada subportadora sofrem uma deslocação na fase e mudanças de amplitude causadas pelo multi-percurso, tal como foi referido anteriormente. Para se conseguir a

recuperação dos bits da constelação que foi gerada, é necessário uma estimação do canal e compensar os desvios na fase e na amplitude [36].

Uma maneira de conseguir estimar o canal é através da inserção de símbolos *training* (preâmbulo) conhecidos pelo recetor, em subportadoras específicas conhecidas como subportadoras *pilot*. Estas podem ser introduzidas em diferentes esquemas, por exemplo, onde um dado símbolo OFDM é constituído apenas por subportadoras *pilot* ou em esquemas onde os símbolos OFDM são constituídos por *pilots* que são inseridas em subportadoras específicas. Através então da transmissão de *pilots*, a estimativa do canal é feita pela estimação da sua resposta em frequência, que é dada por [35]:

$$H_{k,n} = \frac{Y_{k,n}}{X_{k,n}} \quad (3.13)$$

onde $Y_{k,n}$ corresponde aos símbolos *pilot* recebidos, $X_{k,n}$ aos símbolos *pilot* transmitidos, k ao número da subportadora e n ao número do símbolo *training*.

Uma outra maneira de estimar o canal, passa pela deteção diferencial onde os símbolos transmitidos ao longo de subportadoras vizinhas são comparados em fase e amplitude [36].

3.10. Erros de sincronismo

Uma das desvantagens do sistema OFDM é a sua elevada suscetibilidade em relação aos erros de sincronismo que podem conduzir a uma degradação do desempenho do sistema [35], [42]. Existem diferenças de relógio entre o transmissor e o recetor que vão provocar desvios temporais, em frequência e em fase [35].

3.10.1. Desvios da frequência portadora

Os desvios da frequência podem resultar das diferenças que existem nos osciladores dos transmissores e dos recetores. A redução da amplitude do sinal e a perda da ortogonalidade entre as subportadoras são duas consequências do deslocamento da frequência da portadora no sistema OFDM e podem ser observados na figura 3.10 [42].

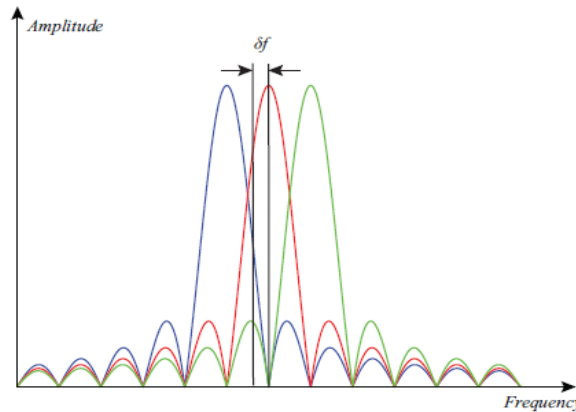


Figura 3.10: Efeitos do deslocamento da frequência da portadora [35].

Sendo a distância entre cada subportadora, Δf , muito pequena em relação à largura de banda total, a sincronização de frequência torna-se num processo complicado de se realizar, uma vez que o deslocamento tolerado é apenas uma fração muito pequena da largura de banda total.

3.10.2. Erros temporais

Sempre que o recetor não tem conhecimento do instante em que chega um símbolo OFDM, estamos na presença de um erro temporal. De maneira a controlar esta situação, é necessário realizar-se uma sincronização temporal do símbolo para se conhecer o início do símbolo. Foram desenvolvidos vários métodos para estimar com precisão o início da sequência de símbolos OFDM que utilizam sequências de treino com a duração de um símbolo OFDM [35], [43]. Apesar da elevada precisão desses métodos, no recetor podem ocorrer erros relativamente à deteção do início de cada símbolo. No domínio da frequência, esses erros provocam uma rotação de fase dos símbolos da constelação, podendo no entanto essa rotação de fase ser facilmente compensada através de processamento.

3.11. Parâmetros da modulação OFDM utilizados em LTE

A camada física do LTE foi implementada de modo a garantir larguras de banda que variam desde os 1.4 até 20.0 MHz. O espaçamento entre cada subportadora corresponde a 15 kHz, encontrando-se na tabela 3.1 os parâmetros da modulação OFDM para uma comunicação *downlink* no sistema LTE. Neste tipo de comunicação, a portadora cujo a sua frequência coincide com a

frequência central, designada por subportadora DC, deixa de ser utilizada pois pode provocar elevadas interferências [26].

Largura de Banda (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Espaçamento entre subportadoras (Δf)	15 kHz					
Duração de símbolo OFDM ($1/\Delta f$)	66.7 μs					
Tamanho da FFT (N_{FFT})	128	256	512	1024	1536	2048
Frequência de amostragem ($f_s = N_{FFT} \times \Delta f$) (MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
Largura de Banda Ocupada (MHz)	1.095	2.715	4.515	9.01	13.515	18.015
Eficiência espectral	90%					
Modulação	QPSK, 16-QAM, 64-QAM					

Tabela 3.1: Parâmetros da modulação OFDM utilizados em LTE, adaptado de [26].

3.12. Medida de qualidade do LTE

A Magnitude do Vetor Erro (EVM) é uma medida de desempenho do sistema. Essencialmente, é o vetor diferença entre os símbolos ideais e os símbolos medidos, num determinado instante.

O EVM é visto como uma figura de mérito capaz de avaliar a qualidade do sinal digitalmente modulado. O sinal que é recebido depois de afetado por ruído e distorções é comparado com um sinal de referência a que corresponde neste caso ao sinal que seria idealmente obtido no fim do recetor OFDM, obtendo um vetor erro que resulta da diferença entre estes dois sinais, como se pode observar na figura 3.11. Assim é possível medir o desvio de amplitude e fase entre o símbolo que foi recebido com o símbolo ideal [41], [44].

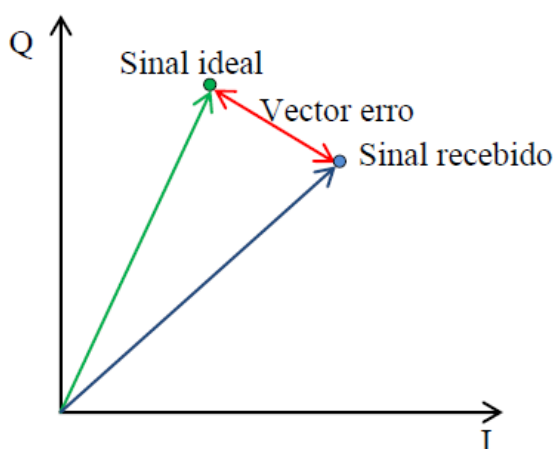


Figura 3.11: Ilustração do conceito EVM

O EVM pode ser descrito através do valor médio quadrático (RMS) pela diferença entre os N símbolos idealmente recebido e os N símbolos recebidos após sofrerem atenuações, sendo assim matematicamente expresso pela seguinte fórmula [45]:

$$\text{EVM}_{rms}(\%) = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \times 100 \quad (3.14)$$

sendo que $Y_k = Y_{I,k} + iY_{Q,k}$ e $X_k = X_{I,k} + iX_{Q,k}$, representam o k-ésimo símbolo recebido e o k-ésimo símbolo que seria idealmente recebido, respetivamente.

No LTE, o ponto de referência da medição do EVM é após a remoção do prefixo cíclico da FFT e da equalização. A medida do EVM é realizada para cada portadora ao longo de 10 ms. Os limites destes períodos não têm de coincidir com os da *frame* rádio. O EVM de cada portadora, para diferentes esquemas de modulação no PDSCH, que é o canal que transporta os dados de tráfego do utilizador, deve ser menor do que os limites apresentados na tabela.

Modulação (PDSCH)	EVM Máximo (%)
QPSK	17.5%
16-QAM	12.5%
64-QAM	8%

Tabela 3.2: Esquemas de modulação no PDSCH e seus limites máximos do EVM de cada portadora, adaptado de [1].

Capítulo 4 - Montagem experimental para avaliação do desempenho

4.1. Introdução

Neste capítulo é feita uma descrição da montagem experimental utilizada para avaliar o desempenho de um sistema RF que utiliza modulação OFDM. São introduzidas as características básicas dos equipamentos utilizados e como é feita a comunicação entre os vários aparelhos de medida. Todo o procedimento experimental é controlado por um computador através do Matlab. Também são descritos os programas desenvolvidos em Matlab, quer a geração do sinal OFDM, quer o pós-processamento do sinal e avaliação do desempenho.

4.2. Descrição geral

A Figura 4.1 apresenta a montagem experimental do sistema implementado. Foi utilizado o gerador de sinais vetoriais da *Keithley* modelo 2910 programado para transmitir sinais OFDM de acordo com a norma LTE. O sinal OFDM depois de ser transmitido pelo sistema RoF a ser avaliado é adquirido pelo *osciloscópio Tektronix DPO70404*.



Figura 4.1: Montagem experimental.

4.3. Comunicação com os instrumentos

A ferramenta *Instrument Control Toolbox* do Matlab permite estabelecer uma comunicação entre o Matlab e equipamentos, tais como, osciloscópios, geradores de sinais e outros. Esta comunicação é estabelecida através de *drivers*, como o IVI, utilizando protocolos de comunicação

como o *Virtual Instrument Software Architecture* (VISA), o *General Purpose Interface Bus* (GPIB) e o TCP/IP.

A partir de um programa desenvolvido em Matlab, foi gerado um sinal OFDM em banda base, de acordo com a norma LTE. O sinal OFDM de banda base é enviado para o gerador de sinais, através do protocolo de comunicação GPIB no formato de um ficheiro *Arbitrary Waveform* (ARB). A forma como se pode criar e transmitir ficheiros ARB encontra-se descrita em [46]. Após a conversão do sinal OFDM de banda base para RF feita pelo gerador de sinais, este é transmitido para o sistema RoF a ser avaliado. Depois da ligação RoF, o sinal RF é adquirido pelo osciloscópio e posteriormente transferido para o computador, onde é processado em Matlab.

É estritamente necessário que os equipamentos utilizados para transmitir e receber o sinal OFDM estejam sincronizados um com o outro, de forma a minimizar os erros temporais e os erros causados pelos desvios da frequência portadora. Para tal, utilizam-se conexões físicas entre os dois equipamentos, ligando a saída *TTL SYNC OUT* do *Tektronix DPO70404* à entrada *TTL SYNC IN* do *Keithley Model 2910*, estando os dois equipamentos a partilhar o mesma base de referência de 10 MHz. De modo a conseguir adquirir no Matlab o sinal obtido no osciloscópio, foi utilizado o dispositivo TCPIP/LAN suportado pelo programa *TekVisa* que é uma implementação *Tektronix* do protocolo de comunicação VISA.

O transmissor emite o sinal em radiofrequência para o osciloscópio que vai fazer sucessivos varrimentos do mesmo. Estes varrimentos são iniciados sempre que o sinal de entrada tenha uma amplitude de 1.2 Volts, sincronizando assim a aquisição.

4.4. Características dos instrumentos

4.4.1. Gerador de sinais *Keithley Model 2910*

Na Figura 4.2 são apresentados alguns blocos funcionais do *Keithley 2910*. O bloco Amostras I/Q corresponde às amostras do ficheiro ARB. Este ficheiro contém as componentes em fase e em quadratura (IQ) do sinal OFDM em banda base geradas em Matlab e que são enviadas para o gerador de sinais.

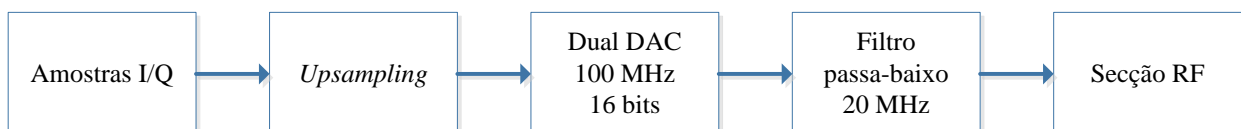


Figura 4.2: Blocos internos do gerador de sinais vetorial.

As amostras são lidas com uma frequência especificada pelo utilizador de acordo com a Tabela 4.1, onde se encontram indicadas as diferentes frequências de amostragem que são aceites pelo gerador de sinais utilizado para ficheiros ARB.

Frequência de amostragem (Hz)			
50000	125000	1250000	10000000
78125	156250	1562500	12500000
	250000	2500000	25000000
	312500	5000000	50000000
	500000	6250000	
	625000		

Tabela 4.1: Frequências suportadas pelo Keithley Model 2910 para ficheiros ARB [2].

De seguida as amostras são interpoladas de modo a que a frequência de amostragem à entrada do DAC seja 100 MHz. O filtro passa-baixo analógico a seguir ao DAC tem uma largura de banda de 20 MHz.

4.4.2. O osciloscópio Tektronix DPO70404

O sinal OFDM em radiofrequência que é medido pelo osciloscópio pode ser amostrado com taxas que variam desde 5 Gamostras/s até 25 Gamostras/s. Neste trabalho foi utilizada a máxima taxa de amostragem permitida pelo sistema de aquisição, sendo adquiridas um total de 5 milhões de amostras no osciloscópio. A janela temporal do osciloscópio corresponde assim a 0.2 ms.

4.5. Gerador de sinal OFDM em banda base

Foi implementado em Matlab um gerador OFDM de raiz baseado no transmissor do sistema de transmissão OFDM apresentado na figura 3.6. Em baixo encontram-se as etapas que foram realizadas para implementar o gerador.

4.5.1. Mapeamentos de símbolos e conversão série-paralelo

No início do programa é criada uma matriz, onde as colunas correspondem às subportadoras do símbolo OFDM, e o número de linhas corresponde ao número de símbolos OFDM transmitidos. A matriz é preenchida por uma sequência de valores inteiros aleatórios que variam desde zero até ao tamanho do alfabeto do tipo de modulação (QAM ou PSK) que é utilizada, sendo estes valores posteriormente mapeados em números complexos que irão representar a constelação.

De seguida é necessário calcular a transposta da matriz já que a IFFT é aplicada a cada vetor coluna (símbolo OFDM) da matriz. Deste modo os dados contidos na matriz passam a estar no domínio do tempo.

4.5.2. A inserção do prefixo cíclico

A tarefa seguinte é a introdução do prefixo cíclico. O tamanho do prefixo cíclico, N_{prefixo} , que foi inserido nesta simulação, corresponde a 25 % do número de subportadoras que são enviadas em cada símbolo. Significando isto, que das N amostras existentes em cada símbolo OFDM, as $N/4$ amostras finais são copiadas para o início desse mesmo símbolo, ficando cada símbolo OFDM com um tamanho $N + N_{\text{prefixo}}$. A matriz final tem dimensão, $N_{\text{symb_OFDM}} \times (N + N_{\text{prefixo}})$, onde $N_{\text{symb_OFDM}}$ corresponde ao número de símbolos OFDM simulados. De seguida a matriz é transformada num único vetor coluna (conjunto de símbolos OFDM) que contém as amostras em banda base que são transmitidas sequencialmente.

Ao início do conjunto de símbolos OFDM gerado em banda base, foi ainda adicionado um preâmbulo com 8 amostras, $N_{\text{preamb}} = 8$, constituído pelo vetor $[0 \ 0 \ 0.5 \ 0 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0]$ que será utilizado para fazer o sincronismo do início do conjunto de símbolos OFDM símbolos, estando este processo explicado na secção 4.6.

4.5.3. Formatação de pulso

As componentes em fase e quadratura do sinal transmitido são filtradas através de um filtro RRC, com um fator de decaimento, $\beta = 0.35$, e sobreamostradas com um factor de sobreamostragem (*UpSample factor*) de 5. Assim, cada símbolo OFDM fica com um formato RRC, sendo constituído por um número de amostras que é dado por $(N + N_{\text{prefixo}}) \times \text{UpSample factor}$. Para além disto, o filtro tem uma duração que corresponde a 12 amostras N sobreamostradas com fator 5.

4.5.4. Características do sinal OFDM banda base

De seguida, as componentes IQ do sinal OFDM geradas em banda base, são enviadas para o gerador de sinais *Keithley Model 2910*, que é responsável por desempenhar as funções de *up-conversion*, convertendo o sinal de banda base para radiofrequência de acordo com a equação 3.11.

Na figura 4.3, encontra-se representada a densidade espectral de potência de um sinal OFDM gerado em banda base com uma largura de banda de 10 MHz e com formatação de pulso *Square Root Raised Cosine*.

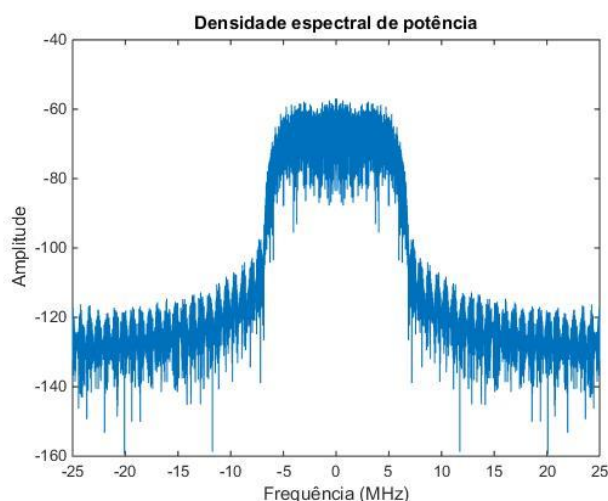


Figura 4.3: Densidade espectral de potência de um sinal em banda base.

Na tabela 4.2, encontram-se representados os principais parâmetros que caracterizam os sinais banda base que são enviados para o gerador de sinais, assim como os seus respectivos valores. De notar que o programa foi desenvolvido de maneira a que o número de subportadoras N , e o número de símbolos $N_{\text{symb_OFDM}}$, possam ser definidos pelo utilizador.

Parâmetro	Valor
N : Número de subportadoras	-
$N_{\text{symb_OFDM}}$: Número de símbolos	-
$f_{s(\text{keithley})}$: Frequência de amostragem	50 MHz
N_{prefixo} : Tamanho prefixo cíclico	$(N \times 0.25)$
N_{preamb} : Número de amostras do preâmbulo	8
$T_{\text{amostra_OFDM}}$: Duração de cada amostra do sinal OFDM	$0.1\mu\text{s} (UpSamplefactor/f_{s(\text{keithley})})$

Tabela 4.2: Parâmetros do sinal OFDM gerado em Banda Base.

4.6. Procedimentos de garantia de sincronismo

Como foi referido anteriormente, um sinal OFDM é bastante suscetível a erros de sincronismo tornando-se assim necessária a implementação de métodos que permitam sincronizar o início do sinal OFDM adquirido e a fase do mesmo.

Um dos métodos que foi utilizado baseia-se na simulação computacional do sinal OFDM de radiofrequência ideal, que irá servir de referência para identificar o início do sinal OFDM adquirido pelo osciloscópio. Para tal, utilizou-se o mesmo sinal em banda base que foi enviado para o gerador. Uma vez que o sinal final que é obtido no osciloscópio tem uma frequência de

amostragem, $f_{s(\text{tektronix})} = 25 \text{ GHz}$, que é diferente da frequência de amostragem do sinal banda base introduzido no gerador de sinais $f_{s(\text{keithley})}$, é necessário aplicar sobreamostragem às componentes em fase e quadratura do sinal OFDM em banda base para aumentar o número de amostras, permitindo obter um sinal com as mesmas características que o sinal radiofrequência que é recebido no osciloscópio. O número de amostras que é necessário aumentar está representado na equação 4.3.

Para que o sinal de referência simulado tenha as mesmas características que o sinal que é recebido no osciloscópio deve-se simular as mesmas funções que o gerador de sinais aplicou sobre este sinal, neste caso a conversão de banda base para a RF com portadora f_c . Assim, recorreu-se à técnica de *up-conversion*.

Parâmetro	Valor
$f_{s(\text{tektronix})}$: Frequência de amostragem	25 GHz
T_{sRF} : Período de Amostragem	0.04 ns ($1/f_{s(\text{tektronix})}$)
f_c : Portadora de radiofrequência	1.25 GHz
$N_{\text{amostras_período}}$: Número de amostras num período do sinal RF	20 ($f_{s(\text{tektronix})}/f_c$)
N_{total} : Número de amostras que constituem o sinal adquirido no osciloscópio	5000000

Tabela 4.3: Parâmetros do sinal OFDM RF que é amostrado no osciloscópio

O sinal adquirido pelo osciloscópio é constituído pelo número total de amostras N_{total} . Como foi descrito na tabela 4.2, cada amostra do OFDM tem uma duração de $0.1 \mu\text{s}$. Para se saber quantas amostras presentes no N_{total} constituem uma amostra OFDM, basta dividir a duração de cada amostra pelo período de amostragem do osciloscópio, como é mostrado de seguida

$$N_{\text{pontos_amostra_OFDM}} = \frac{T_{\text{-amostra_OFDM}}}{T_{sRF}} = \frac{0.1 \times 10^{-6}}{0.04 \times 10^{-9}} = 2500 \text{ amostras} \quad (4.1)$$

Facilmente pode-se calcular o número de amostras do sinal OFDM que é possível obter no osciloscópio. Para tal, basta fazer a divisão do número total de amostras N_{total} pelo número de pontos por amostra adquiridos pelo osciloscópio. Esta relação é descrita por:

$$N_{\text{amostras_OFDM}} = \frac{N_{\text{total}}}{N_{\text{pontos_amostra_OFDM}}} = \frac{5 \times 10^6}{2500} = 2000 \text{ amostras} \quad (4.2)$$

O número de amostras OFDM calculado na equação anterior correspondem ao número máximo adquirido pelo osciloscópio.

O número de amostras que são acrescentadas a cada amostra OFDM do sinal em banda base na simulação para que este contenha o mesmo número de amostras que o sinal RF adquirido pelo recetor, é dado por:

$$N_{amostras_adicionais} = \frac{N_{\text{pontos_amostra_OFDM}}}{UpSample\ factor} = 500 \text{ amostras} \quad (4.3)$$

Na figura 4.4 encontra-se representado o sinal RF simulado computacionalmente que é usado como referência para sincronizar o sinal RF adquirido pelo osciloscópio, representado na figura 4.5.

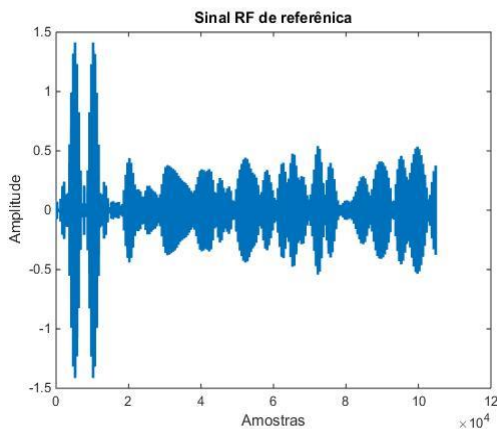


Figura 4.4: Sinal RF usado como referência

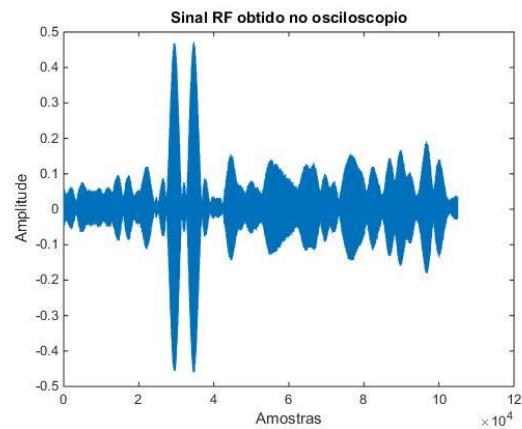


Figura 4.5: Sinal RF obtido no osciloscópio

Em ambas as figuras é possível observar duas amostras com uma amplitude mais elevada em relação às restantes amostras do sinal. Isto corresponde aos valores de amplitude máxima do preâmbulo que foi inserido computacionalmente no início do sinal OFDM com o objetivo de se ficar a conhecer o início do sinal que é obtido no osciloscópio. Assim, é possível deslocar o sinal adquirido de modo a que o seu início coincida com o início da janela do osciloscópio, tal como acontece com o sinal de referência.

O sincronismo do início do sinal RF adquirido foi conseguido com base no cálculo matemático da correlação cruzada entre as amostras deste sinal com as amostras do sinal de referência gerado. O número de amostras que foram utilizadas para o cálculo da correlação cruzada destes sinais, são obtidas truncando cada um dos sinais de modo a que estes tenham o mesmo tamanho, permitindo assim o cálculo matemático. De seguida, é determinado o módulo do ponto máximo, que resulta da correlação entre os sinais, permitindo calcular o atraso quer no tempo, quer

no número de amostras do sinal RF recebido em relação ao sinal de referência, conseguindo-se manipular o sinal recebido para que este comece no mesmo instante onde começa o sinal de referência.

Uma vez sincronizado o início do sinal adquirido, é necessário estabelecer o sincronismo de fase das componentes IQ do sinal. Para se proceder a este sincronismo, começou-se por retirar as quatro primeiras amostras do preâmbulo de modo a iniciar-se no ponto com máxima amplitude. Posteriormente, é determinado em que ponto ao longo do primeiro período de amostragem, isto é, nas primeiras 20 amostras do sinal, tem fase zero de modo a não haver qualquer adição de fase no sinal. Para tal, foi calculado o ponto de máxima amplitude ao longo deste período para sincronizar a componente em fase do sinal. A escolha do ponto máximo acontece uma vez que a função cosseno é zero quando a amplitude é máximo, ou seja, amplitude de 1. Assim, de modo a sincronizar a componente em quadratura do sinal, e visto que a função seno é igual ao cosseno quando existe um deslocamento de 90° , basta deslocar o ponto de máxima amplitude, pelo resultado da divisão das primeiras 20 amostras do sinal por 4, isto é, $N_{\text{amostras_período}}/4$.

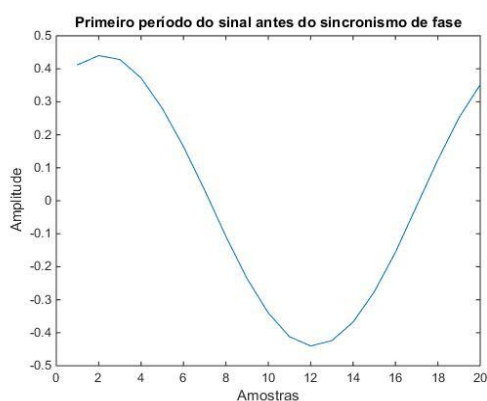


Figura 4.6: Representação do primeiro período do sinal OFDM antes do sincronismo de fase.

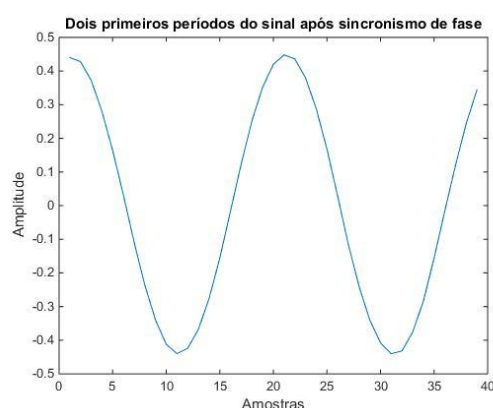


Figura 4.7: Representação dos dois primeiros períodos do sinal OFDM após o sincronismo de fase

O próximo passo passa por converter este sinal RF adquirido, para o sinal em banda base correspondente ao sinal que foi transmitido para o gerador de sinais. Primeiro é utilizado a função *downsample* para fazer uma subamostragem, retirando assim as $N_{\text{amostras_adicionais}}$ às componentes IQ do sinal sincronizado, sendo estas componentes depois somadas formando o sinal em banda base. Este sinal é filtrado por um filtro RRC com as mesmas características do filtro que foi utilizado no gerador de sinais banda base implementado, sendo-lhe aplicado novamente uma subamostragem de maneira a retirar as amostras que foram introduzidas pelo fator de sobreamostragem (*UpSample factor*). Por fim, retiram-se as últimas 4 amostras do preâmbulo, e o sinal OFDM em banda base é então tratado pelo recetor OFDM implementado.

4.7. Recepção do sinal OFDM e análise do desempenho

Foi implementado um recetor OFDM e recuperados os símbolos transmitidos. Neste recetor implementado computacionalmente, começou-se por calcular o número de símbolos OFDM, $N_{símbolos_OFDM}$, que se conseguem recuperar. Para tal, foi utilizada a seguinte relação:

$$N_{símbolos_OFDM} = \frac{N_{amostras_bb}}{(N + N_{prefixo})} \quad (4.4)$$

onde $N_{amostras_bb}$ corresponde ao número de amostras que estão contidas no sinal OFDM em banda base já processado, e $N + N_{prefixo}$, diz respeito ao tamanho de cada símbolo. De seguida, as amostras que contêm o sinal banda base foram novamente convertidas numa matriz, onde o número de colunas corresponde ao número de subportadoras mais o tamanho do prefixo cíclico, e o número de linhas, ao número de símbolos OFDM calculado atrás.

A esta matriz retirou-se o prefixo cíclico, sendo-lhe depois aplicada o conversor série/paralelo transpondo a matriz. O conversor série/paralelo é de extrema importância na medida em que torna as amostras aptas a serem desmoduladas através da aplicação da FFT a cada um dos símbolos do sinal, ficando este novamente no domínio da frequência. Cada um destes símbolos foram sobrepostos, transformando assim o sinal OFDM num único vetor coluna que contém os pontos que representam a constelação recebida do sinal OFDM. Este vetor é constituído pelas componentes IQ e contém um tamanho que corresponde ao produto entre o número de subportadoras utilizadas e o número de símbolos OFDM.

Na figura 4.8 a), encontra-se representado uma constelação 16-QAM, de um sinal OFDM obtido no final do processo feito pelo recetor OFDM, tendo sido gerado com 3 símbolos OFDM contendo cada um deste símbolos, 512 subportadoras. Na constelação pode-se observar alguns

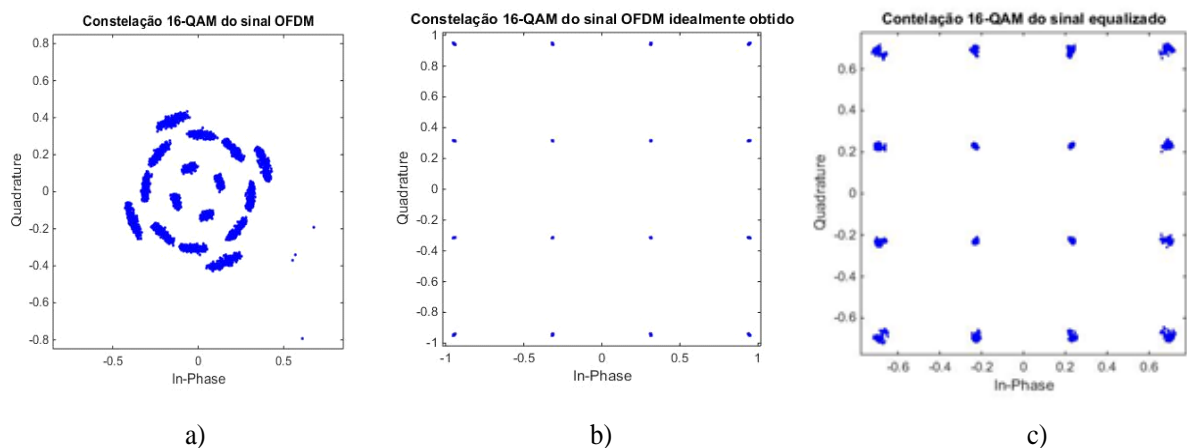


Figura 4.6: Constelação 16-QAM: a) Sinal OFDM com rotação de fase; b) Sinal OFDM idealmente obtido; c) Sinal OFDM equalizado e sem componente DC

pontos que se encontram isolados da constelação que representam a componente DC, sendo necessário remover esta componente. Observa-se também que a constelação é afetada por uma rotação de fase que é causada pelo canal de transmissão. De maneira a corrigir esta rotação, foi aplicado um método de equalização que se baseia na comparação da fase de cada ponto da constelação deste sinal que foi transmitido pelo canal e processado pelo recetor OFDM, com a fase de cada ponto da constelação do sinal OFDM que seria idealmente obtido no fim do recetor OFDM, representada na figura 4.8 b). Sendo assim, torna-se possível estimar qual o desvio de fase que foi introduzido e compensá-lo. A figura 4.8 c), representa a constelação 16-QAM do sinal OFDM com compensação de fase e sem a componente DC.

Para avaliar o desempenho do sistema implementado, procedeu-se ao cálculo do EVM da constelação recebida e ao cálculo do EVM de cada subportadora recebida. Para fazer esta avaliação são gerados vários sinais OFDM com os mesmos parâmetros característicos de modo a obter-se um número significativo de amostras para se fazer uma melhor análise.

Capítulo 5 – Procedimento experimental da transmissão rádio sobre fibra

5.1. Introdução

Neste capítulo a montagem experimental para análise de desempenho é utilizada para avaliar o desempenho de um sistema RoF que transmite sinais OFDM compatíveis com LTE. O sistema RoF considerado tem a particularidade de utilizar um laser *Vertical Cavity Surface Emitting Laser* (VCSEL) modulado diretamente. Descreve-se a montagem experimental, assim como as características dos componentes utilizados sendo dado especial relevo às características não-lineares do VCSEL e do sinal OFDM de teste.

O desempenho do sistema é quantificado em termos de EVM para correntes de polarização do VCSEL de 3, 5 e 7mA. Utiliza-se como referência o sistema elétrico.

5.2. Montagem experimental

Na seguinte figura, encontra-se representada a montagem experimental da ligação rádio sobre fibra que foi implementada no sistema experimental de avaliação de desempenho.

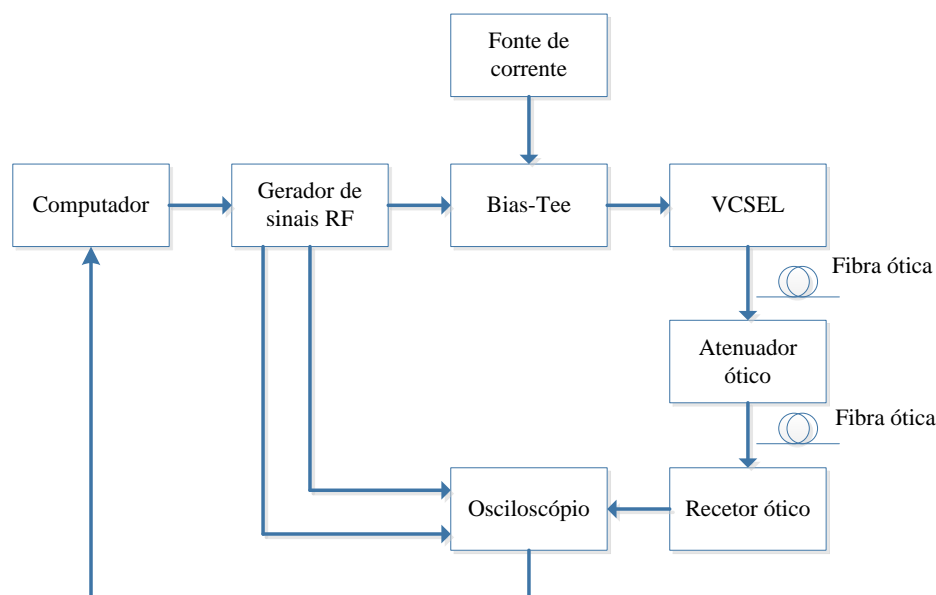


Figura 5. 1: Montagem experimental da ligação RoF.

Na tabela 5.1, encontram-se as especificações dos respetivos instrumentos que foram utilizados nesta experiência.

Equipamento	Especificação
Gerador de sinais	Keithley 2910
Bias-Tee	ZFBT-4R2G
Fonte de corrente	LDX-3412
Osciloscópio	Tektronix DPO70404
VCSEL	10 GHz, RayCan
Recetor ótico	Discovery Semiconductors 10GHz DSC-R402PIN
Fibra ótica	Fibra monomodal de comprimento 1m

Tabela 5.1: Especificações dos equipamentos utilizados na ligação RoF.

Nesta experiência começou-se por gerar, através do Matlab, um sinal OFDM em banda base da mesma forma como foi descrito na secção 4.5. Este sinal, para além dos parâmetros que foram apresentadas na tabela 4.2, é caracterizado por:

- Número total de subportadoras, $N = 512$.
- Modulação 16-QAM.
- Número de símbolos gerados: $N_{\text{symb_OFDM}} = 4$.
- Duração de cada símbolo: $T_{\text{symb_OFDM}} = N \times \left(\frac{\text{Upsamplefactor}}{f_{s(\text{keithley})}} \right) = 51.2 \mu\text{s}$.
- Espaçamento entre cada subportadora: $\Delta f = \frac{1}{T_{\text{symb_OFDM}}} = 19.5 \text{ kHz}$.
- Largura de banda: $B = N \times \Delta f \approx 10 \text{ MHz}$.

De seguida, as componentes em fase e quadratura do sinal gerado foram enviadas para o gerador de sinais, tal como foi descrito no capítulo 4. Uma vez convertido o sinal para a radiofrequência com uma portadora de 1.25 GHz, o próximo passo consiste em combinar através de uma *Bias-Tee*, o sinal RF com a corrente DC de polarização do laser VCSEL que é utilizado para converter o sinal para o domínio ótico. A seguir, foi utilizado um atenuador ótico de forma a reduzir a potência do sinal que está a ser emitido pelo VCSEL, dado que a potência ótica máxima aceite no recetor ótico utilizado é de -19 dBm. Este recetor faz a conversão do sinal RF novamente para o domínio elétrico, sendo depois adquirido pelo osciloscópio.

O sinal RF medido pelo osciloscópio é então enviado para o computador e processado pelo Matlab de acordo com a descrição do capítulo anterior.

5.3. Características do VCSEL

Na figura 5.2, encontra-se representada a curva característica do VCSEL, dada pela relação entre a corrente de polarização e da potência ótica à saída do laser.

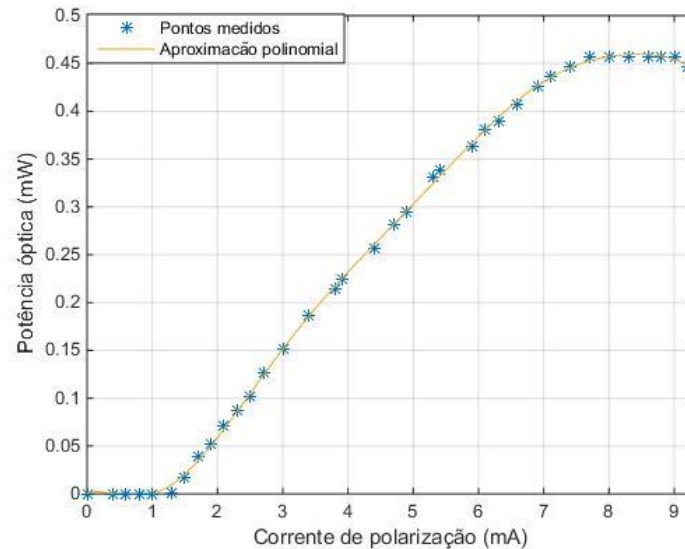


Figura 5.2: Curva característica do VCSEL.

Na figura, podemos verificar que as zonas de funcionamento do laser em zonas não lineares correspondem a correntes de polarização que são aproximadamente superiores a 7mA e aproximadamente inferiores a 1mA.

Para além da corrente DC que foi introduzida no laser, é preciso ter em atenção ao valor da corrente do sinal RF que lhe é aplicado, de modo a que a corrente total injetada no laser seja tal que o seu valor de pico não ultrapasse a zona linear do VCSEL.

Para se determinar qual o valor da corrente do sinal RF, I_{RF} , utilizou-se a lei de Ohm que é descrita de seguida para este caso:

$$I_{RF} = \frac{V_{RF}}{S_{1,1}} \quad (5.1)$$

em que V_{RF} corresponde à tensão do sinal RF e $S_{1,1}$ corresponde à impedância de entrada do VCSEL.

O parâmetro $S_{1,1}$ foi medido a partir de um analisador de quadripolos (analisador de parâmetros), tendo sido medido para as diferentes correntes de polarização do laser quando se encontram na zona linear e para uma frequência de 1,25 GHz, a que corresponde à frequência da portadora RF utilizada. A tensão de pico do sinal RF, V_{RF} , foi determinada a partir do osciloscópio e corresponde a 80 mV, obtendo-se assim os parâmetros necessários que nos permitem o cálculo da corrente I_{RF} a partir da equação 5.1.

A seguinte tabela contém as respectivas impedâncias de entrada do VCSEL para cada corrente de polarização I_{Bias} , assim como a corrente do sinal RF determinada para cada impedância de entrada que foi calculada.

I_{Bias} (mA)	$S_{1,1}$ (Ω)	I_{RF} máxima (mA)
2	$53 + j48$	1.1
3	$48 + j40$	1.3
4	$44 + j36$	1.4
5	$41.2 + j33$	1.5
6	$38.6 + j31$	1.6
7	$36 + j29$	1.7

Tabela 5.2: Corrente do sinal RF para cada impedância de entrada consoante a corrente de polarização.

Uma vez conhecida a corrente total introduzida no VCSEL, verifica-se que este se encontra razoavelmente adaptado.

5.4. Desempenho do sinal OFDM na ligação RoF em função da corrente de polarização

Nesta experiência foi avaliado o desempenho do sinal OFDM na ligação RoF para as correntes de polarização de 3, 5 e 7 mA. Para tal, foram gerados 7 sinais OFDM para cada uma destas correntes, com as mesmas características que foram mencionadas no início deste capítulo e com uma potência média de -21 dBm. As figuras 5.3, 5.4 e 5.5 representam as constelações recebidas e as constelações idealmente recebidas de um dos 7 sinais que foram gerados para as três correntes de polarização.

Para avaliar o desempenho destes sinais, para cada uma das correntes de polarização, foi calculado o EVM das constelações de todos os sinais recebidos.

Na tabela em baixo encontra-se representado o valor médio dos EVMs obtidos.

Correntes de polarização:	3 mA	5 mA	7 mA
Valor médio do EVM das constelações recebidas:	3,02%	3,22%	3,66%

Tabela 5.3: Valor médio do EVM calculado para as constelações recebidas dos sinais gerados para cada corrente de polarização.

Qualquer um destes valores é menor do que o EVM máximo de 12.5% permitido pela norma LTE para uma constelação 16-QAM. De notar que as constelações vão-se degradando quanto maior é a corrente, sendo notória essa degradação para a corrente de 7mA.

Com base nos resultados obtidos, conclui-se que a degradação do sinal OFDM é maior quando as correntes de polarização se aproximam das zonas não lineares do laser. Essa degradação também inclui o efeito do ruído de intensidade do laser, que aumenta para correntes de polarização mais elevadas. Para a corrente de polarização de 3mA o desempenho é melhor do que para as correntes de 5 e 7mA. Como podemos observar pela figura 5.2, a corrente de 3mA é uma zona mais linear do que a zona da corrente de 5mA.

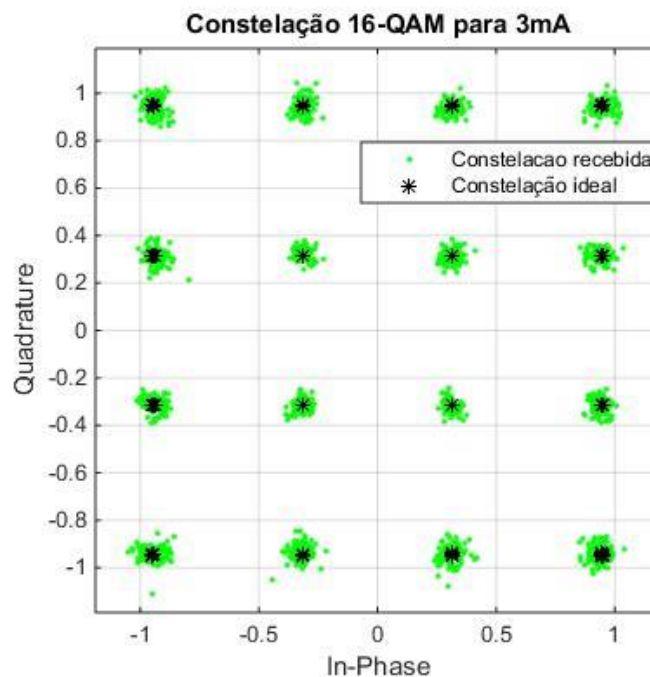


Figura 5.3: Constelação recebida para uma corrente de polarização de 3mA.

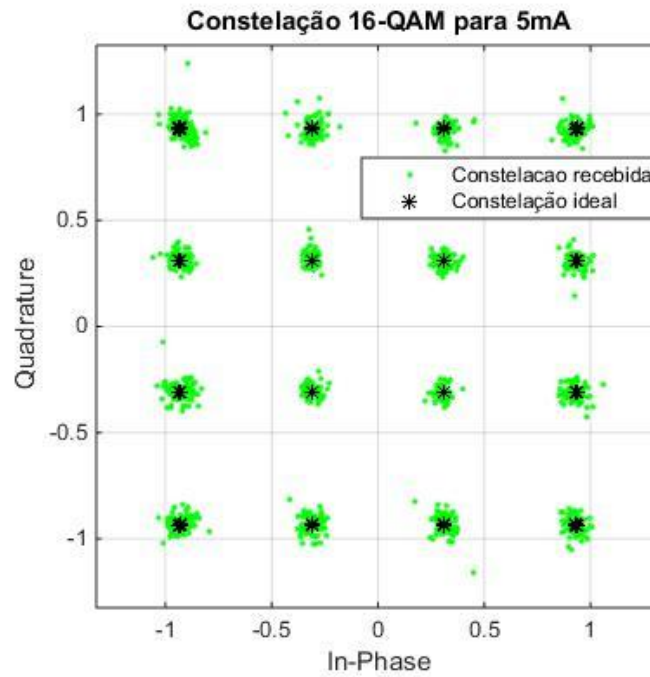


Figura 5.4: Constelação recebida para uma corrente de polarização de 5mA.

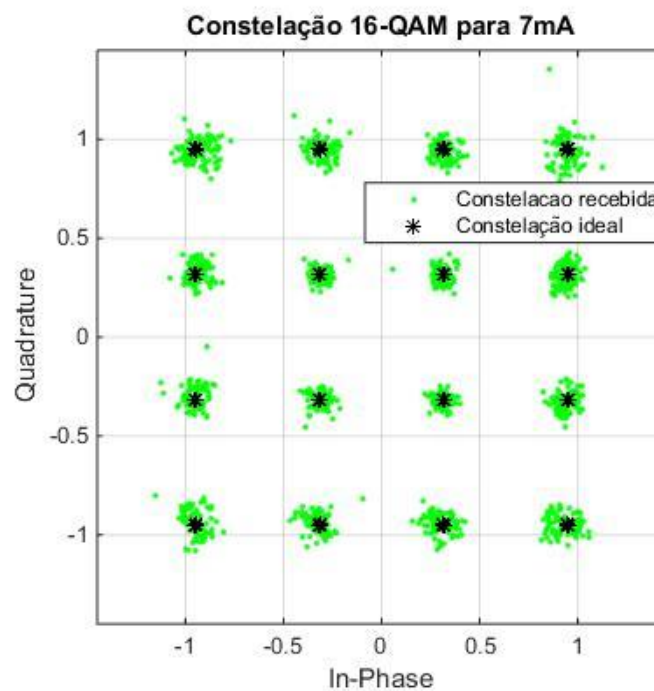


Figura 5.5: Constelação recebida para uma corrente de polarização de 7mA.

5.5. Desempenho do sinal OFDM no sistema de teste

Nesta experiência foi avaliado o desempenho do sinal OFDM para o sistema de teste (elétrico) que foi descrito no capítulo 4, onde o gerador de sinais se encontra diretamente ligado ao osciloscópio. Para tal foram enviados os mesmos sinais que foram transmitidos na ligação RoF

para as três correntes de polarização, de modo a poder-se comparar os resultados do desempenho deste sistema, com os que foram obtidos quando introduzido RoF.

Em relação ao cálculo do desempenho, procedeu-se cálculo do valor médio do EVM de todas as constelações dos sinais adquiridos, obtendo-se um resultado de 1,61 %.

Comparando estes resultados com os que foram obtidos quando introduzido a ligação RoF no sistema de teste, facilmente se concluí que esta ligação degrada a qualidade do sinal OFDM. Esta conclusão era a esperada, uma vez que qualquer ligação que seja introduzida no sistema de teste vai influenciar na degradação dos sinais recebidos devido às conseqüentes interferências destas.

Capítulo 6 – Conclusões

A dissertação apresenta um estudo da evolução das redes de acesso rádio que conduz ao paradigma C-RAN. Esta arquitetura garante a centralização de processamento e a substituição das BSs utilizadas na RAN, por unidades remotas menos complexas. Na arquitetura C-RAN os elementos das BSs, *Base Band Units* (BBUs) e *Remote Radio Heads* (RRHs), são separados no espaço, sendo várias RRHs suportadas por uma mesma BBU. O *fronthaul*, que é o segmento que liga as RRHs à BBU, é baseado maioritariamente no protocolo *Common Public Radio Interface* (CPRI) da *Digital Radio over Fiber* (D-RoF). No entanto para as redes de próxima geração este protocolo apresenta limitações de largura de banda e de latência, podendo estas serem ultrapassadas caso o sinal seja transmitido no seu formato nativo, através de técnicas de RoF.

No entanto há a necessidade de garantir que a introdução do RoF no sistema seja possível, ou seja, o desempenho global do sistema deve de estar de acordo com os limites das normas. A análise do desempenho de sistemas rádio em termos de EVM é realizada na prática recorrendo-se a geradores de RF e de analisadores de sinais vetoriais, que são peças de equipamento de elevado custo. Nesta dissertação, foi implementado um sistema de teste, que faz a análise vetorial de sinais depois de serem adquiridos por um osciloscópio de grande largura de banda existente nos laboratórios do IT-Coimbra, evitando assim o uso do analisador vetorial.

Neste trabalho de dissertação, o sistema experimental de avaliação foi utilizado para estudar o desempenho de uma ligação rádio sobre fibra que transmite sinais OFDM com requisitos do LTE. Esta ligação utiliza um laser VCSEL diretamente modulado com o sinal rádio. O desempenho é avaliado através do EVM. Com os resultados obtidos, verificou-se que a ligação RoF introduz degradação aceitável no sistema, ou seja, o EVM ainda está abaixo dos limites da norma LTE.

Como sugestões de trabalhos futuros:

- Estudo do desempenho da ligação RoF utilizando sinais OFDM com outras larguras de banda aceites pelo LTE, e com diferentes alfabetos da modulação QAM das portadoras.
- Solução que permita o sistema experimental avaliar o desempenho através do EVM, onde seja possível testar continuamente o sistema, ou seja, que o osciloscópio esteja continuamente a adquirir dados.

Referências Bibliográficas

- [1] 3GPP Technical Specification TS 36.211 Version 10.0.0 “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation” 2014.
- [2] T. A. Ravach, “Performance Analysis of OFDM Technology on Radio-over-Fiber Systems”, Dissertação de Mestrado, Universidade do Algarve, Algarve, Portugal 2009.
- [3] J. C. Maxwell, “A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field”, *Philos. Trans. R. Soc. London*, vol. 155, pp. 459–512, 1865.
- [4] L. S. Ashiho, “Mobile Technology : Evolution From 1G To 4G”, *Electronics For You*, pp.1-5, June 2003.
- [5] A. U. Gawas, “An Overview on Evolution of Mobile Wireless Communication Networks: 1G-6G”, *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, pp. 3130–3133, May 2015.
- [6] F. Brandão, L. Cerqueira, M. Morgado, P. Cardoso, V. Silva, and V. Lopes, “Evolução dos serviços nas redes móveis”, Projeto FEUP, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal.
- [7] V. Pereira and T. Sousa, “Evolution of Mobile Communications: from 1G to 4G”, Proceeding of the 2nd International Working Conference on performance modeling and evaluation of heterogeneous networks, U.K., July 2004.
- [8] J. Schiller, “Mobile Communications,” 2. Edition, Addison-Wesley, 2003.
- [9] 3GPP, “The Mobile Broadband Standard.” [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/specifications/releases/72-release-8>, site acedido em Dezembro de 2015.
- [10] D. Pernes and D. Neves, “Análise de Cobertura e Capacidade em Redes Móveis LTE de Quarta Geração (4G)”, 6^o Congresso Comité Português da União Radiocientífica Internacional, Área Departamental de Engenharia de Eletrónica Telecomunicações e de Computadores, ISEL, Lisboa, Portugal, 2012.
- [11] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, “What Will 5G Be?”, *IEEE*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.
- [12] J. E. Mitchell, “Integrated Wireless Backhaul Over Optical Access Networks”, *Journal Of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3373–3382, 2014.
- [13] J. J. O. Pires, “Sistemas e Redes de Telecomunicações.” [Online]. Available: http://cadeiras.iscte-iul.pt/STG/Acetatos/SRT_2006.pdf.
- [14] N. Carapellese, “BaseBand Unit Hotelling Architectures for Fixed-Mobile Converged Next-Generation Access and Aggregation Networks”, Dissertação de Doutoramento, Politecnico di Milano, 2015.

- [15] R. S. Costa, “Métodos de transmissão de rádio sobre fibra”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, Aveiro, Portugal, 2015.
- [16] R. P. Almeida, R. S. Oliveira, N. S. Moritsuka, C. R. L. Frances, a. Teixeira, and J. C. W. a. Costa, “Digital radio over fiber transmission based on SCM and WDM system for C-RAN architecture”, *IEEE*, pp. 1–5, 2014.
- [17] *CPRI Specification*, version 6.0, 2013.
- [18] H. Al-Raweshidy and S. Komaki, *Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*, Norwood: Artech House, 2002.
- [19] R. Emanuel and M. Neto, “Análise do Desempenho de Sistemas Rádio-Fibra Usando Sinais OFDM e SC-FDMA”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2014.
- [20] D. José Gomes Sá e Silva, “Estudo de soluções rádio-sobre-fibra para distribuição de sinais sem fios na rede de acesso”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2012.
- [21] A. B. Mohammad, H. Harun, S. Idrus, and E. F. M. Aon, “Optical receiver configuration for millimeter wave radio over fiber system”, *Recent Trends In Radio Over Fiber Technology*, Norazan Mohd Kassim, pp. 128–142, 2008.
- [22] M. J. R. S. Almeida, “Geração e propagação de sinais rádio sobre fibra”, Dissertação de Mestrado, Área Departamental de Engenharia de Eletrónica Telecomunicações e de Computadores, ISEL, Lisboa, Portugal 2011.
- [23] H. Chettat, L. M. Simohamed, Y. Bouslimani, and H. Hamam, “RoF networks: A comprehensive study”, *IEEE*, pp. 495–498, 2008.
- [24] C. Liu, L. Zhang, M. Zhu, J. Wang, L. Cheng, and G. K. Chang, “A novel multi-service small-cell cloud radio access network for mobile backhaul and computing based on radio-over-fiber technologies”, *Journal Of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 17, pp. 2869–2875, 2013.
- [25] A. Ghosh and R. Ratasuk, *Essentials of LTE and LTE-A*, Cambridge University Press, Cambridge, 2011.
- [26] H. Zarrinkoub, *Understanding LTE with MATLAB: From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping*, John Wiley & Sons, 2014.
- [27] J. Zyren, “Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer”, Freescale Semiconductor, pp. 2–22, 2007.
- [28] R. W. Chang, “Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System”, U.S. Patent 3,488,445, January 1970.
- [29] L. J. Cimini, “Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-33, no. 7, 1985.

- [30] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications", *Journal Of Lightwave Technology* vol. 27, no. 3, p. 456, 2009.
- [31] B. L. Litwin and M. Pugel, "The principles of OFDM", *RF Signal Processing Magazine*, pp 30-48, January 2001.
- [32] A. L. Intini, "*Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks*", University of California, Santa Barbara, 2000.
- [33] H. Rohling, *OFDM: Concepts for Future Communication Systems*, Wiesbaden: Springer, 2011.
- [34] J. F. M. L. Guerreiro, "Maximum Likelihood Detection for OFDM signals with strong nonlinear distortion effects", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Electrotécnica, Universidade Nova de Lisboa, 2012.
- [35] M. Barbosa, "Receiver Design for Nonlinearly Distorted OFDM Signals : Applications in Radio-over-Fiber Systems", Dissertação de Doutoramento, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal, Novembro 2011.
- [36] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications System*, Artech House, 2004.
- [37] I. Kaur, "OFDM : BER performance by Cyclic Prefix Length", *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology*, vol. 1, no. 5, 2012.
- [38] E. L. Pinto and C. P. Albuquerque, "A Técnica de Transmissão OFDM", *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, vol. 05, no. 1, 2002.
- [39] M. Joost, "Theory of Root-Raised Cosine Filter", Krefeld DE, pp. 1–11, December 2010.
- [40] E. Cubukcu, "Root Raised Cosine Filters Pulse Shaping in Communication Systems", AIAA Conference, NASA, 2012.
- [41] A. Alexandre and P. Jordão, "MB-OFDM metropolitan networks employing electro-absorption modulators", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Electrotecnica e de Computadores, IST, Lisboa, Portugal, 2013.
- [42] J. Van de Beek, F. Sjöberg, O. Edfors and M. Sandell, "An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing", *Luleå tekniska universitet*, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, 1996.
- [43] F. Farhan and I. Ntroduction, "Study of Timing Synchronization in MIMO- OFDM Systems Using DVB-T", *International Journal on Information Theory*, vol. 3, no. 2, pp. 1–10, 2014.
- [44] M. D. Mckinley, K. a Remley, M. Myslinski, J. S. Kenney, and B. Nauwelaers, "EVM Calculation for Broadband Modulated Signals", *ARFTG Microwave Measurement Conference*, pp. 45–52, Orlando, November 2004.
- [45] T. C. T. Chantre, "Análise do desempenho de amplificadores ópticos semicondutores reflectivos em redes ópticas de acesso da próxima geração", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade de Coimbra, Coimbra, Portugal, 2014.

- [46] Keithley Instruments, Inc, *Advanced Measurement Techniques for OFDM- and MIMO-based Radio Systems: Demystifying WLAN and WiMAX Testing*, 2009, 1st Revised Edition.
- [47] I. F. Akyildiz, Gutierrez-Estevez, D. M., and E. C. Reyes, “The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced”, *Physical Communication* 3, vol. 3, no. 4, pp. 217–244, 2010.