

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Desenvolvimento e Teste de Sistemas Rádio-sobre-Fibra Ótica usando Sinais SC-FDMA e OFDM

Rúben Emanuel Martins Neto

VERSÃO DE TRABALHO



Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

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

Co-orientador: Dr. João Manuel Barbosa de Oliveira

18 de Fevereiro de 2014

Resumo

Esta proposta de dissertação surge na sequência da distorção intermodulação, IMI (*Inter-modulation Interference*), sofrida pelos sinais RF (*Radio Frequency*) analógicos devida à não-linearidade dos vários componentes do sistema RoF (*Radio-over-Fiber*), tais como: os amplificadores de micro-ondas e conversores electro-óticos. Esta interferência é especialmente nociva para sinais multi-portadora, como é caso da modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) utilizada na ligação descendente do standard 4G LTE (*Long Term Evolution*).

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

É neste contexto que se focará a minha dissertação. Assim, o objetivo principal do projeto passa por desenvolver um sistema RoF em MATLAB e testa-lo usando os sinais SC-FDMA e OFDM.

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

Abstract

This dissertation proposal follows the intermodulation distortion, IMI (Intermodulation Interference), suffered by analog RF (Radio Frequency) signals due to the nonlinearity components of the system RoF (Radio-over-Fiber), such as microwave amplifiers and electro-optical converters. This is especially harmful interference for multicarrier signals, as is the case of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) used in the downlink standard 4G LTE (Long Term Evolution).

To circumvent this effect, standard 4G LTE proposes a single carrier modulation based in OFDM , SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access), because has a similar throughput and complexity to OFDM modulation, and also has the advantage of has a low PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), which prevents excessive IMI.

In this context we will focus my dissertation. Thus, the main goal of the project involves developing a RoF system in MATLAB and test it using the SC-FDMA and OFDM signals.

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

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

Edward Teller

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Enquadramento	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Motivação	2
1.4	Estrutura do documento	2
2	Revisão Bibliográfica	3
2.1	Radio-sobre-Fibra	3
2.1.1	Arquitetura	3
2.1.2	Vantagens	5
2.1.3	Desvantagens	6
2.1.4	Aplicações	6
2.2	<i>Long Term Evolution</i>	7
2.2.1	Vantagens	7
2.2.2	Desvantagens	8
2.2.3	Acesso múltiplo	8
2.3	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>	8
2.3.1	Sistema OFDM	10
2.4	<i>Single Carrier - Frequency Division Multiple Access</i>	14
2.4.1	SC-FDMA vs OFDMA	14
2.4.2	Transmissão e recepção dos dados	15
2.4.3	Mapeamento das subportadoras	17
2.5	Desempenho do sistema	18
2.5.1	BER	18
2.5.2	SNR	18
2.5.3	Probabilidade de erro	19
2.5.4	Densidade espectral de potência	19
3	Caracterização do problema	21
3.1	O problema	21
3.2	Solução proposta	21
3.3	Arquitetura do sistema	22
4	Plano de trabalho	23
4.1	Fase de desenvolvimento	23
4.2	Ferramentas	24
4.2.1	MATLAB	24
4.3	Tecnologias	24

4.3.1	Fibra ótica monomodo	24
4.3.2	Conversores E/O	24
4.3.3	Conversores O/E	27
Referências		29

Lista de Figuras

2.1	Arquitetura genérica de uma rede RoF [1]	4
2.2	Esquemas de transporte do sinal <i>wireless</i> [2]	5
2.3	Transmissão dos símbolos no OFDMA e no SC-FDMA [3]	9
2.4	Adição do prefixo cíclico ou CP [4]	11
2.5	Espectro do sinal OFDM [4]	12
2.6	Sistema OFDM [5]	13
2.7	Transmissor e recetor dos sistemas SC-FDMA e OFDMA [2]	16
2.8	Mapeamento localizado e mapeamento distribuído [6]	17
2.9	Mapeamentos localizado e intercalado [6]	17
3.1	Diagrama de bloco do sistema SC-FDMA a simular	22
4.1	a) estrutura do laser DFB; b) funcionamento da realimentação distribuída; c) radiação de um único modo [7]	25
4.2	Esquema interno do MZM [8]	26
4.3	Esquema externo do MZM [9]	26

Lista de Tabelas

1.1	Comparação entre redes de telecomunicações [10]	2
4.1	Plano de trabalhos - fase de desenvolvimento	23

Abreviaturas e Símbolos

3GPP	3rd Generation Partnership Project
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CDS	Channel Dependent Scheduling
CO	Central Office
CP	Cyclic Prefix
CS	Central Station
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFB	Distributed feedback laser
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
E/O	Electro-Optic
FDD	Frequency Division Duplex
FFT	Fast Fourier Transform
FiWi	Fiber-Wireless
GSM	Global System for Mobile Communications
HSDPA	High Speed Uplink Packet Access
HSPA+	Evolved High Speed Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
IBI	Inter-Block Interference
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IF	Intermediate Frequency
IFDMA	Interleaved Frequency Division Multiple Access
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMI	Intermodulation Interference
IM-DD	Intensity Modulation with Direct Detection
ISI	Intersymbol Interference
LAN	Local Area Network
LFDMA	Localized Frequency Division Multiple Access
LO	Local Oscillator
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MMW	Milimetre Wave
MZM	Mach-Zehnder Modulator

ODSB	Optical Double Sideband
O/E	Opto-Electronics
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PON	Passive Optical Network
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RBS	Remote Base Station
RF	Radio Frequency
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	RF over fiber
RU	Remote Unit
SC-FDMA	Single Frequency Division Multiple Access
SNR	Signal to Noise Ratio
TDD	Time Division Duplex
TTI	Transmit Time Intervals
W-CDMA	Wide-Band Code-Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
WDM	Wavelength-division Multiplexing
WiMAX	World-wide Interoperability for Microwave Access
ZF	Zero Forcing

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta os objetivos do trabalho proposto, a motivação e interesse que justificam a realização deste projeto, e a estrutura e organização do documento.

1.1 Enquadramento

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

A evolução das comunicações sem fios tem sido grande desde do primeiro transporte de uma sinal RF numa fibra ótica realizado em 1980 por Brenci e Checcaci [11], nomeadamente, na área das redes móveis. A transição da segunda geração de sistemas de comunicação móveis (2G) suportada pelo GSM (*Global System for Mobile Communications*) que oferecia um débito binário de 9.6 Kbits/s para terceira geração de sistemas de comunicação móveis (3G) suportada pelo UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) ocorreu por volta do ano 2002 e aumentou os débitos para, tipicamente entre os 64 e os 384 Kbits/s. Com a extensão HSPA (*High Speed Packet Access*) foram obtidos débitos até 7.2 Mbits/s na ligação descendente [12]. Contudo, era claro que os sistema 3G não eram uma solução final, tendo sido necessários novos sistemas que aumentassem ainda mais os débitos existentes como são o WiMAX (*World-wide Interoperability for Microwave Access*) e a quarta geração de sistemas de comunicação móveis (4G) suportada pelo LTE (*Long Term Evolution*), visto que os serviços emergentes têm requisitos cada vez mais exigentes em termos de débito binário e largura de banda.

O LTE veio permitir débitos de 100 Mbits/s na ligação descendente (*downlink*) usando a técnica de multiacesso OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), uma extensão da modulação OFDM, e 50 Mbits/s na ligação ascendente (*uplink*) usando a técnica de multiacesso SC-FDMA [13].

Tabela 1.1: Comparação entre redes de telecomunicações [10]

	UMTS (W-CDMA)	HSPA	HSPA+	LTE
Pico no <i>uplink</i>	384 Kbits/s	14.4 Mbits/s	168 Mbits/s	86.4 Mbits/s
Pico no <i>downlink</i>	128 Kbits/s	5.76 Mbits/s	672 Mbits/s	326.4 Mbits/s
<i>Round Trip Time</i>	150 ms	100 ms	50 ms	10 ms
Release 3GPP	Rel 99/4	Rel 5/6	Rel 7	Rel 8/9
Acesso múltiplo	CDMA/FDD	CDMA/FDD	CDMA/FDD	OFDMA/SC-FDMA

1.2 Objetivos

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

Para isso, o primeiro passo é o desenvolvimento em MATLAB do transmissor e do recetor SC-FDMA, assim como a respetivas integração e simulação num sistema RoF completo baseado em modelos já disponíveis de conversores electro-óticos (E/O), nomeadamente lasers e moduladores Mach-Zehnder.

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

No final, serão validados os resultados obtidos na simulação através da realização de testes experimentais usando lasers e/ou moduladores óticos e o equipamento laboratorial necessário.

1.3 Motivação

A aposta do standard LTE na técnica SC-FDMA para a ligação ascendente vem reduzir o PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) muito elevado da modulação OFDM, que requeria amplificadores de elevado custo, ineficientes e com elevadas exigências de linearidade, que encurtavam a vida da bateria de qualquer dispositivo móvel.

1.4 Estrutura do documento

Este relatório encontra-se dividido em 5 capítulos. O capítulo 1, já introduzido anteriormente, serve de introdução para que o leitor se enquadre no contexto do trabalho realizado. No capítulo 2 é apresentada a revisão da bibliográfica e o levantamento do estado da arte. No capítulo 3 são caracterizados os problemas a tratar e as soluções propostas, assim como a arquitetura do sistema. No capítulo 4 apresenta-se as tecnologias e ferramentas a usar. No capítulo 5, são retiradas algumas conclusões e é descrito o trabalho futuro.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Radio-sobre-Fibra

Desde o início dos anos 80 que têm vindo a ser desenvolvidos métodos para transportar sinais RF (*Radio Frequency*) em fibras óticas, sendo o primeiro transporte realizado por Brenci e Checcacci em 1980 [14]. Em 1990, Cooper efetuou a primeira transmissão RoF (*Radio-over-Fiber*) ligada às redes móveis, onde propôs e demonstrou uma aplicação de telefone sem fios de curto alcance (CT2) a operar sobre uma ligação de fibra ótica.

Nos últimos anos, com a implementação dos sistemas de quarta geração de redes móveis (4G) ou também conhecida com LTE (*Long Term Evolution*) e com os sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) a serem cada vez mais utilizados, a tecnologia RoF passou a ser associada a estas tecnologias. Um dos projetos mais recentes que utilizam a tecnologia RoF é o projeto FUTON [15], iniciado em 2008 e finalizado em 2010, onde foi desenvolvida e implementada uma arquitetura RoF assente no sistema LTE que permitiu o tratamento conjunto de informação de várias RBSs (*Remote Base Station*).

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

2.1.1 Arquitetura

Um sistema RoF é composto por uma CS e uma ou mais BSs que cobrem uma determinada área. No sentido descendente (*downlink*), a CS realiza a multiplexagem, modulação e processamento do sinal a enviar para a BS. No sentido ascendente (*uplink*), a CS realiza a desmultiplexagem e a desmodulação do sinal recebido da BS. No downlink, as BSs realizam a conversão O-E

dos sinais recebidos para que estes possam ser amplificados e radiados pela antena. No *uplink*, os sinais elétricos que chegam à antena, vindo de estações móveis têm de ser convertidos em óticos através de um conversor E-O, para serem transmitidos pela fibra ótica até à CS, tal como é visível na Figura 2.1

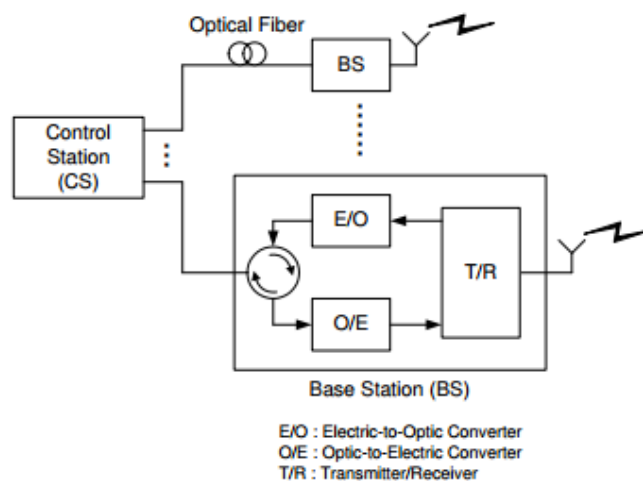


Figura 2.1: Arquitetura genérica de uma rede RoF [1]

Genericamente, existem 3 métodos de transporte dos sinais rádio usando uma ligação ótica, representados na Figura 2.2:

- **RF-sobre-fibra (*Radio Frequency-over-fiber*):** o esquema mais simples de transportar um sinal rádio sobre uma rede de fibra ótica passa por transportar diretamente o sinal sobre a fibra (*RF-over-fiber*), sem ser necessária uma translação em frequência na BS remota. Nesta configuração, o sinal é modulado externamente pela portadora ótica, resultando num sinal ótico de banda lateral dupla ou ODSB (*Optical Double Sideband*). As duas bandas laterais estão localizadas à frequência da portadora rádio, longe da portadora ótica. Após a deteção na estação base, o sinal é recuperado via deteção direta usando um fotodetector de elevada velocidade de resposta. O transporte *RF-over-fiber* tem a vantagem de simplificar o projeto da BS, com benefícios adicionais de controlo centralizado. A necessidade de técnicas de modulação ótica de elevada velocidade, o efeito significativo da dispersão cromática na deteção dos sinais e a necessidade de fotodetectors de elevada velocidade para converter o sinal ótico modulado de volta para o domínio RF constituem as três principais desvantagens deste esquema [2].
- **IF-sobre-fibra (*Intermediate Frequency-over-fiber*):** os sinais rádio são convertidos na CS para uma frequência intermédia (IF) menor, antes da transmissão ótica. Os efeitos da dispersão cromática na distribuição ótica de sinais IF são reduzidos significativamente. Além disso, os esquemas de transporte de IF-sobre-fibra têm a vantagem de usarem dispositivos O/E de baixa velocidade de resposta. Este esquema requer uma oscilador local estável (LO)

e misturadores de elevada velocidade de resposta para a translação em frequência processada na BS. Contudo, a atualização ou a reconfiguração da rede para a inclusão de canais rádio adicionais ou para a alteração da frequência rádio torna-se difícil. Esta limitação pode ser em parte ultrapassada com a entrega remota via fibra ótica do sinal do LO a partir da CS, permitindo um controlo centralizado dos sinais dos osciladores locais [2].

- BB-sobre-fibra (*Baseband-over-fiber*):** este esquema transporta o sinal rádio como um sinal banda base sobre a fibra e converte a informação para a frequência rádio necessária na antena da BS. Este esquema tem a vantagem de utilizar circuitos eletrónicos e digitados já solidificados para o processamento do sinal na BS. Além disso, permite a utilização de dispositivos O/E de baixa velocidade de resposta na BS, reduzindo significativamente os efeitos da dispersão cromática e permite ainda a entrega remota dos sinais dos LOs a partir da CO, sem necessitar de osciladores locais físicos na BS. Este esquema, requer que a BS tenha a capacidade de processar os sinais rádio, antes de os enviar de volta em banda base para a CS, o que implica um aumento drástica da complexidade da BS [2].

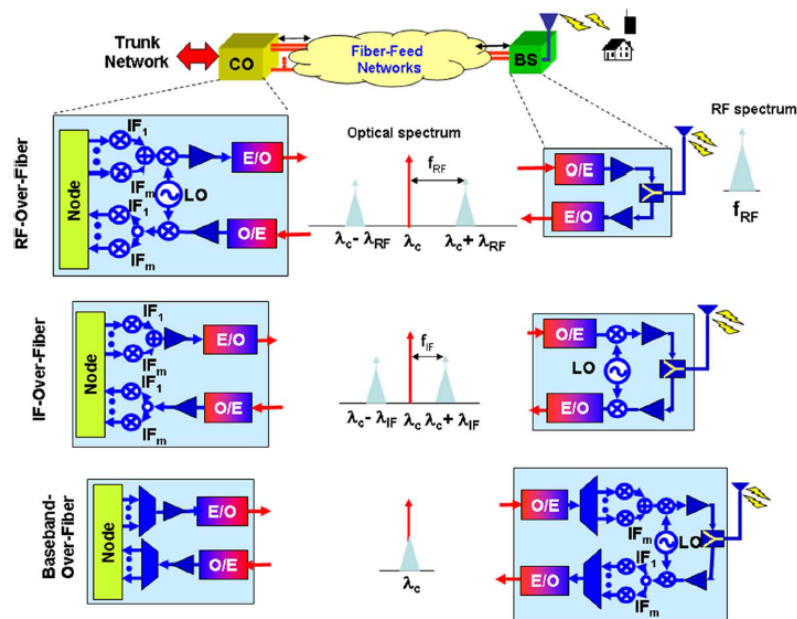


Figura 2.2: Esquemas de transporte do sinal *wireless* [2]

Um dos principais desafios na implementação de sistemas RoF passa por distribuir eficientemente os sinais rádio, usando um funcionamento simples e um design compacto da BS para tal. Logo, entre os três esquemas, o esquema de transporte RF-sobre-fibra apresenta um potencial maior para simplificar o design da BS de sistemas RoF.

2.1.2 Vantagens

Os sistemas Rádio-sobre-Fibra apresentam algumas vantagens, tais como:

- **Baixa atenuação:** os sistemas RoF apresentam uma atenuação muito baixa quando comparados com outras soluções para transporte dos mesmos sinais como são a distribuição elétrica de microondas e ondas milimétricas (MMW). A distribuição elétrica por microondas pode ser realizada através do espaço livre, onde as perdas por absorção e reflexão devidas ao aumento da frequência são um problema, ou pode ser realizada usando linhas de transmissão, cuja impedância aumenta com a frequência. A distribuição de ondas milimétricas pode ser realizada através de linhas de transmissão, mas apresenta perdas muito elevadas.
- **Largura de banda elevada:** as fibras ópticas garantem larguras de banda bastante elevadas através da combinação de três principais janelas de transmissão, situadas nos comprimentos de onda de 850 nm, 1310 nm, e 1550 nm. Numa fibra monomodo, a combinação das larguras de banda destas três janelas de transmissão podem exceder os 50THz [16]. A utilização toda a largura de banda permitida pela fibra é apenas limitada pelos equipamentos eletrônicos presentes no sistema.
- **Eficiência de consumo:** a redução da complexidade da BS, diminui o número de equipamentos utilizados, diminuindo também o consumo de potência [17].
- **Imunidade às interferências das frequências rádio:** como são transmitidos apenas sinais ópticos, o sistema RoF é imune às interferências eletromagnéticas.
- **Transparente ao tipo de modulação:** permite o envio de sinais com modulações sem restrições, ou seja, permite a distribuição de diferentes serviços ao mesmo tempo [18].

2.1.3 Desvantagens

Os sistemas Rádio-sobre-Fibra são afetados por:

- **Fontes de ruído:** que incluem o RIN (*Relative Intensity Noise*) do laser, o ruído de fase do laser, o ruído do fotodíodo, o ruído térmico associado à resistência de polarização do díodo e o ruído do amplificador.
- **Dispersão da fibra monomodo:** que inclui a dispersão cromática que limita o alcance das ligações e pode causar desfasamentos.
- **Distorção do laser:** o laser e o MZM (*Mach-Zehnder Modulator*) contribuem para o aumento deste efeito.

2.1.4 Aplicações

Os sistemas Rádio-sobre-Fibra são aplicáveis a:

- **Distribuição de multiserviços:** devido à sua transparência ao tipo de modulação, o sistema RoF pode ser utilizado nas redes ópticas passivas ou PONs (*Passive Optical Network*) para a distribuição de sinais de: televisão de alta definição, Internet, voz ou vídeo-vigilância.

- **Wireless LAN:** trata-se de uma área com elevada adesão dos utilizadores devido à qualidade do serviço.
- **Redes móveis:** permite melhorar a cobertura de zonas de sombra e de difícil acesso porque é possível colocar uma BS nessas zonas com um custo reduzido e utilizando uma área reduzida.

2.2 Long Term Evolution

O LTE ou *Long Term Evolution* teve as suas origens na indústria das telecomunicações e não na comunidade da rede computacional, tendo sido lançado pela TeliaSonera [19] em Dezembro de 2009. O seu standard foi desenvolvido pelo 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) e está especificado nos documentos Release 8 [20] e Release 9 [21]. As operadoras de telecomunicações móveis estão estrategicamente evoluindo das suas infraestruturas da terceira geração (3G) para a quarta geração (4G), de modo a poder angariar clientes no mercado competitivo do acesso de banda larga, onde as telecomunicações de circuito comutados não são mais o serviço principal apesar do ainda ser o maior contributo para as receitas das operadoras.

Os protocolos LTE são baseados no protocolo TCP/IP para controlar a comutação de pacotes. Para englobar a elevada variedade de conteúdos, o LTE definiu várias classes de QoS e um modo inativo (*sleep mode*) [22] para que o núcleo da rede possa gerir o consumo de potência. O LTE, assim como o 3G, utiliza as modulações: QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), 16-QAM (*16-Quadrature Amplitude Modulation*) e 64-QAM nas duas direções de transmissão e de uma forma adaptativa porque são mais robustas em ambientes ruidosos. Utiliza ainda dois modos de duplexação para separar o tráfego do *uplink* e do *downlink*: TDD (*Time Division Duplex*) e FDD (*Frequency Division Duplex*).

Um dos elementos-chave do LTE é o uso da técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) como portadora do sinal associado a esquemas de acesso como a técnica OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) e a técnica SC-FDMA (*Single Frequency Division Multiple Access*), ao contrário da IEEE 802.16 (WiMAX) que usa a técnica OFDMA para o *uplink* e para o *downlink*.

2.2.1 Vantagens

O LTE apresenta vantagens aos consumidores e operadores como:

- **Desempenho e capacidade:** permite débitos de pico até 299.6 Mb/s na ligação descendente e até 75.4 Mb/s na ligação ascendente, dependendo dos equipamentos utilizados. Garante ainda uma latência de transferência menor de 5 ms na rede de acesso rádio [23].
- **Flexibilidade e simplicidade:** suporta portadoras com largura de banda flexível de menos de 1.4 MHz até 20 MHz nos modos FDD e TDD [23]. Simplifica a construção e gestão de

redes de próxima geração porque permite uma autoconfiguração e uma auto-otimização da rede.

- **Diversidade de terminais:** permite que dispositivos como telemóveis, computadores e outros dispositivos eletrónicos incorporem módulos LTE que suportam *handcover* e *roaming* para as redes já existentes, sejam sistemas 3GPP ou não.

2.2.2 Desvantagens

O LTE apresenta algumas desvantagens, tais como:

- **Conectividade limitada:** é claro que o número de regiões que possuem 4G está aumentando a cada dia, no entanto, a conectividade é limitada em regiões específicas.
- **Segurança:** o risco de sofrer um ataque de vírus e um *tracking* através das *cookies* num sistema de endereçamento IP aumenta significativamente [24].
- **Custos:** a escolha dos melhores processadores para determinada aplicação, o modem ou o modo de gestão de energia são determinantes desempenho e para a vida útil da bateria que os consumidores exigem [25]. O investimento nestes equipamentos acarreta custos adicionais para as empresas que pretendem utilizar a tecnologia 4G nas suas redes.

2.2.3 Acesso múltiplo

A implementação desta tecnologia apresenta diferença entre o *downlink* (da BS até o dispositivo móvel) e o *uplink* (do dispositivo móvel até à BS) como resultado dos diferentes requisitos entre as duas direções e dos diferentes equipamentos em cada uma das extremidades. O LTE utiliza esquemas de acesso múltiplo à rede de acesso rádio, para o *downlink* usa OFDMA e para o *uplink* usa o SC-FDMA.

A técnica OFDMA foi escolhida em vez da CDMA porque é menos complexa e é mais robusta a interferências multicaminho por espalhamento das portadoras sobre o espectro atribuído. Na Figura 2.3 é apresentada a diferença entre a transmissão OFDMA e a SC-FDMA. Enquanto que o OFDMA envia 4 símbolos QPSK em paralelo com as suas subportadoras, o SC-FDMA envia-os em série com 4 vezes a taxa ocupada para a mesma largura de banda ocupada pelos 4 símbolos OFDMA.

Ainda neste capítulo serão descritas estas duas técnicas em pormenor.

2.3 *Orthogonal Frequency Division Multiplex*

O OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) é uma evolução do convencional FDM (*Frequency Division Multiplex*), onde as subportadoras são sobrepostas porque são ortogonais entre si, não existindo interferência entre subportadoras e sendo o espectro necessário reduzido em

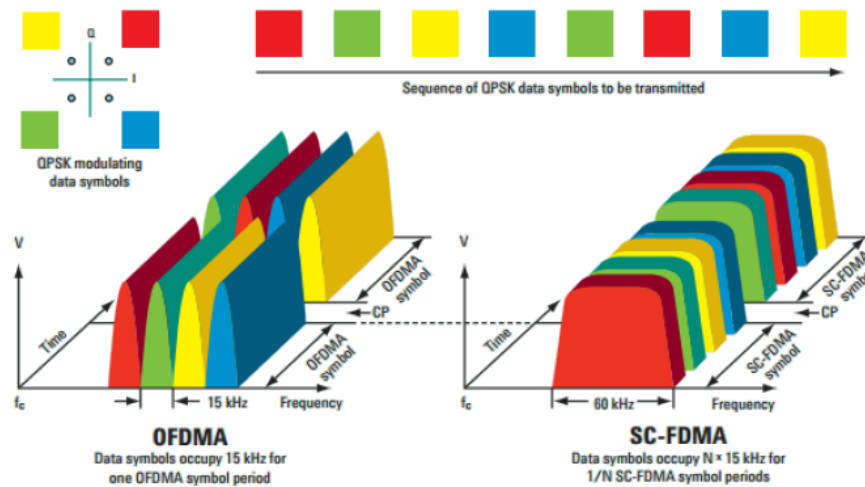


Figura 2.3: Transmissão dos símbolos no OFDMA e no SC-FDMA [3]

50 %. A grande diferença entre o OFDM e o FDM está no facto de no FDM, os dados transmitidos são modulados numa única portadora ou SC (*Single Carrier*), enquanto que no OFDM, os dados são transmitidos em paralelo em algumas subportadoras, onde o débito de cada uma é inversamente proporcional ao número de subportadoras usadas na transmissão.

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

O sinal OFDM em LTE compreende um máximo de 2048 subportadoras diferentes com um espaçamento de 15 KHz e o tempo de duração do símbolo OFDM é igual a $1/\Delta f + \text{prefixo cíclico (CP)}$. Embora seja obrigatório que os dispositivos móveis sejam capazes de receber as 2048 subportadoras, nem todas são transmitidas pela estação base, que apenas tem de ser capaz de transmitir 72 sub-portadoras. Desta forma, os dispositivos móveis são capazes de comunicar com qualquer estação base [26].

Sumariamente, as principais características do OFDM são:

- Modulação usando multiportadoras
- Ortogonalidade entre as multiportadoras
- Uso do prefixo cíclico (CP)
- Fácil implementação de equalizadores no domínio das frequências

2.3.1 Sistema OFDM

Quando é necessário transmitir a um débito elevado num canal de radio seletivo em frequência com um elevado atraso máximo de propagação multicaminho (τ_{max}) comparado com o tempo de símbolo, a alternativa à abordagem clássica monoportadora ou SC é dada pela técnica de transmissão OFDM. A ideia genérica da técnica de transmissão OFDM passa por dividir a largura de banda total disponível em vários sub-canais de banda estreita a frequência equidistantes. O espectro do sub-canal é sobreposto sobre outro mas as subportadoras dos sinais permanecem ortogonais. Cada sub-canal é modulado individualmente e é transmitido simultaneamente de forma sobreposta e paralela. Um sinal OFDM consiste em N subportadoras adjacentes e ortogonais espaçadas por Δf . Para sistemas OFDM, o tempo de símbolo $T_S=1/\Delta f$ deve ser muito maior que o atraso máximo do multicaminho τ_{max} e a subportadora não modulada do sinal k-ésimo é descrita pela seguinte função exponencial complexa com uma frequência de portadora igual a $k\Delta f$ [5].

$$\tilde{g}_k(t) = e^{j2\pi k\Delta f t}, \quad \forall t \in [0, T_S] \quad (2.1)$$

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

$$4\tau_{max} \leq T_s \leq \frac{0.03}{f_{Dmax}} \quad (2.2)$$

O tempo de símbolo do sinal da subportadora, $\tilde{g}_k(t)$, é estendido por um tempo de guarda T_G , isto é, ao símbolo é adicionado um prefixo cíclico (CP) formado por uma cópia da última porção do símbolo a transmitir. O tempo de símbolo deve ser maior que o τ_{max} de modo a prevenir a ISI (*Intersymbol Interference*) que pode ocorrer no tempo de transição entre dois símbolos OFDM adjacentes num canal multicaminho. Assim, o tempo total de símbolo OFDM é igual T_S+T_G .

$$g_k(t) = e^{j2\pi k\Delta f t}, \quad \forall t \in [-T_G, T_S] \quad (2.3)$$

A frequência da subportadora não é afetada pelo canal, isto é, todas as subportadoras continuam ortogonais entre si no recetor e à saída do canal porque o canal apenas afeta as amplitudes e as fase individualmente. Com esta propriedade, o sinal recebido formado pelas subportadoras sobrepostas pode ser dividido diretamente em diferentes sub-canais pela transformada de *Fourier* e cada sinal da subportadora pode ser recuperado individualmente usando um equalizador e um desmodulador no recetor.

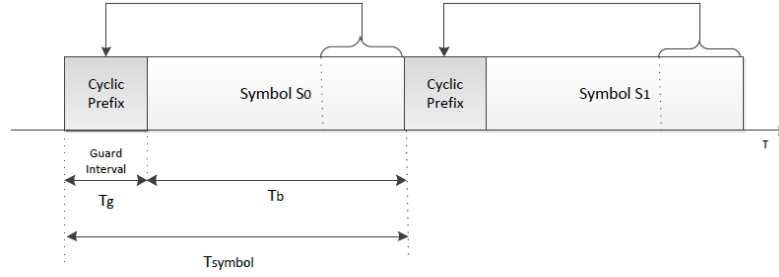


Figura 2.4: Adição do prefixo cíclico ou CP [4]

Do lado do transmissor, cada sinal da subportadora é modulado individualmente e de uma forma independente pelo valor do símbolo complexo de modulação $S_{n,k}$, onde n se refere ao intervalo de tempo e k se refere ao número da subportadora no símbolo OFDM.

$$s_n(t) = \sum_{k=1}^{N-1} S_{n,k} g_k(t - nT) \quad (2.4)$$

O sinal transmitido em total que engloba todos os símbolos OFDM transmitidos sequencialmente é descrito pela seguinte equação:

$$s_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f (n-nT)} \text{rect} \left(\frac{2(t - nT) + T_G - T_S}{2T} \right) \quad (2.5)$$

A expressão analítica do sinal mostra que é aplicado a cada subportadora um impulso rectangular, o que faz com que o espectro de todos os sinais das subportadoras seja formado por funções senocardinal equidistantes em frequência. O espectro do sinal da subportadora k é descrito pela seguinte equação e é visível na Figura 2.5.

$$G_k(f) = T \cdot \text{sinc}[\pi T(f - k\tau f)] \quad (2.6)$$

Como os sinais continuam ortogonais entre si, os símbolos modulados transmitidos $S_{n,k}$ podem ser recuperados através de um técnica de correlação em cada recetor.

$$\begin{aligned} \text{Corr} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} s_n(t) * g_k(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \sum_{m=0}^{N-1} S_{n,m} g_m(t) g_k^*(t) dt \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} S_{n,m} \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} g_m(t) g_k^*(t) dt = \sum_{m=0}^{N-1} S_{n,m} \delta_{m,k} = S_{n,k} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Em aplicações práticas, o sinal OFDM transmitido $s_n(t)$ é gerado em tempo discreto na banda

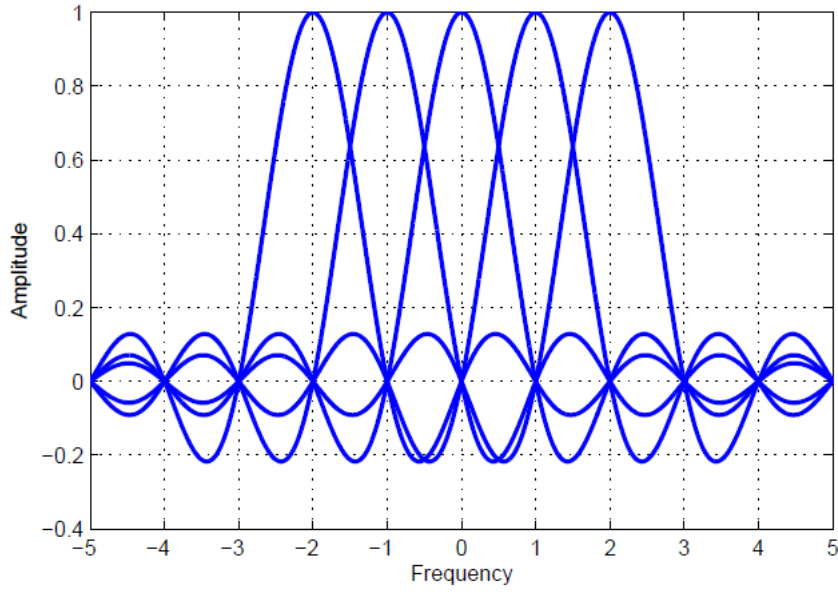


Figura 2.5: Espectro do sinal OFDM [4]

base digital. O sinal transmitido deve ser amostrado com um intervalo de amostragem $\Delta t = 1/B = 1/N\Delta f$. A equação abaixo descreve a transformada discreta de *Fourier* inversa aplicada a cada $S_{n,k}$ de todas as subportadoras de um único símbolo OFDM.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (2.8)$$

$$s(i\Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f i \Delta t} \quad (2.9)$$

$$s_{n,i} = \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi i k / N} \quad (2.10)$$

O sinal recebido é representado pela convolução do sinal temporal transmitido com a resposta impulsional do canal $h(t)$ e um termo de ruído branco Gaussiano aditivo.

$$r_n(t) = s_n(t) * h_n(t) + n(t) \quad (2.11)$$

O sinal recebido em tempo contínuo $r(t)$ pode ser separado em componentes ortogonais mesmo com situações de desvanecimento, aplicando a seguinte técnica de correlação:

$$R_{n,k} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} r_n(t) e^{-j2\pi k \Delta f t} dt \quad (2.12)$$

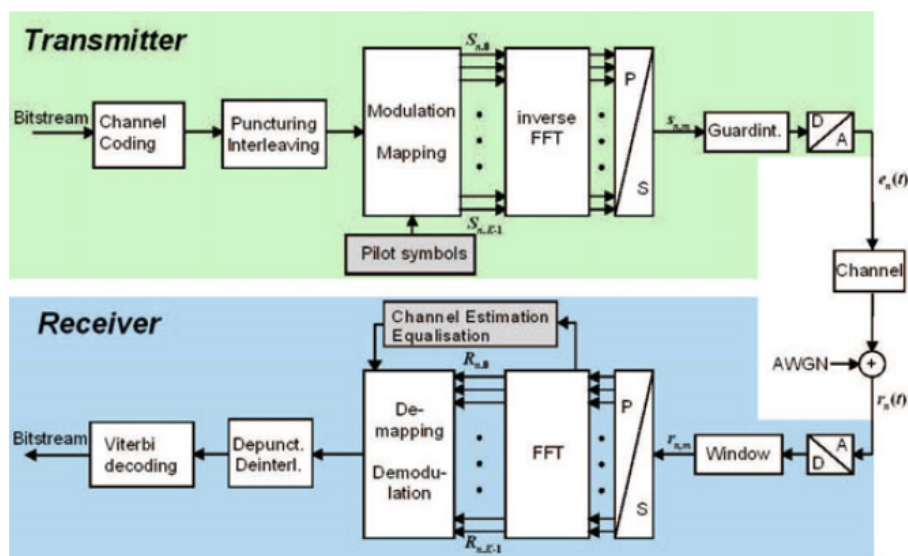


Figura 2.6: Sistema OFDM [5]

Equivalentemente, o processo de correlação no recetor pode ser aplicado ao sinal discreto recebido da saída do conversor A/D e pode ser aplicada a DFT (*Discrete Fourier Transform*):

$$R_{n,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} r_{n,i} e^{-j2\pi k/N} \quad (2.13)$$

Se tempo de símbolo OFDM for escolhido de modo a ser muito menor que o tempo coerente do canal de radio T_c , a função de transferência variante no tempo do canal radio $H(f,t)$ pode ser considerada como constante durante o intervalo T de cada símbolo modulado $S_{n,k}$ para todas as subportadoras. Neste caso, o efeito do canal radio em situações de propagação por multicaminho pode ser descrita analiticamente pela multiplicação de canal subportadora $g_k(t)$ com $H_{n,k}=H(k\Delta f, nT)$, e a saída da DFT é descrita pelas seguintes expressões:

$$r_n(t) = s_n(t) * h_n(t) + n(t) \quad (2.14)$$

$$r_{n,i} = s_{n,i} * h_{n,i} + n_{n,i} \quad (2.15)$$

$$R_{n,k} = S_{n,k} * H_{n,k} + N_{n,k} \quad (2.16)$$

O sistema OFDM inclui um processo IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), um intervalo de guarda, um conversor D/A, um conversor ascendente e outro descendente da parte RF, um canal de rádio seletivo em frequência, um conversor A/D e um processo DFT. Os cálculos da IDFT e da DFT podem ser implementados de forma eficiente através de algoritmos da transformada rápida de *Fourier* (FFT) como o Radix 2, que permite reduzir a complexidade computacional. A sincronização em frequência no recetor deve ser precisa para prevenir qualquer interferência

interportadoras (ISI). A divisão da largura de banda disponível em várias sub-bandas permite adaptar a subportadora aos parâmetros de transmissão como o esquema de modulação e a potência de transmissão de acordo com estado do canal medido e observado.

2.4 *Single Carrier - Frequency Division Multiple Access*

Acesso múltiplo por divisão em frequência de uma única portadora ou SC-FDMA (*Single Frequency Division Multiple Access*) é uma forma modificada do OFDMA e trata-se de uma técnica promissora no futuro dos sistemas de telecomunicações na ligação ascendente com débito binário elevado.

2.4.1 SC-FDMA vs OFDMA

O SC-FDMA tem um débito similar e essencialmente a mesma complexidade global que o OFDMA utilizado na ligação descendente do standard LTE. A principal vantagem do SC-FDMA é a sua menor razão entre a potência pico e a potência média (PAPR) do que o OFDMA.

Em aplicações móveis, a grande vantagem do OFDMA é a sua robustez na presença de propagação de sinais de caminhos múltiplos devida ao facto da transmissão de informação utilizar M portadoras a frequências ortogonais, onde cada uma opera a $1/M$ vezes a taxa de bit do sinal de informação. Contudo, a forma de onda OFDMA exhibe várias flutuações pronunciadas no envelope resultantes do elevado PAPR, que se reflete na necessidade de amplificadores de potência de elevada linearidade para prevenir a distorção de intermodulação excessiva. Para conseguir essa linearidade, o amplificador tem que operar numa zona afastada da região que garante a potência de pico, resultando numa diminuição da eficiência de potência.

Outra desvantagem da utilização do OFDMA na ligação ascendente deriva do inevitável desvio nas referências em frequência dos diferentes terminais que transmitem simultaneamente, o que resulta na destruição da ortogonalidade das transmissões e consequente introdução de interferências de acesso. Para ultrapassar estas desvantagens, 3GPP utiliza uma forma modificada do OFDMA para transmissões LTE na ligação ascendente para sistemas móveis, o SC-FDMA.

Os transmissores em sistemas SC-FDMA usam diferentes frequências ortogonais (subportadoras) para transmitir os símbolos de informação, tal como o OFDMA. Mas, a transmissão das subportadoras é realizada sequencialmente, em vez de ser em paralelo, que comparativamente com o OFDMA, acaba por reduzir consideravelmente as flutuações no envelope da forma de onda transmitida, tornando o PAPR do SC-FDMA mais baixo que o OFDMA. Assim sendo, o custo do processamento do sinal é reduzido porque o amplificador não necessita de operar numa região tão afastada da que garante a potência de pico, uma vez que a substancial interferência intersimbólica do sinal que chega à estação base é cancelada com uma igualização adaptativa no domínio das frequências.

2.4.2 Transmissão e recepção dos dados

A transmissão e a recepção de num sistema SC-FDMA está ilustrada na Figura 2.7 e apresenta as seguintes etapas:

1. O transmissor de um sistema SC-FDMA converte um sinal binário de entrada numa sequência de subportadoras moduladas. O processamento do sinal é repetitivo em alguns intervalos de tempo diferentes (intervalos temporais de transferência ou TTIs, que para 3GPP é igual a 0.5 ms). Os TTIs são divididos em intervalos temporais referidos como blocos (intervalo de tempo necessário para transmitir todas as subportadoras). Na entrada do transmissor, um modulador de banda base transforma uma entrada binária com uma sequência multi-nível de números complexos num dos vários formatos de modulação: BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM [2].
2. O primeiro passo na modulação das portadoras SC-FDMA passa pela utilização de uma transformada discreta de *Fourier* (DFT) de N pontos para obter a representação em frequências dos símbolos de entrada. Cada uma das N saídas da DFT dá origem a M subportadoras ortogonais que podem ser transmitidas. O fator de expansão da largura de banda da sequência de símbolos é igual a $Q = M/N$ e indica que o sistema pode processar Q transmissões simultâneas sem interferência entre canais, quando todos os terminais transmitem N símbolos por bloco.
3. O resultado do mapeamento das subportadoras é um conjunto M amplitudes diferentes de subportadoras complexas, onde N amplitudes são diferentes de zero.
4. Em seguida, tal como no OFDMA, a IDFT com M pontos transforma as amplitudes das subportadoras num sinal complexo no domínio dos tempos.
5. Antes da transmissão são realizadas duas outras operações de processamento: a primeira insere um conjunto de símbolos denominados de prefixo ciclo (CP) de forma a garantir um tempo de guarda para prevenir interferências entre os blocos (IBI) devida à propagação multicaminho, e a segunda operação realiza a filtragem linear denominada de *pulse shaping* de modo a reduzir a energia do sinal fora da banda. Notar que o CP é uma cópia da última parte do bloco e é adicionado ao princípio do bloco por duas razões: primeiro, como o CP atua como um tempo de guarda entre blocos sucessivos, o tamanho do CP deve ser maior que o máximo atraso de espalhamento do sinal, ou mais grosseiramente, maior que o comprimento da resposta impulsional do canal para que não ocorra IBI; segundo, como o CP é uma cópia da última parte do bloco, este converte uma convolução linear em tempo discreto numa convolução circular em tempo discreto.
6. Assim, os símbolos transmitidos sequencialmente propagam-se no canal podem ser modelado como uma convolução circular entre a resposta impulsional do canal e o bloco de

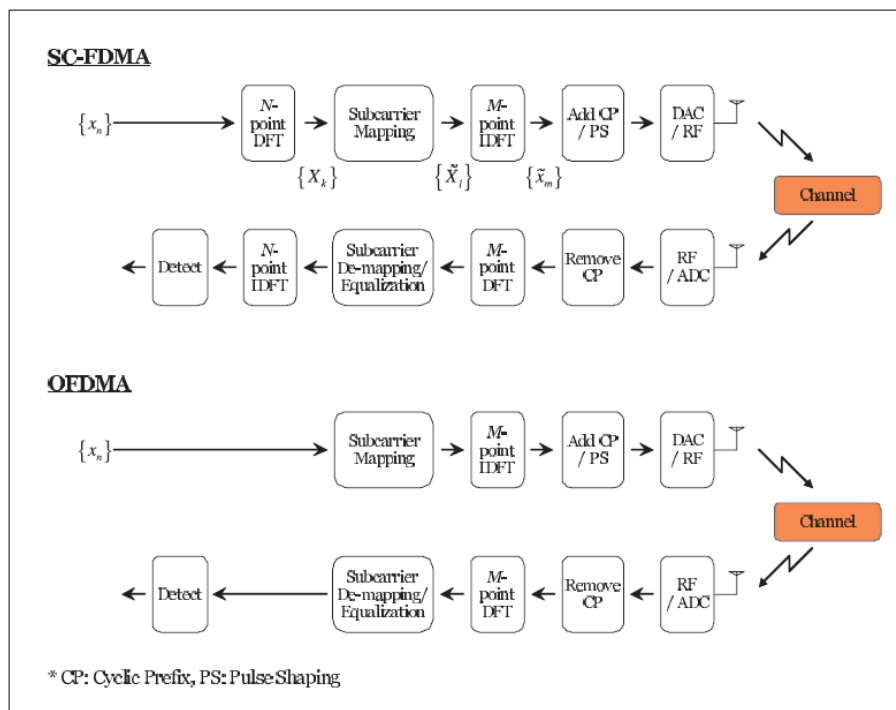


Figura 2.7: Transmissor e recetor dos sistemas SC-FDMA e OFDMA [2]

dados transmitido, que no domínio das frequências representa uma multiplicação das amostras DFT. Para remover a distorção do canal, a DFT do sinal recebido pode ser simplesmente dividida pela resposta impulsional do canal.

7. O recetor remove o CP, transporta o sinal recebido para o domínio das frequências usando a DFT, retira o mapeamento das subportadoras e depois realiza uma equalização no domínio das frequências para combater a interferência intersimbólica (ISI) devida à modulação monoportadora usada no SC-FDMA.
8. Ainda no recetor, depois da equalização, os símbolos são novamente transportados para o domínio dos tempos usando a IDFT, e a deteção e a descodificação tem lugar também no domínio dos tempos.

Todas as considerações praticas referidas anteriormente favorecem o erro quadrático médio mínimo ou MMSE (*Minimum Mean Square Error*) da equalização no domínio dos tempos, que comparativamente com o forçar a zero ou ZF, (*Zero Forcing*) é mais robusta contra o ruído [2].

O transmissor e o recetor SC-FDMA são muito semelhantes aos da modulação OFDMA, Figura 2.7, a única diferença é a existência de uma DFT no transmissor SC-FDMA e uma IDFT no recetor SC-FDMA, por esta razão a modulação SC-FDMA é muitas vezes referida como *frequency-spread* OFDMA ou *DFT-spread* OFDMA.

2.4.3 Mapeamento das subportadoras

Tal como no OFDMA, existem algumas abordagens para o mapeamento dos símbolos transmitidos nas subportadoras SC-FDMA que podem ser consideradas e estão divididas em dois grupos: distribuída e localizada. No mapeamento localizado, cada terminal usa um conjunto de suporta-doras adjacentes para transmitir os seus símbolos, confinando a sua largura de banda a um fração da largura de banda do sistema. Alternativamente, no mapeamento distribuído, as subportadoras usadas são espalhadas pelo terminal sobre toda a banda do sinal, tal como ilustram as Figura 2.8.

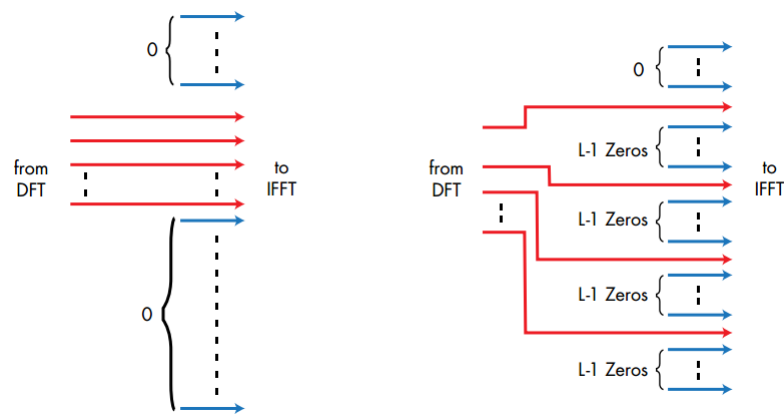


Figura 2.8: Mapeamento localizado e mapeamento distribuído [6]

No modo mapeamento distribuído de subportadora, utilizado na técnica *Interleaved SC-FDMA*, as saídas DFT são alocadas ao longo da largura de banda com os zeros a ocupar as subportadoras não utilizadas, resultando num espectro com forma de pente não contínuo. No modo de mapeamento localizado de subportadora, utilizado na técnica *Localized SC-FDMA*, as portadoras consecutivas são ocupadas pelas saídas da DFT, resultando num espectro contínuo que ocupa uma fração da largura de banda total disponível, tal como é visível na Figura 2.9.

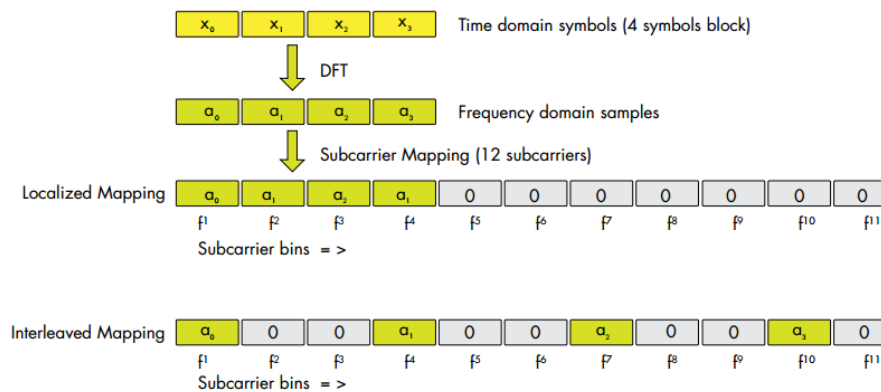


Figura 2.9: Mapeamentos localizado e intercalado [6]

Para cada método de mapeamento de suportadoras existem dois tipos de métodos de planejamento: um dependente do canal (CDS) e estáticos. Os CDS delegam as subportadoras para os utilizadores de acordo com resposta em frequência do canal de cada utilizador. Para os dois métodos de planejamento, o mapeamento distribuído de subportadoras garante diversidade de frequência porque o sinal transmitido é espalhado por toda a largura de banda. Em contraste, CDS é o grande benefício para o mapeamento localizado de subportadora porque proporciona uma diversidade significativa de multiutilizador.

2.4.3.1 PAPR

O PAPR é definido como a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal transmitido num determinado bloco de transmissão. Sem *pulse shaping*, isto é, usando um *pulse shaping* rectangular, a taxa de amostragem dos símbolos irá obter o mesmo PAPR que no domínio contínuo dos tempo, caso a SC-FDMA seja modulada usando uma única portadora.

A comparação do PAPR entre as técnicas OFDMA e SC-FDMA com as variantes *interleaved* SC-FDMA e *localized* foi realizada no [2]. Sem filtros de *pulse shaping*, o *interleaved* SC-FDMA apresenta um melhor PAPR. Comparado com o PAPR do OFDMA, o PAPR do *interleaved* SC-FDMA com modulação QPSK é cerca de 10 dB menor, enquanto que o PAPR do *localized* SC-FDMA é cerca de 3 dB menor. Usando a modulação 16-QAM, a diferença é de cerca de 7 dB e 2 dB, respetivamente.

Logo, o *interleaved* SC-FDMA é a técnica de modulação preferida para reduzir o PAPR. Os filtros de *pulse shaping* acabam por degradar o nível do PAPR do *interleaved* SC-FDMA, mas não afetam o *localized* SC-FDMA.

2.5 Desempenho do sistema

Além do parâmetro PAPR já abordado na secção anterior, o desempenho de sistema RoF pode ser avaliado segundo parâmetros como: a BER, a SNR, a probabilidade de erro ou a densidade espectral de potência.

2.5.1 BER

A BER (*Bit Error Rate*) ou taxa de bits errados é igual à razão entre o número de bits errados e o número total de bits transferidos para um determinado intervalo de tempo. Onde, o número de bits são os bits que foram alterados durante seu transporte no canal de comunicação devido ao ruído, às interferências ou à distorção. Em qualquer modulação adotada, a BER pode ser sempre expressa em função da relação sinal-ruído (SNR).

2.5.2 SNR

A relação sinal-ruído ou SNR (*Signal to Noise Ratio*) representa a razão entre a energia de bit (E_b) e a densidade espectral da potência do ruído (N_0), e é normalmente expressa em dB.

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \quad (2.17)$$

2.5.3 Probabilidade de erro

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

No caso de modulações M-PSK, a probabilidade de símbolo errado é igual a [27]:

$$P_e = 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_b \log(M)}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] = \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] \quad (2.18)$$

A relação entre a função complementar de erro (erfc) e a função-Q é igual a [27]:

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.19)$$

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

$$P_e = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left[\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}} \right] = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3E_{av}}{2(M-1)N_0}} \right) \quad (2.20)$$

Onde, E_{av} - valor médio da energia do símbolo transmitido numa modulação M-QAM

2.5.4 Densidade espectral de potência

A densidade espectral de potência ou PSD (*Power Spectral Density*) é uma função que descreve a distribuição da potência do sinal na frequência respectiva. Numa simulação MATLAB, a função *spectrum* estima o espectro característico do sinal e a função *psd* descreve a potência característica do sinal. A potência média do sinal na respectiva banda de frequências é determinada pela razão entre o resultado da função *psd* e da função *spectrum*.

Capítulo 3

Caracterização do problema

3.1 O problema

O principal problema a tratar passa por conceber e testar um sistema rádio-sobre-fibra que utilize sinais SC-FDMA a partir de um sistema OFDM já desenvolvido.

3.2 Solução proposta

A solução proposta passa por desenvolver numa primeira fase, o transmissor e o recetor SC-FDMA utilizando a linguagem MATLAB, integrando-os, posteriormente, num sistema RoF, desenvolvido também em MATLAB, constituído por elementos, descritos na secção 4.3, como: um laser DFB, um modulador Mach-Zehnder, um fotodíodo PIN e um desmodulador Mach-Zehnder.

Serão abordados vários cenários, variando para isso parâmetros da simulação como: o número de subportadoras, o comprimento do prefixo cíclico, a modulação (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM) e a largura de banda do sistema. Tentando assim, garantir o melhor desempenho possível.

A avaliação do seu desempenho será realizada recorrendo a parâmetros descritos na subsecção 2.5 como: o PAPR, a taxa de bits errados ou BER (*Bit Error Rate*), a relação sinal-ruído ou SNR (*Signal to Noise Ratio*), a probabilidade de erro e a densidade espectral de potência ou PSD (*Power Spectral Density*).

3.3 Arquitetura do sistema

O sistema a simular representado na Figura 3.1 é composto por 3 módulos: um transmissor SC-FDMA, um canal e um recetor SC-FDMA.

O modulador, mais concretamente, o modulador DPSK pode ser formado por um modulador *Mach-Zehnder*, descrito na subsecção 4.3.2.2, e o desmodulador deve ser formado por um desmodulador *Mach-Zehnder*.

O transmissor e o recetor foram descritos anteriormente na subsecção 2.4.2 e foram incorporados na arquitetura representada na Figura 3.1.

Na prática existem algumas perdas no canal que podem ser simuladas, como: o ruído do canal assumindo que se trata de ruído branco gaussiano aditivo (AWGN) e o desvanecimento seletivo em frequência do canal, usando o modelo do desvanecimento de Rayleigh.

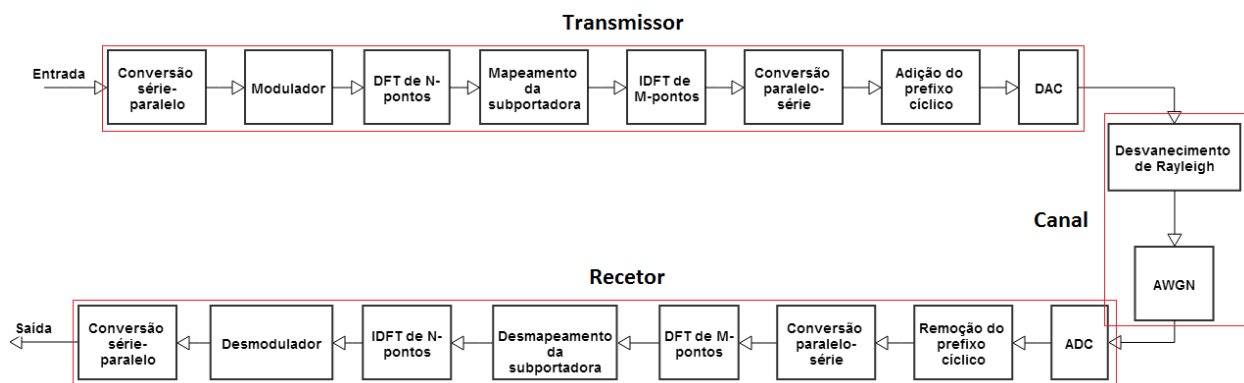


Figura 3.1: Diagrama de bloco do sistema SC-FDMA a simular

Capítulo 4

Plano de trabalho

4.1 Fase de desenvolvimento

A fase de desenvolvimento compreende 18 semanas de dedicação exclusiva seguindo o plano de trabalhos representado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Plano de trabalhos - fase de desenvolvimento

Tarefa	Data de início	Data de fim
Implementação do transmissor e recetor OFDM	17/02/14	23/02/14
Desenvolvimento e implementação do transmissor e recetor SC-FDMA	24/02/14	06/04/14
Implementação dos vários elementos do canal ótico (laser, moduladores <i>Mach-Zehnder</i> , fontes de ruído)	07/04/14	20/04/14
Avaliação do desempenho dos vários sistemas RoF implementados através de simulação usando diferentes parâmetros de sinal (SC-FDMA e OFDM)	21/04/14	18/05/14
Implementação laboratorial dos sistemas simulados, avaliação dos seus desempenhos e comparação com os resultados de simulação	19/05/14	1/06/14
Escrita da tese	2/06/14	23/06/14

4.2 Ferramentas

4.2.1 MATLAB

O MATLAB ou *MATrix LABoratory* é um *software* direcionado para o cálculo numérico, permitindo operações como: o cálculo de matrizes, o processamento de sinais e a construção de gráficos. Este programa apresenta algumas extensões, sendo o Simulink a mais importante porque disponibiliza ao utilizador uma interface de diagrama de blocos.

A linguagem MATLAB é uma combinação de linguagens bastante utilizadas como Java, C e Basic.

O Simulink será fundamental para a construção do sistema RoF, porque serão utilizados os modelos disponíveis para o modulador *Mach-Zehnder*, laser, a fibra monomodo ou o fotodetector. Neste projeto serão também necessárias funções MATLAB como: *fft*, *ifft*, *rayleighchan*, *awgn*, *erfc*, *series2parallel* ou *parallel2series*.

4.3 Tecnologias

4.3.1 Fibra ótica monomodo

A fibra ótica monomodo, tal como todas as fibras óticas, é constituída por um núcleo (com um índice de refração n_1) e circundado por uma bainha (com um índice de refração n_2), onde $n_1 > n_2$. É utilizada porque comparativamente com uma fibra multimodo (apresenta bastantes modos de propagação):

- Suporta apenas um único modo de propagação
- Apresenta menores perdas permitindo um maior alcance das ligações
- Apresenta maior largura de banda, permitindo a evolução para futuros novos serviços de banda larga
- Assegura uma instalação duradoura, exibindo um tempo médio de vida superior a 25 anos

4.3.2 Conversores E/O

4.3.2.1 Laser DFB (*Distributed feedback*)

Um avanço tecnológico na área de lasers de semicondutor consistiu na substituição de lasers *Fabry-Perot* por lasers de realimentação distribuída (DFB). No laser DFB não é estritamente necessário o uso das faces refletoras na cavidade do laser, uma vez que a reflexão é realizada ao longo de toda a cavidade, de modo distribuído, devido a uma variação periódica no índice de refração na zona ativa imposta pela rede de Bragg (*Bragg grating*).

Assim, otimizando a estrutura do DFB, consegue-se um espectro bastante puro, isto é, praticamente monocromático (com um comprimento de onda λ_B) e com uma boa relação de supressão dos modos secundários ou também conhecida como SMSR (*Side Mode Supression Ratio*).

$$\lambda_B = 2\Lambda n_{eff}, \quad (4.1)$$

onde Λ é o período do *grating*, $n_{eff} = n \sin(\theta)$, e n é o índice de refração do meio, tal como é visível na Figura 4.1 b).

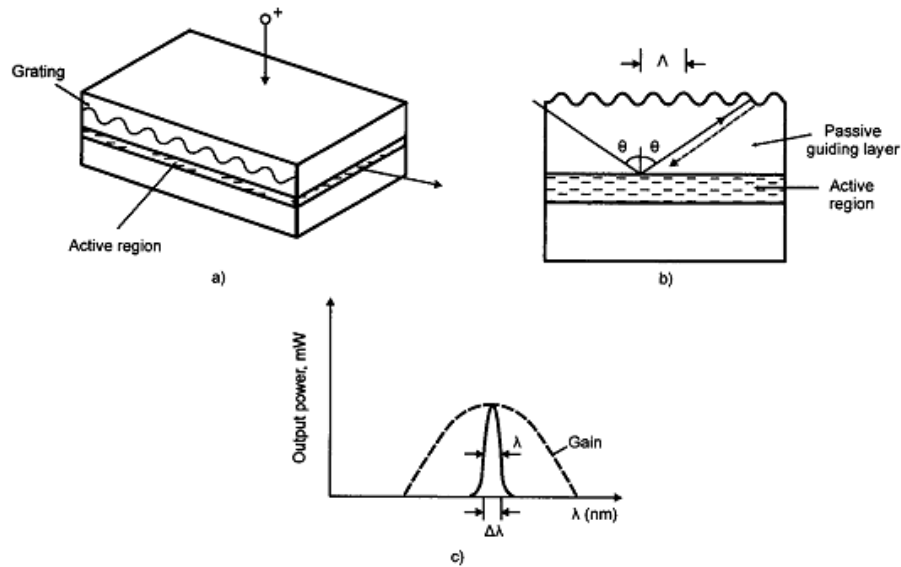


Figura 4.1: a) estrutura do laser DFB; b) funcionamento da realimentação distribuída; c) radiação de um único modo [7]

4.3.2.2 Modulador *Mach-Zehnder*

O modulador MZM (*Mach-Zehnder*) desempenha um papel muito importante no domínio das comunicações óticas atuais, por exemplo, para ultrapassar os efeitos negativos da modulação direta de lasers, mais propriamente o *chirp*. O funcionamento do modulador *Mach-Zehnder* baseia-se num efeito eletro-ótico linear. A tensão aplicada muda o índice de refração do material eletro-ótico. A sua estrutura ótica integrada transforma o deslocamento de fase óptico induzido numa mudança na intensidade, com o dispositivo a exibir uma característica de cosseno elevado. A não-linearidade do MZM conduz a produtos de intermodulação.

O mecanismo utilizado garante que a luz que se propaga no guia de onda é ramificada em duas direções e a corrente do sinal modulado flui pelo centro de cada ramo. A fase dos sinais propagados em cada ramo são simétricas, sendo o avanço e o atraso de fase compensados quando os dois sinais são mais tarde combinados, tal como é visível na Figura 4.2.

A razão entre o campo elétrico à saída e à entrada do MZM é dada por:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2}(e^{j\Delta\phi_1(t)} + e^{j\Delta\phi_2(t)})e^{j\omega_c(t)} \quad (4.2)$$

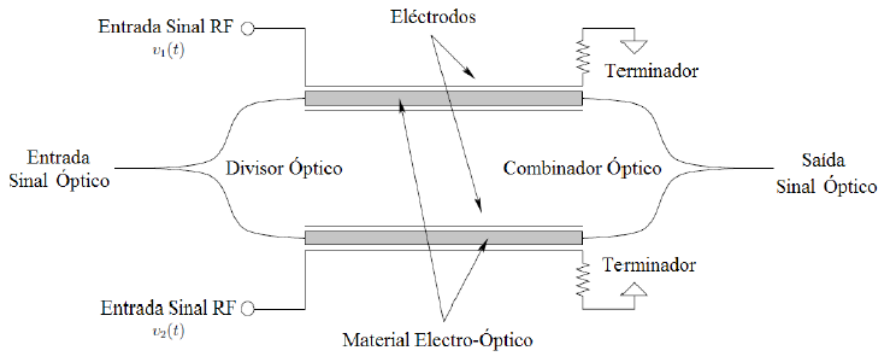


Figura 4.2: Esquema interno do MZM [8]

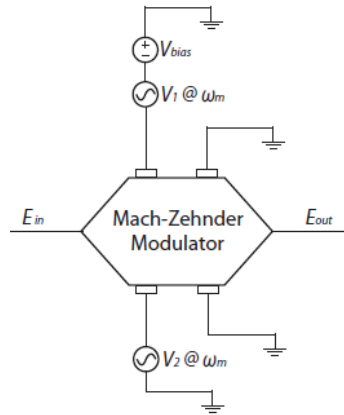


Figura 4.3: Esquema externo do MZM [9]

$$\Delta\phi_i(t) = \frac{\pi}{V_\pi} V_i(t), \quad i = 1, 2 \quad (4.3)$$

Segundo a fórmula de Euler:

$$e^{j\Delta\phi_i(t)} = \cos(\Delta\phi_i(t)) + j\sin(\Delta\phi_i(t)) \quad (4.4)$$

Ignorando o termo $e^{j\omega_c(t)}$ da equação 4.2 porque se trata de um desfasamento que não é detetado pelo fotodetector.

$$\begin{aligned} \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} &= \frac{1}{2} \{ \cos[\Delta\phi_1(t)] + \cos[\Delta\phi_2(t)] + j\sin[\Delta\phi_1(t)] + j\sin[\Delta\phi_2(t)] \} \\ &= \cos\left[\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2}\right] e^{j\frac{\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)}{2}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.3.3 Conversores O/E

4.3.3.1 Fotodíodo PIN

O fotodíodo é um fotodetector que converte a potência ótica em corrente elétrica, isto é, trata-se de um conversor opto-eletrônico. Um fotodíodo PIN é composto por duas regiões p e n que são fortemente dopadas, que estão separadas por uma região intrínseca de depleção levemente dopada para aumentar a absorção que gera a corrente elétrica na sua saída e para diminuir a capacidade de junção P-N.

Quando a energia absorvida do fóton incidente é maior que a diferença dos níveis de energias correspondente à banda de condução e à banda de valência, é gerado um par elétron-lacuna porque o fóton faz o elétron deslocar-se da banda de valência para a banda de condução. Este processo combinado com o elevado campo elétrico na região de depleção, origina um movimento de cargas que gera um fluxo de corrente no circuito exterior, a corrente foto-detetada.

Referências

- [1] H. B. Kim, *Radio over Fiber based Network Architecture*. Thesis, Technische Universität Berlin, 2005.
- [2] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, “Single carrier fdma for uplink wireless transmission,” *EEE Vehicular Technology Magazine*, 2006.
- [3] M. Rumney, “3gpp lte: Introducing single-carrier fdma,” *Agilent Measurement Journal*, vol. 4, 2008.
- [4] E. M. D. Conde, *Técnicas de detecção para o sistema LTE no sentido ascendente*. Thesis, Universidade de Aveiro, 2012.
- [5] H. Rohling, *Concepts for Future Communication Systems*. Springer, 2011.
- [6] XIRIA, “Single carrier fdma in lte.” http://www.ixiacom.com/pdfs/library/white_papers/SC-FDMA-INDD.pdf. [Online; accessed 4-Fev-2014].
- [7] N. Instruments, “Laser diodes.” <http://zone.ni.com/devzone/cda/ph/p/id/125>. [Online; accessed 13-Fev-2014].
- [8] S. V. Hum, *Electro-optic modulators for radio-on-fiber applications*. Thesis, University of Calgary, Department of Electrical and Computer Engineering, 2001.
- [9] J. M. B. Oliveira, H. M. Salgado, and M. R. D. Rodrigues, “Large signal analysis of mach-zehnder modulator intensity response in a linear dispersive fiber,”
- [10] CEDET, “Lte: Long term evolution – arquitetura básica e acesso múltiplo.” <http://www.cedet.com.br/index.php?/Tutoriais/Telecom/lte-long-term-evolution-arquitetura-basica-e-acesso-multiplo.html>. [Online; accessed 4-Fev-2014].
- [11] L. Kazovsky, S.-W. Wong, T. Ayhan, K. M. Albeyoglu, M. R. N. Ribeiro, and A. Shastri, “Hybrid optical–wireless access networks,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, 2012.
- [12] H. G. Myung, “Introduction to single carrier fdma,” in *15th European Signal Processing Conference, EURASIP*, 2006.
- [13] C. Ciochina and H. Sari, “A review of ofdma and single-carrier fdma,” 2010.
- [14] M. Brenci and P. Checcacci, “Rf reference signal transport by optical fibers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 10, pp. 1847 – 1848, 1980.
- [15] “Futon - fibre-optic networks for distributed extendible heterogeneous radio architectures and service provisioning.” <http://www.ict-futon.eu/>. [Online; accessed 2-Fev-2014].

- [16] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*. McGraw Hill, Singapore, 1991.
- [17] H. Chettat, L. Simohamed, Y. Bouslimani, and H. Hamam, “Rof networks : A comprehensive study,” 2008.
- [18] W. Jemison, E. Funk, M. Bystrom, and P. Herczfeld, “Fiber radio: from links to networks,” 2002.
- [19] Wikipédia, “Teliasonera.” <http://en.wikipedia.org/wiki/TeliaSonera>. [Online; accessed 3-Fev-2014].
- [20] 3GPP, “Overview of 3gpp release 8,” report, 2013.
- [21] 3GPP, “Overview of 3gpp release 9,” report, 2013.
- [22] R. Wang, J. Thompson, and H. Haas, “A novel time-domain sleep mode design for energy-efficient lte,” 2010.
- [23] Wikipédia, “Long term evolution.” http://pt.wikipedia.org/wiki/Long_Term_Evolution. [Online; accessed 3-Fev-2014].
- [24] S. Harnal, “Analysis on 4g technology,” *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering (IJARCSSE)*, vol. 3, no. 3, pp. 624–628, 2013.
- [25] B. Krenik, “4g wireless technology: When will it happen? what does it offer?,” 2008.
- [26] Radio-Electronics, “Lte ofdm, ofdma and sc-fdma.” <http://www.radio-electronics.com/info/cellularcomms/lte-long-term-evolution/lte-ofdm-ofdma-scfdma.php>. [Online; accessed 4-Fev-2014].
- [27] W.-S. Wuen, “Mobile communications digital modulation and detection.” http://www.burakkurt.net/dersler/TEL413E-Introduction_to_Mobile_Communications/05_modulation_handout_3_Aralik.pdf. [Online; accessed 14-Fev-2014].