



**Miguel Alexandre
Neves de Melo**

**Análise de viabilidade de uma Rede Ótica Passiva
de próxima geração (SUPER-PON)**



**Miguel Alexandre
Neves de Melo**

**Análise de viabilidade de uma Rede Ótica Passiva
de próxima geração (SUPER-PON)**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Mário José Neves de Lima (orientador), Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro e do Engenheiro Francisco Rodrigues (co-orientador), CEO da empresa PICAdvanced.

o júri / the jury

presidente / president

Professora Doutora Susana de Jesus Mota
Professora Auxiliar, Universidade de Aveiro

arguente / examiner

Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros
Professora Associada, Universidade de Coimbra

vogais / examiners committee

Professor Doutor Mário José Neves de Lima
Professor Auxiliar, Universidade de Aveiro

agradecimentos / acknowledgements

A realização deste trabalho é o culminar de um percurso académico que contou com o apoio de diversas pessoas e entidades, às quais estou e estarei profundamente grato.

Em primeiro lugar, aos meus pais, por terem sido os alicerces da minha formação académica, pela confiança depositada e por nunca terem desistido de mim. Pelo apoio nos momentos mais difíceis e por nunca me terem deixado desistir, mesmo quando esse parecia ser o caminho mais fácil.

Em segundo lugar, aos amigos, pela amizade partilhada ao longo destes anos, por todos os momentos de diversão e de introspecção e por toda a partilha de experiências e conhecimentos.

Um agradecimento especial ao meu professor e orientador Doutor Mário Lima, ao co-orientador Eng. Francisco Rodrigues e ao Eng. Samuel Marques, por todo o apoio, partilha de conhecimento, disponibilidade e ajuda demonstrada ao longo deste percurso, quer remotamente quer no laboratório.

À PICAdvanced pela oportunidade de realizar esta dissertação com uma equipa de profissionais e colegas de trabalho de excelência.

Por fim, deixar um agradecimento à Universidade de Aveiro, ao Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática e ao Instituto de Telecomunicações, pela qualidade da formação, docentes e pessoal auxiliar e pela disponibilidade de recursos essenciais à aprendizagem.

Um profundo obrigado a todos.

Este trabalho é financiado pelo Fundo Europeu de Desenvolvimento Regional (FEDER), Projeto plugPON (Ref. POCI-01-0247-FEDER-047221).

Palavras-Chave

Comunicações Óticas, Sistemas Óticos, 10G, PON, NG-PON2, SUPER-PON, AWG, DWDM, EML, DML, PIN, APD

Resumo

Neste documento é apresentado um estudo sobre uma tecnologia utilizada em sistemas de comunicação óticas, que se encontra actualmente em fase de desenvolvimento por parte da Google, nomeadamente, a tecnologia SUPER-PON. São apresentados alguns conceitos teóricos essenciais à compreensão da tecnologia em si e das tecnologias que a precederam, tais como XG-PON, XGS-PON, NG-PON2 e Google Fiber. Posteriormente é feita uma análise dos principais componentes necessários à implementação de um sistema de comunicações por fibra ótica. Foram ainda feitas simulações, utilizando modelos baseados em componentes reais, com vista a perceber a diferença entre os vários tipos de transmissores e recetores. São ainda apresentados testes práticos que serviram para verificar a viabilidade de implementação da tecnologia SUPER-PON. Concluiu-se que para ser possível alcançar alguns dos objetivos conhecidos até ao momento, nomeadamente, alcance de 50 km na fibra com 10 Gbit/s por canal, é necessário o uso, em *downstream*, de um transmissor modulado externamente por ter menos *chirp*, e um recetor do tipo avalanche por conseguir detetar potências mais baixas. Nesta situação não foi necessário qualquer tipo de compensação de dispersão, devido ao tipo de modulação usada. Já para a direção *upstream*, pode-se usar um LASER modulado diretamente, por ser mais barato para o utilizador final, e um recetor do tipo avalanche, contudo, nesta situação é necessário a utilização de algum tipo de compensação de dispersão. No contexto desta dissertação efetuou-se a compensação usando fibras de compensação de dispersão. Além disso, validou-se ainda que a filtragem de um canal com uma elevada taxa de rejeição dos canais adjacentes, permite a utilização de vários canais com interferência mínima. Esta dissertação foi desenvolvida em parceria com a empresa PICAdvanced.

Keywords

Optical Communications, Optical Systems, 10G, PON, NG-PON2, SUPER-PON, AWG, DWDM, EML, DML, PIN, APD

Abstract

This document presents a study on a technology used in optical communication systems, which is currently under development by Google, namely SUPER-PON technology. Some theoretical concepts essential to the understanding of the technology itself and the technologies that preceded it are presented, such as XG-PON, XGS-PON, NG-PON2 and Google Fiber. Subsequently, an analysis is made of the main components necessary for the implementation of a fiber optic communications system. Simulations were also made, using models based on real components, in order to understand the difference between the various types of transmitters and receivers. Practical tests are also presented, which served to verify the feasibility of implementing SUPER-PON technology. It was concluded that in order to be able to achieve some of the objectives known so far, namely, reaching 50 km in fiber with 10 Gbit / s per channel, it is necessary to use, in downstream, an externally modulated transmitter for having less chirp, and an avalanche-type receiver for being able to detect lower powers. In this situation, no dispersion compensation was necessary, due to the type of modulation used. As for the upstream direction, it is possible to use a LASER directly modulated, as it is cheaper for the end user, and an avalanche type receiver, however, in this situation it is necessary to use some type of dispersion compensation. In the context of this dissertation, compensation was made using dispersion compensation fibers. In addition, it was also validated that the filtering of a channel with a high rejection rate of the adjacent channels, allows the use of several channels with minimal interference. This dissertation was developed in partnership with the company PICAdvanced.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Glossário	vii
1 Introdução	1
1.1 Visão Geral e Motivações	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estrutura	2
1.4 Contribuições	3
2 Redes Óticas Passivas de Acesso	4
2.1 Rede Ótica Passiva	4
2.2 Tecnologias anteriores à SUPER-PON	5
2.2.1 XG-PON e XGS-PON	5
2.2.2 NG-PON2	6
2.3 SUPER-PON	9
2.3.1 Motivação à criação da tecnologia	9
2.3.2 Vantagens da SUPER-PON	10
2.3.3 Desvantagens da SUPER-PON	10
2.3.4 Arquitetura do sistema	11
2.3.5 Requisitos	11
2.4 Componentes Óticos	13
2.4.1 Transmissores	13
2.4.2 Fibra Ótica	19
2.4.3 <i>Splitters</i>	22
2.4.4 Recetores Óticos	25
3 Análise de características da rede	30
3.1 PON 10 Gbit/s NRZ	30
3.1.1 Caracterização dos recetores	32
3.1.2 Simulação com PIN	33
3.1.3 Simulação com APD	38
3.1.4 Simulação com DCF	40

4	Validação experimental dos cenários de rede	43
4.1	Caracterização de um sistema NG-PON2	43
4.1.1	Caracterização do sistema em <i>downstream</i>	44
4.1.2	Caracterização do sistema em <i>upstream</i>	47
4.2	Emulação de um sistema SUPER-PON	51
4.2.1	Análise do impacto da DCF no sistema	51
4.2.2	Análise do impacto da utilização de multi canal no sistema	53
5	Conclusões e Trabalho Futuro	56
5.1	Conclusões	56
5.2	Trabalho Futuro	57
	Bibliografia	58

Lista de Figuras

1.1	Evolução das tecnologias PON pela FSAN. Imagem adaptada de [2].	2
2.1	Arquitectura típica de uma PON.	5
2.2	Planeamento de comprimentos de onda para XG-PON e XGS-PON [4].	6
2.3	Arquitectura de um sistema NG-PON2 [6].	6
2.4	Planeamento de comprimentos de onda para NG-PON2 [7].	7
2.5	Representação do conceito de um sistema SUPER-PON. Imagem adaptada de [10].	10
2.6	Arquitectura de uma SUPER-PON [10].	11
2.7	Planeamento de comprimentos de onda para SUPER-PON [10].	13
2.8	Espectro ótico de um LASER DFB. Imagem adaptada de [13].	14
2.9	Curva característica de um LASER DFB.	15
2.10	Princípio de funcionamento de um EML. Imagem adaptada de [11].	16
2.11	Princípio de funcionamento de um EAM.	16
2.12	Princípio de funcionamento de um DML. Imagem adaptada de [11].	17
2.13	Ilustração do conceito de modulação direta. Variação da potência emitida de um LASER em função da corrente aplicada [11].	17
2.14	Forma de onda e espectro de um DML polarizado perto do limiar de <i>threshold</i> [11].	18
2.15	Forma de onda e espectro de um DML polarizado a cima do limiar de <i>threshold</i> [11].	19
2.16	Valor de atenuação por comprimento de onda para fibras de sílica. Imagem adaptada de [18].	21
2.17	Variação das diferentes componentes da dispersão por comprimento de onda, para fibras SMF. Imagem adaptada de [21]	21
2.18	Representação do funcionamento do processo de compensação da dispersão. Imagem adaptada de [26].	22
2.19	Estrutura convencional de um AWG. Imagem adaptada de [27].	23
2.20	Representação da FSR de um AWG [29].	24
2.21	Espectro de transmissão nas várias saídas de um AWG [30].	24
2.22	Comparação da responsividade de um PD real com um PD ideal ($\eta = 100\%$), para vários tipos de material e por comprimento de onda. Imagem adaptada de [33].	26
2.23	Estrutura e modo de funcionamento de um PIN. Imagem adaptada de [34].	28
2.24	Estrutura e modo de funcionamento de um APD. Imagem adaptada de [34].	29

3.1	<i>Setup</i> de teste no VPI para EML.	31
3.2	<i>Setup</i> de teste no VPI para DML.	31
3.3	Curva característica do LASER EML simulado.	34
3.4	Diagrama de olho do LASER EML simulado.	35
3.5	Curva característica do LASER DML simulado.	35
3.6	Diagrama de olho do LASER DML simulado.	36
3.7	Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML, para o caso do PIN.	37
3.8	Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML, para o caso do APD.	39
3.9	Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML compensados, para o caso do PIN	41
3.10	Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML compensados, para o caso do APD	42
4.1	Modelo da configuração utilizada para os <i>transceivers</i> NG-PON2.	43
4.2	<i>Setup</i> prático para medição do espectro do LASER EML do OLT.	44
4.3	Espectro medido do LASER EML do OLT.	44
4.4	<i>Setup</i> prático para medição do BER por ROP na direção <i>downstream</i>	45
4.5	Curvas do BER na direção <i>downstream</i> para o ONU XFP.	45
4.6	<i>Setup</i> prático para medição do diagrama de olho do LASER emissor do OLT.	46
4.7	Diagrama de olho medido do LASER EML da OLT.	47
4.8	Curvas características medidas do LASER da ONU: a) em mW; b) em dBm.	47
4.9	Espectros óticos modulados, medidos para os diferentes canais do ONU XFP na direção <i>upstream</i> : a) Canal 1; b) Canal 2; c) Canal 3; d) Canal 4.	48
4.10	Curvas do BER na direção <i>upstream</i> para o ONU XFP.	49
4.11	Diagramas de olho medidos da ONU XFP em <i>upstream</i> : a) Canal 1; b) Canal 2; c) Canal 3; d) Canal 4.	50
4.12	<i>Setup</i> prático para medição do BER por ROP com DCF.	51
4.13	Diagramas de olho medidos dos XFPs usados a) DML CH1; b) EML CH3.	52
4.14	Comparação entre EML e DML com APD.	52
4.15	<i>Setup</i> prático utilizado para as medições com multi canal.	54
4.16	Curvas de BER para EML com um canal e dois canais.	54
4.17	Curvas de BER para DML com um canal e dois canais.	55

Lista de Tabelas

2.1	Planeamento de comprimentos de onda para <i>downstream</i> e <i>upstream</i> para NG-PON2 com 100 GHz entre canais [6].	7
2.2	Parâmetros da interface ótica do OLT a 10 Gbit/s para NG-PON2 [6].	8
2.3	Parâmetros da interface ótica do ONU a 10 Gbit/s para NG-PON2 [6].	8
2.4	Perdas no caminho ótico para as diferentes classes ODN [6].	9
2.5	Cenários de necessidade de compensação de dispersão [10].	12
2.6	Gamas de comprimentos de onda SUPER-PON para as duas gerações [10].	13
3.1	Principais parâmetros do <i>datasheet</i> do PIN comercial [36].	32
3.2	Principais parâmetros do <i>datasheet</i> do APD comercial [38].	33
3.3	Principais parâmetros de simulação do cenário com PIN.	33
3.4	Pares de corrente do PIN e sensibilidade medida para 13 dB em B2B.	36
3.5	Principais parâmetros de simulação do APD.	38
3.6	Parâmetros mais relevantes do modelo da fibra DCF.	40
4.1	Valores práticos da penalidade de potência para <i>downstream</i>	46
4.2	Valores práticos da penalidade de potência para <i>upstream</i>	50
4.3	Valores práticos do ER para os diferentes canais do ONU XFP em <i>upstream</i>	51

Glossário

APD Avalanche Photodiode / Foto-díodo avalanche.

AWG Arrayed Waveguide Grating / Filtro de Matriz de Guias de Onda.

B2B Back to Back.

BER Bit Error Rate / Taxa de Erro de Bit.

CO Central Office / Escritório Central.

CW Continuous Wave / Onda contínua.

DCF Dispersion Compensating Fibers / Fibras de Compensação de Dispersão.

DFB Distributed Feedback / Feedback Distribuído.

DML Direct Modulated Laser / Laser Directamente Modulado.

DS Downstream / Ligação Descendente.

DWDM Dense Wavelength Division Multiplexing / Multiplexagem por Divisão Densa de Comprimentos de Onda .

EAM Electroabsorption Modulator / Modulador de Electro-Absorção.

EML Electro-absorption Modulation Laser / Laser Modelado por Absorção Eléctrica.

EOM Electro-Optic Modulator / Modulador Electro-Ótico.

ER Extinction Ratio / Taxa de extinção.

FBG Fiber Bragg Grating / Fibra de Grade de Bragg.

FDM Frequency Division Multiplexing / Multiplexagem por Divisão de Frequência.

FEC Forward Error Correction / Correção de Erros Contínua.

FP Fabry-Perot.

FSAN Full Service Access Network / Rede de Acesso de Serviço Completo.

FSR Free Spectral Range / Gama Espectral Livre.

FTTx Fiber to the x (Home, Building, Node, Curb) / Fibra até à (Casa, Edifício).

G-PON Gigabit Passive Optical Network / Rede Ótica Passiva Gigabit.

GVD Group Velocity Dispersion / Dispersão de Velocidade de Grupo.

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers.

ISI Intersymbol Interference / Interferência entre Símbolos.

ISP Internet Service Provider / Fornecedor de Serviço de Internet.

ITU-T International Telecommunication Union - Telecommunication.

LASER Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation / Amplificação de Luz por Emissão Estimulada de Radiação.

MLWEF Material Linewidth Wavelength Enhancement Factor / Fator de Aumento de Largura de Linha do Material.

MMF Multi Mode Fiber / Fibra Multi-Modo.

NG-PON2 Next Generation Passive Optical Network 2 / Rede Ótica Passiva de Última geração 2.

NRZ Non-Return-to-Zero / Não Retorno a Zero.

ODN Optical Distribution Network / Rede de Distribuição Ótica.

OLT Optical Line Terminal / Terminal Ótico de Linha.

ONT Optical Network Terminal / Terminal Ótica de Rede.

ONU Optical Network Unit / Unidade Ótica de Rede.

OPEX Operational Expenditure / Despesas Operacionais.

OPP Optical Path Penalty / Penalidade de Caminho Ótico.

OSA Optical Spectrum Analyzer / Analisador de Espectro Ótico.

PD Photodetector / Foto-Detector.

PIN Positive-Intrinsic-Negative / Positivo-Intrínseco-Negativo.

PON Passive Optical Network / Rede Passiva Ótica.

PtMP Point to Multi Point / Ponto para Multi Ponto.

PtP Point-to-Point / Ponto para Ponto.

Q Fator de Qualidade.

ROP Required Optical Power / Potência Ótica Requerida.

RR Rejection Rate / Taxa de Rejeição.

SMF Single Mode Fiber / Fibra Mono-Modo.

SNR Signal to Noise Ratio / Relação Sinal-Ruído.

SUPER-PON SUPER-Passive Optical Network / Super Rede Passiva Ótica.

TDM Time Division Multiplexing / Multiplexagem por Divisão do Tempo.

TDMA Time-Division Multiple Access / Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo.

TWDM Time Wavelength Division Multiplexing / Multiplexagem por Divisão do Tempo e Comprimento de Onda.

US Upstream / Ligação Ascendente.

VOA Variable optical attenuator / Atenuador Ótico Variável.

VR Virtual Reality / Realidade Virtual.

WDM Wavelength Division Multiplexing / Multiplexagem por Divisão de Comprimentos de Onda .

WM Wavelength Multiplexer / Multiplexador de Comprimentos de Onda.

WWW World Wide Web / Rede Mundial de Computadores.

XFP 10 Gigabit Small Form Factor Pluggable.

XG-PON 10G Passive Optical Network / Rede Passiva Ótica de 10G.

XGS-PON 10G Symmetrical Passive Optical Network / Rede Passiva Ótica Simétrica de 10G.

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo tem como principal objetivo fornecer uma introdução geral ao problema proposto nesta dissertação. Fazendo uma apresentação geral do tema da dissertação, bem como as motivações que levaram à realização da mesma. Em seguida são apresentados os vários objetivos que se pretendem alcançar com a realização deste documento. E por fim, uma breve descrição da estrutura geral do documento.

1.1 Visão Geral e Motivações

A Internet como a conhecemos só ficou acessível a partir de meados de 1991, pelas mãos de Tim Berners-Lee, criador da *World Wide Web* (WWW) [1]. A partir desse momento, a evolução da Internet foi exponencial, sendo que os sistemas de comunicação tiveram de acompanhar o rápido crescimento da procura dos vários serviços que foram sendo disponibilizados através da rede.

Os primeiros sistemas de comunicação com multiplexagem por divisão de frequência (FDM) utilizavam ligações por cabo coaxial, contudo esses sistemas foram evoluindo com o aumento da necessidade de largura de banda por parte dos serviços. Face à necessidade do aumento de velocidade de resposta destes sistemas, bem como o aumento das distâncias de propagação, foram implementados os primeiros sistemas de acesso baseados em fibras óticas. Estes vieram possibilitar o desenvolvimento de novas tecnologias, com vista a aumentar cada vez mais as capacidades da fibra, nomeadamente a utilização de multiplexagem por divisão de comprimento de onda (WDM).

Na era do vídeo, onde já existem televisões 4K e até 8K; jogos de computador e consolas com realidade aumentada (VR), com acesso à Internet, que permitem jogar e realizar transmissão online (*stream*); casas inteligentes; conferências por vídeo-chamada com alta qualidade, entre outros, a procura por largura de banda e altas velocidades de transmissão, têm vindo a aumentar consideravelmente. Assim, os fornecedores de serviços de Internet (ISP - Internet Service Providers), começam a necessitar de recorrer a tecnologias de acesso capazes de satisfazer todos os tipos de serviços de todos os seus clientes. A Figura 1.1 apresenta a evolução das diferentes tecnologias dos sistemas de comunicação mais utilizados ao longo dos anos.

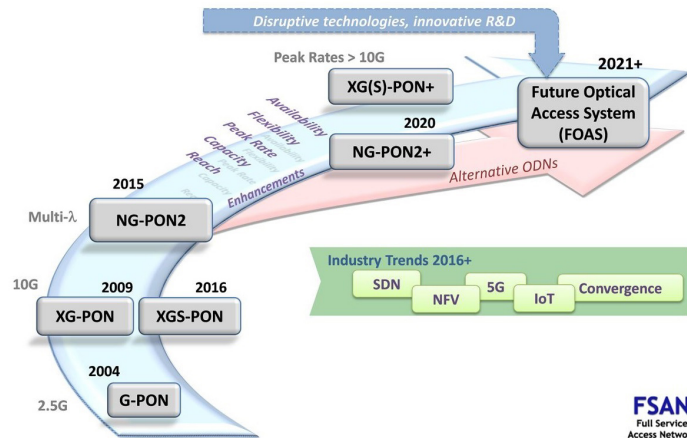


Figura 1.1: Evolução das tecnologias PON pela FSAN. Imagem adaptada de [2].

À data da realização desta dissertação, os sistemas de comunicação mais utilizados, também conhecidos como *Fiber to the X* (FTTx), onde o "X" pode ser: *Home* (casa), *Factory* (Fábrica), *Building* (edifício), entre outros, são o Giga PON (G-PON) e a *Next Generation PON 2* (NG-PON2), contudo atualmente encontram-se em desenvolvimento alguns sistemas com a tecnologia simétrica 10G PON (XGS-PON) [3]. No seguimento da tecnologia XGS-PON, foi recentemente apresentada a tecnologia SUPER-PON, que ainda se encontra em fase de teste/desenvolvimento e definição das normas associadas. Deste modo, a realização desta dissertação, vem ao encontro deste processo e pretende clarificar e validar, através do recurso à simulação e realização prática, que os objetivos propostos para esta tecnologia, são viáveis.

1.2 Objetivos

Com a realização desta dissertação pretende-se realizar um estudo da tecnologia SUPER-PON e para isso, alcançar os seguintes objetivos:

- Estudo prévio dos conceitos relativos às normas das tecnologias XG-PON e NG-PON2;
- Simulação e respectiva análise de um sistema a 10 Gb/s para diferentes tipos de recetores e transmissores;
- Modelização dos recetores e transmissores utilizados, segundo uma abordagem analítica baseada em parâmetros retirados de *datasheets* de componentes reais;
- Análise da viabilidade de implementação da tecnologia SUPER-PON.

1.3 Estrutura

Esta dissertação começa por uma breve introdução do que são redes ópticas passivas, para que servem e que características é que as definem. Segue-se os objetivos e motivações que despoletaram o desenvolvimento da tecnologia SUPER-PON, bem como a escrita desta dissertação. Deste ponto em diante, a estrutura da dissertação estará organizada em 5 capítulos da seguinte forma:

No capítulo 2, é feita uma introdução às redes ópticas passivas. O capítulo começa por descrever algumas das principais características de uma PON e posteriormente referindo duas das tecnologias precedentes à SUPER-PON, mais relevantes, nomeadamente a XG-PON e a NG-PON2. Relativamente à última tecnologia, são apresentados alguns dos parâmetros definidos pela norma respectiva à mesma, sendo que estes parâmetros serão importantes no decorrer desta dissertação. Em seguida é feita uma descrição da tecnologia SUPER-PON e uma descrição detalhada de todos os componentes óticos essenciais num sistema de comunicações óticas, nomeadamente emissores, recetores, *splitters*, fibra ótica e filtros, bem como uma descrição de alguns dos fenómenos associados a estes componentes.

No capítulo 3, são apresentadas as simulações realizadas com recurso ao *software* VPIphotonics, onde são apresentados os *setups* utilizados, seguidos dos cálculos teóricos realizados para a caracterização de alguns dos parâmetros dos recetores. Em seguida são apresentados os resultados de simulação obtidos para os diferentes cenários simulados, considerando diferentes tipos de transmissores (EML e DML) e recetores (PIN e APD). No fim do capítulo demonstra-se ainda os resultados obtidos para as simulações com compensação de dispersão.

O capítulo 4 é referente aos testes laboratoriais realizados, onde é feita uma caracterização de um sistema NG-PON2, em *downstream e upstream*. Caracterização esse que foi essencial para a compreensão da abordagem necessária para as realizações seguintes, focadas na caracterização de um sistema SUPER-PON. Neste capítulo são apresentados todos os *setups* utilizados para os diferentes testes conduzidos, sendo que se demonstra e comenta todos os resultados obtidos.

O capítulo 5 conclui esta dissertação, referindo os objetivos alcançados e deixando em aberto alguns objetivos para possíveis trabalhos futuros.

1.4 Contribuições

As principais contribuições desta dissertação residem nos seguintes pontos:

- Estudo e simulação de um sistema NG-PON2;
- Modulação de recetores reais para 10 Gbit/s, através de uma abordagem analítica com base nos parâmetros conhecidos dos mesmos;
- Realização experimental de um sistema a 10 Gbit/s com 50 km de fibra, compensação de dispersão por fibra de compensação de dispersão (DCF - *Dispersion Compensation Fiber*), filtragem de canais por multiplexer de comprimentos de onda (WM - *Wavelength Multiplexer*), com o recurso a XFP's para NG-PON2.

Capítulo 2

Redes Óticas Passivas de Acesso

Neste capítulo é feita uma introdução teórica aos conceitos anteriormente referidos. Inicia-se com uma explicação do que é uma rede ótica passiva (PON) e em seguida são apresentadas as tecnologias que precederam o desenvolvimento da tecnologia em estudo, a SUPER-PON. É feita uma breve descrição das principais características de cada uma destas tecnologias, bem como uma apresentação geral da tecnologia SUPER-PON. Posteriormente, é apresentada uma explicação geral sobre todos os componentes óticos necessários a uma PON, bem como alguns fenômenos físicos relacionados com estes componentes.

2.1 Rede Ótica Passiva

PON ou *Passive Optical Network*, traduzido, Rede Ótica Passiva, como o nome indica, é uma rede de fibra ótica passiva, pois não contem elementos ativos, i.e., os dispositivos que a constituem, não necessitam ser alimentados com corrente elétrica para funcionarem. Estas redes possibilitam o acesso à banda larga, tanto para uso residencial como empresarial. Além disso são responsáveis por toda a gestão e transporte dos dados das comunicações. Estas redes são também conhecidas como redes FTTx e implementam uma arquitetura ponto-para-multi ponto (PtMP), onde uma única fibra ótica consegue satisfazer vários utilizadores. A arquitetura base de uma rede PON é apresentada na Figura 2.1, sendo estas constituídas principalmente, por três módulos diferentes: o terminal ótico de linha (OLT - *Optical Line Terminal*), a rede ótica de distribuição (ODN - *Optical Distribution Network*), e o terminal ótico de rede (ONT - *Optical Network Terminal*), ou unidade ótica de rede (ONU - *Optical Network Unit*) [3].

O OLT encontra-se no gabinete central (CO - *Central Office*) do fornecedor de serviço de *Internet* (ISP - *Internet Service Provider*) e é um dispositivo que realiza a conversão dos domínios elétrico-ótico e ótico-elétrico. A sua principal função é a transmissão da informação para todos os ONUs/ONTs, em modo *broadcast*, bem como, fazer todo o controlo e sincronização do fluxo bidirecional de informação na rede [3].

Por ODN entende-se toda a parte da rede destinada à distribuição da informação, sendo esta apenas constituída por componentes passivos, nomeadamente, toda a extensão de cabo de fibra ótica e os divisores de sinal e de potência (*splitters*). Na transmissão descendente (DS - *Downstream*) o fluxo de dados é contínuo, e a comunicação entre OLT e ONU/ONT é realizada por multiplexagem por divisão de tempo (TDM - *Time-Division Multiplexing*), sendo que

as ONUs/ONTs recebem todas as tramas de pacotes mas descartam as que não lhe são destinadas. Já na direção ascendente (US - Upstream), a transmissão é feita em modo *burst*, sendo que cada ONU/ONT, tem um intervalo de tempo específico para transmitir, segundo a tecnologia de múltiplo acesso por divisão de tempo (TDMA - *Time-Division Multiple Access*) [4].

Tanto o ONU como o ONT são dispositivos terminais, que desempenham a função de conversão do sinal óptico proveniente do OLT em sinal elétrico, em DS, e ainda a conversão do sinal elétrico em óptico, em US. A diferença entre estes dois dispositivos reside na sua localização, isto é, o ONT normalmente é utilizado para cliente individuais, e por isso a sua localização é normalmente dentro das instalações do cliente. Em contra partida, o ONU é normalmente utilizado para clientes empresariais (exemplo: fábricas, escritórios, hotéis, etc), sendo que estes se encontram em abrigos externos, próprios para o efeito. Devem por isso ser resistentes às diversas condições atmosféricas [3].

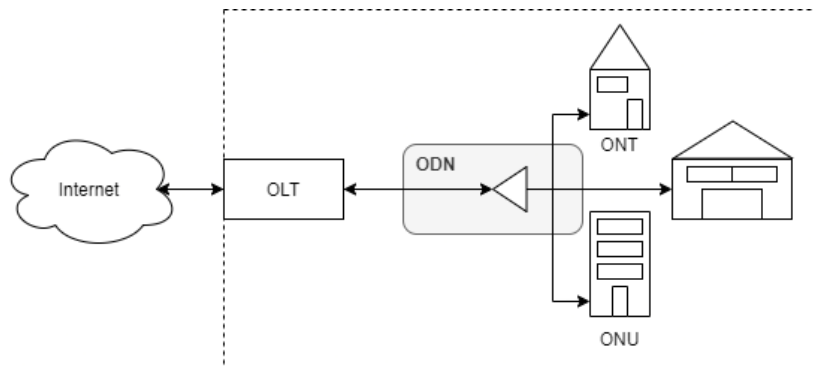


Figura 2.1: Arquitectura típica de uma PON.

2.2 Tecnologias anteriores à SUPER-PON

Nesta secção é feita uma breve descrição das tecnologias mais relevantes, que precederam o desenvolvimento da SUPER-PON, nomeadamente XG/XGS-PON e NG-PON2, bem como algumas das principais características das mesmas.

2.2.1 XG-PON e XGS-PON

A arquitectura 10G-PON, também conhecida como XG-PON, foi normalizada em 2010 pela FSAN (ITU-T G.987), sendo esta, uma evolução da tecnologia precedente, G-PON. A XG-PON pressupõe um aumento do débito binário de 2.5 Gbit/s para 10 Gbit/s em DS, e de 1.25 Gbit/s para 2.5 Gbit/s em US, bem como uma adição de funcionalidades, tais como, a realocação dinâmica da banda larga, através de novos métodos de multiplexagem. Os métodos utilizados foram o TDMA para US e TDM para DS, o que permitiu um aumento da capacidade do rácio de divisão, sendo possível obter entre 1:32 e 1:256 ONUs para cada OLT. Com esta tecnologia foi ainda possível aumentar a distância de propagação do sinal óptico na fibra para 60 km [5].

Relativamente ao comprimento de onda, foi utilizado o comprimento de onda entre 1575 e 1580 nm para DS e 1260 e 1280 para US, como se pode verificar pela Figura 2.2.

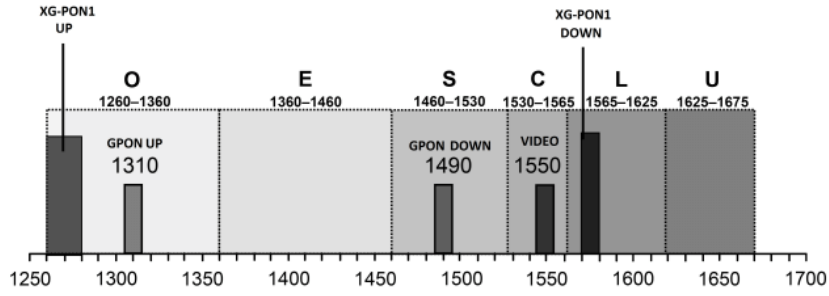


Figura 2.2: Planeamento de comprimentos de onda para XG-PON e XGS-PON [4].

Posteriormente, foi realizado um *upgrade* a esta tecnologia, possibilitando a utilização de *bit rates* simétricos, i.e., 10 Gbit/s em DS e US, pelo que esta tecnologia ficou conhecida por XGS-PON.

2.2.2 NG-PON2

Até meados de 2015, apesar de já se conseguir *bit rates* na casa dos 10 Gbit/s, ainda permaneciam algumas limitações nestas redes, nomeadamente o facto de apenas permitir um único comprimento de onda para DS e um para US. Assim, a tecnologia NG-PON2 (ITU-T G.989) veio revolucionar o mundo das redes ópticas com a introdução da multiplexagem por divisão de comprimentos de onda no tempo (TWDM). Esta tecnologia veio permitir um aumento na largura de banda disponível, através da utilização de diferentes comprimentos de onda e coexistência com os comprimentos de onda utilizados para as tecnologias precedentes. Para possibilitar a implementação desta tecnologia, foi necessário realizar algumas alterações por parte dos ISPs, nomeadamente nos *end-points*, i.e., a troca dos OLTs e ONUs das tecnologias anteriores, para dispositivos sintonizáveis. Contudo, devido ao uso da arquitectura TWDM, não foi necessário realizar nenhuma alteração nas redes ODNs já existentes, que é onde reside a maior fatia dos custos associados à implementação desta tecnologia. Os LASERS utilizados nas OLTs eram sintonizáveis, bem como os recetores utilizados nos ONUs. A utilização do TWDM permitiu assim atingir 40 Gbit/s DS em agregado, sendo 4 canais de 10 Gbit/s, em até 10 Gbit/s US em agregado, sendo 4 canais de 2.5 Gbit/s. Possibilitava ainda a utilização de 8 comprimentos de onda, o que permitiu atingir *bit rates* de 80 Gbit/s em DS e 20 Gbit/s em US com a capacidade de atingir até 40 km de alcance e com um rácio de divisão de 1:64. A Figura 2.3 demonstra a estrutura típica de um sistema NG-PON2.

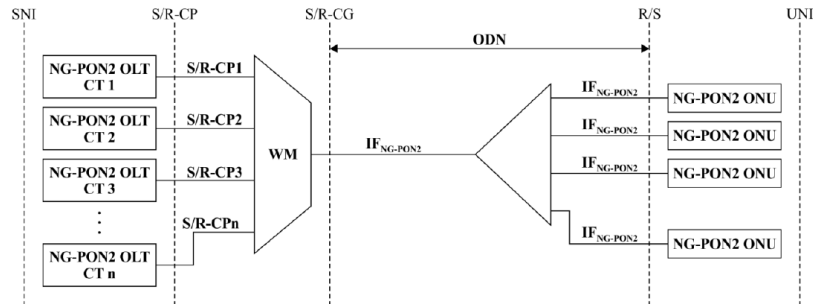


Figura 2.3: Arquitetura de um sistema NG-PON2 [6].

Esta arquitectura permite tanto ligações ponto-para-multiponto (PtMP) através do TWDM como ligações ponto-para-ponto (PtP) através de WDM. Do lado do emissor (lado esquerdo da Figura 2.3), cada OLT é responsável pelo envio de um comprimento de onda específico, de acordo com os canais respetivos à NG-PON2. Os canais são posteriormente multiplexados pelo multiplexer de comprimento de onda (WM). Relativamente ao recetor (lado direito da Figura 2.3), cada ONU/ONT, é equipado com um transmissor e recetor sintonizáveis. Os recetores e emissores das ONUs devem ser capazes de se ajustar aos canais TWDM ou PtP WDM relativos às direções DS e US, respectivamente, de acordo com as bandas definidas para NG-PON2, apresentadas na Tabela 2.1. Relativamente aos comprimentos de onda para esta tecnologia, foram utilizados as bandas de 1596 a 1603 nm para DS e de 1524 a 1544 nm (banda larga) para US, como se pode verificar pela Figura 2.4 [6].

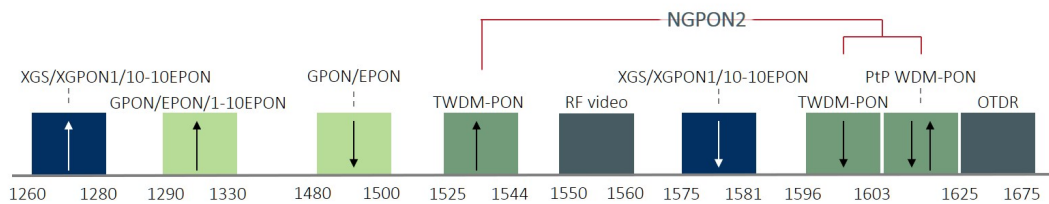


Figura 2.4: Planeamento de comprimentos de onda para NG-PON2 [7].

Canal	<i>Upstream</i> - Banda C		<i>Downstream</i> - Banda L	
	Freq. Central (THz)	Comp. de onda (nm)	Freq. Central (THz)	Comp. de onda (nm)
1	195.6	1532.68	187.8	1596.34
2	195.5	1533.47	187.7	1597.19
3	195.4	1534.25	187.6	1598.04
4	195.3	1535.04	187.5	1598.89
5	195.2	1535.82	187.4	1599.75
6	195.1	1536.61	187.3	1600.60
7	195.0	1537.40	187.2	1601.46
8	194.9	1538.19	187.1	1602.31

Tabela 2.1: Planeamento de comprimentos de onda para *downstream* e *upstream* para NG-PON2 com 100 GHz entre canais [6].

Considerando os comprimentos de onda dos canais e a arquitectura desta tecnologia, é essencial que o ONU/ONT tenham a capacidade de sintonização com cada um dos comprimentos de onda, consoante a receção e transmissão pretendida. Assim, como referido anteriormente, é importante que em direção *downstream* o ONU sintonize o seu recetor com o comprimento de onda respectivo ao serviço pretendido, enquanto que na direção *upstream* o OLT não necessita sintonização devido à presença de um WDM no CO. Os requisitos para o OLT e para o ONU a 10 Gbit/s, encontram-se descritos nas tabelas 2.2 e 2.3, respectivamente.

Item	Unidades	Valor			
Transmissor					
Ritmo de transmissão	Gbit/s	9.95328			
Comprimento de onda	nm	1596-1603			
Espaçamento entre Canais	GHz	100			
Codificação	-	Scrambled NRZ			
Razão de Extinção mínima	dB	8.2			
Classes ODN		N1	N2	E1	E2
Potência Média Mínima de Lançamento	dBm	3.0	5.0	7.0	9.0
Potência Média Máxima de Lançamento	dBm	7.0	9.0	11.0	11.0
Recetor					
BER de Referência	-	10^{-3}			
Classes ODN		N1	N2	E1	E2
Sensibilidade					
Tipo de Ligação A	dBm	-26.0	-28.0	-30.5	NA
Tipo de Ligação B	dBm	-28.0	-30.0	-32.5	-32.5
Sobrecarga					
Tipo de Ligação A	dBm	-5.0	-7.0	-9.0	NA
Tipo de Ligação B	dBm	-7.0	-9.0	-11.0	-11.0

Tabela 2.2: Parâmetros da interface ótica do OLT a 10 Gbit/s para NG-PON2 [6].

Item	Unidades	Valor			
Recetor					
BER de Referência	-	10^{-3}			
Classes ODN		N1	N2	E1	E2
Sensibilidade	dBm	-28.0	-28.0	-28.0	-28.0
Sobrecarga	dBm	-7.0	-7.0	-7.0	-9.0
Transmissor					
Ritmo de transmissão	Gbit/s	9.95328			
Espaçamento mínimo entre canais	GHz	50			
Espaçamento máximo entre canais	GHz	200			
Codificação	-	Scrambled NRZ			
Razão de Extinção mínima	dB	6			
Classes ODN		N1	N2	E1	E2
Potência Média Mínima de Lançamento					
Tipo de Ligação A	dBm	4.0	4.0	4.0	NA
Tipo de Ligação B	dBm	2.0	2.0	2.0	4.0
Potência Média Máxima de Lançamento					
Tipo de Ligação A	dBm	9.0	9.0	9.0	NA
Tipo de Ligação B	dBm	7.0	7.0	7.0	9.0

Tabela 2.3: Parâmetros da interface ótica do ONU a 10 Gbit/s para NG-PON2 [6].

Os valores associados aos tipos de ligação, para ambas as Tabelas 2.2 e 2.3, estabelecem que:

- Ligação do tipo A pressupõe que não é usado amplificador no recetor do OLT, contudo não é impedido o uso do mesmo;
- Ligação do tipo B, pressupõe o uso de um amplificador antes do recetor do OLT no ponto de referência S/R-CG, da Figura 2.3, contudo pode ser utilizado amplificação noutra ponto de referência, ou até mesmo não utilização de amplificação de todo.

Além disso, é importante ter em consideração as perdas associadas à rede de distribuição ODN. Existem quatro classes de ODNs, E1, E2, N1 e N2. Estas classes estão padronizadas na norma [6] e definem os limites mínimos e máximos, associados às perdas ao longo da rede de distribuição ODN. Para este efeito, apenas são consideradas as perdas entre a saída do CO e a entrada das ONUs da Figura 2.3. Esses valores são apresentados na Tabela 2.4.

	Classe N1	Classe N2	Classe E1	Classe E2
Perda Mínima no Caminho Ótico (dB)	14	16	18	20
Perda Máxima no Caminho Ótico (dB)	29	31	33	35
Diferença Máxima no Caminho Ótico (dB)	15			

Tabela 2.4: Perdas no caminho ótico para as diferentes classes ODN [6].

Concluindo, a sensibilidade do ONU/ONT, é entendida com a potência ótica requerida para se atingir um determinado valor de BER. A 10 Gbit/s, para NG-PON2 está definida uma sensibilidade de aproximadamente -28 dBm para um BER na ordem dos 10^{-3} [6]. Por fim, a penalidade de caminho ótico OPP, que é definida como a diferença entre as sensibilidades a um determinado BER, com e sem fibra ótica. Neste caso, foi definido como norma, 2 dB de penalidade em *downstream* e em *upstream* [6].

2.3 SUPER-PON

A arquitectura SUPER-PON é uma fusão melhorada das duas tecnologias anteriormente referidas, a XG-PON ou XGS-PON com a NG-PON2 e será descrita neste sub-capítulo com mais detalhe.

2.3.1 Motivação à criação da tecnologia

A SUPER-PON é uma tecnologia que se encontra atualmente em desenvolvimento e surgiu na sequência do primeiro serviço de fibra implementado pela Google, a *Google Fiber*. Esta tecnologia começou a ser implementada em meados de 2010 em alguns estados dos Estados Unidos e prometia aos seus utilizadores um serviço de banda larga com velocidades de *download* e *upload* de 1 Gbit/s bem como serviço de televisão por cabo e telefone [8]. Contudo a implementação desta tecnologia foi considerada um fracasso, sendo que a Google teve de renovar os seus planos tecnológicos [9]. Assim, e com um constante aumento do número de serviços que necessitam grandes quantidades de largura de banda, bem como o aumento do número de utilizadores desses mesmos serviços, foi necessário desenvolver formas de rentabilizar as redes óticas já existentes, permitindo que estas fossem capazes de satisfazer um

maior numero de utilizadores numa maior área de abrangência, i.e., um aumento da área de cobertura de cada CO. A Figura 2.5 representa o que a Google propôs alcançar para esta tecnologia.

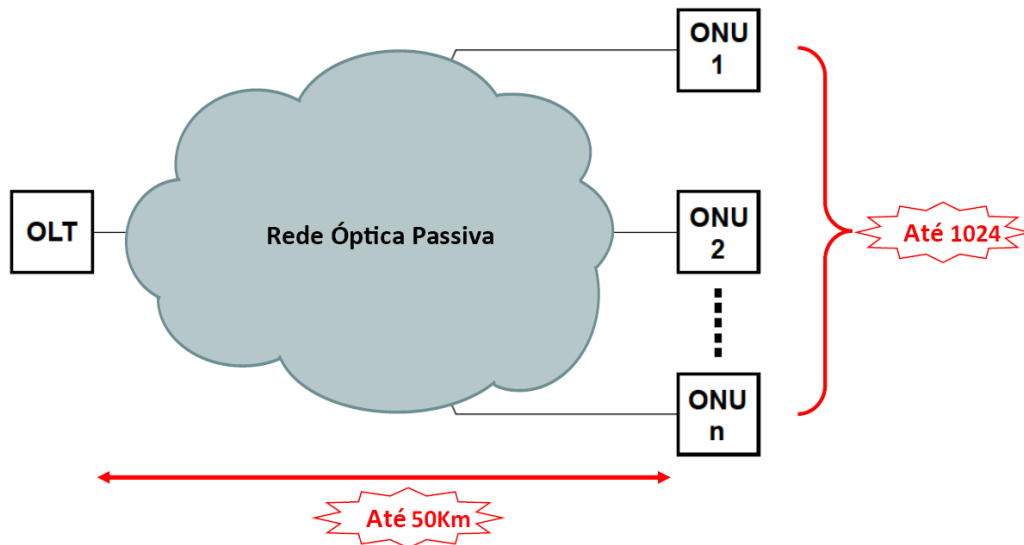


Figura 2.5: Representação do conceito de um sistema SUPER-PON. Imagem adaptada de [10].

2.3.2 Vantagens da SUPER-PON

Tendo em conta as motivações acima referidas, pode-se facilmente entender algumas das vantagens associadas à implementação desta tecnologia, nomeadamente, o aumento da área de cobertura de cada CO, em distância e em número de utilizadores, e consequentemente a redução do número de COs necessários, representando assim uma redução significativa no OPEX associado à implementação e instalação desta tecnologia, por parte das empresas fornecedoras de serviços de telecomunicações e outros. Além disso, a SUPER-PON apresenta suporte tanto para ligações residenciais como ligações empresariais ponto a ponto. É ainda capaz de fornecer melhorias às redes de fibra já existentes com tecnologias precedentes bem como fornecer suporte a futuras comunicações celulares de 5G.

2.3.3 Desvantagens da SUPER-PON

Apesar desta tecnologia apresentar grandes avanços tecnológicos, tem associadas algumas desvantagens, nomeadamente na implementação da mesma. Isto deve-se ao facto de que esta tecnologia é um *upgrade* a tecnologias já existentes, contudo para ser possível alcançar as metas propostas pela mesma, é necessário realizar alterações nas redes de distribuição ODN, algo que até ao momento ainda não tinha sido necessário. Isto, como é de esperar, envolve um grande investimento por parte dos ISPs, pois é necessário, fazer a adição de um *splitter* adicional em cada uma das ODNs, o que implica bastantes custos logísticos.

2.3.4 Arquitetura do sistema

A arquitetura SUPER-PON integra as tecnologias PtMP e PtP na mesma rede, i.e., tem suporte para ligações residenciais e ligações ponto a ponto através da multiplexagem densa de comprimentos de onda (DWDM - Dense Wavelength Division Multiplexing). O CO de uma rede SUPER-PON é constituído por uma *stacks* de OLTs, sendo que cada uma dessas OLTs emite a um determinado comprimento de onda, que posteriormente são multiplexados pelo módulo MUX/Amplifier e enviados para fibra. Em seguida, os canais são desmultiplexados através de um filtro cíclico de matriz de guias de onda (CAWG: *cyclic arrayed waveguide grating*), que é responsável pela divisão espacial dos comprimentos de onda à saída AWG. Cada um dos comprimentos de onda é enviado para uma fibra ótica diferente, sendo que cada um dos comprimentos de onda corresponde a um serviço diferente. No caso de ligações ponto-a-ponto essa ligação é feita diretamente, e no caso de ligações PtMP o sinal é ainda sujeito a uma divisão de potência antes de chegar às ONUs. A arquitetura SUPER-PON pressupõe um alcance máximo de 50 km, entre o CO e os *end-points* ONU/ONT, independentemente se for ligação PtMP ou PtP. Na situação residencial, PtMP, a SUPER-PON permite um rácio de divisão máximo de 1:1024, i.e., cada comprimento de onda é dividido por 64 utilizadores. Na Figura 2.6 é demonstrada a arquitectura típica que se pretende para esta tecnologia.

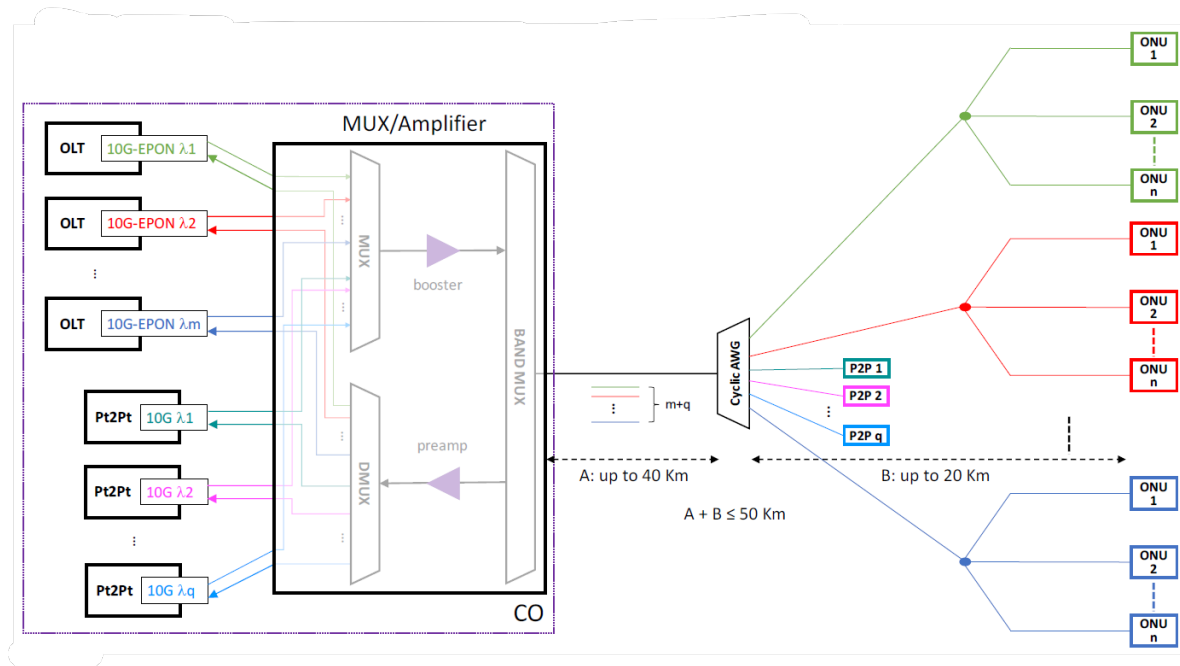


Figura 2.6: Arquitectura de uma SUPER-PON [10].

2.3.5 Requisitos

Alguns dos requisitos para a SUPER-PON vão de encontro ao já anteriormente mencionado para NG-PON2, segundo a recomendação G.989 [6], emitida pelo ITU-T. Isto porque, parte da tecnologia tem como base os alicerces da NG-PON2, nomeadamente as especificações relativas aos OLTs e ONUs. Contudo, ao momento da escrita desta dissertação, ainda não havia nenhuma recomendação emitida para SUPER-PON.

Bit Rate

Sistemas SUPER-PON pressupõe a existência de 16 pares de canais de 10 Gbit/s (US e DS) para uso residencial e mais 4 pares de canais de 10 Gbit/s para ligações PtP, multiplexados por uma arquitectura DWDM. Assim, é possível atingir capacidades de 160 Gbit/s em agregado para ligações residenciais e 40 Gbit/s em agregado para ligações ponto-a-ponto. Estes sistemas possibilitam três combinações de *bit rates* diferentes:

- Assimétrico - 10 Gbit/s DS e 1 Gbit/s US;
- Assimétrico - 10 Gbit/s DS e 2.5 Gbit/s US;
- Simétrico - 10 Gbit/s DS e US.

O facto desta tecnologia permitir diferentes *bit rates* na direção US, torna-a mais versátil, pois permite a utilização de ONUs de versões anteriores, com menores *bit rates* [10], sendo que esta característica também representa uma redução nos custos associados à implementação da mesma. Contudo, para efeitos desta dissertação, apenas serão abordados *bit rates* de 10 Gbit/s.

Alcance na fibra

Como apresentado na Figura 2.6, o alcance máximo de fibra pretendido entre o CO e o AWG, pode chegar até 40 km. Já a distancia entre o AWG e os ONUs pode alcançar até 20 km, sendo que o limite máximo entre CO e ONUs é de 50 km. Contudo, dependendo do tipo de LASER e do *bit rate* utilizado, pode ser necessário realização de compensação da dispersão e/ou correcção continua de erros (FEC - Forward Error Correction). Na Tabela 2.5 são apresentadas as situações em que poderá ser necessário o uso de métodos de compensação da dispersão, para diferentes tipos de modulação. Estes processos serão discutidos mais à frente.

Tipo de LASER	1 Gbit/s	2.5 Gbit/s	10 Gbit/s	25 Gbit/s
DML	Não	Não	Sim	N/A
EML	Não	Não	Não	Sim

Tabela 2.5: Cenários de necessidade de compensação de dispersão [10].

Planeamento dos comprimentos de onda

Relativamente ao planeamento do comprimento de onda, a SUPER-PON prevê uma coexistência com as tecnologias anteriormente padronizadas tanto pela ITU-T como pelo IEEE através do uso de DWDM, com AWG cíclico e posteriormente com TDM nos restantes *splitters*. A Figura 2.7 demonstra o planeamento dos comprimentos de onda para esta tecnologia.

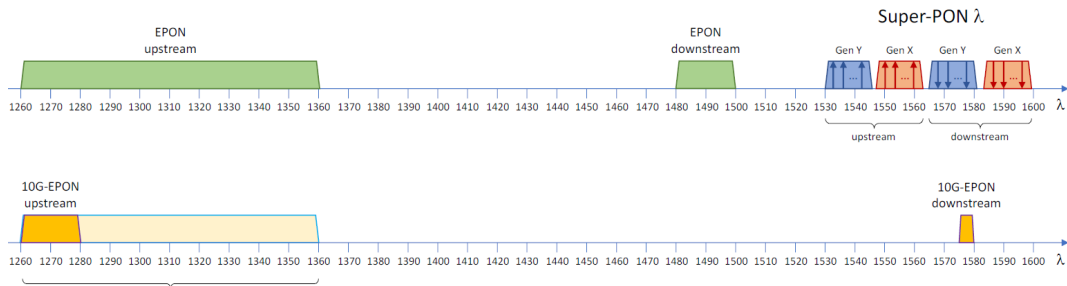


Figura 2.7: Planeamento de comprimentos de onda para SUPER-PON [10].

Sendo que a gama comprimentos de onda para SUPER-PON, foi sub-dividida em bandas mais pequenas, aproximadamente iguais, a gama relativa à geração X e à geração Y. Esta divisão tem como objectivo aumentar a performance em velocidade do sistema, sendo que inicialmente se pretende utilizar a gama respectiva à geração X e posteriormente fazer-se o *upgrade* para a geração Y. Na Tabela 2.6 encontra-se a divisão das gamas de comprimentos de onda com base nas diferentes gerações e direcções de propagação.

Geração	<i>Downstream</i>	<i>Upstream</i>
X	1565 .. 1581 nm	1530 .. 1546 nm
Y	1583 .. 1599 nm	1547 .. 1563 nm

Tabela 2.6: Gamas de comprimentos de onda SUPER-PON para as duas gerações [10].

Estas gamas de comprimentos de onda definem as gamas espectrais livres (FSR: *Free Spectral Range*) do AWG cíclico, e podem ter até 20 canais DWDM espaçados de 100 GHz, cada uma, sendo 16 canais para ligações residenciais e 4 para ligações PtP, como referido anteriormente. Contudo, ao momento da escrita desta dissertação, os comprimentos de onda para SUPER-PON ainda não se encontram padronizados.

2.4 Componentes Óticos

Nesta secção serão abordados, com algum detalhe, os componentes óticos essenciais numa PON, com especial foco na tecnologia SUPER-PON. Começando por uma descrição dos diferentes tipos de LASERs, LASERs de *feedback* distribuído, LASERs modulados externa e diretamente. Depois é feita uma breve descrição sobre fibras óticas, nomeando quais os fenómenos mais influentes na qualidade do sinal, nomeadamente, atenuação e dispersão. Posteriormente, é feita uma descrição dos vários *splitters* necessários a uma rede SUPER-PON, nomeadamente, o AWG e os *splitters* de potência. No fim do capítulo são ainda apresentados os diferentes tipos de recetores, PIN e APD, bem como as principais características que os distinguem.

2.4.1 Transmissores

Um transmissor ótico é o elemento responsável pelo envio da informação para a rede. Estes são constituídos por vários componentes óticos e eléctricos, que têm como principal objectivo a realização da modulação dos dados que se pretendem transmitir (domínio eléctrico), num

feixe de luz (domínio ótico), que posteriormente será enviado para a rede ótica. Com base no tipo de modulação, podem-se destacar dois tipos diferentes de transmissores, com LASERs modulados diretamente (DML) e os modulados externamente (EML) [11].

LASER de *feedback* distribuído

Os DFBs apresentam características muito vantajosas para os sistemas de comunicação ótica, nomeadamente o facto de serem sintonizáveis, i.e., conseguem emitir a diferentes frequências/comprimentos de onda. Aliado a esta característica, está o facto de possuírem uma largura espectral bastante reduzida, isto permite-lhes que o seu ganho seja centralizado na frequência a que este está sintonizado, e muito reduzido nas frequências adjacentes. Deste modo, os DFBs apresentam interferências bastante reduzidas nos canais adjacentes, como se pode verificar na Figura 2.8. Além disso, este tipo de LASERs apresentam valores de largura espectral bastante inferiores aos LASERs Fabry-Perot (FP) [12], contudo os últimos não serão abordados por estarem fora do foco desta dissertação, devido ao facto de serem LASERs cujo espectro apresenta vários modos longitudinais e por isso a sua largura espectral é mais elevada.

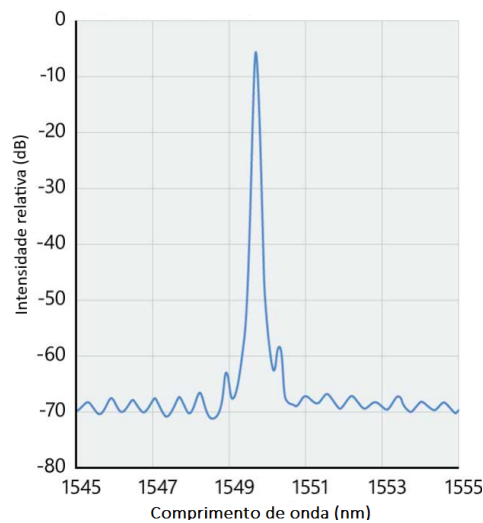


Figura 2.8: Espectro ótico de um LASER DFB. Imagem adaptada de [13].

Conhecendo o espectro deste tipo de LASER, é também importante perceber de que forma a potência de saída se relaciona com a corrente aplicada ao LASER. A Figura 2.9 ilustra a relação típica entre a potência ótica de saída e a corrente aplicada de um LASER DFB. Como se pode verificar, o LASER apresenta dois estados diferentes de emissão de luz, sendo que estes estados são dependentes do ponto de polarização do LASER. Abaixo do limiar de *threshold* (I_{th}) o LASER fica em regime de emissão espontânea. Acima do limiar de *threshold* o LASER muda para emissão estimulada e a sua potência de saída passa a variar linearmente com o aumento da corrente aplicada.



Figura 2.9: Curva característica de um LASER DFB.

Por forma a conseguir-se avaliar a performance de modulação do LASER face à transmissão dos dados, é ainda importante introduzir o conceito de razão de extinção (ER - *Extinction Ratio*), definido pela Equação 2.1. Para NG-PON2 o valor mínimo padrão para o ER relativo à OLT é de 8.2 dB [6].

$$ER = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) \quad (2.1)$$

O ER é definido como a rácio de potência, em dB, entre dois níveis lógicos de um sinal, em que P_0 é a potência ótica transmitida relativa ao nível lógico 0, e P_1 a potência ótica transmitida relativa ao nível lógico 1. Com isto, é importante perceber de que forma é possível realizar a modulação destes níveis lógicos, bem como a influência dessa modulação na qualidade do sinal transmitido. Os dois processos de modulação serão apresentados de seguida.

Modulação Externa

Na modulação externa, são utilizados dois componentes: um LASER que é responsável pela emissão contínua (CW - Continuous Wavelength) de um feixe de luz, cuja potência se mantém constante ao longo do tempo; e um modulador. O modulador atua como um interruptor, sendo que para o nível lógico '0', o modulador bloqueia a passagem do feixe de luz, e para o nível lógico '1', este deixa passar o feixe de luz, consoante a informação que se pretende transmitir. Contudo, este modulador tem de ser suficientemente rápido para acompanhar as constantes comutações entre níveis lógicos para os *bit rates* pretendidos, para garantir que não há distorção no sinal [11]. Este processo é representado na Figura 2.10.

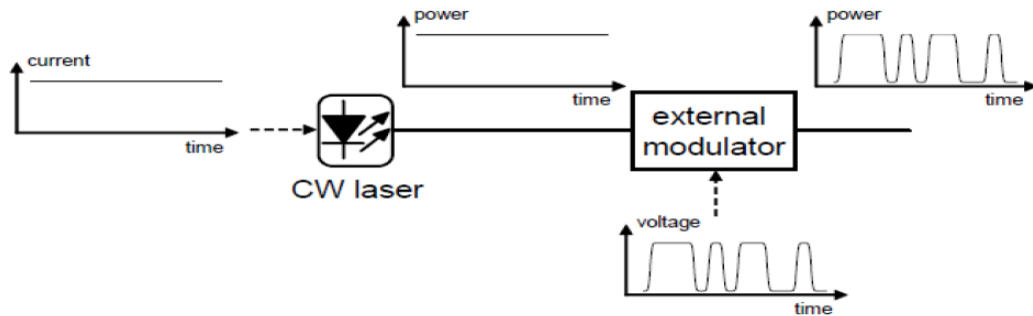


Figura 2.10: Princípio de funcionamento de um EML. Imagem adaptada de [11].

Estes moduladores podem ser do tipo electro-absorção (EAM) ou electro-ótico (EOM). O processo associado a este tipo de moduladores deve ter um tempo de subida o mais reduzido possível, i.e., uma largura de banda o mais elevada possível. Este tipo de características aumentam a complexidade destes dispositivos e conseqüentemente do custo global do transmissor. O princípio de funcionamento de um modulador de electro-absorção é descrito na Figura 2.11 e baseia-se na alteração do coeficiente de absorção (α) do material em resposta à tensão ($V(t)$) aplicada ao modulador, segundo a expressão 2.2. Por consequência, a intensidade do feixe de saída também se altera.

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{-\alpha \cdot V(t)} \quad (2.2)$$

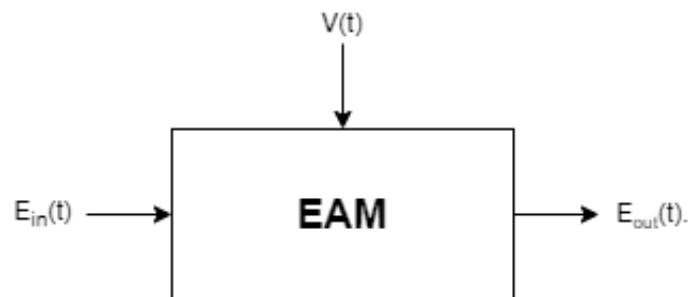


Figura 2.11: Princípio de funcionamento de um EAM.

Modulação Direta

O mesmo princípio já não se aplica a DMLs, pois para estes não existe a necessidade de utilização de um dispositivo adicional para realizar a modulação. A modulação é feita através do controlo da corrente de polarização do próprio LASER como é apresentado na Figura 2.12, i.e., aplica-se uma corrente menor ou maior consoante o nível lógico que se pretende transmitir.

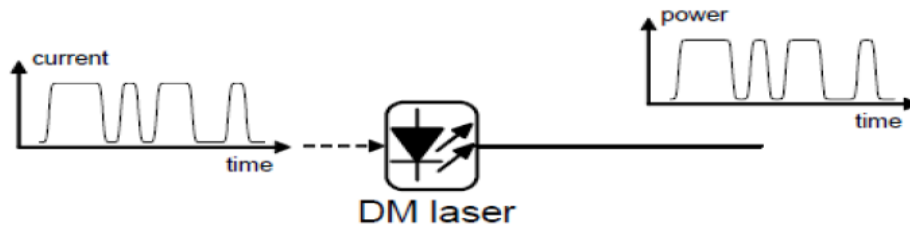


Figura 2.12: Princípio de funcionamento de um DML. Imagem adaptada de [11].

Nos LASERs a potência de saída depende da corrente que é aplicada ao díodo emissor, segundo a função transferência do mesmo. A potência de saída aumenta linearmente com o aumento da corrente, até a um limite de saturação. O limite de saturação e o limiar de *threshold* variam de LASER para LASER. Na Figura 2.13 é possível observar uma representação da característica de potência ótica em função da corrente aplicada, típica de um LASER DML. Enquanto a corrente de polarização se mantiver abaixo do limiar de *threshold* (I_{th}), o LASER não emite luz, e mantém-se no estado de emissão espontânea. Um aumento na corrente de polarização acima do limiar de *threshold*, traduz-se num aumento linear da potência de saída, passando assim o LASER a funcionar em emissão estimulada. Quanto mais perto do limiar de *threshold* estiver a corrente de polarização, maior será o ER (para a mesma corrente de modulação), contudo, maior será o *chirp* associado e conseqüentemente, pior será a relação sinal-ruído (SNR) do sinal. Em contrapartida, quanto maior for a corrente de polarização, i.e., mais afastada estiver do limiar de *threshold*, menor será o impacto do *chirp*, menor será o ruído, o que se poderá traduzir num aumento da qualidade do sinal transmitido. Além disso, como o *chirp* está associado ao alargamento do espectro, a sua redução resulta na redução do impacto da dispersão no sinal [11].

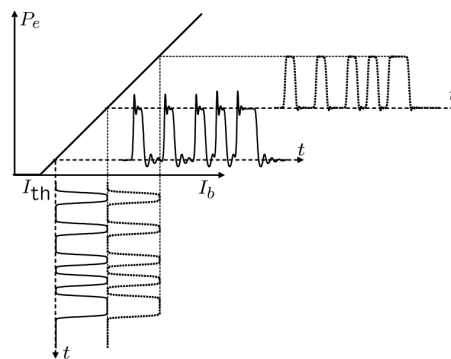


Figura 2.13: Ilustração do conceito de modulação direta. Variação da potência emitida de um LASER em função da corrente aplicada [11].

Deste modo, o processo que envolve um DML é mais simples e por isso envolve componentes mais baratos. Contudo, o *chirp* associado a este tipo de LASER é maior. Com DMLs é possível atingir potências de saída mais elevadas, mas a custo de menores ER, e por isso, para aplicações que exijam *bit rates* mais elevados, iguais ou superiores a 10 Gbit/s, é necessário ter algumas precauções no ponto de polarização. Já o EML, apesar ter menores potências

de saída, apresenta fenômenos de *chirp* mais baixos e ER mais elevados, o que lhe permite obter uma melhor performance para aplicações caracterizadas por *bit rates* e distâncias mais elevadas, são por isso mais caros que os DMLs.

Chirp

A modulação de intensidade do feixe de luz é normalmente acompanhada por uma modulação da fase do feixe, isto acontece devido ao processo físico associado a esta modulação. Assim, não só a potência fica dependente do tempo, como também a fase do feixe, algo que na maioria dos casos não é desejável. Consequentemente, uma variação na fase, traduz-se numa mudança na frequência instantânea do sinal. Esta variação pode ser descrita segundo a expressão 2.3 [11].

$$\Delta v(t) = \frac{\alpha}{4\pi} \cdot \left(\frac{d}{dt} \cdot [\ln(P_e(t))] + k \cdot P_e(t) \right) \quad (2.3)$$

Onde o k é o coeficiente de *chirp* adiabático, α o fator de aumento de largura de linha e $P_e(t)$ a potência emitida em função do tempo. Assim, o *chirp* pode ser entendido como o fenômeno de dependência temporal da frequência instantânea [11]. Um feixe pode adquirir *chirp* durante a propagação num médio transparente, devido aos fenômenos de dispersão cromática e não linearidades [14]. Contudo a quantidade de *chirp* depende maioritariamente do tipo de mecanismo físico utilizado para a realização da modulação da luz. Como visto anteriormente o processo físico associado a uma modulação direta, envolve uma maior introdução de *chirp* que o processo físico associado a uma modulação externa. Com isto, podem-se destacar dois tipos de *chirp*, o *chirp* transitório e o *chirp* adiabático. O primeiro é responsável pelo alargamento e relaxamento do pulso, enquanto que o segundo é responsável pela variação da frequência, o que se traduz num deslocamento dos níveis lógicos '0' e '1'. Assim sendo, num DML, se a corrente de polarização estiver bastante próxima do limiar de *threshold*, o *chirp* transitório domina, caso a corrente de polarização se encontre afastada do limiar de *threshold*, o *chirp* adiabático apresenta uma maior influência [11]. A Figura 2.14 e 2.15 demonstram os efeitos espectrais dos dois diferentes tipos de *chirp*, transitório e adiabático, respectivamente.

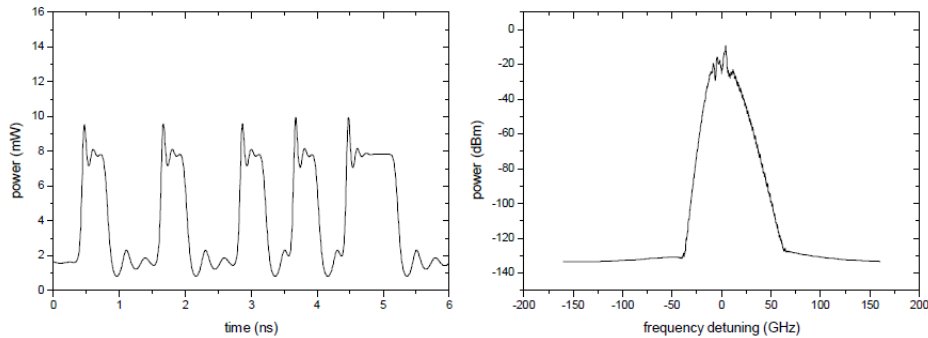


Figura 2.14: Forma de onda e espectro de um DML polarizado perto do limiar de *threshold* [11].

Da Figura 2.14 é possível verificar que a forma de onda apresenta distorção e *overshoot*, que vai de encontro ao sinal observado na Figura 2.13 quando este é polarizado perto do limiar de *threshold*. Relativamente ao espectro, é possível observar o alargamento existente

no espectro da Figura 2.14, comparando com o caso em que o DML é polarizado a cima do limiar de *threshold* da Figura 2.15.

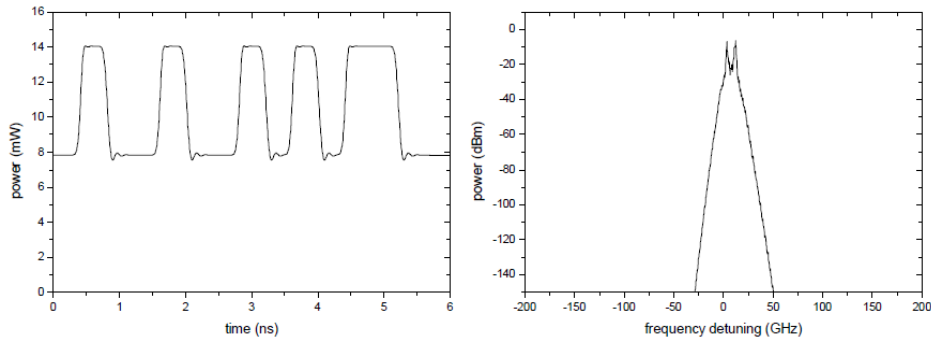


Figura 2.15: Forma de onda e espectro de um DML polarizado a cima do limiar de *threshold* [11].

No caso da Figura 2.15, relativa à polarização a cima do limiar de *threshold*, é possível observar a redução da distorção e do *overshoot* presentes na forma de onda. Contudo é visível o deslocamento dos níveis lógicos, referidos acima. O espectro associado a este ponto de polarização é bastante mais estreito que no caso apresentado anteriormente, sendo que o *chirp* que predomina é o *chirp* adiabático.

2.4.2 Fibra Ótica

Sucintamente, a fibra ótica é um dos elementos essenciais dos sistemas de comunicação ótica. As fibras óticas são estruturas dielétricas constituídas por um cilindro de vidro (núcleo) muito fino (na ordem dos μm), o qual é responsável por confinar e guiar a luz, ao longo de todo o seu comprimento, e por um revestimento envolvente ao núcleo [15]. Uma das características mais relevantes das fibras óticas, é o facto de comparativamente aos guias de onda precedentes (cabos coaxiais/elétricos), apresenta um coeficiente de atenuação a baixo dos 0.5 dB/km para a maioria dos comprimentos de onda, como é apresentado na Figura 2.16 da secção seguinte. O núcleo e o revestimento da fibra apresentam índices de refração diferentes, n_1 e n_2 , respectivamente, sendo que o núcleo apresenta um índice de refração mais elevado que o revestimento ($n_1 > n_2$). Este fenómeno é responsável pela propagação do feixe de luz pela fibra. Contudo, como a luz se propaga no núcleo com um determinado ângulo de incidência, ao encontrar um material com um índice de refração inferior, parte da energia do feixe é refletida para o núcleo, e parte da energia é refratada, i.e., continua a propagar-se fora do núcleo e é perdida. Todavia, caso o ângulo de incidência seja superior ao ângulo crítico - ângulo de incidência no qual o raio refratado se propaga paralelamente à fronteira entre o núcleo e o revestimento - é atingida a reflexão total, e praticamente nenhuma luz é perdida para fora do núcleo [15]. Aliado a este comportamento, está o facto de diferentes comprimentos de onda terem diferentes velocidades de propagação. Além disso, o feixe de luz ao entrar na fibra, tem diversos caminhos possíveis de percorrer. A estes caminhos dá-se o nome de "modos". Quando o diâmetro do núcleo está na ordem dos 8 a 10 μm , sendo apenas algumas vezes superior aos comprimentos de onda normalmente utilizados, a luz fica confinada a apenas um caminho, conhecido como "raio fundamental". Nestas situações, diz-se que a fibra é mono-modo (SMF - *Single Mode Fiber*). Contudo, para fibras com um diâmetro

de núcleo superior, na ordem de 50 a 63 μm , são suportados diferentes raios de propagação. A estas fibras dá-se o nome de fibras multi-modo (MMF - *Multi Mode Fiber*) [15]. O problema das MMF é que alguns caminhos são maiores que outros, o que faz com que o feixe de luz não chegue todo ao mesmo tempo. Este processo traduz-se num atraso e desfasamento das diferentes componentes do feixe de luz à saída da fibra - dispersão modal - e é uma das principais causas das interferências entre símbolos (ISI - *Inter-Symbol Interference*). Apesar disso, hoje em dia já existem métodos para compensar o desfasamento de grupo das fibras multi-modo, que permitem o uso das mesmas em aplicações que requerem distâncias mais pequenas, contudo este processo está fora do foco desta dissertação [16].

Nos sistemas PON atuais as fibras mais utilizadas são as SMF, todavia, é necessário ter em conta alguns fenómenos que degradam o sinal ótico que se pretende transmitir, tais como, a atenuação, *scattering*, dispersão e dobras na fibra, sendo que a atenuação e a dispersão são os mais preponderantes. Assim, é importante perceber qual o impacto destes fenómenos e como agir em conformidade [15].

Atenuação

Atenuação é a redução ou perda da energia ótica à medida que a luz percorre a fibra. Quanto maior for esta distância, maior será o impacto da atenuação. Esta atenuação varia consoante o comprimento de onda utilizado e consoante o tipo de material da fibra. Na Figura 2.16 é apresentada a variação da atenuação em função do comprimento de onda, para fibras de sílica. A atenuação acontece devido a diversos fenómenos, tais como, absorção, *scattering* e dobras na fibra.

A absorção ocorre devido a impurezas no vidro ou até devido a humidade na fibra. Isso faz com que certos comprimentos de onda sejam mais atenuados que outros, sendo absorvidos e dissipados pela forma de energia térmica. O *scattering* acontece quando alguns dos raios do feixe de luz, se dispersam e percorrem caminhos diferentes do feixe principal, à medida que este se propaga na fibra. Isto causa que alguns desses raios se propaguem para fora do núcleo. Este fenómeno acontece devido às variações na composição e na densidade da própria sílica, provenientes da sua produção [17].

É importante garantir que num sistema PON, o limite de atenuação não é atingido, pois deve chegar ao recetor um valor de potência de sinal suficientemente superior ao nível de potência do ruído tal que se consiga garantir a SNR desejada. Para se ter uma estimativa do impacto da atenuação na potência do sinal que se propaga pela fibra, usa-se a Equação 2.4.

$$P(L) = P_0 \cdot e^{-\alpha \cdot L} \quad (2.4)$$

Sendo P_0 a potência à entrada da fibra (em mW), α o coeficiente de atenuação (em dB/km), e L o comprimento da fibra (em km).

Como se pode verificar pela Figura 2.16, as bandas de comprimentos de onda que apresentam os valores mais baixos de atenuação, para fibras de sílica, são as bandas S, C e L, sendo por isso essas bandas as utilizadas para as tecnologias referidas nesta dissertação, tanto a NG-PON2 como a SUPER-PON. O valor desta atenuação encontra-se entre os 0.2 e 0.3 dB/km.

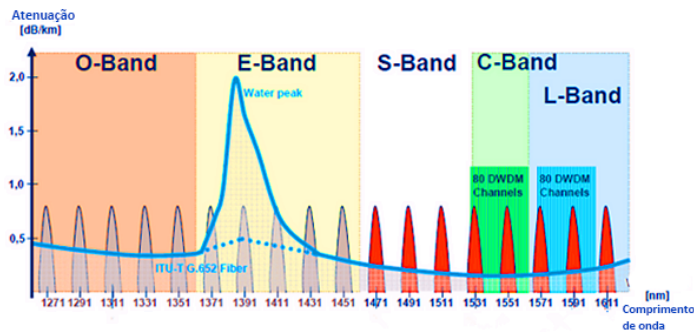


Figura 2.16: Valor de atenuação por comprimento de onda para fibras de sílica. Imagem adaptada de [18].

Dispersão Cromática

A dispersão cromática (ou dispersão intra-modal), em fibras SMF, é a combinação da dispersão material com a dispersão de guia de onda. A dispersão material depende do tipo de material da fibra (ex: Sílica). Além disso, o espectro ótico do emissor possui diferentes comprimentos de onda, cada um com diferentes atrasos de fase e de grupo, o que contribui para a distorção do sinal à saída da fibra [19]. Já a dispersão de guia de onda está relacionada com o modo como a energia do sinal se distribui na fibra, i.e., a quantidade de potência que fica confinada ao núcleo. Quanto maior for o comprimento de onda, menor a quantidade de energia confinada no núcleo. Assim, a severidade desta componente, está dependente de dois fatores: do conteúdo em frequência do sinal modulado, pois à medida que o *bit rate* aumenta, a largura espectral do sinal modulado também aumenta e pode igualar ou exceder a largura espectral do emissor ótico [20]. Outro fator é o *chirp* e é mais acentuado nos DMLs, como já visto anteriormente. Este fenômeno é responsável pelo alargamento do espectro dos impulsos transmitidos e recebidos, o que resulta em interferência entre símbolos (ISI). A Figura 2.17 apresenta o parâmetro de dispersão cromática em função do comprimento de onda. Para cerca de 1310 nm, o valor da dispersão é praticamente nulo, e para o comprimento de onda de 1550 nm é aproximadamente 16 ps/nm/km.

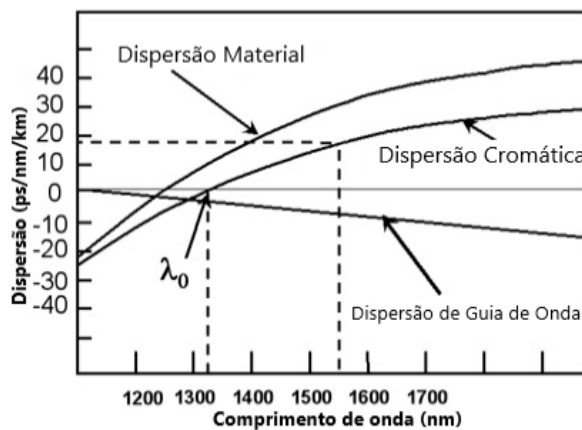


Figura 2.17: Variação das diferentes componentes da dispersão por comprimento de onda, para fibras SMF. Imagem adaptada de [21]

Assim sendo, e tendo em conta as limitações referidas, é importante ter uma estimativa do limite máximo imposto pela dispersão. Se se considerar um sistema ideal, sem fenómenos de *chirp*, com uma largura espectral estreita, com comprimento de onda de 1550 nm, modulado externamente e com um *bit rate* de 10 Gbit/s, modulado com NRZ, o limite imposto pela dispersão é de cerca de 70 km, considerando uma penalidade de potência de 1 dB [22]. Contudo, para sistemas reais, este limite pode atingir um limite máximo inferior a 50 km, devido tanto ao *chirp* associado a este processo, bem como a influência das larguras de banda do emissor e do recetor. Sendo que nestas situações é necessário recorrer a métodos de compensação da dispersão.

Compensação da Dispersão

A compensação da dispersão pode ser alcançada através de fibras que compensam dispersão (DCFs) ou através de redes de *Bragg* aperiódicas (*Chirped FBG*) [23], contudo, esta dissertação apenas estará focada nas DCFs. A compensação da dispersão é o cancelamento da dispersão cromática provocado por um elemento ótico, neste caso a fibra. Como já referido, a dispersão é responsável pelo alargamento temporal do pulso transmitido. Assim o papel da compensação é evitar ou reverter esse mesmo alargamento temporal [24]. Na Figura 2.18 é possível observar um esquema do funcionamento geral do fenómeno esperado. Esta técnica é realizada com o recurso à combinação de duas fibras com características diferentes de forma a manter o valor médio da dispersão de velocidade de grupo (GVD), idealmente igual a zero. Assim, a segunda fibra deve comprimir o pulso ótico, por forma a recuperar a sua largura original [25].

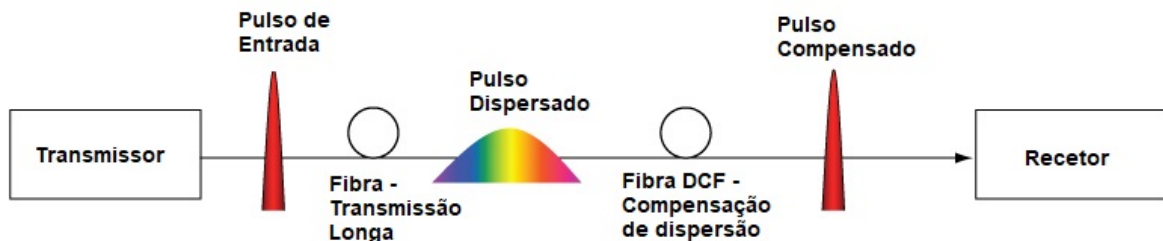


Figura 2.18: Representação do funcionamento do processo de compensação da dispersão. Imagem adaptada de [26].

Todavia, diferentes comprimentos de onda podem necessitar de diferentes compensações de dispersão. Além disso, a dispersão cromática coloca um limite na distância e ritmo de transmissão máximo a que um sinal pode ser transmitido sem regenerar novamente o sinal digital [22]. Desse modo, os DCFs, são necessários quando se pretende alcançar *bit rates* elevados com LASER do tipo DML em sistemas com grandes distâncias de fibra ótica.

2.4.3 Splitters

Os *splitters* são um elemento muito importante na arquitetura de uma rede ótica, sem eles, apenas seria possível ligações PtP, i.e., um recetor ligado a um transmissor por uma cabo de fibra ótica. Estes divisores, podem realizar variadas funções, contudo, para interesse desta dissertação, apenas serão abordados dois tipos de *splitters*, os *splitters* de potência e os AWGs.

Splitters de potência

Os *splitters* de potência são responsáveis pela divisão do feixe de luz proveniente do LASER em vários outros feixes, podendo estes ficar com a mesma potência ótica, ou não. Estes podem ter vários rácios de divisão, sendo que os mais usuais atualmente são: 1:64, 1:128, 1:256, 1:1024. Além disso, estes dispositivos também têm perdas associadas, sendo que quanto maior for o rácio de divisão, maior as perdas de potência associadas.

Filtro de Matriz de Guias de Onda

AWG ou *Arrayed Waveguide Grating* é um filtro que apresenta uma elevada rejeição dos canais vizinhos e por isso é bastante utilizado como desmultiplexador em sistemas DWDM. A função deste dispositivo é a filtragem dos diferentes comprimentos de onda em guias de onda distintas, em *downstream*. Em *upstream* é responsável pela agregação dos diferentes comprimentos de onda, provenientes das diferentes guias de onda, na mesma guia de onda [27]. Este filtro apresenta uma estrutura NxN que se encontra representada na Figura 2.19. É constituído por dois acopladores multi-porta, o de entrada NxM e o de saída MxN, interligados por uma matriz de M guias de onda, sendo que a diferença de comprimento entre dois guias de onda adjacentes (ΔL) é constante, o que se traduz numa diferença de fase também constante.

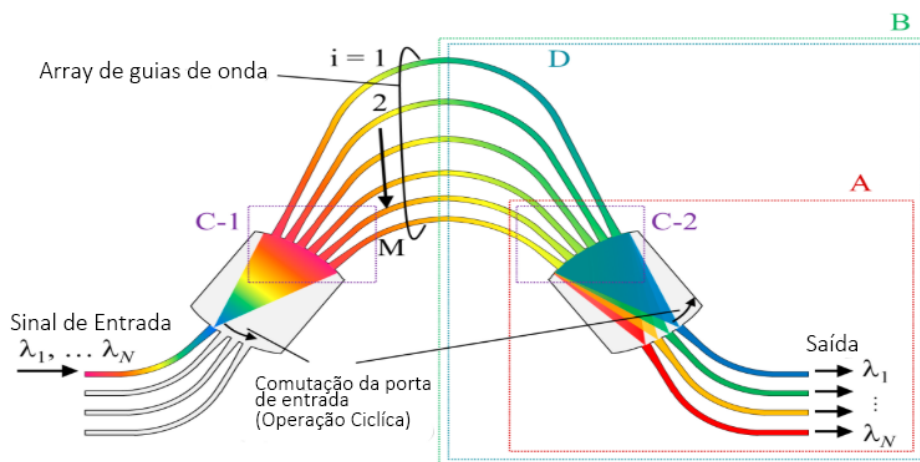


Figura 2.19: Estrutura convencional de um AWG. Imagem adaptada de [27].

O acoplador de entrada realiza a divisão dos N comprimentos de onda que chegam à entrada do AWG em M partes iguais. Esses sinais propagam-se pela matriz de guias de onda até ao acoplador de saída. Contudo este filtro é cíclico, devido à sua resposta em frequência ser periódica e por isso é importante definir bem a sua largura de banda e a sua FSR, para que os canais filtrados não se sobreponham (*cross-talk*) [28]. A Figura 2.20 demonstra a FSR de um espectro de transmissão de um AWG cíclico.

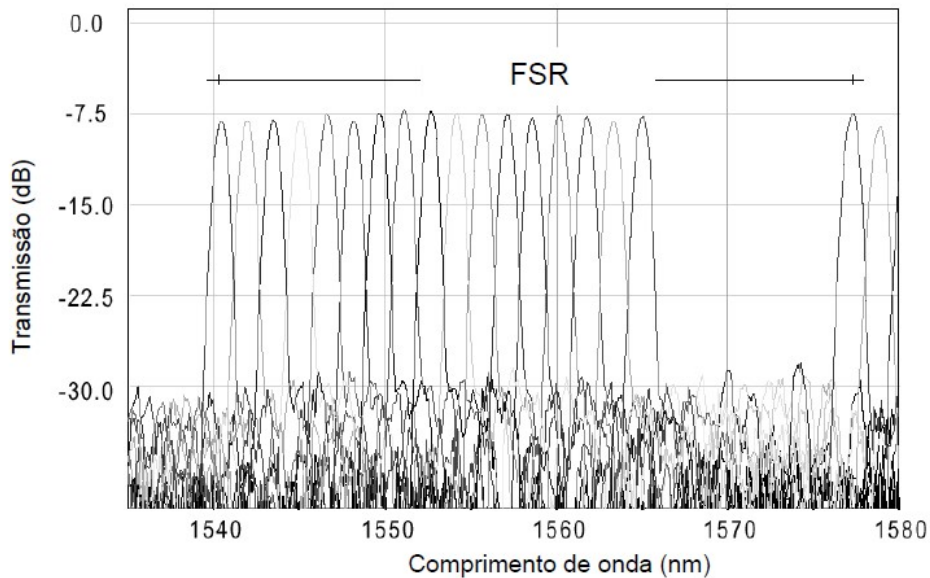


Figura 2.20: Representação da FSR de um AWG [29].

Como se pode observar pela Figura 2.20, a FSR deve ser definida de tal forma que a réplica do primeiro canal não se sobreponha com o canal com maior comprimento de onda. Na Figura 2.21 é possível observar o espectro de um AWG comercial.

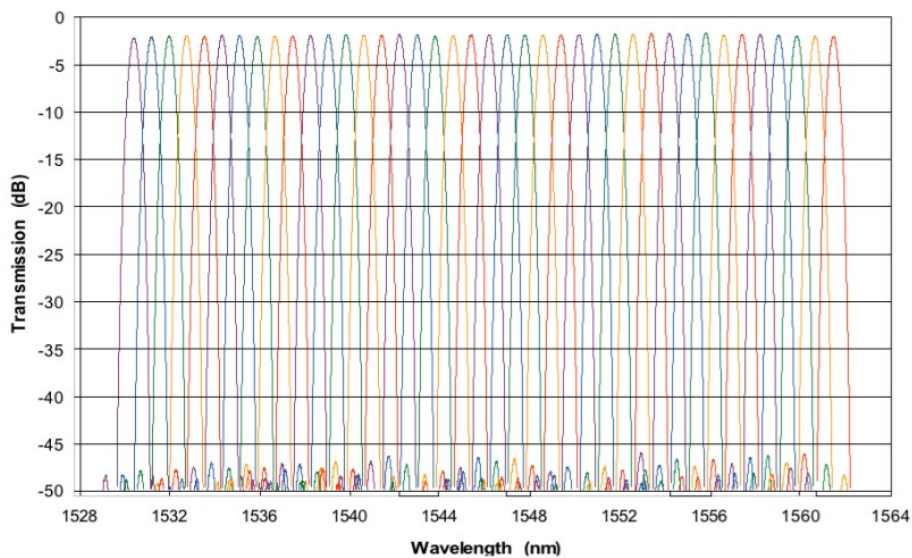


Figura 2.21: Espectro de transmissão nas várias saídas de um AWG [30].

O exemplo acima demonstrado é um espectro de um AWG comercial capaz de filtrar até 40 canais espaçados de 100 GHz na banda C e L. Cada um dos canais é centrado nas frequências definidas pelo ITU-T. AWGs com este tipo de características, são ideais para sistemas com a tecnologia DWDM. As suas principais características são as seguintes:

- Baixas perdas (*insertion loss* baixo);
- Diferença de perdas entre os diferentes canais é uniforme;
- Baixo *crosstalk* entre canais;
- Baixos desvios em comprimento de onda e frequência;
- Boa estabilidade térmica;
- Características cíclicas;

2.4.4 Recetores Óticos

Um recetor ótico é o elemento responsável pela detecção da luz e consequentemente, pela conversão do sinal ótico proveniente do laser emissor, em sinal eléctrico. Em seguida são apresentados dois tipos de recetores, os PINs e os APDs, contudo o processo de detecção da luz em ambos, é semelhante. Nesta sub-secção irão ser descritos algumas das características mais importantes destes componentes, nomeadamente, comprimento de onda (λ), sensibilidade (P_{sense}), ruído associado, largura de banda (Δf) e preço. Assim sendo, a escolha correta destes parâmetros, deve-se adequar às necessidades pretendidas para determinada aplicação.

Eficiência Quântica

Por definição, eficiência quântica é razão entre a taxa de geração de electrões e a taxa de incidência de fotões, i.e., é a probabilidade de um fotão incidente gerar um par electrão-lacuna, para um certo valor de corrente eléctrica e potência incidente. A expressão que relaciona estes parâmetros, encontra-se descrita em 2.5 [31].

$$\eta = \frac{\text{electrões/s}}{\text{fotões/s}} = \frac{I_P/q}{P_{in}/h \cdot v} = \frac{h \cdot v \cdot R}{q} \quad (2.5)$$

Onde I_P é a corrente eléctrica, P_{in} a potência de entrada, q a carga do fotão ($1.602 \cdot 10^{-19}$ C), h a constante de Planck ($6.626 \cdot 10^{-34}$ Js) e v a frequência dos fotões.

Responsividade

Por responsividade R entende-se, a relação entre a corrente eléctrica produzida por unidade de potência ótica recebida. Se a energia dos fotões incidentes exceder a energia do *bandgap* do semiconductor, é gerado um par electrão-lacuna cada vez que um fotão é absorvido. Assim, sob a influência de um campo eléctrico, criado por uma tensão aplicada, os electrões e lacunas percorrem o semiconductor, criando um fluxo de corrente eléctrica. Esta relação resulta da conversão de potência ótica incidente P_{in} em corrente eléctrica I_P , segundo a expressão 2.6 [32].

$$I_P = R \cdot P_{in} \quad (2.6)$$

Onde R é a responsividade do fotodetector (PD - Photodetector), em unidades A/W, e pode ser descrita segunda a expressão 2.6 ou relacionando com a eficiência quântica pela expressão 2.5 [31].

$$R = \frac{I_P}{P_{in}} = \frac{\eta \cdot q}{h \cdot \nu} \quad (2.7)$$

A responsividade esta diretamente relacionada com o material e com o comprimento de onda, pois cada material apresenta coeficientes de absorção α diferentes, e comprimentos de onda maiores apresentam maior número de fótons, para a mesma potência ótica. Assim, para um PD ideal, com eficiência quântica $\eta = 100\%$, a responsividade aumentaria linearmente com o aumento do comprimento de onda, como é possível observar na Figura 2.22.

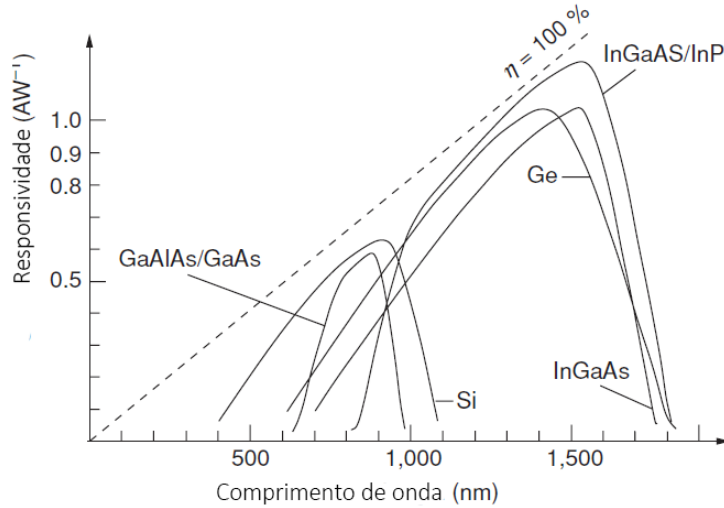


Figura 2.22: Comparação da responsividade de um PD real com um PD ideal ($\eta = 100\%$), para vários tipos de material e por comprimento de onda. Imagem adaptada de [33].

Contudo, pela Figura 2.22 é possível observar que a dependência entre o comprimento de onda e a responsividade tem um limite, que é definido pela energia dos fótons necessária à geração de elétrons, i.e., caso a energia dos fótons $h\nu$ não seja suficiente para ultrapassar o *bandgap* E_g , $h\nu < E_g$, a eficiência do semiconductor decai até zero, o que se reflete numa diminuição do valor da responsividade. Ao comprimento de onda onde este decaimento acontece, é chamado comprimento de onda de corte [31]. Esta dependência entre coeficiente de absorção e responsividade, faz com que determinados materiais sejam mais eficientes para determinados comprimentos de onda. A potência transmitida e absorvida é dependente do coeficiente de absorção e da largura da seção em questão, segundo as expressões 2.8 e 2.9, respectivamente [31].

$$P_{tr} = \exp(-\alpha W) P_{in} \quad (2.8)$$

$$P_{abs} = P_{in} - P_{tr} = [1 - \exp(-\alpha W)] P_{in} \quad (2.9)$$

Sendo que cada fóton absorvido gera um par electrão-lacuna, a eficiência quântica η pode ser escrita na forma:

$$\eta = \frac{P_{abs}}{P_{in}} = 1 - \exp(-\alpha W) \quad (2.10)$$

Largura de Banda

A largura de banda de um PD é definida pela sua velocidade de resposta às variações da potência ótica incidente. Associada a esta resposta, está o tempo de subida (T_r) do PD que é definido como o tempo necessário para que o sistema aumente de 10% para 90% do seu valor final de saída, quando a entrada varia abruptamente. Além disso, aliado ao tempo de subida do circuito RC, também se deve ter em conta o tempo relativo ao fenómeno físico de conversão dos fótons de luz em electrões. Assim, o tempo de subida de um circuito RC pode ser definido segundo a Equação 2.11 [31].

$$T_r = \ln(9) \cdot (\tau_{tr} + \tau_{RC}) \quad (2.11)$$

Onde τ_{tr} é a constante de tempo de trânsito, τ_{RC} a constante de tempo do circuito RC e é obtida por $\tau_{RC} = RC$, onde R é a resistência e C a capacitância do circuito RC. Já a largura de banda de um circuito RC pode ser definida segunda a expressão 2.12 [31].

$$\Delta f = [2\pi \cdot (\tau_{tr} + \tau_{RC})]^{-1} \quad (2.12)$$

O *bit rate* B impõe um limite superior no tempo máximo de subida que pode ser tolerado. Assim o sistema deve ser projetado para garantir que o tempo de subida está abaixo desse valor. Desta forma é possível relacionar o tempo de subida com a largura de banda e consequentemente com o *bit rate*, segundo as expressões 2.11 e 2.12. Contudo a relação entre a largura de banda e o *bit rate* é dependente do formato de modulação. Para o caso do formato de modulação de não retorno a zero (NRZ - Nonreturn-to-Zero) essa relação é: $\Delta f \approx B/2$. Assim, obtêm-se a equação 2.13 [31].

$$T_r \leq \frac{\ln(9)}{2\pi \cdot \Delta f} = \frac{0.7}{B} \quad (2.13)$$

Contudo, o tempo de subida é dependente de 3 tempos de subida individuais, nomeadamente os tempos de subida do transmissor (T_{tr}), da fibra (T_{fiber}) e do recetor (T_{rec}), e pode ser aproximado segundo a expressão 2.14 [31].

$$T_r^2 = T_{tr}^2 + T_{fiber}^2 + T_{rec}^2 \quad (2.14)$$

Por exemplo, para um sistema com 10 Gbit/s, a largura de banda do sistema deverá ser cerca de 5 GHz, o que se traduz num tempo de subida máximo limitado de cerca de 70 ps.

PIN

PIN ou Passivo-Intrínseco-Negativo, são tipos de recetores óticos que são baseados em junções p-n, sendo estas divididas por uma zona de depleção, chamada zona intrínseca. A junção é posteriormente polarizada inversamente, o que faz com que o campo eléctrico da zona intrínseca, aumente de intensidade. A Figura 2.23 demonstra a estrutura de um PD PIN bem como o processo referido. Os fótons que chegam ao PD criam pares electrões-lacunas

na camada intrínseca, que posteriormente se separam devido à existência do elevado campo elétrico nessa zona, criando assim um fluxo de corrente elétrica. Contudo, esta dopagem limita a sensibilidade do PD, pois este apenas consegue converter uma quantidade de electrões, igual à quantidade de fotões injetada. A eficiência do PIN depende da largura da camada intrínseca, pois quanto maior for, maior será quantidade de pares electrões-lacunas possíveis converter, e por sua vez, melhor será a sensibilidade do mesmo. Por outro lado, quanto mais larga for a camada intrínseca, mais lento é o fluxo de electrões entre as camadas, pelo que o PD será mais lento [33].

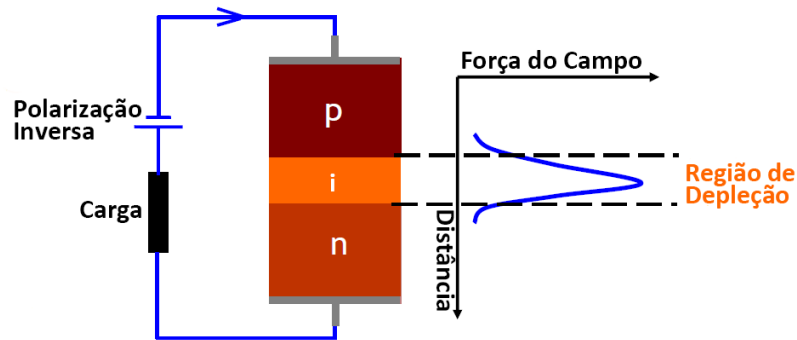


Figura 2.23: Estrutura e modo de funcionamento de um PIN. Imagem adaptada de [34].

Contudo, aliado a este processo, existem flutuações aleatórias de corrente, que são exibidas como ruído de disparo (*shot noise*) que afetam a performance do PD. A relação entre a corrente gerada e a média do ruído de disparo $\overline{I_s^2}$, pode ser encontrada segundo a expressão 2.15 [35].

$$\overline{I_s^2} = 2 \cdot q \cdot I_{Pin} \cdot \Delta f \quad (2.15)$$

Onde q é a carga do eletrão, I_{Pin} é corrente produzida pelo PIN, e Δf a largura de banda do PD. Todavia, neste tipo de PD o ruído mais predominante é o ruído térmico $\overline{I_t^2}$ [31]. Este é obtido segundo a expressão 2.16, onde K é a constante de Boltzmann, T a temperatura, e R_L a resistência do circuito de polarização do PD.

$$\overline{I_t^2} = \frac{4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f}{R_L} \quad (2.16)$$

Em suma, os PINs têm um processo de funcionamento bastante simples e por isso são também mais baratos. Contudo têm algumas limitações relativamente à sensibilidade, i.e., não conseguem detetar potências demasiado baixas ($\approx < -20$ dBm). Este problema foi resolvido com os PDs do tipo APD.

APD

Os fotodetetores avalanche (APD), apresentam algumas vantagens face aos PINs. A sua estrutura está representada na Figura 2.24. Como no caso dos PINs, é na região intrínseca, ou de absorção, que são criados os pares primários electrões-lacunas e onde são absorvidos a maioria dos fotões [33]. Contudo os APDs possuem uma camada adicional, conhecida como camada de avalanche ou de multiplicação, que é responsável por aumentar fortemente

a intensidade do campo elétrico, que conseqüentemente se torna em ganho do PD. É nesta camada que os electrões e lacunas, podem adquirir energia suficiente para excitar novos pares electrões-lacunas, sendo que os pares gerados irão excitar novos pares, num processo do tipo avalanche [35]. O valor do ganho de um APD pode ser estimado pela expressão 2.17 [31].

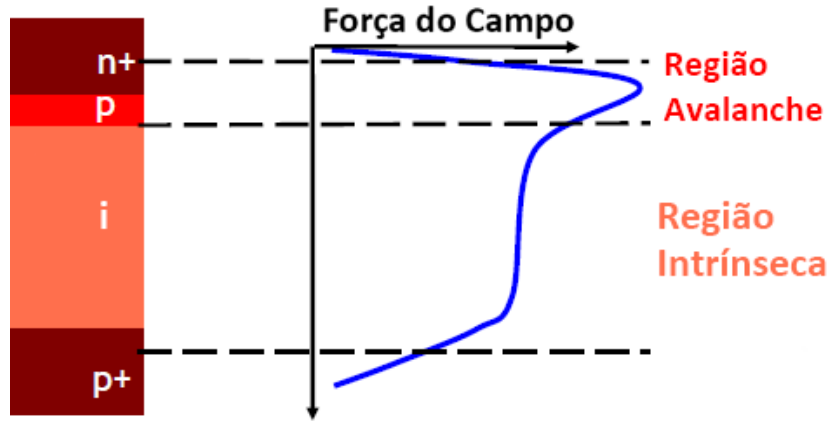


Figura 2.24: Estrutura e modo de funcionamento de um APD. Imagem adaptada de [34].

$$M = \frac{1 - k_a}{\exp(-(1 - k_a) \cdot \alpha_e \cdot d) - k_a} \quad (2.17)$$

Onde k_a é o rácio do impacto da ionização, α_e é o coeficiente de ionização e d a largura da região avalanche. Contudo, os APDs também tem ruído associado, nomeadamente, ruído relativo à corrente gerada e ao ao processo de ganho. As expressões relativas a cada uma das componentes do ruído do APD, *shot noise* e avalanche, encontram-se a seguir, respectivamente [31].

$$\overline{i_{APD}^2} = 2 \cdot q \cdot I_{Pin} \cdot \Delta f \cdot F_A \cdot M^2 \quad (2.18)$$

$$F_A = k_A \cdot M + (1 - k_A) \cdot \left(2 - \frac{1}{M}\right) \quad (2.19)$$

Onde F_A é o fator de ruído de excesso, I_{Pin} a corrente gerada por um PIN com a mesma responsividade. Sendo que pelas expressões 2.18 e 2.19 é possível ver que existe uma dependência entre o ruído produzido pelo APD e o seu ganho. Este dependência faz com que o APD apresente intrinsecamente valores mais elevados de ruído, comparativamente ao PIN. Sendo o processo de funcionamento dos APDs mais complexo que o dos PINs, o custo de produção destes também é consideravelmente mais elevado. Contudo, o facto de possuírem ganho próprio, permite-lhes a detecção de com menores potências, pelo que apresentam uma sensibilidade bastante melhor que no caso dos PINs. Esta característica, permite aos APDs serem utilizados em sistemas com maiores valores de atenuação.

Capítulo 3

Análise de características da rede

Este capítulo tem como principal objectivo a apresentação dos resultados de simulação obtidos através do *software VPI Photonics*, com o principal objectivo de familiarizar com o *software* e de perceber quais os parâmetros mais importantes e influentes no processo de optimização de uma rede óptica. Numa primeira fase, serão apresentados alguns resultados relativos ao impacto da fibra óptica num sistema PON a 10 Gbit/s, nomeadamente, fenómenos de dispersão da luz e atenuação do sinal óptico, considerando diferentes tipos de modulação, direta e externa, com diferentes tipos de recetores, APDs e PINs, sendo que os parâmetros dos recetores foram baseados em dispositivos reais, disponíveis no mercado. Posteriormente são apresentadas simulações com base nas fibras de compensação dispersão, com o objetivo de tirar algumas conclusões sobre o impacto das mesmas numa rede PON, considerando os diferentes tipos de modulação e os diferentes tipos de recetores já mencionados.

3.1 PON 10 Gbit/s NRZ

Para realizar uma caracterização de um sistema típico TWDM-PON com um *bit rate* de 10 Gbit/s e utilizando modulação OOF (*On-Off Keying*) NRZ, definiram-se diferentes cenários de simulação.

- Comparação entre EML e DML com um recetor do tipo PIN;
- Comparação entre EML e DML com um recetor do tipo APD;
- Comparação entre EML e DML com compensação de dispersão por DCF com recetor do tipo PIN;
- Comparação entre EML e DML com compensação de dispersão por DCF com recetor do tipo APD;

Para os dois primeiros cenários, foram realizados dois *setups* diferentes, o *setup* da Figura 3.1, para o caso da utilização de um EML e o da Figura 3.2, para o DML. Sendo que, para cada *setup*, comparou-se o caso em que é ligado o emissor diretamente ao recetor, isto é, sem fibra óptica (B2B), e o caso em que existe fibra óptica a dividir ambos. Adicionalmente foram testados os dois últimos cenários, sendo que a única diferença face aos *setups* apresentados, foi a introdução de um troço de fibra DCF a seguir à SMF.

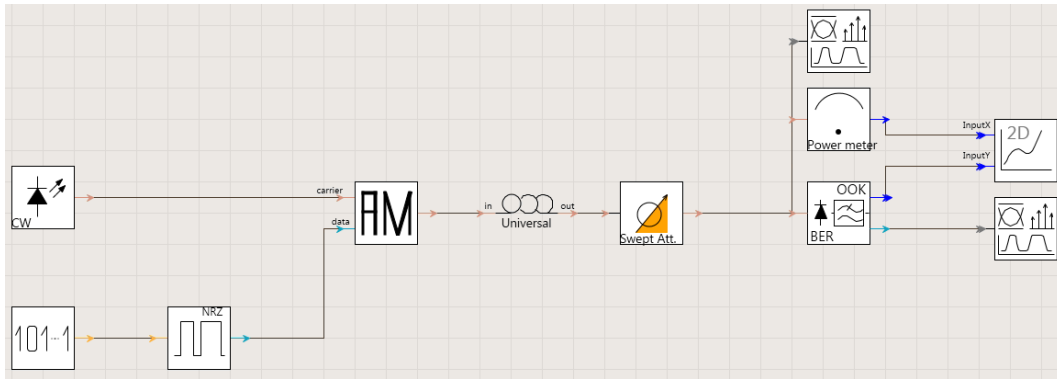


Figura 3.1: *Setup* de teste no VPI para EML.

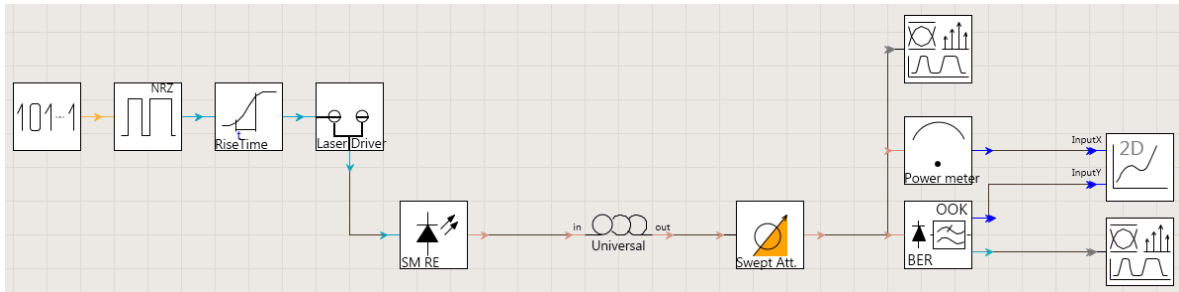


Figura 3.2: *Setup* de teste no VPI para DML.

A Figura 3.1 representa uma implementação do sistema com modulação externa EML. Este *setup* é constituído por um LASER CW que emite o feixe de luz contínuo de potência constante, no comprimento de onda desejado. Em seguida é utilizado um modulador de amplitude que é responsável pela modulação da luz com a informação proveniente de um gerador de sequências aleatórias, num sinal NRZ. À saída é utilizada a fibra e um atenuador ótico variável (VOA - *Variable Optical Attenuator*). Do lado direito da figura é possível observar o medidor de potência ótica, e um bloco relativo ao recetor, usando um PIN ou APD, e que realiza a medição do BER em função da potência ótica recebida. É utilizado ainda um analisador de sinal para possibilitar a observação dos diagramas de olhos dos recetores. Para o caso do DML, as principais alterações são do lado do emissor. Foi utilizado um LASER DML, modulado diretamente pelo sinal NRZ. Em seguida foi utilizado um bloco para definir o tempo de subida e outro bloco para realizar a polarização do LASER. O bloco *Laser Driver* permite controlar as correntes de polarização e modulação do LASER, controlando assim a potência de saída e o ER do mesmo.

3.1.1 Caracterização dos recetores

Para a realização da caracterização deste sistema, optou-se pela análise de dois tipos de recetores diferentes, um PIN e um APD. Os parâmetros utilizados para a caracterização destes recetores foram baseados em transceivers reais disponíveis no mercado. Os parâmetros mais relevantes do PIN são apresentados na Tabela 3.1.

Parâmetro	Valor	Unidades	Condição
Comprimento de onda (λ)	1260...1565	nm	
Responsividade (R)	0.8	A/W	
<i>Bit Rate</i> (B)	9.95	Gbits/s	
Largura de Banda (Δf)	14	GHz	
Sensibilidade (P_{sense})	-19.5	dBm	NRZ a 10 Gbit/s, 1550 nm ER = 13 dB, BER = 10^{-12}

Tabela 3.1: Principais parâmetros do *datasheet* do PIN comercial [36].

Contudo, no *datasheet* do componente, não se encontra descrito o valor associado ao ruído térmico do mesmo, parâmetro que é essencial conhecer aquando da simulação. Assim, para atingir a sensibilidade pretendida, i.e., uma potência ótica requerida (ROP) de -19.5 dBm para um BER de 10^{-12} , é necessário realizar o cálculo do ruído térmico, segundo a expressão 3.1.

$$P_{sense} = \frac{Q}{R} \cdot (\sigma_{th} + q \cdot Q \cdot \Delta f) \quad (3.1)$$

Onde o fator de qualidade Q para um *BER* de 10^{-12} é de 7, σ_{th} é o valor do desvio padrão do ruído térmico em Ampere [31]. Contudo, como já visto na anteriormente, no PIN o ruído térmico domina sobre o ruído de disparo [37]. Assim sendo a expressão 3.1 pode ser simplificada para a expressão 3.2.

$$P_{sense} = \frac{Q}{R} \cdot \sigma_{th} \quad (3.2)$$

Além disso, o valor obtido pela expressão 3.2 deve depois ser escrito em função da largura de banda do recetor, em unidades A/\sqrt{Hz} . O *datasheet* do componente ainda especifica a razão de extinção para a sensibilidade pretendida. Desse modo, calculou-se o índice de modulação segundo a expressão 3.3. Os resultados destes cálculos são apresentados nas próximas secções.

$$ER = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{1 - m} \right) \quad (3.3)$$

Para o caso do APD, os parâmetros mais relevantes do *datasheet* do componente, encontram-se descritos na Tabela 3.2.

Parâmetro	Valor	Unidades	Condição
Comprimento de onda (λ)	1260...1650	nm	
Responsividade (R)	0.8	A/W	$\lambda = 1550$ nm
Bit Rate (B)	9.95	Gbits/s	
Largura de Banda (Δf)	11.6	GHz	
Sensibilidade (P_{sense})	-26.5	dBm	NRZ a 10 Gbit/s, 1550 nm ER=8.5 dB, BER= 10^{-12}

Tabela 3.2: Principais parâmetros do *datasheet* do APD comercial [38].

Contudo, para o cálculo do ruído do APD, é necessário ter em conta o ganho do mesmo. Visto que este valor não é fornecido do *datasheet* do componente, é necessário realizar o cálculo do mesmo [31].

$$Fa = \frac{R \cdot P_1}{2 \cdot q \cdot Q^2 \cdot \Delta f} = \frac{R \cdot P_{sense}}{q \cdot Q^2 \cdot \Delta f} \quad (3.4)$$

$$Fa = k_A \cdot M + (1 - k_A) \cdot \left(2 - \frac{1}{M}\right) \quad (3.5)$$

Onde Fa é fator de excesso de ruído, k_A o rácio do coeficiente de ionização, M o ganho do APD. Foram obtidos pares de valores para o M e o k_A e escolhido o par que permitia alcançar a sensibilidade pretendida para o BER desejado.

3.1.2 Simulação com PIN

As simulações relativas ao PIN foram realizadas tendo em conta os parâmetros da Tabela 3.3. A maior parte dos parâmetros foram retirados do *datasheet* [36] do componente.

Parâmetro	Valor	Unidades	Condição
Taxa de transmissão	10	Gbit/s	
Tamanho da sequência	4096	bits	
Formato do pulso	NRZ		
Comprimento de onda	1552.5	nm	
Frequência de emissão	193.1	THz	Banda C
Largura espectral	10	MHz	
Potência do LASER	4	mW	
Potência do emissor	3	dBm	[0, 5] dBm
Razão de extinção	11 e 13	dB	
Índice de modulação	0.92 e 0.95		
Formato de modulação	OOK		
Largura de banda	14	GHz	
Comprimento da fibra	B2B e 50	km	
Atenuação na fibra	0.2	dB/km	
Dispersão na fibra	16	ps/km/nm	
Responsividade	0.8	A/W	
Ruído Térmico	$1 * 10^{-11}$	$\frac{A}{\sqrt{Hz}}$	

Tabela 3.3: Principais parâmetros de simulação do cenário com PIN.

Foi usado o comprimento de onda de 1552.5 nm, pois encontra-se dentro dos intervalo definido no *datasheet*. Os parâmetros da fibra foram definidos com base no comprimento de onda definido. O ruído térmico foi calculado com base na expressão 3.2, demonstrada na sub secção anterior. Foram considerados dois cenários no estudo do EML: um com um ER = 13 dB e outro com ER = 11 dB, com vista a perceber a influência do ER na sensibilidade do sistema. Para possibilitar uma boa comparação entre os dois tipos de LASER, as condições para ambos foram semelhantes. Contudo no caso do DML, foi necessário acrescentar alguns parâmetros relativos ao *chirp*, todavia, apenas o fator de aumento de largura de linha do material (MLWEF - *Material Linewidth Wavelength Enhancement Factor*) foi alterado. Foram realizadas medições com o valor típico de MLWEF de 4 [39], posteriormente esse valor foi alterado para 2 com o objectivo de verificar a sua influência no comportamento do DML.

Assim, para realizar as simulações relativas ao PIN, é necessário fazer algumas considerações iniciais, nomeadamente a caracterização de ambos os tipos de LASER. Para o caso do EML, foi necessário garantir que o LASER emitia com o ER indicado no *datasheet* do PIN. Assim, segundo a expressão 3.3 foi obtido um índice de modulação m de 0.95 para um ER = 13 dB, e um m de 0.92 para um ER = 11 dB. Posteriormente foi obtida a curva característica do LASER EML por forma a confirmar os cálculos realizados. Na Figura 3.3 é possível observar a relação entre o índice de modulação e a razão de extinção do LASER EML.

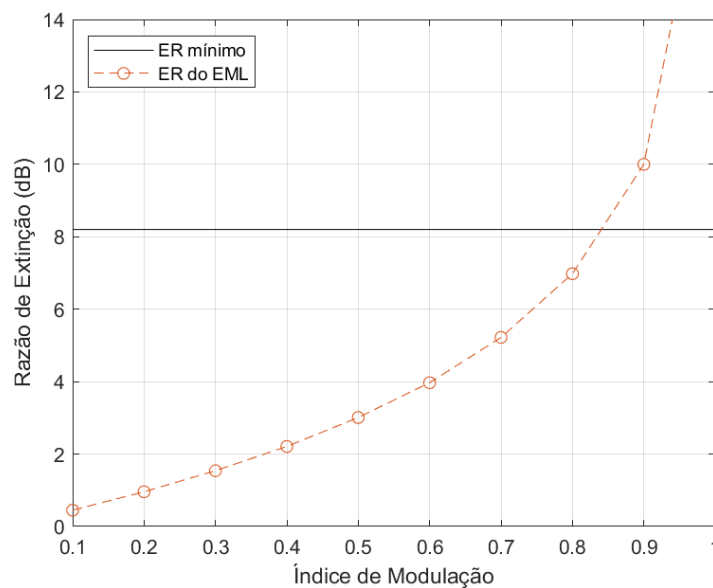


Figura 3.3: Curva característica do LASER EML simulado.

Como se pode observar, o ER de 13 dB pode-se obter para um $m=0.95$. Além disso, este valor encontra-se acima do ER mínimo de 8.2 dB definido pela norma para NG-PON2. Além disso, foi medido o diagrama de olho do sinal à saída do modulador EAM. Verificou-se que este apresentava um ER de 13 dB como seria de esperar. Na Figura 3.4 encontra-se representado esse mesmo diagrama de olho.

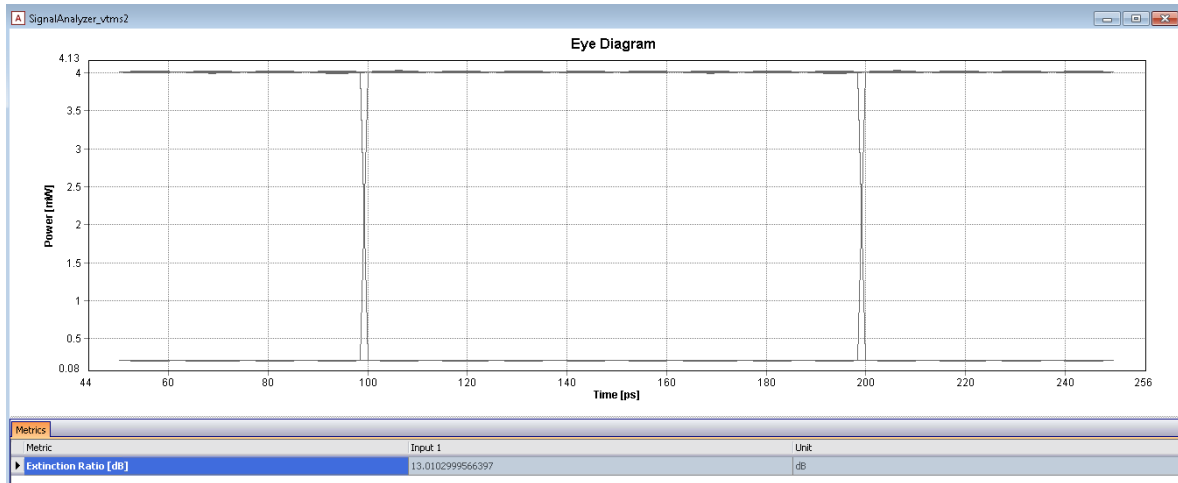


Figura 3.4: Diagrama de olho do LASER EML simulado.

Para o diagrama de olho observado na Figura 3.4 não foi utilizada qualquer tipo de formatação do mesmo, foram usados os parâmetros *default*. Relativamente ao DML, para que as características observadas no caso do EML fossem semelhantes, foi necessário realizar uma caracterização da corrente de polarização versus potência de saída do LASER. A curva característica do LASER DML é demonstrada na Figura 3.5.

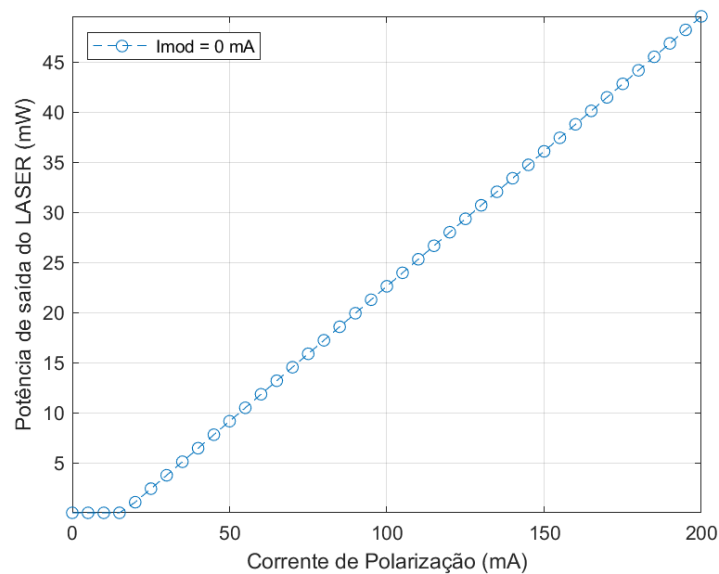


Figura 3.5: Curva característica do LASER DML simulado.

Nesta situação não se verificou saturação da curva, devido ao facto de se tratar de um modelo simulado, sendo que se espera que num LASER real já se verifique saturação da potência de saída, com o aumento das correntes de polarização. Posteriormente, foram medidos vários pares de valores de corrente de polarização e de modulação com o objetivo de encontrar o par que permitisse alcançar a sensibilidade pretendida (-19.5 dBm) para o BER de 10^{-12} . Na Tabela 3.4 encontram-se os diferentes valores medidos.

ER (dB)	I_{bias} (mA)	I_{mod} (mA)	P_{sense} @ BER = 10^{-12} (dBm)
13	32	180	-18.85
13	33	185	-18.99
13	34	190	-19.06
13	35	200	-18.94
13	36	205	-19.15
13	37	220	-19.24
13	38	235	-18.94

Tabela 3.4: Pares de corrente do PIN e sensibilidade medida para 13 dB em B2B.

Sendo que a sensibilidade pretendida era de -19.5 dBm, foi escolhido o par de correntes que permitia alcançar o valor de potência mais próximo, -19.24 dBm. Foi escolhido a corrente de polarização de 37 mA e a corrente de modulação de 220 mA. O diagrama de olho à saída do DML é apresentado na Figura 3.6.

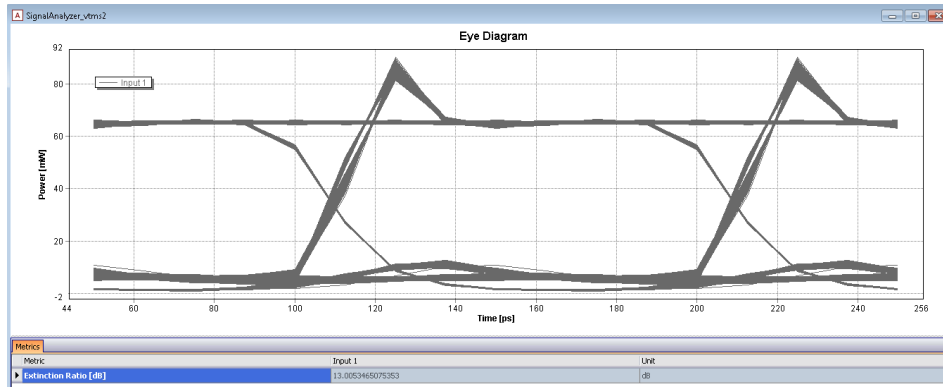


Figura 3.6: Diagrama de olho do LASER DML simulado.

Para o diagrama de olho observado na Figura 3.6 não foi utilizada qualquer tipo de formatação do mesmo, foram usados os parâmetros *default*. Comparando os diagramas de olho das Figuras 3.4 e 3.6, é notória a diferença. O diagrama de olho à saída do EML é bastante mais limpo que no caso do DML. Verifica-se perfeitamente que o diagrama de olho do DML apresenta *overshoot* bem como os tempos de subida e descida também são bastante elevados, o que se traduz numa largura de banda finita. É ainda notória a diferença de potências de saída dos LASERS, i.e., o DML apresenta maior potência de saída para o mesmo ER de 13 dB.

Depois da análise inicial, foram realizadas as simulações tendo em conta os parâmetros apresentados na Tabela 3.3 e com base nos seguintes cenários:

- EML com índice de modulação de 0.95 (ER = 13 dB) em B2B e com 50 km de fibra;
- EML com índice de modulação de 0.9206 (ER = 11 dB) em B2B;
- DML com ER = 13 dB e com um MLWEF = 4 em B2B e com 50 km de fibra;
- DML com ER = 13 dB e com um MLWEF = 2 em B2B e com 50 km de fibra;

De acordo com os cenários apresentados, é expectável que para o primeiro caso, se alcance a sensibilidade de -19.5 dBm para um BER de 10^{-12} , na situação de B2B. É ainda de esperar que os valores obtidos para a potência ótica requerida obtida para B2B seja consideravelmente inferior ao caso com 50 km de fibra. Para o segundo caso, é expectável que os valores de ROP obtidos ($ER = 11$ dB) sejam superiores que os obtidos para o caso do EML com $ER = 13$ dB. No caso do EML, com o aumento do comprimento da fibra, espera-se que a penalidade seja baixa, devido aos baixos valores de dispersão e de *chirp* associados a este LASER. Considerando os *setups* para o DML, espera-se que para o terceiro caso, a ROP seja muito próxima do valor do *datasheet*. Para o último caso, sendo o parâmetro de *chirp* inferior, espera-se que a ROP obtida seja concordante com o *datasheet*, e que a penalidade de potência seja inferior ao caso em que $MLWEF = 4$. Para o DML espera-se que com o aumento do comprimento da fibra, os valores de penalidade sejam mais elevados face ao caso do EML, devido à presença de efeitos de *chirp*. Na Figura 3.7 é possível observar a comparação entre EML e DML para todos os cenários referidos.

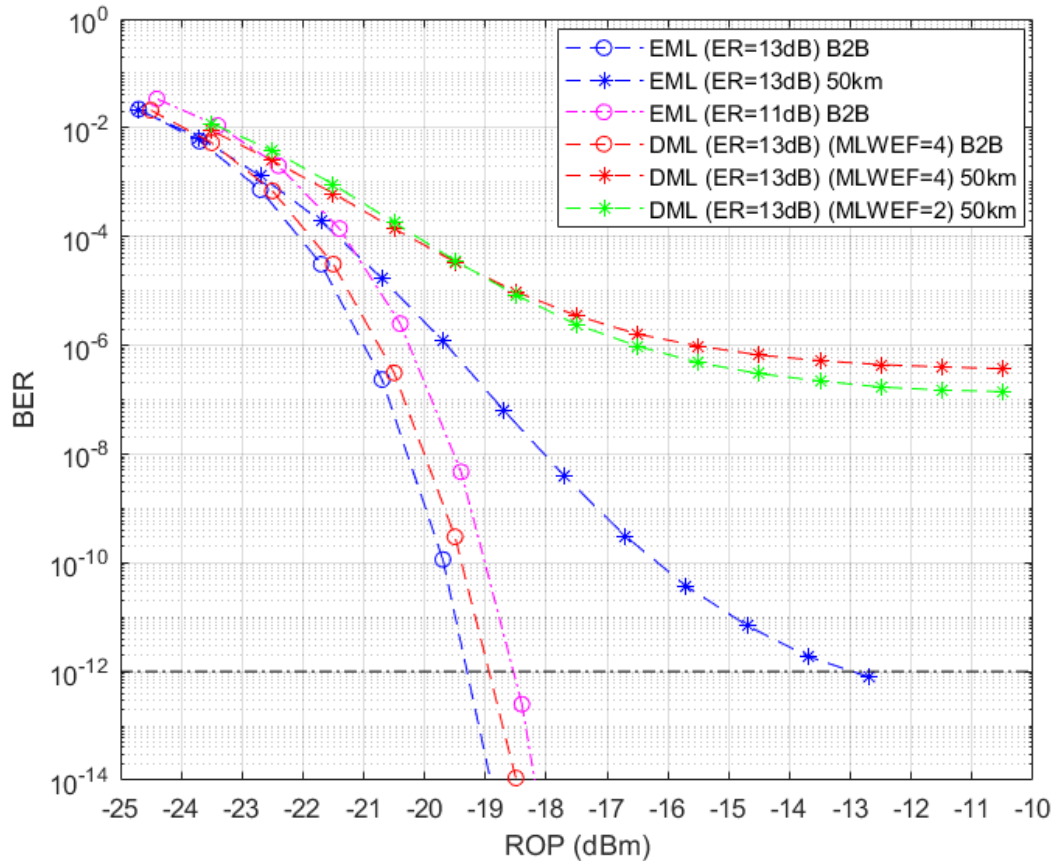


Figura 3.7: Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML, para o caso do PIN.

Da Figura 3.7 é possível validar os cálculos realizados para o ruído térmico do PIN, pois foi possível alcançar com o EML em B2B a sensibilidade pretendida (-19.5 dBm) para o BER (10^{-12}) definido no *datasheet* do componente. Em primeira abordagem é possível verificar que o comportamento do EML com maior índice de modulação (ER=13 dB) apresenta melhor performance que o EML com menor índice de modulação. Como seria de esperar, a introdução dos 50 km de fibra no *setup* do EML faz com que a qualidade do sinal reduza significativamente face ao caso em B2B, i.e, para os mesmo valores de BER, a ROP é superior no caso com 50 km de fibra. Para o DML, não foi possível atingir a sensibilidade pretendida para o BER estabelecido, contudo ficou bastante próximo. Como seria de esperar, depois da introdução da fibra, o efeito dominante passa a ser a dispersão e não a atenuação. Isto pode-se verificar pelo limite de dispersão, sendo que independentemente do aumento da potência, o BER atinge um limite máximo da ordem dos 10^{-7} . Neste caso, verifica-se que a penalidade de potência entre o caso com 50 km de fibra e em B2B é bastante superior no caso do DML, isto devido ao facto do DML apresentar maiores quantidades de *chirp* e consequentemente, o impacto da dispersão é mais maior. É ainda possível observar que a redução do MLWEF do DML quase não tem influência na sensibilidade do PIN.

3.1.3 Simulação com APD

As simulações relativas ao recetor do tipo APD foram realizadas tendo em conta os parâmetros da Tabela 3.5. Grande parte dos parâmetros foram retirados do *datasheet* [38] do componente, à exceção do ruído térmico, do ganho e do coeficiente de ionização que foram calculados segundo as expressões 3.4 e 3.5.

Parâmetro	Valor	Unidades	Condição
Taxa de transmissão	10	Gbit/s	Banda C
Tamanho da sequência	4096	bits	
Formato do pulso	NRZ		
Comprimento de onda	1552.5	nm	
Frequência de emissão	193.1	THz	
Largura espectral	10	MHz	
Razão de extinção	8.5	dB	
Formato de modulação	OOK		
Largura de banda	23.2	GHz	
Comprimento da fibra	B2B e 50	km	
Atenuação na fibra	0.2	dB/km	
Dispersão na fibra	16	ps/km/nm	
Ganho do APD	3.65		
Fator de Ionização	0.85		
Responsividade	0.8	A/W	
Ruído Térmico	$1 * 10^{-15}$	$\frac{A}{\sqrt{Hz}}$	

Tabela 3.5: Principais parâmetros de simulação do APD.

As simulações do cenário relativo ao APD, foram realizadas seguindo a mesma linha de pensamento para o caso do PIN.

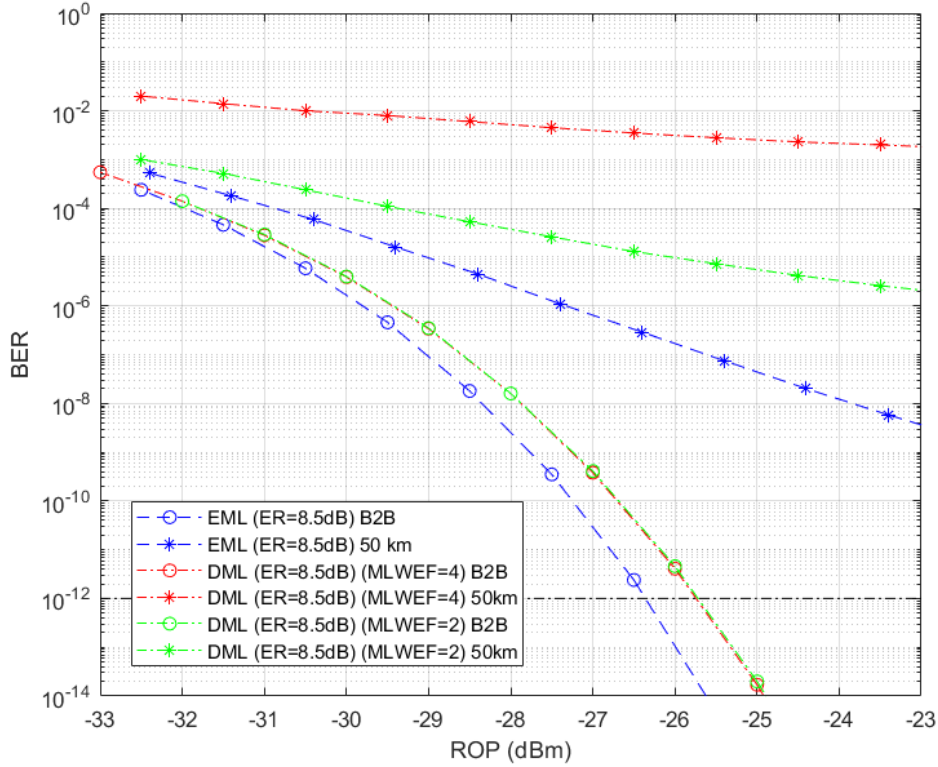


Figura 3.8: Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML, para o caso do APD.

Da Figura 3.8 é possível observar que foi possível alcançar a sensibilidade de cerca de -26.5 dBm para um $BER = 10^{-12}$, para o caso do EML, o que valida os cálculos realizados para o APD. Comparando os gráficos relativos aos casos de B2B é possível observar que os melhores valores de BER são alcançados para o caso do EML, devido a ausência de *chirp*. É ainda visível que para o caso de B2B, o MLWEF do DML, não tem qualquer influência, pois este só se manifesta na presença de fibra ótica. Quando são introduzidos 50 km de fibra é possível observar a grande influência deste parâmetro na qualidade do sinal do DML, i.e., um menor MLWEF traduz-se num melhor qualidade do sinal (BER mais baixo). Comparando os resultados da Figura 3.8 e da Figura 3.7 é possível verificar que o APD apresenta uma sensibilidade bastante superior à do PIN. Com este resultados, concluí-se que para se alcançar BERs na ordem dos 10^{-12} para o caso do DML com 50 km de fibra, é necessário realizar compensação de dispersão.

3.1.4 Simulação com DCF

As simulações realizadas com compensação de dispersão foram feitas com base nos *setups* apresentados anteriormente (Figura 3.1 e 3.2), onde apenas foi acrescentado um troço de fibra DCF entre a fibra SMF e o atenuador variável. Foram realizadas simulações para os dois tipos de recetores. Os parâmetros mais relevantes da fibra DCF utilizada, encontram-se apresentados na Tabela 3.6.

Parâmetro	Valor	Unidades
Atenuação	0.4	dB/km
Coefficiente de Dispersão	-100	ps/nm/km

Tabela 3.6: Parâmetros mais relevantes do modelo da fibra DCF.

É de esperar que a compensação da dispersão tenha mais influência no caso do DML do que no caso do EML, visto o DML apresentar maior quantidade de *chirp* associado, que aliado à dispersão introduzida pela fibra, degrada mais o sinal. Além disso, é expectável que quanto maior a compensação de dispersão acumulada maior será a qualidade do sinal. Assim, foram simulados os seguintes cenários:

- EML com 50 km de fibra SMF e DCF, com recetor do tipo PIN;
- DML com 50 km de fibra SMF e DCF, com recetor do tipo PIN;
- EML com 50 km de fibra SMF e DCF, com recetor do tipo APD;
- DML com 50 km de fibra SMF e DCF, com recetor do tipo APD;

Os resultados de simulação obtidos para o caso em que é utilizado um recetor do tipo PIN, são apresentados na Figura 3.9. Para o caso do EML, foi utilizada uma fibra DCF com um coeficiente de dispersão de -100 ps/nm/km e com um comprimento de cerca de 2 km. Assim, esta DCF apresenta uma dispersão acumulada de cerca de 200 ps/nm, sendo que compensa cerca de 12.5 km dos 50 km de fibra SMF. Já para o caso do DML, visto a quantidade de *chirp* ser mais elevada e conseqüentemente o efeito da dispersão da fibra mais acentuado, foi necessário aumentar o valor de compensação aplicada. Desse modo, foram utilizados cerca de 5 km de fibra DCF que realizam a compensação de cerca de 31.25 dos 50 km da fibra SMF.

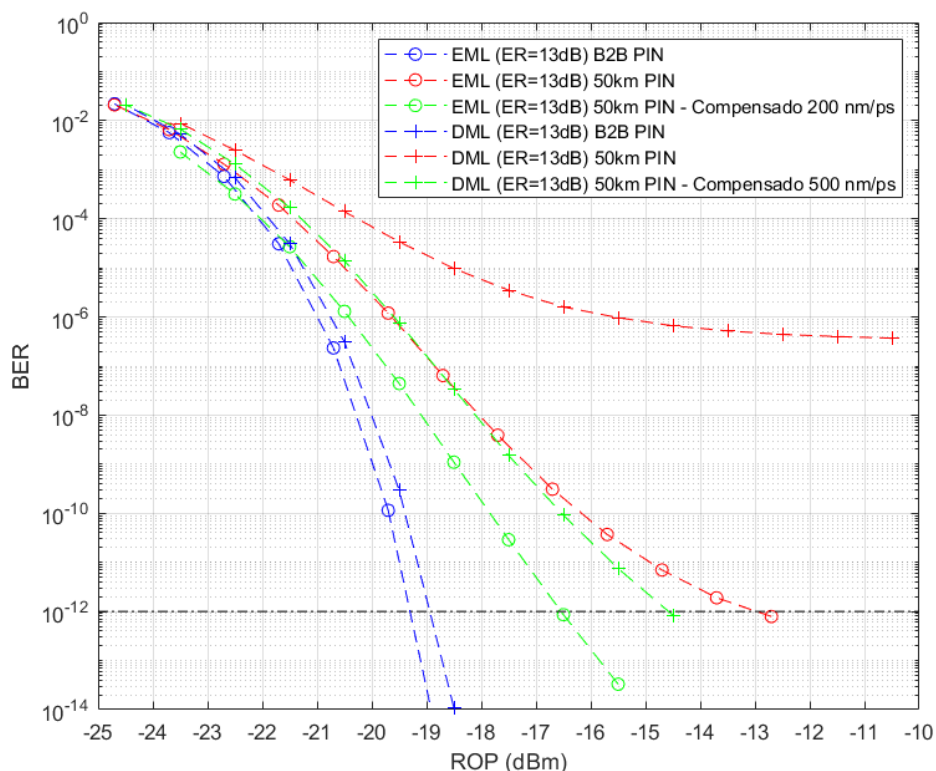


Figura 3.9: Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML compensados, para o caso do PIN

Da figura, é possível observar que a compensação da dispersão melhora a qualidade do sinal, isto é, para o mesmo BER, o valor de potência ótica requerida é mais baixa. Como seria de esperar, esta diferença é mais acentuada no caso do DML, devido não só ao facto de a dispersão acumulada aplicada ser maior mas também porque o DML introduz mais *chirp* no sinal, pelo que o impacto da dispersão é superior face ao EML. No caso do DML com 50 km de fibra, é notório o limite na taxa de erro na ordem dos 10^{-7} , devido ao facto de o limite da dispersão dominar face ao limite de atenuação, contudo só é possível atingir valores de BER tão baixos, devido ao ER utilizado. Quando é realizada a compensação, torna-se possível atingir BERs na ordem dos 10^{-12} . Já para o caso do EML, apesar de ser possível obter BERs na ordem dos 10^{-12} com 50 km de fibra sem compensação, a introdução da fibra DCF permite reduzir os valores de ROP do recetor. Contudo, para com 50 km de fibra ser possível obter os mesmos valores de BER para potências mais baixas, é necessário o uso de um APD. Na Figura 3.10 são apresentados os resultados respectivos ao APD.

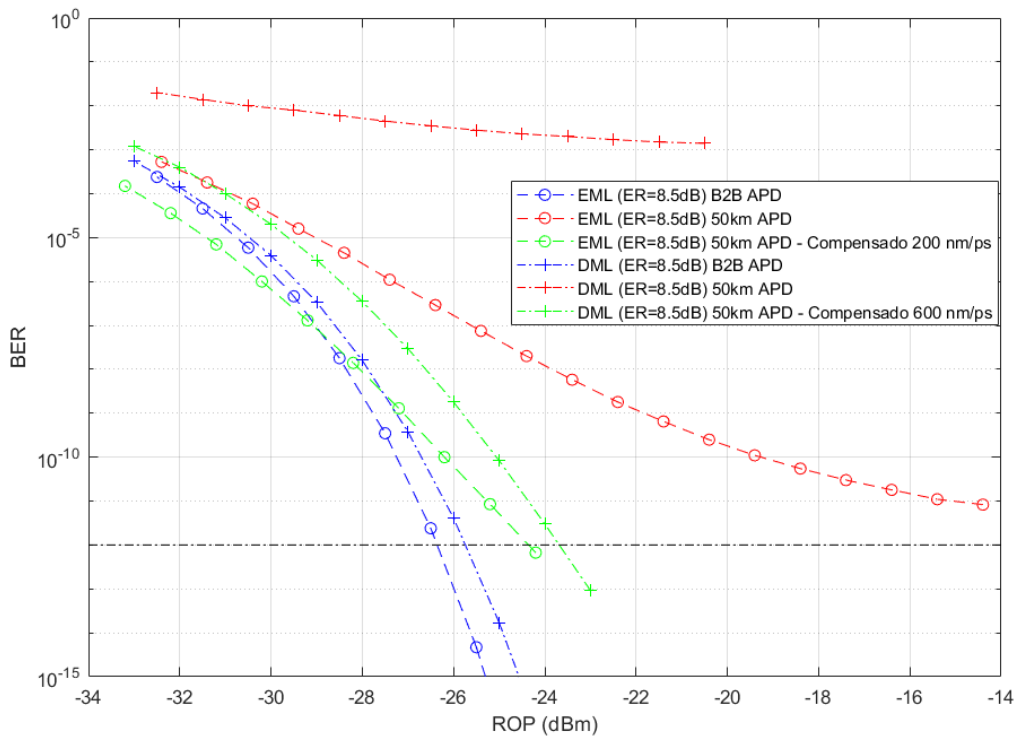


Figura 3.10: Variação do BER com a ROP para diferentes cenários do EML e DML compensados, para o caso do APD

Para o caso do APD, foram simulados dois tipos de DCF, uma com 200 ps/nm para o caso do EML e uma com 600 ps/nm para o caso do DML, sendo que a última realiza uma compensação de cerca de 37.5 km dos 50 km de fibra. Porém, para um $ER = 8.5$ dB, verificou-se que não é possível alcançar BERs na ordem dos 10^{-12} sem compensação, como se tinha visto possível para ambos os casos (EML e DML com $ER=13$ dB) anteriormente. Contudo, após realizada a compensação, esses valores foram alcançados, sendo que a potência óptica recebida é bastante mais baixa que no caso do PIN, i.e., melhor sensibilidade. Para este ER é claramente visível a melhoria que a compensação efectuada pela DCF faz ao sinal, para o caso do DML, sendo que este passa de um sinal completamente corrompido pelos fenómenos de *chirp* e de dispersão, para um sinal perfeitamente recuperado.

Capítulo 4

Validação experimental dos cenários de rede

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório. Os testes foram realizados com o objetivo de realizar uma caracterização da tecnologia NG-PON2 e verificar a validade prática das simulações realizadas. As realizações práticas efectuadas permitirão realizar uma extrapolação de viabilidade sobre o cenário SUPER-PON que se pretende alcançar. Foram utilizados dois *transceivers* NG-PON2 comerciais, um OLT XFP e um ONU XFP, ambos fornecidos pela PICadvanced, S.A.

4.1 Caracterização de um sistema NG-PON2

Para a caracterização de *transceivers* NG-PON2, foram utilizados dois *transceivers* comerciais, segunda a configuração apresentada na Figura 4.1.

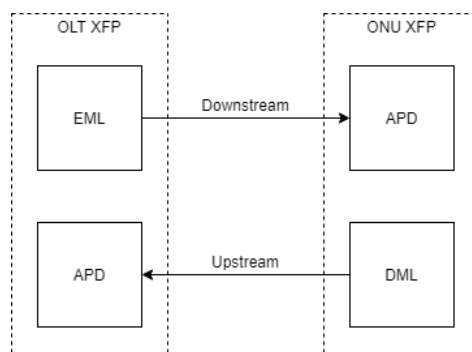


Figura 4.1: Modelo da configuração utilizada para os *transceivers* NG-PON2.

O *transceiver* emissor utilizado, OLT XFP, é constituído por um LASER EML e um recetor ótico do tipo APD. Este *transceiver* em *downstream* apenas realiza emissão no canal 3 da NG-PON2, por essa razão os testes realizados em *downstream*, ficaram limitados a esse canal. Já para *upstream*, o recetor do OLT XFP possui a tecnologia DWDM o que lhe permite a sintonização em qualquer um dos 4 canais da NG-PON2.

Relativamente ao *transceiver* recetor utilizado, ONU XFP, é constituído por um LASER DML e um recetor ótico do tipo APD. Este *transceiver* em *downstream* recebe no canal 3

NG-PON2 e na direção *upstream* pode ser sintonizado para transmitir em qualquer um dos 4 canais NG-PON2. O controle de ambos os *transceivers* foi realizado através das placas de avaliação produzidas pela PICAdvanced, S.A.

Assim, foram realizadas medições do diagrama de olho e do espectro de cada um dos *transceivers*, bem como medições do BER no canal 3 na direção *downstream* e do canal 1 e 4 na direção *upstream*.

4.1.1 Caracterização do sistema em *downstream*

Para a medição do espectro do LASER EML do *transiever* emissor, foi utilizado o *setup* apresentado na Figura 4.2. Onde se ligou diretamente um analisador de espectro ótico (OSA - *Optical Spectrum Analyzer*), ao OLT. O espectro do EML do OLT é apresentado na Figura 4.3.

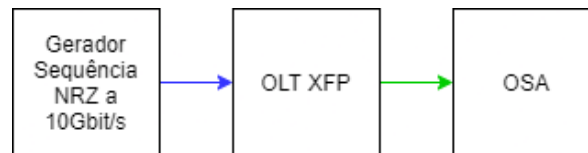


Figura 4.2: *Setup* prático para medição do espectro do LASER EML do OLT.

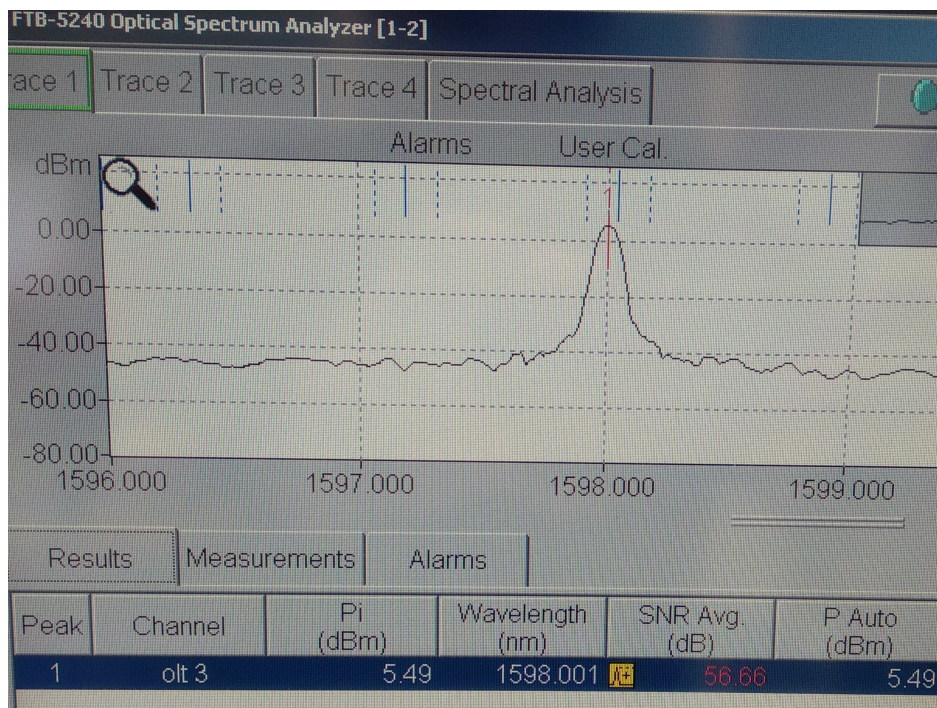


Figura 4.3: Espectro medido do LASER EML do OLT.

Verificou-se que o comprimento de onda correspondente ao canal 3 para *downstream*, 1598.0 nm, está em conformidade com a norma para NG-PON2. Além disso, pode-se observar que o espectro deste LASER apresenta um pico, devido ao *chirp* neste tipo de transmissores

ser bastante reduzido. Para a caracterização do sistema em *downstream*, foram utilizados dois *setup*. O primeiro *setup*, apresentado na Figura 4.4, foi utilizado para as medições relativas ao ROP e ao BER. O segundo *setup*, apresentado na Figura 4.6, foi utilizado para a medição do diagrama de olho do emissor do OLT.

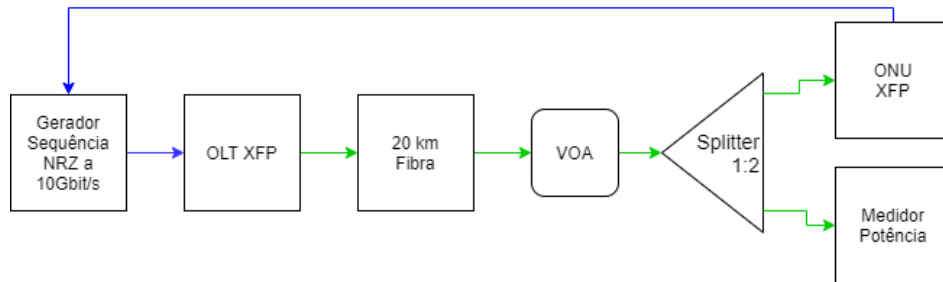


Figura 4.4: *Setup* prático para medição do BER por ROP na direção *downstream*.

Este *setup* é constituído por um gerador de sequência aleatória, responsável pela geração de um sinal eléctrico NRZ a 10 Gbit/s que posteriormente é enviado para o *transciever* emissor, OLT XFP que realiza a conversão do sinal eléctrico para o domínio óptico. Em seguida foram colocados 20 km de fibra SMF seguidos de um VOA, que permitiu a alteração manual do valor de atenuação aplicado ao sinal óptico, e assim, a medição de diferentes valores de ROP. À saída do VOA foi colocado um *splitter* de potência 1:2, sendo que numa das saídas foi colocado o *transciever* recetor, e na outra o medidor de potência óptica. As medições do BER e do ROP foram feitas para a situação sem fibra ótica B2B (*back-to-back*) e para a situação com 20 km de fibra. Foram então obtidos os valores apresentados no gráfico da Figura 4.5.

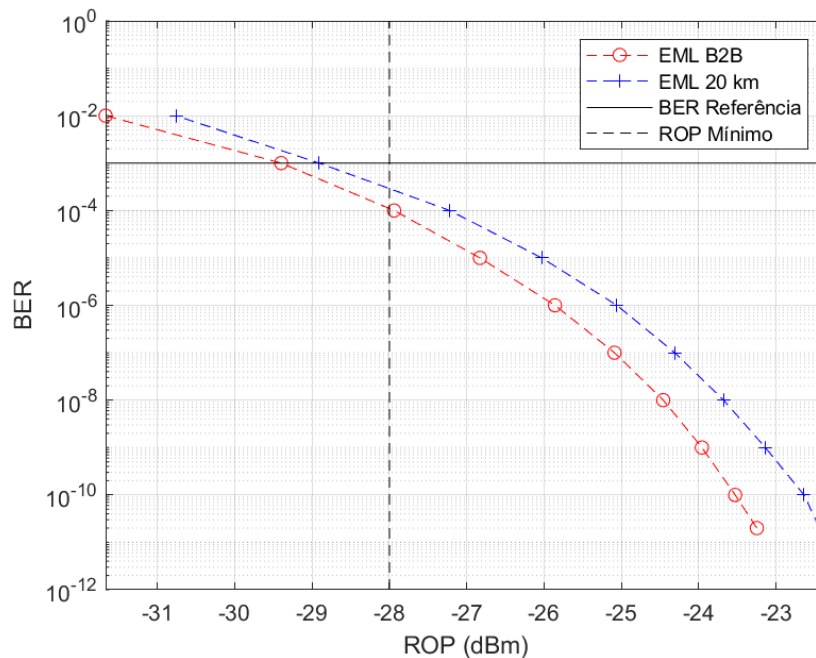


Figura 4.5: Curvas do BER na direção *downstream* para o ONU XFP.

Como se pode verificar, foi possível atingir o limite mínimo de sensibilidade definido pelo norma de cerca de -28 dBm para um BER de 10^{-3} . Comparando as duas situações, obtêm-se os valores para a penalidade máxima OPP entre ambos, que segundo a norma é de 2 dB. Na Tabela 4.1 são apresentados estes valores.

BER	ROP B2B (dBm)	ROP 20 km (dBm)	Penalidade (dB)
1e-11	-23.25	-22.35	0.90
1e-10	-23.53	-22.64	0.89
1e-9	-23.96	-23.14	0.82
1e-8	-24.46	-23.68	0.78
1e-7	-25.09	-24.31	0.78
1e-6	-25.86	-25.06	0.80
1e-5	-26.83	-26.03	0.80
1e-4	-27.94	-27.22	0.72
1e-3	-29.40	-28.91	0.49
1e-2	-31.67	-30.76	0.91

Tabela 4.1: Valores práticos da penalidade de potência para *downstream*.

Os valores da penalidade de potência, para a caracterização *downstream*, estão de acordo com a norma, para todos os valores medidos.

O segundo *setup* utilizado é apresentado na Figura 4.6 e teve como objetivo a obtenção do diagrama de olho do sinal.

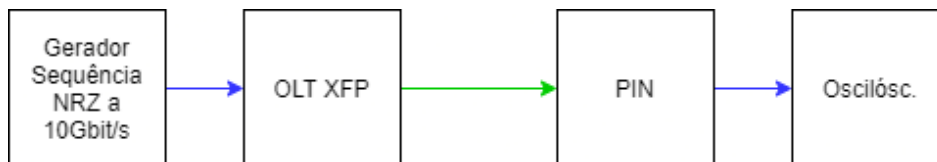


Figura 4.6: *Setup* prático para medição do diagrama de olho do LASER emissor do OLT.

Este *setup* é constituído por um gerador de sequência NRZ a 10 Gbit/s, o OLT, um recetor do tipo PIN e um osciloscópio para permitir a análise do diagrama de olho recebido no PIN.

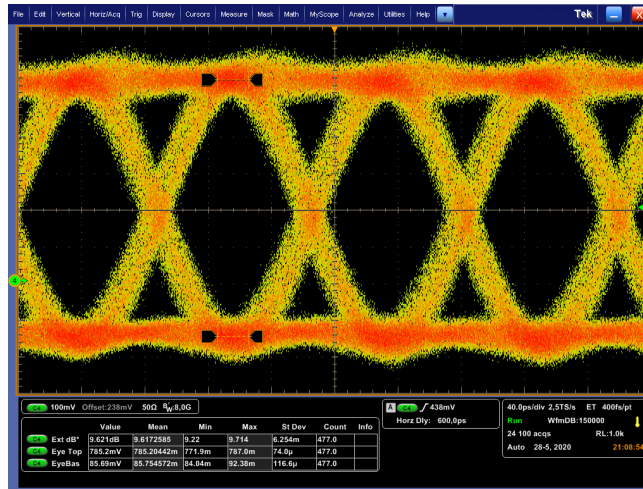


Figura 4.7: Diagrama de olho medido do LASER EML da OLT.

Segundo a medição observada no osciloscópio, o valor do ER para este LASER foi de cerca de 9.6 dB. Valor que se encontra em conformidade com o valor mínimo requerido pela norma para NG-PON2.

4.1.2 Caracterização do sistema em *upstream*

Para a caracterização *upstream* do sistema, iniciou-se o processo com a caracterização do LASER DML do ONU XFP. Realizou-se um varrimento na corrente de polarização do LASER, entre 0 e 100 mA, mantendo a corrente de modulação em 0 mA. Este controlo de corrente foi feito com o suporte do *software* das placas de avaliação dos XFP's. Segundo o comportamento típico de um LASER DML, será de esperar que para correntes de polarização abaixo do limiar de *threshold* nenhuma potência seja emitida, e que acima desse valor, a potência de saída do LASER tenha um aumento aproximadamente linear com o aumento da corrente de polarização. As Figuras 4.8a e 4.8b apresentam a relação entre a potência de saída e a corrente de polarização, em mW e dBm, respectivamente.

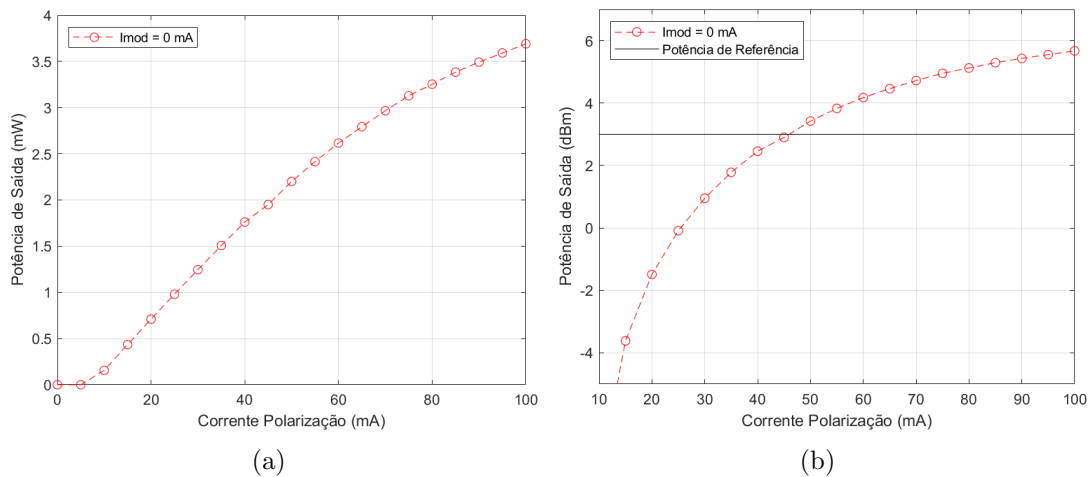
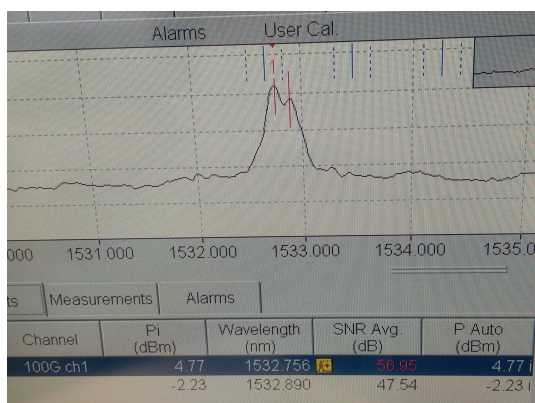
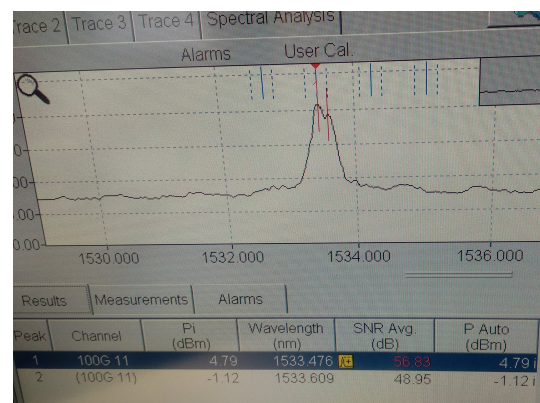


Figura 4.8: Curvas características medidas do LASER da ONU: a) em mW; b) em dBm.

Da Figura 4.8, é possível verificar que o DML analisado tem o comportamento esperado e que existe um aumento aproximadamente linear da potência de saída face à corrente de polarização, a cima do limiar do *threshold*. O ponto de polarização do LASER, i.e., o par corrente de polarização - corrente de modulação, deve ser escolhido com base na potência mínima de lançamento (4 dBm) e na razão de extinção mínima (6 dB) definidas pela norma para NG-PON2 [6], como visto na secção 2.2.2. Na Figura 4.8b está definido o limite mínimo da potencia de lançamento do LASER. Assim, o ponto de polarização deve estar suficientemente afastado do *threshold* para garantir um menor impacto dos efeitos do *chirp*. Como já referido no início do capítulo, o ONU utilizado permite a emissão do canal 1 ao 4. O canal de emissão pode ser escolhido através do *software* de interface com o utilizador, sendo que no processo de escolha são definidos, automaticamente, pares de corrente de polarização - modulação, que se encontram otimizados para cada um dos canais. Além disso, o comprimento de onda é também alterado segundo a alteração da temperatura do LASER, i.e., um aumento de temperatura do LASER traduz-se num aumento do comprimento de onda do mesmo. Em seguida efectuou-se a observação do espectro do LASER DML para cada um dos canais. Utilizou-se o *setup* apresentado na Figura 4.2, alterando apenas o OLT XFP pelo ONU XFP. Foram obtidos os espectros apresentados na Figura 4.9.



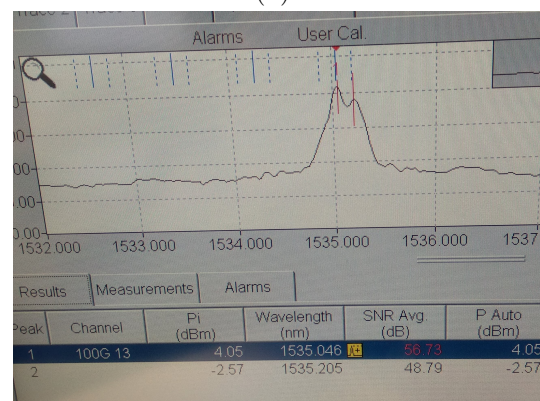
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.9: Espectros óticos modulados, medidos para os diferentes canais do ONU XFP na direção *upstream*: a) Canal 1; b) Canal 2; c) Canal 3; d) Canal 4.

Verificou-se que os comprimentos de onda, estavam em conformidade com o padrão definido pela norma NG-PON2 para *upstream*, para cada um dos canais, considerando um espaçamento entre canais de cerca de 100 GHz. O canal 1 com um comprimento de onda de 1532.75 nm, canal 2 com 1533.47 nm, canal 3 com 1534.27 nm e o canal 4 com 1535.04 nm. Além disso, é ainda possível verificar o impacto do *chirp* neste espectros, pois todos os espectros apresentam dois picos. Contudo, como já referido anteriormente, este fenómeno é característico dos LASERs DML. Em seguida, foram realizadas as medições relativas ao ROP e ao BER, tendo por base o *setup* da Figura 4.4, alterando apenas as posições do OLT e do ONU. Contudo, para não tornar a análise de dados muito exaustiva, foram escolhidos apenas os canais 1 e 4 para a realização destas medições, visto ser os canais que apresentam diferenças mais significativas. Os resultados obtidos encontram-se descritos no gráfico da Figura 4.10.

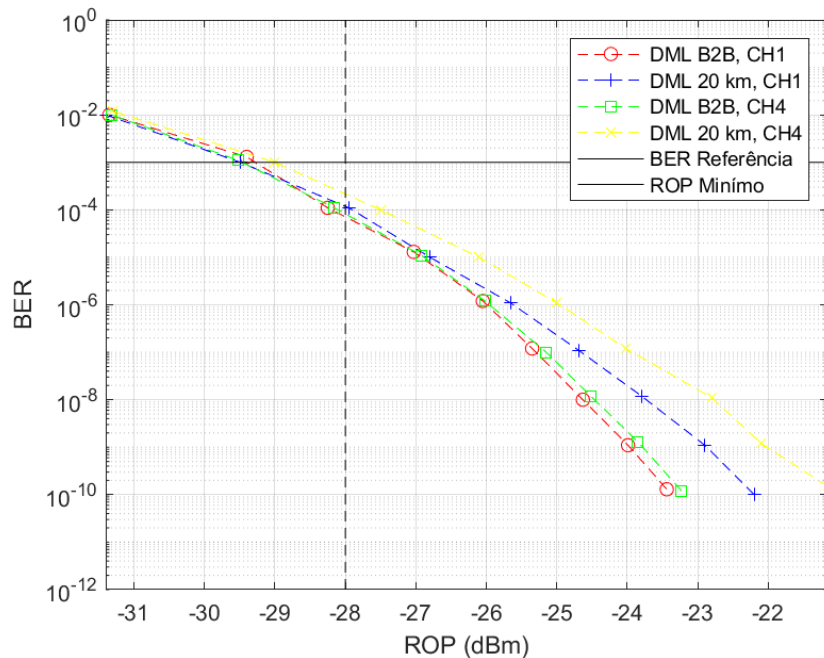


Figura 4.10: Curvas do BER na direção *upstream* para o ONU XFP.

Analisando o gráfico, é possível verificar que foi atingida a sensibilidade requerida para este tipo de sistema, cerca de -28 dBm para um BER de 10^{-3} . Além disso, é ainda possível verificar que para o canal 4 é necessário potências mais elevadas para atingir determinados valores de BER, tanto para o caso de B2B como para o caso com 20 km de fibra. Para justificar esta diferença, é necessário analisar a relação entre o ER e a sensibilidade, através da observação do diagrama de olho de ambos os canais, pois estes certamente apresentam diferenças. Esta análise é feita mais à frente nesta secção. Outro fator importante de verificar, é a penalidade de potência em ambos os canais, pois com base nessa informação, podemos ter um melhor entendimento da performance de cada um dos canais. Esta análise é feita na Tabela 4.2.

BER	ROP B2B Canal 1 (dBm)	ROP 20 km Canal 1 (dBm)	Penalidade Canal 1 (dB)	ROP B2B Canal 4 (dBm)	ROP 20 km Canal 4 (dBm)	Penalidade Canal 4 (dB)
1e-10	-23.40	-22.20	1.20	-23.20	-21.20	2.00
1e-9	-23.97	-22.85	1.12	-23.82	-22.10	1.72
1e-8	-24.63	-23.77	0.86	-24.49	-22.79	1.70
1e-7	-25.30	-24.68	0.62	-25.15	-24.02	1.13
1e-6	-26.00	-25.65	0.35	-26.00	-25.00	1.00
1e-5	-27.00	-26.80	0.20	-26.90	-26.10	0.80
1e-4	-28.20	-27.90	0.30	-28.14	-27.50	0.64
1e-3	-29.20	-29.49	0.29	-29.50	-29.00	0.50
1e-2	-31.35	-31.40	0.15	-31.31	-31.28	0.03

Tabela 4.2: Valores práticos da penalidade de potência para *upstream*.

Da Tabela 4.2 é possível observar que para ambos os canais é respeitada a penalidade máxima definida pela norma, OPP inferior a 2 dB à exceção do caso em que o BER é 10^{-10} no canal 4. Contudo, observa-se que a OPP é inferior no canal, o que se traduz numa melhoria da performance deste canal face ao canal 4. Para perceber o porquê desta diferença, foram observados os diagramas de olho de ambos os canais. Na Figura 4.11 são apresentadas os diagramas de olho dos diferentes canais, os quais foram medidos com base no *setup* da Figura 4.6, alterando apenas o OLT pelo ONU.

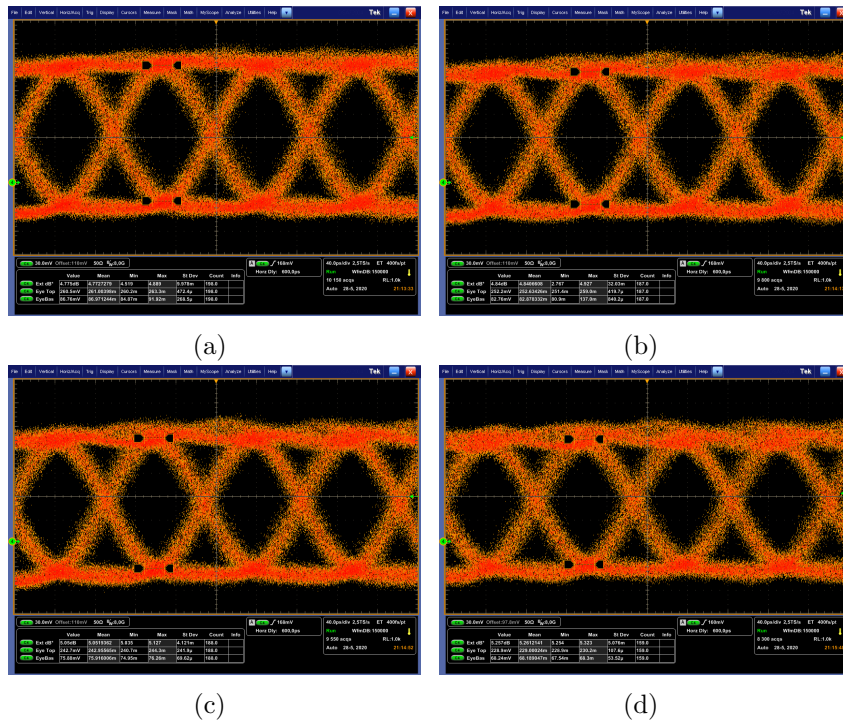


Figura 4.11: Diagramas de olho medidos da ONU XFP em *upstream*: a) Canal 1; b) Canal 2; c) Canal 3; d) Canal 4.

Pela análise dos diagramas de olho da Figura 4.11, é possível observar que à medida que se aumenta o canal, o *overshoot* associado também aumenta ligeiramente. Isto releva-se numa perda de performance do canal 1 face ao canal 4, algo que foi verificado com as medições de BER/ROP e OPP realizadas anteriormente. Esta diferença de performance também pode ser justificada devido ao facto da dispersão ser ter mais influência no comprimento de onda relativo ao canal 4 do que no do canal 1. Dos diagramas de olho apresentados, foram ainda medidos os valores do ER para cada um dos canais. Estes valores encontram-se apresentados na Tabela 4.3.

Canal	ER (dB)
1	4.77
2	4.84
3	5.05
4	5.25

Tabela 4.3: Valores práticos do ER para os diferentes canais do ONU XFP em *upstream*.

4.2 Emulação de um sistema SUPER-PON

Com o objetivo de caracterizar um sistema SUPER-PON e validar a possibilidade de implementação dos objetivos propostos para esta tecnologia, realizam-se medições práticas com DCF e com utilização de 2 canais diferentes, contudo não foi possível a utilização de um AWG, por isso recorreu-se ao uso de um WM de 4 canais para NG-PON2. Iniciou-se esta caracterização com medições com 50 km de fibra e posteriormente usando uma fibra DCF, para os dois tipos de LASER, EML e DML. Posteriormente foram feitas as mesmas medições mas com 2 canais distintos, com vista à observação dos fenómenos de *cross-talk* entre canais. Foram usados XFPs disponibilizados pela PICadvanced, sendo que foram apenas realizadas medições com recetores do tipo APD, visto serem os tipos de recetores mais comuns em XFPs comerciais.

4.2.1 Análise do impacto da DCF no sistema

Foram utilizados dois XFPs, um com EML a emitir no canal 3 de NG-PON2 e outro com DML a emitir no canal 1 de NG-PON2. O *setup* utilizado encontra-se apresentado na Figura 4.12.

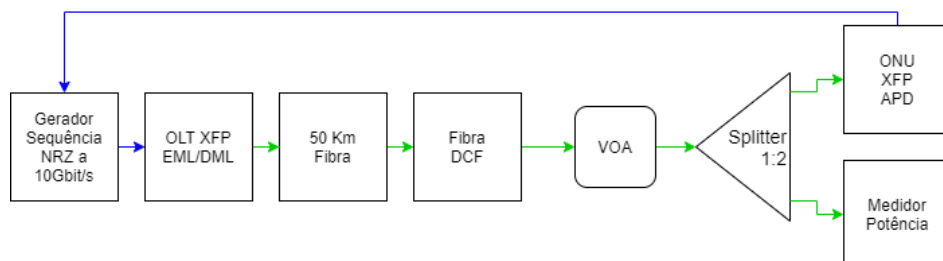


Figura 4.12: *Setup* prático para medição do BER por ROP com DCF.

Foram feitas medições em B2B, com 50 km de fibra, e por fim, utilizando compensação, neste caso, por DCF. A DCF utilizada tinha uma dispersão acumulada de -680 ps/nm, sendo este o único parâmetro conhecido da mesma. Considerando este valor de dispersão acumulada, podemos saber *a priori* a distância em km que esta DCF compensa, entre 40 e 45 km, se o coeficiente de dispersão da mesma variar entre 15 e 17 ps/nm/km. É de esperar que o impacto da DCF seja mais preponderante no caso do DML, devido aos fenômenos já referidos anteriormente. A medição do diagrama de olho de ambos os LASERs foi realizada com base no *setup* da Figura 4.6, e são apresentados na Figura 4.13.

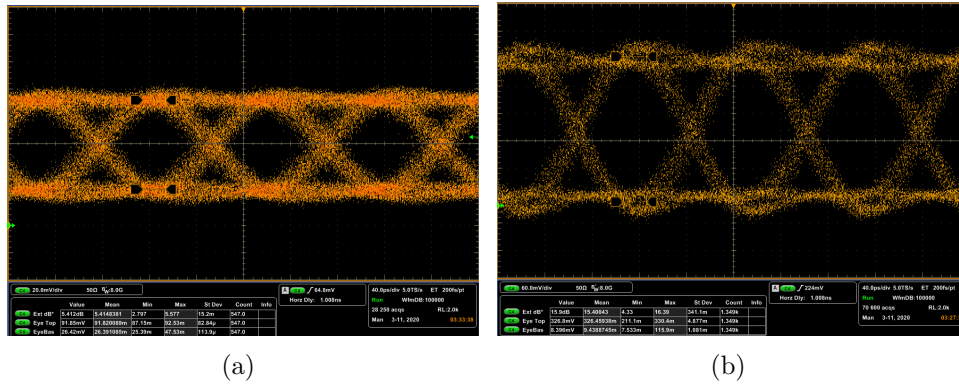


Figura 4.13: Diagramas de olho medidos dos XFPs usados a) DML CH1; b) EML CH3.

Dos diagramas apresentados na Figura 4.13 foi observado que o DML apresentava um ER de cerca de 5 dB enquanto que o EML apresentava um ER de cerca de 16 dB, além disso, a diferença entre as suas potencias médias, também é significativa. Visto não ter sido possível a realização de testes com ER semelhantes, prevê-se que o comportamento dos XFPs seja substancialmente diferente. Na Figura 4.14 são apresentados os resultados obtidos para ambos os casos.

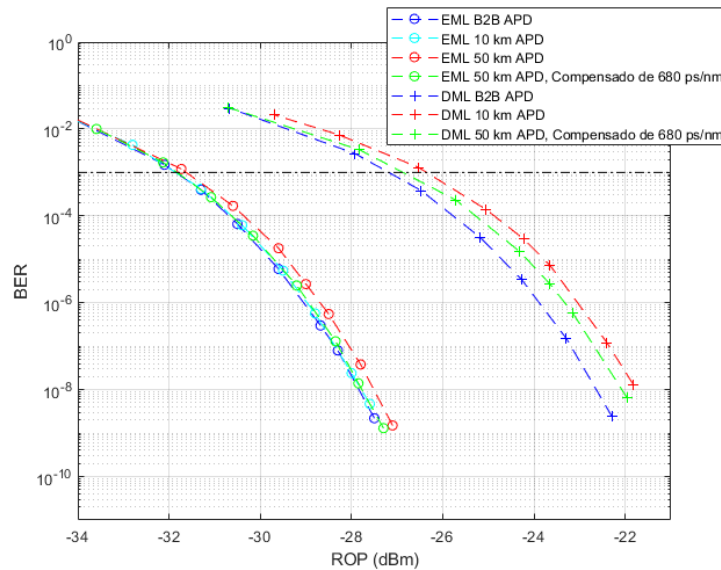


Figura 4.14: Comparação entre EML e DML com APD.

Da Figura 4.14 observa-se que a diferença ROP entre o EML e o DML utilizados é notória. O EML apresenta uma ROP bastante inferior que o DML sendo que a penalidade em B2B entre ambos é de cerca de 5 dB. Esta diferença deve-se aos ERs utilizados, visto o EML ter um ER cerca de 10 dB superior ao DML. Além disso, é também visível que as medições realizadas para o EML encontram-se bastante próximas, sendo que a penalidade entre B2B e com 50 km de fibra apresenta um máximo de 0.5 dB, o que já não se verifica para o DML. Para o caso do DML não foi possível a realização de medições com 50 km de fibra devido à quantidade de dispersão presente no sinal, sendo que o aparelho de medição do BER não foi capaz de estabilizar as medições em valores constantes. Assim sendo, recorreu-se a uma abordagem alternativa, tentando perceber se o comportamento do sistema com 50 km e DCF seria semelhante ao comportamento do sistema com apenas 10 km de fibra, isto porque, como já referido anteriormente, a DCF utilizada realiza uma compensação de cerca de 40 km e por isso, as duas curvas deveriam, teoricamente, ser coincidentes. Realizou-se também esta abordagem para o caso do EML para ser possível ter um termo de comparação, sendo que se verificou que para o caso do EML que as curvas eram coincidentes, visto o impacto dos fenómenos de *chirp* serem bastante reduzidos. Contudo, para o caso do DML, a curva relativa à compensação dos 50 km por DCF, encontra-se abaixo da curva relativa aos 10 km de fibra. Esta diferença pode ser justificada da seguinte forma:

- A fibra SMF terá um coeficiente de dispersão inferior a 17 ps/nm/km, sendo que dessa forma a dispersão acumulada no fim da fibra SMF, será inferior. Assim sendo a compensação realizada pela DCF terá maior impacto na dispersão acumulada final, obtendo assim melhores valores de BER.

Apesar de as medições realizadas não estarem totalmente de acordo com o que se esperava, confirma-se a possibilidade de utilização de um DML com APD a 10 Gbit/s, para um cenário SUPER-PON, com cerca de 50 km de fibra desde que seja aplicada algum tipo de compensação, sendo que neste caso foi validada a utilização de compensação por DCF. Valida-se ainda a utilização de um EML num cenário SUPER-PON a 10 Gbit/s e com 50 km de fibra, independentemente do uso de compensação de dispersão. Desta forma pode inferir-se que, num sistema real, os custos relacionados com a implementação deste tipo de tecnologia devem residir do lado do CO. Assim sendo, é imperativo que, na direção *downstream*, a OLT utilize um EML como emissor e do lado do utilizador a ONU utilize um APD como recetor, sendo que neste caso não há necessidade de utilização de métodos de compensação de dispersão. Enquanto que, na direção *upstream*, do lado do utilizador a ONU deve utilizar um DML, por ser mais barato que um EML, e do lado do CO deve ser realizada compensação de dispersão e utilizado um APD como recetor do OLT.

4.2.2 Análise do impacto da utilização de multi canal no sistema

Nesta secção foram realizados testes práticos com 2 canais, com o objectivo de perceber qual o impacto da introdução do segundo canal, no BER e na ROP do primeiro canal. O *setup* utilizado para estas medições encontra-se esquematizado na Figura 4.15. Visto não haver a possibilidade de utilização de um AWG cíclico, foi utilizado um WM de 4 canais NG-PON2 fornecido pela PICadvanced. As características conhecidas deste WM são a taxa de rejeição (RR - *Rejection Rate*) de cerca de 40 dB. Foram comparados os dois tipos de LASERS, EML e DML, para o caso em que o recetor é do tipo APD.

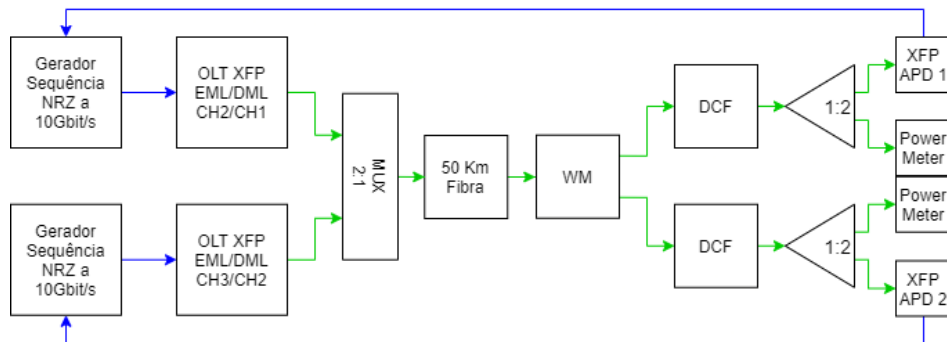


Figura 4.15: *Setup* prático utilizado para as medições com multi canal.

O *setup* utilizado é constituído por, 2 geradores de sequência NRZ a 10 Gbit/s conectados a 2 OLTs com EML, um a emitir no CH2 e outro no CH3; 2 OLTs DML, um a emitir no CH1 e outro no CH2. Posteriormente os dois canais são multiplexados por um MUX2:1 e enviados para os 50 km de SMF. Em seguida os canais são desmultiplexados por um WM de 4 canais NG-PON2 e é feita a compensação da dispersão por DCF, e por fim, recebido o sinal ótico nos ONUs e feita a leitura da potência ótica recebida. Inicialmente foi medido o BER e a ROP para os casos de B2B, com 50 km e com a realização da compensação, na situação em que só se utiliza um canal. Posteriormente foi introduzido o segundo canal e realizadas as mesmas medições. Este processo foi repetido para o caso do EML e do DML. Tendo em conta o RR do WM utilizado, prevê-se que a introdução do segundo canal não interfira com o desempenho do primeiro canal. Os resultados obtidos para ambos os casos, encontram-se representados nas Figuras 4.16 e 4.17.

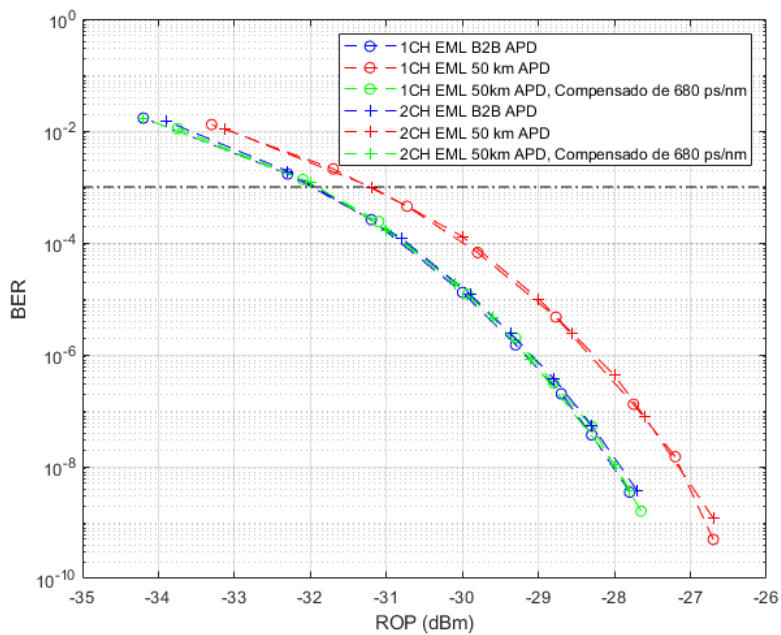


Figura 4.16: Curvas de BER para EML com um canal e dois canais.

Para o caso do EML, foi utilizado inicialmente o CH3, e posteriormente adicionou-se outro canal, o CH2. Como se observa pela Figura 4.16, para o caso do EML, foi obtida uma sensibilidade de cerca de -32 dB em B2B, sendo que para o caso com 50 km de fibra, essa sensibilidade apresenta uma penalidade de cerca de 0.8 dB, i.e., cerca de -31.2 dB. Como se pode verificar as curvas obtidas para as medições com dois canais, são coincidentes com as medições realizadas com apenas um canal, como se previa. Isto significa que o segundo canal não influencia o desempenho do primeiro canal, i.e., não existem fenômenos de *cross-talk*. A ausência destes fenômenos, só acontece devido ao elevado RR do WM utilizado, que dessa forma garante que ambos os canais são filtrados corretamente e sem qualquer tipo de interferências. Desta forma, é de esperar que o comportamento do WM para o caso em que é utilizado um DML, seja semelhante.

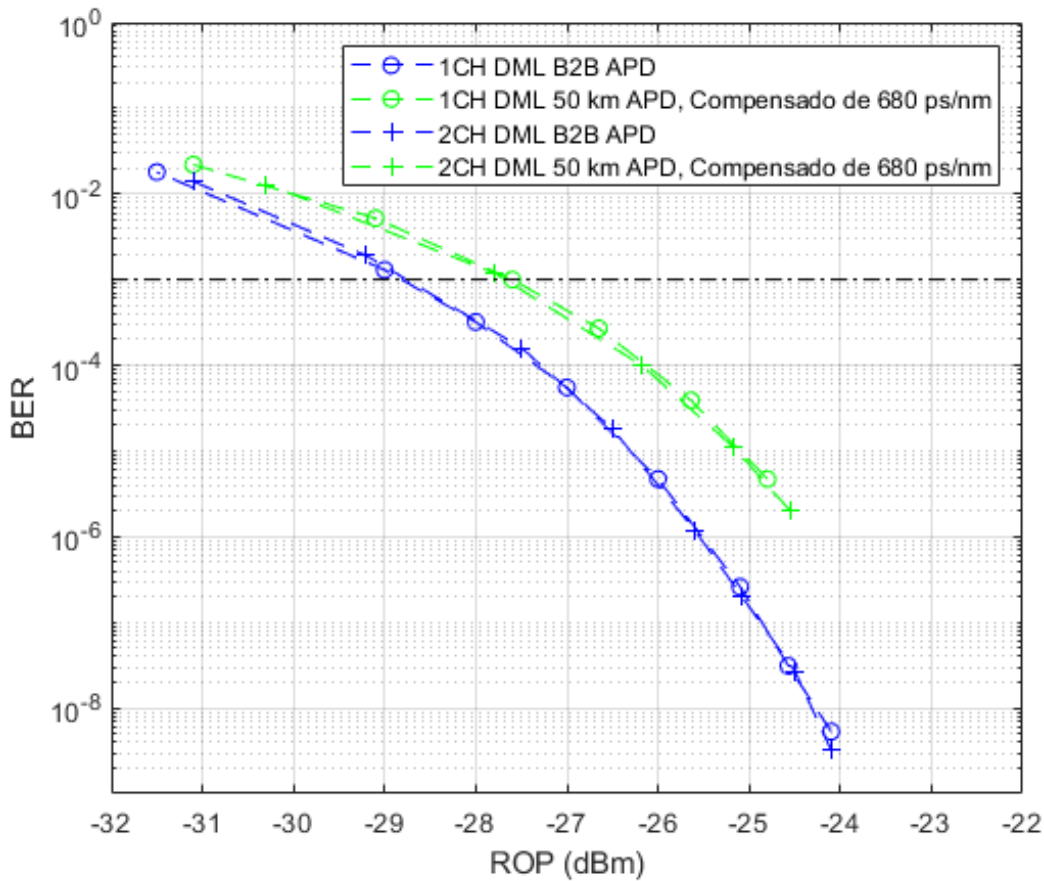


Figura 4.17: Curvas de BER para DML com um canal e dois canais.

Para o caso do DML, é possível verificar o que se esperava, i.e., as curvas de BER obtidas para o caso em que são utilizados dois canais, são coincidentes com as curvas relativas a apenas um canal. Mais uma vez, estes resultados validam a ausência de fenômenos de *cross-talk* e por sua vez a eficiência do WM utilizado. A sensibilidade obtida para este caso foi de cerca de -28.8 dBm, apresentando uma penalidade de potência, para o caso em que são utilizados 50km de fibra e DCF, de cerca de 1 dB.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho Futuro

5.1 Conclusões

Esta dissertação teve como principal objectivo estudar e realizar uma análise de viabilidade da tecnologia SUPER-PON que se encontra em actual desenvolvimento. Inicialmente foi feita uma revisão geral dos conceitos de um sistema PON, referindo algumas das tecnologias precedentes à SUPER-PON mais influentes para o desenvolvimento da mesma. Em seguida foi feita uma apresentação da tecnologia, referindo os requisitos propostos e as principais motivações para a criação da mesma, bem como, as vantagens e desvantagens da sua implementação.

Em seguida foi feito um estudo mais detalhado de todos os componentes necessários à implementação de um sistema de comunicações óticas, e mais especificamente, um sistema do tipo SUPER-PON. Começou-se pelo estudo dos diferentes tipos de transmissores, referindo os diferentes tipos de LASER e os diferentes tipos de modulação, como alguns fenómenos de ruído associados a esses processos. Numa fase seguinte, foram apresentados alguns dos fenómenos mais preponderantes na degradação do sinal ótico ao longo da propagação pela fibra ótica, nomeadamente a atenuação e a dispersão cromática, complementando com um dos métodos de compensação utilizados nos sistemas de comunicação ótica dos dias de hoje. Numa fase final do capítulo, foi feito ainda um estudo dos diferentes tipos de divisores de potência e de comprimentos de onda necessários a uma rede do tipo PtMP. Concluiu-se o capítulo com a apresentação dos vários tipos de recetores e os parâmetros mais importantes dos mesmos. Este estudo foi essencial para a compreensão da influência dos diferentes parâmetros no contexto do sistema e posteriormente na correcta adaptação e análise dos diferentes cenários simulados, apresentados no capítulo seguinte.

No capítulo 3 foram apresentadas as simulações realizadas com base na informação recolhida no estado da arte. Estas simulações foram essenciais para a compreensão das tecnologias referidas anteriormente e serviram para ter uma base teórica do comportamento dos diferentes tipos de recetores e emissores. Alguns dos parâmetros de simulação destes componentes foram baseados em dispositivos reais, disponíveis no mercado, outros tiveram de ser calculados. Contudo, o facto de se ter obtido a sensibilidade descrita no *datasheet* dos componentes, validou a abordagem analítica efetuada. Assim, é possível concluir que do lado do transmissor, o EML apresenta menor *chirp* e conseqüentemente, menor ruído, contudo menor potência de saída. Além disso, o formato de modulação deste tipo de LASER apresenta um elevado

nível de complexidade, o que aumenta o custo associado a este tipo de dispositivo. Já para o caso do DML, observou-se que estes transmissores apresentam elevados valores de *chirp*, resultante do método de modulação utilizado, que consequentemente aumentam os valores de dispersão associada. Contudo, estes LASERs conseguem atingir potências de saída mais elevadas, comparativamente aos LASERs EML, sendo que o facto de utilizarem um método de modulação mais simples, acabam por ser dispositivos mais baratos. Relativamente aos recetores, conclui-se que o PIN apresenta níveis de ruído bastante reduzidos em detrimento da sensibilidade, i.e., para atingir as mesmas performances que os APDs, necessita de potências mais elevadas. Já o APD, apresenta valores de sensibilidade mais elevados, i.e., consegue ler valores de potência mais baixos, contudo tem um ruído associado maior do que no caso do PIN, devido à dependência do ruído com o ganho do mesmo. Contudo, devido à perda da licença do *software*, não foi possível adaptar as simulações realizadas aos resultados obtidos experimentalmente, algo que teria sido interessante apresentar.

Relativamente ao quarto capítulo, foram apresentados todos os resultados práticos obtidos dos testes realizados em laboratório. Inicialmente realizou-se uma caracterização de um sistema baseado na tecnologia NG-PON2, fazendo uma caracterização *downstream* e *upstream* do mesmo. Verificou-se que o comportamento dos XFPs utilizados, estava de acordo com o que teoricamente se esperava dos mesmos, nomeadamente, os espectros dos LASERs EML e DML bem como a curva característica do LASER DML. Observou-se que tanto o canal 1 como o canal 4, estão de acordo com a norma para NG-PON2, em termos de sensibilidade, penalidade e diagrama de olho. O canal 1 apresenta uma melhor performance, todavia um ER inferior, face aos outros canais. Foi possível ainda concluir que a utilização de compensação de dispersão (neste caso por DCF) é crucial quando se pretende realizar uma transmissão a 10 Gbit/s com um LASER do tipo DML, ao longo de 50 km de fibra. Sem esta compensação, não é possível atingir estas distâncias a este *bit rate*, sendo que, quanto maior for a dispersão acumulada do compensador de dispersão, maior será a qualidade do sinal à chegada ao recetor. Já para o caso do EML, visto apresentar menores valores de ruído, foi possível alcançar os 50 km a 10 Gbit/s sem qualquer tipo de compensação. No fim do capítulo, foi ainda possível concluir que, num cenário SUPER-PON, a 10 Gbit/s, com 50 km de fibra, com compensação de dispersão e com utilização de 2 canais, não existe interferências entre canais adjacentes, desde que se utilize um tipo de filtragem com elevada taxa de rejeição. Neste caso verificou-se que o uso de um WM com um RR na ordem dos 40 dB permitia que os canais não apresentassem fenómenos de *cross-talk*.

5.2 Trabalho Futuro

- Realização de testes laboratoriais com outros tipos de filtragem (ex: AWG) e/ou com valores de RR mais baixos;
- Verificação de viabilidade de emissão de 20 canais na banda C ou L, e posterior filtragem dos mesmos;
- Realização de testes laboratoriais com outros tipos de compensação de dispersão (ex: redes de *Bragg*);
- Realização de simulações e testes em laboratório de cenários SUPER-PON segundo as normas da tecnologia quando estas estiverem padronizadas;

Bibliografija

- [1] History. *The Invention of the Internet*. Jul. de 2010. URL: <https://www.history.com/topics/inventions/invention-of-the-internet>.
- [2] ITU-T. *FSAN Roadmap*. Nov. de 2016. URL: <https://www.fsan.org/roadmap>.
- [3] Gerd Keiser. *FTTX Concepts and Applications*. first. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing. Wiley-IEEE Press, mai. de 2006.
- [4] Bostjan Batagelj e Vesna Eržen. “NG-PON1 - Technology presentation, implementation in practice and coexistence with the GPON system”. Em: *Elektrotehniški Vestnik/Electrotechnical Review* 79 (jan. de 2012), pp. 117–122.
- [5] ITU-T. *G.987.2 - 10-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (XG-PON): Physical Media Dependent (PMD) Layer Specification*. Fev. de 2016.
- [6] ITU-T. *G.989.2 - 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification*. Fev. de 2019.
- [7] BroadBand Forum. *NG-PON2 Council*. URL: <https://www.broadband-forum.org/ng-pon2-council>.
- [8] Google. *Google Fiber*. Set. de 2020. URL: <https://fiber.google.com/>.
- [9] Business Insider. ‘*What is Google Fiber?’: Everything you need to know about Google’s high-speed internet service*. Nov. de 2020. URL: <https://www.businessinsider.com/what-is-google-fiber>.
- [10] Claudio DeSanti et al. “SUPER-PON Scale Fully Passive Optical Access Networks to Longer Reaches and to a Significantly Higher Number of Subscribers”. Em: *IEEE* (jan. de 2018).
- [11] Christophe Peucheret. *Direct and External Modulation of Light*. Rel. téc. DTU Fotonik, nov. de 2009.
- [12] Harry JR Dutton. *Understanding optical communications*. Prentice Hall PTR, N.J., 1998, pp. 113–116.
- [13] Anritsu. *Distributed Feedback Laser Diodes*. Nov. de 2020. URL: <https://www.anritsu.com/en-us/sensing-devices/products/dfb-ld>.
- [14] RP Photonics. *Chirp*. Set. de 2020. URL: <https://www.rp-photonics.com/chirp.html>.
- [15] Gerd Keiser. *FTTX Concepts and Applications*. first. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing. Wiley-IEEE Press, mai. de 2006, pp. 28–31.

- [16] Harry JR Dutton. *Understanding optical communications*. Prentice Hall PTR, N.J., 1998, pp. 25–46.
- [17] FOWIKI. *Understand Fiber Attenuation*. Jun. de 2020. URL: <http://www.fowiki.com/b/understand-fiber-attenuation/>.
- [18] Cables Solutions. *From O to L: the Evolution of Optical Wavelength Bands*. Mai. de 2020. URL: <http://www.cables-solutions.com/from-o-to-l-the-evolution-of-optical-wavelength-bands.html>.
- [19] *Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy*. ITU-T, mar. de 2006.
- [20] *Application-related aspects of optical amplifier devices and subsystems*. ITU-T, abr. de 2011.
- [21] Fiber Optics Online. *Understanding and measuring chromatic dispersion*. Nov. de 2020. URL: <https://www.fiberopticonline.com/doc/understanding-and-measuring-chromatic-dispers-0002>.
- [22] *Optical system design and engineering considerations*. ITU-T, fev. de 2016.
- [23] K. Thyagarajan. “CHAPTER 15 - Optical Fiber Gratings”. Em: *Guided Wave Optical Components and Devices*. Ed. por Bishnu P. Pal. Burlington: Academic Press, 2006, pp. 233–242.
- [24] RP Photonics. *Dispersion Compensation*. Ago. de 2020. URL: https://www.rp-photonics.com/dispersion_compensation.html.
- [25] Govind P. Agrawal. “Chapter 3 - Group-velocity dispersion”. Em: *Nonlinear Fiber Optics (Sixth Edition)*. Ed. por Govind P. Agrawal. Sixth Edition. Academic Press, 2019, pp. 57–84.
- [26] Thor Labs. *Polarization-Maintaining Dispersion-Compensating Optical Fiber*. Ago. de 2020. URL: https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=12542.
- [27] TSUDA LAB. KEIO University. *Establishing a new wavelength band for optical communications*. Mai. de 2020. URL: http://www.tsud.elec.keio.ac.jp/english/research/to_e.html.
- [28] P. Jeppesen F. Liu J.S. Pedersen. *Very low crosstalk wavelength router construction using arrayedwaveguide grating multi/demultiplexers*. tenth. Vol. 35. Electronics Letters, 1999.
- [29] M. E. V. Segatto. “All Optical Bit Parallel WDM Systems”. Tese de doutoramento. Imperial College of Science, Technology e Medicine, University of London, 2001.
- [30] Enablence. *100GHz WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXER/DEMULTIPLEXER*. Jul. de 2013. URL: http://www.enablence.com/technologies/wp-content/uploads/2013/07/Datasheet_OCSD_AWG_Standard_100GHzMultiDemulti1.pdf.
- [31] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. third. John Wiley & Sons Inc., 2002.
- [32] RP Photonics. *Responsivity*. Mai. de 2020. URL: <https://www.rp-photonics.com/responsivity.html>.

- [33] Kerstin Schneider. “Highly Sensitive Optical Receivers”. Em: Springer Series in ADVANCED MICROELECTRONICS 23. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006. Cap. 3.
- [34] VPIphotonics. *Introduction to optical transmitters tx1 - lecture series*. Version 8.0. University Program, Photonics Curriculum.
- [35] John Senior. “Optical Fiber Communications: Principles and Practice”. Em: third. Prentice Hall, 2008. Cap. 8.
- [36] Wircom. *10G XPF PIN+ROSA*. Mai. de 2020. URL: <http://wircom.ua/content/1781/rxpmgrt1097dsoca.pdf>.
- [37] *Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy*. ITU-T, mar. de 2006. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.957-200603-I/en>.
- [38] OPTISMART. *10G 80KM APD LC-ROSA*. Mai. de 2020. URL: https://www.optismart.net/blog/chan-pin-xin-xi-2/post/10g-80km-apd-lc-rosa-237#blog_post_comment_quote.
- [39] VPIphotonics. *Manual de utilizador*. 2020.