



**Universidade de  
Aveiro 2012**

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e  
Informática

**Carlos Manuel  
Silva Oliveira**

**Soluções para redes óticas passivas de alcance  
estendido**





**Universidade de  
Aveiro 2012**

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e  
Informática

**Carlos Manuel  
Silva Oliveira**

**Soluções para redes óticas passivas de alcance  
estendido**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. António Teixeira e do Dr. Mário Lima, ambos do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática e do Instituto de Telecomunicações - Aveiro.



Dedico este trabalho aos meus pais Nuno e Maria e à minha namorada Célia.



## **o júri**

presidente

Prof. Doutor. Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro  
Professor associado da Universidade de Aveiro

vogais

Prof. Doutor António Luís Jesus Teixeira  
Professor associado da Universidade de Aveiro (Orientador)

Prof. Doutor Mário José Neves de Lima  
Professor auxiliar da Universidade de Aveiro (Coorientador)

Prof. Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros  
Professora auxiliar da Universidade do Algarve





## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar, queria agradecer à Universidade de Aveiro e ao Instituto de Telecomunicações pelos recursos disponibilizados para a realização da dissertação e das condições fornecidas ao longo destes anos e que contribuíram de uma forma essencial para a minha formação pessoal e académica.

Ao meu orientador, Prof. Doutor António Teixeira e ao meu coorientador Prof. Doutor Mário Lima, os meus agradecimentos pela oportunidade e confiança que depositaram em mim e pela disponibilidade que demonstraram para me orientar.

Agradeço a todos os meus colegas do laboratório de comunicações óticas pela simpatia, companheirismo e a rápida integração no laboratório.

Finalmente, quero agradecer a todos os meus amigos e família o incondicional apoio demonstrado ao longo destes anos e que foi fundamental para o meu sucesso académico e pessoal. Queria agradecer em especial à minha namorada, o incondicional apoio que sempre demonstrou nos melhores e piores momentos e pela enorme paciência demonstrada. Por fim, queria agradecer a todos os meus colegas de trabalho da Quinta D'Além da Ponte e Quinta de Povos (Arouca) pelo apoio que me deram ao longo destes anos e que em muito contribui para o meu desenvolvimento pessoal. A todos eles um muito obrigado.



**Palavras-chave**

GPON, reach extension, vídeo overlay, SOAs, EDFAs.

**Resumo**

Durante os últimos anos os cenários FFTx foram evoluindo, em particular com o FTTH (Fiber To The Home) a tornar-se uma realidade, permitindo disponibilizar elevada largura de banda ao utilizador final. Nesse âmbito, desenvolveram-se as redes óticas passivas (PON) e standards associados (EPON, GPON), tendo-se entretanto a investigação focado na otimização do débito binário disponibilizado, utilizando formatos de modulação avançados, e no aumento da distância entre a terminação da rede de transporte ótica (OLT) e os utilizadores finais, denominada de *reach extension*. O trabalho desenvolvido nesta dissertação foca-se neste cenário, de concepção de uma extender box, que permita aumentar o alcance dos cenários PON atuais.

Dando seguimento a trabalhos já desenvolvidos anteriormente finaliza-se o protótipo de uma extender box. Numa primeira fase são estudados os amplificadores mais adequados para este tipo de aplicações e suas limitações e numa segunda fase são analisados os cenários para implementação da extender box integrando o sinal de vídeo e GPON.



**Keywords**

GPON, reach extension, vídeo overlay, SOAs, EDFAs.

**Abstract**

During the last years FTTx scenarios have been improved, particularly with FTTH (Fiber to the Home) becoming a reality, allowing us to provide high bandwidth to the end user. In this context, the passive optical networks (PON) and associated standards (EPON, GPON) were developed and meanwhile the investigation focused on optimizing the available bit rate, using advanced modulation formats, and increasing the distance between the termination of optical transport network (OLT) and end-users, reach extension. The work developed in this dissertation focuses on this scenario, the design of an extender box, which allows increasing the reach of current PON scenarios.

Following the work already developed before, it is important to finish the prototype of an extender box. In a first stage the amplifiers more suitable and their limitations are studied for this type of applications. In the second stage, the extender box implementation scenarios are analysed, integrating the video and GPON signals.



# Conteúdos

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>III</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>VII</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS .....</b>	<b>IX</b>
<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1. ENQUADRAMENTO.....	1
1.2. OBJETIVOS.....	2
1.3. ESTRUTURA.....	3
1.4. CONTRIBUIÇÕES .....	4
<b>2. REDE ÓTICA PASSIVA DE ALCANCE ESTENDIDO .....</b>	<b>5</b>
2.1. EVOLUÇÃO DAS REDES DE ACESSO .....	5
2.2. HISTÓRIA DO GRUPO ITU .....	6
2.3. BROADBAND PON .....	7
2.4. GIGABIT PASSIVE OPTICAL NETWORK .....	9
2.4.1. <i>Características gerais da norma GPON</i> .....	9
2.4.2. <i>Limitações</i> .....	10
2.4.3. <i>Transmissão em modo burst</i> .....	10
2.4.4. <i>Ranging</i> .....	11
2.4.5. <i>Reach extension</i> .....	11
2.5. ETHERNET PASSIVE OPTICAL NETWORK .....	13
2.5.1. <i>Características gerais</i> .....	13
2.5.2. <i>Transmissão de tráfego downstream/upstream</i> .....	14
2.5.3. <i>Especificações da camada física</i> .....	16
2.6. VÍDEO OVERLAY .....	17
2.6.1. <i>Stimulated Brillouin scattering</i> .....	18
2.6.2. <i>Stimulated Raman Scattering</i> .....	19
2.7. ARQUITETURA ADOTADA PARA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.....	20
<b>3. AMPLIFICADORES ÓTICOS SEMICONDUTORES.....</b>	<b>21</b>
3.1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SOA.....	21
3.2. MODELO SOA .....	22
3.3. SIMULAÇÃO EM MATLAB DO MODELO TEÓRICO DO SOA .....	24
3.4. ESTUDO DOS EFEITOS NÃO LINEARES ASSOCIADOS AO SOA .....	26
3.4.1. <i>Four Wave Mixing</i> .....	26
3.4.2. <i>Cross Gain Modulation</i> .....	28

3.4.3. <i>Cross Phase modulation</i> .....	30
3.5. CARACTERIZAÇÃO DOS SOAS .....	31
3.5.1. <i>SOA-S-OEC-1550</i> .....	31
3.5.2. <i>BOA Covega 1004</i> .....	33
<b>4. AMPLIFICADORES ÓTICOS DE FIBRA DOPADA .....</b>	<b>39</b>
4.1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	39
4.2. CENÁRIOS DE AMPLIFICAÇÃO COM EDFAS .....	40
4.3. EDFA CONSTELEX .....	41
4.4. EDFA BANDA S.....	45
<b>5. EXTENDER BOX .....</b>	<b>49</b>
5.1. DESENVOLVIMENTOS ANTERIORES .....	49
5.2. ESTADO ATUAL .....	51
5.3. AMPLIFICAÇÃO DE DADOS E VÍDEO UTILIZANDO O BOA .....	52
5.4. AMPLIFICAÇÃO DO SINAL DE VÍDEO E DADOS UTILIZANDO DOIS EDFAS .....	63
5.5. UTILIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DE COMPRIMENTO DE ONDA PARA AMPLIFICAÇÃO DE DADOS E VÍDEO.....	71
5.5.1. <i>Simulação de um conversor de comprimento de onda utilizando XGM</i> .....	72
5.6. AMPLIFICAÇÃO DE DADOS E VÍDEO UTILIZANDO DOIS SOAS E UM EDFA .....	76
5.6.1. <i>Monitorização do canal de vídeo</i> .....	83
5.6.2. <i>Protótipo Final Extender Box</i> .....	85
5.7. COEXISTÊNCIA ENTRE GPON E XG-GPON.....	86
<b>6. CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO.....</b>	<b>89</b>
6.1. CONCLUSÕES .....	89
6.2. TRABALHO FUTURO.....	90
<b>ANEXO A.....</b>	<b>91</b>
CONVERSOR DE COMPRIMENTO DE ONDA DE 1549.32 NM PARA 1531 NM.....	91
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>97</b>



# Lista de Figuras

Figura 1.1: Evolução da adesão de utilizadores a serviços FTTH e FTTB [2].	2
Figura 2.1: Atribuição de comprimento de onda na norma BPON [9].	7
Figura 2.2: Arquitetura usada para transmissão de vídeo analógico em sistemas BPON [9].	7
Figura 2.3: Arquitetura de transmissão de vídeo IP em BPON [9].	8
Figura 2.4: Sugestão ITU-T para implementação extender box [10].	13
Figura 2.5: Transmissão de tráfego em downstream [13].	15
Figura 2.6: Transmissão de tráfego em upstream [13].	15
Figura 2.7: Arquitetura para transmissão de vídeo e dados em redes PON [21].	20
Figura 3.1: Esquema de funcionamento de um SOA [22].	21
Figura 3.2: Impulso Gaussiano com um fator de chirp de 1.5	24
Figura 3.3: Variação da densidade de portadores.	25
Figura 3.4: Variação da densidade de portadores com o tempo para diferentes correntes de polarização (lado esquerdo) e variação da densidade de portadores com o chirp (lado direito).	25
Figura 3.5: Setup implementado para o estudo do FWM.	27
Figura 3.6: FWM à saída do amplificador.	27
Figura 3.7: Eficiência do efeito de FWM em função do espaçamento entre canais.	27
Figura 3.8: Amplitude das ondas que surgem devido ao processo de FWM em função do espaçamento entre canais.	28
Figura 3.9: Setup usado para o estudo do Cross Gain Modulation.	29
Figura 3.10: Sinais recebidos após amplificação.	30
Figura 3.11: Ganho em função da potência de entrada para uma corrente de polarização de 140 mA.	31
Figura 3.12: Ganho em função da corrente de polarização para uma potência de entrada de -24 dBm.	32
Figura 3.13: Potência de ASE em função da corrente de polarização para uma potência de entrada de -24 dBm.	32
Figura 3.14: Figura de ruído em função da corrente de polarização para uma potência de entrada de -24 dBm.	33
Figura 3.15: Setup usado para caracterizar o BOA.	33
Figura 3.16: Ganho em função potência de entrada para diferentes correntes de polarização.	34
Figura 3.17: Ganho em função potência de saída para diferentes correntes de polarização.	34
Figura 3.18: Ganho em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.	35

Figura 3.19: Potência de ASE em função da corrente de polarização.....	35
Figura 3.20: Figura de ruído em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.....	36
Figura 3.21: Ganho em função do comprimento de onda para uma potência de entrada de -15.5 dBm e uma corrente de polarização de 500 mA. ....	36
Figura 3.22: Ganho em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada. ...	37
Figura 3.23: Ganho em função da potência de entrada para diferentes correntes de polarização. ...	37
Figura 3.24: Figura de ruído em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.....	38
Figura 4.1: Setup utilizado para a caracterização do EDFA. ....	42
Figura 4.2: Ganho em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.....	42
Figura 4.3: Ganho em função da potência de entrada para uma corrente de bombagem de 300 mA. ....	43
Figura 4.4: Figura de ruído em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.....	43
Figura 4.5: Potência de ASE em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.....	43
Figura 4.6: Ganho em função do comprimento de onda para uma potência de entrada de -19,6 dBm e uma corrente de polarização de 350 mA. ....	44
Figura 4.7: Espectro do sinal à saída do EDFA. ....	45
Figura 4.8: Espectro do sinal à saída do filtro.....	45
Figura 4.9: Ganho em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.....	46
Figura 4.10: Ganho em função da potência de entrada para uma corrente de bombagem de 0.45 A. ....	46
Figura 4.11: Figura de ruído em função da corrente de bombagem para várias potências de entrada. ....	47
Figura 4.12: Potência de ASE em função da corrente de bombagem para várias potências de entrada.....	47
Figura 4.13: Ganho em função do comprimento de onda para uma corrente de bombagem de 0.45 A e uma potência de entrada de -15 dBm. ....	48
Figura 5.1: Primeiro protótipo da extender box [31].....	49
Figura 5.2: Protótipo extender box [32].....	50
Figura 5.3: Último protótipo Extender box. ....	51
Figura 5.4: Amplificação de vídeo com o BOA.....	52
Figura 5.5: CNR em função da potência de entrada para uma implementação back to back. ....	53

Figura 5.6: CNR em função da potência de entrada do BOA. ....	54
Figura 5.7: CNR em função da corrente de polarização do BOA para uma potência de entrada fixa. .....	54
Figura 5.8: Transmissão de tráfego em downstream usando o BOA. ....	56
Figura 5.9: PER em função do power budget da OTL para duas ONUs.....	57
Figura 5.10: Amplificação do sinal de dados e vídeo utilizando o BOA. ....	58
Figura 5.11: Implementação back to back (a) e amplificação de vídeo com o BOA (b). ....	59
Figura 5.12: Evolução da CNR (a) e potência de downstream à entrada das ONUs (b) com o aumento da potência do sinal de vídeo. ....	60
Figura 5.13: Espectro do sinal de GPON e Vídeo depois de amplificados pelo BOA. Sinal de GPON amplificado depois do BOA sem vídeo (a) e sinal de GPON e vídeo amplificados depois do BOA (b). ....	61
Figura 5.14: CNR (a) e potência de downstream que chega às ONUs (b) em função da potência do sinal de GPON para uma potência do sinal de vídeo fixa à saída do VOA 2. ....	62
Figura 5.15: Sinal de vídeo recebido aquando da transmissão de pacotes da OLT para as ONUs. .	62
Figura 5.16: Estudo realizado sem isolador (a) e com isolador (b).....	63
Figura 5.17: Espectro do sinal depois do WDM mux (lado direito) e espectro do sinal na porta 99% do coupler (lado esquerdo).....	64
Figura 5.18: Espectro do sinal depois do WDM mux (lado direito) e espectro do sinal na porta 99% do coupler (lado esquerdo).....	64
Figura 5.19: Setup utilizado para avaliar as condições de transmissão de vídeo. ....	65
Figura 5.20: Transmissão de dados em downstream e upstream. ....	66
Figura 5.21: Percentagem de pacotes perdidos em função da corrente de polarização no SOA.....	67
Figura 5.22: Protótipo extender box para transmissão simultânea de dados e vídeo. ....	68
Figura 5.23: Princípio para implementação de um conversor de comprimento de onda com XGM [35].....	72
Figura 5.24: Conversor de comprimento de onda implementado com XGM. ....	72
Figura 5.25: Diagrama de olho do sinal recebido (lado esquerdo) e sinal elétrico recebido (lado direito).....	74
Figura 5.26: BER em função da potência do sinal convertido para várias potências do sinal contínuo.....	74
Figura 5.27: ER em função da potência do sinal contínuo (lado esquerdo). ER em função da potência do sinal modulado (lado direito).....	75
Figura 5.28: Setup implementado para encontrar o limiar de Brillouin.....	76
Figura 5.29: Limiar de Brillouin para 40 Km de fibra SMF. ....	77

Figura 5.30: Limiar de Brillouin para 60 Km de fibra SMF. ....	77
Figura 5.31: CNR do sinal de vídeo em função da potência à entrada da fibra. ....	78
Figura 5.32: Variação do comprimento de onda do laser com o tempo, para diferentes temperaturas. .....	78
Figura 5.33: Estudo do CNR do sinal de vídeo em Back to Back.....	79
Figura 5.34: Solução para amplificação do canal de vídeo na extender box. ....	81
Figura 5.35: Utilização do PIN da Lab buddy para recepção do sinal de vídeo nas três gamas de frequência.....	83
Figura 5.36: Potência de entrada da extender box em função da potência lida no microcontrolador. .....	84
Figura 5.37: Potência de saída da extender box em função da potência lida no microcontrolador..	84
Figura 5.38: Novo protótipo para a Extender box IT. ....	85
Figura 5.39: Transmissão simultânea de GPON e canal de 10 Gigabit. ....	86
Figura 5.40: PER em função da taxa de transmissão. ....	88
Figura 0.1: Setup usado para conversão de comprimento de onda de 1549.32 nm para 1531 nm...	92
Figura 0.2: Gerador de dados (100 Mbps). ....	93
Figura 0.3: Regenerador ótico CIP 2R dual 100 Gbps [43]. ....	94
Figura 0.4: Sinal transmitido (verde) e sinal recebido (amarelo). ....	95
Figura 0.5: Diagrama de olho do sinal recebido no PIN. ....	95

## Lista de tabelas

Tabela 2.1: Especificações definidas para a OLT [10]. .....	12
Tabela 2.2: Balanço de potência na OTL e ODN [10]. .....	12
Tabela 2.3: Especificações definidas para as ONUs [10]. .....	12
Tabela 2.4: Características da camada física da tecnologia EPON. ....	14
Tabela 2.5: Especificações do transmissor [12]. .....	16
Tabela 2.6: Especificações do recetor [12]. .....	16
Tabela 3.1: Parâmetros usados para simulação e estudo do SOA [24]. ....	24
Tabela 5.1: Comparação da degradação da CNR para as várias frequências. ....	59
Tabela 5.2: Relação entre o comprimento de fibra e o número de clientes servidos. ....	65
Tabela 5.3: Relação entre o comprimento de fibra usada e o número de clientes servidos. ....	66
Tabela 5.4: Características do setup implementado. ....	69
Tabela 5.5: Resultados obtidos para transmissão de dados e vídeo. ....	70
Tabela 5.6: Parâmetros do SOA utilizados na simulação [37]. .....	73
Tabela 5.7: variação do comprimento de onda do laser com a temperatura. ....	79
Tabela 5.8: Valores de CNR obtidos para diferentes canais. ....	82
Tabela 5.9: Comparação dos valores de CNR obtidos com dois recetores diferentes. ....	82
Tabela 5.10: Resultados obtidos para teste da extender box nos vários cenários possíveis. ....	85
Tabela 5.11: Número de pacotes perdidos em função da taxa de transmissão. ....	87



# Lista de Acrónimos

<b>ADSL</b>	Asymmetric DSL
<b>AES</b>	Advanced Encryption Standard
<b>APON</b>	ATM Passive Optical Network
<b>ASE</b>	Amplified Spontaneous Emission
<b>ATM</b>	Asynchronous Transfer Mode
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>BOA</b>	Booster Optical Amplifier
<b>BPON</b>	Broadband PON
<b>CATV</b>	Community Antenna Television
<b>CNR</b>	Carrier Noise Ratio
<b>CO</b>	Central Office
<b>CW</b>	Continuous Wave
<b>DSL</b>	Digital Subscriber Line
<b>DVB-C</b>	Digital Video BroadcastCable
<b>DVB-S</b>	Digital Video Broadcast Satellite
<b>DVB-T</b>	Digital Video Broadcast Terrestrial
<b>EDFA</b>	Erbium Doped Fiber Amplifier
<b>EPON</b>	Ethernet Passive Optical Network
<b>ER</b>	Extinction Ratio
<b>EVM</b>	Error Vector Magnitude
<b>EVOA</b>	Electrically Controlled Variable Optical Attenuator
<b>FEC</b>	Forward Error Correction
<b>FP-LD</b>	Fabry-Perot Laser Diode
<b>FSAN</b>	Full Service Access Network
<b>FTTC</b>	Fiber ToThe Curb
<b>FTTH</b>	Fiber To The Home
<b>FTTP</b>	Fiber To The Premise
<b>FWM</b>	Four Wave Mixing
<b>GEM</b>	GPON Encapsulation Method
<b>GPON</b>	Gigabit Passive Optical Network
<b>HDTV</b>	High Definition Tv
<b>IGMP</b>	Internet Group Management Protocol
<b>IP</b>	Internet Protocol

<b>IPTv</b>	Internet Protocol Tv
<b>ITU</b>	International Telecommunication Unit
<b>ITU-T</b>	ITU-Telecommunication Standardization Sector
<b>MAC</b>	Media Access Control
<b>MPCP</b>	Multi-Point Control Protocol
<b>MZI</b>	Mach–Zehnder Interferometer
<b>NF</b>	Noise Figure
<b>NRZ</b>	Non Return To Zero
<b>OADM</b>	Optical Add Drop Multiplexer
<b>ODN</b>	Optical Distribution Network
<b>OLT</b>	Optical Line Termination
<b>ONT</b>	Optical Network Termination
<b>ONU</b>	Optical Network Unit
<b>OOK</b>	On-Off Keying
<b>OSA</b>	Optical Spectrum Analyzer
<b>OSNR</b>	Optical Signal Noise Ratio
<b>OTL</b>	Optical Trunk Line
<b>PER</b>	Packet Error Rate
<b>PON</b>	Passive Optical Network
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RS</b>	Reed Salomon
<b>SBS</b>	Stimulated Brillouin Scattering
<b>SBST</b>	Stimulated Brillouin Scattering Threshold
<b>SCM</b>	Sub-Carrier Multiplexing
<b>SGM</b>	Self-Gain Modulation
<b>SHSDSL</b>	Symmetric High-Speed Digital Subscriber Line
<b>SMF</b>	Single Mode Fiber
<b>SOA</b>	Semiconductor Optical Amplifier
<b>SPM</b>	Self-phase Modulation
<b>SRS</b>	Stimulated Raman Scattering
<b>STB</b>	Set Top Box
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TV</b>	Television
<b>VDSL</b>	Very-High Bit Rate DSL



<b>VOA</b>	Variable Optical Attenuator
<b>VOD</b>	Video OnDemand
<b>WDM</b>	Wavelength Division Multiplex
<b>WDM-PON</b>	Wavelength Division Multiplex PON
<b>WiMax</b>	Worldwide Interoperability for Microwave Access
<b>WLAN</b>	Wide Local Area Network
<b>XGM</b>	Cross Gain Modulation
<b>XPM</b>	Cross Phase Modulation



# 1. Introdução

## 1.1. Enquadramento

As redes de acesso de banda larga são cruciais para o desenvolvimento futuro da internet e têm vindo a dinamizar o sector das telecomunicações.

Como tal, existe uma grande competição entre os operadores de telecomunicações para atrair clientes, daí que a qualidade dos serviços de internet e televisão têm melhorado substancialmente ao longo dos últimos anos.

O governo português estabeleceu várias parcerias com os operadores de telecomunicações, de forma a incentivá-los a investir nas redes de acesso. Esta iniciativa veio impulsionar o mercado, levando os operadores a investir em projetos FTTx, surgindo um aumento da oferta de serviços de CATV (Community Antenna Television). Desta forma, num estudo realizado sobre o mercado português pelo ITU (International Telecommunication Unit) foram apresentados os seguintes projetos de investimento realizados por alguns dos operadores de telecomunicações em Portugal [1]:

- Projeto lançado pela Sonaecom, em 2009, no desenvolvimento de redes de acesso FTTH (Fiber To The Home) e que em 2012 irá servir mais do que um milhão de habitações. Trata-se de um investimento de 240 milhões de euros iniciado em 2010 em novas redes FTTH sobre o qual o operador pretende disponibilizar serviços de IPTV, entre outros.
- A ZON é um operador de telecomunicações que possui 1 milhão de assinantes de Televisão por cabo. Contudo, este operador está a remodelar as suas redes com vista à entrega de serviços de banda larga.

Quer em Portugal, quer na Europa, o número de utilizadores de serviços FTTH está a aumentar de acordo com um estudo realizado pela organização FTTH Council Europe [2]. Por vezes, o uso de tecnologia FTTH torna-se dispendioso para os operadores, daí que é frequente que a ligação ótica termine por exemplo num edifício (Fiber to the Building) ou cabine (Fiber to the Curb), onde se faz a distribuição para os clientes a partir da tecnologia xDSL (tecnologias variantes da Digital Subscriber Line) [3].

Tal como se pode observar na Figura 1.1, o número de utilizadores europeus a aderir a serviços FTTH/FTTB está a aumentar, e prevê-se que continue a crescer nos próximos quatro anos. Foi estimado que mais de 2 milhões de portugueses aderiram a estes serviços, segundo dados de Dezembro de 2011 [4].

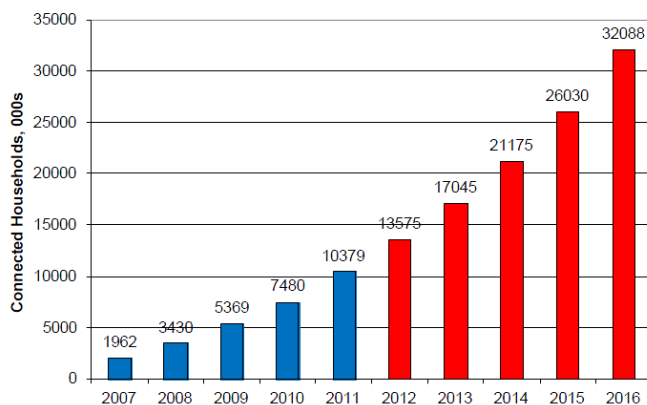


Figura 1.1: Evolução da adesão de utilizadores a serviços FTTH e FTTB [2].

Perante todos estes cenários, surge a necessidade de rentabilizar os investimentos dos operadores de telecomunicações, daí que o desenvolvimento de um dispositivo de amplificação que permita a extensão da tecnologia GPON (Gigabit Passive Optical Network) de 20 km e 32 clientes para 60 km e 128 clientes se torne um fator chave. Ao introduzir um sinal de vídeo conjuntamente com o de GPON é possível minimizar ainda mais os custos, uma vez que se aproveita a elevada largura de banda da fibra para transmissão de mais do que um serviço.

Assim, é pertinente fazer um estudo acerca do tipo/cenário de amplificação a usar no dispositivo, que designaremos por extender box, que permita amplificar os sinais de dados GPON e o de vídeo, de forma a minimizar a degradação destes sinais e os custos para os operadores.

## 1.2. Objetivos

A presente dissertação tem como principais objetivos:

- Estudo das normas das redes de acesso para distribuição do sinal de GPON e vídeo.
- Estudo e caracterização dos amplificadores óticos mais adequados para amplificação do sinal de GPON e vídeo em redes óticas de operação estendida.
- Estudo das condições mais apropriadas para transmissão simultânea do sinal de GPON e vídeo, em termos de potência transmitida e distribuição dos sinais para os clientes, nas redes óticas de operação estendida.

- Estudo dos possíveis cenários de amplificação de sinais de GPON e vídeo com extender box.
- Proposta final da extender box para amplificação de GPON e vídeo.

### **1.3. Estrutura**

A presente dissertação está organizada em seis capítulos:

- Introdução
- Rede ótica passiva de alcance estendido
- Amplificadores óticos semicondutores
- Amplificadores óticos de fibra dopada
- Extender box
- Conclusões e trabalho futuro
- Anexos

Neste primeiro capítulo efetua-se o enquadramento, apresentam-se os objetivos e contribuições do trabalho, e a estrutura da dissertação.

No segundo capítulo são apresentadas as normas para redes de acesso: BPON (Broadband Passive Optical Network), GPON (Gigabit Passive Optical Network), EPON (Ethernet Passive Optical Network) e vídeo overlay. Relativamente à norma GPON são apresentadas as características gerais, limitações e descrição dos requisitos para extensão do alcance da tecnologia GPON. Será apresentada, também, a norma para a transmissão de vídeo, as principais características e as limitações dos sistemas de transmissão de vídeo.

No terceiro capítulo são apresentados os amplificadores óticos semicondutores (SOAs), com uma breve descrição do princípio de funcionamento do SOA e respetiva simulação em Matlab deste modelo. A fim de compreender as limitações deste dispositivo em sistemas de amplificação será apresentado um estudo sobre os fenómenos não lineares a ele associado. Por fim, será apresentada a caracterização de um SOA e de um BOA (Booster Optical Amplifier) de forma a encontrar as melhores condições de operação para posterior integração nos vários cenários de extender box.

No capítulo 4 serão apresentados os amplificadores óticos de fibra dopada (EDFAs), onde é descrito o seu princípio de funcionamento e limitações. Por fim, será feita uma caracterização de dois EDFAs, que foram integrados nos protótipos com extender box.

No capítulo 5 são descritas as várias soluções para implementação de uma extender box em redes de acesso. Também são apresentadas as condições mais vantajosas para transmissão e

recepção do sinal de vídeo e GPON, atendendo às limitações existentes e discutindo-se a viabilidade de cada uma das implementações da extender box.

No último capítulo são apresentadas as conclusões e sugeridos possíveis trabalhos que possam ser desenvolvidos nesta área.

## **1.4. Contribuições**

As principais contribuições do trabalho apresentado são:

- Descrição das normas e fatores limitativos associados à transmissão de GPON e vídeo.
- Explicação do funcionamento e caracterização dos amplificadores óticos semicondutores.
- Caracterização dos amplificadores de fibra dopada.
- Apresentação e verificação das várias soluções para implementação de uma extender box.
- Demonstração do funcionamento do protótipo de extender box para amplificação de GPON e vídeo para a situação limite de 60 km e 128 clientes.
- Desenvolvimento e teste de um conversor de comprimento de onda de 1549.32 nm para 1531 nm, utilizando um interferómetro Mach-Zendher.
- Publicação de um artigo no “X Symposium on Enabling Optical Networks and Sensors”, SEON 2012, com o título “Solutions for the transmission of data and video on extended reach PON”.

## **2. Rede ótica passiva de alcance estendido**

Neste capítulo, passaremos a apresentar algumas das normas das redes de acesso como: BPON (Broadband Passive Optical Network), GPON (Gigabit Passive Optical Network), EPON (Ethernet Passive Optical Network) e GPON de alcance estendido, assim como a norma referente ao transporte de vídeo sobre PON (Passive Optical Network).

### **2.1. Evolução das redes de acesso**

Ao longo dos anos tem-se assistido a uma constante evolução das redes de acesso. A tecnologia DSL (Digital Subscriber Line) fornecia tipicamente 1.5 Mbps em downstream e 128 Mbps em upstream, mas apenas permitia distâncias de 5.5 km desde o Central Office (CO) até ao utilizador final por causa das distorções dos sinais. De modo a evitar estas limitações, os operadores de telecomunicações apenas forneciam serviços com distâncias até 3.7 km [5].

Desde então, as redes de acesso têm vindo a evoluir no sentido de fornecer aos utilizadores novos serviços, com uma maior largura de banda tais como: Vídeo On Demand (VOD), videoconferência, entre outros. Assim surgiram novas tecnologias derivadas do DSL, como por exemplo, VDSL (Very-High Bit Rate DSL), que suporta até 50 Mbps para downstream [3]. No entanto, esta tecnologia está limitada pela distância, uma vez que o VDSL apenas tem um alcance de 550m.

Devido às limitações das tecnologias anteriores surgiram outras variantes do DSL como SHDSL – Symmetric High Speed DSL (oferece 2.3 Mbps em ambas as direções), ADSL2 – Asymmetric DSL (oferece 12 Mbps em downstream) e ADSL2+ (oferece 25 Mbps em downstream) [5].

Os serviços de CATV surgiram como um complemento às redes de banda larga, no entanto está-se a evoluir no sentido de fornecimento de novos serviços como IPTv (Internet Protocol Tv), VOD, aplicações ponto a ponto e conferências em tempo real [3].

Atendendo à crescente procura de novos serviços por parte dos utilizadores, os operadores lançaram novas tecnologias como FTTx (Fiber to the Curb (FTTC), Fiber to the Home (FTTH), Fiber to the premises (FTTP), etc) oferecendo uma largura de banda, a cada utilizador, que pode

superar os 100 Mbps. Devido aos elevados custos associados, os operadores nem sempre optam por levar a fibra até casa dos clientes, a partir de uma certa distância passam a usar a tecnologia VDSL.

As tecnologias FTTx são soluções baseadas principalmente em redes óticas passivas, surgindo nos últimos anos as seguintes tecnologias: Ethernet PON (EPON), APON (Asynchronous Transfer Mode PON), Broadband PON (BPON baseada em APON), GPON (evolução da tecnologia BPON mas permitindo elevadas taxas de transmissão) e por fim WDM-PON (Wavelength Division-Multiplexing PON).

Nas redes PON não existe nenhum componente ativo entre o CO e o utilizador. Os componentes ativos estão localizados quer no CO quer no lado do utilizador. Desde o CO até ao utilizador existe uma fibra SMF (Single Mode Fiber) e um splitter com N saídas. De acordo com as normas existentes a distância alcançada pelas redes PON é de 20 km sendo possível a sua distribuição para 32 ou 64 utilizadores, dependendo do balanço de potência existente.

## **2.2. História do grupo ITU**

A União Internacional das Telecomunicações (ITU) é uma agência internacional pertencente à organização das nações unidas, cujo principal objetivo visa melhorar e desenvolver a estandardização das tecnologias da comunicação e da informação [6]. Trata-se de uma organização fundada em Paris em 1865 com o nome de União Internacional Telegráfica. Mais tarde em 1934 passou a designar-se por ITU. Em 1947 este organismo passou a pertencer Organização das Nações Unidas. Atualmente, a sua sede está localizada em Genebra, fazendo parte desta organização 193 países e 700 entidades privadas.

Inicialmente era uma organização focada na área telegráfica, atualmente cobre todos os ramos das telecomunicações. O ITU é um dos principais responsáveis pela procura de soluções para a otimização da alocação do espectro de rádio frequência a nível mundial, promovendo a cooperação internacional para atribuição de órbitas de satélite e promovendo a uniformização do sector das telecomunicações.

O sector de normalização das telecomunicações (Telecommunication Standardization Sector, ITU-T) é responsável pela criação de recomendações de forma a uniformizar o sector. A norma GPON foi criada pelo ITU-T e divide-se numa serie de recomendações (G.984.x) que definem as características gerais desta norma, as especificações da camada física, especificações da camada de convergência de transmissão, especificação da interface de controlo e gestão da ONT (Optical Network Termination), extensão do alcance e longo alcance [7].



## 2.3. BroadBand PON

A norma ITU-T G983.1 especifica as características gerais como, a arquitetura de referência, as características do transmissor e recetor e a estrutura da frame de transporte [8].

As restantes normas, G.983.x, fazem recomendações relativas à gestão da ONT e das interfaces de controlo (G.983.2), da banda de transmissão do sinal de vídeo (G.983.3), da atribuição dinâmica de largura de banda (G.983.4), uso de arquiteturas de proteção (G.983.5) e interface de controlo e gestão para suporte de funções de proteção. A norma G.983.3 é a mais importante para esta dissertação uma vez que fornece os requisitos para a transmissão do sinal de vídeo. Segundo esta norma, as taxas de transmissão de maior débito para downstream são 1244.16 Mbps e para upstream 155.52 Mbit/s ou 622.08 Mbit/s [9]. A alocação de comprimentos de onda relativa a esta norma está apresentada na seguinte figura.

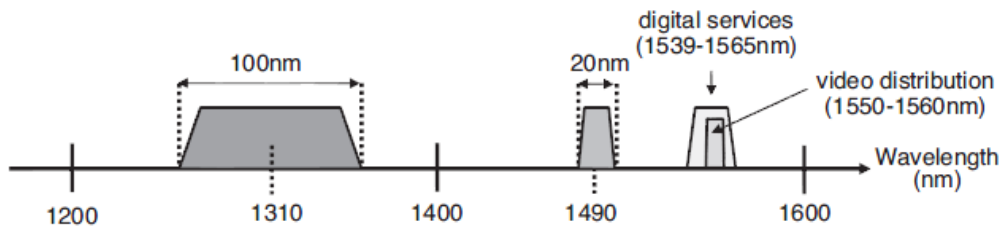


Figura 2.1: Atribuição de comprimento de onda na norma BPON [9].

A janela de upstream possui uma largura de banda de 100 nm porque a dispersão na fibra é reduzida e é possível o uso de lasers de baixo custo. Foram também sugeridas, uma banda para transmissão de televisão analógica (1550 a 1560 nm) e/ou uma banda para serviços digitais (1539 até 1565 nm). Além disso, são feitas referências a possíveis perdas ao nível dos filtros e ao crosstalk entre múltiplos comprimentos de onda [9].

Para transmissão de vídeo analógico em sistemas BPON utiliza-se a banda dos 1550 nm aos 1560 nm. Uma das possíveis arquiteturas para transmissão de vídeo overlay em sistemas BPON é apresentada na Figura 2.2.

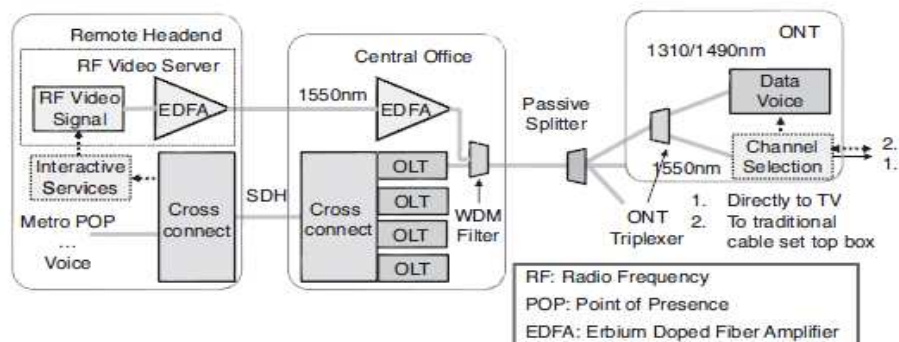


Figura 2.2: Arquitetura usada para transmissão de vídeo analógico em sistemas BPON [9].

Na arquitetura apresentada, o sinal de vídeo RF modula um laser a 1550 nm utilizando a técnica de multiplexação da subportadora (SCM) [9]. Neste caso, o número de canais que podem ser enviados por broadcast é limitado, no entanto podem ser adicionados mais canais se usarmos uma arquitetura de transmissão narrowcast, que permitisse alterar a recepção dos canais com base na escolha do utilizador. No tipo de arquitetura apresentada, o utilizador seleciona o canal pretendido usando o dispositivo Set-Top Box, STB (disponibiliza sintonização analógica) de forma a comunicar com o headend<sup>1</sup> (localização física onde o sinal de vídeo é recebido, processado e depois é transmitido para os clientes) através do protocolo IGMP (Internet Group Management Protocol). Por conseguinte, o operador escolhe o canal (espectro RF) a ser transmitido sobre PON.

Com o desenvolvimento da tecnologia HDTV (High Definition Tv) e com o aumento da procura de serviços de multimédia, o modelo de transmissão de vídeo analógico pode não ter capacidade suficiente para suportar a largura de banda necessária e dar resposta às novas exigências por parte dos utilizadores. Assim, uma distribuição de vídeo sobre IP (Internet Protocol) vem responder às exigências dos clientes proporcionando uma relação mais interativa entre os clientes e o operador de telecomunicações. Trata-se, portanto, de uma nova solução de convergência para entrega de vídeo, voz e dados.

É apresentada esta nova arquitetura na Figura 2.3.

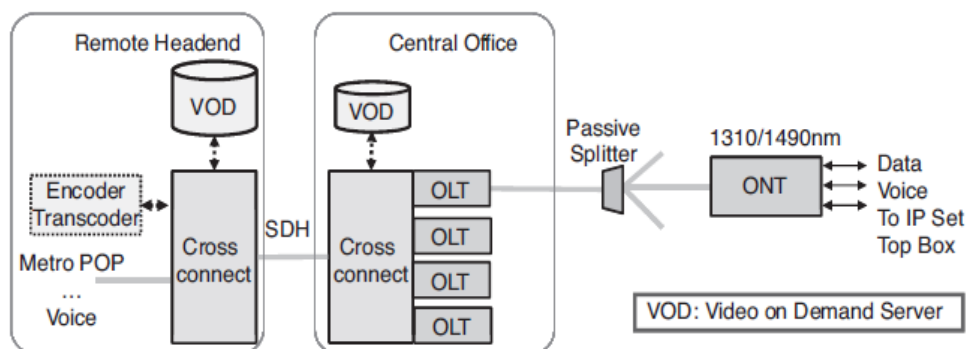


Figura 2.3: Arquitetura de transmissão de vídeo IP em BPON [9].

Nesta arquitetura, a ONT não necessita de um filtro WDM (Wavelength Division Multiplex). A única desvantagem desta tecnologia para o utilizador passa por este ter de adquirir uma nova STB ao operador de telecomunicações, para que possa ter acesso a serviços de distribuição via IGMP ou através do protocolo VOD.

<sup>1</sup> No caso dos serviços com televisão interactiva o headend é responsável por assegurar qualidade de serviço e outro tipo de serviços como video on demand.

Para que o utilizador consiga aceder de uma forma rápida aos conteúdos desejados, foi desenvolvida uma arquitetura com servidor VOD, construindo uma headend remota e um CO de forma a armazenar os conteúdos que mais vezes eram acedidos.

Esta arquitetura está a tornar-se uma alternativa às tecnologias existentes, uma vez que o serviço de HDTV permite compensar as lacunas existentes nos serviços de voz e dados [9]. No entanto, de forma a minimizar os custos, os operadores estão a apostar numa migração gradual para estes serviços nos locais onde já existe esta estrutura para entrega de vídeo analógico, passando a adotar uma arquitetura híbrida de coexistência de tecnologias IP e de vídeo analógico. Esta solução é vantajosa para os operadores de telecomunicações, pois permite aumentar a largura de banda de transmissão de dados numa rede PON e ao mesmo tempo transmitir o sinal de vídeo analógico [9].

Para além disso, esta arquitetura híbrida consegue fornecer maior qualidade de serviço aos clientes e ao mesmo tempo controlar os custos que os operadores de telecomunicações teriam na manutenção da rede. Embora proporcione um maior número de serviços interativos, o custo que o utilizador terá que pagar será maior comparando com a arquitetura tradicional para transmissão de vídeo analógico.

## **2.4. Gigabit Passive Optical Network**

### **2.4.1. Características gerais da norma GPON**

A norma ITU-T G.983 utilizava tecnologia ATM ao pressupor que esta se tornaria num protocolo de rede dominante no mercado. Contudo, o protocolo Ethernet conquistou o mercado tornando-se a tecnologia dominante. Assim, a norma proposta pelo ITU-T (BPON) tornou-se desadequada ao aumentar a complexidade na comunicação entre interfaces Ethernet e ATM. Em 2001, através da organização FSAN (Full Service Access Network), surgiu a norma GPON, que propunha dar resposta à necessidade de largura de banda nas redes de acesso, a suportar elevadas taxas de transmissão e a fornecer uma maior segurança ao usar o protocolo AES (Advanced Encryption Standard). A norma GPON passou a suportar o protocolo Ethernet e aumentou de forma eficiente a largura de banda através da utilização do protocolo GPON Encapsulation Method (GEM).

As taxas de transmissão suportadas pela norma GPON dividem-se em duas categorias [7]:

- 1244.16 Mbit/s em upstream e 2488.32 Mbit/s em downstream.
- 2488.32 Mbit/s em upstream e 2488.32 Mbit/s em downstream.

A tecnologia GPON define uma distância máxima entre a OLT (Optical Line Termination) e as ONUs (Optical Network Unit) de 10 km (a distância máxima que um FP-LD (Fabry-Perot Laser Diode) pode ser usado numa ONU para operar a altas taxas de transmissão como 1.25 Gbps

ou superiores) ou 20 km [7]. No entanto, o alcance lógico é de 60 km, o atraso máximo entre a transferência de sinal é de 1.5 ms, o número de clientes servidos atendendo a tecnologia existente pode ser de 64 clientes embora, através de amplificação seja possível superar os 128 clientes [7].

### 2.4.2. Limitações

A dispersão causada pela fibra durante a transmissão de informação pode causar distorção dos pulsos e interferência entre símbolos. Nos sistemas PON, para transmissão em upstream, usa-se a janela dos 1.3 um, por ser a zona onde a dispersão é mínima nas fibras SMF normais [7].

Na modulação direta, a frequência de chirp produz o alargamento espectral do sinal e impõe limitações no produto taxa de transmissão x distância. Nos sistemas PON (GPON/EPON) atuais com um alcance físico de 20 km, o uso de modulação direta com lasers DFB pode atingir taxas de transmissão de 2.5 Gbps.

No entanto, para a próxima geração de redes PON a operar a taxas de transmissão de 10 Gbps, a modulação direta poderá degradar a ligação de downstream, pelo que passará a ter de se usar modulação externa.

### 2.4.3. Transmissão em modo burst

Num sistema TDM PON, todos os utilizadores partilham a mesma fibra desde a OLT até ao nó responsável pela distribuição do sinal para os utilizadores. Em downstream, a OLT é responsável pela transmissão em broadcast para todas as ONUs, pelo que a transmissão é feita em modo contínuo, devendo-se manter uma sincronização entre todos os elementos intervenientes.

Caso a OLT não tenha dados para enviar para as ONUs, esta terá que enviar tramas pré-definidas para que os recetores das ONUs, para que estas consigam recuperar o sinal de relógio na ligação de downstream, mantendo a sua sincronização. Em upstream, todos os utilizadores têm de partilhar o mesmo canal através do protocolo TDMA (Time Division Multiple Access). Desta forma procura-se evitar que ocorram colisões dos pacotes enviados por cada ONU [9].

Neste protocolo, as ONUs precisam de estar sincronizadas a um relógio comum, que é conseguido através de um processo designado por ranging [9]. Neste processo cada ONU mede o seu atraso em relação à OLT e ajusta o seu relógio para que todas as ONUs estejam sincronizadas com a OLT. Esta é responsável pela coordenação da ligação de upstream, definindo as janelas de tempo atribuídas a cada ONU. Quando uma ONU pretende transmitir dados para a OLT, esta transmite-os em modo burst dentro da janela de tempo que lhe tinha sido atribuída pela OLT, e em seguida deixa de transmitir para que não interfira com as restantes ONUs. Os bursts de cada ONU são multiplexados e transmitidos para a OLT, sendo que esta é responsável por separa-los tendo em atenção um determinado tempo de guarda [9].

#### **2.4.4. Ranging**

Desde que a ONU envia informação à OLT usando o protocolo TDMA, cada ONU deve estar sincronizada com todas as restantes ONUs. Para alcançar a sincronização, a OLT começa por usar o mecanismo de ranging que determina a distância de cada ONU à OLT. Após a ONU determinar a distância e o tempo de atraso entre esta e a OLT, a OLT verifica se as janelas de tempo atribuídas a cada ONU não irão provocar colisões. Além de medir a distância lógica entre a ONU e a OLT, o processo de ranging é também utilizado na conexão com uma nova ONU ou para reconectar com alguma ONU que tenha perdido a sincronização [9]. No caso de uma ONU que esteja a estabelecer ligação com a OLT, a OLT atribui um PON ID após o processo de ranging.

#### **2.4.5. Reach extension**

A norma G.984.6 define os parâmetros da arquitetura e interface da tecnologia GPON com o objetivo de estender o alcance da camada física [10]. Assim, para o desenvolvimento de uma extender box pode optar-se por dois tipos de tecnologia: amplificadores óticos ou regeneradores ótico eletrónicos. É também possível usar uma arquitetura híbrida em que se usa amplificação ótica na ligação de downstream e regeneração na ligação de upstream [10].

São definidos vários requisitos para o desenvolvimento de reach extenders relativamente à compatibilidade, à gestão e à energia [10]. A nível de compatibilidade, a extender tem de ser compatível com os equipamentos GPON de classe B+ e que suportam as taxas de transmissão de 2.4 Gbps em downstream e 1.2 Gbps em upstream [10]. A gestão da OLT deverá ser realizada de modo a que esta seja vista como um proxy, ou seja, a extender apenas atuará ao nível da camada física, sendo que ao nível da camada de rede esta deverá ser um elemento transparente. Em termos de gestão de energia, a extender deverá possuir baterias para colmatar alguma falha de energia. Além disso, deverá ter um consumo de energia otimizado de forma a consumir o mínimo possível. A extender deverá ser transparente à taxa de transmissão para que seja possível uma transição para as redes de próxima geração com o menor custo possível para os operadores de telecomunicações.

Para o desenvolvimento de uma extender box, é necessário que esta seja compatível com as normas GPON/GE-PON e permita a integração do sinal de vídeo. Assim, torna-se necessário estudar os mecanismos que visam reduzir a diafonia (crosstalk).

Na Tabela 2.1 são apresentadas as especificações relativas à OLT tanto ao nível do transmissor como do recetor.

Tabela 2.1: Especificações definidas para a OLT [10].

Transmissor OLT			Recetor OLT		
Taxa de transmissão	2488.32	Mbit/s	Taxa de transmissão	1244.16	Mbit/s
Comprimento de onda	1480-1500	nm	Comprimento de onda	1290-1330	nm
Código de linha	NRZ		Código de linha	NRZ	
Potência mínima	1.5	dBm	Sensibilidade	-28	dBm
Potência máxima	5	dBm	Potência máxima	-8	dBm
Razão de extinção	> 8.2	dB	BER	$10^{-10}$	
Distância para a qual a dispersão causa 1 dB de penalidade	60	Km			

Na Tabela 2.2 são apresentadas as especificações relativas ao balanço de potência na ODN (Optical Distribution Network) e OTL (Optical Trunk Line).

Tabela 2.2: Balanço de potência na OTL e ODN [10].

Máxima atenuação	Downstream (dB)	Upstream (dB)
OTL	23	28
ODN	13 até 28	

Na Tabela 2.3 são apresentadas as especificações relativas às ONUs.

Tabela 2.3: Especificações definidas para as ONUs [10].

Transmissor ONU			Recetor ONU		
Taxa de transmissão	1244.16	Mbit/s	Taxa de transmissão	2488.32	Mbit/s
Comprimento de onda	1290-1330	nm	Comprimento de onda	1480-1500	nm
Código de linha	NRZ		Código de linha	NRZ	
Potência mínima	0.5	dBm	Sensibilidade	-27	dBm
Potência máxima	5	dBm	Potência máxima	-8	dBm
Razão de extinção	>10	dB	BER	$10^{-10}$	
Distância para a qual a dispersão causa 1 dB de penalidade	60	Km			

É recomendado o uso da norma ITU-T G.652, referente ao tipo de fibra a ser usado neste tipo de aplicações.

Na direção de upstream, a potência mínima tem de ser de -28 dBm à entrada da extender para que do lado da OLT o BER (Bit Error Rate) seja igual ou inferior a  $10^{-10}$  [10].

Uma das limitações do uso de amplificadores óticos está relacionada com o ruído de ASE (Amplified Spontaneous Emission) gerado, caso o ruído não seja devidamente filtrado, chegará ao recetor da OLT que, posteriormente, ao ser convertido para o domínio elétrico provoca uma degradação do sinal recebido.

Os recetores da OLT podem ter acoplamento AC ou DC, sendo que estes terão que ajustar o nível de decisão para o início de cada burst recebido. Para minimizar o ruído introduzido, tanto na direção de upstream como downstream, é frequente usar-se um filtro ótico. Desta forma, o ITU-T sugere a implementação que se apresenta na Figura 2.4.

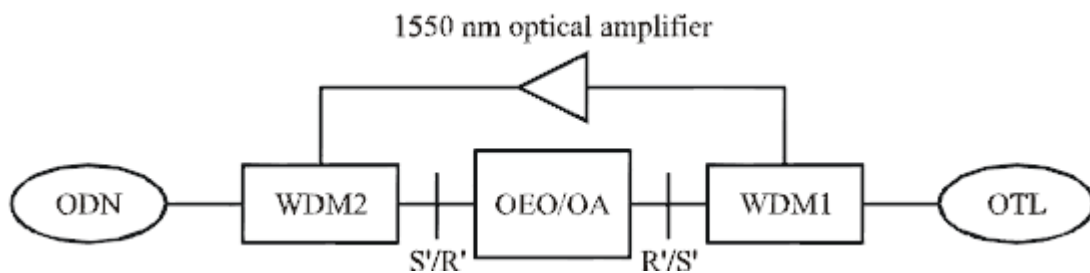


Figura 2.4: Sugestão ITU-T para implementação extender box [10].

Os parâmetros usados para avaliar o desempenho da extender box são: o ganho, a figura de ruído (NF) e a potência de saturação. Ao nível dos elementos de rede está-se condicionado em termos de potência transmitida e sensibilidade do recetor. Geralmente, para sinais NRZ quando a potência média do sinal à saída do SOA é inferior à potência de saturação (1 dB) existe uma degradação do BER [10].

## 2.5. Ethernet Passive Optical Network

A norma EPON foi aprovada pelo IEEE em 2004 com o nome de 802.3ah, tendo como objetivo a standardização dos equipamentos para as redes óticas passivas, com o intuito de servir áreas residenciais e empresariais [11].

### 2.5.1. Características gerais

A norma 802.3ah define as especificações para a camada física 1000BASE-PX10 e 1000BASEPX20. A diferença entre estas duas está relacionada com o alcance máximo que pode ser atingido. A 1000BASE-PX10 fornece ligações ponto multiponto (P2MP) sobre redes PON com um alcance máximo de 10 km e uma razão de divisão de 1:16 [12]. Já no caso da 1000BASE-PX20, esta fornece igualmente ligações ponto a multiponto sobre redes PON, no entanto, o alcance

máximo atingido é de 20 km, sendo a razão de repartição de 1:16. Além disso, são usados diferentes recetores nestas duas tecnologias, pelo que para 1000BASE-PX20 são usados APDs em vez de PIN [11].

Na Tabela 2.4 são apresentadas as características principais da camada física da tecnologia EPON.

Tabela 2.4: Características da camada física da tecnologia EPON.

<b>Parâmetro</b>	<b>1000BASE-PX10 (upstream/downstream)</b>	<b>1000BASE-PX20 (upstream/downstream)</b>
Tipo de fibra	B1.1,B1.3,SMF	
Distância (km)	0.5 até 10	0.5 até 20
Taxa de transmissão (Gbps)	1	1
Perdas mínimas por inserção do canal (dB)	5.0/5.0	10.0/10.0
Perdas máximas por inserção do canal (dB)	20.0/19.5	24.0/23.5
Taxa máxima de divisão	16 (sem FEC) 32 (com FEC)	16 (sem FEC) 32 (com FEC)
Balanço de potência (dB)	23/21	26/26
Comprimentos de onda de operação	(1260 a 1360 nm)/(1480 a 1500 nm)	(1260 a 1360 nm)/(1480 a 1500 nm)

Na EPON, para transmissão de vídeo o comprimento de onda usado é de 1550 nm. Esta tecnologia tem a capacidade de fornecer uma taxa de transmissão de 1.25 Gbps, contudo com a utilização de uma codificação 8B/10B a taxa de transmissão reduz-se para 1Gbps. Porém, esta codificação é necessária para implementação do mecanismo de recuperação de relógio [11].

O mecanismo utilizado para correção de erros é o FEC (Forward Error Correction), com o qual se alcança um ganho de ligação entre 3 e 4 dB, o que permite aumentar o comprimento da fibra ou o número de clientes servidos. Aquando da utilização do FEC é comum usar-se o código cíclico RS (255,239) – Reed Salomom.

### 2.5.2. Transmissão de tráfego downstream/upstream

A transmissão de dados em downstream é feita em broadcast da OLT para as ONUs, em que os pacotes transmitidos são de tamanho variável. O tamanho da carga paga varia entre 46 e 1500 bytes, de acordo com a norma IEEE 802.3. Cada pacote possui um cabeçalho que contém a informação sobre o seu destinatário (ONU 1, ONU 2 ou ONU 3). Alguns pacotes podem ser destinados a todas as ONUs ou a um grupo particular de ONUs (caso seja uma transmissão multicast). O splitter é responsável pela divisão de potência do sinal, sendo que para cada ramo vai toda a informação que a OLT lhe tinha enviado.

Quando os dados chegam às ONUs esta aceita apenas os pacotes que lhe são dirigidos descartando os restantes que são destinados a outras ONUs. Atendendo à Figura 2.5, a ONU-1



recebe os pacotes 1,2,3 mas apenas aceita o pacote 1 porque era aquele que lhe tinha sido destinado.

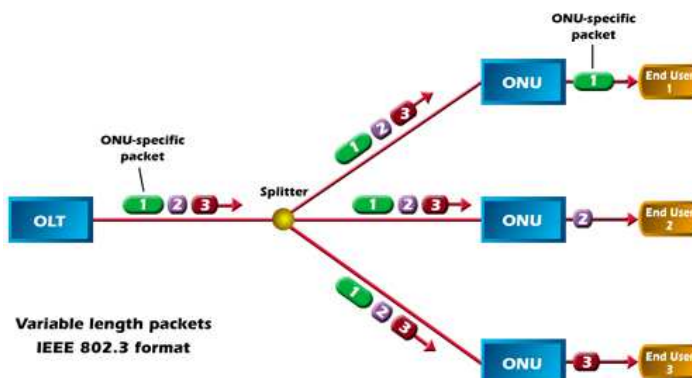


Figura 2.5: Transmissão de tráfego em downstream [13].

Na Figura 2.6 podemos observar o mecanismo de gestão de tráfego em upstream utilizando o protocolo TDMA, no qual são atribuídas janelas de tempo a cada ONU. As janelas de tempo atribuídas estão sincronizadas, de modo que em upstream não ocorram colisões entre os pacotes. Desta forma, toda a informação enviada pelas ONUs é multiplexada e enviada para a OLT.

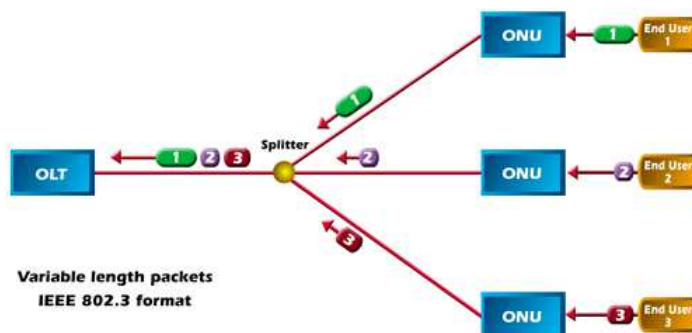


Figura 2.6: Transmissão de tráfego em upstream [13].

Para evitar que ocorram colisões é usado o protocolo MPCP (Multipoint Control Protocol). Este protocolo foi concebido para suportar um mecanismo que possa facilitar a implementação de vários algoritmos de alocação de largura de banda em redes PON. Assim, este protocolo utiliza duas mensagens específicas: Gate e Report. A mensagem Gate é enviada da OLT para a ONU e é usada para atribuição de janelas de tempo. A mensagem Report é enviada da ONU para a OLT para que esta possa fazer uma alocação inteligente da largura de banda (caso a ONU não esteja a enviar pacotes, a OLT pode atribuir uma largura de banda menor a esta ONU, de forma a poupar recursos). Estas duas mensagens (Gate e Report) são processadas ao nível da camada MAC [5].

Em sistemas EPON, não existe o processo de sincronização entre a OLT e as ONUs, ou seja, todos os transmissores e recetores tem um seu próprio relógio de forma a diminuir o custo do sistema, pelo que o recetor irá extrair o relógio a partir dos dados recebidos da OLT [9].

Na direção de upstream, as ONUs multiplexam os dados usando o protocolo TDMA. Como tal, é necessário que haja uma sincronização precisa entre todos os elementos intervenientes para que não ocorram colisões. O mecanismo adotado permite que as ONUs localizem e retirem a informação recebida em downstream proveniente da OLT. Este mecanismo permite reduzir os custos de fabrico da OLT mantendo a sincronização das ONUs, uma vez que a OLT está a transmitir constantemente dados ou sequências pré-definidas com o objetivo de manter a sincronização [9].

### 2.5.3. Especificações da camada física

Em seguida irão ser apresentadas as especificações relativas aos transmissores e recetores dos equipamentos EPON 1000Base-PX10 e 1000Base-PX20.

Tabela 2.5: Especificações do transmissor [12].

Descrição	1000Base-PX10 (OLT/ONU)	1000Base-PX20 (OLT/ONU)	Unidades
Taxa de transmissão	1.25/1.25	1.25/1.25	Gbps
Comprimento de onda	(1480 até 1500) / (1260 até 1360)	(1480 até 1500) / (1260 até 1360)	nm
Potência máxima transmitida	2/4	7/4	dBm
Potência mínima transmitida	-3/-1	2/-1	dBm
Razão de extinção (mínima)	6/6	6/6	dB

Tabela 2.6: Especificações do recetor [12].

Descrição	1000Base-Px10 (OLT/ONU)	1000Base-Px20 (OLT/ONU)	Unidades
Taxa de transmissão	1.25/1.25	1.25/1.25	Gbps
Comprimento de onda	(1260 até 1360) / (1480 até 1500)	(1260 até 1360) / (1480 até 1500)	nm
Potência máxima recebida	-1/-3	-6/-3	dBm
BER (Max)	$10^{-12}/10^{-12}$	$10^{-12}/10^{-12}$	
Sensibilidade	-24/-24	-27/-24	dBm

## 2.6. Vídeo Overlay

As normas existentes no mercado para transmissão de vídeo são: DVB-C (Digital Video Broadcast Cable), DVB-T (Digital Video Broadcast Terrestrial) e DVB-S (Digital Video Broadcast Satellite). Os canais usados na televisão digital têm uma largura de banda entre 6 e 8 MHz para transmissão terrestre e por cabo. Os canais transmitidos por satélite têm uma largura de banda de 36 MHz.

Na norma DVB-S utiliza-se o formato de modulação QPSK, uma vez que este tipo de transmissões exige um formato de modulação que seja mais imune ao ruído e a fenômenos não lineares. A utilização de um amplificador de baixo ruído na recepção por satélite, altamente não linear, não se adequa à utilização de uma modulação em amplitude neste tipo de aplicações, uma vez que o ruído produzido iria degradar o sinal [14].

A norma DVB-C é usada na maior parte dos países para distribuição de televisão analógica ou digital por cabo. Na transmissão de sinais de vídeo por cabo coaxial usa-se a modulação 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) e na transmissão por fibra usa-se a modulação 256 QAM. Os formatos de modulação que se podem usar na norma DVB-C são: 16 QAM, 32 QAM, 64 QAM, 128 QAM e 256 QAM com um factor de roll-off de 0.15 [14].

Como já foi referido, o ITU-T definiu a norma G.983.3 para transmissão de vídeo conjuntamente com sinais de dados. A gama de comprimentos de onda utilizada está compreendida entre 1550 e 1560 nm, uma vez que a atenuação na fibra é baixa nesta região e por se poder usar amplificadores de fibra dopada, que são os mais adequados para amplificação de sinais de vídeo, pois possuem uma figura de ruído baixa em comparação com os SOAs.

O ITU-T definiu que para a transmissão de vídeo com formato de modulação QPSK a CNR (Carrier Noise Ratio) mínima era de 16 dB, e para uma transmissão de vídeo com um formato de modulação de 256 QAM a CNR mínima era de 34 dB [15].

Um dos métodos que se utiliza para aumentar o alcance de uma transmissão de vídeo consiste em pré-amplificar o sinal de vídeo, no entanto, a potência à entrada da fibra não deverá exceder um determinado limite (o ITU-T define 17 dBm para fibras SMF), uma vez que poderá ocorrer um fenómeno não linear designado por SBS (Stimulated Brillouin Scattering) [15].

Na transmissão de vídeo estamos limitados por fenômenos não lineares que podem ocorrer na fibra, para além do referido anteriormente, que se podem dividir em duas categorias [16]. Na primeira, temos os efeitos de scattering na fibra como Stimulated Brillouin Scattering (SBS), já referenciado, e Stimulated Raman Scattering (SRS). A segunda categoria de efeitos não lineares que ocorrem na fibra são SPM (Self-Phase Modulation), XPM (Cross Phase Modulation) e o FWM

(Four Wave Mixing) resultantes da dependência do índice de refração com a potência ótica transmitida.

### 2.6.1. Stimulated Brillouin scattering

A transmissão de sinais de rádio sobre fibra ótica tem despertado um enorme interesse por ser um método eficiente para transmissão a longas distâncias. Desta forma, surgiu a necessidade de distribuir sinais de rádio nas redes de acesso desde o central Office até aos clientes.

Estes serviços podem agregar sinais 2G/3G, WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), WLAN (Wide Local Area Network) ou outros sinais de radiofrequência. Estes sistemas são baseados em arquiteturas PON com um alcance de 20 Km (utilizando fibra SMF) e servindo um elevado número de clientes.

Com o objetivo de servir um elevado número de clientes (tipicamente entre 32 e 64) é necessário manter um nível de potência suficientemente elevado do lado do recetor, uma vez que do lado do transmissor terá que existir transmissão de potências elevadas [17]. No entanto, o SBS torna-se um fator limitativo, uma vez que para potências muito elevadas este efeito não linear pode limitar o desempenho das redes de acesso e degradar a qualidade do sinal recebido.

Num estudo realizado sobre as redes de acesso de fibra até casa (FTTH) foi demonstrado que a utilização de fibras com um elevado SBST (SBS Threshold) pode reduzir os custos em mais de 20% [17].

Para caracterizar o desempenho dos sistemas de rádio utiliza-se as grandezas EVM (Error Vector Magnitude) ou CNR. Assim, para potências baixas à entrada da fibra, o desempenho do sistema é limitado pelo ruído, no entanto se aumentar a potência de entrada reduz-se o EVM até atingir determinada potência, a partir da qual o SBS começa a deteriorar o sinal recebido. Com o aumento da potência refletida devido ao SBS a qualidade do sinal degrada-se rapidamente, com o conseqüente aumento do EVM e diminuição do CNR. Assim, torna-se fundamental perceber o SBS, caracterizá-lo e encontrar formas de o minimizar.

O limiar de Brillouin é definido como a potência de entrada para a qual a potência refletida de Stokes iguala a potência do sinal transmitido [18]. Partindo do trabalho realizado por Z.Vujici obtemos as equações que nos ajudam a aproximar a potência de limiar de Brillouin [19].

Assim a potência do sinal de entrada é definida por:

$$I_1(Z) = I_1(0)e^{-\alpha Z} \quad (2.1)$$

e a potência do sinal de Stokes é definida por:

$$I_2(0) = I_1(0)e^{\frac{G_B P_0 L_{\text{eff}}}{A_{\text{eff}}} - \alpha L} \quad (2.2)$$

Onde  $A_{eff}$  é a área efetiva da fibra,  $L_{eff}$  é o comprimento efetivo da fibra e  $G_B$  é o ganho de Brillouin. Desta forma, a potência do limiar de Brillouin é dada por:

$$P_{th} = 21 \frac{A_{eff} * b}{g_B * L_{eff}} \left(1 + \frac{\Delta v_p}{\Delta v_B}\right) \quad (2.3)$$

Para potências de entrada inferiores à potência de limiar de Brillouin, a potência transmitida aumenta linearmente com a potência de entrada. Quando a potência de entrada atinge o limiar de Brillouin, a potência transmitida satura e permanece constante para elevadas potências de entrada, logo, há transferência de potência do sinal de entrada para o sinal de Stokes através do processo de SBS. Deste modo, é necessário minimizar os efeitos provocados pelo SBS. Atendendo à expressão apresentada em (2.3) verificamos que é possível a diminuição do SBS com o aumento do ganho de Brillouin ou a diminuição de  $v_B$  (separação entre sinal transmitido e sinal reflectido). Desta forma é possível a utilização dos seguintes métodos para minimizar o SBS como modulação do sinal transmitido, utilização de redes de Bragg, uso de isoladores ou escolha de fibras com determinadas características que aumentem o limiar de SBS [19]. As alternativas possíveis para minimizar o SBS consistem em aumentar o SBST de uma fibra pelo aumento da concentração de dopantes ao longo da fibra ou através do uso de fibra altamente não linear [17].

A utilização de redes de Bragg minimizam o SBS caso sejam desenhadas para que a onda de stokes caia dentro da banda de rejeição da rede de Bragg e o sinal caia dentro da banda de passagem. Uma das desvantagens da utilização das redes de Bragg resulta num sinal gerado por Brillouin que se propaga na mesma direção que o sinal transmitido, resultando num aumento do nível de ruído [20].

Existem outros métodos para diminuir o SBS como o aumento da largura de banda da fonte ótica, que conduz à diminuição do ganho de SBS. O uso de uma sequência aleatória aumentará por um fator de 2 o SBST em comparação com um sinal CW (Continuous Wave), dependendo também do formato de modulação e da taxa de transmissão [20].

Como os sistemas CATV necessitam de potências elevadas e um nível reduzido de ruído, o SBS assume-se como um fator limitativo a considerar no trabalho experimental.

### 2.6.2. Stimulated Raman Scattering

O Stimulated Raman Scattering (SRS) ocorre quando dois ou mais sinais com diferentes comprimentos de onda são transmitidos na fibra, provocando a transferência de potência dos canais de menor comprimento de onda para os canais de maior comprimento de onda [16]. Esta transferência de energia de um sinal de menor comprimento de onda para um sinal de maior comprimento de onda corresponde à emissão de fótons de baixa energia causados por fótons de alta

energia [16]. O SRS ao contrário do SBS é um efeito de banda larga, em que o pico do coeficiente de ganho é aproximadamente  $6 \cdot 10^{-14} \text{ m/w}$  a 1550 nm [16].

Para canais com separação inferior a 15 THz (125 nm) começa a surgir o efeito de SRS atingindo o valor máximo para canais com separação de 13 THz (100nm). Apesar do SRS não ser significativo em sistemas com um número reduzido de canais, devido ao elevado limiar de potência (para ocorrer SRS), este pode causar problemas em sistemas com um elevado número de canais.

Para minimizar o efeito de SRS, pode-se espaçar os canais ou baixar a potência (o que em sistemas de longa distância implica a redução da distância entre amplificadores) [16].

## 2.7. Arquitetura adotada para implementação prática

Na arquitetura apresentada na Figura 2.7 o sinal de vídeo é enviado em broadcast para todos os utilizadores, no comprimento de onda de 1550 nm.

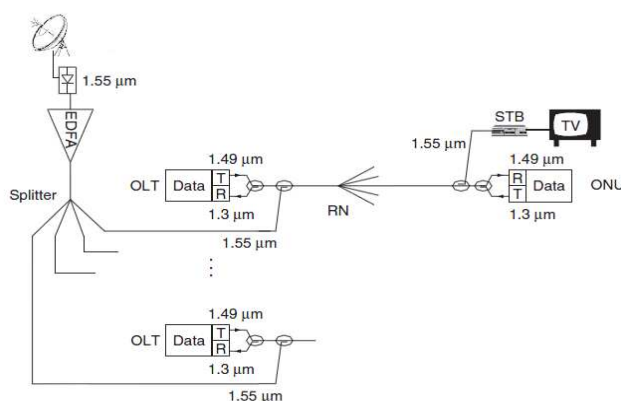


Figura 2.7: Arquitetura para transmissão de vídeo e dados em redes PON [21].

Como referenciado na figura o sinal de vídeo é recebido e convertido para o domínio ótico através de um laser, no comprimento de onda de 1550 nm, e é em seguida amplificado por um EDFA (Erbium Doper Fiber Amplifier) no CO. De referir que uma das possíveis aplicações é a sua distribuição por múltiplas PON de forma a reduzir os custos dos operadores, como indicado na figura. Contudo, no âmbito do trabalho desenvolvido nesta dissertação apenas se distribui por uma PON.

O sinal de vídeo analógico é retirado da ONU e convertido para um sinal RF através de uma STB (set top box), responsável pela conversão do sinal ótico para elétrico, tendo uma saída RF de 75 Ohm para fazer ligação por cabo coaxial até aos dispositivos dos utilizadores.

Um dos principais problemas desta arquitetura está relacionado com a degradação da portadora que transporta o sinal de vídeo analógico (1550 nm), provocado pelo canal de downstream da PON (1490 nm) que atua como uma bomba de Raman para o sinal de 1550 nm [21]. Como o sinal de downstream é modulado em amplitude, este irá degradar a CNR do sinal analógico, principalmente para os canais de vídeo das baixas frequências [21].

## 3. Amplificadores óticos Semicondutores

O amplificador ótico a ser estudado neste capítulo será o SOA. Será apresentado um modelo teórico e respetiva simulação que irá ajudar a perceber o seu funcionamento bem como algumas caracterizações realizadas no laboratório.

### 3.1. Princípio de funcionamento do SOA

Os SOAs são dispositivos optoelectrónicos. Possuem uma região ativa que é responsável por fornecer ganho ao sinal de entrada, uma fonte de corrente externa que fornece a energia necessária para amplificação e um guia de ondas que é responsável por confinar o sinal dentro da região ativa (como o fator de confinamento é reduzido parte do sinal irá se perder pelas paredes do guia que são permeáveis) [22].

Existem dois tipos de SOAs: Fabry-Perrot SOA (FP-SOA) onde as faces são significativamente refletoras (o sinal passa várias vezes pelo amplificador) e o Travelling-wave SOA (TW-SOA), onde o sinal passa uma única vez pelo amplificador, pois as faces não são refletoras. Desta forma, os TW-SOA são menos sensíveis que os FP-SOA a flutuações na corrente de polarização, temperatura e polarização do sinal de entrada [23].

Nos SOAs, os portadores são injetados por uma fonte de corrente externa na região ativa, levando os portadores a ocupar os estados de energia da banda de condução da região ativa deixando lacunas na banda de valência.

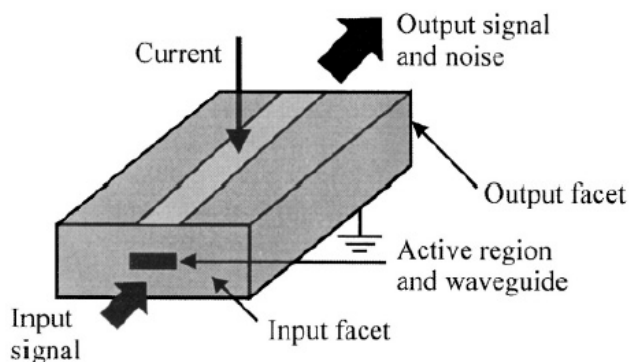


Figura 3.1: Esquema de funcionamento de um SOA [22].

O ganho nos SOAs é obtido através de transições radioativas entre as bandas de valência e de condução (no caso de se considerar um modelo com dois níveis). Desta forma, as três principais transições são a absorção, a emissão espontânea e a emissão estimulada. O processo de absorção ocorre quando a corrente injetada na região ativa do SOA é nula ou muito baixa e a energia do fóton incidente é superior à energia entre os dois níveis, fazendo com este seja um processo com perdas, uma vez que o fóton incidente é extinto. No processo de emissão estimulada um fóton incidente, com energia suficiente, provoca a recombinação de um portador da banda de condução com uma lacuna da banda de valência, ocorrendo a emissão de um fóton com a mesma fase, frequência e orientação que o fóton incidente. Este processo repete-se ao longo da região ativa do amplificador. Quando a corrente injetada é suficientemente elevada para que haja inversão da população (a população de portadores na banda de condução excede a população de portadores da banda de valência), o amplificador fornece ganho ao sinal de entrada.

No processo de emissão espontânea, um portador da banda de valência recombina-se com uma lacuna da banda de condução, provocando a emissão de um fóton com fase, direção e frequências aleatórias. Este processo é responsável pela geração de ruído (ASE) e pela diminuição da população de portadores na banda de condução que conduz à redução do ganho [22].

### 3.2. Modelo SOA

O modelo que se a seguir se apresenta é relativo a um amplificador ótico semiconductor Traveling-Wave e é baseado no modelo apresentado no simulador VPIphotonics [22] e [24].

O coeficiente de ganho do amplificador  $g(N)$  (por unidade de comprimento) é dependente da densidade de portadores  $N$  e é dado por:

$$g(N) = \frac{dg}{dN}(N - N_0) \quad (3.1)$$

Onde  $N_0$  é o número de portadores necessários para a transparência (de forma a fornecer um ganho unitário) e  $dg/dN$  é o coeficiente de ganho diferencial do amplificador. O processo de amplificação é dependente do fator de confinamento  $\Gamma$  e das perdas que ocorrem no guia de ondas.

$$g_{tot}(N) = \Gamma * g(N) - \alpha_s \quad (3.2)$$

Onde  $g_{tot}$  é o coeficiente de ganho total. O ganho total do amplificador para uma determinada posição  $Z$  ao longo da região ativa é dado por:

$$G(N, Z) = \exp[g_{tot}(N) * Z] = \exp[(\Gamma * g(N) - \alpha_s) * Z] \quad (3.3)$$



A potência média ótica que se propaga ao longo do amplificador é dada por:

$$P_{av} = P_{in} \frac{\exp[g_{tot}(N) * L] - 1}{g_{tot}(N) * L} \quad (3.4)$$

$P_{av}$  é apresentada em função do tempo por causa da potência do sinal de entrada  $P_{in}(t)$  e da densidade de portadores serem grandezas dependentes do tempo.

A equação dinâmica da densidade de portadores  $N(t)$  é dada por:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - R(N) - \frac{\Gamma * g(N) * P_{av}(N, t) * L}{V * h * f} \quad (3.5)$$

Onde  $I$  é a corrente de polarização do SOA e  $q$  é a carga do eletrão. As dimensões da região ativa são:  $V=L*w*d$  (volume),  $L$  (comprimento),  $w$  (espessura).  $f$  corresponde à frequência e  $h$  corresponde à constante de Planck.

Analisando a equação verifica-se que o primeiro termo da equação é relativo à criação de eletrões devido à corrente injetada e o último termo descreve a taxa de recombinação eletrão-lacuna através do processo de emissão estimulada. O termo  $R(N)$  inclui o processo de emissão espontânea e as recombinações não-radioativas em particular recombinações de Auger.

$$R(N) = A * N + B * N^2 + C * N^3 \quad (3.6)$$

Onde  $A$ ,  $B$  e  $C$  são constantes que caracterizam os diferentes processos de recombinação.

Após a obtenção de  $N(t)$  pode-se obter o sinal ótico de saída a partir do sinal de entrada de acordo com a seguinte equação:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left[\frac{(1 + j\alpha)\Gamma g(N(t))L - \alpha_s L}{2}\right] \quad (3.7)$$

O sinal de entrada foi obtido através da seguinte expressão:

$$E_{in} = A_0 \exp\left[-\frac{1 + j * C}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right] \quad (3.8)$$

Onde  $C$  é o fator de chirp do sinal de entrada,  $T_0$  corresponde a 25% do período de bit e  $A_0$  é a amplitude do sinal de entrada.

### 3.3. Simulação em Matlab do modelo teórico do SOA

Para o estudo do modelo teórico do SOA usou-se os parâmetros apresentados na Tabela 3.1. O modelo teórico do SOA foi simulado recorrendo-se ao Matlab.

Tabela 3.1: Parâmetros usados para simulação e estudo do SOA [24].

Parâmetro	Valor	Unidades
SOA length	500	$\mu\text{m}$
SOA width	3	$\mu\text{m}$
SOA heigth	80	nm
Optical confinement factor	0.15	
Fixed internal losses	40e2	1/m
Diferential gain	2.78e-20	$\text{m}^2$
Carrier density at transparency	1.4e24	$1/\text{m}^3$
IndexToGainCoupling	3	
Linear recombination constant (A)	1.43e8	1/s
Biomolecular recombination constant (B)	1.0e-16	$\text{m}^3/\text{s}$
Auger recombination constant (C)	3e-41	$\text{m}^6/\text{s}$
Initial carrier density	3.0e24	$1/\text{m}^3$

A frequência do sinal gerado foi de 193.1 THz.

Começou-se por gerar um impulso gaussiano (aproximação feita a uma fonte ótica modulada externamente), de forma a estudar a evolução da densidade de portadores no SOA.

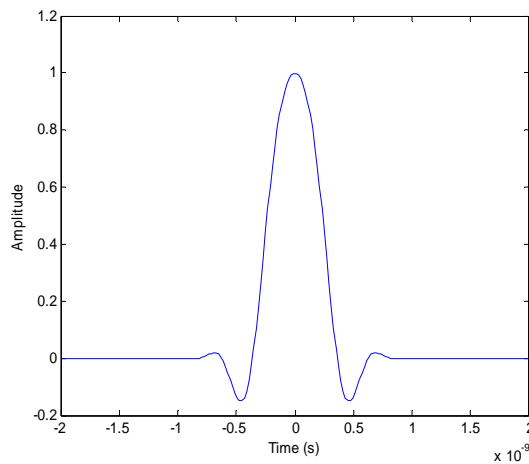


Figura 3.2: Impulso Gaussiano com um fator de chirp de 1.5

Na Figura 3.3 é apresentado a variação de portadores e a variação da densidade de portadores no instante de amplificação do impulso gaussiano.

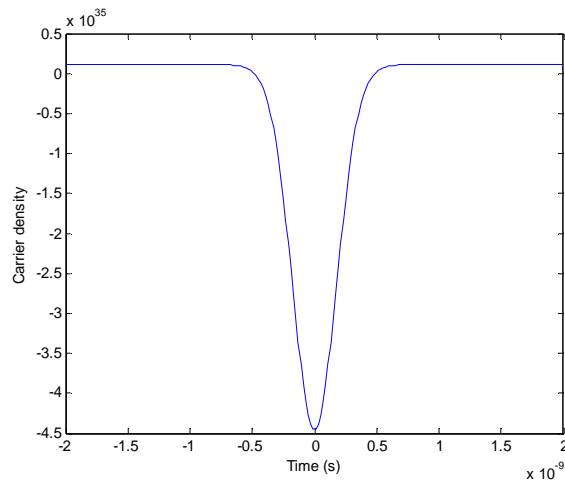


Figura 3.3: Variação da densidade de portadores.

Verifica-se que devido ao aumento da potência do sinal de entrada, o número de portadores no estado excitado diminui devido à ocorrência de emissão estimulada, pelo que  $dN/dt < 0$  para  $t=0$ s.

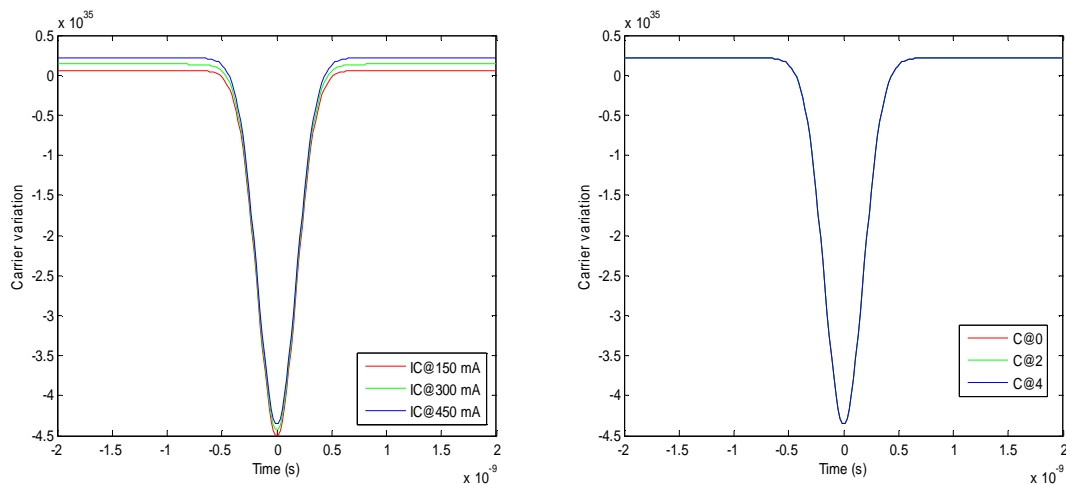


Figura 3.4: Variação da densidade de portadores com o tempo para diferentes correntes de polarização (lado esquerdo) e variação da densidade de portadores com o chirp (lado direito).

A partir da análise da Figura 3.4 (lado esquerdo) conclui-se que à medida que a corrente de polarização aumenta o número de portadores no estado excitado também aumenta, pelo que o ganho que o amplificador irá fornecer ao sinal de entrada será maior. Além disso, verifica-se que a densidade de portadores varia com a potência do sinal de entrada. Contudo ao aumentar o chirp do sinal de entrada a densidade de portadores não sofre alterações, tal como é possível observar na Figura 3.4 (lado direito).

## 3.4. Estudo dos efeitos não lineares associados ao SOA

### 3.4.1. Four Wave Mixing

FWM é um processo coerente não linear que ocorre nos SOAs entre um sinal modulado a uma frequência angular  $\omega_0$  e um outro sinal a  $\omega_0 - \Omega$  (em que  $\Omega$  é a separação entre os sinais), sendo que ambos terão que ter uma polarização semelhante (no caso de se pretender aumentar a eficiência do FWM) [25].

O batimento destes sinais origina dois novos sinais, sendo que um deles é designado por conjugado, porque a fase deste sinal é contrária à do sinal modulado, ou seja possui a mesma informação de fase que o sinal modulado mas esta aparece invertida. Para valores de  $\Omega$  baixos o mecanismo dominante é a modulação da densidade de portadores que envolve recombinação entre portadores e lacunas das bandas de condução e valência. Este tempo de vida dos portadores é da ordem das centenas de picosegundos, tornando-se visível para frequências de separação de sinais da ordem das dezenas de GHz. Assim, por [25] verifica-se que a eficiência do FWM é definida como a razão entre a potência do sinal conjugado e a potência do sinal contínuo.

$$\eta_c = G * |g|^2 \quad (3.9)$$

$$g = -\frac{1 - i\alpha}{\alpha} \exp\left[-\frac{1}{2} \delta F_{cd}(z, \Omega)\right] \sin\left[\frac{\alpha}{2} \delta F_{cd}(z, \Omega)\right] - \frac{1}{2} \varepsilon_{sh} P_s h_{sh}(\Omega) \delta F_{sh}(z) - \frac{1}{2} \varepsilon_{ch} P_s h_{ch}(\Omega) \delta F_{ch}(z) \quad (3.10)$$

Onde  $h_{ch}$  e  $h_{sh}$  correspondem à transformada de Fourier da resposta não linear do ganho, devido ao processo Carrier-heating e Spectral-hole respectivamente.

$$h_{ch}(\Omega) = \frac{1}{(1 - i\Omega\tau_2)(1 - i\Omega\tau_1)} \quad h_{sh}(\Omega) = \frac{1}{(1 - i\Omega\tau_2)} \quad (3.11)$$

De acordo com a expressão analítica desenvolvida em [25] utilizou-se os seguintes parâmetros para o modelo teórico:  $g_0 = g = 115 \text{ cm}^{-1}$ ,  $\Upsilon_{sc} = 10 \text{ cm}^{-1}$ ,  $G = 22$ ,  $P_s = 10 \text{ mW}$ ,  $\varepsilon_{sh} P_s = 0.1$ ,  $\varepsilon_{ch} P_s = 0.025$ ,  $\alpha = 4$ ,  $\tau_s = 100 \text{ ps}$ ,  $\tau_1 = 750 \text{ fs}$ ,  $\tau_2 = 150 \text{ fs}$ , a potência do sinal modulado e contínuo foi de 500  $\mu\text{W}$  (no caso prático foram usados dois lasers ECL a emitir em contínuo).

Para a implementação do estudo prático sobre o fenómeno de FWM utilizou-se dois lasers sendo que um deles estava fixo em 1540 nm e depois fazia-se variar o espaçamento entre os sinais com saltos de 0.4 nm (de forma a estudar a eficiência do processo de conversão por FWM). Ajustou-se a polarização dos sinais para que à saída do SOA se tivesse máximo ganho. Utilizou-se um atenuador e ajustou-se a potência dos lasers para que à entrada do SOA se tivesse uma potência de -3 dBm para ambos os sinais. Neste caso, a corrente de polarização do SOA era de 145 mA.

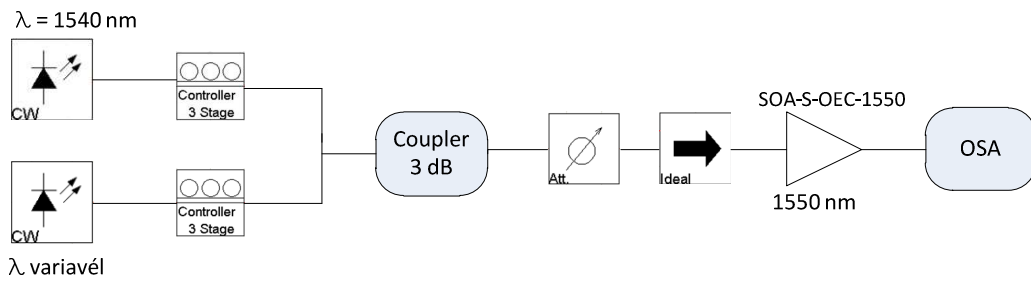


Figura 3.5: Setup implementado para o estudo do FWM.

Com este setup procurou-se estudar a dependência da potência dos canais que surgiam por Four Wave Mixing com o espaçamento entre os sinais. E, posteriormente, comparar a eficiência obtida através do modelo teórico com a obtida na prática.

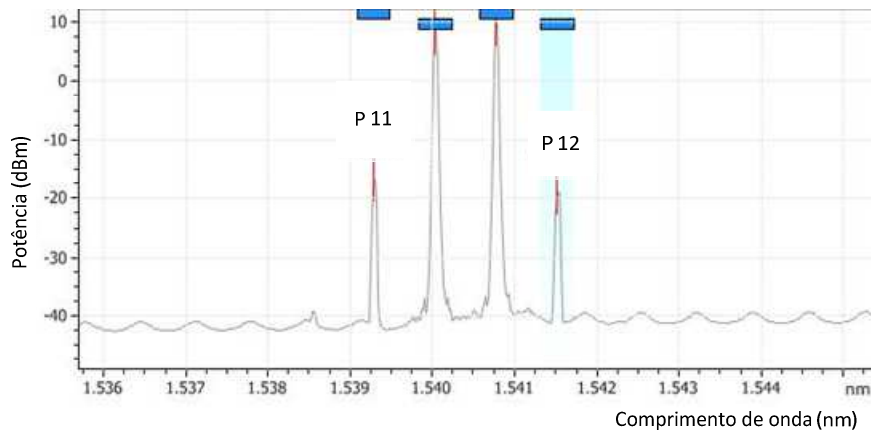


Figura 3.6: FWM à saída do amplificador.

À saída do amplificador surgiram duas novas componentes, que se designaram por P11 e P12. A componente P11 (sinal conjugado) corresponde ao canal cuja frequência é  $2w_2-w_1$  e a componente P12 corresponde ao canal cuja frequência é  $w_1 + (w_2-w_1)$ .

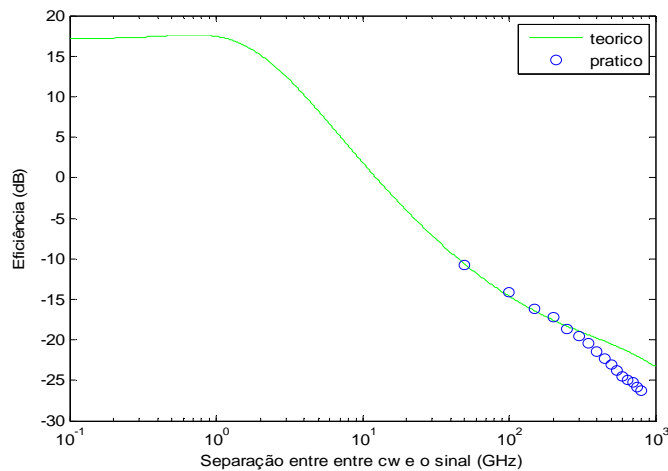


Figura 3.7: Eficiência do efeito de FWM em função do espaçamento entre canais.

Verifica-se que a eficiência do efeito de FWM é maior quando os dois canais estão mais próximos e tende a diminuir à medida que se aumenta a separação entre os canais (o mesmo acontece com P11 e P12). Se a potência do sinal modulado for inferior à potência do sinal contínuo a eficiência do efeito de FWM diminui.

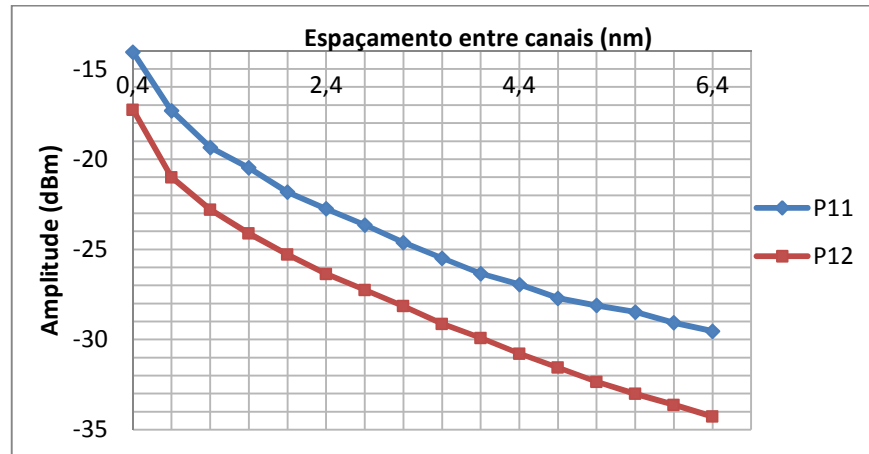


Figura 3.8: Amplitude das ondas que surgem devido ao processo de FWM em função do espaçamento entre canais.

Uma conversão de comprimento de onda utilizando o mecanismo de FWM está limitada por uma baixa eficiência do processo conversão e por uma degradação da SNR do sinal convertido. Verificou-se que a conversão apenas é eficiente para um espaçamento de alguns nanómetros entre os dois sinais. Além disso, verificou-se que a eficiência do FWM aumenta com a corrente de polarização do SOA, uma vez que para um espaçamento de 0.4 nm e para uma corrente de polarização de 130 mA a eficiência era de -19.63 dB enquanto nas mesmas condições mas para uma corrente de polarização de 145 mA se registou uma eficiência de -11 dB.

Se ajustar a polarização dos sinais à entrada do SOA consegue-se diminuir ou aumentar a eficiência do FWM consoante a aplicação que se pretenda. Portanto, se pretendermos eliminar os efeitos provocados pelo FWM pode-se ajustar a polarização dos sinais de entrada.

### 3.4.2. Cross Gain Modulation

Nos SOAs, as variações da densidade de portadores afetam a amplificação dos sinais de entrada. Por conseguinte, a densidade dos portadores varia com o tempo de vida destes [22]. Quando os SOAs amplificam mais do que um canal as variações da densidade de portadores origina crosstalk entre canais.

O Cross Gain Modulation é provocado pela saturação do ganho do amplificador. Este ocorre quando dois sinais (por exemplo um sinal contínuo e um sinal modulado) são amplificados simultaneamente pelo SOA. Assim, durante o processo de amplificação o ganho é distribuído pelos dois sinais. As variações de potência do sinal modulado irão provocar variações no ganho do

amplificador, que posteriormente irão modular o ganho do sinal contínuo, resultando na transferência de informação do sinal modulado para o sinal contínuo [23].

Assim, foi estudado este fenómeno recorrendo-se ao simulador VPIphotonics, uma vez que uma das possíveis implementações da extender box consistia em amplificar o canal de downstream e vídeo simultaneamente usando-se um BOA. Torna-se importante perceber que limitações poderão surgir aquando da implementação desta solução.

Desta forma implementou-se o setup da Figura 3.9 de forma a estudar o efeito do Cross Gain Modulation.

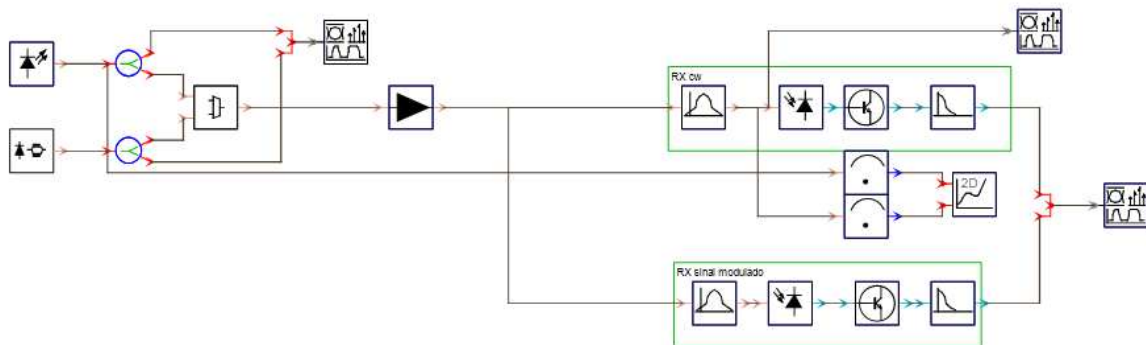


Figura 3.9: Setup usado para o estudo do Cross Gain Modulation.

Neste setup usou-se um sinal contínuo com um comprimento de onda de 1540 nm e um sinal modulado NRZ com um comprimento de onda de 1555 nm e um extinction ratio de 30 dB. A taxa de transmissão foi de 1.25 Gbit/s e a corrente de polarização de 200 mA. Na receção usou-se um PIN e um amplificador elétrico com um ganho de 10 dB. Os parâmetros relativos ao modelo do SOA são os mesmos que se encontram na Tabela 3.1.

Uma das limitações associadas a esta simulação está relacionada com o modelo do SOA, isto porque, o ganho que o amplificador fornece aos sinais de entrada não é dependente do comprimento de onda. Contudo, num SOA comercial o ganho varia com o comprimento de onda tal como foi possível observar nas caracterizações realizadas no laboratório e que são apresentadas na secção 3.5. Além disso, os efeitos não lineares como FWM e XGM (Cross Gain Modulation) são dependentes do comprimento de onda (relativamente ao FWM foi verificado na secção 3.4.1). Logo não é possível retirar conclusões acerca da eficiência do XGM com o espaçamento entre canais, contudo por [22] é possível verificar que a eficiência do XGM diminui com o aumento do espaçamento dos canais.

Num segundo teste usou-se o mesmo setup mas com dois sinais modulados mantendo-se as mesmas condições que na situação anterior.

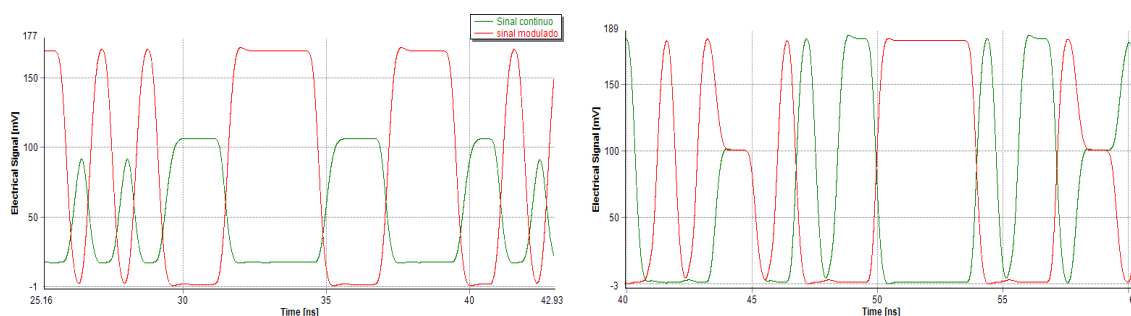


Figura 3.10: Sinais recebidos após amplificação.

Na Figura 3.10, encontram-se os sinais recebidos para duas situações distintas. Do lado esquerdo estão os sinais recebidos após amplificação de um sinal contínuo (potência transmitida de -10 dBm) e sinal modulado NRZ (potência transmitida de 0 dBm). Do lado direito encontram-se os sinais recebidos após amplificação de dois sinais modulados NRZ (ambos com potência de 0 dBm).

De acordo com os resultados obtidos verifica-se que neste mecanismo de Cross Gain Modulation, quando o sinal modulado e o sinal contínuo são amplificados simultaneamente pelo SOA, para uma potência do sinal modulado elevada o SOA satura. Assim o ganho disponível para o sinal contínuo será reduzido, pelo que a potência do sinal contínuo à saída do amplificador é baixa. Desta forma, ocorre uma modulação do ganho do sinal contínuo, pelo que o sinal contínuo será modulado, havendo transferência de informação do sinal modulado para o sinal contínuo.

Quando se amplifica mais do que um sinal NRZ com um SOA, verifica-se que ocorre modulação de ganho, isto porque de acordo com a simulação para amplificação de dois sinais NRZ com a mesma potência, o amplificador satura pelo que o ganho diminui, sendo que a amplitude do sinal elétrico diminui, degradando o sinal recebido. Quando a potência de um dos sinais à entrada do amplificador é alta e a do outro é baixa verifica-se que o ganho fornecido ao sinal com maior potência é menor contudo após a receção destes no PIN verifica-se que a amplitude do nível lógico '1' e '0' não é degradada.

Desta forma, verifica-se que os SOAs não são adequados para amplificação em sistemas com múltiplos comprimentos de onda devido a efeitos de patterning resultantes do XGM.

### 3.4.3. Cross Phase modulation

O valor do índice de refração da região ativa do SOA não é constante uma vez que é dependente da densidade de portadores e do ganho do material [22]. Quando um sinal é amplificado por um SOA, este originará variações da densidade de portadores, devido ao tempo de vida dos portadores ser da ordem dos 0.1 ns (isto faz com que o SOA responda rapidamente a variações bruscas do sinal de entrada) [22].



Desta forma, quando um SOA amplifica dois sinais simultaneamente, (sendo a potência de um sinal elevada em comparação com a potência do outro sinal) o SOA satura pelo que ocorrem variações da densidade de portadores, originando variações de fase no outro sinal que está a ser amplificado.

Assim o XPM tornasse um fator limitativo nos SOAs, caso se pretenda amplificação de múltiplos comprimentos de onda, contudo é um mecanismo eficaz para realização de conversores de comprimentos de onda, uma vez que o uso de SOAs, num interferómetro, permite converter variações de fase em variações de amplitude usando para isso interferência construtiva ou destrutiva.

### 3.5. Caracterização dos SOAs

As caracterizações que a seguir se apresentam têm como objetivo o estudo dos amplificadores existentes no laboratório, para que seja possível encontrar novas soluções no sentido de melhorar o funcionamento da extender box. Assim foi caracterizado um SOA (banda C com ganho significativo na banda S) e um BOA (que opera na banda C).

#### 3.5.1. SOA-S-OEC-1550

A seguir apresenta-se a caracterização do amplificador SOA-S-OEC-1550 em termos de ganho, figura de ruído e potência de ASE.

A Figura 3.11 representa o ganho em função da potência de entrada para uma corrente de polarização de 140 mA. Estudou-se a diferença na curva de ganho do amplificador para comprimentos de onda com separação de 0.8nm.

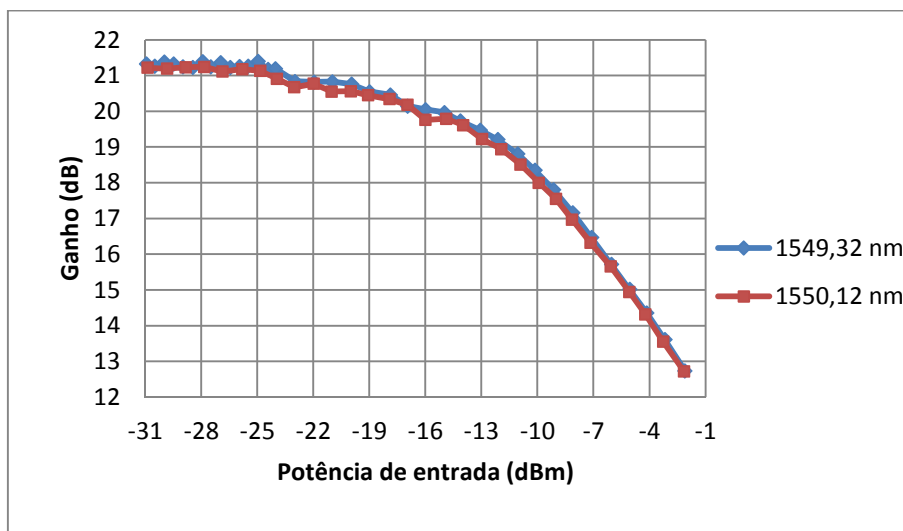


Figura 3.11: Ganho em função da potência de entrada para uma corrente de polarização de 140 mA.

Nas seguintes caracterizações usou-se um comprimento de onda de 1550,12 nm.

A Figura 3.12 apresenta o ganho em função da corrente da polarização, para uma potência de entrada de -24 dBm e um sinal óptico com um comprimento de onda de 1550.12 nm.

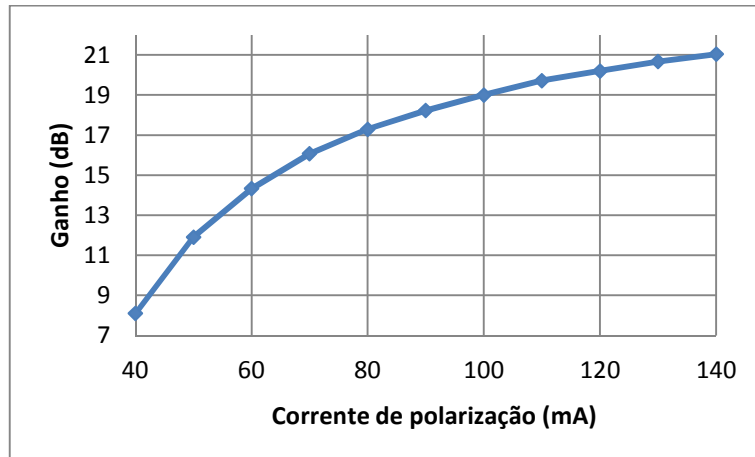


Figura 3.12: Ganho em função da corrente de polarização para uma potência de entrada de -24 dBm.

Na Figura 3.11 o amplificador apresenta um ganho aproximadamente constante de 21 dB para potências de entrada até -20 dBm. Além disso verifica-se que a curva de ganho é semelhante para os dois comprimentos de onda em análise. De acordo com a Figura 3.12, verifica-se que se consegue o máximo ganho de 21 dB para uma corrente de polarização de 140 mA.

Nas caracterizações que se seguem utilizou-se um laser a emitir a 1550.12 nm, com potência à entrada do SOA de -24 dBm.

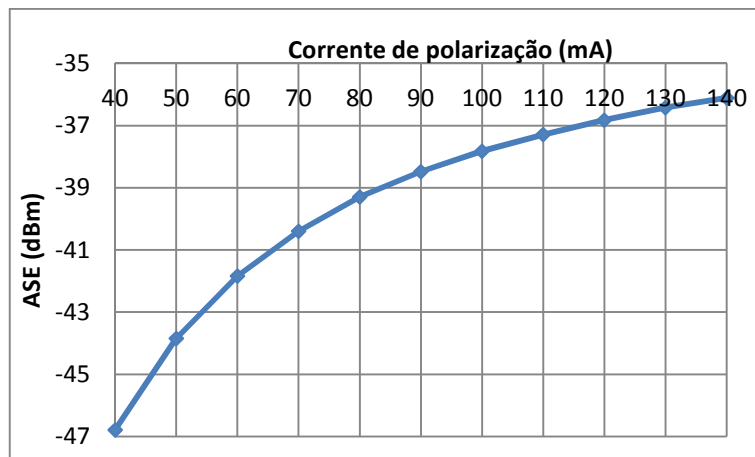


Figura 3.13: Potência de ASE em função da corrente de polarização para uma potência de entrada de -24 dBm.



Foram medidos vários parâmetros no sentido caracterizar o BOA quanto ao ganho, ASE e figura de ruído. Inicialmente caracterizou-se o ganho em função da potência de entrada para diferentes correntes de polarização, como se pode observar na Figura 3.16.

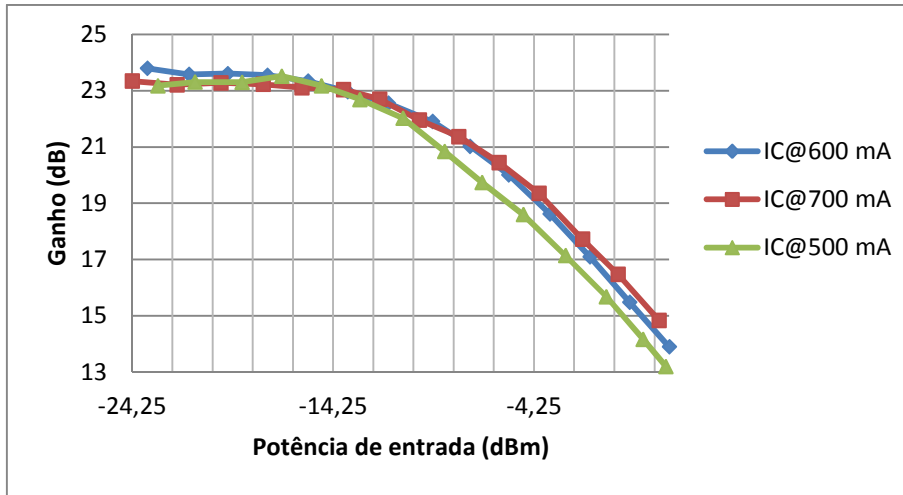


Figura 3.16: Ganho em função potência de entrada para diferentes correntes de polarização.

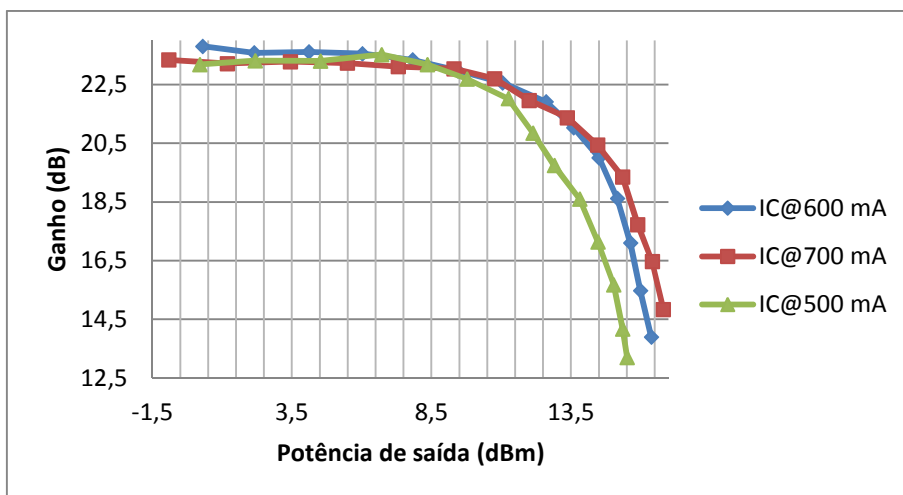


Figura 3.17: Ganho em função potência de saída para diferentes correntes de polarização.

Como é possível verificar na Figura 3.16 obteve-se um ganho de aproximadamente 23 dB para potências de entrada até -14 dBm. Para uma gama de potências de entrada até -14 dBm atinge-se o máximo ganho com uma corrente de polarização de 500 mA. Deste modo, não é necessário polarizar este amplificador com o máximo de corrente que poderia atingir os 700 mA (a corrente máxima permitida de acordo com o datasheet é de 725 mA). É de notar que este ganho só se conseguiu atingir através de um adequado controlo de polarização do sinal de entrada. (Num ensaio realizado sem controlador de polarização para o mesmo tipo de caracterização apenas se conseguiu um ganho de 18 dB).

Na Figura 3.17 verifica-se que a potência de saturação na saída é de 13 dBm para 500 mA e 15 dBm para 700 mA, o que está de acordo com o datasheet (13 até 15 dBm).

Em seguida caracterizou-se o ganho em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada, como se pode observar na Figura 3.18, verificando-se que se consegue atingir um ganho de 23 dB para uma corrente de polarização igual ou superior a 450 mA.

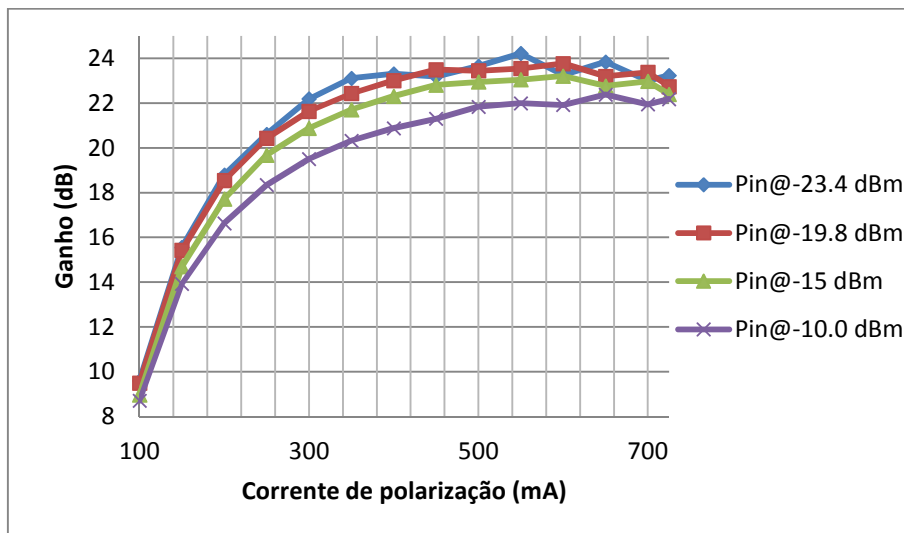


Figura 3.18: Ganho em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.

Na Figura 3.19 observa-se que potência de ASE é máxima para uma corrente de polarização de 500 mA.

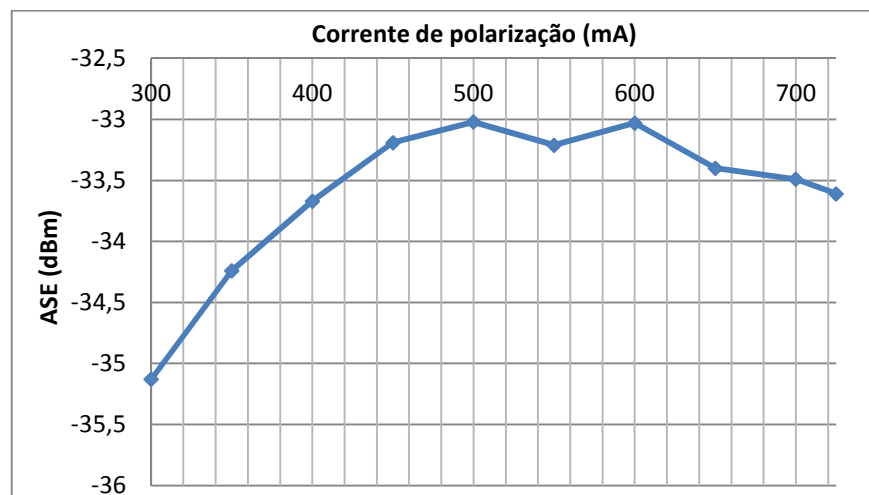


Figura 3.19: Potência de ASE em função da corrente de polarização.

Na Figura 3.20 observa-se que a figura de ruído varia entre 6 e 7.5 dB.

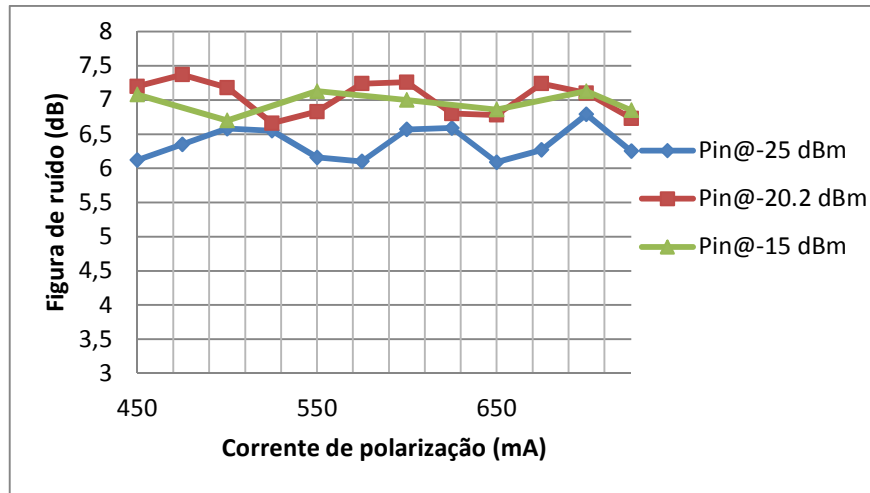


Figura 3.20: Figura de ruído em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.

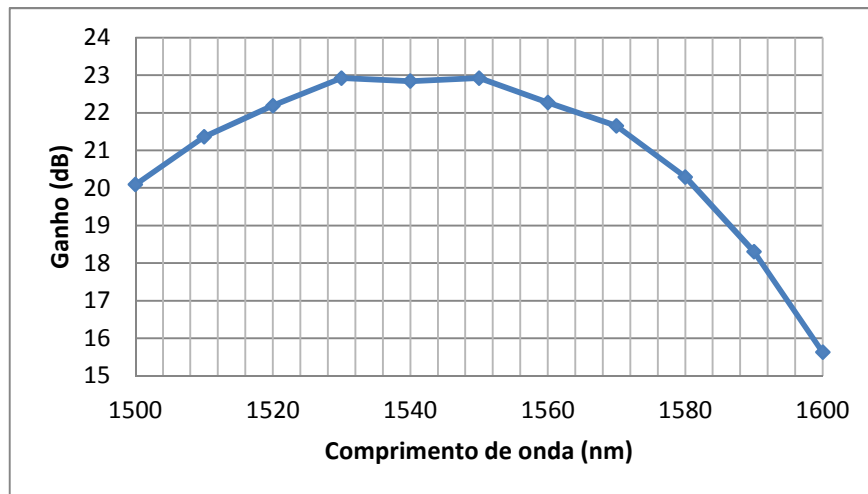


Figura 3.21: Ganho em função do comprimento de onda para uma potência de entrada de -15.5 dBm e uma corrente de polarização de 500 mA.

Na Figura 3.21 observa-se que o ganho do amplificador é aproximadamente constante (23 dB) para uma gama de comprimentos de onda entre 1530 e 1550 nm.

Analisando todos os resultados obtidos conclui-se que o melhor valor de corrente para polarizar o BOA é de 600 mA. É possível alcançar um ganho aproximadamente constante de 23 dB para uma gama de potências de entrada até -14 dBm. A potência de saturação é de 14 dBm e a figura de ruído varia entre 6 e 7,5 dB consoante a potência de entrada do BOA. Além disso, apresenta um valor reduzido de ASE. Para o amplificador operar numa zona de máximo ganho e constante deverá ser utilizada uma fonte ótica cujo comprimento de onda esteja compreendido entre os 1530 e 1550 nm.

Foi realizado estudo idêntico ao anterior mas para um comprimento de onda de 1490 nm, com o objetivo de encontrar o melhor ponto de operação para o BOA de forma a passar vídeo e dados em simultâneo, para um dos testes que será apresentado num capítulo posterior.

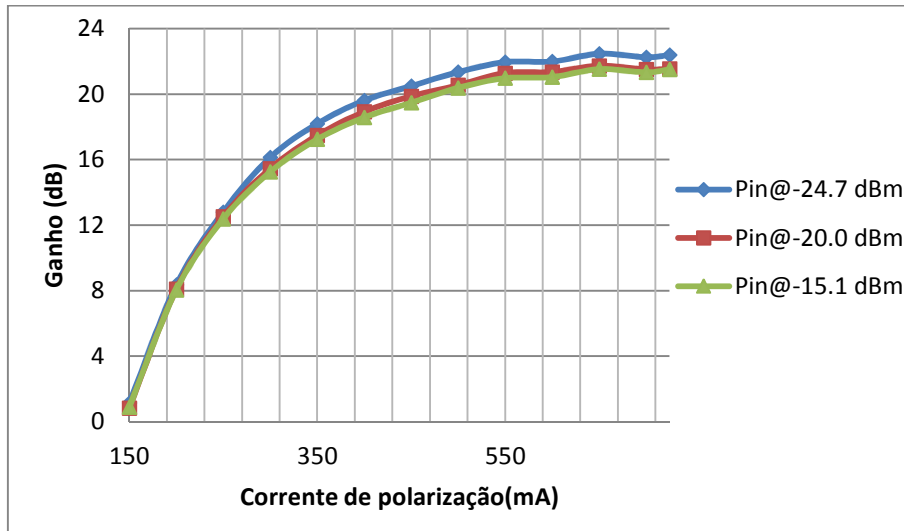


Figura 3.22: Ganho em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.

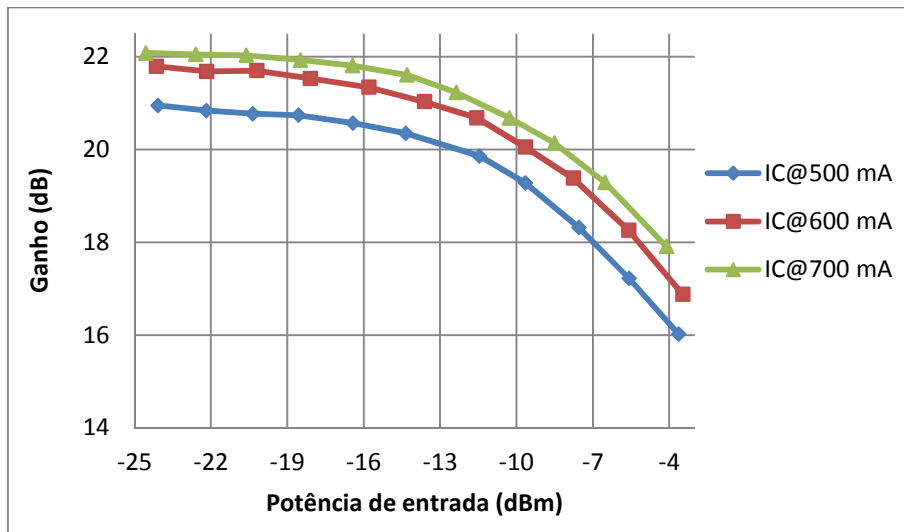


Figura 3.23: Ganho em função da potência de entrada para diferentes correntes de polarização.

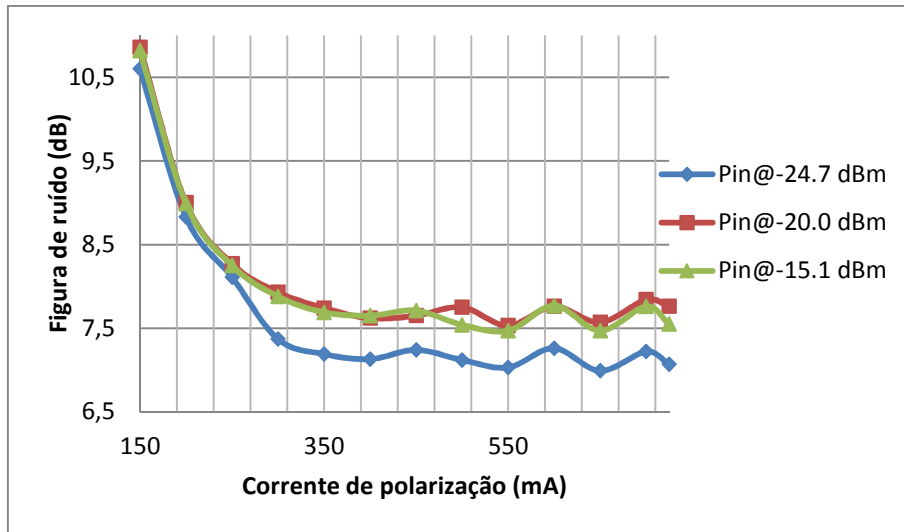


Figura 3.24: Figura de ruído em função da corrente de polarização para diferentes potências de entrada.

Após a análise das figuras 3.22 e 3.23 conclui-se que para 1490 nm o ganho do amplificador é de 21 dB quando polarizado com uma corrente de polarização de 600 mA para potências de entrada até -16 dBm. De acordo com a Figura 3.24 verifica-se que quanto à figura de ruído esta é de aproximadamente 7.5 dB para correntes de polarização entre 400 e 700 mA para as três potências de entrada consideradas.

Para a empresa Thorlabs tanto o BOA como o SOA são considerados amplificadores Traveling-wave [27]. Contudo, os BOAs amplificam apenas um estado de polarização do sinal de entrada, pelo que estes são mais adequados para aplicações onde a polarização do sinal de entrada é conhecida. Para aplicações onde a polarização do sinal de entrada é desconhecida ou flutua, os amplificadores óticos semicondutores são os mais aconselhados. Pelo que se observou nas caracterizações anteriores, o ganho, figura de ruído e potência de saturação são no caso do BOA comparativamente superiores ao SOA.



## 4. Amplificadores Óticos de Fibra Dopada

Neste capítulo será apresentado o princípio de funcionamento do EDFA e a caracterização de dois amplificadores (um de banda S e outro de banda C).

Os amplificadores de fibra dopada começaram a ser estudados no início da década de 60, mas só começaram a ser aplicados a casos práticos 25 anos mais tarde [28].

Este amplificador consiste numa fibra de sílica cujo núcleo é dopado com átomos ionizados de Érbio, Hólmio ou Itérbio. O Érbio assume-se como um dos principais iões usados para dopar as fibras para fabrico dos EDFAs, um dos amplificadores mais usados em sistemas WDM. Tipicamente a fibra é bombeada através de um laser em que os comprimentos de onda mais usados são os de 980 nm e 1480 nm. Para juntar a bomba e o sinal é usado um coupler, sendo comum o uso de um isolador na entrada ou na saída do amplificador de forma a prevenir reflexões [16].

Devido ao enorme potencial dos EDFAs, estes estão a conquistar o mercado dos sistemas de comunicações óticas, em que as principais vantagens são: fiabilidade, ganho elevado, reduzida dependência da polarização do sinal de entrada e o facto de não introduzir crosstalk quando amplificam sinais WDM.

### 4.1. Princípio de funcionamento

Os iões de Érbio podem ocupar diferentes níveis de energia na fibra de sílica, sendo o modelo mais usado o de três níveis. Quando os iões são bombeados estes são espalhados numa banda de energia. A largura de banda do ganho é determinada pelo tipo e concentração de dopantes utilizados no fabrico do amplificador. Em cada banda de energia, os iões de Érbio são distribuídos pelos vários níveis dentro da banda de forma não linear [16]. Graças a este mecanismo o amplificador pode amplificar vários sinais com diferentes comprimentos de onda, simultaneamente.

Para uma fibra de sílica dopada com iões de Érbio, a gama de comprimentos de onda que pode ser amplificada por emissão estimulada, corresponde à gama de comprimentos de onda entre 1525-1570 nm com um pico nos 1532 nm. Considerando o modelo a dois níveis, os iões são bombeados passando para o estado excitado, ocorrendo a emissão de fotões estimulados pelo sinal ótico a amplificar [28]. Numa primeira fase do processo de amplificação é necessário que ocorra

inversão da população (por bombagem), ocorrendo a amplificação do sinal devido à emissão estimulada. No entanto durante o processo de amplificação pode ocorrer emissão espontânea. Estes fótons emitidos podem ser amplificados ao longo do amplificador, gerando ruído que é adicionado ao sinal amplificado. O tempo de decaimento dos íons de Érbio ronda os 10 ms [28].

As características do ganho do amplificador são determinadas pelos dopantes utilizados no núcleo (Alumina, Germania) e pelo esquema de bombagem, que pode ser co ou contra propagante. A bombagem de 980 nm é mais eficiente que a bombagem a 1480 nm, uma vez que a inversão da população a 1480 nm é mais baixa. A bomba a 980 nm permite que o amplificador tenha maior ganho e menor figura de ruído, sendo mais eficiente devido a ausência de amplificação no estado excitado, no entanto exige o uso de lasers monomodo. A bombagem a 1480 nm consegue atingir potências de saída mais elevadas, mas apresentam algumas desvantagens como uma maior dificuldade em conseguir a inversão da população (devido à proximidade dos níveis de energia), por ser um processo menos eficiente e por ocorrer uma maior produção de ruído de emissão espontânea.

## **4.2. Cenários de amplificação com EDFAs**

Atendendo às normas GPON e EPON descritas no capítulo 2, verificou-se que em upstream os pacotes são enviados em modo burst, cuja duração de cada pacote é de 125  $\mu$ s [9]. Assim a utilização de EDFAs para amplificação deste tráfego acarreta problemas, cuja origem é necessário perceber.

Um dos problemas identificados quando se envia tráfego em modo burst é que a potência do sinal pode variar com o tempo, logo o ganho fornecido pelo amplificador pode variar.

No caso de um sinal ótico modulado em amplitude (NRZ), o sinal é modulado à taxa de transmissão. A duração do bit é muito menor que a duração do tempo de vida dos íons de Érbio (aproximadamente 10 ms), logo o amplificador não consegue responder a transições muito rápidas do sinal de entrada o que faz com que o ganho à saída do amplificador seja constante [29].

No entanto, os pacotes enviados em upstream tem duração de 125  $\mu$ s, além disso as ONUs podem não estar a enviar pacotes ou a potência associada a cada pacote pode ser diferente consoante a distância de cada ONU ao amplificador, pelo a potência média que chega ao amplificador varia com o tempo.

Foi provado que os EDFAs eram desadequados para amplificação em modo burst, uma vez que a distorção dos pacotes aumentava com a corrente de bombagem, em que a SNR e o extinction ratio diminuam [30]. Isto porque, estando os íons de Érbio no estado excitado, quando chega um pacote ao amplificador, os íons de Érbio decaem e ocorre amplificação do sinal, contudo como a

duração do pacote é de 125  $\mu$ s, o ganho fornecido ao sinal diminui. Se houver um intervalo de tempo em que as ONUs não transmitam, os íons de Érbio passam para o estado excitado, e assim o próximo pacote a ser amplificado tem maior ganho no início do que no fim.

Pode então concluir-se que estes amplificadores são desadequados para amplificação em sistemas a operar em modo burst, uma vez que para aumentar o alcance da tecnologia GPON teríamos que aumentar o ganho. Como consequência os pacotes iriam ser degradados sendo que do lado da OLT o PER (Packet Error Rate) iria aumentar uma vez que a OLT poderia detetar como '0' os '1s' devido ao limiar de decisão. Ao diminuirmos o ganho, de forma a minimizar os efeitos dos transientes, iríamos ter um power budget menor, o que impossibilitaria estender o alcance da tecnologia GPON para 60 km e 128 clientes.

No caso de amplificação em sistemas WDM poderemos considerar por exemplo um sinal como um trem de impulsos (sequência aleatória de '0' e '1'). O amplificador fornece um ganho constante para pulsos com duração de alguns  $\mu$ s [28]. Quando as variações do sinal no tempo são menores que 10 ms os íons de Érbio são incapazes de reagir a variações tão rápidas do sinal de entrada, pelo que o ganho do amplificador não varia.

Em conclusão, verifica-se que os EDFAs são desadequados para amplificar o canal de upstream, no entanto para downstream, como o tráfego é enviado em broadcast, estes são adequados.

### **4.3. EDFA Constelex**

O EDFA da constelex (modelo HYDRA-17-17) é um amplificador que opera na banda C, sendo o mais indicado para amplificação do sinal de vídeo. O ganho, figura de ruído e potência de ASE foram obtidos em função da corrente de bombagem que era fornecida à bomba do amplificador. Por ser um amplificador comercial não foi possível aceder a sua bomba de forma a encontrar a relação entre a corrente e a potência de bombagem (caso fosse possível abrir a caixa do amplificador poderíamos medir a potência de saída da bomba em função da corrente que lhe era fornecida, para isso seria necessário desligar a bomba do coupler responsável por juntar a bomba e o sinal de entrada). O amplificador possui uma bomba de 980 nm, uma corrente máxima de bombagem de 560 mA e uma potência de saturação de 17 dBm para sinais de entrada com potência -6 dBm.

Nas caracterizações que se seguem utilizou-se um comprimento de onda de 1549,32 nm.

A Figura 4.1 representa o setup usado para a caracterização do EDFA.

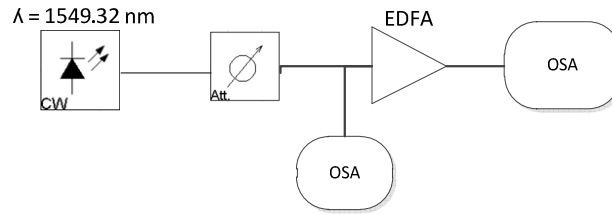


Figura 4.1: Setup utilizado para a caracterização do EDFA.

Para caracterizar o EDFA foram medidos os seguintes parâmetros: ganho, potência de ASE e figura de ruído. A seguir são apresentados todos os resultados que se obtiveram com vista a encontrar o melhor ponto de operação do EDFA.

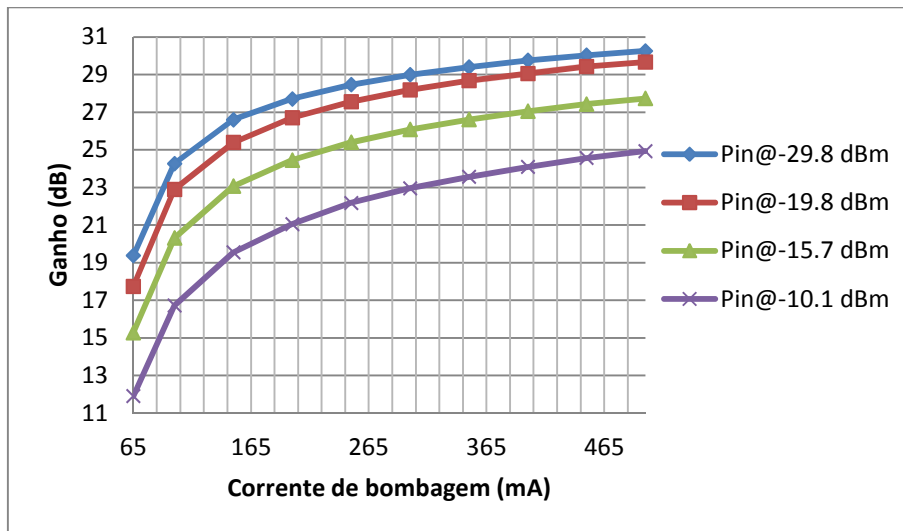


Figura 4.2: Ganho em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.

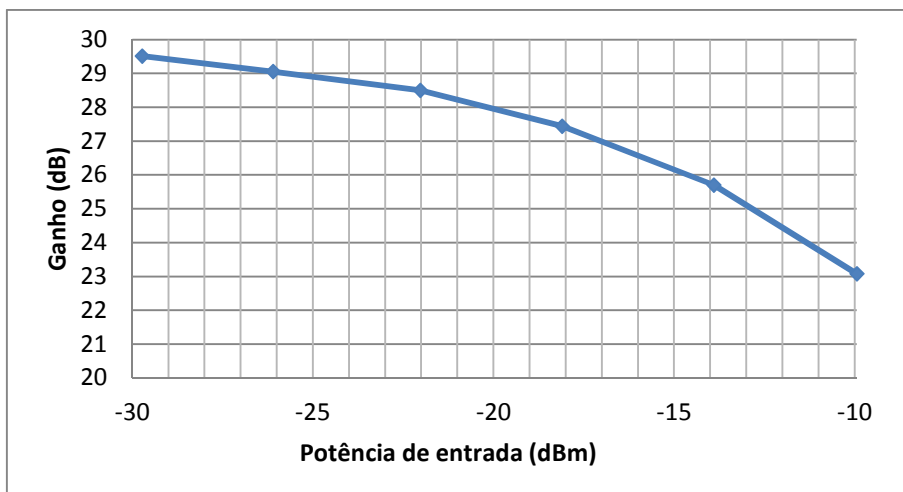


Figura 4.3: Ganho em função da potência de entrada para uma corrente de bombagem de 300 mA.

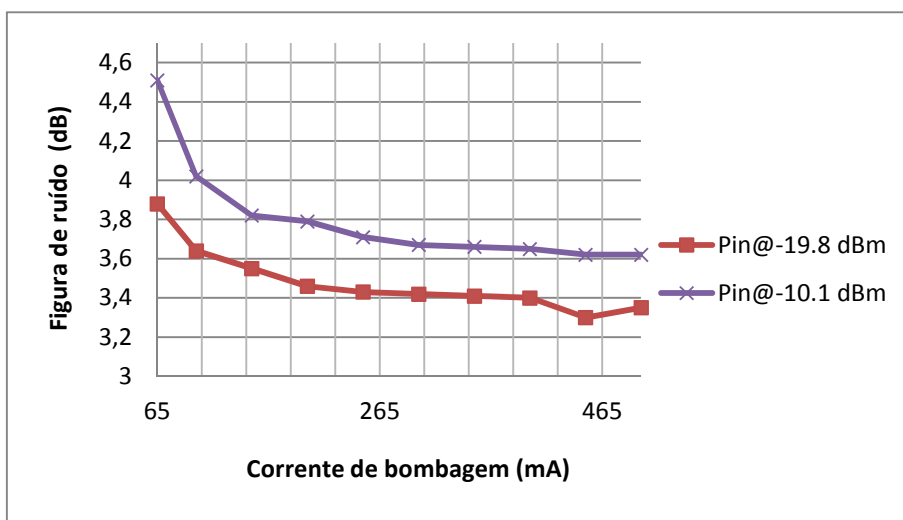


Figura 4.4: Figura de ruído em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.

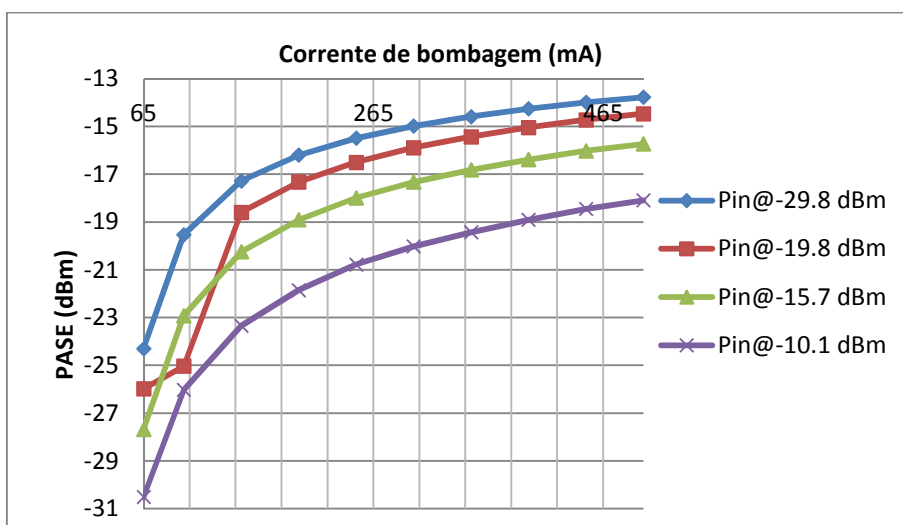


Figura 4.5: Potência de ASE em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.

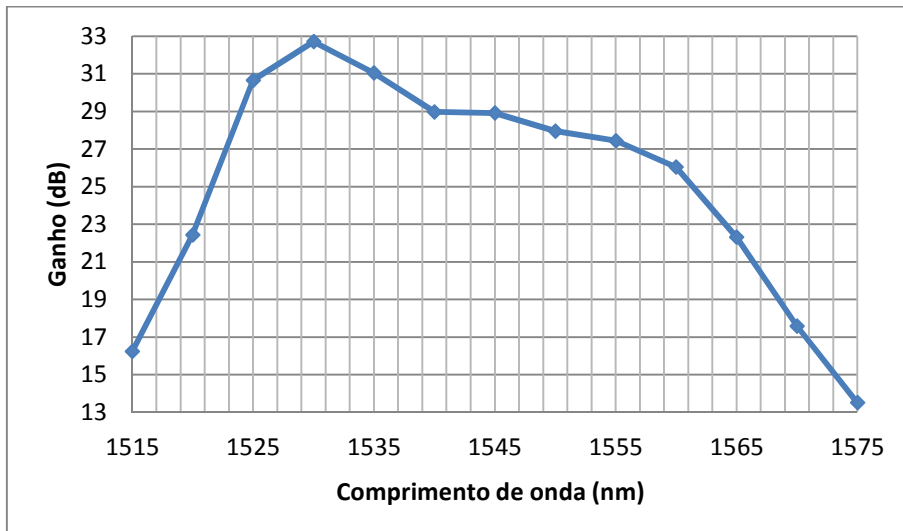


Figura 4.6: Ganho em função do comprimento de onda para uma potência de entrada de -19,6 dBm e uma corrente de polarização de 350 mA.

Atendendo aos resultados apresentados anteriormente, podemos verificar que:

- Para uma corrente de bombagem de 500 mA consegue-se atingir um ganho de aproximadamente 30 dB.
- O ganho do EDFA é aproximadamente constante até potências de entrada de -20 dBm, para o caso de uma corrente de bombagem de 300 mA.
- A potência de ASE aumenta com o aumento da corrente de bombagem (com o aumento da potência da bomba), no entanto diminui com o aumento da potência de entrada do amplificador.
- A figura de ruído diminui com o aumento da corrente de bombagem atingindo um valor mínimo de 3,4 dB para uma potência de entrada de -20 dBm.
- Entre 1525 e 1560 nm consegue-se um ganho superior a 26 dB, sendo que o máximo ganho consegue-se para os 1530 nm sendo de aproximadamente 33 dB.

Um dos problemas que se verificou ao caracterizar este amplificador estava relacionado com a zona de emissão do Érbio que se situava nos 1530 nm, o que pode degradar o desempenho do sistema caso este seja introduzido em aplicações que usem o comprimento de onda de 1530 nm, uma vez que a ASE irá aumentar, ocorrendo degradação da OSNR (Optical Signal Noise Ratio), tal como se pode observar na Figura 4.7.

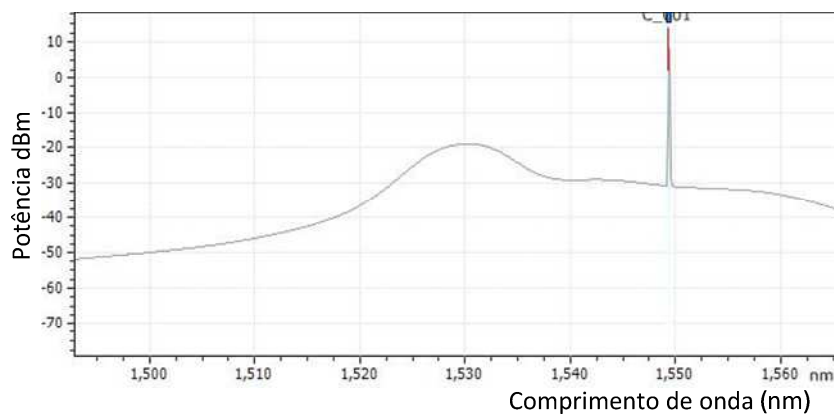


Figura 4.7: Espectro do sinal à saída do EDFA.

No entanto podemos melhorar esta situação com o uso de um filtro à saída do EDFA, tal como se pode observar na Figura 4.8. Utilizou-se um OADM (Optical Add Drop Multiplexer) centrado em 1549.315 nm com o sinal amplificado a 1549.32 nm.

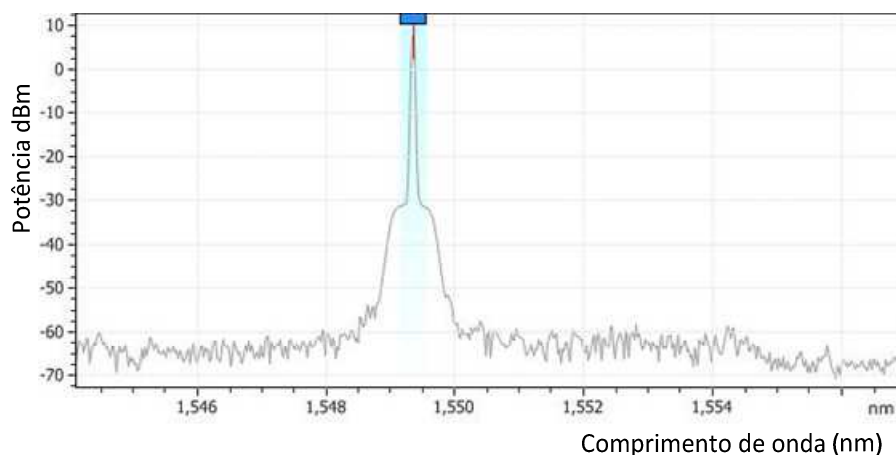


Figura 4.8: Espectro do sinal à saída do filtro.

#### 4.4. EDFA banda S

A caracterização que a seguir se apresenta é relativa ao EDFA de banda S, em que para as aplicações que se pretendem se escolheu o EDFA IPG photonics TAD 20. Tal como no caso anterior as caracterizações foram feitas em função da corrente de bombagem. O uso deste amplificador visa encontrar o melhor ponto de operação para amplificação de dados em downstream.

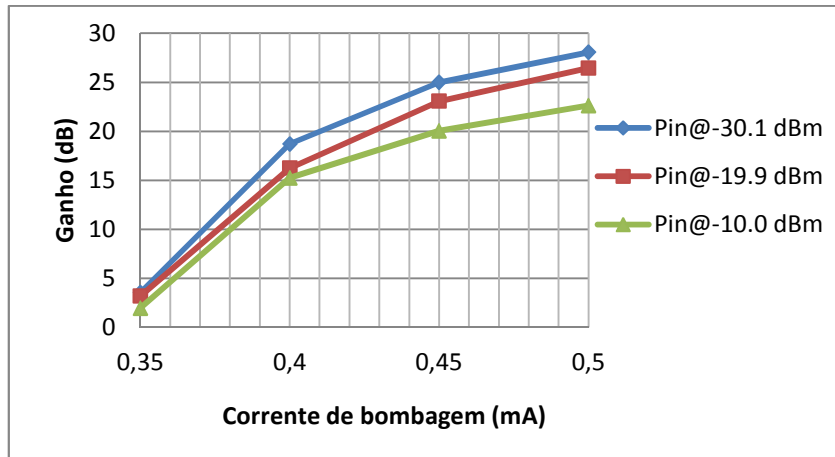


Figura 4.9: Ganho em função da corrente de bombagem para diferentes potências de entrada.

De acordo com os resultados obtidos (Figura 4.9) consegue-se um ganho de 28 dB para uma corrente de bombagem de 0.5A para uma potência à entrada de -30 dBm.

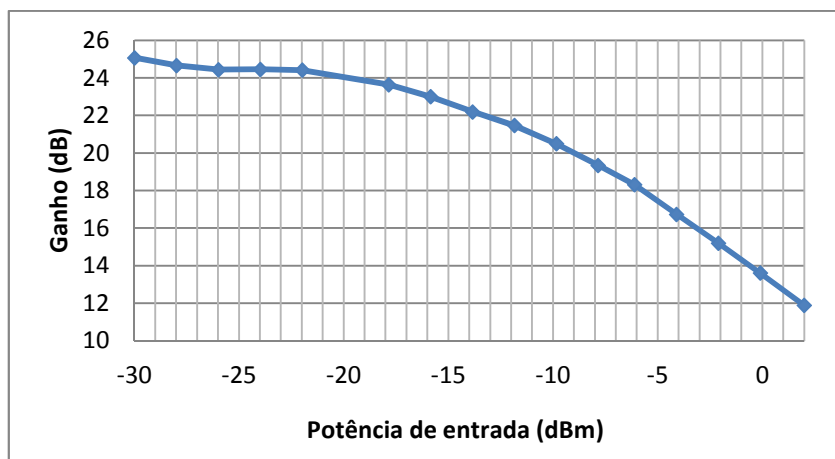


Figura 4.10: Ganho em função da potência de entrada para uma corrente de bombagem de 0.45 A.

Pela observação da Figura 4.10, conclui-se que o amplificador fornece um ganho constante de 24 dB para potências de entrada até -20 dBm (quando se fornece uma corrente de bombagem de 0.45 A).



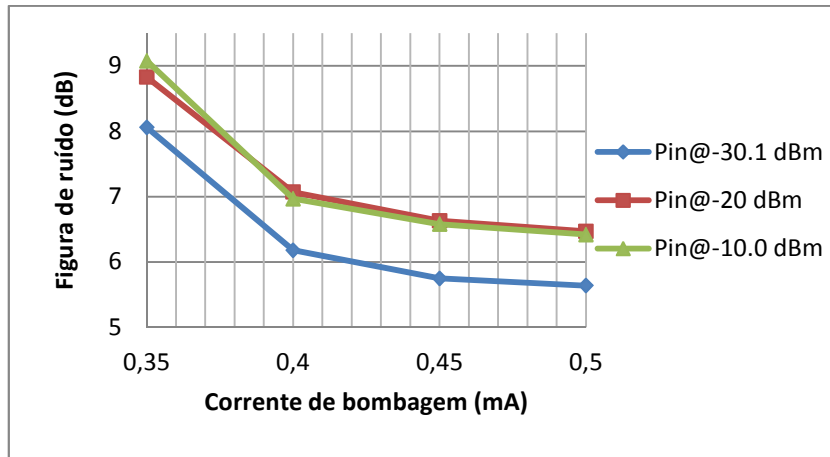


Figura 4.11: Figura de ruído em função da corrente de bombagem para várias potências de entrada.

Quanto à figura de ruído verifica-se que esta varia entre 5.5 e 6.5 dB para uma corrente de bombagem de 0.5 A.

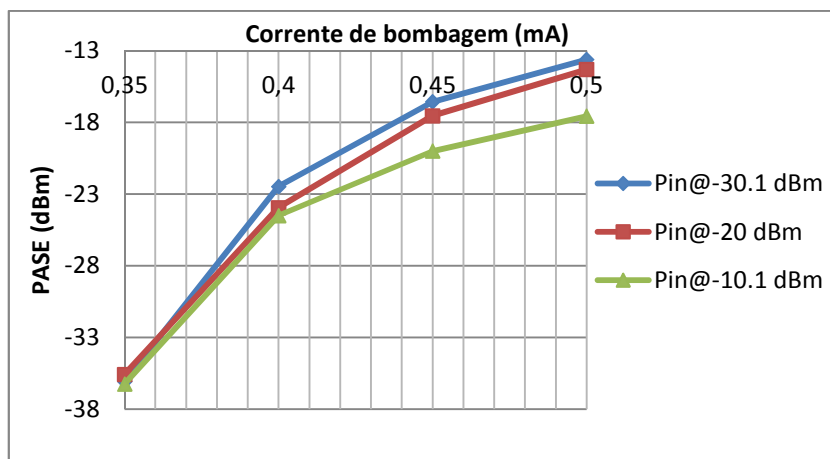


Figura 4.12: Potência de ASE em função da corrente de bombagem para várias potências de entrada.

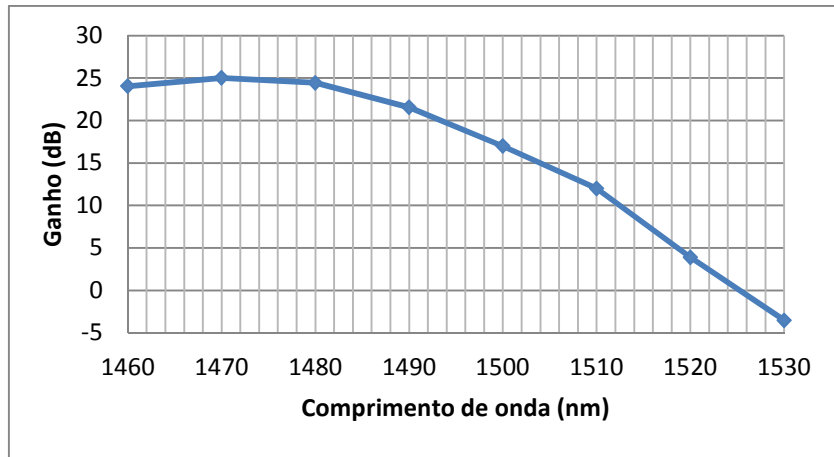


Figura 4.13: Ganho em função do comprimento de onda para uma corrente de bombagem de 0.45 A e uma potência de entrada de -15 dBm.

Este amplificador apresenta um ganho máximo de 25 dB para comprimentos de onda entre 1460 e 1480 nm, sendo que para a aplicação que pretendemos implementar este apresenta um ganho de 23 dB (Figura 4.13).

## 5. Extender BOX

Um dos principais objetivos dos operadores de telecomunicações consiste em rentabilizar os investimentos feitos. Neste contexto, desenvolveu-se um dispositivo que permitia aumentar o alcance da tecnologia GPON para 60 km e razão de repetição de 128 clientes. Este protótipo sendo um dispositivo óptico é transparente ao bit rate e aos formatos de modulação.

### 5.1. Desenvolvimentos anteriores

Em [31] foram estudados os amplificadores óticos que seriam mais adequados para implementação da extender box, no qual se conclui que para amplificação de dados os amplificadores mais indicados seriam os SOAs e para amplificação de vídeo, apesar de não ter sido implementado, seriam os EDFAs. Assim foi escolhido o SOA CIP SOA-S-OEC-1550 para amplificar os dados enviados pela OLT em downstream, sendo que a corrente de polarização escolhida para polarizar este amplificador foi de 145 mA, por ser a região onde este amplificador apresentava menor figura de ruído e máximo ganho. Para upstream foi escolhido o Alphion SOA29p, em que a corrente de polarização escolhida foi de 445 mA.

Surgiu o primeiro protótipo para a extender box que está apresentado na Figura 5.1.

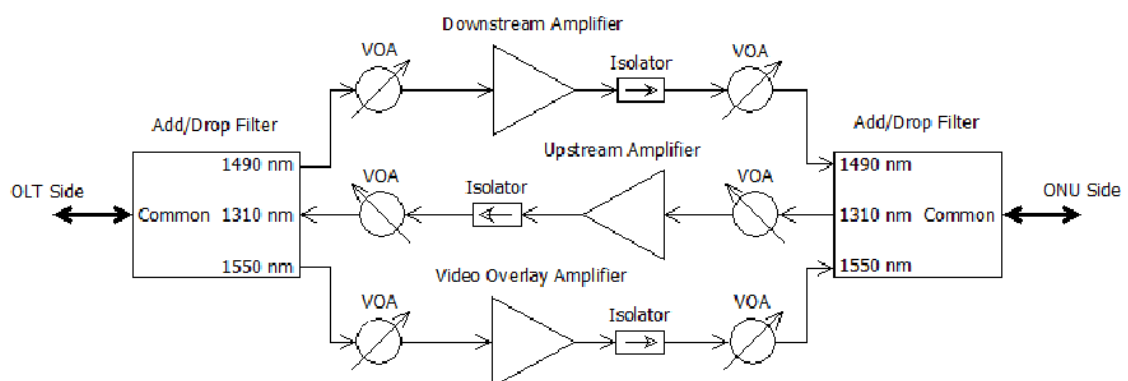


Figura 5.1: Primeiro protótipo da extender box [31].

Em [32] o autor conclui que os isoladores deveriam estar antes do SOA, porque desta forma eram reduzidas as reflexões e o ruído de ASE causados por este e que poderiam penalizar o

desempenho do sinal óptico transmitido, caso estas reflexões e ruído chegassem com potência ótica suficiente ao transmissor da OLT.

Assim, o autor em [32] propôs o protótipo que se encontra na Figura 5.2.

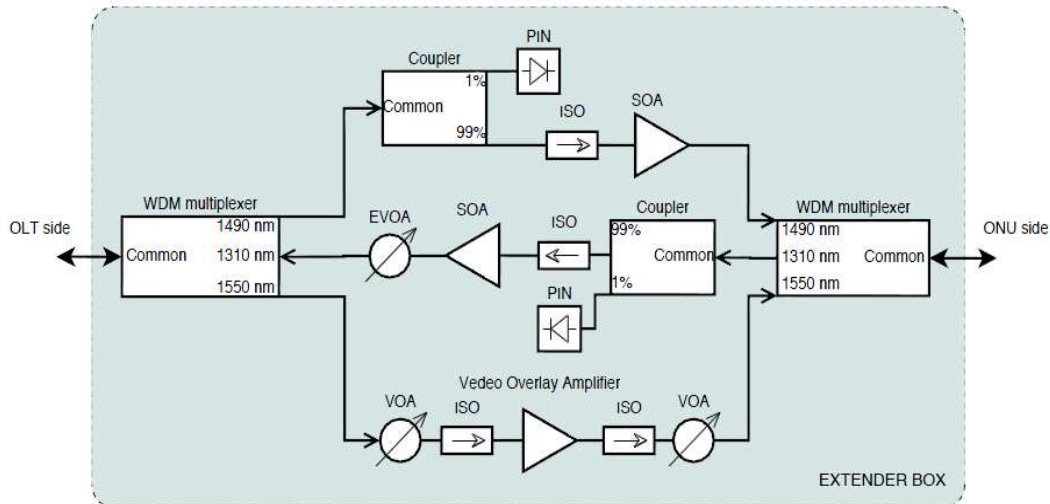


Figura 5.2: Protótipo extender box [32].

Neste protótipo verifica-se que no sentido de downstream foi removido o VOA (Variable Optical Attenuator) e o isolador depois do SOA e foi adicionado um coupler e o PIN para leitura da potência ótica à entrada da extender box, de forma a poder ser feito o controlo do sistema. Desta forma, a extender box poderia amplificar o sinal downstream e de upstream, de acordo com o cenário em que esta estivesse inserida (perdas na OLT devidas à distância da extender box à OLT ou perdas na ODN devidas ao número de clientes servidos e à distância de cada cliente à extender box). Na ligação de upstream foi removido o VOA e o isolador que estavam antes do SOA, e o VOA que estava depois do SOA foi removido e substituído por um EVOA (Electrically Controlled Variable Optical Attenuator), e foi adicionado um coupler e um PIN para desempenhar a função de controlo. Quanto ao canal de vídeo este não foi alterado mantendo-se o protótipo inicial.

Em [33], a autora dedicou-se ao estudo da extender box num ambiente GPON, cujo protótipo está apresentado na Figura 5.3.

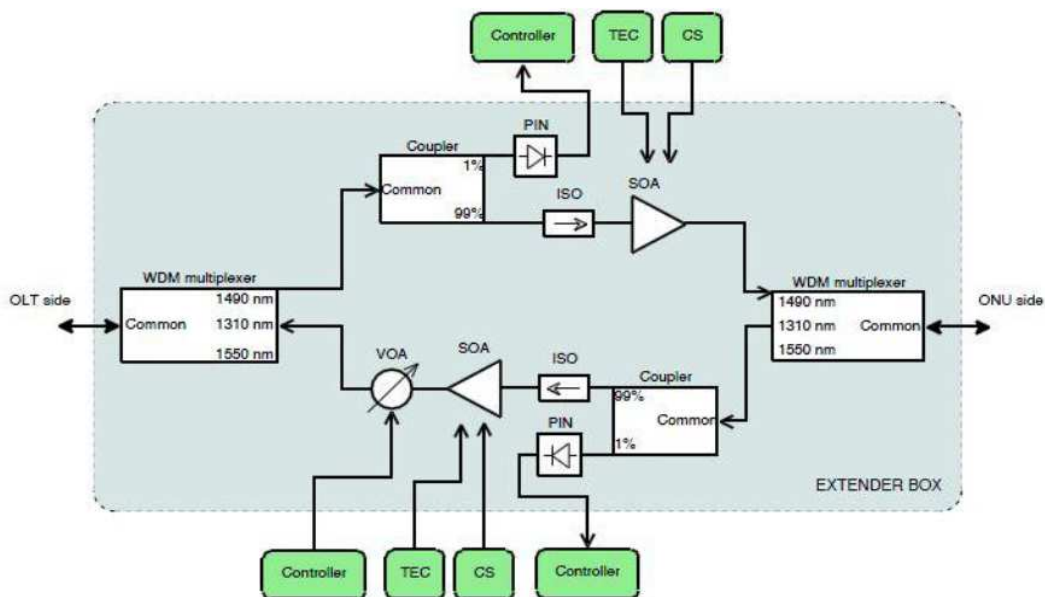


Figura 5.3: Último protótipo Extender box.

Desta forma foi testada a extender box, com o microcontrolador integrado e as interfaces para a monitorização da extender, nomeadamente as referentes ao controlo de temperatura. Com este protótipo, testou-se a extender box num ambiente GPON e foram encontradas as melhores condições de funcionamento em termos de power budget bem como a equação de controlo necessária para controlar o EVOA. Por fim, a extender box foi testada em vários cenários com diferentes distâncias de fibra na OLT e diferentes números de clientes servidos na ODN.

## 5.2. Estado Atual

Atendendo a todo o trabalho que já tinha sido desenvolvido com a extender box, verificou-se que faltavam implementar algumas funcionalidades, tais como:

- Encontrar um amplificador de vídeo adequado para integração na extender box. Com isto surge também a necessidade de realizar testes no laboratório que nos permitam avaliar qual a degradação que o sinal de vídeo irá provocar no sinal de GPON e vice-versa.
- Estudar e implementar possíveis cenários de conversão de comprimento de onda para reach extender, tais como:
  - Conversão de comprimento de onda de 1490 nm para 1550 nm de forma a passar o sinal de downstream e vídeo pelo mesmo amplificador (EDFA), uma vez que como se viu anteriormente o EDFA da constelx apresenta uma figura de ruído baixa em

comparação com o BOA pelo que a CNR do sinal de vídeo será ligeiramente afetada.

Desta forma vão ser apresentados vários cenários com vista a amplificação de vídeo e dados na extender box.

### 5.3. Amplificação de dados e vídeo utilizando o BOA

Para estudar uma nova solução para implementação de uma extender box vai-se considerar um cenário no qual se utiliza um BOA para amplificação simultânea de dados e vídeo. Assim, para se estudar o impacto que o BOA tinha na amplificação de vídeo, implementou-se o setup da Figura 5.4.

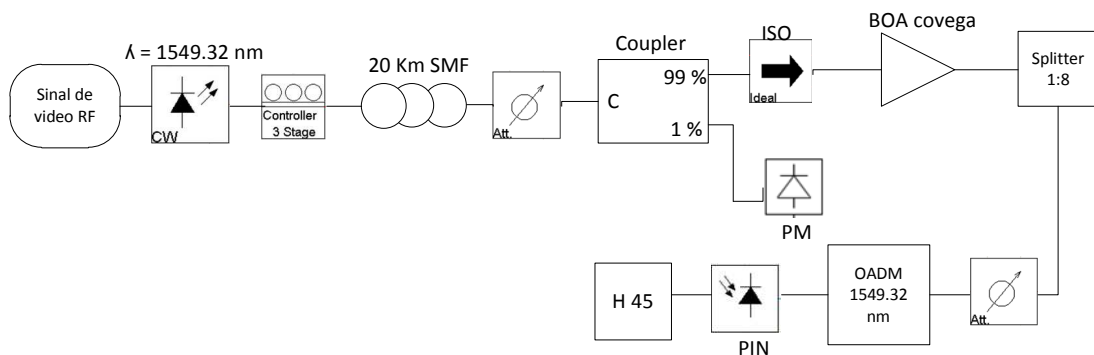


Figura 5.4: Amplificação de vídeo com o BOA

Neste setup utilizou-se:

- Um sinal de vídeo 256 QAM que modula um laser que é controlado por temperatura. Este sinal de vídeo cobria uma gama de frequências de 47 a 862 MHz tendo-se considerado para teste a gama compreendida entre 814 e 862 MHz. A largura de banda de cada canal era de 8 MHz. Para se usar um comprimento de onda de 1549.32 nm ajustou-se a temperatura deste laser para 17.5 °C. A potência do sinal ótico à saída do laser era de aproximadamente 8.5 dBm.
- Um controlo de polarização de forma a se conseguir o máximo ganho para o BOA, uma vez que este é muito dependente da polarização do sinal de entrada, tal como se observou no capítulo 3.
- 20 km de SMF para se introduzir alguma dispersão no sinal de vídeo e um atenuador de forma a ter-se à entrada do BOA cerca de 0 dBm.
- Um splitter e o atenuador para simular o número de clientes que poderiam ser servidos.
- Um OADM como filtro de forma a eliminar o ruído inserido pelo BOA.

Para medição da qualidade do sinal recebido utilizámos a CNR. Começou-se por fazer um estudo back to back de forma a estudar a degradação da CNR em função da potência que chega ao PIN. Assim, dentro da gama de frequências utilizadas começou-se por escolher as frequências 818 MHz, 834 MHz e 858 MHz.

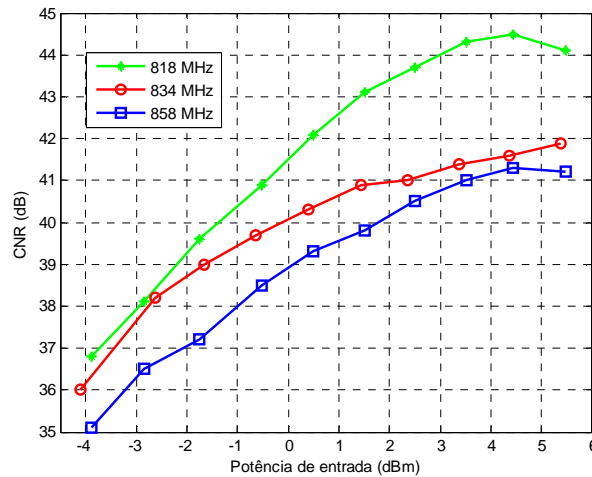


Figura 5.5: CNR em função da potência de entrada para uma implementação back to back.

De acordo com a Figura 5.5, verifica-se que a partir de potências superiores a 1 dBm à entrada do PIN a variação em termos de CNR é reduzida, a partir desse valor de potência consegue-se uma CNR de aproximadamente 41 dB para os 834MHz e para os 858 MHz. Ao introduzir fibra verificou-se que a degradação em termos de CNR foi de 1 dB, para as frequências analisadas anteriormente.

Após este estudo, implementou-se o setup da Figura 5.4, mas não se usou qualquer filtro, uma vez que se pretendia observar qual o impacto introduzido pelo ruído no sinal de vídeo. Analisou-se a CNR em função da potência à entrada do BOA, fixando-se uma potência de 1.35 dBm à entrada do PIN.

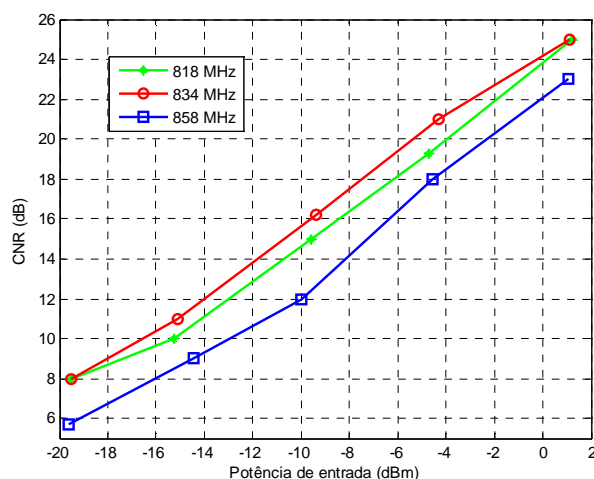


Figura 5.6: CNR em função da potência de entrada do BOA.

Verifica-se que para potências baixas à entrada do BOA, o sinal de vídeo é afetado pelo ruído introduzido pelo amplificador pelo que irá degradar a CNR, situação que se verificou com o H45 [34]. Para provar que a CNR estava a ser degradada pelo ruído introduzido pelo BOA e pelos efeitos não lineares, como Self Gain Modulation e Self Phase Modulation, fixou-se uma potência à entrada do amplificador (0 dBm) que correspondia à situação onde havia menor degradação do sinal de vídeo. À entrada do PIN tinha-se 1.35 dBm.

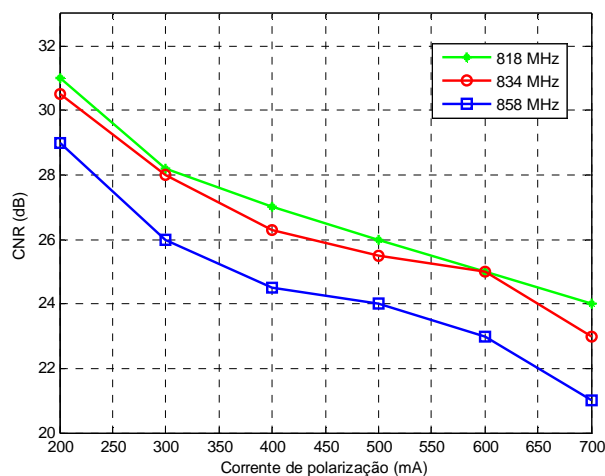


Figura 5.7: CNR em função da corrente de polarização do BOA para uma potência de entrada fixa.

Pode-se verificar que para correntes mais baixas de polarização, a CNR do sinal amplificado é mais elevada atingindo os 31 dB para correntes de polarização de 200 mA. Observando a Figura 3.19 e a Figura 3.20, verificava-se que a ASE era de -33 dBm para correntes de polarização de 600 mA e a figura de ruído era de cerca de 7 dB, no entanto para correntes de polarização de 200 mA a potência de ASE era inferior a -35 dBm. Além disso, os SOAs são



afetados por efeitos não lineares, que neste caso são o Self Gain Modulation (SGM) e o self Phase Modulation (SPM). Assim, para correntes de polarização baixas os efeitos não lineares são menos intensos, uma vez que o ganho do amplificador é menor, pelo que estamos principalmente limitados pelo ruído introduzido por este e à medida que se aumenta a corrente de polarização o ganho do amplificador aumenta pelo que os fenómenos não lineares tornam-se mais intensos, havendo maior degradação da CNR do sinal de vídeo.

Assim prova-se que este amplificador não é adequado para amplificação de vídeo, pois, para a zona de máximo ganho (obtido para uma corrente de polarização de 600 mA), os efeitos não lineares juntamente com o ruído introduzido por este (devido a emissão espontânea) degradam a CNR do sinal de vídeo.

De forma a melhorar ainda mais a CNR introduziu-se um filtro à entrada do PIN, fixou-se a potência à entrada do BOA em 0 dBm e a potência à entrada do PIN em 1.35 dBm, o que permitiu melhorar a CNR do vídeo em 1.5 dB. Verificou-se que com o splitter e o atenuador se introduziu uma atenuação de 16 dB, o que corresponde aproximadamente às perdas introduzidas por um splitter de 1:32, pelo que no máximo se consegue uma CNR de 28 dB com este amplificador. Mesmo que se aumentasse a potência do sinal à entrada do PIN, a CNR do vídeo não iria melhorar devido ao ruído inserido pelo BOA e aos efeitos não lineares associados a este.

A seguir testou-se o BOA com dados de forma a avaliar o desempenho deste amplificador. Como se observou no capítulo 3, o BOA foi projetado para operar na banda C, mas como se pode verificar nas caracterizações também apresenta um bom desempenho a 1490 nm. Assim, implementou-se o setup Figura 5.8.

Com este setup pretende-se demonstrar que é possível usar este amplificador para amplificação de dados a 1490 nm. Para amplificação do tráfego em upstream, já se tinha verificado em [31-33] que de acordo com os amplificadores disponíveis no laboratório o Alphion SOA29p era o mais adequado. Então, fixou-se uma atenuação de 13 dB no VOA 2 e fez-se variar a atenuação no VOA 1 de forma a encontrar o máximo power budget na OTL, para que se conseguisse transmitir pacotes sem perdas. Como o splitter de 1:8 introduz 11 dB de perdas, tem-se no total 24 dB de atenuação na ODN. A corrente de polarização do BOA era de 500 mA (tal como se tinha verificado anteriormente quanto maior a corrente de polarização do BOA maior a degradação em termos de CNR, pelo que se procurou encontrar um compromisso para estudo da amplificação de vídeo e dados) e a potência do sinal de GPON à entrada da fibra era de 3.3 dBm.

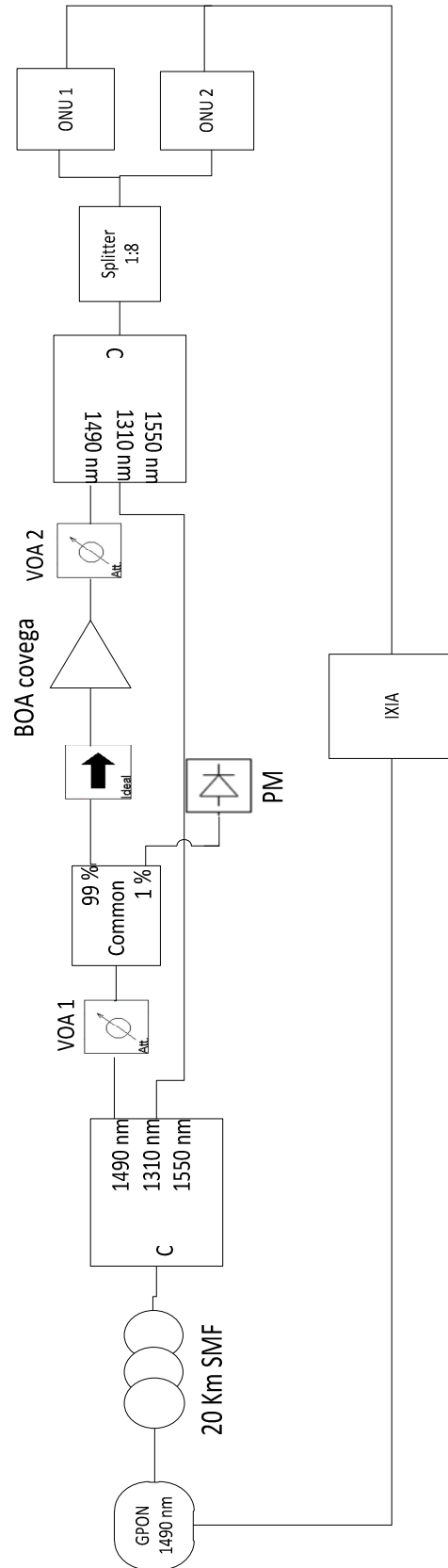


Figura 5.8: Transmissão de tráfego em downstream usando o BOA.

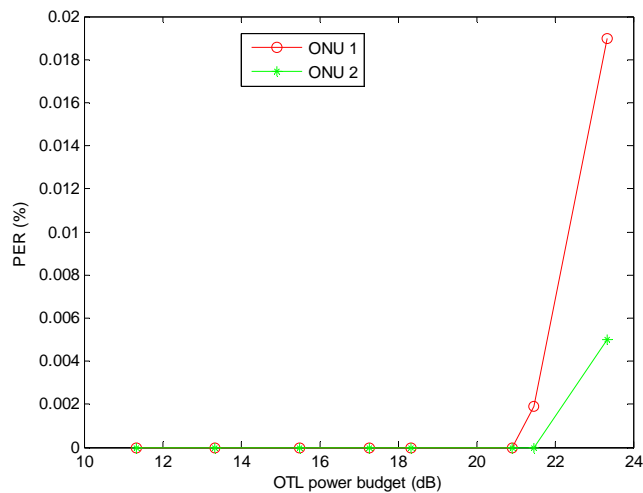


Figura 5.9: PER em função do power budget da OTL para duas ONU's.

Verifica-se que para uma atenuação de 21 dB na OTL não existe perda de pacotes e para 21.5 dB existe uma perda residual de pacotes. Até agora verificou-se que o BOA apresenta um desempenho aceitável para amplificação de dados, contudo degrada o sinal de vídeo durante o processo de amplificação devido a introduzir ruído e aos efeitos não lineares associados ao BOA.

Neste último estudo, utilizou-se um sinal de GPON e vídeo, tendo-se como objetivo analisar a degradação que o BOA irá introduzir nestes após amplificação. Assim, utilizou-se o setup da Figura 5.10. Neste setup foi utilizado o VOA 1 e 2 para controlar a potência do sinal de dados e vídeo, respetivamente, o VOA 3 para introduzir uma atenuação suficiente para proteger as ONU's, e o VOA 4 foi utilizado para fixar a potência à entrada do PIN em 1.34 dBm. Para avaliar a qualidade do sinal de dados utilizou-se o IXIA, de forma a quantificar a quantidade de pacotes perdidos e para o sinal de vídeo utilizou-se o H45 para estudar a CNR. A atenuação em upstream é de 19.3 dB, para que não haja perda de pacotes em upstream e se proteja a OLT da GPON, em termos de potência.

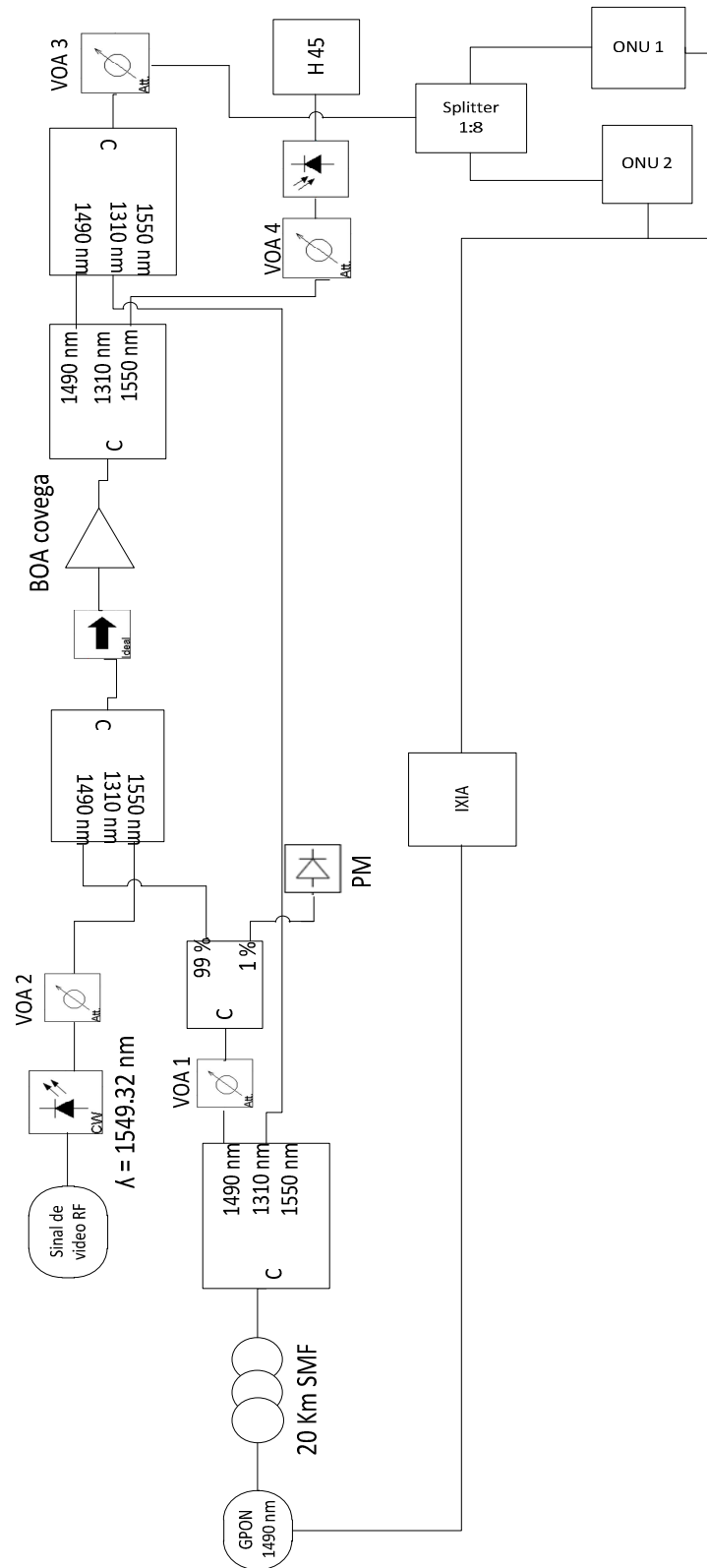


Figura 5.10: Amplificação do sinal de dados e vídeo utilizando o BOA.

Na figura 5.11 (a) é feito um estudo da CNR em função da potência do sinal de vídeo à entrada do PIN sem amplificação enquanto na figura 5.11 (b) é feito um estudo da CNR em função da potência do sinal de vídeo à saída do VOA 2, mas utilizando o BOA para amplificar o sinal de vídeo.

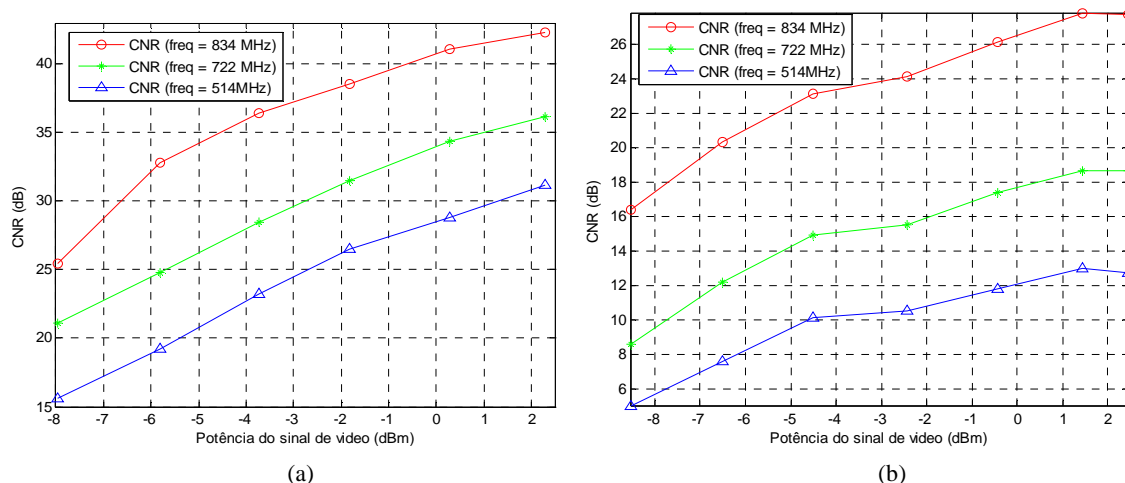


Figura 5.11: Implementação back to back (a) e amplificação de vídeo com o BOA (b).

Como se tinha mostrado anteriormente, o sinal de vídeo é degradado quando amplificado pelo BOA.

Na Tabela 5.1 é apresentada uma comparação em termos de CNR para o esquema back to back e para o caso de amplificação de vídeo.

Tabela 5.1: Comparação da degradação da CNR para as várias frequências.

	<b>CNR (834 MHz)</b>	<b>CNR (722 MHz)</b>	<b>CNR (514 MHz)</b>
Back to Back	43.3	38.1	33.4
Amplificação com o BOA	27.8	18.6	12.7
Diferença	15.5	19.5	20.7

Verifica-se que o ruído introduzido pelo BOA afeta sobretudo as baixas frequências, uma vez que é a zona onde se verifica uma maior degradação em termos de CNR. O próximo passo consistiu em fazer variar a potência do sinal de vídeo à saída do VOA 2 fixando a potência do sinal de GPON em -9 dBm à saída do VOA 1 utilizando o setup apresentado na Figura 5.10. Através do VOA 4 fixou-se a potência à entrada do PIN em 1.36 dBm. Desta forma, pretendia-se avaliar o impacto que uma variação da potência do sinal de vídeo provocaria no sinal de GPON. Na figura 5.12 (a) é apresentada a evolução da CNR com o aumento da potência do sinal de vídeo e na figura 5.12 (b) é apresentada a degradação da potência do sinal de downstream que chega às ONUs com o aumento da potência do sinal de vídeo à saída do VOA 2.

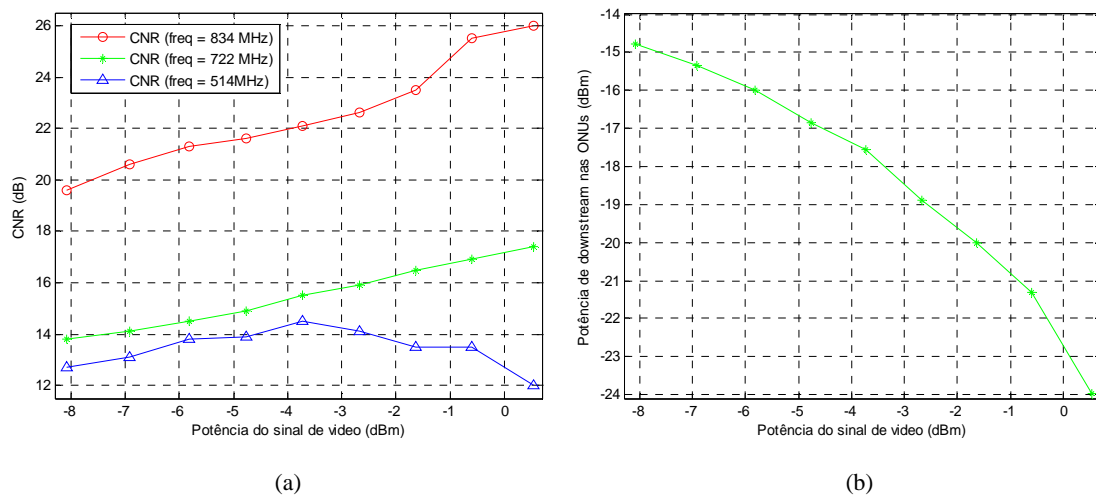
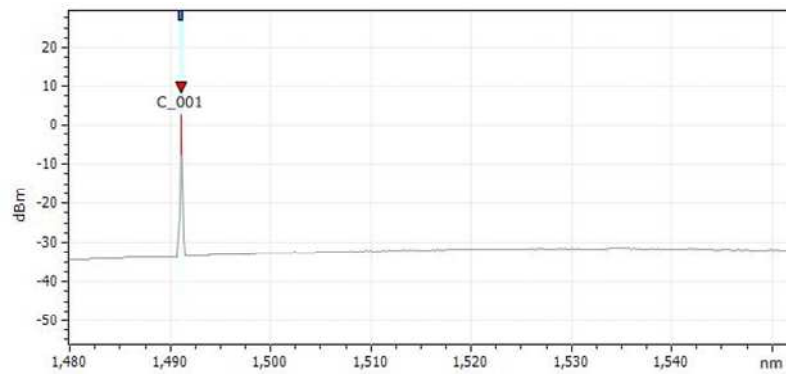


Figura 5.12: Evolução da CNR (a) e potência de downstream à entrada das ONUs (b) com o aumento da potência do sinal de vídeo.

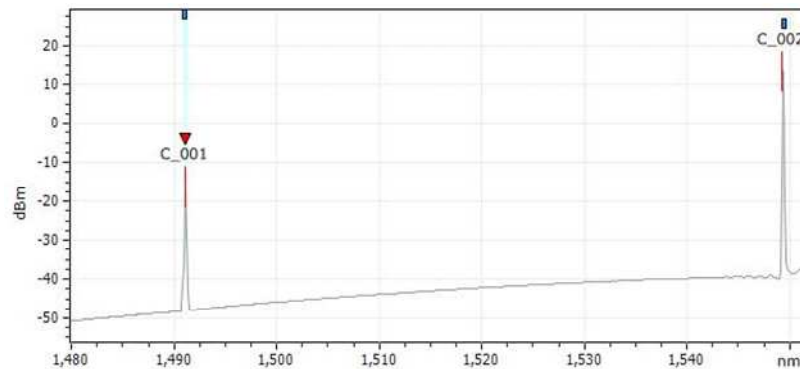
Verifica-se que a CNR do sinal de vídeo recebido aumenta com a potência do sinal de vídeo à saída do VOA 2. No entanto, a potência que chega às ONUs sofre uma penalidade significativa e diminui com o aumento da potência do sinal de vídeo à entrada do BOA, uma vez que a potência do sinal de vídeo à entrada do BOA é maior que a do sinal de GPON, pelo que o amplificador satura fornecendo menor ganho ao sinal de GPON. Além disso, a CNR do vídeo para as frequências intermédias (722 MHz) e para as baixas (514 MHz) degrada-se mais do que para as altas frequências (834 MHz), em relação à situação de amplificação unicamente de vídeo.

Neste cenário além dos fenómenos não lineares como SGM e SPM, também existe XPM e XGM. O efeito destes últimos não será tão elevado no vídeo, devido aos sinais estarem com uma separação de 60 nm.

Durante a transmissão apenas se verificou perda de pacotes para o caso em que a potência do sinal de vídeo à entrada do BOA ultrapassou 1 dBm, uma vez que o sinal de GPON à entrada das ONUs descia abaixo da sua sensibilidade (-25 dBm). Em seguida, verificou-se o que acontecia ao espectro do sinal de GPON após a amplificação sem sinal de vídeo (Figura 5.13 (a)) e com sinal de vídeo (Figura 5.13 (b)).



(a)



(b)

Figura 5.13: Espectro do sinal de GPON e Vídeo depois de amplificados pelo BOA. Sinal de GPON amplificado depois do BOA sem vídeo (a) e sinal de GPON e vídeo amplificados depois do BOA (b).

Verifica-se que o sinal de GPON sofreu uma determinada penalidade na amplificação, uma vez que o sinal de vídeo à entrada do BOA possui uma potência mais elevada que o sinal de GPON. O amplificador satura amplificando o sinal de vídeo com um ganho superior ao sinal de GPON (além disso o ganho do BOA a 1490 nm é inferior ao ganho que se obteria a 1550 nm). Este problema irá se refletir na potência do sinal de downstream que chega às ONUs, que no presente caso resultou numa perda de 14 dB. Apesar do sinal de downstream sofrer esta penalidade é possível transmitir pacotes entre a OLT e as ONUs, desde que a potência que chega às ONUs não desça abaixo da sua sensibilidade. No entanto, este efeito torna-se perigoso principalmente para as ONUs, porque caso haja uma falha no sinal de vídeo e este não seja amplificado, a potência do sinal de GPON que chega às ONUs aumenta o que pode danificá-las. Consideremos, por exemplo, o caso em que esteja a chegar uma potência de downstream de -21 dBm às ONUs com amplificação simultânea de dados e vídeo e o gerador do sinal de vídeo sofra uma avaria, a potência do sinal de GPON que chegaria às ONUs seria de -7 dBm, o que é superior a potência máxima permitida (-8 dBm), danificando as ONUs.

Na situação que se segue fez-se variar a potência do sinal de GPON à saída do VOA 1 para uma potência do sinal de vídeo fixa à saída do VOA 2. Pretendia-se estudar qual o impacto que o aumento na potência do sinal de GPON produziria na CNR do sinal de vídeo.

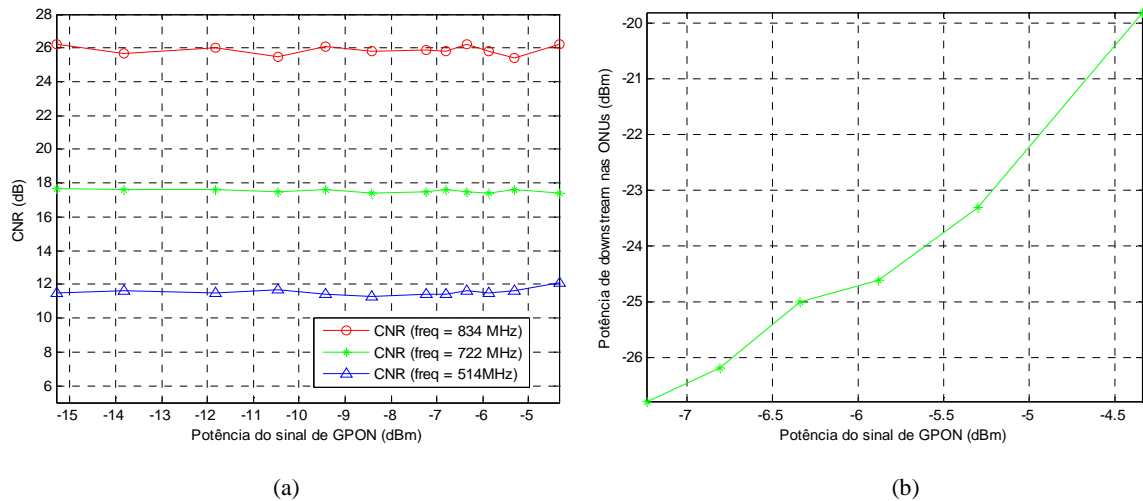


Figura 5.14: CNR (a) e potência de downstream que chega às ONUs (b) em função da potência do sinal de GPON para uma potência do sinal de vídeo fixa à saída do VOA 2.

Verifica-se que a CNR do sinal de vídeo permanece aproximadamente constante com o aumento da potência do sinal de GPON. No entanto, verificou-se no H45 que quando se transmitia pacotes da OLT para as ONUs, o canal de vídeo era totalmente degradado refletindo-se no sinal RF lido no H45, muito ruidoso, como se pode observar na Figura 5.15.



Figura 5.15: Sinal de vídeo recebido aquando da transmissão de pacotes da OLT para as ONUs.

Após todos os testes realizados com o BOA, verifica-se que este amplificador não é adequado para amplificar o sinal de vídeo, devido a ter uma NF (Noise Figure) elevada e aos efeitos não lineares que penalizam em muito a CNR do sinal de vídeo. Pode ser usado como substituto do SOA para amplificar o sinal de downstream uma vez que possui um ganho elevado a 1490 nm.

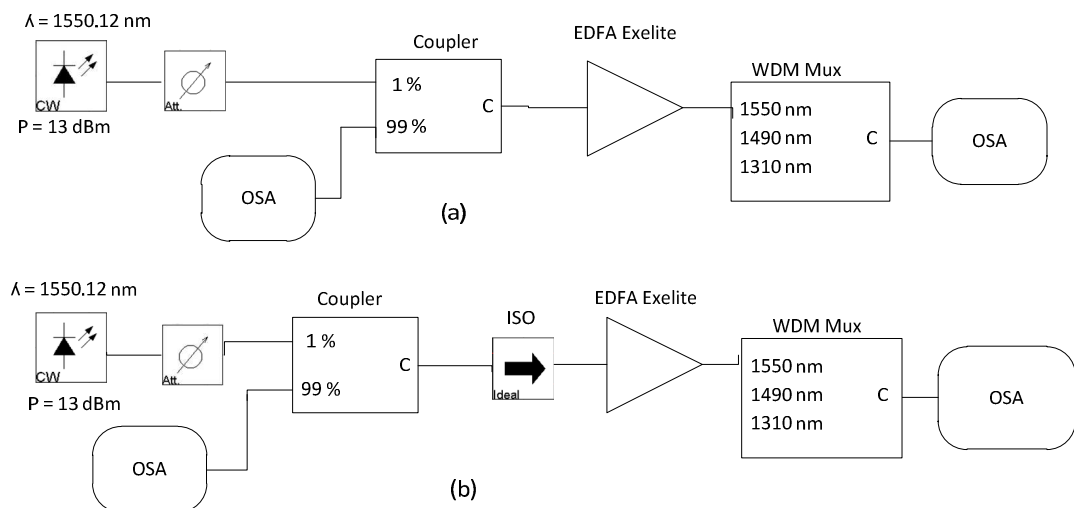


Não pode ser usado para amplificação simultânea de dados e vídeo, pois degrada o sinal de vídeo, e penaliza a amplificação do sinal de GPON devido à ocorrência de efeitos não lineares como XGM, XPM, SPM e SGM.

## 5.4. Amplificação do sinal de Vídeo e dados utilizando dois EDFAs

Neste cenário, serão apresentados os resultados para amplificação de dados e vídeo utilizando-se dois EDFAs. Assim, para upstream utilizar-se-á o amplificador Alphion SOA29p, para downstream irá ser utilizado um EDFA de banda S (IPG photonics TAD 20) e para amplificar o sinal de vídeo irá ser utilizado o EDFA da Exelite (XLT-IFA-17), que possui uma bomba a 980 nm.

O primeiro estudo realizado consistiu em apurar se é necessário utilizar um isolador antes do EDFA para amplificação do canal de vídeo. Para isso implementou-se o setup Figura 5.16.



Neste setup, usou-se um laser ECL a 1550.12 nm, com uma potência de 13 dBm, um atenuador para controlar a potência à entrada do EDFA. O sinal entra no porto de 1% do coupler e sai na porta comum, sofrendo uma atenuação de cerca de 21 dB. Na porta de 99% observamos a reflexão e ruído de ASE do amplificador com um analisador de espectros. Da porta comum para a porta de 99 % apenas há uma atenuação de 1 dB.

Para o caso (a) da Figura 5.16 obteve-se os seguintes resultados:

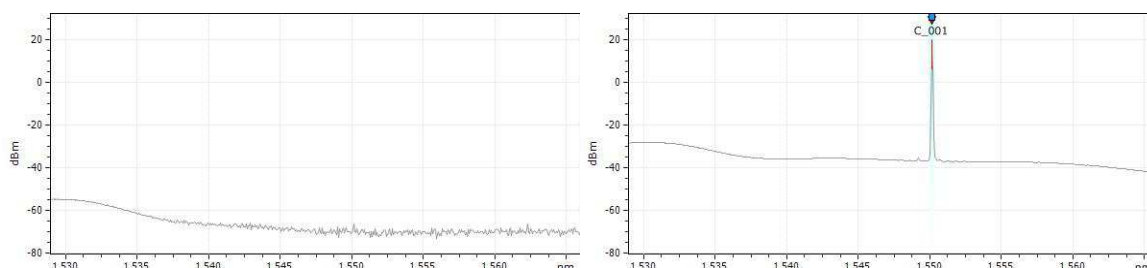


Figura 5.17: Espectro do sinal depois do WDM mux (lado direito) e espectro do sinal na porta 99% do coupler (lado esquerdo).

Como se pode verificar o ruído gerado pelo amplificador e que é retornado na direção da fonte emissora, apresenta um nível muito reduzido.

Para o caso (b) da Figura 5.17 obteve-se os seguintes resultados:

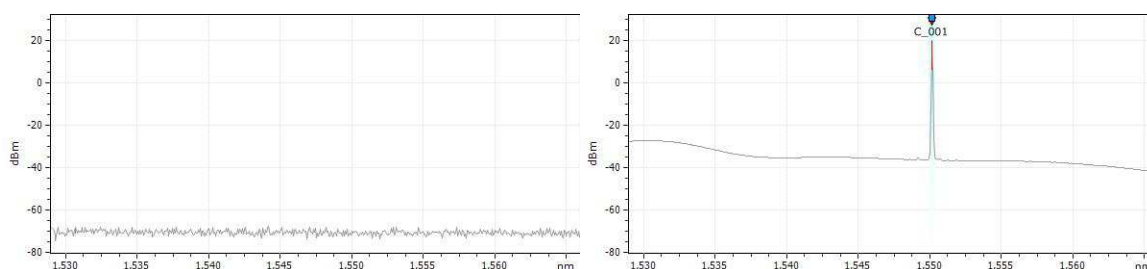


Figura 5.18: Espectro do sinal depois do WDM mux (lado direito) e espectro do sinal na porta 99% do coupler (lado esquerdo).

Assim, a potência refletida na direção da fonte emissora é reduzida, pelo que se conclui que não é necessário usar um isolador no canal de vídeo.

Num segundo estudo, foi se verificar qual a distância que é possível atingir com transmissão de vídeo e qual o número máximo de clientes servidos. Para isso, implementou-se o setup da Figura 5.19.

Utilizou-se o equipamento da Televes para geração de vídeo 256 QAM que dispunha de um amplificador elétrico que nos permitia amplificar o sinal RF e melhorar a CNR do lado do transmissor. Como a placa que se usou não permitia que fosse amplificada toda a gama de frequências, optou-se por pré-amplificar as altas frequências pelo que nos resultados obtidos tem-se melhores valores de CNR para as altas frequências do que para as baixas frequências.

Neste setup, optou-se por usar o laser a 1550.12 nm, uma vez que se tinha disponível um OADM de 1550.12 nm que, posteriormente, nos permitirá juntar o sinal de GPON e vídeo para transmitir na fibra.

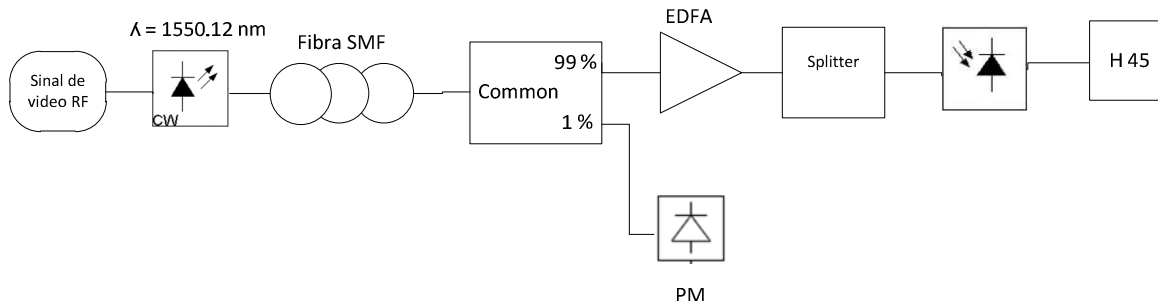


Figura 5.19: Setup utilizado para avaliar as condições de transmissão de vídeo.

O parâmetro utilizado para avaliar a qualidade do sinal recebido é a CNR e o equipamento usado é o H45 da Televes [34]. Considera-se como CNR mínima na recepção, o valor de 34 dB, que corresponde a um BER de  $10^{-5}$  para a norma DVB-C [14]. Como à saída do transmissor da Televes tinha-se melhores valores de CNR para as altas frequências (devido a ter-se utilizado um amplificador elétrico), no estudo realizado, avaliou-se o desempenho em termos de CNR nas altas frequências.

Na Tabela 5.2 é apresentado um estudo sobre o comprimento de fibra utilizada e o número de clientes servidos. Assim (+) significa que o sinal foi recebido no PIN com uma CNR superior a 34 dB e o (-) que a CNR é inferior a 34 dB.

Tabela 5.2: Relação entre o comprimento de fibra e o número de clientes servidos.

		Número de clientes servidos			
		8	32	64	128
Comprimento de fibra (km)	20	+	+	+	+
	40	+	+	+	-
	60	+	+	+	-

Verifica-se que para 60 km e 128 clientes a CNR é inferior a 34 dB apenas para 850 e 858 MHz, sendo apenas uma diferença de 1.5 dB. Caso se tivesse usado um PIN com uma maior sensibilidade (uma vez que para o caso limite o PIN recebia o sinal com -5.5 dBm) ou se tivesse usado por exemplo um EDFA com maior ganho seria possível transmitir vídeo com 60 km e 128 clientes<sup>2</sup>.

<sup>2</sup> Para a gama de frequências entre 814 e 862 MHz.

Verifica-se que ao contrário do BOA, o EDFA apresenta-se como uma boa solução porque devido a ter uma baixa figura de ruído amplifica o sinal fornecendo elevado ganho e degradando ligeiramente a CNR.

O próximo passo consistiu em avaliar o desempenho do EDFA da IPG para amplificação de dados em downstream. Assim, testaram-se alguns cenários sendo que o mais importante foi o caso limite de 60 km de fibra SMF e 128 clientes utilizando o setup da Figura 5.20.

O parâmetro usado para avaliar a qualidade da transmissão de dados foi o PER.

Focámo-nos em estudar a amplificação em downstream, contudo também foi necessário amplificar em upstream para avaliar o desempenho global do sistema.

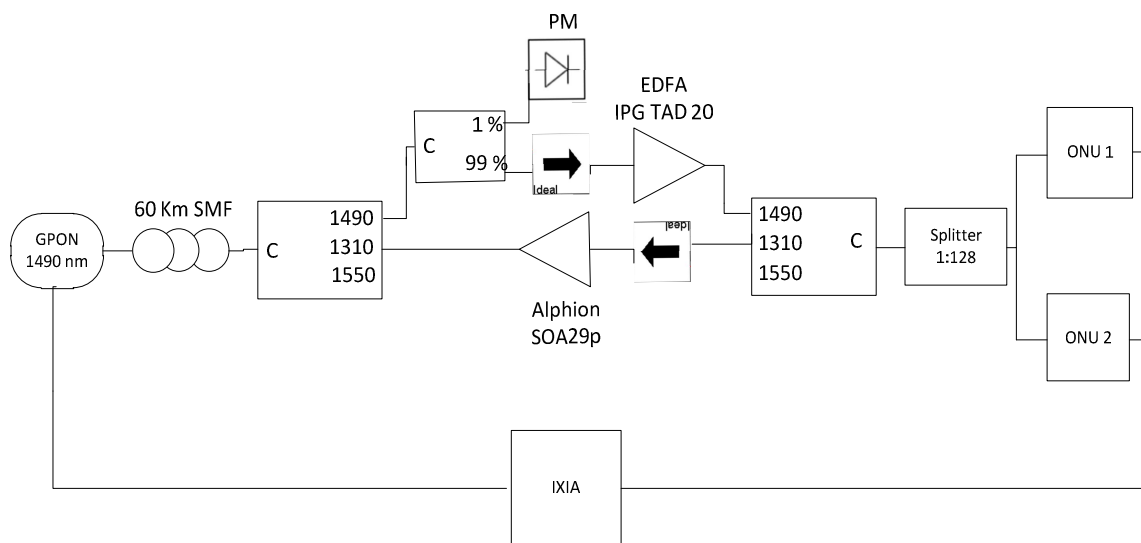


Figura 5.20: Transmissão de dados em downstream e upstream.

Na Tabela 5.3 são apresentados os resultados relativos ao comprimento de fibra usada e ao número de clientes servidos.

Assim (++) significa que houve 0% de perdas de pacotes em downstream e upstream e (+/-) que houve 0% de perdas de pacotes em downstream, mas ocorreram perdas em upstream.

Tabela 5.3: Relação entre o comprimento de fibra usada e o número de clientes servidos.

		Número de clientes servidos				
		8	16	32	64	128
Comprimento da fibra (km)	20	++	++	++	++	++
	40	++	++	++	++	++
	60	++	++	++	++	+/-

Verificou-se que em downstream houve 0% de perdas de pacotes sendo que para o caso limite a potência à entrada das ONUs era de -13.5 dBm. Como a sensibilidade das ONUs é de -25 dBm significa que ainda se podia servir mais clientes uma vez que ainda existe um balanço de 12.5 dB. No entanto, estamos limitados pelo amplificador em upstream. Dado que o SOA é um amplificador com uma figura de ruído elevada foi-se estudar qual o impacto da sua corrente de polarização na amplificação do sinal de upstream.

Assim foram transmitidos 10 milhões de pacotes em cada medição e verificou-se que houve 0% de perdas de pacotes em downstream, ocorrendo apenas perda de pacotes em upstream.

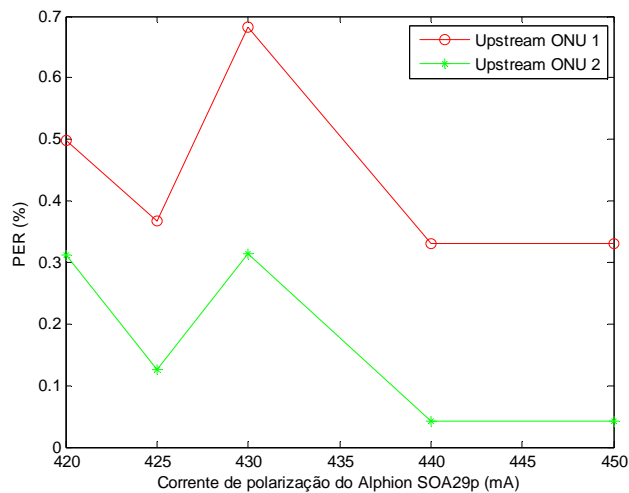


Figura 5.21: Percentagem de pacotes perdidos em função da corrente de polarização no SOA.

De acordo com a Figura 5.21, conclui-se que a corrente de polarização do SOA, que gera menor perda de pacotes, está compreendida entre 440 e 450 mA, pois obteve-se uma perda de pacotes de 0.041 % para uma ONU 2 e 0.33% para a ONU 1. Desta forma, verifica-se que existe uma diferença de desempenho significativa entre as duas ONUs para a situação limite.

Além disso, verificamos que estamos limitados pelo link de upstream sendo que uma das ONUs limita-nos a transmissão.

Como último teste implementou-se uma transmissão simultânea de dados e vídeo como se pode observar Figura 5.22.

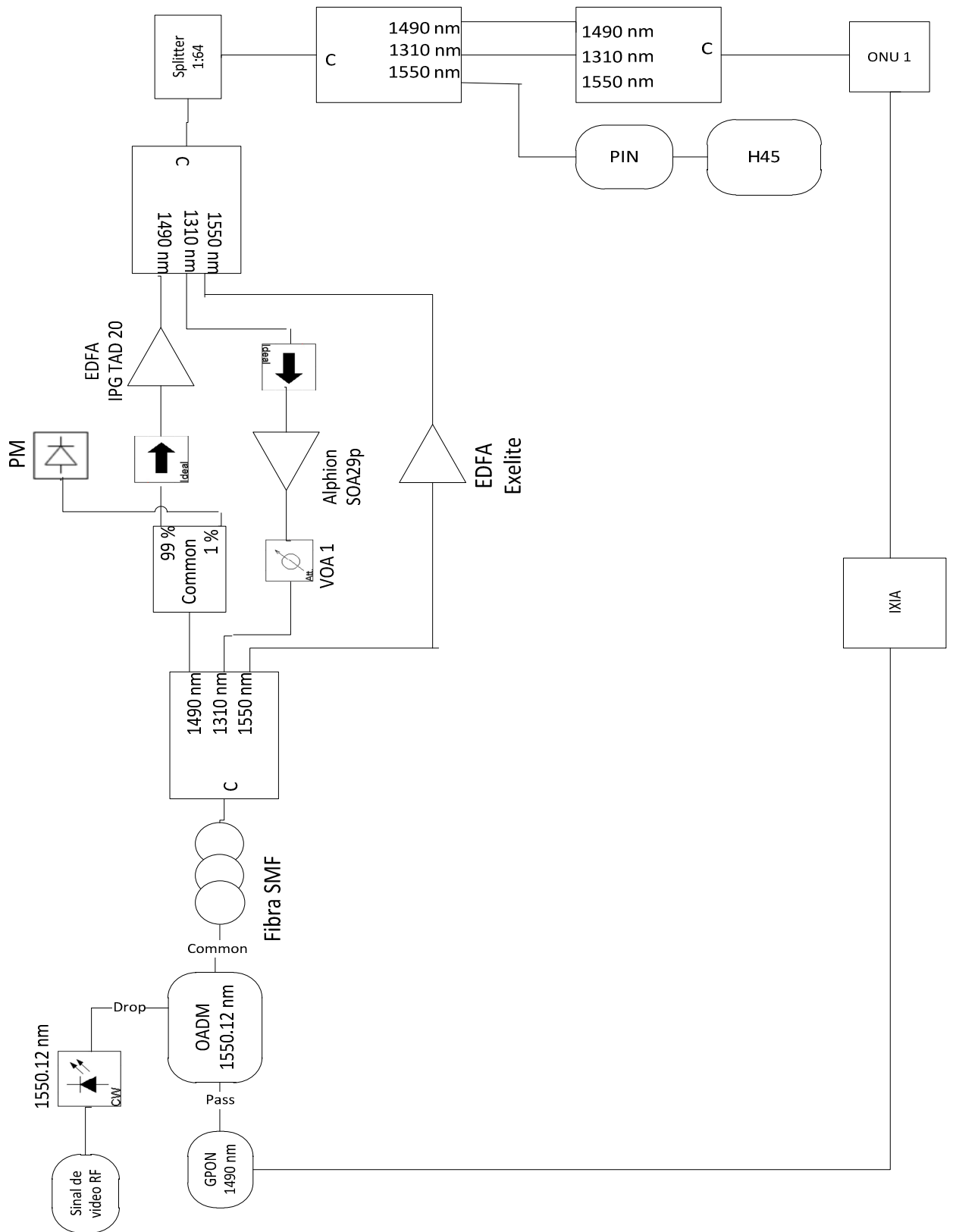


Figura 5.22: Protótipo extender box para transmissão simultânea de dados e vídeo.

Neste setup, utilizou-se um sinal de vídeo gerado pelo recetor da Televes (usou-se um amplificador elétrico para amplificar o sinal recebido nas altas frequências) e que foi modular um laser a 1550.12 nm, sendo que a potência à saída do laser era de aproximadamente 8 dBm. O sinal de GPON foi obtido através da OLT da PT e, tanto o sinal de GPON como de vídeo foram multiplexados através de um OADM de 1550.12 nm.

No protótipo da extender, os sinais eram desmultiplexados, através de um WDM multiplexer, separando-se as três bandas e depois amplificava-se separadamente cada sinal e voltava-se a multiplexar para fazer a distribuição para os clientes. No lado dos clientes era necessário separar o sinal de vídeo do sinal de GPON, em que o sinal de vídeo era recebido pelo PIN analisando-se a sua qualidade através da CNR. O sinal de dados era recebido pelas ONUs e usava-se o IXIA para quantificar a quantidade de pacotes perdidos. É de notar que do lado do cliente existem dois WDM multiplexers, uma vez que o sinal de downstream e upstream tem de chegar às ONUs multiplexado para que estas possam receber e enviar pacotes para a OLT.

O setup numa primeira fase foi testado com três lasers (1310 nm, 1490 nm e 1550.12 nm), de forma a verificar se existia alguma anomalia. Estudou-se o caso de upstream que era situação que podia oferecer mais riscos para a OLT, uma vez que durante a transmissão em upstream não se consegue quantificar a potência enviada pelas ONUs. Supôs-se que as ONUs enviavam um sinal com 6 dBm e usou-se o VOA 1 para introduzir atenuação no link de upstream. No link de vídeo e downstream consegue-se medir a potência através de um power meter.

Na Tabela 5.4, são apresentadas as características do setup implementado em que Tx refere-se a potência transmitida e Rx refere-se a potência recebida, ambas em dBm.

Tabela 5.4: Características do setup implementado.

	<b>Tx (datasheet)</b>	<b>Rx (datasheet)</b>	<b>Tx (medido)</b>	<b>Rx (medido)</b>
Upstream	[5;6]	[-31; -10]	6	-20
Downstream	[5;6]	[-26; -8]	3	-15.6
Vídeo	[7;8]	[-6.5 ;10]	8	-5.6

Como se tinha verificado na situação de transmissão de vídeo para 128 clientes e com 60 km de fibra SMF não se conseguia garantir uma CNR superior a 34 dB devido ao PIN que se estava a utilizar para receção de vídeo.

Assim testou-se os casos que se apresentam na Tabela 5.5, correspondentes à transmissão de dados e vídeo. Assim (+) significa que tanto os sinais de GPON como vídeo foram recebidos em ótimas condições e (-) significa que algum dos sinais não foi recebido nas condições desejadas.

Tabela 5.5: Resultados obtidos para transmissão de dados e vídeo.

		Número de clientes servidos				
		8	16	32	64	128
Comprimento de fibra (km)	20	+	+	+	+	Não testado
	40	+	+	+	+	-
	60	+	+	+	+	-

Para 40 km e 128 clientes tinha-se uma CNR aproximadamente de 31 dB na gama de frequências de [814;862] MHz. Para 40 km e 64 clientes foram transmitidos 10 milhões de pacotes em downstream e 10 milhões de pacotes em upstream. Em 7 medições registou-se 0% pacotes perdidos em downstream e 0.006% de pacotes perdidos em upstream. Quanto ao sinal de vídeo obteve-se uma CNR de aproximadamente 34 dB na gama de frequência [814;862] MHz.

É de notar que durante a transmissão de pacotes se observa uma ligeira degradação da CNR.

Conclui-se que este protótipo para extender box é viável, porque se conseguem garantir as condições necessárias para transmissão e receção dos sinais de vídeo e GPON. Caso se encontre no mercado um amplificador com maior ganho e uma figura de ruído mais baixa para upstream poderia ser possível obter 0% de perdas de pacotes para a situação limite.

Em termos de custos, como os EDFAs são mais caros que os SOAs, teria de se garantir um EDFA para vídeo com bom ganho e baixa figura de ruído, um PIN do lado do cliente com maior sensibilidade e um amplificador em upstream com menor figura de ruído e maior ganho de forma a aumentar-se ainda mais o alcance ou o número de clientes servidos.



## 5.5. Utilização de um conversor de comprimento de onda para amplificação de dados e vídeo

Neste cenário, estudar-se-á uma implementação de um conversor de comprimento de onda de 1490 nm para um comprimento de onda que esteja dentro da banda C, de forma a amplificar o sinal de downstream da OLT e o sinal de vídeo com o mesmo EDFA.

Devido a limitações de tempo e equipamento, não foi possível implementar o conversor de comprimento de onda de 1490 nm para um comprimento de onda dentro da banda C. Assim, implementou-se o conversor em simulação (utilizando o VPIphotonics) com XGM, explicando-se o mecanismo de funcionamento para um protótipo que poderá ser implementado na prática.

O conversor de comprimento de onda implementado na prática encontra-se no anexo A, e tinha como objetivo realizar uma conversão de comprimento de onda de 1549.32 nm para 1490 nm, contudo, devido a limitações de equipamento utilizado apenas foi possível fazer uma conversão de 1549.32 nm para 1531 nm.

Existem três não linearidades nos SOAs que permitem realizar conversão de comprimento de onda que são o FWM, XGM e XPM. Para a implementação de um conversor de comprimento de onda procura-se que este possua as seguintes características [22]:

- Transparente à taxa de transmissão.
- Pouco sensível à polarização dos sinais de entrada.
- Tenha uma figura de ruído reduzida.
- Degradação do Extinction Ratio (ER) seja reduzida.
- O sinal convertido possua um chirp reduzido.

Uma desvantagem do uso do FWM e do XGM está relacionada com a diminuição do ER do sinal convertido em relação ao sinal de dados de entrada.

No processo de XGM utiliza-se a saturação do ganho para que o sinal contínuo seja modulado pelo sinal óptico de entrada. O ganho do SOA é inversamente proporcional à intensidade do sinal de entrada pelo que este mecanismo é responsável pela modulação do sinal contínuo [35]. Quando se têm um sinal modulado com elevada potência e um sinal contínuo com baixa potência, o sinal modulado ao passar pelo SOA leva-o à saturação, e conseqüentemente, o sinal contínuo não é amplificado. No caso do sinal modulado ter um nível lógico '0', o sinal contínuo é amplificado, pelo que à saída do amplificador o sinal contínuo tem a informação do sinal modulado, no entanto esta informação está invertida tal como se pode observar na Figura 5.23.

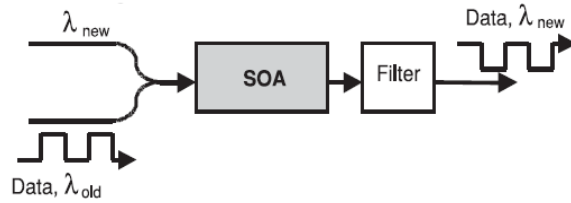


Figura 5.23: Princípio para implementação de um conversor de comprimento de onda com XGM [35].

A principal vantagem deste método é que é simples de implementar. As desvantagens são: o facto de necessitar de uma potência do sinal modulado elevada para saturar o SOA, necessitar de um filtro para seleccionar o sinal desejado, o sinal convertido aparece invertido à saída do amplificador, ser um processo de conversão ideal apenas para sinais modulados em amplitude uma vez que a informação contida na fase é perdida durante este processo e o chirp do sinal convertido é superior ao caso do XPM o que faz com que este sinal fique mais exposto à dispersão cromática quando é propagado numa fibra ótica [35].

Atendendo a que se pretende fazer conversão de um sinal GPON que é um sinal NRZ e portanto modulado em amplitude, optou-se por usar o processo de conversão de comprimento de onda com XGM, uma vez que é um processo simples de implementar.

Em [36] é sugerido que através do aumento do tamanho da região ativa do SOA se pode aumentar o ER. O ER é definido por:

$$ER(\text{dB}) = 10 * \log_{10}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right) \quad (5.1)$$

Onde  $\mu_1$  e  $\mu_0$  são a potência do nível lógico '1' e '0' respetivamente.

### 5.5.1. Simulação de um conversor de comprimento de onda utilizando XGM

Esta simulação é referente a um conversor de comprimento de onda de 1490 nm para 1550 nm, utilizando a não linearidade modulação cruzada do ganho do SOA.

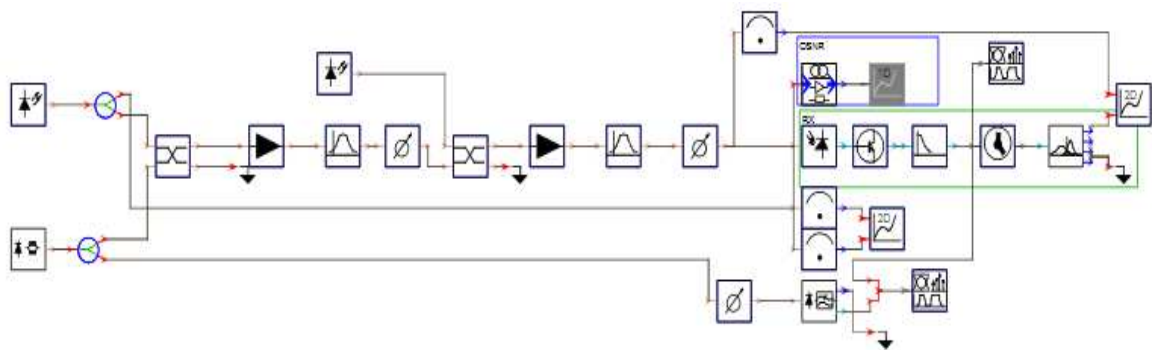


Figura 5.24: Conversor de comprimento de onda implementado com XGM.

Utilizou-se um transmissor OOK (On-Off Keying) a 1490 nm para geração do sinal de dados, com um ritmo de transmissão de 2.5 Gbps e dois sinais contínuos, um a 1530 nm e outro a 1550 nm.

Os parâmetros utilizados para modelizar os SOAs são apresentados na seguinte tabela (o modelo do SOA utilizado nesta simulação é igual ao apresentado no capítulo 3 apenas se alterou os valores dos parâmetros com base na referência indicada na tabela).

Tabela 5.6: Parâmetros do SOA utilizados na simulação [37].

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidades</b>
SOA length	1	mm
SOA width	1	$\mu\text{m}$
SOA height	0.2	$\mu\text{m}$
Optical confinement factor	0.3	
Fixed internal losses	3000	1/m
Differential gain	2.8e-20	$\text{m}^2$
Carrier density at transparency	1.4e24	$1/\text{m}^3$
IndexToGainCoupling	3	
Linear recombination constant (A)	1.43e8	1/s
Bimolecular recombination constant (B)	1.0e-16	$\text{m}^3/\text{s}$
Auger recombination constant (C)	1.3e-41	$\text{m}^6/\text{s}$
Initial carrier density	2.0e24	$1/\text{m}^3$

Como estamos a utilizar a não linearidade do SOA, XGM, temos que observar a curva de ganho do SOA e usar o sinal modulado com uma potência maior que a potência do sinal contínuo, pois só assim é que se consegue um máximo ER e um fator de chirp menor. Isto porque, o sinal modulado ao ser amplificado ao mesmo tempo que o sinal contínuo irá modular o sinal contínuo, transmitindo a informação do sinal modulado para o sinal contínuo. Contudo, esta informação aparece invertida no sinal contínuo, pelo que se usou um segundo andar para converter dos 1530 nm para os 1550 nm, e ao mesmo tempo voltar a inverter o sinal. Desta forma, o sinal convertido a 1550 nm possui uma cópia da informação do sinal a 1490 nm mas, com um determinado desfasamento temporal.

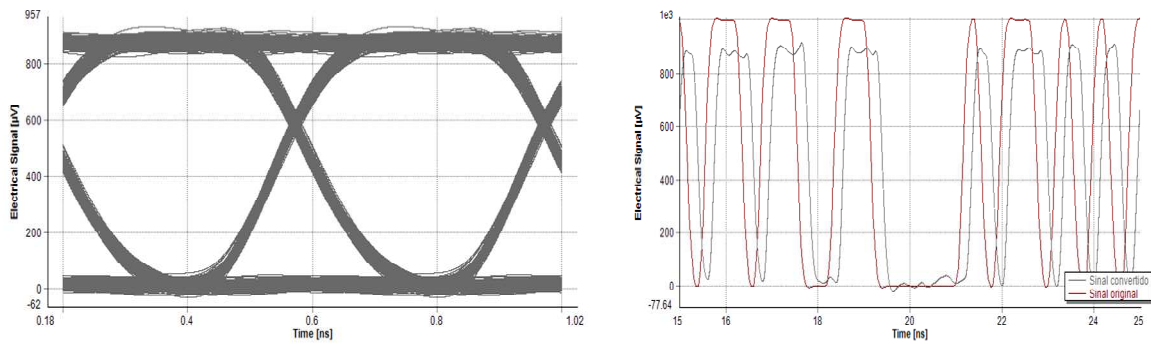


Figura 5.25: Diagrama de olho do sinal recebido (lado esquerdo) e sinal elétrico recebido (lado direito).

Conclui-se que o sinal convertido é igual ao sinal transmitido, existindo um desfasamento entre ambos devido ao tempo de conversão, tal como se pode observar nos resultados obtidos na Figura 5.25.

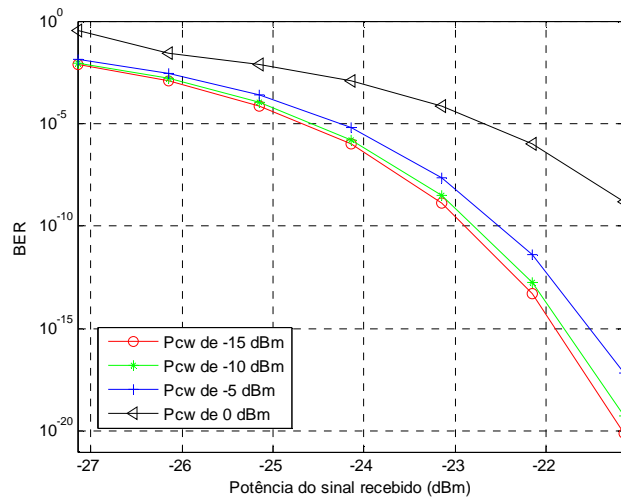


Figura 5.26: BER em função da potência do sinal convertido para várias potências do sinal contínuo.

Na Figura 5.26, verifica-se que o BER aumenta à medida que a potência do sinal recebido no PIN diminui. Verifica-se ainda que à medida que a potência do sinal contínuo aumenta, o BER do sinal convertido também aumenta. Assim é necessário que a potência do sinal contínuo seja inferior à potência do sinal modulado. Para o sinal modulado, verificou-se que à medida que sua potência aumentava o BER do sinal convertido também aumentava.

Na Figura 5.27 estudou-se a variação do ER com a potência do sinal contínuo para uma potência do sinal modulado fixa em -5 dBm (lado esquerdo) e a variação do ER com a potência do sinal modulado para uma potência do sinal contínuo fixa em -15 dBm (lado direito).

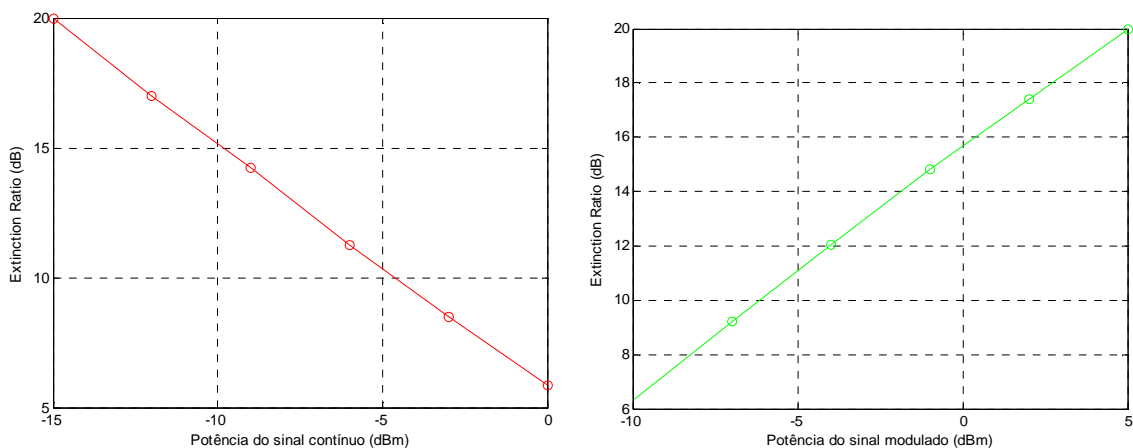


Figura 5.27: ER em função da potência do sinal contínuo (lado esquerdo). ER em função da potência do sinal modulado (lado direito).

Verifica-se pela Figura 5.27 que para se conseguir um bom ER é necessário aumentar a potência do sinal modulado e diminuir a potência do sinal contínuo. Foi possível verificar que a variação da potência do sinal contínuo é responsável pela degradação do nível lógico ‘0’, enquanto a variação da potência do sinal modulado é responsável pela degradação do nível lógico ‘1’. Isto é, para uma potência do sinal modulado fixa em 5 dBm e fazendo aumentar a potência do sinal contínuo, verifica-se que o nível lógico ‘0’ aumenta enquanto o nível lógico ‘1’ permanece constante, o que é responsável pela degradação do ER. O mesmo acontece se fixar a potência do sinal contínuo e fizer diminuir a potência do sinal modulado.

Também foi possível verificar que o ER não varia com a potência do sinal convertido à entrada do PIN.

Esta implementação para extender box torna-se dispendiosa, caso se converta o sinal de downstream para a banda C para ser amplificado conjuntamente com o sinal de vídeo num EDFA. Isto porque, seria necessário fazer duas conversões de comprimento de onda, sendo que o equipamento necessário tornaria o projeto da extender box muito dispendioso. Caso se implementasse os conversores de comprimento de onda com XGM seriam necessários 2 SOA para cada conversor.

A situação mais conveniente poderia consistir em amplificar na mesma extender box mais do que uma PON, pois, como já se viu anteriormente, os SOAs quando amplificam mais do que um sinal tem tendência a degrada-lo, devido aos efeitos não lineares como XGM, FWM e XPM. Portanto, para o caso de downstream podia-se converter o sinal de uma PON para a banda C enquanto o sinal da outra PON era amplificado na banda S.

## 5.6. Amplificação de dados e vídeo utilizando dois SOAs e um EDFA

Neste cenário irá estudar-se uma implementação que dará seguimento ao que já foi desenvolvido anteriormente em [31], [32] e [33]. No entanto, será implementado o hardware necessário para amplificação de vídeo.

O primeiro teste realizado consistia em amplificar o sinal de GPON com a extender box que tinha sido desenvolvida no IT [31-33].

Estudaram-se dois cenários:

- Utilização de 60 Km de fibra e 64 clientes. Neste cenário enviou-se 20 milhões de pacotes sendo que não houve pacotes perdidos nem em upstream nem em downstream.
- Utilização de 60 Km de fibra e 128 clientes. Neste cenário, enviou-se 10 milhões de pacotes em downstream e 10 milhões de pacotes em upstream. Em downstream não foi perdido nenhum pacote nas duas ONUs e em upstream não se perdeu nenhum pacote numa ONU enquanto na outra perderam-se 10 pacotes.

Um dos problemas que se verificou ao enviar um sinal de vídeo com 16 dBm numa fibra com 40 km foi que a CNR do sinal de vídeo era muito degradada. Atendendo a [38] e a [39], este fenómeno pode estar relacionado com o efeito da dispersão estimulada de Brillouin.

Para encontrar a potência do sinal de vídeo mais adequada para se transmitir na fibra implementou-se o setup da Figura 5.28.

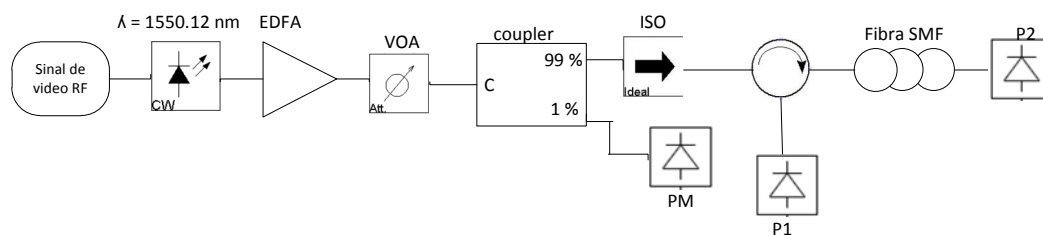


Figura 5.28: Setup implementado para encontrar o limiar de Brillouin.

Neste setup, utilizou-se um EDFA para amplificar o sinal ótico, um atenuador para fazer variar a potência que ia estar à entrada da fibra. O coupler permite-nos medir a potência de entrada da fibra considerando as perdas no circulator e no isolador. De notar que o sinal de vídeo RF modula diretamente um laser DFB.

Assim, em P2 tem-se a potência do sinal transmitido e em P1 a potência da onda refletida (onda de Stokes). Tal como foi enunciado no capítulo 2, o limiar de Brillouin é dependente do formato de modulação, da largura espectral da fonte ótica e das características da fibra.

Na Figura 5.29 é apresentado o limiar de Brillouin para 40 km de fibra e na Figura 5.30 é apresentado o limiar de Brillouin para 60 km de fibra.

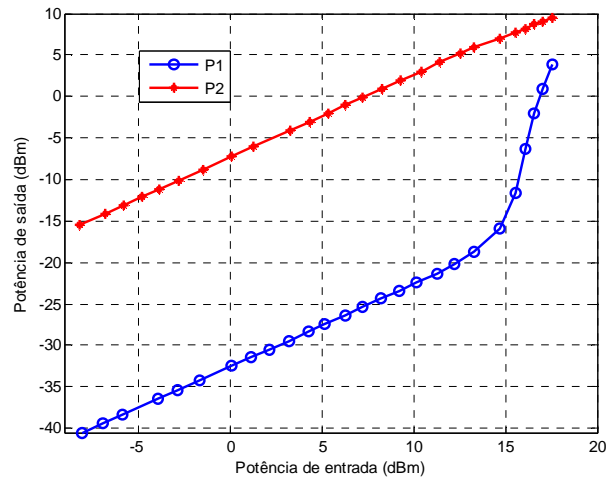


Figura 5.29: Limiar de Brillouin para 40 Km de fibra SMF.

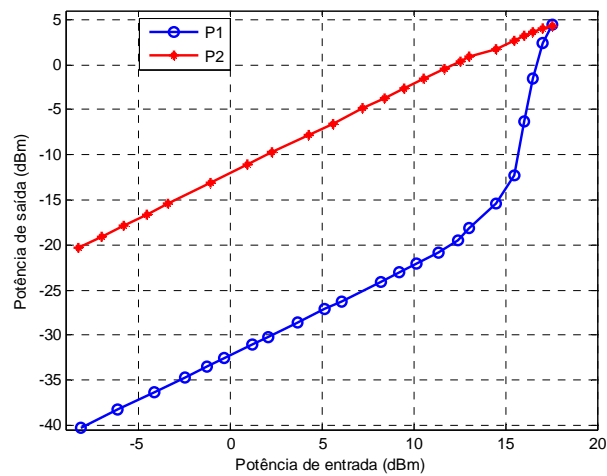


Figura 5.30: Limiar de Brillouin para 60 Km de fibra SMF.

Verifica-se que o limiar de Brillouin é de aproximadamente 17 dBm para 60 km de fibra SMF, tal com é indicado em [15]. Além disso, por [17] e pelos resultados obtidos, observa-se que o SBST numa fibra ótica aumenta com a diminuição do comprimento da fibra. Para potências de entrada inferiores à potência do limiar de Brillouin, a potência transmitida aumenta linearmente com a potência de entrada, no entanto, quando a potência de entrada alcança o limiar de Brillouin, a potência transmitida satura e permanece constante. Portanto, há transferência de potência do sinal de entrada para o sinal de Stokes através do processo de SBS.

Desta forma, demonstra-se que a CNR degrada-se para potências de vídeo a partir dos 13 dBm, apesar de ainda não termos atingido o limiar de Brillouin, a potência refletida é de tal ordem que já introduz ruído que se torna responsável pela degradação do sinal recebido do lado do cliente, tal como se pode observar na Figura 5.31.

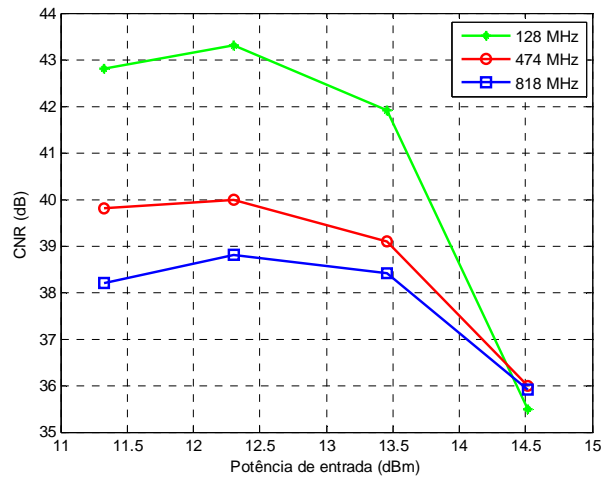


Figura 5.31: CNR do sinal de vídeo em função da potência à entrada da fibra.

Outro dos problemas que pode afetar o desempenho do nosso sistema está relacionado com a temperatura ambiente, e que pode influenciar o laser uma vez que este é controlado por temperatura. Este efeito, pode provocar um desvio no comprimento de onda do laser degradando a CNR do sinal de vídeo no lado do recetor (uma vez que pode provocar a variação da potência do laser, da OSNR e caso se desloque os OADM's podem atenuar o sinal). Assim, testou-se o impacto da temperatura no laser. Para a realização desse estudo utilizou-se uma câmara térmica, onde foi colocado o laser, e fez-se variar a temperatura de 10°C até 60°C, sendo que a duração entre cada medida foi de uma hora (por forma a que a temperatura dentro da câmara estabilizasse em cada medição). A monitorizar o laser tinha-se um analisador de espectros, sendo que se obteve o seguinte resultado:

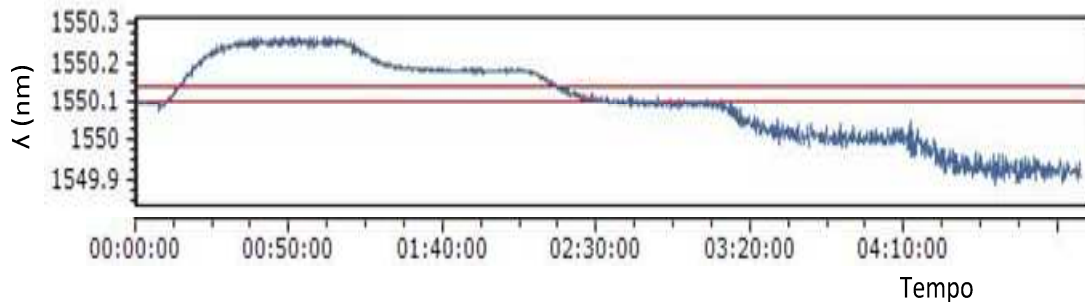


Figura 5.32: Variação do comprimento de onda do laser com o tempo, para diferentes temperaturas.



A temperatura ótima para controlar o laser é de 29.5°C, para que o comprimento de onda à saída deste seja de 1550.12 nm. Como se pode observar na Figura 5.32, o desempenho do laser é degradado, para as baixas e altas temperaturas.

Tabela 5.7: variação do comprimento de onda do laser com a temperatura.

T (°C)	10	20	30	40	50	60
$\Delta\lambda$ (nm)	0.134	0.062	-0.025	-0.121	-0.201	-0.244

Atendendo aos resultados obtidos, verifica-se que a temperatura ambiente deverá estar compreendida entre 20°C e 30°C, para que haja uma mínima variação do comprimento de onda do laser utilizado, e desta forma se consiga otimizar a qualidade do sinal de vídeo transmitido.

Após a realização dos testes anteriores, implementou-se o setup da Figura 5.34, com vista a estudar as melhores condições para amplificação de vídeo usando a extender box. Assim, usou-se o sinal de GPON obtido através da OLT da PT e o sinal de vídeo foi obtido através do transmissor da Televes.

Este sinal RF ia modular um laser controlado por temperatura, sendo que à saída do laser tínhamos o sinal em 1550.12 nm. É de notar que nestes testes a placa de vídeo da Televes tinha sido alterada, pelo que toda a gama de frequências estava equalizada apresentando valores de CNR idênticos para as frequências baixas, intermédias e altas. Tal como se pode observar na Figura 5.33.

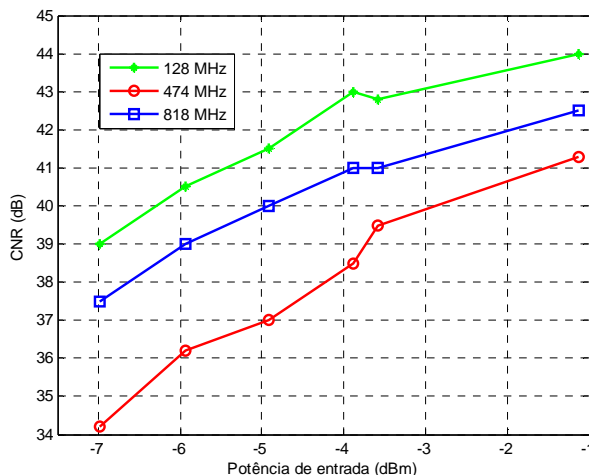


Figura 5.33: Estudo do CNR do sinal de vídeo em Back to Back.

Para transmissão de vídeo realizou-se dois testes. O primeiro consistiu em enviar o sinal de vídeo com uma potência de 8.8 dBm e num segundo teste enviou-se o sinal de vídeo com 3.4 dBm. Para isso implementou-se o setup da Figura 5.34.

O OADM de 1550.12 nm multiplexava o sinal de GPON e Vídeo. Como a extender box ainda não tinha o canal de vídeo implementado, optou-se por retirar o sinal de vídeo no primeiro WDM multiplexer para ser amplificado pelo EDFA. Para monitorizar a potência do sinal de vídeo à entrada do EDFA, usou-se um coupler e um power meter.

No lado dos clientes, utilizou-se um OADM para separar o canal de vídeo do canal de dados. Para receber o sinal de vídeo usou-se um PIN e para obter a CNR do sinal de vídeo usou-se um analisador de espectros RF. Para receber o sinal de GPON usou-se uma ONU, sendo que através do IXIA gerava-se tráfego entre a OLT e a ONU, de forma a quantificar o número de pacotes perdidos neste setup.

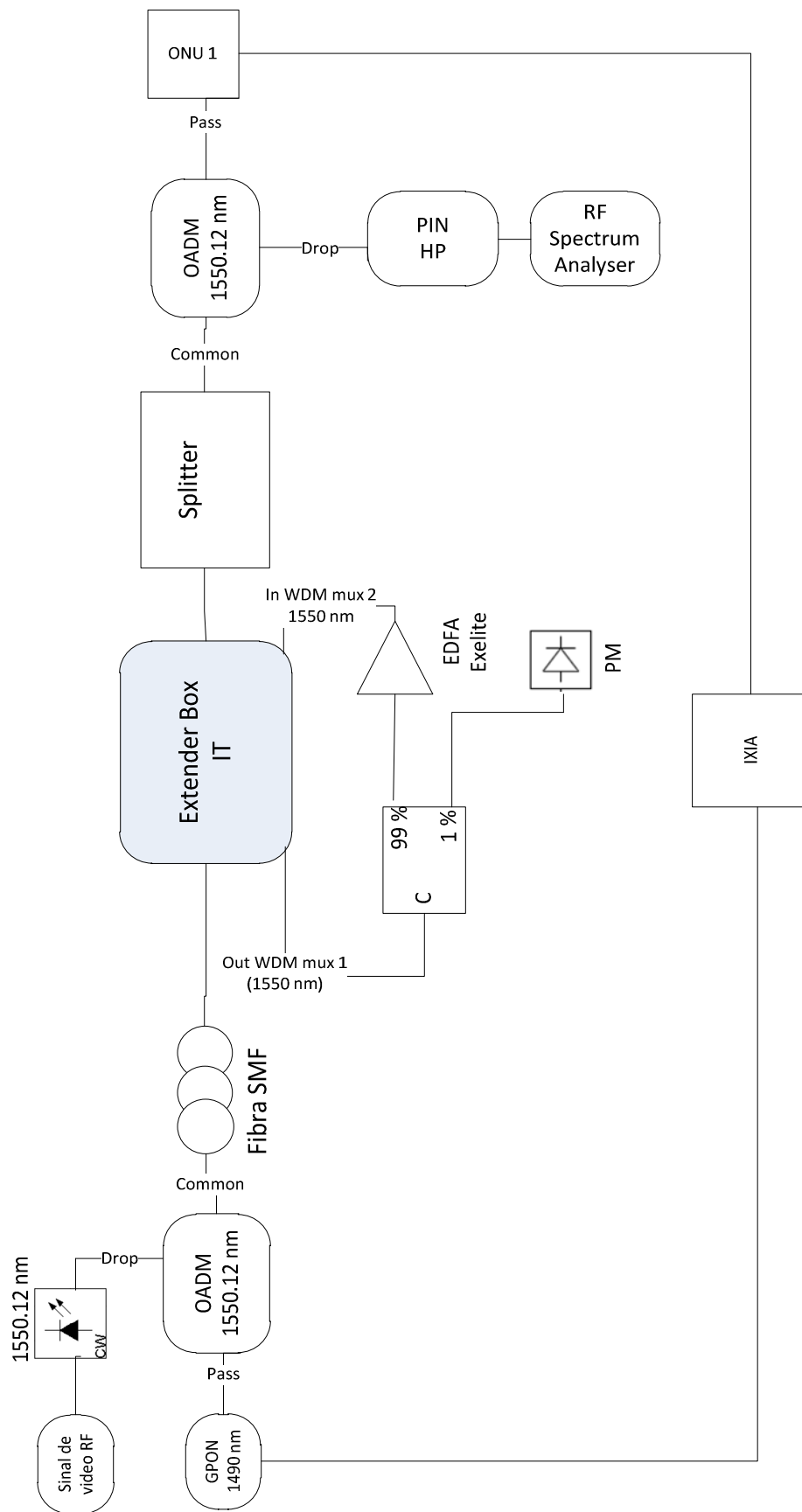


Figura 5.34: Solução para amplificação do canal de vídeo na extender box.

Assim para amplificação simultânea de dados e vídeo utilizando 60 km de fibra SMF e servindo 128 clientes, enviou-se 30 milhões de pacotes em downstream e 30 milhões de pacotes em upstream. Verificou-se que em downstream não se perdeu nenhum pacote e em upstream foram perdidos 19 pacotes, pelo que se conclui que o canal de vídeo para o caso limite de 60 km e 128 clientes não degrada o sinal de GPON.

Na transmissão de vídeo e atendendo a que se utilizou no primeiro caso uma potência de 8.8 dBm realizou-se dois testes ambos com 60 km de fibra, no entanto no primeiro teste tinha-se 64 clientes e no segundo teste tinha-se 128 clientes. Analisou-se para as altas frequências a frequência dos 818 MHz, para as frequências intermédias a frequência dos 474 MHz e para as baixas frequências a frequência dos 128 MHz.

Tabela 5.8: Valores de CNR obtidos para diferentes canais.

	<b>CNR (128 MHz) (dB)</b>	<b>CNR (474 MHz) (dB)</b>	<b>CNR (818 MHz) (dB)</b>
64 Clientes	40.9	36.1	35.9
128 Clientes	38.7	33.75	33.9

Verifica-se para o caso limite de 60 Km e 128 clientes o valor de CNR fica ligeiramente abaixo do limite dos 34 dB, contudo, se usássemos um recetor com maior sensibilidade a CNR seria superior a 34 dB. Isto porque para a situação limite a potência do sinal de vídeo à entrada do PIN é de -7.2 dBm. Quanto ao sinal de GPON, foram transmitidos 10 milhões de pacotes em downstream e upstream, sendo que o PER obtido foi de 0%.

Num segundo teste transmitiu-se o sinal de vídeo e GPON com uma potência de 3.4 dBm através de 60 Km de fibra e servindo-se 128 clientes, sendo que se usou dois recetores diferentes (o PIN da HP e um APD da Lab Buddy). Tal como se pode observar na Tabela 5.9.

Tabela 5.9: Comparação dos valores de CNR obtidos com dois recetores diferentes.

	<b>CNR (128 MHz) (dB)</b>	<b>CNR (474 MHz) (dB)</b>	<b>CNR (818 MHz) (dB)</b>
APD da Lab Buddy	39.9	35.1	34
PIN da HP	38.7	32.5	33

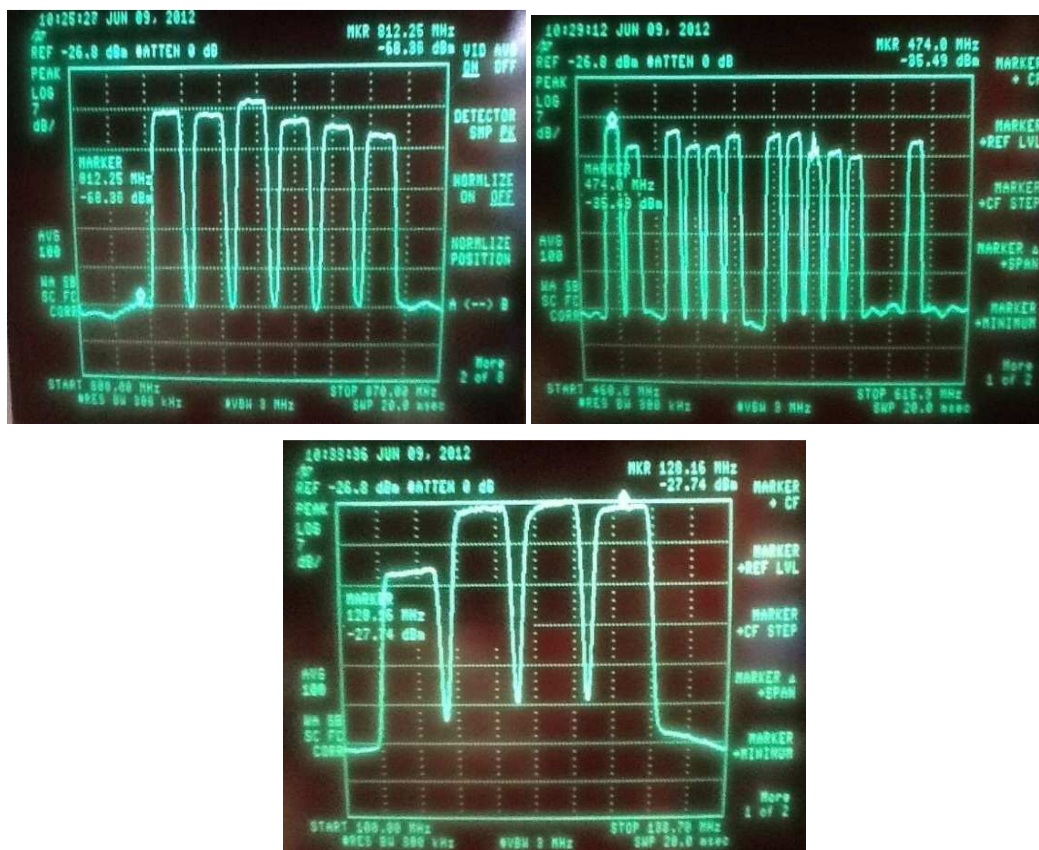


Figura 5.35: Utilização do PIN da Lab buddy para recepção do sinal de vídeo nas três gamas de frequência.

Verifica-se que se obtém melhores resultados em termos de CNR com o APD. Também se testou o EDFA da constelx na situação limite, contudo, este apresenta um desempenho ligeiramente inferior uma vez que a potência de saturação na saída é ligeiramente inferior ao da Exelite.

### 5.6.1. Monitorização do canal de vídeo

Um requisito importante na extender box é a sua monitorização e controlo. Atendendo a que na norma GPON se define um alcance de 20 km e uma distribuição do sinal para 32 ou 64 clientes, considerou-se como casos limite 20 km e 32 clientes e o outro caso como 60 Km e 128 clientes.

Assim, para o primeiro caso, tem-se uma potência à entrada da extender de -1.5 dBm e à saída da extender de 18 dBm pelo que a potência que chega ao PIN é de -1.4 dBm. Para o caso de 60 km e 128 clientes a potência do sinal de vídeo à entrada da extender é de -9.5 dBm e à saída da extender é de 17.1 dBm pelo que a potência que chega ao PIN é de -7.2 dBm.

Portanto, o recetor de vídeo terá de ter uma sensibilidade mínima de -8 dBm e a potência máxima recebida poderá ser de 0 dBm.

Atendendo a que a ONU tem especificado um recetor para vídeo overlay a 1550 nm, sendo que a sensibilidade é de -8 dBm e a potência máxima recebida é de 2 dBm para sinais de vídeo entre os 47 MHz e os 862 MHz. Verificámos que a solução proposta cumpre os requisitos exigidos.

Não é necessário introduzir no canal de vídeo da extender box um EVOA, logo não é necessário implementar nenhum mecanismo de controlo. As interfaces necessárias são relativas à indicação da potência à entrada da extender box e da potência à saída da extender box. Desta forma, encontrou-se as equações para indicação das potências e que deverão ser integradas no código do microcontrolador.

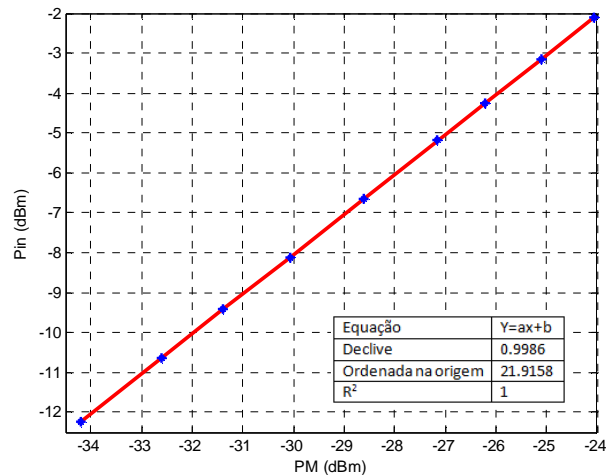


Figura 5.36: Potência de entrada da extender box em função da potência lida no microcontrolador.

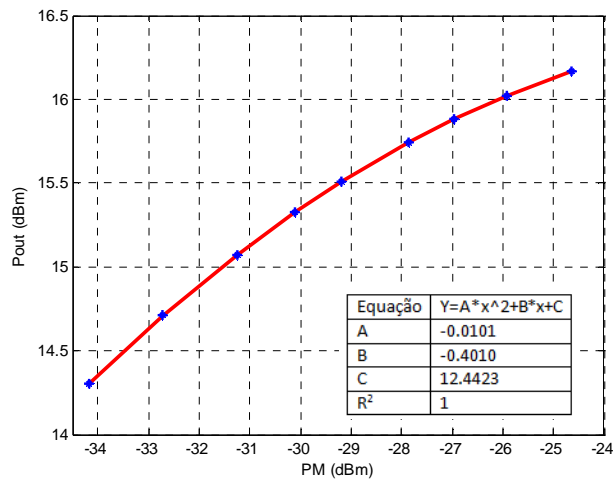


Figura 5.37: Potência de saída da extender box em função da potência lida no microcontrolador.

A equação relativa à leitura da potência de entrada da extender box é:

$$y = 0.9986x + 21,9158 \quad (5.2)$$

A equação relativa à potência de saída da extender box é:

$$y = -0.0101x^2 - 0.401x + 12.4423 \quad (5.3)$$

### 5.6.2. Protótipo Final Extender Box

Na Figura 5.38 é apresentado o protótipo final da extender box com o canal de vídeo implementado.

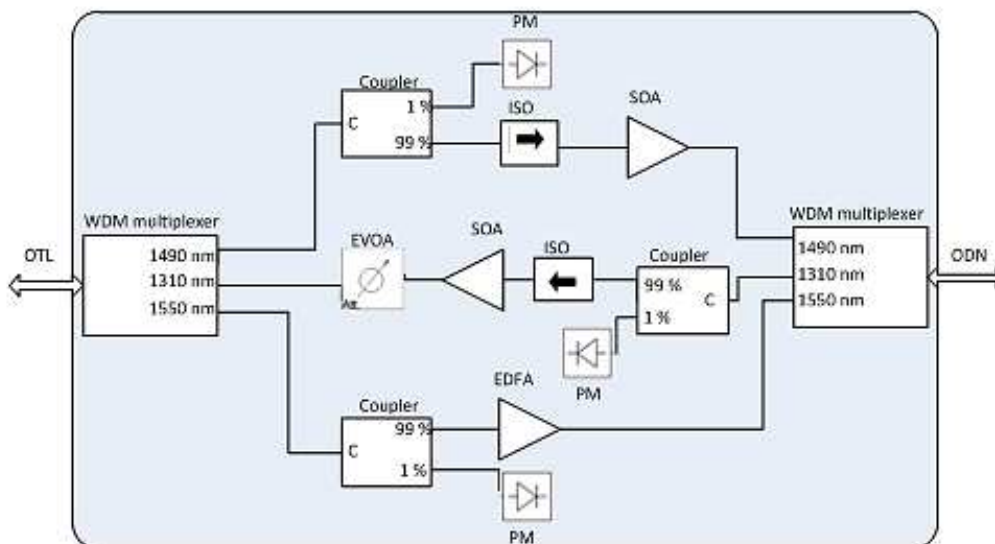


Figura 5.38: Novo protótipo para a Extender box IT.

Na tabela 5.10 são apresentados os resultados obtidos para a extender box nos vários cenários existentes. Assim (+) significa que se obteve um PER de 0% e uma CNR igual ou superior a 34 dB e (-) significa que se falhou uma das condições anteriores.

Tabela 5.10: Resultados obtidos para teste da extender box nos vários cenários possíveis.

		Número de clientes servidos		
		32	64	128
Comprimento de fibra (km)	20	+	+	+
	40	+	+	+
	60	+	+	+

Este protótipo foi testado em vários cenários sendo que o sinal de vídeo em termos de CNR encontra-se ligeiramente abaixo dos 34 dB para a situação limite de 60 km de fibra e 128 clientes. No entanto, para o sinal de GPON tanto em downstream como em upstream o PER é 0. Como já se tinha enunciado anteriormente, só se consegue uma CNR superior a 34 dB no caso de 60 km e 128 clientes com um recetor com maior sensibilidade como por exemplo um APD.

## 5.7. Coexistência entre GPON e XG-GPON

A migração para as redes de próxima geração como XG-PON irão requer uma mudança gradual da infraestrutura existente, pelo que numa fase inicial e para minimizar os custos dos operadores terá que coexistir XG-PON e GPON.

As características gerais para XG-PON são apresentadas pelo ITU na norma G.987.1 e as especificações referentes à camada física são apresentadas na norma G.987.2 [40, 41]. É especificado como deverá ser feita esta migração e como deverão coexistir os serviços de vídeo (G.983.3) e GPON (G.984.5). Foi adotada a gama de comprimentos de onda entre 1575 e 1580 nm para downstream e a gama entre 1260 e 1280 nm para upstream. Para XG-PON1, o Bit Rate especificado foi de 9.95328 Gbps para downstream e 2.48832 Gbps para upstream. Também é requerida uma razão de repartição superior a 64, sendo que o alcance estará compreendido entre 20 e 60 km [40].

Para realização de testes com XG-PON, tínhamos disponível a carta de 10 Gigabit do IXIA, no entanto, o comprimento de onda utilizado não está dentro da gama definida pelo ITU.

Portanto, nestes testes procurou-se estudar a possibilidade de usar a extender box para amplificação de GPON e de um canal de 10 Gigabit (em downstream). Tinha-se como objetivo estudar um cenário de coexistência entre GPON e 10 GPON, com amplificação através da extender box.

Atendendo a que o IXIA possui uma carta de 10 Gigabit (LSM10GXM2XP), sendo que esta possui um transmissor ótico a 1549.32 nm, transmitiu-se simultaneamente GPON e um canal de downstream de 10 Gigabit (10G) através de 60 Km de fibra e servindo 64 clientes, tal como se pode observar na Figura 5.39.

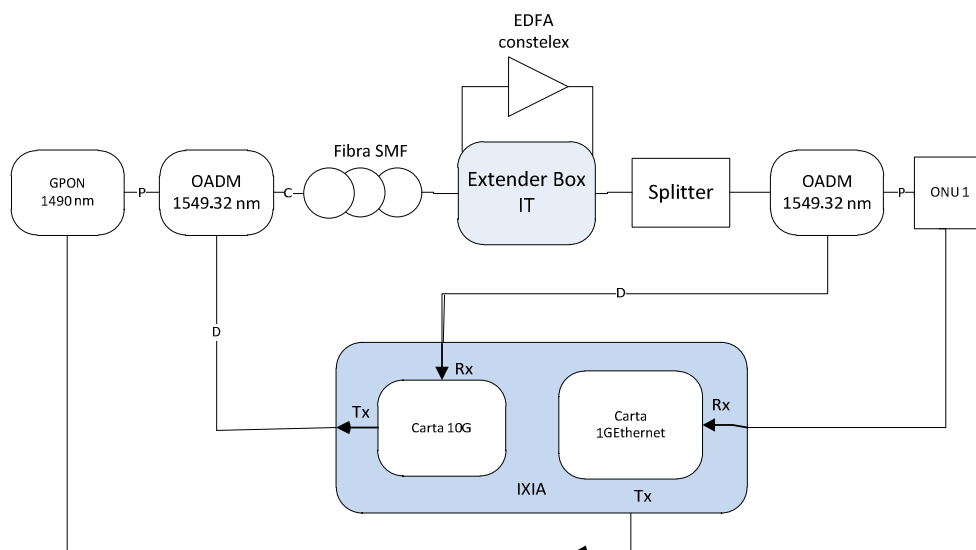


Figura 5.39: Transmissão simultânea de GPON e canal de 10 Gigabit.



A carta de 10 Gigabit do IXIA possui uma portadora a 1549.32 nm, que é modulada por um sinal de 10 Gbps. À saída do transmissor mediu-se uma potência de 0.4 dBm e a sensibilidade do recetor era de -15.4 dBm. Utilizou-se a carta de 1 Gigabit Ethernet para gerar tráfego entre a OLT da GPON e a ONU. Usou-se um OADM a 1549.32 nm para multiplexar o sinal de GPON e 10 G. Na extender box, os sinais eram amplificados (separava-se os três comprimentos de onda, amplificava-se e voltava-se a multiplexar). No lado do cliente, usava-se um OADM para separar o sinal de 10 G do sinal de GPON.

Neste teste, procurou-se estudar se o EDFA teria bom desempenho para amplificação de sinais 10 G e qual a degradação que o sinal de 10 G (a 1549.32 nm) poderia sofrer por causa do sinal de downstream de GPON (1490 nm), devido aos efeitos não lineares que poderiam ocorrer na fibra.

Para avaliar o desempenho do sistema usou-se o IXIA, de forma a contabilizar o número de pacotes perdidos.

Num primeiro teste, foi se estudar o desempenho da carta de 10 G para diferentes taxas de transmissão, sendo que para isso se contabilizou o número de pacotes perdidos (PER). Assim, foram transmitidos 10 milhões de pacotes em downstream e upstream entre a OLT da GPON (taxa de transmissão de 400 Mbps) e a ONU (taxa de transmissão de 400 Mbps), e 100 milhões de pacotes entre o transmissor e recetor da carta de 10 G.

Fez-se variar a taxa de transmissão da carta de 10 G entre 1 Gigabit e 9.76 Gigabit (uma vez que para 9.8 Gbit o IXIA originava um sinal de erro, não permitindo transmitir a esse ritmo de transmissão). Obteve-se os seguintes resultados:

Tabela 5.11: Número de pacotes perdidos em função da taxa de transmissão.

<b>Taxa de transmissão (Gbps)</b>	<b>Número de pacotes perdidos</b>
7	0
8	0
9	0
9.5	0
9.76	0

Verificou-se que no final de todas as transmissões não havia perda de pacotes, contudo constatou-se que durante a transmissão eram perdidos alguns. No entanto, esses pacotes eram retransmitidos.

Em comparação com os testes realizados com o canal de vídeo, não é possível observar qualquer degradação causada pelo canal de downstream do sinal de GPON sobre o canal de downstream de 10 Gigabit, uma vez que não se contabilizou qualquer perda de pacotes.

Em seguida, fixou-se a taxa de transmissão da carta de 10 G (9.5 Gbps) e foi-se estudar o número de pacotes perdidos em função da taxa de transmissão da OLT para a ONU (canal de downstream).

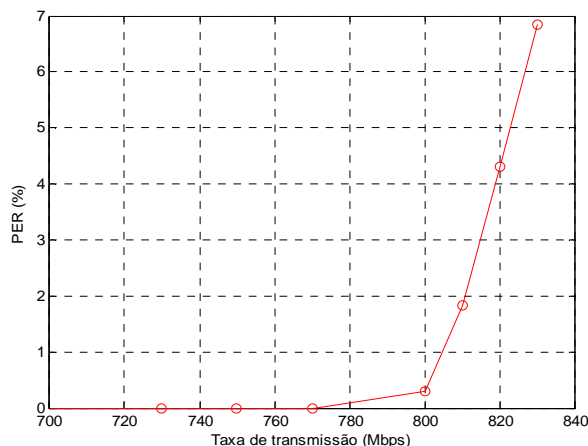


Figura 5.40: PER em função da taxa de transmissão.

Verifica-se que para taxas de transmissão entre a OLT e as ONUs de 770 Mbps não existe perda de pacotes, no entanto, começa a haver perda de pacotes a partir desta taxa de transmissão. Pode-se concluir que estamos limitados pela taxa de recepção das ONUs. Não se verificou, nenhuma degradação de nenhum dos canais de GPON, uma vez que se obteve um PER de 0.

Demonstrou-se que é possível enviar GPON e um link de 10 G (em downstream) com amplificação através da extender box conseguindo-se um alcance de 60 km e servindo-se 64 clientes.

Foram também, testados o SOA (SOA-S-OEC-1550) e o BOA (covega 1004), para amplificação de um canal de downstream de 10 Gigabit. Quanto ao BOA, foi testado no mesmo setup da figura 5.39, contudo como este tem um ganho inferior ao EDFA, apenas se conseguiu uma perda de 0% de pacotes para 40 km e 64 clientes. Conclui-se que este amplificador é adequado para amplificação de sinais em downstream de 10 Gigabit. Quanto ao SOA, verificou-se que também é adequado para amplificação deste tipo de sinais.

Caso se pretenda tornar esta extender box compatível com a norma XG-PON, não se poderá utilizar o EDFA da constalex, uma vez que este tem um ganho muito reduzido a 1575 nm. Assim, a alternativa poderá passar por utilizar um EDFA de banda L ou usar o BOA que ainda possui um ganho de aproximadamente 20 dB nesta gama de comprimentos de onda (para um sinal à entrada do BOA de -15.4 dBm). Para upstream, como a extender box possui um SOA, não será possível amplificar o sinal de GPON e XG-PON, devido aos efeitos não lineares como XGM, pelo que uma possível solução passará por separar os dois canais através de um filtro, amplificá-los separadamente com dois SOAs e depois voltar a multiplexar os sinais.

## 6. Conclusões e trabalho futuro

### 6.1. Conclusões

No sentido de proporcionar uma melhor qualidade de serviço aos clientes e ao mesmo tempo minimizar os custos dos operadores, finalizou-se um protótipo capaz de estender o alcance da tecnologia GPON, com canal de vídeo incorporado para 60 km e 128 clientes.

Após o trabalho realizado e exposto nesta dissertação, podemos concluir que os SOAs são uma boa solução para amplificação de sinais GPON, uma vez que por todos os testes realizados anteriormente, estes conseguiam aumentar o balanço de potência do sistema com uma perda reduzida de pacotes. No entanto, verificamos que apresentam um mau desempenho para amplificação de mais do que um canal (sistemas WDM). Este facto ocorre devido à existência de efeitos não lineares, como XPM, XGM, SPM e SGM. Além disso, são desadequados para amplificação de vídeo pois possuem uma figura de ruído elevada e efeitos não lineares, como SPM e SGM.

Os EDFAs apresentam-se como uma boa solução para a amplificação de vídeo. Para a amplificação de dados, apenas são adequados em downstream, uma vez que em upstream estão sujeitos a efeitos de transientes.

Quanto à transmissão simultânea de vídeo e GPON num sistema com 60 km de fibra e 128 clientes, verificou-se que o sinal de GPON não era degradado relativamente ao número de pacotes perdidos. No entanto, o sinal de GPON era responsável pela degradação do sinal de vídeo.

Na presente dissertação foram estudados vários cenários para implementação de uma extender box. Concluiu-se que o cenário mais viável correspondia à utilização de um EDFA para amplificação do canal de vídeo, e dois SOAs para amplificação do sinal de GPON. Também foi demonstrado que um cenário com dois EDFAs (um para amplificação de vídeo e outro para amplificação do canal de downstream de GPON) e um SOA (amplificação em upstream) é uma solução possível a ser adotada, uma vez que cumpre os requisitos exigidos. Quanto à utilização de um conversor de comprimento de onda para amplificação de vídeo e GPON através de um EDFA, conclui-se que é uma solução dispendiosa, uma vez que são necessários dois conversores, aumentando a complexidade da extender box (pois está não foi projetada para receber sinais de dados na banda C).

Num cenário de transição para 10 GPON, verificou-se que o EDFA utilizado apresenta um bom desempenho para amplificação do canal de downstream uma vez que, quando transmitido conjuntamente com GPON não existe perda de pacotes.

## **6.2. Trabalho futuro**

Como trabalho futuro seria interessante encontrar um EDFA para amplificação em burst mode, ou desenvolver um mecanismo de controlo automático do ganho, pois assim poder-se-ia desenvolver um protótipo de uma extender box para amplificação de múltiplas PON. Seria uma solução baseada em amplificação unicamente com EDFAs, aproveitando a vantagem de que estes apresentam uma diafonia (crosstalk) muito reduzida, em sistemas WDM.

Como solução alternativa à anterior poder-se-ia utilizar conjuntamente com a extender box conversores de comprimento de onda para amplificação de mais do que uma PON. No entanto, seria uma possível solução pouco viável devido aos custos associados.

## **Anexo A**

### **Conversor de comprimento de onda de 1549.32 nm para 1531 nm**

Devido às limitações de material no laboratório e como havia apenas uma SOA que operava na banda C, optou-se por realizar o conversor de comprimento de onda usando um Mach-Zehnder Interferometer (MZI), para conversão de fase em amplitude, em vez de implementar o conversor de comprimento de onda com XGM.

No XPM, utiliza-se dois SOAs que são colocados nos braços de um interferómetro. O sinal contínuo é propagado em ambos os braços enquanto o sinal modulado apenas se propaga num dos braços. O sinal modulado, em amplitude, irá provocar variações na densidade de portadores do SOA e ao mesmo tempo irá alterar o índice de refração. Esta variação no índice de refração irá provocar um atraso no tempo de propagação do sinal o que origina uma diferença de fase entre os braços do interferómetro [35]. Esta modulação de fase pode ser convertida em modulação de amplitude pela estrutura do interferómetro.

No processo de XPM é comum o uso de um MZI para conversão de comprimento de onda, uma vez que se pode controlar os Phase Shifter de forma a otimizar a conversão de comprimento de onda [42]. Através do MZI que se usou na prática conseguia-se um ponto de operação mais estável, pois o interferómetro estava integrado num chip que permite que ambos os SOAs operem nas mesmas condições (ou em condições muito semelhantes). Devido às limitações com o modulador de dados e ao facto do MZ utilizado para modulação externa operar entre os 1528 e os 1564 nm e o MZI operar entre os 1530 e os 1565 nm optou-se por fazer uma up-conversion de forma a demonstrar o conceito. Para proceder a realização de uma conversão de comprimento de onda de um sinal modulado em 1549.32 nm para 1531 nm usou-se o setup da Figura 0.1.

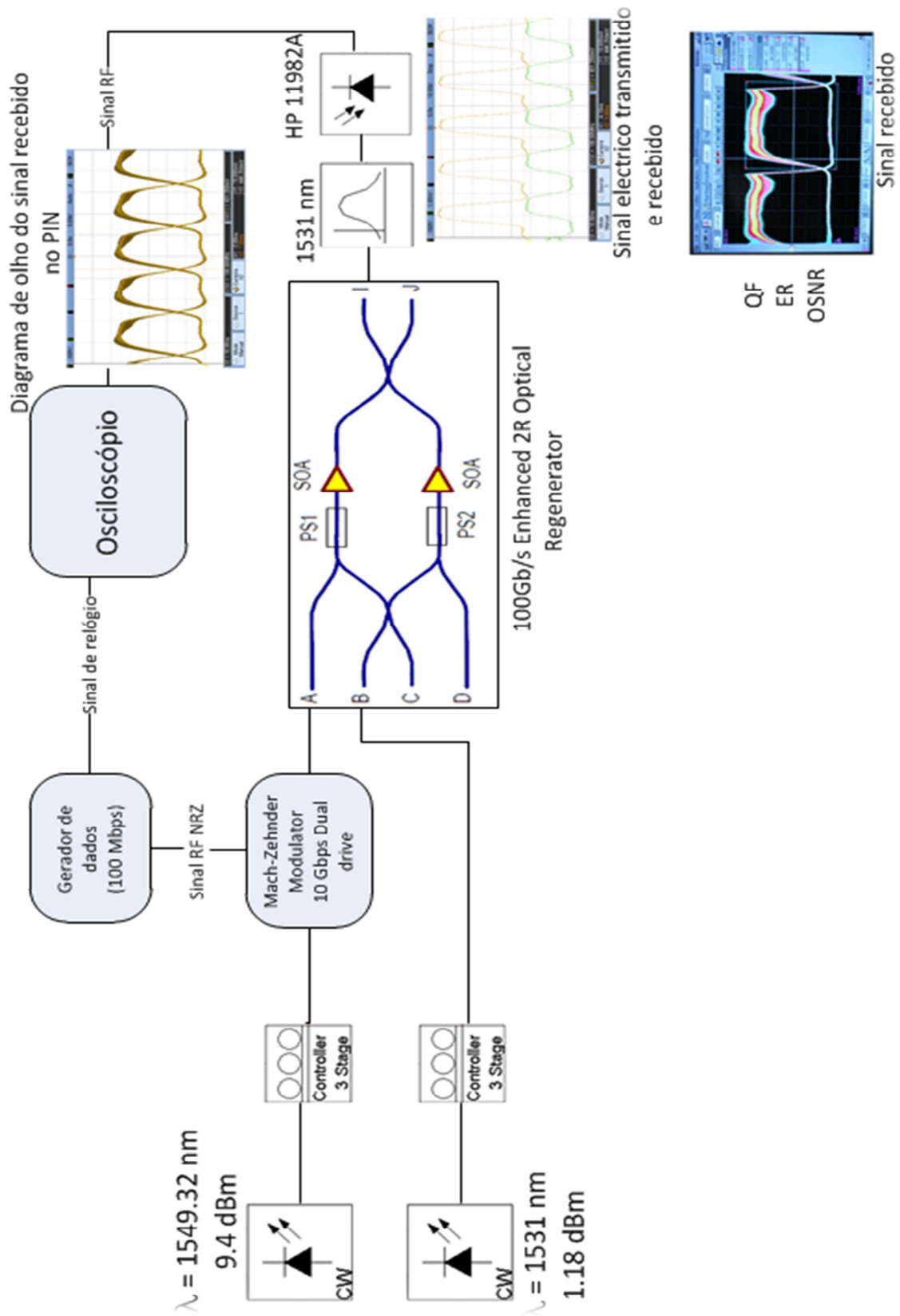


Figura 0.1: Setup usado para conversão de comprimento de onda de 1549.32 nm para 1531 nm.

O conversor de comprimento de onda pode ser dividido em vários blocos: bloco que gera o sinal ótico, bloco que gera o sinal contínuo, bloco responsável pela conversão, recetor.

Assim, o bloco responsável por gerar o sinal modulado é constituído por um laser que emite em contínuo, um controlador de polarização, um Mach Zehnder e um gerador de dados.

A realização desta experiência ficou limitada ao material existente no laboratório pelo que se teve de utilizar um gerador de dados cujo ritmo máximo de transmissão era 175 Mbps. Como se tinha dois osciloscópios sendo que um deles era de 100 MHz (que estava disponível) optou-se por trabalhar a 100 Mbps (longe da taxa máxima do gerador de dados). O sinal RF gerado é NRZ, sendo uma sequência programada alternada do tipo 101010....(uma vez que o sinal GPON é NRZ).

Este sinal RF ia ligar ao Mach Zehnder (admite uma gama de comprimentos de onda entre 1528 até 1564 nm) que por sua vez ia modular um sinal contínuo de 1549.32 nm.

Desta forma, procedeu-se a um ajuste da polarização do sinal contínuo, da tensão, da amplitude e offset do sinal RF de modo a que à saída do modulador externo se tinha um sinal com as seguintes características:

- Um ER de 12.1 dB.
- Uma relação sinal ruído de 30.9 dB.
- Um fator de qualidade de 23.2.

À saída do modulador o sinal ótico tem uma potência de -3.1 dBm.

Por isso, torna-se importante ter um elevado ER à saída do modulador para que do lado do recetor também se consiga uma boa razão de extinção.



Figura 0.2: Gerador de dados (100 Mbps).

O bloco que gera o sinal contínuo é constituído por um laser ECL que opera nos 1531 nm com uma potência de 1.2 dBm e um controlador de polarização que irá permitir ajustar a polarização do sinal contínuo de forma a se ter uma conversão com a melhor qualidade possível.

Para uma boa conversão de comprimento de onda é necessário que a potência do sinal contínuo seja inferior à do sinal modulado. O Bloco responsável pela conversão é representado pelo esquema que se encontra na Figura 0.3.

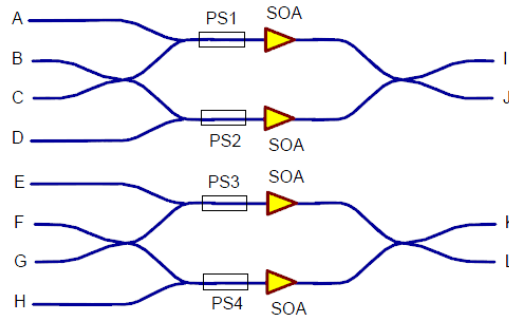


Figura 0.3: Regenerador óptico CIP 2R dual 100 Gbps [43].

Este dispositivo da CIP é constituído por dois regeneradores óticos que podem ser usados como dois conversores de comprimento de onda, dois regeneradores que amplificam dois sinais simultaneamente (um sinal no regenerador de cima e outro no regenerador de baixo) ou como um único regenerador em que o sinal à saída é igual ao sinal à entrada mas regenerado (coloca-se estes dois regeneradores óticos em cascata) [43]. É um dispositivo que opera na banda C e suporta uma taxa de transmissão até 100 Gbps e tem como vantagens o facto de ser transparente à taxa de transmissão.

Tal como se pode observar na Figura 0.3, cada regenerador é constituído por um interferómetro Mach-Zehnder, sendo que em cada ramo do MZI existe um SOA e um Phase Shifter. Assim, interessa usar este dispositivo como conversor de comprimento de onda.

Para conseguir um bom compromisso entre ER, OSNR e QF poderemos ajustar a polarização do sinal contínuo, uma vez que não convém modificar as características do sinal modulado (pois este já foi otimizado). No MZI podemos ajustar a corrente de polarização dos SOA ou alterar a fase dos sinais com os Phase Shifters.

Começou-se por fazer o balanceamento do MZI de forma a ter o máximo ER à saída. Para isso, começou-se por aumentar a corrente no SOA do ramo de cima do MZI e quando se conseguiu um bom ER alterou-se a polarização do sinal contínuo de forma a melhorar o ER, depois repetiu-se o processo para o SOA do ramo de baixo do MZI e para os Phase Shifter até ter o melhor ER à saída. Assim, à saída do MZI a porta I era a construtiva e a porta J a destrutiva.

Polarizou-se o SOA do ramo de cima do MZI com 450 mA e o SOA do ramo de baixo com 145 mA. Colocou-se a tensão do Phase Shifter de cima a 0 V e a de baixo a 2.50 V.

O recetor é constituído por um PIN da HP sendo que à entrada do PIN tinha-se uma potência média de 0.37 dBm.



Utilizaram-se dois osciloscópios da Tektronix para observar o sinal RF e o diagrama de olho. As próximas imagens são relativas aos resultados obtidos após uma conversão de comprimento de onda de 1549.32 nm para 1531 nm.



Figura 0.4: Sinal transmitido (verde) e sinal recebido (amarelo).

Verifica-se que o sinal convertido é idêntico ao sinal transmitido, pelo que não se verifica degradação do sinal convertido.

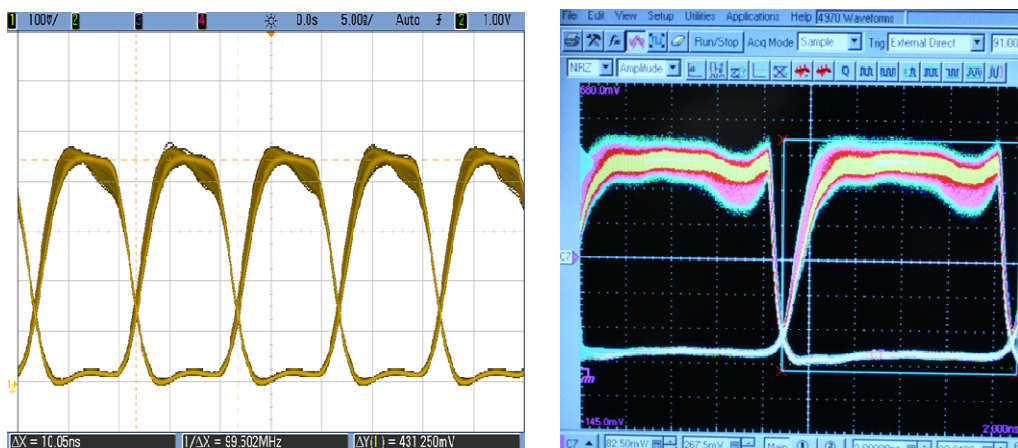


Figura 0.5: Diagrama de olho do sinal recebido no PIN.

Analisando os dois diagramas de olho e atendendo aos seguintes resultados:

- SNR de 18.1 dB
- QF de 13.2
- ER de 10.9 dB

Verifica-se que o sinal foi convertido praticamente sem erros atendendo ao QF, o sinal está quase sem ruído atendendo à SNR e a diferença entre o nível lógico '1' e '0' é boa atendendo ao ER.



# Bibliografia

- [1] ITU, "Developments of Next Generation Networks (NGN): country case studies," 2009.
- [2] [http://www.ftthcouncil.eu/documents/Reports/Market\\_Forecast\\_December\\_2011.pdf](http://www.ftthcouncil.eu/documents/Reports/Market_Forecast_December_2011.pdf), (10/06/2012).
- [3] V. Moeyaert and G. Maier, "Network Technologies for Broadband Access," 2011.
- [4] [http://www.ftthcouncil.eu/documents/Reports/Market\\_Data\\_December\\_2011.pdf](http://www.ftthcouncil.eu/documents/Reports/Market_Data_December_2011.pdf), 10/06/2012.
- [5] B.-W. K. Huan Song, and Biswanath Mukherjee, "Long-Reach Optical Access networks: A Survey of Research Challenges, Demonstrations, and Bandwidth Assignment Mechanisms," *IEEE Communications survey & tutorials*, vol. 12, 2010.
- [6] <http://www.itu.int/en/about/Pages/overview.aspx>. (Maio, 2012).
- [7] ITU-T, "G.984.1," in *Gigabit-Capable passive optical networks (GPON): General characteristics*, ed, 2008.
- [8] ITU-T, "G.983.1," in *Broadband optical access systems based on Passive Optical networks*, ed, 2005.
- [9] L. G.Kazovsky, N. Cheng, W.-T. Shaw, D. Gutierrez, and S.-W. Wong, "*Broadband Optical Access Networks*", 2011.
- [10] ITU-T, "G.984.6," in *Gigabit-capable passive optical networks (GPON): Reach extension*, ed, 2008.
- [11] IEEE, "802.3ah," in *Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method detection and physical layer specifications*, ed, 2005.
- [12] IEEE, "802.3ah," in *Part 3 Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications Amendment*, ed, 2004.
- [13] <http://www.infocellar.com/networks/new-tech/EPON/EPON.htm>. (10-06-2012).
- [14] P. J. A. d. Andrade, "Distribuição de sinais OFDM e Vídeo sobre fibra," DETI, Universidade de Aveiro, 2011.
- [15] ITU-T, "G.983.3," in *Transmission systems and media, digital systems and networks*, ed, 2001.
- [16] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, and G. H.Sasaki, "*Optical Networks*", 2010.
- [17] A. Kobayakov, M. Sauer, and D. Chowdhury, "Stimulated Brillouin scattering in optical fibers," 2009.
- [18] G.Keiser, "*Optical fiber communications*". New york, NY, USA, 2000.
- [19] [http://code.ua.pt/attachments/1730/Stimulated\\_Brillouin\\_Scattering\\_in\\_Fiberoptics.pdf](http://code.ua.pt/attachments/1730/Stimulated_Brillouin_Scattering_in_Fiberoptics.pdf). (15/6/2012).
- [20] G.P.Agrawal, "*Nonlinear Fiber Optics*", 2001.
- [21] C. F. LAM, "*Passive optical networks*", 2007.
- [22] M. J. Connelly, "*Semiconductor Optical Amplifiers*", 2010.
- [23] Q. W. Niloy K Dutta, "*Semiconductor optical amplifiers*", 2006.
- [24] VPIphotonics, "Traveling Wave Semiconductor Optical Amplifier ", ed, 2010.
- [25] A. Mecozzi, S. Scotti, A. D'Ottavi, E. Iannone, and P. Spano, "Four-Wave Mixing in Traveling-Wave Semiconductor Amplifiers," *IEEE journal of Quantum Electronics*, vol. 31, 1995.
- [26] Covega, "*BOA 1004: C-band Optical Amplifier*".
- [27] <http://www.thorlabs.com/thorProduct.cfm?partNumber=S9FC1004P>. (10-02-2012).
- [28] G. P.Agrawal, "*Fiber-Optic Communication Systems*", 2010.
- [29] P. C. Becker, N. A. Olsson, and J. R. Simpson, "*Erbium-doped Fiber Amplifiers*", 1999.

- [30] B. Neto, A. Klinler, J. P. Girão, A. Teixeira, and P. S. André, "EDFA Transient Assessment for Bursty Traffic," 2010.
- [31] J. P. d. S. Girão, "Extender Box para Redes Ópticas Passivas GPON," DETI, Universidade de Aveiro, 2010.
- [32] J. P. O. Rodrigues, "Estudo e teste de uma rede EPON," DETI, Univeridade de Aveiro, 2011.
- [33] B. S. R. d. Almeida, "Redes ópticas passivas avançadas e de cobertura estendida," DETI, Universidade de Aveiro, 2011.
- [34] <http://www.televes.com/pt-pt/catalogo/gamas/gama-h45>. (15-05-2012).
- [35] G. Kovács, "Wavelength converter solutions with semiconductor optical amplifiers," 2004.
- [36] X. Zhang, D. Huang, J. Sun, D. Liu, Y. Fu, W. Gong, and S. Jiang, "Extinction ratio improvement in XGM wavelength conversion based on novel scheme," in *Communication Technology Proceedings, 2000. WCC - ICCT 2000. International Conference on*, 2000, pp. 1571-1574 vol.2.
- [37] N. Yan, J. del Val Puente, T. G. Silveira, A. Teixeira, A. Ferreira, E. Tangdiongga, P. Monteiro, and A. Koonen, "Simulation and Experimental Characterization of SOA-MZI-Based Multiwavelength Conversion," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, pp. 117-127, 2009.
- [38] X. P. Mao, G. E. Bodeep, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, T. E. Darcie, and R. M. Derosier, "Brillouin scattering in externally modulated lightwave AM-VSB CATV transmission systems," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 4, pp. 287-289, 1992.
- [39] A. B. Ruffin, "Stimulated Brillouin Scattering: An Overview of Measurements, System Impairments, and Applications," 2004.
- [40] ITU-T, "G.987.2," in *10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Physical media dependent (PMD) layer specification*, ed, 2010.
- [41] ITU-T, "G.987.1," in *10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): General requirements*, ed, 2010.
- [42] P. Runge, C. A. Bunge, and K. Petermann, "All-Optical Wavelength Conversion With Extinction Ratio Improvement of 100 Gb/s RZ-Signals in Ultralong Bulk Semiconductor Optical Amplifiers," *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 46, pp. 937-944, 2010.
- [43] C. technologies, "Twin 100 Gb/s Enhanced 2 R Optical Regenerator".