



**Universidade de Aveiro**  
**2012**

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e  
Informática (DETI)

**Simão Pedro Tavares**  
**Brandão**

**Efeitos cruzados em serviços de vídeo sobre  
redes óticas passivas**





Universidade de Aveiro  
2012

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e  
Informática (DETI)

**Simão Pedro Tavares  
Brandão**

## **Efeitos cruzados em serviços de vídeo sobre redes óticas passivas**

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 Prof. Dr. António Teixeira e do Prof. Dr. Mário Lima, ambos do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática (DETI) e do Instituto de Telecomunicações (IT) da Universidade de Aveiro.



Dedico este trabalho aos meus pais Albino e Maria Rosa e a todos os meus amigos



## **O Júri**

Presidente

**Prof. Doutor José Rodrigues Ferreira da Rocha**  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Vogal

**Prof. Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros**  
Professora Associada da Universidade de Coimbra

Orientador

**Prof. Doutor António Luís Jesus Teixeira**  
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Coorientador

**Prof. Doutor Mário José Neves de Lima**  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro





## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer à minha família, especialmente aos meus Pais por todo o carinho, apoio e incentivo incondicional demonstrado durante esta etapa da minha vida.

Um especial agradecimento aos orientadores deste projeto, Professor Doutor Mário José Neves de Lima e Professor Doutor António Luís Jesus Teixeira, por todo o apoio prestado no decorrer do mesmo.

Ao aluno de doutoramento Ali Shahpari e Eng.º Paulo Monteiro pela ajuda prestada aquando da realização do trabalho experimental.

À Universidade de Aveiro, como instituição de ensino por todas as boas condições oferecidas ao longo do meu percurso académico.

Por fim, mas não menos importante, um carinhoso agradecimento a todos os meus colegas de curso e amigos que contribuíram para a minha formatação, quer a nível académico como pessoal.



## **Acknowledgment**

First of all I would like to thank my family, especially my parents, for all the affection, support and unconditional incentive shown during this step of my life.

A special thanks to my project coordinators Prof. Dr. Mário José Neves de Lima and Prof. Dr. António Luís Jesus Teixeira, for all the provided support during the project.

Also, a great thanks to PhD student Ali Shahpari and the Eng. Paulo Monteiro, for all the provided support during the experimental work.

The University of Aveiro, as institution of education, for all the good conditions offered along my academic route.

Last but not the least, a special thanks to all my friends from the course that added to my formation as academic and personal level.



## Palavras-chave

Efeitos não lineares, Raman, crosstalk, vídeo overlay, redes PON e NG-PON2.

## Resumo

A evolução das redes óticas passivas é uma tendência natural para lidar com o aumento da largura de banda nas redes de acesso. Atualmente, o requisito básico para a próxima geração destas redes (NG-PON2) passa por ter uma infraestrutura única capaz de facultar um ambiente de coexistência com as tecnologias antecessoras. Neste contexto, são necessárias novas alocações no espectro da fibra para ir em frente em termos de inovação. Os efeitos não lineares, em particular o espalhamento de Raman estimulado (SRS), pode ter uma influência considerável na definição dos comprimentos de onda a serem usados nesta evolução, de modo a preservar intactos os sistemas legados, em especial o sistema de distribuição de vídeo que é particularmente suscetível a esse fenómeno.

Neste âmbito, o presente documento, apresenta um estudo sobre o impacto causado pelo SRS sobre o vídeo em ambientes de convivência com sinais modulados. Primeiramente faz-se uma análise em simulação do impacto causado pela componente estática do fenómeno. Posteriormente, é introduzido o estudo em laboratório do impacto causado pela componente dinâmica (X-talk) desse mesmo fenómeno. Várias dependências são avaliadas, como a frequência de modulação dos canais de vídeo, separação entre canais óticos, potência dos sinais modulados, número de canais modulados e formato de modulação.



**Keywords**

Nonlinear effects, Raman, crosstalk, video overlay, PON networks and NG-PON2.

**Abstract**

The evolution of passive optical networks is a natural tendency to handle increased bandwidth in access networks. Currently, the basic requirement for the next generation of these networks (NG-PON2) is to have a single infrastructure capable of providing an environment of coexistence with the technologies predecessors. In this context, new wavelength allocations of the spectrum has to be done . The nonlinear effects, Stimulated Raman Scattering (SRS) in particular, can have a considerable influence on the definition of which wavelengths to use in this development, so as to preserve intact the legacy systems, particularly video distribution systems which is particularly susceptible to these phenomena.

In this context, this paper presents a study on the impact caused by SRS on the video signal in environments where modulated signals coexist. Firstly, an analysis is made by simulating the impact caused by the static component of this phenomenon. It is then introduced the laboratory study of the impact caused by the dynamic component (X-talk) of the same phenomenon. Several dependencies are evaluated, such as the modulation frequency of the video channels, separation channels, optical power of modulated signals, number of modulated channels and their modulation format.





# Índice

Índice .....	I
Lista de Figuras .....	III
Lista de Tabelas .....	VII
Lista de Acrónimos .....	IX
<b>1. Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1. Contexto .....	1
1.2. Objetivos .....	3
1.3. Organização da dissertação .....	3
1.4. Contribuições .....	5
<b>2. Normas e modulação digital para radiodifusão de vídeo .....</b>	<b>7</b>
2.1. Introdução .....	7
2.2. Radiodifusão de Vídeo Digital (DVB) .....	7
2.2.1. Radiodifusão de vídeo digital por satélite (DVB-S) .....	8
2.2.1.1. Modulação por deslocamento de fase quaternário (QPSK) .....	9
2.2.2. Radiodifusão de vídeo digital por cabo (DVB-C) .....	10
2.2.2.1. Modulação de amplitude quaternária (QAM) .....	10
2.2.3. Radiodifusão de vídeo digital terrestre (DVB-T) .....	11
2.2.3.1. Modulação por divisão ortogonal de frequência (OFDM) .....	12
<b>3. Redes óticas passivas .....</b>	<b>13</b>
3.1. Introdução .....	13
3.2. Evolução de Standards .....	13
3.3. Arquitetura PON .....	15
3.4. Próxima geração de redes óticas passivas (NG-PON) .....	17
3.4.1. NG-PON1 .....	18
3.4.2. NG-PON2 .....	19
3.4.2.1. Requisitos para NG-PON2 .....	19
3.4.2.2. Tecnologias para NG-PON2 .....	20
3.4.2.2.1. Multiplexação de comprimentos de onda no tempo (TWDM) .....	21
3.4.2.2.2. Multiplexação ultra densa por divisão de comprimento de onda (UDWDM) .....	23
3.4.2.3. Opções espectrais para NG-PON2 .....	25
<b>4. Fenómenos que afetam o desempenho de ligações óticas .....</b>	<b>29</b>
4.1. Introdução .....	29
4.2. Efeitos lineares .....	29
4.2.1. Atenuação .....	29
4.2.2. Dispersão cromática .....	31
4.3. Efeitos não lineares .....	32
4.3.1. Efeito de Kerr .....	33
4.3.1.1. Automodulação de fase .....	33
4.3.1.2. Modulação de fase cruzada .....	34
4.3.1.3. Mistura de quatro ondas .....	36
4.3.2. Espalhamento de luz inelástico estimulado .....	38
4.3.2.1. Espalhamento de Raman Estimulado .....	38

4.3.2.1.1.	Interação com um sinal de bombeio modulado .....	42
4.3.2.2.	Espalhamento de Brillouin Estimulado.....	43
4.4.	Vídeo overlay.....	44
4.5.	Conclusão.....	50
5.	Simulação de efeitos cruzados causados por ganho estático de Raman .....	51
5.1.	Introdução .....	51
5.2.	Convivência de vídeo DVB-S com um sinal NRZ .....	51
5.3.	Convivência de vídeo DVB-C com um sinal NRZ .....	60
5.4.	Conclusão.....	63
6.	Testes experimentais do impacto do efeito de Raman dinâmico.....	65
6.1.	Introdução .....	65
6.2.	Convivência de um sinal CW com um sinal modulado .....	65
6.2.1.	Montagem experimental e considerações.....	65
6.2.2.	Resultados e discussão.....	66
6.3.	Convivência de um sinal CW com um sistema multicanal modulado DWDM.....	70
6.3.1.	Montagem experimental e considerações.....	70
6.3.2.	Modelo teórico para o cálculo da crosstalk de Raman.....	71
6.3.3.	Resultados e discussão.....	71
6.4.	Convivência de um sistema de vídeo DVB-C com um sinal de dados NRZ.....	72
6.4.1.	Montagem experimental e considerações.....	73
6.4.2.	Resultados e discussão.....	73
6.5.	Convivência de um sinal CW com um sinal QPSK.....	78
6.5.1.	Conceção do sinal QPSK.....	78
6.5.2.	Resultados e discussão.....	79
6.6.	Comparação do cenário de convivência de um sinal CW com um sinal NRZ/QPSK.....	80
6.7.	Convivência de um sinal CW com um sistema UDWDM QPSK .....	81
6.7.1.	Conceção do sistema UDWDM QPSK.....	81
6.7.2.	Resultados e discussão .....	82
6.8.	Conclusão.....	83
7.	Conclusões gerais e trabalhos futuros.....	85
7.1.	Conclusões .....	85
7.2.	Trabalhos futuros.....	87
	Referências.....	89
Anexo A:	Obtenção experimental dos coeficientes de ganho de Raman .....	93
Anexo B:	Aproximação triangular do perfil do ganho de Raman .....	95

## Lista de Figuras

FIGURA 1.1.1 - COMPARAÇÃO ENTRE AS DIVERSAS REDES DE ACESSO NA RELAÇÃO BANDA POR DISTÂNCIA [1] .....	2
FIGURA 1.1.2- PREVISÃO DO MERCADO FTTH/FTTB NA EUROPA [2] .....	2
FIGURA 2.2.1- ESTRUTURA TÍPICA DE UM TRANSMISSOR DVB PARA TVD (BASEADO EM [6]) ...	8
FIGURA 2.2.1.1.1 – ESTRUTURA BASE DE UM MODULADOR QPSK .....	9
FIGURA 2.2.1.1.2 - DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO IDEAL DE UM SINAL QPSK [8].....	10
FIGURA 2.2.2.1.1 - DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO IDEAL DE UM SINAL 16-QAM E DE UM 256-QAM.....	11
FIGURA 2.2.2.1.2 – ESTRUTURA BASE DE UM MODULADOR M-QAM.....	11
FIGURA 2.2.3.1.1 – ESPECTRO DAS PORTADORAS ORTOGONAIS ADJACENTES NUM SINAL OFDM .....	12
FIGURA 3.2.1 – ALOCAÇÃO DE COMPRIMENTOS DE ONDA EM BPON ITU-T G.983.1 E BPON ITU-T G.983.3 (BASEADO EM [10]) .....	14
FIGURA 3.3.1 – CONFIGURAÇÃO BASE DE UMA PON COM SUPORTE DE VÍDEO OVERLAY (BASEADO EM [11]) .....	16
FIGURA 3.4.1 – CENÁRIO DE MIGRAÇÃO SEGUNDO FSAN (BASEADO EM [12]).....	17
FIGURA 3.4.1.1 – CENÁRIO DE COEXISTÊNCIA E MIGRAÇÃO DE GPON PARA XG-PON COM SUPORTE DE VÍDEO OVERLAY [15] .....	19
FIGURA 3.4.1.2 – PLANO DE COMPRIMENTOS DE ONDA DO CENÁRIO DE COEXISTÊNCIA GPON, XG-PON E VÍDEO OVERLAY (BASEADO EM [16]).....	19
FIGURA 3.4.2.2.1.1 – SISTEMA TWDM-PON [20].....	22
FIGURA 3.4.2.2.1.2 – ESTRUTURA INTERNA DE UM AWG [22]. .....	23
FIGURA 3.4.2.2.2.1 – CONCEITO DE REDE UDWDM-PON [23] .....	24
FIGURA 3.4.2.3.1 – FIBRA SMF CONVENCIONAL VS FIBRA DE BAIXO PICO DE ABSORÇÃO DE ÁGUA [26].....	26
FIGURA 3.4.2.3.2 – OPÇÕES ESPECTRAIS PARA DIVERSOS CENÁRIOS DE COEXISTÊNCIA (BASEADO EM [13]) .....	27
FIGURA 4.2.1.1 – ESPECTRO DE ATENUAÇÃO DE UMA FIBRA DE MODO ÚNICO [28] .....	30
FIGURA 4.2.2.1 – DISPERSÃO CROMÁTICA, RESULTADO COMBINADO DA DISPERSÃO MATERIAL E DISPERSÃO DO GUIA EM FUNÇÃO DO COMPRIMENTO DE ONDA [28]. .....	32
FIGURA 4.3.1.1.1 – VARIAÇÃO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA DE UM PULSO, IMPOSTA PELO EFEITO SPM (ADAPTADO DE [31]) .....	34
FIGURA 4.3.1.2.1 – SETUP USADO NA AVALIAÇÃO DO IMPACTO CAUSADO PELO EFEITO XPM [32].....	35
FIGURA 4.3.1.2.2 – ESPECTRO ÓTICO DO PULSO FRACO, COM E SEM XPM. ....	36
FIGURA 4.3.1.3.1 – PROCESSO DE MISTURA DE QUARTAS ONDAS PARA TRÊS CANAIS WDM, MOSTRANDO AS FREQUÊNCIAS GERADAS QUANDO SE EMPREGA (A) IGUAL ESPAÇAMENTO ENTRE CANAIS E (B) ESPAÇAMENTO ENTRE CANAIS DIFERENTE.....	37
FIGURA 4.3.2.1.1 - DIAGRAMA DE NÍVEIS DE ENERGIA DO PROCESSO SRS .....	38
FIGURA 4.3.2.1.2 – ESPETRO DOS COEFICIENTES DE GANHO DE RAMAN MEDIDO .....	40
FIGURA 4.3.2.1.3 – IMPACTO DO SRS SOBRE CANAIS DWDM [29]. .....	41
FIGURA 4.3.2.1.1.1 – ESQUEMA ILUSTRATIVO DO EFEITO SRS (ESTÁTICO & DINÂMICO) SOBRE DOIS SINAIS MODULADOS. ....	43
FIGURA 4.4.1 – FATORES QUE CONDICIONAM A DISTRIBUIÇÃO DE VÍDEO NUM CENÁRIO PON [40]..	44
FIGURA 4.4.2 – IMPACTO DO SRS NUM SISTEMA PON COM VÍDEO OVERLAY [40].....	45
FIGURA 4.4.3 – CNR DE UM SINAL DE VÍDEO @ 55 MHZ EM FUNÇÃO DA CROSSTALK INDUZIDA POR UM SINAL DE DADOS NRZ @ 10 GBPS [42].....	46

FIGURA 4.4.4 – CROSSTALK VS FREQUÊNCIA RF, PARA TRÊS COMPRIMENTOS DE FIBRA E TENDO EM CONSIDERAÇÃO AS RECOMENDAÇÕES DA NORMA ITU-T G.983.3.....	48
FIGURA 4.4.5 – CNR VS FREQUÊNCIA RF, PARA DOIS COMPRIMENTOS DE FIBRA [41]. .....	48
FIGURA 4.4.6 – CROSSTALK VS COMPRIMENTO DA FIBRA, PARA QUATRO FREQUÊNCIAS RF E TENDO EM CONSIDERAÇÃO AS RECOMENDAÇÕES DA NORMA ITU-T G.983.3.....	49
FIGURA 4.4.7 - CROSSTALK VS FREQUÊNCIA RF, PARA TRANSMISSÃO DE VÍDEO@1550NM E DADOS@0DBM E L@20KM.....	49
FIGURA 4.4.8 – CROSSTALK VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS, PARA TRANSMISSÃO DE VÍDEO@1550NM E DADOS@0DBM E L@20KM. ....	50
FIGURA 5.2.1 – SETUP DO SISTEMA SIMULADO .....	51
FIGURA 5.2.2 – ESPETROS DE ALGUNS SINAIS EM ALGUNS PONTOS DO SETUP.....	53
FIGURA 5.2.3 – CNR VS COMPRIMENTO DA FIBRA.....	54
FIGURA 5.2.4- CONSTELAÇÕES DO CANAL DE VÍDEO@1.076GHZ PARA AS SITUAÇÕES: B2B (BACK-TO-BACK), 50KM, 80KM E 90KM.....	54
FIGURA 5.2.5 – BER VS COMPRIMENTO DA FIBRA .....	55
FIGURA 5.2.6 - CNR VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS PARA UM VARRIMENTO DO SINAL DE DADOS DE 1420NM A 1545NM, PARA POTÊNCIAS ÓTICAS DOS SINAIS DE VÍDEO E DADOS DE 17DBM E 0DBM, RESPETIVAMENTE E PARA L@80KM.....	56
FIGURA 5.2.7 - BER VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS PARA UM VARRIMENTO DO SINAL DE DADOS DE 1420NM A 1545NM, PARA POTÊNCIAS ÓTICAS DOS SINAIS DE VÍDEO E DADOS DE 17DBM E 0DBM, RESPETIVAMENTE E PARA L@40KM.....	56
FIGURA 5.2.8 - CNR VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS PARA UM VARRIMENTO DO SINAL DE DADOS DE 1555NM A 1690NM PARA POTÊNCIAS ÓTICAS DOS SINAIS DE VÍDEO E DADOS DE 17DBM E 0DBM, RESPETIVAMENTE E PARA L@80KM.....	57
FIGURA 5.2.9 - BER VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS PARA UM VARRIMENTO DO SINAL DE DADOS DE 1555NM A 1690NM, PARA POTÊNCIAS ÓTICAS DOS SINAIS DE VÍDEO E DADOS DE 17DBM E 0DBM, RESPETIVAMENTE E PARA L@40KM.....	57
FIGURA 5.2.10 - BER VS COMPRIMENTO DA FIBRA, COMPARAÇÃO DE AUSÊNCIA E PRESENÇA DE SRS.....	58
FIGURA 5.2.11- CNR VS POTÊNCIA ÓTICA DO SINAL DE DADOS.....	59
FIGURA 5.2.12- BER VS POTÊNCIA ÓTICA DO SINAL DE VÍDEO .....	59
FIGURA 5.3.1 – CNR VS COMPRIMENTO DA FIBRA .....	60
FIGURA 5.3.2- CONSTELAÇÕES DO SINAL DE VÍDEO DVB-C PARA AS SITUAÇÕES: B2B, 20KM E 45KM.....	61
FIGURA 5.3.3 - CNR VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS PARA UM VARRIMENTO DO SINAL DE DADOS DE 1555NM A 1690NM PARA POTÊNCIAS ÓTICAS DOS SINAIS DE VÍDEO E DADOS DE 17DBM E 0DBM, RESPETIVAMENTE E PARA L@40KM.....	62
FIGURA 5.3.4 - BER VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS PARA UM VARRIMENTO DO SINAL DE DADOS DE 1555NM A 1690NM PARA POTÊNCIAS ÓTICAS DOS SINAIS DE VÍDEO E DADOS DE 17DBM E 0DBM, RESPETIVAMENTE E PARA L@40KM. ....	62
FIGURA 6.2.1.1- DIAGRAMA DE BLOCOS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL .....	66
FIGURA 6.2.2.1 – ESPECTRO RF DO SINAL CW .....	66
FIGURA 6.2.2.2 – ESPECTRO ÓTICO.....	67
FIGURA 6.2.2.3 – ESPECTRO RF DO SINAL CW APÓS INTERAÇÃO DOS SINAIS NA FIBRA .....	67
FIGURA 6.2.2.4 – POTÊNCIA DO CW VS FREQUÊNCIA RF PARA DIFERENTES COMPRIMENTOS DE ONDA DO SINAL MODULADO.....	68
FIGURA 6.2.2.5 – POTÊNCIA VS FREQUÊNCIA RF PARA OS DIFERENTES COMPRIMENTOS DE ONDA DO SINAL MODULADO: (A) 1530NM; (B) 1533NM; (C) 1537NM; (D) 1540NM; (E) 1543NM .....	69
FIGURA 6.2.2.6- CROSSTALK VS SEPARAÇÃO ENTRE CANAIS ÓTICOS, PARA DIVERSAS FREQUÊNCIAS DE MODULAÇÃO RF .....	70
FIGURA 6.3.1.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL DO CENÁRIO MULTICANAL DWDM .....	71

FIGURA 6.3.3.1- CROSSTALK VS FREQUÊNCIA RF, COMPARAÇÃO DO CENÁRIO DE CANAL ÚNICO COM O CENÁRIO MULTICANAL .....	72
FIGURA 6.4.1.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL DO CENÁRIO DE CONVIVÊNCIA DE VÍDEO DVB-C COM DADOS NRZ@10GBPS .....	73
FIGURA 6.4.2.1 - ESPECTRO RF DOS CANAIS DE VÍDEO - REFERÊNCIA .....	74
FIGURA 6.4.2.2 - ESPECTRO RF DOS CANAIS DE VÍDEO AFETADOS PELO SRS .....	74
FIGURA 6.4.2.3 – POTÊNCIA VS FREQUÊNCIA RF PARA DOIS COMPRIMENTOS DE ONDA DO SINAL DE DADOS.....	75
FIGURA 6.4.2.4 – POTÊNCIA VS FREQUÊNCIA RF PARA TRÊS POTÊNCIAS ÓTICAS DO SINAL DE DADOS.....	76
FIGURA 6.4.2.5 – TRANSMISSOR DE DOIS CANAIS NRZ .....	77
FIGURA 6.4.2.6 – POTÊNCIA VS FREQUÊNCIA RF QUANDO SE TRANSMITEM DOIS SINAIS DE DADOS NRZ@10GBPS PARA DUAS SITUAÇÕES DISTINTAS DE SEPARAÇÕES ENTRE ELES	77
FIGURA 6.5.1.1 – TRANSMISSOR QPSK.....	78
FIGURA 6.5.2.1 – POTÊNCIA DO CW VS FREQUÊNCIA RF PARA DIFERENTES COMPRIMENTOS DE ONDA DO SINAL QPSK@16DBM .....	79
FIGURA 6.5.2.2 – POTÊNCIA DO CW VS FREQUÊNCIA RF PARA DIFERENTES POTÊNCIAS ÓTICAS DO SINAL QPSK@1530NM.....	79
FIGURA 6.6.1 – COMPARAÇÃO DO IMPACTO CAUSADO POR UM SINAL QPSK@1.25 GBPS E POR UM SINAL NRZ@10GBPS. ....	80
FIGURA 6.7.1.1 – TRANSMISSOR UDWDM QPSK.....	81
FIGURA 6.7.1.2 – ESPECTRO ÓTICO À SAÍDA DO MZM. ....	82
FIGURA 6.7.2.1 - COMPARAÇÃO DO IMPACTO CAUSADO POR UM SINAL QPSK E POR UM SISTEMA UDWDM QPSK.....	82
FIGURA A.1 – SETUP EXPERIMENTAL USADO PARA MEDIR OS $G_{ON/OFF}$ .....	94



## Lista de Tabelas

TABELA 6.2.2.1 – LISTA DE PARÂMETROS USADA NA DETERMINAÇÃO DOS VALORES TEÓRICOS DA CROSSTALK.....	68
TABELA 6.4.2.1 – CNR DOS CANAIS DE VÍDEO - REFERÊNCIA .....	74
TABELA 6.4.2.2 – CNR DOS CANAIS DE VÍDEO, QUANDO ESTES SÃO TRANSMITIDOS NA FIBRA SIMULTANEAMENTE COM DADOS NRZ, PARA AS DUAS SITUAÇÕES EXIBIDAS NA FIGURA 6.4.2.3.....	75
TABELA 6.4.2.3 – CNR DOS CANAIS DE VÍDEO, QUANDO ESTES SÃO TRANSMITIDOS NA FIBRA SIMULTANEAMENTE COM DADOS NRZ, PARA AS TRÊS SITUAÇÕES EXIBIDAS NA FIGURA 6.4.2.4.....	76
TABELA 6.4.2.4 – CNR DOS CANAIS DE VÍDEO, QUANDO ESTES SÃO TRANSMITIDOS NA FIBRA SIMULTANEAMENTE COM OS DOIS SINAIS DE DADOS NRZ, PARA AS DUAS SITUAÇÕES EXIBIDAS NA FIGURA 6.4.2.6 .....	78





## Lista de Acrónimos

<b>ADSL</b>	<b>Asymmetric Digital Subscriber Line</b>
<b>APON</b>	<b>Asynchronous-Transfer-Mode Passive Optical Network</b>
<b>ASK</b>	<b>Amplitude Shift Keying</b>
<b>ATM</b>	<b>Asynchronous Transfer Mode</b>
<b>AWG</b>	<b>Array Waveguide Gratings</b>
<b>B2B</b>	<b>Back-to-Back</b>
<b>BER</b>	<b>Bit Error Rate</b>
<b>BPON</b>	<b>Broadband Passive Optical Network</b>
<b>CNR</b>	<b>Carrier Noise Ratio</b>
<b>CO</b>	<b>Central Office</b>
<b>CW</b>	<b>Continuous Wave</b>
<b>CWDM</b>	<b>Coarse Wavelength Division Multiplexing</b>
<b>DAC</b>	<b>Digital-to-Analog Converter</b>
<b>DQPSK</b>	<b>Deferential Quadrature Phase Shift Keying</b>
<b>DSL</b>	<b>Digital Subscriber Line</b>
<b>DSNG</b>	<b>Digital Satellite News Gathering</b>
<b>DVB</b>	<b>Digital Video Broadcasting</b>
<b>DVB-C</b>	<b>Digital Video Broadcasting - Cable</b>
<b>DVB-S</b>	<b>Digital Video Broadcasting - Satellite</b>
<b>DVB-T</b>	<b>Digital Video Broadcasting -Terrestrial</b>
<b>DWDM</b>	<b>Dense Wavelength Division Multiplexing</b>
<b>EDFA</b>	<b>Erbium-Doped Fiber Amplifier</b>
<b>EFM</b>	<b>Ethernet in the First Mile</b>
<b>EPON</b>	<b>Ethernet Passive Optical Network</b>
<b>EVM</b>	<b>Error Vector Magnitude</b>
<b>FDM</b>	<b>Frequency Division Multiplexing</b>
<b>FFT</b>	<b>Fast Fourier Transform</b>

<b>FSAN</b>	<b>Full Service Access Network</b>
<b>FTTB</b>	<b>Fiber to the Home</b>
<b>FTTH</b>	<b>Fiber to the Building</b>
<b>FWM</b>	<b>Four Wave Mixing</b>
<b>GFP</b>	<b>Generic Framing Protocol</b>
<b>GPON</b>	<b>Gigabit Passive Optical Network</b>
<b>GVD</b>	<b>Group Velocity Dispersion</b>
<b>HDTV</b>	<b>High Definition Television</b>
<b>IEEE</b>	<b>Institute of Electrical and Electronic Engineers</b>
<b>IFFT</b>	<b>Inverse Fast Fourier Transform</b>
<b>ITU</b>	<b>International Telecommunication Union</b>
<b>MPEG</b>	<b>Moving Picture Experts Group</b>
<b>MZM</b>	<b>Mach Zehnder Modulator</b>
<b>NG-PON</b>	<b>Next Generation Passive Optical Network</b>
<b>NRZ</b>	<b>Non Return Zero</b>
<b>NTSC</b>	<b>Nation Television Systems Committee</b>
<b>OADM</b>	<b>Optical Add Drop Multiplexing</b>
<b>OCDM</b>	<b>Optical Code Division Multiplexing</b>
<b>ODN</b>	<b>Optical Distribution Network</b>
<b>OFDM</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</b>
<b>OLT</b>	<b>Optical Line Terminal</b>
<b>ONT</b>	<b>Optical Network Terminal</b>
<b>ONU</b>	<b>Optical Network Unit</b>
<b>OSA</b>	<b>Optical Spectrum Analyzer</b>
<b>OTDR</b>	<b>Optical Time Domain Reflectometer</b>
<b>OTG</b>	<b>Optical Transmission Group</b>
<b>P2P</b>	<b>Peer-to-Peer</b>
<b>PAL</b>	<b>Phase Alternating Line</b>
<b>PON</b>	<b>Passive Optical Networks</b>

<b>PSK</b>	<b>Phase Shift Keying</b>
<b>QAM</b>	<b>Quadrature Amplitude Modulation</b>
<b>QDB</b>	<b>Quadrature Duo Binary</b>
<b>QPSK</b>	<b>Quadrature Phase Shift Keying</b>
<b>RF</b>	<b>Radio Frequency</b>
<b>RIN</b>	<b>Relative Intensity Noise</b>
<b>SBS</b>	<b>Stimulated Brillouin Scattering</b>
<b>SCM</b>	<b>Subcarrier Multiplexing</b>
<b>SDTV</b>	<b>Standard Definition television</b>
<b>SECAM</b>	<b>Sequentiel Couleur Avec Memoire</b>
<b>SMF</b>	<b>Single Mode Fiber</b>
<b>SNR</b>	<b>Signal Noise Ratio</b>
<b>SPM</b>	<b>Self-Phase Modulation</b>
<b>SRS</b>	<b>Stimulated Raman Scattering</b>
<b>TDM</b>	<b>Time Division Multiplexing</b>
<b>TDMA</b>	<b>Time Division Multiple Access</b>
<b>TLS</b>	<b>Tunable Laser Source</b>
<b>TV</b>	<b>Television</b>
<b>TVD</b>	<b>TV Digital</b>
<b>TWDM</b>	<b>Time and Wavelength Division Multiplexing</b>
<b>UDWDM</b>	<b>Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing</b>
<b>VDSL</b>	<b>Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line</b>
<b>VOD</b>	<b>Video On Demand</b>
<b>V-OLT</b>	<b>Video – Optical Line Terminal</b>
<b>WDM</b>	<b>Wavelength Division Multiplexing</b>
<b>XG-PON</b>	<b>10 Gigabit Passive Optical Network</b>
<b>XPM</b>	<b>Cross-Phase Modulation</b>



# 1. Introdução

## 1.1. Contexto

O mercado das telecomunicações não pára de evoluir e isso tem mudado claramente as práticas comuns na sociedade atual. As pessoas esperam conectividade de banda larga em qualquer lugar, a qualquer momento e disponível através de uma grande variedade de dispositivos.

As redes de acesso, também conhecidas como redes de última milha conectam os provedores de serviços aos seus clientes, sejam eles residenciais ou empresariais. Até recentemente, o fornecimento de serviços banda larga era baseado fundamentalmente em tecnologia DSL (*Digital Subscriber Line*), como a ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e a VDSL (*Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*). Este tipo de tecnologia é no entanto limitada pelo ruído [1], e assim, a largura de banda que pode ser entregue a um dado assinante é função da distância que o separa da central servidora (CO – *Central Office*).

A procura crescente de novos serviços por parte dos utilizadores, tem levado à saturação destas redes e os operadores começaram a apostar progressivamente na mudança do meio de transporte de informação do cobre para a fibra ótica, tirando partido da sua elevada largura de banda. Esta iniciativa veio impulsionar o aparecimento de diversas tecnologias de acesso por fibra, uma delas a PON (*Passive Optical Networks*).

A figura 1.1.1 mostra uma comparação da largura de banda entre os principais tipos de redes de acesso na relação banda por distância entre a central e o assinante. Observe-se que para curtas distâncias (abaixo de 10km) as redes óticas possuem banda constante, e relativamente elevada no caso da GPON (*Gigabit Passive Optical Network*). Pelo contrário, nas redes x-DSL a largura de banda diminui drasticamente com o aumento da distância, proporcionando alcances de apenas algumas centenas de metros.

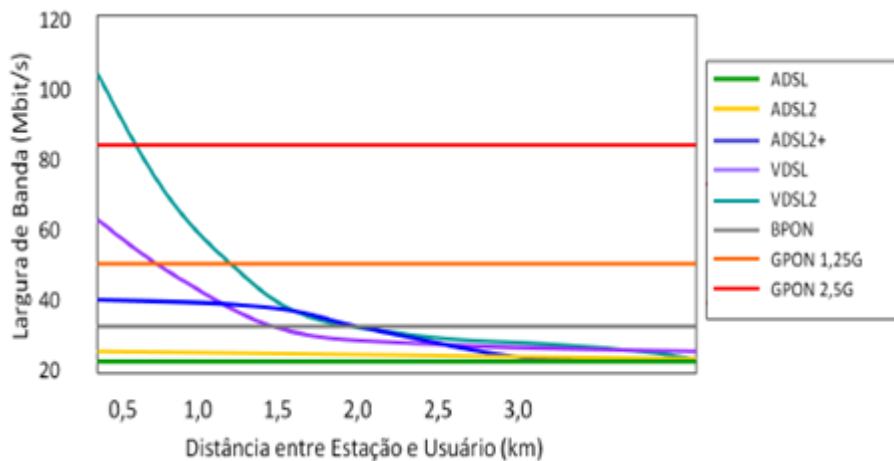


Figura 1.1.1 - Comparação entre as diversas redes de acesso na relação banda por distância [1]

Redes óticas passivas apresentam nos dias de hoje uma posição preponderante nas redes de acesso, sendo massivamente utilizada na prestação de serviços a assinantes FTTH/B (*Fiber-to-the-Home/Building*). A figura 1.1.2, documenta a evolução registada nos últimos cinco anos e a tendência para os próximos quatro, do número de assinantes FTTH/B na Europa [2].

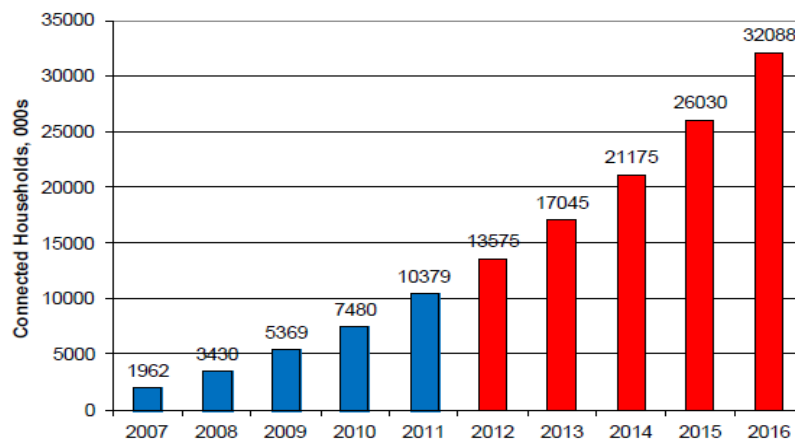


Figura 1.1.2- Previsão do mercado FTTH/FTTB na Europa [2]

Um longo caminho foi no entanto percorrido até à plena aceitação do FTTH como uma tecnologia economicamente viável. A tecnologia de vídeo overlay foi o requisito chave para despertar o interesse pelo FTTH. A inclusão de serviços de vídeo em redes PON foi consentida em fevereiro de 2001 e incluída na norma ITU-T G.983.3 (BPON – *Broadband Passive Optical Networks*) [3].

Em PONs, quando sinais de vídeo e dados coexistem na fibra, uma das principais questões com que os operadores se podem deparar são as propriedades da fibra que podem levar os sinais a

interagir de uma forma linear ou não linear. Como resultado, podem surgir efeitos cruzados entre eles, como o espalhamento de Raman estimulado, modulação de fase cruzada e mistura de quatro ondas. Estes efeitos indesejados degradam os sinais transmitidos e conseqüentemente o desempenho do sistema. O principal inconveniente nestes cenários, provém da degradação dos sinais de vídeo que são particularmente suscetíveis a este tipo de fenômenos [4].

Embora as atuais PONs sejam suficientes para oferecer os serviços de hoje, elas tornar-se-ão sobrecarregadas pelas exigências de serviços e aplicações do futuro. Perante este cenário, os operadores estão a desenvolver contínuos esforços na tentativa de melhorar os atuais sistemas. É assim importante para eles entender como os métodos de entrega de vídeo e dados podem ser otimizados, pelo que os efeitos indesejáveis referidos não podem ser postos de parte no projeto dos seus sistemas, sendo o seu estudo fundamental para a definição de tecnologia e de novos métodos para a transmissão da informação.

## **1.2. Objetivos**

O objetivo desta dissertação passa pelo estudo dos efeitos cruzados entre os sinais de vídeo e dados em sistemas PON.

Identificar fenômenos limitativos em redes PON onde é requerida convivência de vídeo.

Demonstrar em laboratório, analisar e comparar o impacto do X-talk no vídeo em diferentes cenários de convivência com sinais modulados, tendo em consideração diferentes condições (frequência de modulação do vídeo, separação de canais óticos, etc.)

Ainda, estudar as potencialidades de um novo formato de modulação (QPSK) para uma possível integração nas redes NG-PON2.

## **1.3. Organização da dissertação**

O presente documento está organizado em sete capítulos, dispostos da seguinte forma:

- Introdução;
- Normas para radiodifusão de vídeo digital;
- Redes óticas passivas;
- Fenômenos que afetam o desempenho de ligações óticas;

- Simulação de efeitos cruzados causados por ganho estático de Raman;
- Testes experimentais do impacto do efeito de Raman dinâmico;
- Conclusões gerais e trabalhos futuros;
- Anexos

No primeiro capítulo é apresentado o contexto do trabalho, os objetivos, a estrutura do documento e as suas principais contribuições.

No segundo capítulo são apresentadas as normas aplicadas atualmente na Europa para distribuição de vídeo digital: DVB-C (*Digital Video Broadcasting – Cable*), DVB-S (*Digital Video Broadcasting – Satellite*) e DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*). São destacadas as principais características de cada norma e os formatos de modulação usados em cada caso.

O capítulo três apresenta uma contextualização geral sobre as redes óticas passivas e a sua próxima geração. Inicialmente são apresentadas questões referentes à arquitetura e à evolução das PONs tradicionais. Em seguida, são abordados aspetos referentes à evolução da GPON rumo ao NG-PON2. São descritos os principais requisitos a serem cumpridos por essas redes, as tecnologias candidatas a integrá-las e os desafios que condicionam a definição de largura de banda para a sua operação.

O quarto capítulo, faz uma visão geral sobre os efeitos lineares e não lineares que limitam a transmissão de sinais ao longo da fibra. Apresenta-se uma explicação detalhada do modo como cada efeito surge e como se manifesta sobre os sinais. É dada uma ênfase particular ao efeito de Raman, sendo feita uma abordagem ao modo como este afeta um sistema de distribuição de vídeo em PONs.

No quinto capítulo é avaliado, via simulação, o desempenho da transmissão de vídeo DVB-S e DVB-C num cenário PON, tendo em consideração o comportamento estático do efeito de Raman. Tanto, sinais de vídeo como dados são investigados e os resultados são interpretados.

O sexto capítulo diz respeito aos testes realizados em laboratório referentes ao impacto causado pela dinâmica do efeito de Raman sobre um sistema de distribuição de vídeo em PONs, tendo em consideração a evolução rumo ao NG-PON2. Os testes são realizados para diversos cenários de convivência de sinais modulados/dados com sinais de vídeo/CW. Para os sinais



modulados/dados, alguns parâmetros são alterados, tal como, comprimento de onda utilizado, a potência ótica, número de canais e formato de modulação.

Por fim, no último capítulo, apresentam-se as conclusões do trabalho e são feitas sugestões para trabalhos futuros.

## 1.4. Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são as seguintes:

- Descrição das principais normas europeias para a radiodifusão de vídeo digital;
- Exposição das duas tecnologias mais promissoras para a próxima geração de redes de acesso (NG-PON2);
- Definição de opções espectrais para a NG-PON2;
- Compreender a origem e o impacto dos diversos efeitos não lineares da fibra sobre sinais;
- Identificação do fenómeno que mais compromete a transmissão de vídeo em redes PON legadas (principal fonte de X-talk);
- Análise (por simulação) do impacto causado pelo fenómeno identificado, num cenário de convivência de vídeo (DVB-S ou DVB-C) com um sinal NRZ;
- Demonstração experimental e/ou analítica do impacto do X-talk sobre o vídeo/CW, imposto por diferentes condições;
- Identificar o formato de modulação, QPSK ou NRZ, qual se apresenta como uma melhor solução para integrar as redes NG-PON2.

Além destas contribuições, foi ainda submetido um artigo como o título “ Crosstalk de Raman em Serviços de Vídeo sobre Redes Óticas Passivas de Próxima Geração (NG-PON2) ”, para posteriormente ser publicado na revista do departamento “DETI-UA”.



## 2. Normas e modulação digital para radiodifusão de vídeo

### 2.1. Introdução

Desde que foi introduzida, a transmissão de vídeo tornou-se relevante no mundo. Com o advento da TV analógica surgiram os padrões para a transmissão destes sinais: PAL (*Phase Alternating Line*), NTSC (*National Television System Committee*) e SECAM (*Sequentiel Couleur Avec Memoire*). Nas últimas duas décadas, enormes desenvolvimentos na área da TV digital (TVD) estimularam a transição da TV analógica para a digital, sendo que na atualidade a quase totalidade dos países europeus já abandonou os sistemas puramente analógicos para fornecer serviços de vídeo digital, conhecido por DVB (*Digital Video Broadcasting*).

Uma das principais diferenças, e vantagens de um sistema de TVD, face a um sistema de TV analógica é o nível da CNR (*Carrier-to-Noise Ratio*) requerida no recetor. A descodificação de um sinal digital requer CNR bastante menor, quando comparada com a SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) de um sinal analógico [5].

### 2.2. Radiodifusão de Vídeo Digital (DVB)

O sistema DVB inclui três normas principais que definem a transmissão de TVD por satélite (DVB-S), cabo (DVB-C) e *wireless* terrestre (DVB-T), onde cada padrão adota um esquema de modulação diferente. A figura 2.2.1 apresenta a arquitetura geral do transmissor DVB para TVD.

Os conteúdos digitais gerados pelos provedores de TV produzem taxas de bits muito elevadas que precisam de ser comprimidas antes da sua transmissão. O método de codificação mais comum em TVD é o MPEG-2 para SDTV (*Standard-Definition Television*) e também o MPEG-4

para HDTV (*High-Definition Television*). Depois da codificação, o fluxo MPEG é dirigido para um sistema específico, dependendo do modo de transmissão pretendido (satélite, cabo ou terrestre). O sinal passa por um bloco de dispersão de energia e sincronismo que reorganiza a sequência de bits de entrada, eliminando longas sequências de zeros ou uns de modo a garantir a sincronização no receptor. De seguida, no bloco de codificação do canal é adicionada redundância à informação, o que possibilita a deteção e correção de um certo número de erros. No bloco formatação banda base os bits são combinados de modo a formar símbolos, que por sua vez correspondem a valores discretos da amplitude de um sinal, ou seja, pulsos retangulares. Estes pulsos têm uma largura da banda teoricamente infinita. Para limitar a largura de banda e minimizar a interferência intersimbólica é usado um filtro passa-baixo do tipo coseno-elevado com um determinado fator *roll-off* ( $r$ ). Posteriormente, é aplicada modulação à informação e o sinal é convertido de banda base para a frequência RF pretendida.

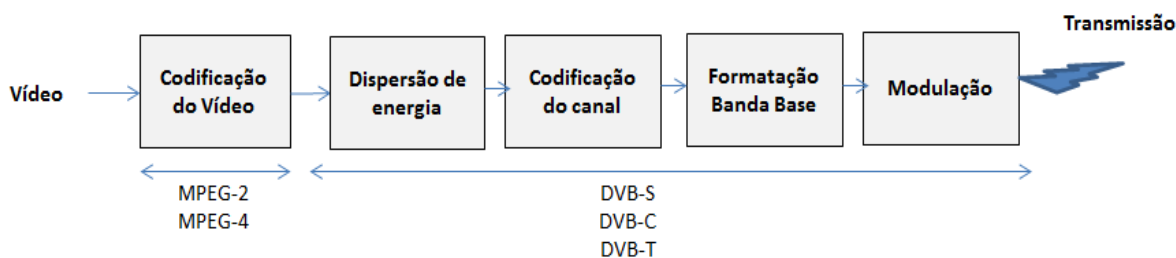


Figura 2.2.1- Estrutura típica de um transmissor DVB para TVD (Baseado em [6])

### 2.2.1. Radiodifusão de vídeo digital por satélite (DVB-S)

Até recentemente, sinais de televisão analógica eram recebidos por satélite, uma vez que este tipo de instalação era extramente simples e barata. No entanto, este sistema tem vindo a ser substituído na Europa pelo DVB-S e também pelo DVB-S2 baseado em DVB-S e DSNG (*Digital Satellite News Gathering*), uma norma de comunicação por satélite para unidades moveis [7].

Em termos genéricos, o canal de satélite é caracterizado pela limitação de potência no *downlink* e por uma largura de banda disponível elevada. Deste modo, a sua utilização para comunicações digitais com taxa de erros reduzida exige uma codificação de canal robusta e um formato de modulação com boa imunidade ao ruído e à distorção não linear. A principal fonte desta distorção, são os amplificadores utilizados na receção que apresentam uma resposta altamente não linear. Por este motivo, modulação em amplitude não é uma boa opção para estas aplicações [5] [6] [7].

O formato de modulação geralmente escolhido para este esquema de transmissão é o QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Primeiro, porque apresenta um ganho de 3dB em SNR em relação a um sistema binário e segundo, porque apresenta boa eficiência espectral.

Sistemas DVB-S usam canais com largura de banda de cerca de 36 MHz e um baud rate de 27.5 MSímbolos/s (55Mbps), o que representa uma boa taxa de transmissão para um único canal [7].

### 2.2.1.1. Modulação por deslocamento de fase quaternário (QPSK)

O formato de modulação QPSK, trata-se de uma técnica que deriva do PSK (*Phase-shift Keying*), daí também ser conhecida por 4-PSK. O seu princípio de funcionamento, baseia-se na modulação da fase da portadora, mantendo a amplitude constante. Neste formato, cada símbolo é formado por dois bits: 00, 01, 10, 11. A estrutura típica de um modulador QPSK, é apresentada na figura 2.2.1.1.1, onde o sinal binário é inicialmente dividido por dois ramos; cada sinal é misturado de seguida com um oscilador local de modo a deslocar o sinal banda base para a frequência RF desejada. À saída de um dos ramos é adicionado um atraso de  $\pi/2$  e posteriormente os dois sinais são combinados, resultando da sua interferência o conjunto de fases  $\left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4} \right\}$ .

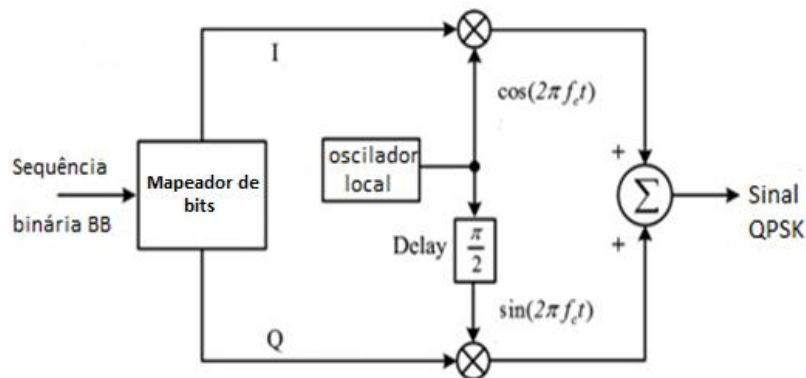


Figura 2.2.1.1.1 – Estrutura base de um modulador QPSK

Na figura 2.2.1.1.2, pode observar-se o diagrama de constelação gerado pela modulação QPSK, onde se vêem os 4 símbolos equidistantes ao longo de um círculo de amplitude constante.

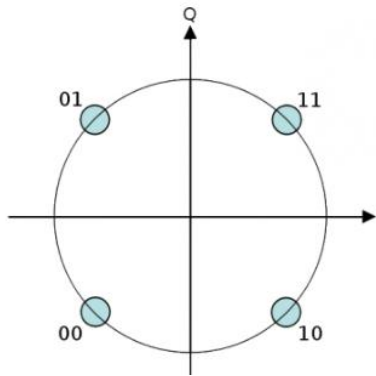


Figura 2.2.1.1.2 - Diagrama de constelação ideal de um sinal QPSK [8]

## 2.2.2. Radiodifusão de vídeo digital por cabo (DVB-C)

Transmissão por cabo tem duas diferenças fundamentais relativamente à transmissão via satélite, são elas: relação sinal-ruído maior (16dB comparativamente ao 34dB do sinal QPSK) e canais com menor largura de banda, tipicamente 7, 8 MHz (face aos 36MHz do QPSK). Estas duas características permitem o uso de formatos de modulação com eficiência espectral mais elevada e simultaneamente diminuir a proteção contra erros, reduzindo a redundância na informação transmitida. O formato de modulação escolhido para este esquema de transmissão é normalmente o QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) [6] [7].

Para a transmissão de sinais DVB-C utilizam-se frequências tipicamente acima dos 50MHz, enquanto o DVB-S utiliza valores superiores a 900MHz.

### 2.2.2.1. Modulação de amplitude quaternária (QAM)

O QAM é um formato de modulação multinível, sendo uma combinação entre a modulação por desvio de fase (PSK) e a modulação por desvio de amplitude (ASK). Neste formato os símbolos são normalmente mapeados na constelação segundo uma configuração quadrada. A distribuição de símbolos para os casos, 16-QAM e 256-QAM é apresentada na figura 2.2.2.1.1.

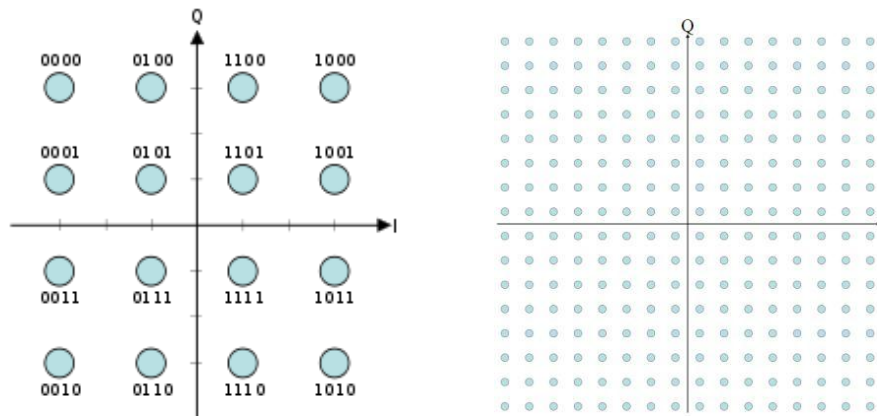


Figura 2.2.2.1.1 - Diagrama de constelação ideal de um sinal 16-QAM e de um 256-QAM

Um exemplo de um modulador usado nestes esquemas de modulação é apresentado na figura 2.2.2.1.2. Este, é formado por um mapeador de bits, dois conversores de k bits para M níveis (um para a componente em fase e outro para a componente em quadratura) e pelos respectivos multiplicadores que efetuam a conversão do sinal banda base para a frequência RF.

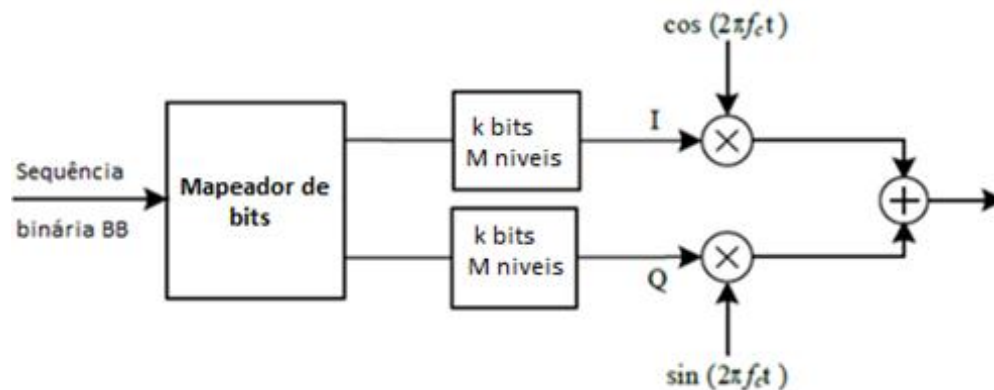


Figura 2.2.2.1.2 – Estrutura base de um modulador M-QAM

Em sistemas DVB-C, os símbolos transmitidos podem constituir combinações de 4, 5, 6, 7 e 8 bits, gerando os seguintes sistemas: 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM, sendo que para a mesma largura de banda de transmissão quanto maior for o número de bits por símbolo, maior o débito binário através do canal de transmissão e menor a imunidade ao ruído. O formato adotado para a transmissão em fibra ótica é tipicamente o 256-QAM [7].

### 2.2.3. Radiodifusão de vídeo digital terrestre (DVB-T)

O padrão DVB-T é substancialmente diferente dos dois anteriores, uma vez que as características de um canal de rádio terrestre são muito particulares, sendo determinadas

principalmente pela recepção ‘*multipath fading*’. Tendo em conta este aspeto, foi decidido que o formato de modulação mais apropriado para lidar com estes problemas seria o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [6]. Esta técnica vem associada à codificação do canal, resultando da sua combinação o chamado *Coded-OFDM*, que torna o padrão bastante flexível, permitindo transmitir diversas qualidades de vídeo numa banda de 6, 7 ou 8 MHz.

### 2.2.3.1. Modulação por divisão ortogonal de frequência (OFDM)

A técnica de modulação OFDM como o nome indica, multiplexa vários sinais no domínio da frequência. O princípio de funcionamento baseia-se na divisão de uma única transmissão por um conjunto de portadoras ortogonais que podem ir até alguns milhares. O sinal OFDM em DVB-T resulta da soma de todas as portadoras moduladas em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, dependendo das condições de transmissão e da taxa de bits requerida.

A principal diferença entre o OFDM e o FDM (*Frequency Division Multiplexing*), é que neste último, os canais são separados por bandas de guarda, enquanto o OFDM tira partido da ortogonalidade das portadoras para fazer essa separação, tornando esta técnica uma solução eficaz no que diz respeito às interferências intersimbólicas causadas por canais dispersivos. Na figura 2.2.3.1.1, pode ver-se o espectro das portadoras de um sinal OFDM constituído por cinco funções *sinc*, cujas passagens por zero coincidem exatamente nas frequências das várias portadoras.

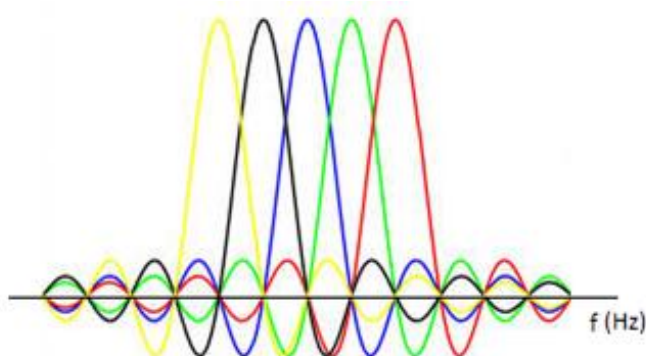


Figura 2.2.3.1.1 – Espectro das portadoras ortogonais adjacentes num sinal OFDM[9]



## 3. Redes óticas passivas

### 3.1. Introdução

Como referido no capítulo 1, as redes PON ganharam bastante atenção nos últimos anos pela indústria das telecomunicações por serem uma excelente solução para o problema do gargalo nas redes de acesso. São atualmente a tecnologia de acesso ótico mais difundida no mundo e quando comparada com as demais tecnologias apresentam diversas vantagens, destacando-se: a maior largura de banda oferecida, as maiores distâncias entre a CO e os utilizadores, os baixos custos na instalação e manutenção da infraestrutura, alta confiabilidade e elevada escalabilidade.

Neste capítulo serão apresentados os principais conceitos e características das redes PONs e da sua próxima geração (NG-PON). O capítulo inicia-se com uma breve discussão sobre a evolução de standards e sobre a arquitetura genérica de uma PON disponível nos dias de hoje. De seguida, são abordadas as principais questões que envolvem a evolução da atual GPON, rumo ao NG-PON2. São apresentados os requisitos genéricos para estas redes, as tecnologias que se apresentam como soluções mais favoráveis para as futuras redes de acesso e os desafios técnicos que condicionam a escolha de largura de banda para a inovação.

### 3.2. Evolução de Standards

As PON existentes atualmente, podem ser divididas em duas classes, tendo em conta as entidades que as dirigiram: FSAN (*Full Service Access Network*) / ITU (*International Telecommunication Union*) ou IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*). A primeira focou-se na criação de redes baseadas nos protocolos ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) e/ou GFP (*Generic Framing Protocol* (baseado em *Ethernet*)), enquanto a segunda se baseou exclusivamente no protocolo *Ethernet* [10].

A iniciativa PON começou em 1995 por intermédio do FSAN com a proposta do BPON (inicialmente nomeada de APON (ATM-PON)), um sistema de transmissão meramente digital baseado no protocolo de comunicação ATM. Este padrão foi aprovado em 1998 pela ITU através da recomendação ITU-T G.983.1, especificando dois comprimentos de onda de trabalho: 1310 nm

para transmissão de dados em upstream, capaz de oferecer uma largura de banda de 155 Mbps e um comprimento a 1490 nm para downstream, oferecendo uma largura de banda de 622 Mbps.

Após a conclusão deste primeiro padrão, ficou claro que um serviço de sobreposição de vídeo RF seria uma adição valiosa para o sistema. Como serviços de TV são convencionalmente serviços de difusão, era conveniente ter um canal sobre PON para eles [4]. Em 2001, o padrão BPON foi expandido para incluir este tipo de serviço e aprovado na recomendação ITU-T G.983.3 [3]. A faixa de comprimentos de onda downstream digital foi reduzida a partir de sua largura original (100 nm) para uma faixa de 20nm, e um comprimento de onda adicional foi introduzido a 1550 nm para o vídeo, como mostra a figura 3.2.1.

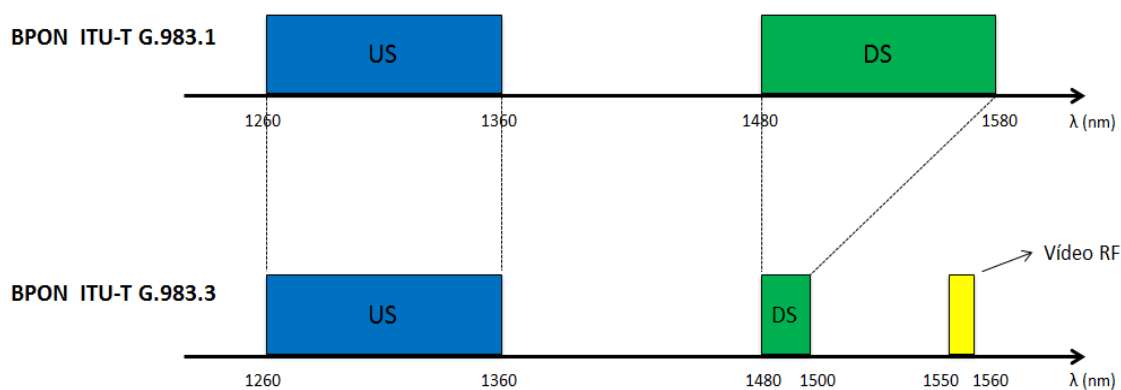


Figura 3.2.1 – Alocação de comprimentos de onda em BPON ITU-T G.983.1 e BPON ITU-T G.983.3 (Baseado em [10])

As razões ligadas à escolha do comprimento de onda a 1550nm para serviços de vídeo foram muitas, incluindo [4]:

- A possibilidade de amplificação do vídeo por uso de EDFAs (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) relativamente baratos;
- Banda de guarda relativamente elevada entre o comprimento de onda de downstream para serviços de dados e o comprimento de onda para o vídeo, o que possibilita o uso de lasers e filtros comuns;
- Além disso, esta janela é a que confere menor perda por atenuação, como se verá mais à frente no capítulo 4, o que proporciona ainda melhores condições de transporte.

Ainda em 2001 e no seguimento do BPON, o grupo FSAN iniciou um novo esforço para padronizar PONs com capacidade de operar a taxas acima do 1 Gbps e baseada no protocolo GFP [10]. O trabalho prosseguiu a bom ritmo e em 2003 a ITU elaborou e aprovou a GPON

(recomendação ITU-T G.984). Esta, é capaz de operar a taxas de 1.25Gbps e 2.5 Gbps, nos sentidos de upstream e downstream, respectivamente.

Paralelamente ao início do desenvolvimento da GPON, o IEEE fundou um grupo de trabalho denominado de EFM (*Ethernet in the First Mile*), com o objetivo de desenvolver um padrão PON baseado exclusivamente no protocolo *Ethernet*. Este projeto foi aprovado em 2004 e nomeado de EPON (*Ethernet Passive Optical Network* - norma IEEE 802.3ah). A taxa de transmissão máxima oferecida por esta tecnologia é 1.25 Gbps em ambos os sentidos (downstream e upstream).

O plano de comprimentos de onda para alocação de sinais nas arquiteturas GPON e EPON são os mesmos do sistema BPON ITU-T G.983.3 [3], já apresentados na figura 3.2.1.

### 3.3. Arquitetura PON

Embora a tecnologia de protocolo para os distintos sistemas (BPON, EPON e GPON) seja completamente diferente, todas elas apresentam estruturas de rede semelhantes, baseadas numa configuração ponto-multiponto, fazendo apenas uso de componentes passivos em todos o caminho desde a CO até as proximidades dos clientes.

Qualquer rede PON possui quatro elementos básicos: a OLT (*Optical Line Terminal*), as ONTs (*Optical Network Terminal*) ou ONUs (*Optical Network Unit*), a fibra ótica e o divisor/acoplador ótico, cada um desempenhando funções específicas. Além destes componentes básicos, o sistema pode ainda ser constituído por uma V-OLT (Video-OLT) e um acoplador WDM, se serviços de vídeo RF forem providos pelo operador. A configuração referência de uma rede deste tipo é mostrada na figura 3.3.1.

- OLT e V-OLT: localizadas na CO, têm como principal funcionalidade adaptar o tráfego (voz, dados e vídeo sobre IP para o caso da OLT e vídeo RF no caso do V-OLT) da rede de transporte do operador à rede de acesso. São responsáveis pela gestão e manutenção da rede de distribuição ótica (ODN- *Optical Distribution Network*);
- ONT ou ONU - São basicamente o mesmo dispositivo, no entanto, a ONT está localizada no local do usuário, e a ONU localizada nas imediações dos assinantes fora da casa ou edifício. Estes dispositivos são a interface entre o equipamento do cliente e a ODN;

- Fibra ótica – É o meio de propagação da informação;
- Divisor/Acoplador ótico – É o dispositivo que divide os sinais que vêm da CO, pelos diferentes utilizadores. No caso da transmissão ONU- OLT (upstream), combina as sequências de dados de todos os utilizadores e envia-as para a CO.

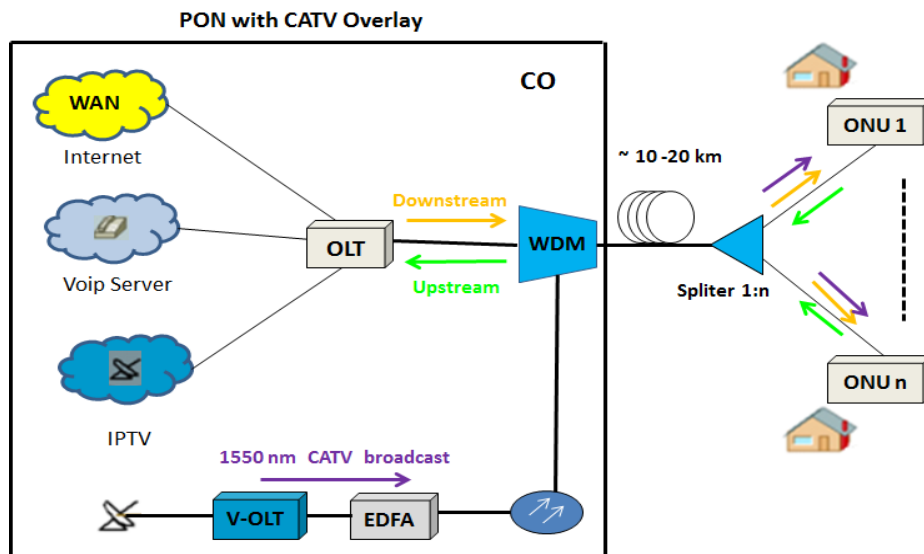


Figura 3.3.1 – Configuração base de uma PON com suporte de vídeo overlay (Baseado em [11])

A transmissão de informação em sentido downstream (OLT/ V-OLT – ONU) ocorre em *broadcasting*, sendo cada ONU responsável por seleccionar os dados a si destinados. No caso da transmissão ONU- OLT, o acesso ao meio é baseado em TDMA (*Time Division Multiplex Access*) onde cada cliente tem o seu intervalo temporal para enviar e receber informação. Por esta razão, BPON, GPON e EPON, são também conhecidas por TDM-PON.

O número de ONUs e o comprimento da fibra, usado nestas arquiteturas é delimitado pelas restrições físicas da tecnologia. Em termos de distância, o limite é de 60 km, mas os valores típicos variam entre ~10 e ~20 km. O número máximo de ONUs possíveis é 128, sendo os valores mais usuais 32 e 64 [10].

### 3.4. Próxima geração de redes óticas passivas (NG-PON)

A demanda por largura de banda pelo usuário final tem aumentado significativamente em função de novas aplicações e serviços de próxima geração, como aplicações simétricas em tempo real HD, videoconferência, broadcast, etc. Neste sentido, é consensual que as atuais PONs não conseguirão cumprir com as necessidades futuras de largura de banda, havendo necessidade de progredir para novas soluções capazes de cumprir estes requisitos. Os progressos passam de certa forma pela evolução da atual GPON, como mostra a figura 3.4.1.

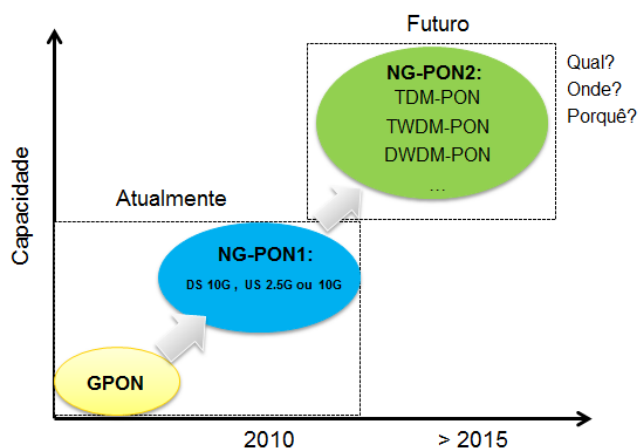


Figura 3.4.1 – Cenário de migração segundo FSAN (Baseado em [12]).

O FSAN define dois estágios associados a esta evolução, o primeiro chamado de NG-PON1 e o segundo de NG-PON2:

- NG-PON1 (XG-PON) - é uma solução a médio prazo que requer a compatibilidade na mesma ODN das atuais implementações GPON. Padronizado em 2010, é esperado o começo da sua implementação a partir de 2014;
- NG-PON2 - é uma solução a longo prazo. Atualmente estão a ser realizados esforços para a escolha de tecnologia, para se definirem standards, esperados ser concluídos até 2015. Apesar da compatibilidade com GPON não ter sido um requisito inicial, esta é agora uma realidade, recentemente também retificado para incluir compatibilidade de vídeo overlay [13].

A grande preocupação dos operadores é assim garantir um caminho evolutivo simples e eficiente em direção ao NG-PON2, sendo o NG-PON1 uma solução intermédia, envolvendo

adaptações a pequenos passos, mantendo a compatibilidade com as gerações atualmente instaladas, sem interrupção de serviços e sem que haja interferência com os comprimentos de onda das soluções GPON e vídeo overlay convencionais.

### 3.4.1. NG-PON1

Com a finalidade de satisfazer o crescente aumento da demanda de largura de banda exigida pelos clientes residenciais e empresariais, os atuais sistemas 2.5 GPON, irão ser atualizados, de modo a suportar velocidades de transmissão até 10 Gbps [12].

Uma solução bastante direta para esta evolução, poderia ser feita pela troca dos equipamentos terminais atuais por equipamentos que suportem XG-PON (10 *Gigabit Passive Optical Network*). Este cenário, embora aparentemente simples de ser implementado, na prática implicaria uma migração simultânea de todos os clientes conectados a uma porta GPON da OLT, para a XG-PON. Outra possibilidade passaria não por uma solução de evolução mas a construção de uma rede diretamente com XG-PON. Esse cenário também seria difícil, pois XG-PON implica elevados custos. A solução mais viável, até pelo tempo e dinheiro gasto na implementação da GPON, passará por um cenário de convivência na mesma ODN da GPON e XG-PON, promovendo uma migração suave dos clientes [12] [14]. Os requisitos gerais para esta solução são os seguintes:

- Simultaneidade de serviços GPON e XG-PON na mesma fibra;
- A interrupção de serviços para os clientes que ainda não migraram deve ser minimizada;
- O XG-PON deve suportar/emular todos os serviços da GPON no caso de migração completa.

Na figura 3.4.1.1 pode ver-se um exemplo de uma arquitetura típica de coexistência da GPON com a XG-PON, proporcionando também serviços de vídeo overlay. Neste tipo de arquitetura quer a OLT e ONU da GPON são implementados em primeiro lugar, futuramente a OLT e ONU da XG-PON são colocadas para a migração. A fibra e o splitter inicialmente implementados permanecem inalterados durante a migração para NG-PON1.

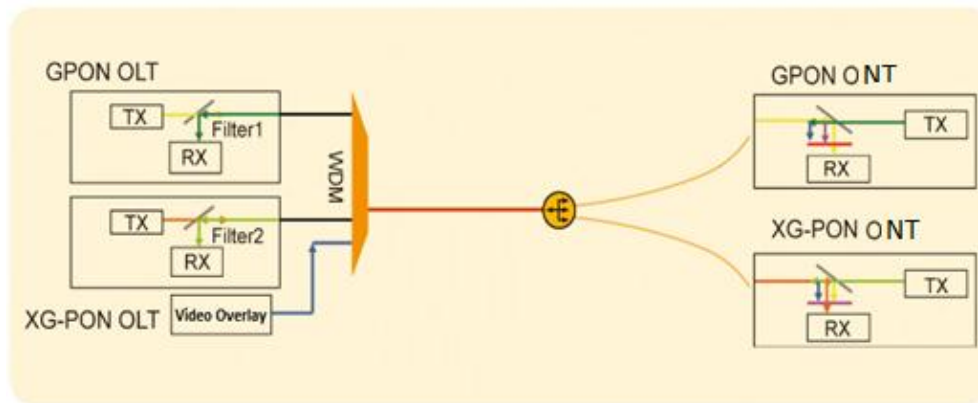


Figura 3.4.1.1 – Cenário de coexistência e migração de GPON para XG-PON com suporte de vídeo overlay [15]

O plano de comprimentos de onda, para este cenário de convivência é mostrado na figura 3.4.1.2. As gamas de comprimentos de onda do downstream GPON e do vídeo permanecem inalteradas. A gama de upstream GPON é agora 1290 – 1330 nm. Para serviços XG-PON são acrescentadas as gamas de 1575-1580 nm e 1260-1280 nm, para transmissão de dados no sentido downstream e upstream, respectivamente [16].

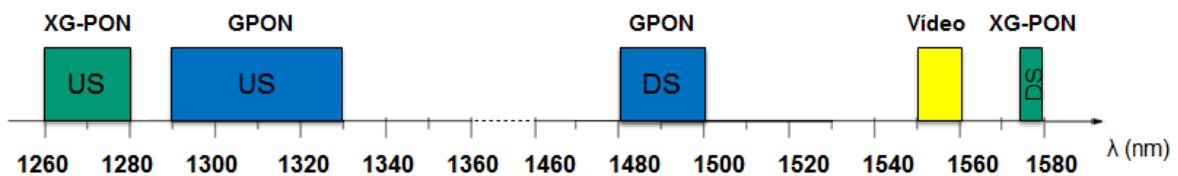


Figura 3.4.1.2 – Plano de comprimentos de onda do cenário de coexistência GPON, XG-PON e vídeo overlay (Baseado em [16]).

## 3.4.2. NG-PON2

### 3.4.2.1. Requisitos para NG-PON2

Em função dos avanços tecnológicos, principalmente dos equipamentos de transmissão ótica, a indústria vem trabalhando no desenvolvimento de tecnologias e padrões que vão além das PONs padronizadas, a fim de prover maiores capacidades de transmissão, maiores alcances, melhorias na operação, suporte a serviços de próxima geração e redução de custos operacionais e financeiros

[14]. Estas necessidades são impulsionadas sobretudo pela evolução progressiva de serviços de vídeo, incluindo todas as suas variantes (TV, VOD (*Video On Demand*), Internet e redes P2P (peer-to-peer)), isso irá representar, de acordo com [17], 90 % do tráfego global dos consumidores em 2014. Os serviços de vídeo no futuro, serão fornecidos através de plataformas *unicast* que aumentarão o volume de tráfego de forma dramática, sendo causado fundamentalmente pelas seguintes tendências:

- Evolução dos formatos de TV atuais (SDTV e HDTV), para formatos exigindo maiores larguras de banda, como o Super HDTV (50Mbps), 3D SDTV (125Mbps), Ultra HDTV (250 Mbps) e 3D HDTV (280Mbps);
- Crescimento do tráfego causado por vídeo chamadas;
- Aumento da popularidade das redes sociais e da partilha de conteúdos de vídeo;
- Aumento dos jogos online e distribuição online de conteúdos de jogos;
- Número crescente de dispositivos conectados numa casa.

Neste contexto, foram definidos uma série de requisitos gerais para as redes de acesso futuras, destacando-se [18][19]:

- Capacidade agregada não inferior a 40 Gbps;
- Suporte de 1Gbps de capacidade simétrica por ONU;
- Alcance básico de pelo menos 40 km;
- Alcance estendido de pelo menos 60 km;
- Razão de divisão passiva igual ou superior a 1:64 ;
- Reutilização ao máximo das infraestruturas atualmente implantadas;
- ONUs *colorless* de modo a facilitar requisitos de flexibilidade espectral;
- Maior segurança;
- Maior eficiência energética.

### **3.4.2.2. Tecnologias para NG-PON2**

O grupo FSAN tem vindo a considerar, desde 2010, uma série de opções tecnológicas para NG-PON2. Entre as tecnologias em estudo, esperadas para a entrega de banda larga necessária daqui a 5 anos ou mais, destacam-se: o WDM-PON (*Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Networks*); UDWDM-PON (*Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing Passive*



*Optical Networks*); TWDM-PON (*Time Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Networks*); OFDM-PON (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing Passive Optical Network*), OCDM-PON (*Optical Code Division Multiplexing Passive Optical Network*) e 40Gbps TDM-PON (*Time Division Multiplexing Passive Optical Network*). Apesar deste vasto leque de opções, foi distinguido no consórcio Europeu FTTH realizado em fevereiro deste ano, que TWDM-PON e UDWDM-PON são as soluções tecnológicas em melhor posição para satisfazer os requisitos da próxima geração de redes de acesso. Os seus conceitos de rede e algumas das principais especificações são apresentados de seguida.

### **3.4.2.2.1. Multiplexação de comprimentos de onda no tempo (TWDM)**

Numa arquitetura do tipo TWDM o acesso ao meio é baseado na multiplexação por divisão no tempo (TDM), tal como sucede nas PONs padronizadas. Porém, adicionalmente usa múltiplos comprimentos de onda (WDM) para empilhar fluxos XG-PON. Na sua configuração básica, TWDM-PON usará 4 pares de comprimentos de onda (figura 3.4.2.2.1.1) para fornecer uma taxa de dados agregada de 40Gbps e 10Gbps no sentido downstream e *upstream*, respetivamente. Cada ONU será capaz de oferecer taxas de pico de 10Gbps no sentido *downstream* e 2.5Gbps em *upstream*. Serviços simétricos de 10Gbps também estarão disponíveis para assinantes de negócios. Outras especificações incluem uma razão de divisão de pelo menos 1:64 e um alcance básico de 40km ou 60~100km em modo estendido [20] [21]. Além disso, garante a compatibilidade com gerações antecedentes.

O suporte para 8 (80Gbps) e 16 (160Gbps) comprimentos de onda, estão também a ser consideradas, com alguns comprimentos de onda disponíveis para serviços dedicados (ligações ponto-a-ponto virtuais).

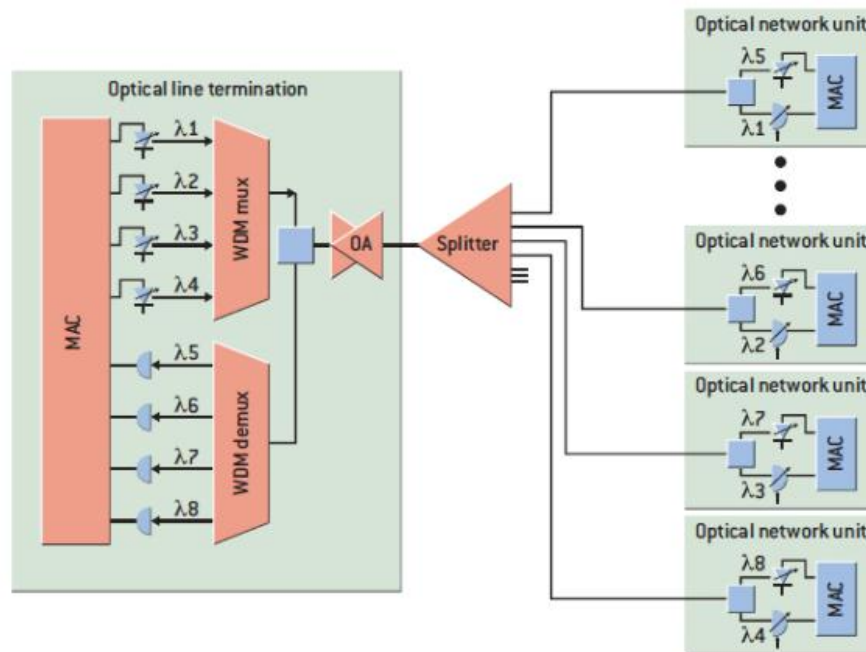


Figura 3.4.2.2.1.1 – Sistema TWDM-PON [20].

Esta solução tem atraído o apoio do FSAN, já que permitirá aos operadores aumentar a capacidade das suas redes sem mudar a planta externa (ODN) [20]. Em vez disso, as mudanças serão confinadas nos equipamentos terminais: OLT e ONUs. A OLT terá de suportar os 4, 8 ou 16 comprimentos de onda, utilizando lasers sintonizáveis e fotodetetores, bem como multiplexagem ótica. As ONUs implantadas devem usar lasers e filtros igualmente sintonizáveis, ajustáveis para qualquer um dos comprimentos de onda de upstream e downstream, respetivamente.

A fim de alcançar um orçamento de potência mais elevado que no XG-PON, amplificadores óticos (EDFAs), podem ser empregues no lado da OLT para impulsionar os sinais no sentido upstream, bem como de pré-amplificar os sinais de downstream.

Um componente não menos importante que os lasers e filtros sintonizáveis, é o multiplexador/demultiplexador de comprimentos de onda, sendo responsável por multiplexar na fibra de transmissão os diferentes XG-PONs ou separar os comprimentos de onda vindos das ONUs. São tipicamente implementados por um dispositivo chamado de AWG (*Array Waveguide Gratings*), cujo formato é ilustrado na figura 3.4.2.2.1.2. O seu princípio de funcionamento para o caso da demultiplexação (processo de multiplexação ocorre pelo método inverso), pode ser descrito pelos seguintes passos:

- 1) Os sinais com diferentes comprimentos de onda atravessam um meio livre;
- 2) De seguida a luz entra numa série de guias de onda, cada um com um tamanho específico;
- 3) Consequência dos diferentes tamanhos, na saída de cada guia os vários comprimentos de onda têm fases distintas;
- 4) Estes atravessam novamente um meio livre;
- 5) Tendo em conta o princípio de interferência construtiva/destrutiva de ondas, cada porta do AWG, recebe um comprimento de onda distinto.

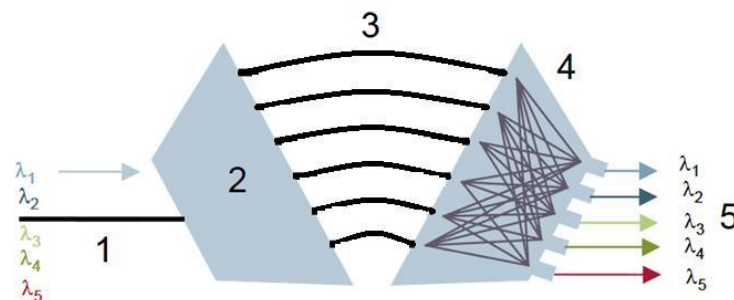


Figura 3.4.2.2.1.2 – Estrutura interna de um AWG [22].

Baseado no espaçamento entre canais, os sistemas podem ser classificados segundo duas categorias: Sistemas Dense WDM (DWDM) e Sistemas Coarse WDM (CWDM). Os CWDM são caracterizados por possuir espaçamentos de canais maiores, comparativamente aos sistemas DWDM. CWDM utiliza espaçamentos típicos de 20 nm (2.5 THz), enquanto em DWDM o valor típico é 0.8 nm (100 GHz), no entanto, existem outras possibilidades [22].

### 3.4.2.2.2. Multiplexação ultra densa por divisão de comprimento de onda (UDWDM)

Desenvolvimentos recentes na integração fotônica e no processamento de sinais eletrônicos, juntamente com a aceitação da deteção coerente como uma tecnologia convencional para a transmissão a longa distância, tornam o UDWDM um forte candidato ao NG-PON2, podendo fornecer benefícios em termos de escalabilidade e flexibilidade espectral.

O UDWDM baseia-se no mesmo princípio do DWDM, porém o espaçamento entre canais é extremamente reduzida, tipicamente 1GHz ou 3GHz. Isto requer utilização de deteção coerente, a

fim de proporcionar alta seletividade de comprimentos de onda no recetor. Por outro lado, fornece sensibilidade elevada que é necessária se uma elevada razão de divisão for utilizada. Além disso, possibilita a utilização de esquemas de modulação avançados que conferem boa eficiência espectral.

O principal motor de investigação do UDWDM como solução para as redes de acesso óticas futuras, é a *Nokia Siemens Network* [23] [24]. Esta apresentou recentemente uma proposta de um sistema coerente UDWDM-PON (figura 3.4.2.2.1), aplicável no fornecimento de serviços residenciais banda larga, serviços de negócios e mobile *back-hauling*. Trata-se de uma solução de elevada capacidade que admite convivência com outros sistemas legados/padronizados (GPON/vídeo overlay/XG-PON) facultando uma migração suave [23].

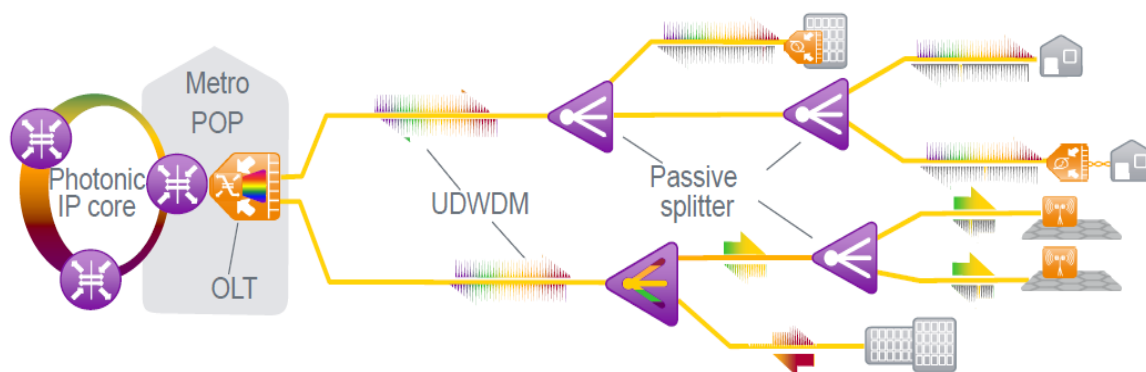


Figura 3.4.2.2.1 – Conceito de rede UDWDM-PON [23]

Numa arquitetura deste tipo, o terminal OLT será capaz de servir até 1000 assinantes através de comprimentos de onda espaçados de 3 GHz, possibilitando alcances até 100 km sem qualquer tipo de amplificação ótica. A taxa de dados agregada é 1 Tbps, onde cada cliente terá uma largura banda simétrica de 1 Gbps. O orçamento de potência oferecido é cerca de 43 dB, resultado dos -46dBm de sensibilidade dos recetores e dos -3dBm de potência transmitida por canal. Este é superior ao de qualquer outra tecnologia baseada em deteção direta, permitindo consequentemente, maiores fatores de divisão ou alcance [23] [24].

O UDWDM adapta-se a trabalhar principalmente na banda C, por forma a ter acesso a tecnologia ótica comercialmente disponível (lasers sintonizáveis, amplificadores, filtros, etc.) [24]. No sistema ultra denso apresentado, tanto OLT como ONUs utilizam lasers sintonizáveis. Para reduzir o custo e complexidade da OLT, são usados módulos designados de OTGs (*Optical Transmission Group*), cada um constituído por um laser sintonizável e um modulador IQ, podendo gerar até 10 canais DQPSK com 1Gbit/s de carga útil. Relativamente às ONUs, cada uma recebe o próprio comprimento de onda, onde um laser sintonizável desempenha a função de oscilador local.

Este também desempenha a função de transmissor upstream trabalhando num comprimento de onda deslocado de 1GHz relativamente ao comprimento de onda downstream [23][24].

### 3.4.2.3. Opções espectrais para NG-PON2

Uma questão chave que predomina sobre os desafios técnicos do NG-PON2, é qual o posicionamento exato de comprimentos de onda a ser utilizado dentro do espectro da fibra? A fibra ótica tem um espectro muito grande de recursos (~400 nm – 50 THz) e assim pode pensar-se em uma capacidade ilimitada, no entanto isso não é verdade, existem vários aspetos práticos que podem limitar os comprimentos de onda a serem usados na definição do acesso [25][13]. Isso inclui:

- Implementações existentes;
- Normas existentes;
- Considerações de custos;
- Lasers;
- Recetores;
- Amplificação.

O primeiro tipo de restrição tem a ver com a progressão dos standards de fibra ao longo do tempo. As primeiras fibras de modo único garantiam um bom funcionamento em comprimentos de onda de 1270 – 1360 nm e de 1480-1580 nm. Mais tarde, o limite foi estendido de 1270 nm para 1260 nm, onde tem permanecido desde então. As fibras práticas, funcionam satisfatoriamente além dos 1580nm, porém estas gamas nunca foram garantidas nas redes de acesso [25].

Hoje, fibras de baixo pico de absorção de água estão disponíveis conferindo baixa atenuação ao longo de todo o espectro (figura 3.4.2.3.1), no entanto, a maioria dos operadores já tem troços instalados baseados em fibras SMF (*Single Mode Fiber*) convencionais. Para estes operadores, um requisito chave na definição NG-PON2 tem sido a de evitar a modificação da infraestrutura PON implantada, já que isso acarreta enormes custos. Assim, para estes, a gama útil no espectro resume-se substancialmente às janelas dos 1260-1360 nm e acima dos 1480 nm.

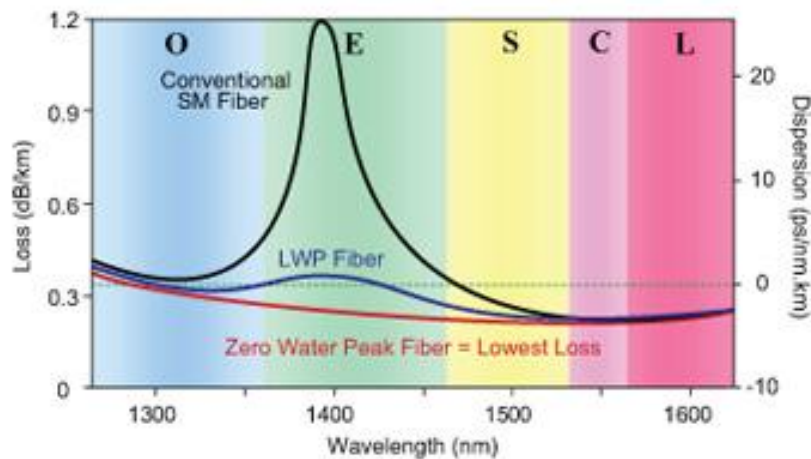


Figura 3.4.2.3.1 – Fibra SMF convencional vs fibra de baixo pico de absorção de água [26].

Outro tipo de restrição está relacionado com as normas existentes e com os requisitos de coexistência. Gerações anteriores usam grandes porções do espectro que é difícil de reaver, uma vez que é usado. GPON e XG-PON já utilizam bandas de frequências separadas, enquanto muitos operadores usam um comprimento de onda dedicado na faixa dos 1550 nm a 1560 nm, para a transmissão de vídeo overlay. Tecnologia OTDR também pode estar presente, ocupando a faixa dos 1625-1650 nm [13].

Além das bandas de transmissão, as normas também especificam bandas de guarda que tem de ser respeitadas de forma mais ou menos rigorosa. Existem ainda, algumas bandas de transição que tem alguns requisitos específicos e que apenas podem ser usadas sob certas restrições, por exemplo potência máxima.

As operadoras provavelmente vão implantar NG-PON2 de uma variedade de maneiras de forma a satisfazer as suas necessidades diferentes. A figura 3.4.2.3.2, resume a largura de banda disponível para NG-PON2, para os diversos cenários possíveis, onde as diferentes tecnologias estão presentes.

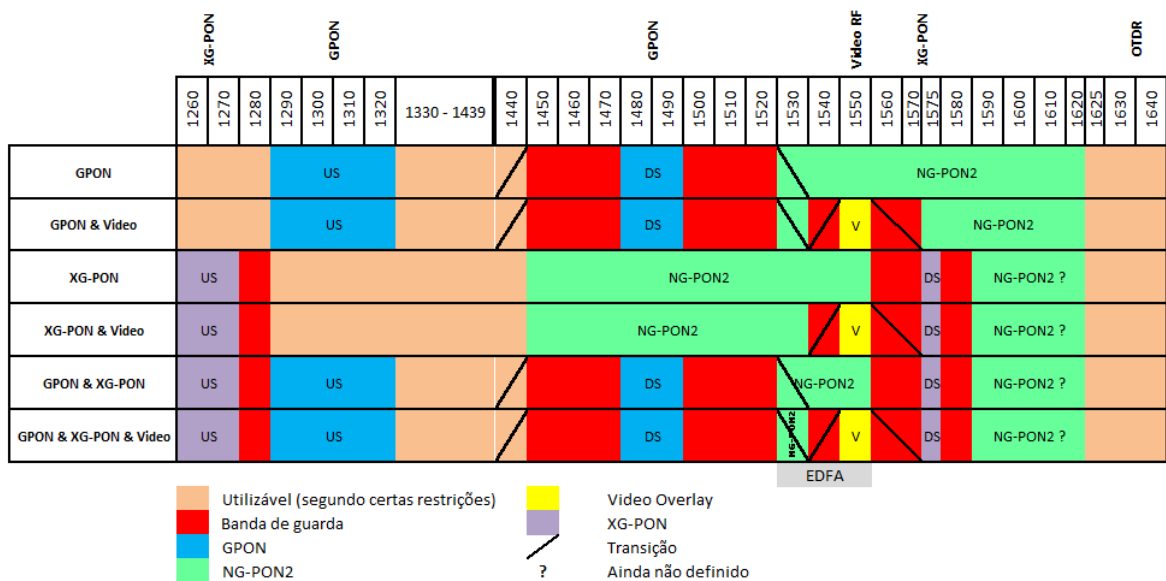


Figura 3.4.2.3.2 – Opções espectrais para diversos cenários de coexistência (Baseado em [13])

Se for considerado o panorama mais universal possível, isto é, coexistência de vídeo, GPON, XG-PON e OTDR, pode verificar-se que apenas a banda L e uma fração da banda C (banda de transição em 1530-1539 nm) se encontram disponíveis.

Outro aspeto importante para NG-PON2 é o uso de componentes óticos que garantam elevado orçamento de potência de forma a obterem-se elevados alcances e/ou razões de divisão. Isto conduz a outro constrangimento, já que componentes óticos como lasers de elevada potência e sintonizáveis, amplificadores, filtros e recetores coerentes, apenas se encontram disponíveis comercialmente e a custos aceitáveis para operar na janela dos 1550 nm.

Combinando todos os fatores acima mencionados, a faixa disponível para NG-PON2 pode vir restringida exclusivamente à faixa dos 1530nm a 1539nm.

Considerações não tão usuais, neste tipo de projetos, são os efeitos não lineares, no entanto, fenómenos como o espalhamento de Raman estimulado, podem condicionar fortemente a escolha dos comprimentos de onda a serem usados (dentro da banda disponível) no novo sistema de dados, por forma, a manter os sistemas legados intactos.





## **4. Fenómenos que afetam o desempenho de ligações óticas**

### **4.1. Introdução**

O núcleo de todos os sistemas de comunicação óticos é a fibra ótica que é usada para transportar informação de um ponto para outro. Quando pulsos se propagam ao longo da mesma, diversos efeitos podem afetar a forma e conteúdo espectral destes pulsos, impondo condições degradantes. Negligenciá-los ou uma compensação inadequada pode resultar na impercetibilidade da informação no recetor. Este capítulo tem por objetivo dar uma visão global das imperfeições da fibra que afetam a propagação dos sinais ao longo da mesma. Isso inclui, tanto efeitos lineares como não lineares. É debatida, a origem de cada fenómeno e a forma com se manifestam sobre os sinais.

### **4.2. Efeitos lineares**

As duas propriedades lineares mais importantes numa fibra de modo único são a atenuação e a dispersão cromática. Estas dependem do comprimento de onda do sinal e impõem um limite à distância e ao ritmo máximo de transmissão. O seu impacto vem diminuindo ao longo dos anos, devido aos progressos na produção de fibras óticas, mesmo assim, para grandes distâncias, dispersão e atenuação podem degradar significativamente os sinais [27].

#### **4.2.1. Atenuação**

A atenuação é o fenómeno que quantifica a perda de energia de um sinal ótico à medida que este se propaga na fibra. A mudança na potência ótica média, provocada pela atenuação num trem de bits ao longo do sentido de propagação  $z$ , é geralmente dada pela Lei de Beer [27], descrita pela seguinte expressão:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha P \quad (4.1)$$

Onde  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação, expresso em  $m^{-1}$  e  $P$  é a potência ótica do sinal.

Sendo  $P_{in}$  a potência aplicada à entrada da fibra de comprimento  $L$ , a potência à saída da mesma,  $P_{out}$ , vem dada pela expressão 4.2, onde se vê que o decaimento da potência segue uma lei exponencial:

$$P_{out} = P_{in} \cdot \exp(-\alpha L) \quad (4.2)$$

Nesta fórmula é usual utilizar-se as unidades de  $dB/km$  para  $\alpha$ , dada pela seguinte relação:

$$\alpha_{dB/Km} = \frac{10}{L} \cdot \log \left[ \frac{P_{in}}{P_{out}} \right] \approx 4.343 \cdot \alpha_{km^{-1}} \quad (4.3)$$

Como referido, as perdas são função do comprimento de onda da luz utilizada. A figura 4.2.1.1, mostra o espectro de atenuação de uma fibra de modo único para as suas três janelas de transmissão: 850nm, 1310nm e 1550nm. Como se pode observar a terceira janela é a que apresenta menor coeficiente de atenuação,  $\sim 0.2$  dB/km, daí ser a mais utilizada atualmente.

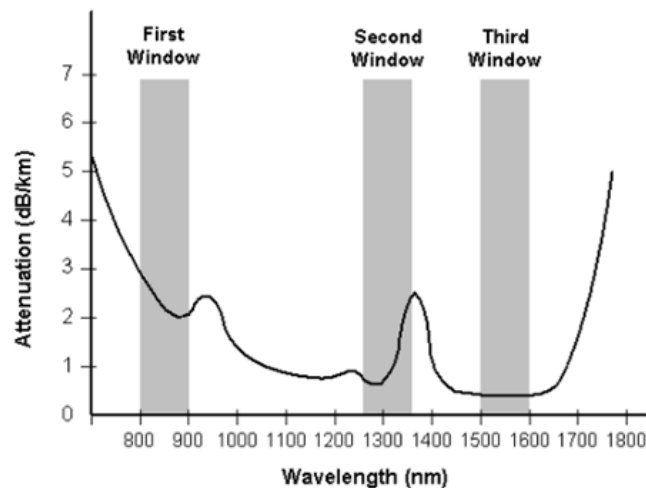


Figura 4.2.1.1 – Espectro de atenuação de uma fibra de modo único [28]

São basicamente três os fatores que contribuem para a atenuação total de uma fibra: a absorção, o espalhamento de Rayleigh e as imperfeições geométricas da fibra. As perdas por absorção correspondem à conversão de energia ótica em calor e são causadas por defeitos atômicos na composição do vidro. A dispersão de Rayleigh é um mecanismo que deriva das flutuações locais

da densidade microscópica do material, como consequência, a energia de um feixe de luz é espalhada segundo direções aleatórias. O fator de perdas provocado por este mecanismo é proporcional à quarta potência do comprimento de onda ( $\alpha_R \propto \frac{1}{\lambda^4}$ ). Por último, irregularidades da interface núcleo-bainha e micro-dobragens da fibra provocam perdas por radiação.

#### 4.2.2. Dispersão cromática

A propagação de um sinal ótico através da fibra consiste em um conjunto de componentes espectrais com diferentes frequências. Devido às propriedades da fibra, cada componente de um mesmo pulso experimenta diferentes velocidades. Após uma certa distância de propagação, estas componentes estarão atrasados entre si o que conduz a um alargamento temporal do pulso, chamado de dispersão. Se este fenómeno ocorre dentro de um único modo de propagação ele é chamado de dispersão cromática, e é resultado combinado de duas componentes: a dispersão material e a dispersão do guia de onda [29].

A dispersão material está diretamente relacionada com a dependência do índice de refração da fibra com a frequência. Como resultado, as componentes espectrais propagam-se a diferentes velocidades de grupo, resultando daí o termo - ‘Dispersão da velocidade de grupo’ - GVD (*Group Velocity Dispersion*).

No que diz respeito à dispersão do guia de onda, esta, está associada à forma como a distribuição de potência se faz pelo núcleo e bainha da fibra. Apenas 80% da potência ótica está confinada no núcleo, os 20% da luz que se propagam através da bainha viajam a uma velocidade superior à luz confinada no núcleo, daí a dispersão.

A figura 4.2.2.1 mostra como a dispersão material se combina com a dispersão do guia de onda de forma a originar a dispersão cromática. Pode verificar-se que os dois efeitos tendem a ter comportamentos opostos, com o aumento do comprimento de onda do sinal ótico. A dispersão cromática começa por ser negativa para baixos comprimentos de onda, transpondo o valor de dispersão nulo na segunda janela de transmissão. Para comprimentos de onda localizados na terceira janela, a dispersão é ~16 ps/nm/km, que se acentua ainda mais com o aumento do comprimento de onda do sinal. Estes valores elevados de dispersão podem no entanto ser compensados, recorrendo-se a fibras de compensação de dispersão (DCFs).

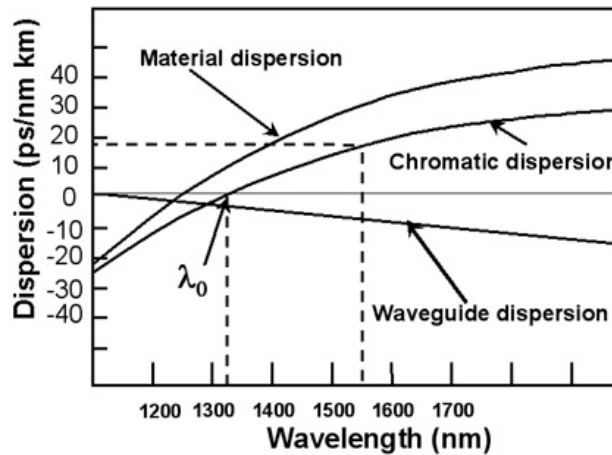


Figura 4.2.2.1 – Dispersão cromática, resultado combinado da dispersão material e dispersão do guia em função do comprimento de onda [28].

O parâmetro  $D$ , expresso em ps/nm/km é usualmente utilizado para quantificar a dispersão cromática, definida pela expressão que se segue:

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (4.4)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $\beta_2$  é o termo responsável pela GVD e  $\lambda$  o comprimento de onda do sinal.

### 4.3. Efeitos não lineares

Juntamente com atenuação e dispersão, as fibras também impõem efeitos não lineares. Estas não linearidades ocorrem devido à resposta não linear do meio perante sinais óticos de elevada intensidade e podem ser classificadas em duas categorias com base na sua origem. Uma categoria de não-linearidades surge do designado efeito *Kerr*, subjacente à modulação do índice de refração da sílica, pela variação da intensidade do sinal ótico. Isso produz efeitos como a automodulação de fase (SPM), modulação de fase cruzada (XPM) e mistura de quatro ondas (FWM). A outra categoria surge a partir de processos não lineares de espalhamento de luz estimulada inelástica, resultado da interação dos sinais óticos com os modos vibracionais da sílica. Nesta categoria enquadram-se fenómenos como espalhamento de Raman estimulado (SRS) e espalhamento de Brillouin estimulado (SBS) [30].

### 4.3.1. Efeito de Kerr

A base deste fenómeno assenta no facto de mesmo em materiais transparentes, como é o caso da sílica, o índice de refração depender da intensidade da luz propagante ( $|E|^2$ ) de acordo com a seguinte relação [29][30]:

$$n = n_0 + n_2 |E|^2 \quad (4.5)$$

onde  $n_0 \approx 1.5$ , é o índice de refração linear da fibra e  $n_2 \approx 2.35 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ , o índice de refração não linear, apenas significativo para elevadas potências.

#### 4.3.1.1. Automodulação de fase

Como o próprio nome permite inferir, a automodulação de fase (*SPM – Self Phase Modulation*) manifesta-se numa variação de fase do sinal que depende de si próprio. Este efeito pode ser melhor entendido, se se tiver em conta que a fase do campo eletromagnético de um sinal evolui naturalmente ao longo da fibra de acordo com a seguinte expressão [30]:

$$\Phi = n k_0 L \quad (4.6)$$

com  $L$  o comprimento da fibra e  $k_0 = 2\pi/\lambda$ . Combinando as equações 4.5 e 4.6 chega-se à expressão 4.7:

$$\Phi = (n_0 + n_2 |E|^2) k_0 L \quad (4.7)$$

onde a fase introduzida pela SPM, corresponde à parte não linear da equação, ou seja,  $\Phi_{SPM} = n_2 k_0 L |E|^2$ .

Para uma onda com fase dependente do tempo, a frequência instantânea também se altera. Desta forma, durante a propagação o sinal sofre um desvio de frequência (*chirp*) que é dependente do tempo, como se pode ver na figura 4.3.1.1.1:

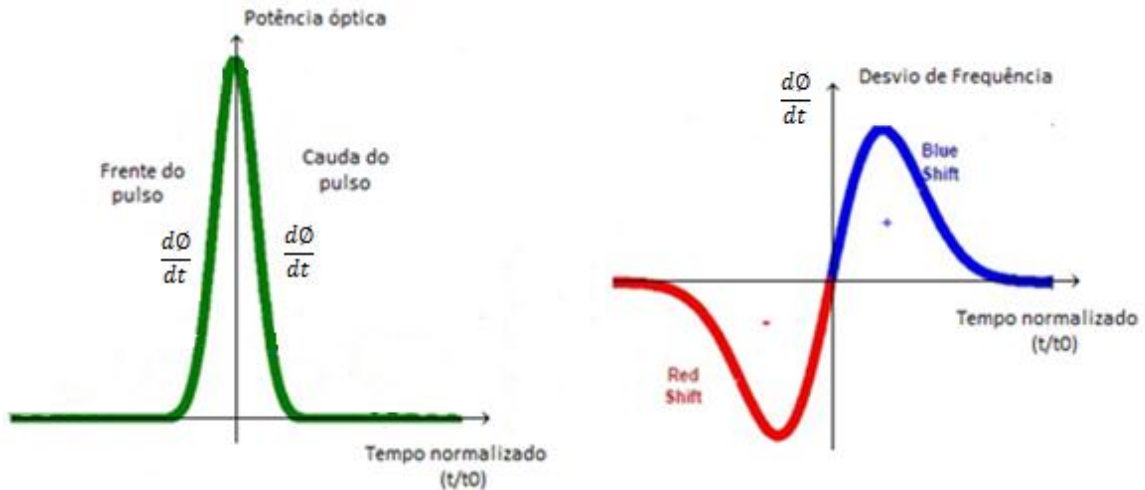


Figura 4.3.1.1.1 – Variação do desvio de frequência de um pulso, imposta pelo efeito SPM  
(Adaptado de [31])

A frente do pulso sofre um desvio de fase negativo, puxando a frequência instantânea para a região do vermelho (*chirp* negativo), enquanto, na cauda do pulso o desvio é positivo, puxando a frequência para a região do azul (*chirp* positivo). Como consequência, novas frequências são geradas no espectro do sinal incidente, e isso representa um alargamento espectral.

### 4.3.1.2. Modulação de fase cruzada

À semelhança do SPM, a modulação de fase cruzada (*XPM – Cross-Phase Modulation*) também induz uma variação de fase não linear, no entanto, é provocada pela presença de outros sinais co-propagantes. Como é natural, o XPM faz-se sempre acompanhar pela presença do SPM, já que têm origem no mesmo mecanismo.

Considerando dois sinais óticos com intensidades  $|E_1|^2$  e  $|E_2|^2$  a propagarem-se na mesma fibra, a variação de fase experimentada pelo primeiro sinal é dada pela expressão 4.8:

$$\Phi_{SPM+XPM} = n_2 k_0 L (|E_1|^2 + 2|E_2|^2) \quad (4.8)$$

onde se podem identificar as contribuições do XPM ( $2 n_2 k_0 L |E_2|^2$ ) e SPM ( $n_2 k_0 L |E_1|^2$ ) para a fase não linear. De notar, que para intensidades de sinais óticos iguais, a contribuição do XPM para a variação de fase não linear é o dobro da contribuição da SPM. Naturalmente se a intensidade  $|E_2|^2$  for muito superior a  $|E_1|^2$ , o efeito SPM pode ser desprezável.

O impacto do efeito XPM causado por um pulso de elevada potência (pulso forte) num pulso de baixa potência (pulso fraco) foi avaliado, tendo-se para isso recorrido a um setup (figura 4.3.1.2.1) disponível nas bibliotecas do simulador VPI [32].

Dois sinais óticos separados entre si de 200 GHz e de potências, 3dBm e 13dBm, são multiplexados e lançados numa fibra SMF constituída por 10 *loops* de 8km. Após propagação na fibra, os sinais são desmultiplexados e visualizados em dois OSAs (*Optical Spectrum Analyzer*).

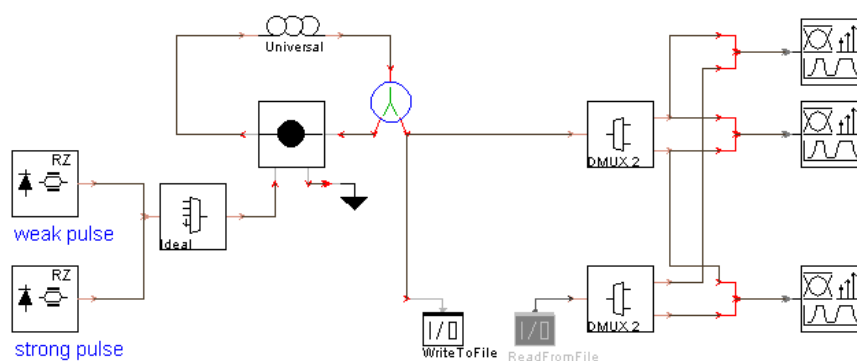


Figura 4.3.1.2.1 – Setup usado na avaliação do impacto causado pelo efeito XPM [32]

Numa primeira situação os sinais são enviados sobre a fibra com o efeito XPM da fibra inativo. Posteriormente, o efeito é ativado e os sinais são novamente analisados. Os resultados são mostrados na figura 4.3.1.2.2. A curva a azul e preta, exibem o pulso fraco para a primeira e segunda situação, respetivamente. Pode verificar-se claramente o alargamento espectral (degradação) do sinal fraco, imposto pelo sinal forte, consequência do efeito XPM. O sinal forte também foi visualizado, contudo não foram vistas modificações devido à baixa potência do sinal fraco.

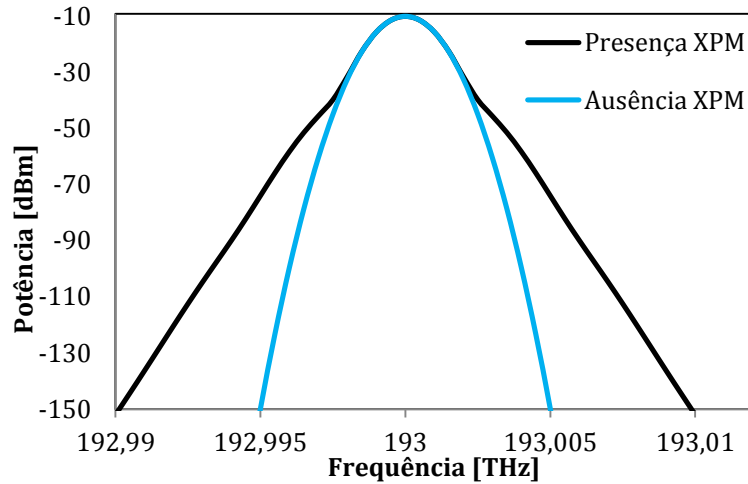


Figura 4.3.1.2.2 – Espectro óptico do pulso fraco, com e sem XPM.

Genericamente, para  $N$  sinais WDM a propagarem-se na fibra, o deslocamento de fase induzido, num canal  $j$ , pelos restantes  $N-1$  é dado pela expressão 4.9:

$$\phi_{(XPM)_j} = n_2 k_0 L \left( 2 \sum_{k=1, k \neq j}^N |E_k|^2 \right) \quad (4.9)$$

Pode assim concluir-se que o alargamento dos pulsos agrava-se com o aumento do número de canais presentes na fibra. Além disso, se os pulsos forem transmitidos com frequências muito próximas entre si os seus espectros podem interagir, agravando ainda mais a degradação. Deste modo, consequências associadas a este fenómeno podem ser minimizadas aumentando o espaçamento entre canais.

### 4.3.1.3. Mistura de quatro ondas

Mistura de quatro ondas (FWM – *Four Wave Mixing*) é uma limitação característica introduzida em sistemas WDM. Trata-se de um mecanismo não linear de terceira ordem e ocorre quando a luz de vários comprimentos de onda interagem entre si, gerando harmónicas de terceira ordem e uma série de produtos cruzados. Estes produtos podem causar diversos problemas, já que, muitas vezes ficam próximas ou em cima dos sinais desejados [29].



Por exemplo, considerando três frequências óticas,  $f_i, f_j, e f_k$  ( $i, j \neq k$ ), estas misturar-se-ão produzindo um quarto produto de intermodulação  $f_{ijk}$ , dado pela expressão 4.10 [33][34], onde  $i, j$  e  $k$  podem tomar valores de 1 a 3.

$$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k \quad (4.10)$$

Quando os canais WDM são igualmente espaçados, como acontece em sistemas DWDM ou UDWDM, FWM causa crosstalk ótico, isto é, sobreposição das frequências geradas com as dos sinais óticos transmitidos. Uma maneira de minimizar estes efeitos é a utilização de espaçamento desigual, levando a que os produtos de mistura não coincidam com as frequências de sinal. A figura 4.3.1.3.1 exhibe as duas situações referidas, mostrando os nove produtos cruzados gerados a partir dos três sinais originais.

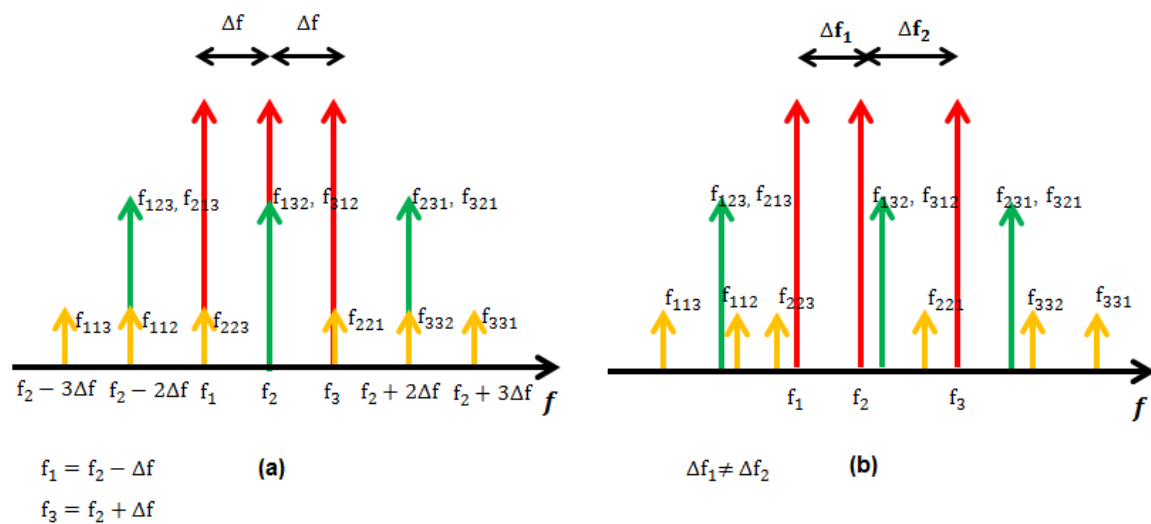


Figura 4.3.1.3.1 – Processo de mistura de quartas ondas para três canais WDM, mostrando as frequências geradas quando se emprega (a) igual espaçamento entre canais e (b) espaçamento entre canais diferente

De um modo geral, para  $N$  sinais óticos a propagarem-se na fibra o número de harmônicas geradas ( $M$ ) por FWM aumenta geometricamente de acordo com a seguinte expressão [29][33]:

$$M = \frac{N^2}{2} (N - 1) \quad (4.11)$$

Dois parâmetros principais afetam fortemente a magnitude dos produtos FWM. São eles, o espaçamento entre canais e a dispersão da fibra. Espaçamento entre canais reduzido e simétrico e dispersão cromática próxima de zero, juntamente com altas potências óticas, tornam a mistura de quatro ondas bastante severa.

### 4.3.2. Espalhamento de luz inelástico estimulado

O espalhamento de luz, é um mecanismo caracterizado pela interação da luz com o meio, que provoca uma alteração do sentido de propagação e/ou alteração da energia da luz. O termo estimulado advém do facto de estas alterações serem induzidas pela intensidade da luz incidente e não acontecem de uma forma espontânea devido à excitação térmica do meio. Se a luz incidente ao interagir com o meio desvia a sua trajetória, mas a sua energia e frequência permanece inalterada, o espalhamento diz-se elástico. Caso haja perda de energia para o meio, o espalhamento diz-se inelástico, ocasionando fenómenos como o SRS e SBS.

#### 4.3.2.1. Espalhamento de Raman Estimulado

Espalhamento de Raman estimulado (*SRS – Stimulated Raman Scattering*), é um fenómeno de particular interesse, já que pode transformar as fibras óticas em amplificadores. Desde a sua descoberta, foi identificado como um efeito limitador nos sistemas multicanal, por causar transferência de potência de uns canais para outros.

O fenómeno ocorre quando a luz proveniente de uma fonte ótica interage com a estrutura molecular da sílica, experimentando um *downshift* na frequência [34]. Para se entender o processo, pode recorrer-se a um diagrama de níveis de energia dos estados vibracionais de uma molécula do meio, como mostra a figura que se segue:

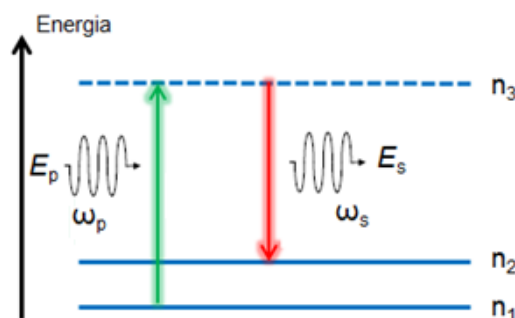


Figura 4.3.2.1.1 - Diagrama de níveis de energia do processo SRS

Um fóton incidente de energia  $E_p$  e frequência  $\omega_p$ , excita uma molécula de sílica a partir do seu estado fundamental  $n_1$  para um estado virtual  $n_3$  mais energético. Passado um tempo,  $\sim 10$ ps [35], segue-se uma transição do estado virtual para um estado excitado  $n_2 > n_1$ , resultando daí a libertação de um fóton (habitualmente conhecido como fóton de Stokes) de energia  $E_s < E_p$  e frequência  $\omega_s < \omega_p$ . Este deslocamento de frequência sofrido pelo fóton incidente é usualmente definido por  $\Omega = \omega_p - \omega_s$  e designado de translação de Stokes. O excesso de energia ( $E_p - E_s$ ), é absorvida pelo meio, gerando um fonão ótico.

Como é natural, uma fonte ótica lança na fibra um elevado número de fótons que se vão espalhar pelas moléculas do meio. Assim, o processo é tanto mais intenso, quanto maior o número de fótons incidentes (potência), bem como da população disponível no estado fundamental. É neste processo, que se baseia o princípio de funcionamento de um amplificador de Raman; Se dois sinais separados pela frequência de Stokes são conjugados numa fibra, o sinal de frequência mais alta (menor comprimento de onda) funciona como uma bomba de energia para o de menor frequência (maior comprimento de onda) amplificando-o.

A luz resultante do fenómeno é dispersa tanto no sentido de propagação do sinal ótico, como no sentido oposto. A contra-propagante pode ser eliminada, utilizando para o efeito isoladores óticos. Desta forma, a interação entre um sinal de bombeio e a radiação de Stokes no sentido co-propagante (ao longo da direção de propagação  $z$ ), pode ser descrita pelas equações acopladas 4.12 e 4.13 [30]. A equação 4.12 descreve o crescimento da onda de Stokes, enquanto a 4.13 descreve o decréscimo do sinal incidente:

$$\frac{dI_s}{dz} = g_R I_p I_s - \alpha_s I_s \quad (4.12)$$

$$\frac{dI_p}{dz} = -\frac{\omega_p}{\omega_s} g_R I_p I_s - \alpha_p I_p \quad (4.13)$$

onde  $I_s$  e  $I_p$  são as intensidades do feixe de Stokes e a intensidade do sinal de bombeio, respetivamente e  $\alpha_s/\alpha_p$  representam os fatores de perdas às respetivas frequências  $\omega_s$  e  $\omega_p$ .

O parâmetro  $g_R$  é o coeficiente de ganho de Raman e constitui a característica mais importante do fenómeno em análise, já que define o crescimento da onda de Stokes. O seu perfil espectral é tipicamente representado em função de  $\Omega$ , conforme mostra a figura 4.3.2.1.2, para um  $\lambda_p = 1.48 \mu m$ . Esta curva foi obtida experimentalmente e a metodologia utilizada para a obter encontra-se descrita no Anexo A. De salientar que a magnitude destes coeficientes é função do  $\lambda_p$  e varia inversamente com este. Segundo [30][34] o valor de pico para um  $\lambda_p = 1 \mu m$ , ronda os  $10^{-13}$  m/w.

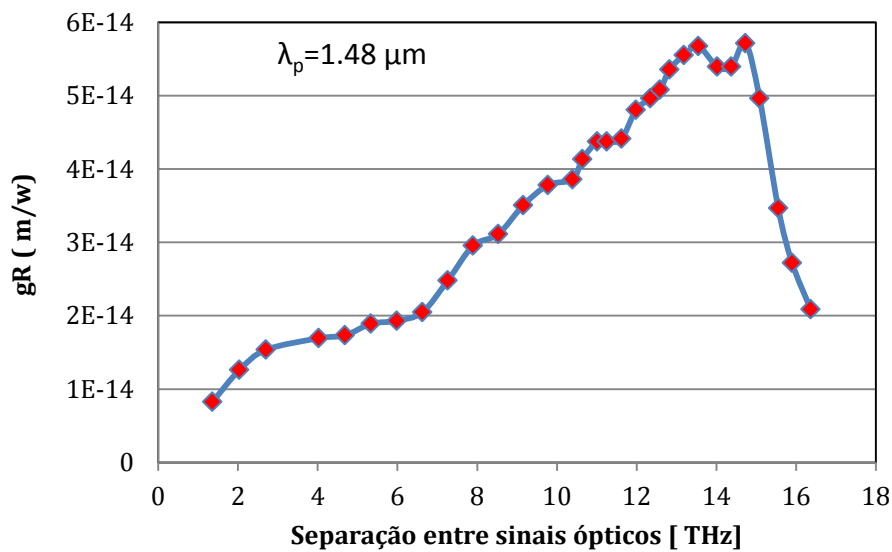


Figura 4.3.2.1.2 – Espectro dos coeficientes de ganho de Raman medido

Da figura, pode notar-se uma das particularidades mais significativas do espectro do ganho de Raman, que consiste no facto de este se estender por uma ampla faixa de frequências com dois picos em torno dos 13 THz (105 nm) e 15 THz (120 nm). De acordo com [30], esta faixa estende-se até  $\sim 40$  THz e pode ser explicada pela natureza amorfa da sílica.

Quando a potência injetada na fibra é muito elevada, a radiação de Stokes pode atingir níveis comparáveis à do sinal no fim da fibra. Isso significa o limiar do SRS, que satisfaz a seguinte condição:

$$P_R^{th} \approx 16 \frac{A_{eff}}{g_R L_{eff}} \quad (4.14)$$

onde  $A_{eff}$  é a área efetiva da fibra e  $L_{eff}$ , o comprimento efetivo da fibra dado pela expressão 4.15:

$$L_{eff} = \frac{1}{\alpha} [1 - \exp(-\alpha L)] \quad (4.15)$$

Tendo por base os parâmetros da fibra utilizados na caracterização do perfil do ganho de Raman:  $A_{eff} = 80 \text{ um}^2$  e  $L_{eff} \approx 19.5 \text{ km}$  ( $L = 11.5 \text{ km}$  &  $\alpha = 0.21 \text{ dB/km}$ ); Usando a equação 4.14 com  $g_R (13 \text{ THz}) \approx 6 \text{ E-14 m/w}$  (ver figura 4.3.2.1.2), obtém-se um limiar de  $\sim 1 \text{ W}$ . Isto representa a potência do sinal injetado na fibra, necessária para produzir a degradação do sistema (perda de 50% do sinal) [4.4]. Este valor elevado faz com que o SRS não constitua um problema em sistemas de transmissão ótica simples (um sinal), onde as potências usadas não vão além de algumas dezenas de mW.

Em redes WDM, envolvendo um número considerável de sinais o efeito SRS pode ser um problema. Como a largura de banda do ganho de Raman é bastante ampla, os diversos sinais podem contribuir para o processo SRS, pelo que os maiores comprimentos de onda serão amplificados em detrimento dos comprimentos de onda mais curtos. A figura 4.3.2.1.3 mostra um exemplo do que pode suceder num sistema DWDM, para o caso de seis canais. Os sinais são lançados na fibra com o mesmo nível de potência, no entanto, no recetor, estes já não são iguais e consequentemente a performance do sistema vem degradada.

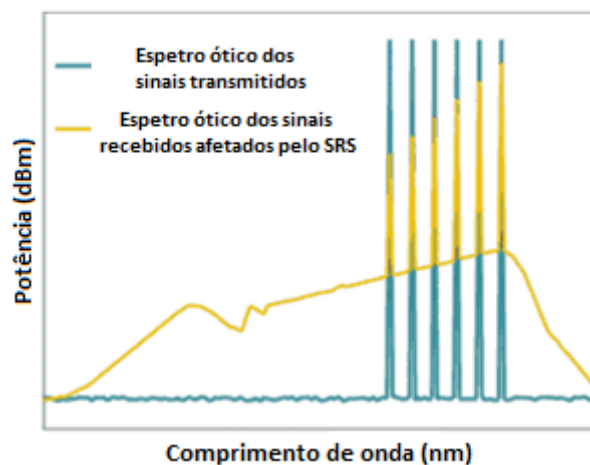


Figura 4.3.2.1.3 – Impacto do SRS sobre canais DWDM [29].

À medida que o número de sinais aumenta dentro da banda de ganho de Raman, as interações entre eles tornar-se-ão mais significativas. Logo, para se manter uma situação estável para todos os sinais no recetor, a potência por canal lançada na fibra terá de vir seriamente reduzida com o aumento do número de sinais [34].

### 4.3.2.1.1. Interação com um sinal de bombeio modulado

Um aspecto importante da dispersão cromática em sistemas com dois ou mais canais é que pulsos com diferentes comprimentos de onda se propagam a diferentes velocidades na fibra devido à diferença entre as suas velocidades de grupo. Esta característica conduz a um efeito vulgarmente conhecido por *walk-off* [36]; fenómeno de ultrapassagem de pulsos. Mais especificamente, o processo ocorre quando um pulso movendo-se mais rapidamente ultrapassa um pulso mais lento. A ocorrência deste fenómeno desempenha um importante papel na descrição do efeito de Raman quando um sinal ótico de menor comprimento de onda contendo **modulação** interage com outro sinal de maior comprimento de onda. Quando tal acontece, além de uma transferência de potência ótica, uma cópia de parte do conteúdo RF é também realizada do menor para o maior comprimento de onda [37]. Com base nisto, pode subdividir-se o efeito de Raman em duas constituintes:

- Raman estático → Relacionado com transferência de potência ótica.
- Raman dinâmico → Relacionado com a transferência de conteúdo RF.

Para melhor explorar o efeito, considere-se um sistema de dois comprimentos de onda,  $\lambda_p$  e  $\lambda_s$ . ( $\lambda_p < \lambda_s$ ) como mostra o esquema da figura 4.3.2.1.1.1. Como este é bastante complexo, primeiro analisa-se o comportamento estático e posteriormente o dinâmico. O triângulo representado na figura, retrata o perfil do ganho de Raman (ver figura 4.3.2.1.2) em função da separação entre sinais ( $\lambda_s - \lambda_p$ ). Como o sinal  $\lambda_s$  se encontra dentro da banda do ganho imposto pelo sinal  $\lambda_p$ , o resultado final do efeito SRS estático será um incremento de potência ótica,  $\Delta P$ , no sinal  $\lambda_s$  (quadrado amarelo), transferida a partir do sinal  $\lambda_p$ .

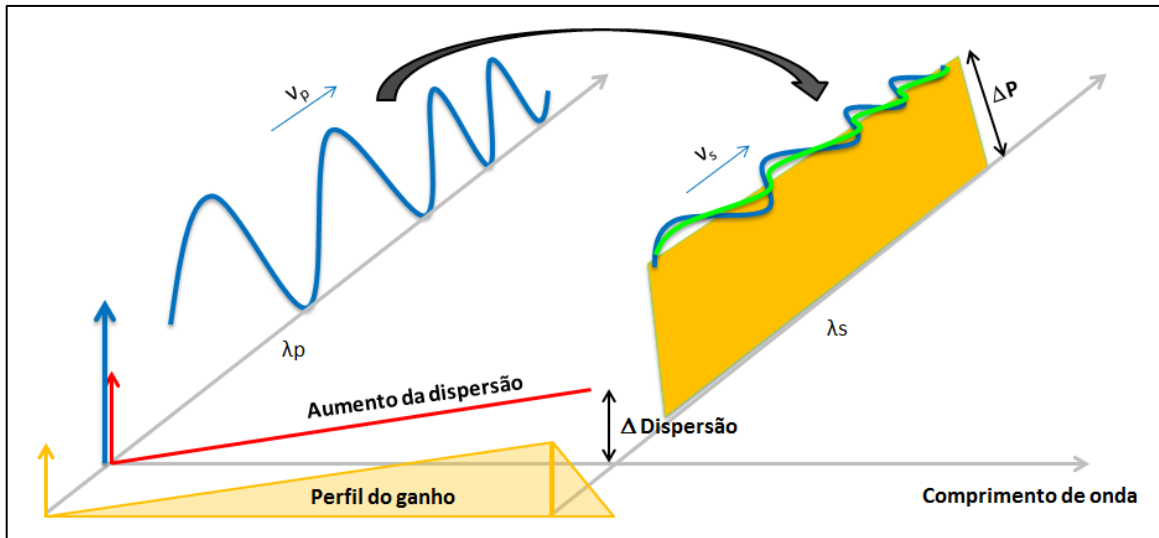


Figura 4.3.2.1.1.1 – Esquema ilustrativo do efeito SRS (estático & dinâmico) sobre dois sinais modulados.

No que diz respeito ao efeito dinâmico, considerem-se as envolturas azuis que encenam a modulação inicial contida nos sinais óticos. Considere-se também a reta a vermelho que descreve o aumento da dispersão cromática com o aumento do comprimento de onda. Maiores comprimentos de onda representam maiores dispersões e menores velocidades de propagação, por conseguinte, o sinal  $\lambda_p$  propaga-se a uma velocidade ( $v_p$ ) superior à do sinal  $\lambda_s$  ( $v_s$ ) e consequentemente o fenómeno walk-off ocorre. Assim sendo, à medida que o sinal  $\lambda_p$  vai ultrapassando o sinal  $\lambda_s$ , parte da modulação contida no menor comprimento de onda é copiada para o maior, resultando daí uma média de potência, retratada na figura pela envolvente a verde. Isso resulta numa crosstalk não linear, que degrada a CNR da componente RF contida no sinal  $\lambda_s$ .

Tendo em consideração a análise realizada, dois problemas podem afetar os sinais envolvidos no processo de Raman. O primeiro está relacionado com a depleção do sinal de menor comprimento de onda (conversão de energia) e o segundo está relacionado com a crosstalk não linear gerada no sinal de maior comprimento de onda (transferência de sinais RF).

#### 4.3.2.2. Espalhamento de Brillouin Estimulado

Outro fenómeno com origem similar à do SRS é o espalhamento de Brillouin estimulado (SBS), uma vez que a luz incidente sofre igualmente um *downshift* na frequência, porém as semelhanças não vão muito além disso. O deslocamento de frequência experimentado pela luz é

muito pequeno ( $\sim 10\text{GHz}$ ) e o excesso de energia aparece sob a forma de um fonão acústico. Como consequência, parte significativa da luz incidente passa a propagar-se em sentido contrário. Outra característica importante é que o espectro do ganho de Brillouin é muito estreito ( $< 100\text{ MHz}$ ) em contraste do ganho de Raman que se estende até aos THz.

O efeito de Brillouin, é assim, caracterizado por ser um efeito de canal único, responsável por estabelecer um limite superior à quantidade de energia ótica que pode ser utilmente lançada na fibra. Potências inferiores ao chamado limiar SBS proporcionam um aumento linear da potência no recetor, porém, quando este é excedido, a luz retrodifundida aumenta acentuadamente e a potência no recetor satura.

#### 4.4. Vídeo overlay

Como referido no capítulo anterior, **vídeo overlay**, consiste na transmissão de serviços de vídeo RF numa infraestrutura PON, utilizando um comprimento de onda adicional a  $1550\text{ nm}$ . Também já foi citado que vídeo overlay foi o serviço ambicionado para impulsionar o FTTH. Todavia, transporte de vídeo usando SCM (*Subcarrier Multiplexing* – um método que combina diversos sinais RF numa única portadora ótica) impõem requisitos de CNR elevados [38] e isso faz com que o sistema de vídeo seja particularmente suscetível a certas não linearidades e ruído [39]. A figura 4.4.1 mostra a dependência da CNR com as principais condicionantes envolvidas na transmissão de um modelo de distribuição de vídeo numa PON e a forma como estas se combinam para originar a CNR final no recetor.

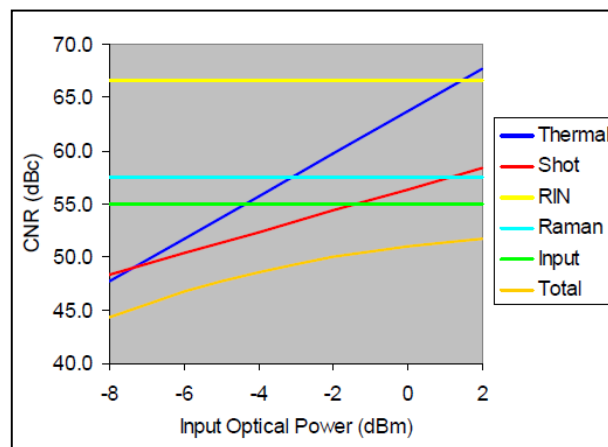


Figura 4.4.1 – Fatores que condicionam a distribuição de vídeo num cenário PON [40]



Três dos condicionantes provêm de fontes de ruído do sistema (dependente do seu design): ruído térmico e ruído de *shot* (disparo) gerado no fotodetector e ruído de intensidade (RIN) gerado no laser transmissor. O outro inconveniente advém precisamente do efeito de Raman que depende de condições de coexistência de outros sinais na fibra e das características da ODN. A conjugação de todos estes fatores, quando a potência ótica do sinal de vídeo aumenta, resulta num aumento da CNR no recetor (Total). No entanto, se o sistema não for adequadamente concebido ou se for usado no limite do standard desenvolvido, a CNR do vídeo pode vir seriamente afetada pelo efeito de Raman. A razão para isso acontecer é o facto de o canal de dados viajar na fibra num comprimento de onda inferior ao do vídeo, desta forma, o sinal de dados funciona como uma bomba de Raman onde uma parte da informação elétrica é transferida para o sinal de vídeo afetando a sua performance e conseqüentemente o desempenho global do sistema. Na figura 4.4.2 é apresentado um esquema ilustrativo do que acontece numa situação deste tipo, onde o sinal de vídeo é acomodado em 1535nm e conjugado na fibra com o sinal de dados, este a 1490 nm.

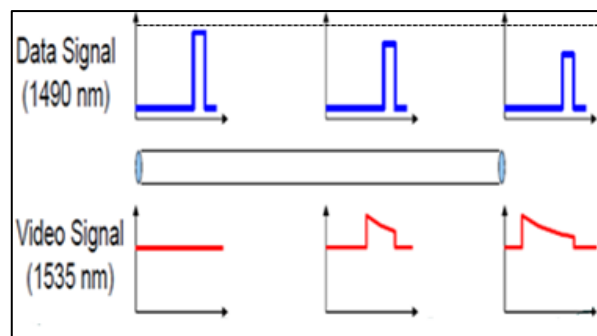


Figura 4.4.2 – Impacto do SRS num sistema PON com vídeo overlay [40]

Da análise da figura 4.4.2, verifica-se que a potência do sinal de dados diminui (depleção), enquanto o comprimento de onda do vídeo é modulado a partir do sinal de dados e isso vai resultar na sua degradação.

A CNR de um canal de vídeo afetado pela crosstalk de Raman, pode ser estimada a partir da seguinte expressão [41] [42]:

$$CNR = \frac{0.5 m_{video}^2 I^2}{B[I_{th}^2 + 2eI + (RIN + RIN_{SRS})I^2]} \quad (4.16)$$

onde  $m_{video}$  é o índice de modulação do vídeo,  $I$  é a potência ótica recebida,  $B$  a largura de banda do canal de vídeo,  $I_{th}$  é o ruído térmico do recetor,  $RIN$  é o ruído de intensidade relativo ao laser

transmissor e  $RIN_{SRS}$  é o ruído de intensidade induzido pela crosstalk de Raman. Se o sinal de dados for um NRZ (formato usado na atuais PONs) com PRBS longo, o  $RIN_{SRS}$  pode ser descrito pela seguinte expressão [42]:

$$RIN_{SRS} = \frac{2}{R_b} \left( \frac{ER-1}{ER+1} \right)^2 \left( \frac{\sin(\Omega/2R_b)}{(\Omega/2R_b)} \right)^2 \cdot Crosstalk_{SRS}(\Omega) \quad (4.17)$$

onde  $ER$  é a razão de extinção do sinal NRZ,  $R_b$  o seu ritmo de transmissão e  $\Omega$  a frequência elétrica da portadora de vídeo.

Na figura 4.4.3 pode observar-se o comportamento típico da CNR de um canal de vídeo@55MHz em função da crosstalk induzida por um sinal de dados NRZ@10Gbps. Para valores de crosstalk reduzidas a CNR permanece constante, no entanto para valores superiores a -60 dB ela começa a degradar-se rapidamente.

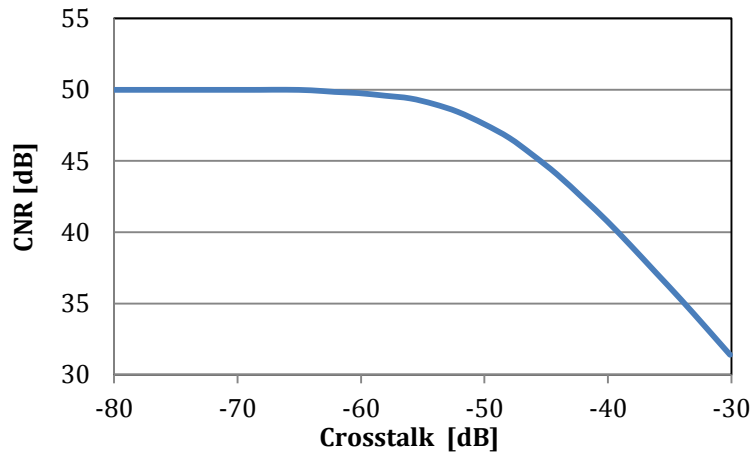


Figura 4.4.3 – CNR de um sinal de vídeo @ 55 MHz em função da crosstalk induzida por um sinal de dados NRZ@10 Gbps [42].

O estudo teórico da crosstalk de Raman imposta em sistemas de vídeo SCM tem sido estudada por vários autores, fazendo uma analogia com o que ocorre num sinal CW. A crosstalk não linear gerada neste sinal (de comprimento de onda  $\lambda_{cw}$ ) devido à interação com um sinal modulado ( $\lambda_{mod} < \lambda_{cw}$ ) pode ser descrita pela equação 4.18 [42][43], definida como a relação entre a potência RF no sinal CW e a potência RF à mesma frequência no sinal modulado.

$$Crosstalk(\Omega) = 10 \log_{10} \left( \frac{Potência\ RF(\Omega)\ em\ \lambda_{cw}}{Potência\ RF(\Omega)\ em\ \lambda_{mod}} \right) \quad (4.28)$$

A crosstalk de Raman produzida num sinal CW por um sinal modulado pode ser estimada teoricamente, utilizando a função transferência que se segue [42] [43]:

$$Crosstalk_{SRS}(\Omega) = 10 \log \left\{ \left( \frac{\rho g_R P_{mod}}{A_{eff}} \right)^2 \left( \frac{1 + e^{-2\alpha L} - 2e^{-\alpha L} \cos(d \Omega L)}{\alpha^2 + (d \Omega)^2} \right) \right\} \quad (4.19)$$

onde cada parâmetro tem o seguinte significado:  $\rho$  é o fator de polarização efetivo, podendo tomar valores entre 0 e 1, dependendo do ângulo de polarização entre o sinal ótico de dados e vídeo. O parâmetro  $g_R$  é coeficiente de ganho de Raman,  $P_{mod}$  é a potência ótica média do sinal modulado,  $L$  é o comprimento da fibra e  $d$  é a diferença da velocidade de grupo dos sinais óticos (descreve o *walk-off*), dada por:  $d = \left( \frac{1}{v_{cw}} - \frac{1}{v_{mod}} \right) \approx D(\lambda_{cw} - \lambda_{mod})$ . Da fórmula, pode ver-se que a crosstalk é independente da potência ótica do sinal de vídeo (CW), daí a influência da SRS na CNR na figura 4.4.1 ser sempre igual.

Partindo da equação 4.19, vamos estimar a resposta em frequência da crosstalk, de modo a estabelecer um termo de comparação com o que sucede na distribuição de vídeo RF, sobre uma rede PON. Para tal, considere-se a norma ITU-T G.983.3 [3], que recomenda a transmissão de dados no comprimento de onda 1490nm @ 0dBm e o vídeo em 1550nm @ 17dBm. Como visto anteriormente, o parâmetro  $g_R$  é função da separação entre canais, aproximando o seu espectro por um perfil triangular, pode escrever-se,  $g_R \approx g \cdot \Delta\lambda$ , onde  $g$  é o declive do espectro até ao pico e  $\Delta\lambda$  o espaçamento entre canais. O valor de  $g$  usado foi 5E-16m/w/nm, obtido via regressão linear a partir da figura 4.3.2.1.2 (ver Anexo B). Os restantes parâmetros utilizados, foram os seguintes:  $\rho=0.5$ ,  $A_{eff} = 80 \mu m^2$ ,  $\alpha=0.2$  dB/km e  $D=17$ ps/nm/km. A figura 4.4.4, mostra as estimativas da crosstalk de Raman para três valores de  $L$ , onde é possível observar o seu comportamento passa-baixo. Esta é aliás a sua característica mais importante, sendo responsável por degradar a CNR dos canais de vídeo fundamentalmente às baixas frequências [44].

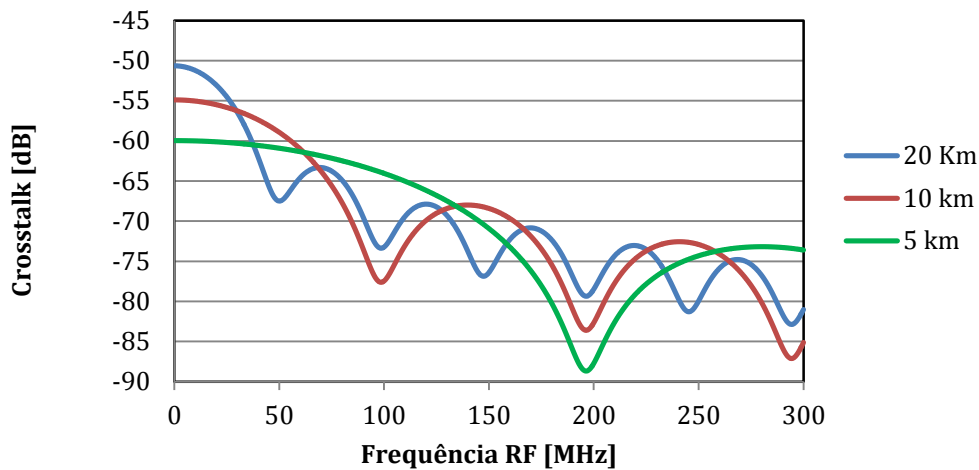


Figura 4.4.4 – Crosstalk vs frequência RF, para três comprimentos de fibra e tendo em consideração as recomendações da norma ITU-T G.983.3

Outra característica interessante da crosstalk de Raman é o comportamento oscilatório (imposta pelo cosseno da função transferência) que resulta no aparecimento de mínimos locais periódicos na frequência, sendo eles menos frequentes para menores comprimentos de fibra. Esse comportamento surge a partir da incompatibilidade das velocidades de grupo dos dois sinais óticos (*walk-off*), causada pela dispersão cromática da fibra.

Em [41], os autores investigam o impacto da crosstalk num sistema de distribuição de vídeo overlay. O vídeo é transmitido na fibra com um comprimento de onda de 1542nm @17dBm, simultaneamente com um sinal de dados NRZ@1.25Gbps de comprimento de onda 1480nm@3dBm. Os resultados obtidos pelos autores, para dois comprimentos de fibra são apresentados na figura 4.4.5, onde se pode observar a maior suscetibilidade ao fenómeno por parte dos canais de vídeo de menores frequências e para menores comprimentos de fibra.

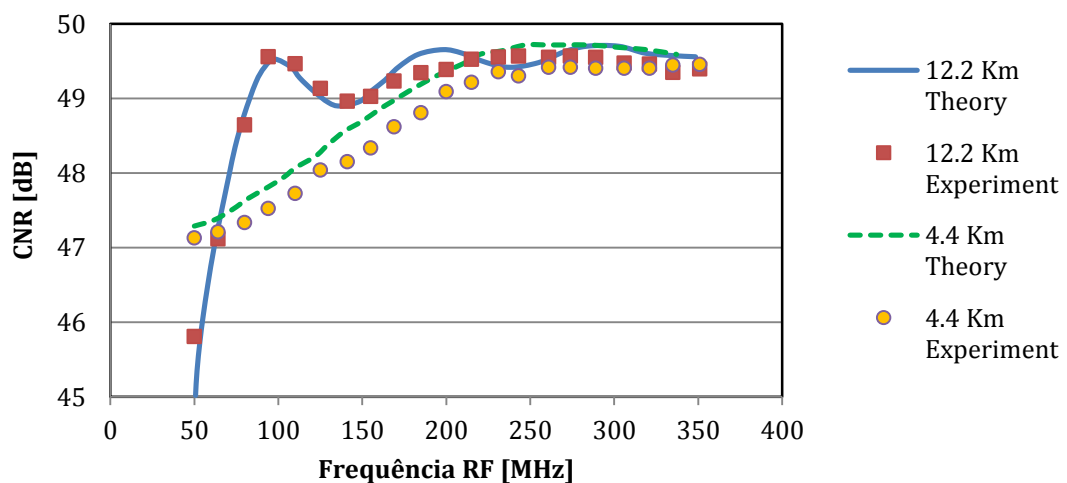


Figura 4.4.5 – CNR vs frequência RF, para dois comprimentos de fibra [41].

Uma visão mais genérica no que diz respeito à dependência da crosstalk com o comprimento da fibra, foi obtida pela expressão 4.19. Os parâmetros usados foram os já acima mencionados. Resultados das estimativas são mostrados na figura 4.4.6, onde se observa o comportamento oscilatório ao longo da fibra, mais notório para elevadas frequências elétricas.

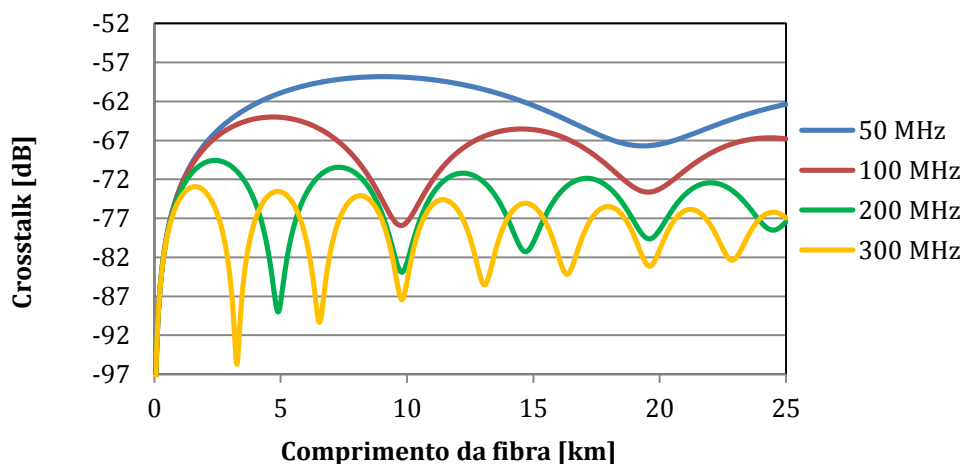


Figura 4.4.6 – Crosstalk vs comprimento da fibra, para quatro frequências RF e tendo em consideração as recomendações da norma ITU-T G.983.3.

Além do comprimento da fibra, a localização dos mínimos da crosstalk na frequência, depende também da separação entre canais óticos e da dispersão cromática. Nas figuras 4.4.7 e 4.4.8, apresentam-se estimativas da crosstalk em função da frequência elétrica dos canais de vídeo para dois comprimentos de onda do sinal de dados (figura 4.4.7) e a crosstalk em função da separação entre sinais óticos para três frequências elétricas (figura 4.4.8).

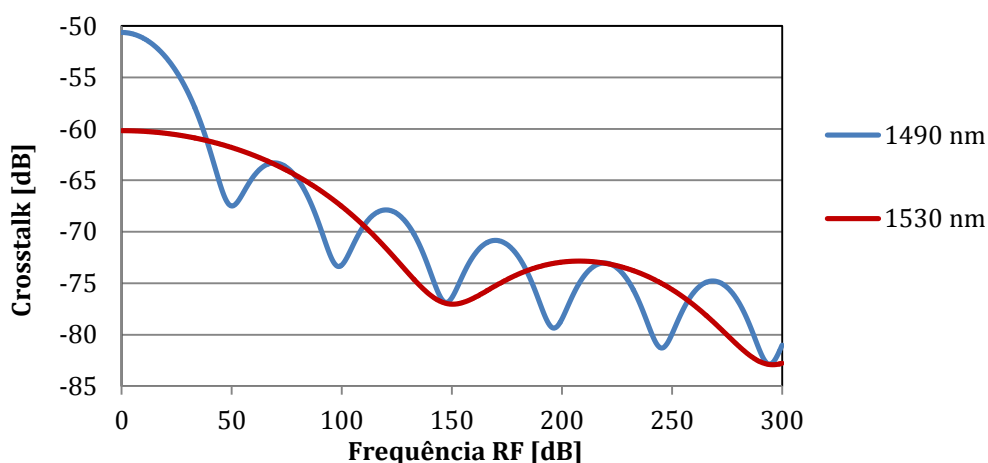


Figura 4.4.7 - Crosstalk vs frequência RF, para transmissão de vídeo@1550nm e dados@0dBm e L@20km

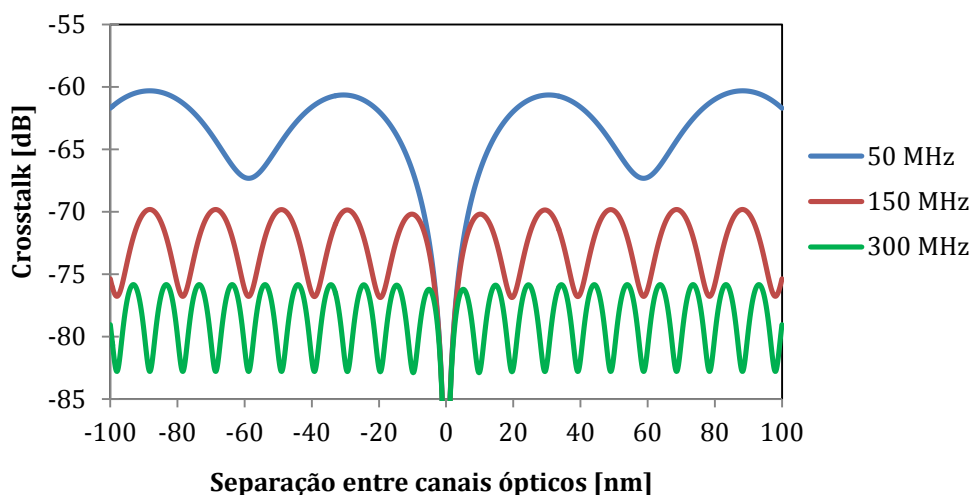


Figura 4.4.8 – Crosstalk vs separação entre canais ópticos, para transmissão de vídeo@1550nm e dados@0dBm e L@20km.

## 4.5. Conclusão

Neste capítulo foram abordados os fenômenos lineares e não lineares que afetam a propagação de sinais ao longo da fibra. Foi visto que o efeito de Raman, devido às suas características (espectro de ganho com largura de banda elevada, transferência de energia e conteúdo RF entre os canais), se apresenta como o principal inconveniente em sistemas WDM.

Sendo a arquitetura PON um sistema WDM, este fenômeno manifesta-se sobre os seus sinais, e em particular sobre o sistema de vídeo, como se pôde verificar a partir do estudo apresentado. Nos dois capítulos seguintes, serão comprovadas algumas das limitações impostas por este fenômeno neste tipo de arquiteturas.

## 5. Simulação de efeitos cruzados causados por ganho estático de Raman

### 5.1. Introdução

Este capítulo é referente a simulações realizadas em VPI. O objetivo é avaliar os efeitos cruzados entre sinais de vídeo e dados em um sistema PON, decorrentes do comportamento **estático** do efeito de Raman (o VPI não leva em consideração a dinâmica do fenómeno). O estudo será realizado para dois formatos de vídeo: DVB-S (QPSK) e DVB-C (256-QAM) e o sinal de dados digital é um NRZ. Para analisar a qualidade do sinal de vídeo utiliza-se o parâmetro de desempenho CNR e para os dados o BER.

### 5.2. Convivência de vídeo DVB-S com um sinal NRZ

A configuração usada para simular este panorama de transmissão simultânea de vídeo DVB-S e dados NRZ é apresentada na figura 5.2.1:

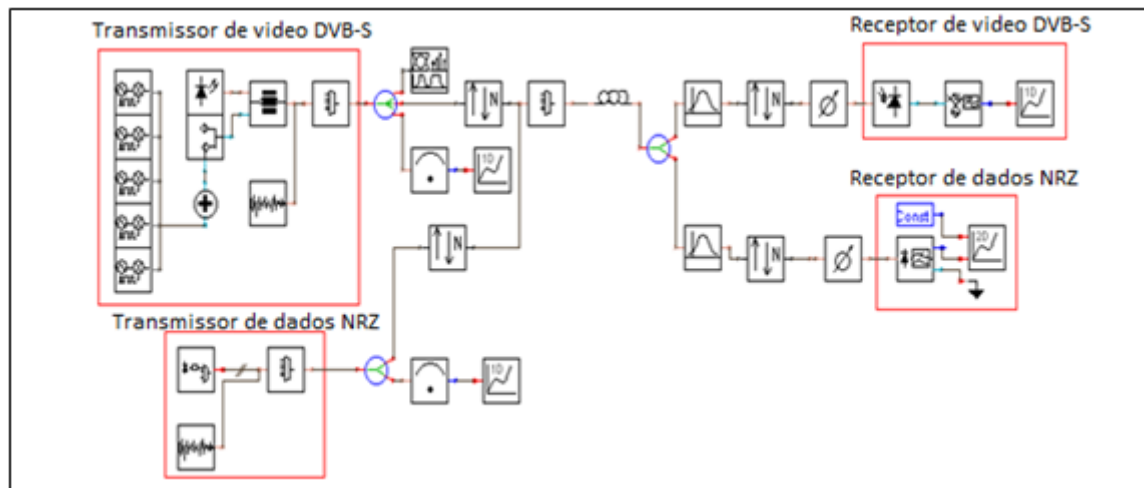


Figura 5.2.1 – Setup do sistema simulado

Na parte superior da imagem identifica-se o transmissor de vídeo DVB-S e o seu recetor. Ao nível do transmissor são gerados cinco canais de vídeo DVB-S com frequências RF centrais de 1.0GHz a 1.152GHz. O ritmo de transmissão destes canais é 54Mbps. Seguidamente, os canais modulam uma portadora ótica (gerada por um Laser CW) no comprimento de onda de 1550nm,

tendo-se para isso recorrido a modulação externa, utilizando um MZM (*Mach Zehnder Modulator*). Além dos canais de vídeo, ruído gaussiano branco com uma densidade de potência  $4E-16W/Hz$  é incluído no transmissor, para tornar o sistema mais realístico, visto os sinais provenientes da transmissão via satélite atravessarem condições muito adversas até serem recebidos por antenas e retransmitidos em fibra ótica [7].

Relativamente aos dados, pode identificar-se igualmente o transmissor e recetor na parte inferior da imagem. O sistema de dados opera no comprimento de onda 1490nm a um ritmo de 1.728 Gbps ( $32 \times 54 Mbps$ ). Não foi possível utilizar um ritmo de transmissão de 2.5Gbps como era pretendido, pelo facto do simulador não possibilitar a amostragem de sinais cujos ritmos de transmissão não sejam múltiplos de potências de 2 entre si. Também aqui é adicionado ruído, mas com uma densidade de potência de  $1E-16W/Hz$ .

Os sinais óticos gerados são então multiplexados na fibra com potências óticas de 17dBm e 0dBm [3], para o sinal de vídeo e dados, respetivamente. Após propagação na fibra, os sinais são isolados por dois filtros passa banda. Tanto distribuição de vídeo como dados é feita por 128 utilizadores finais. Para retratar esta situação utilizam-se à entrada dos respetivos recetores atenuadores de 21 dB ( $3 \times \log_2 128$ ), desempenhando a função de um splitter 1:128. Posteriormente, os sinais dão entrada nos respetivos recetores e são analisados.

Para caracterizar o vídeo analisa-se a CNR do canal intermédio (1.076GHz). De salientar que, o recetor de vídeo utilizado foi um analisador de EVM, uma vez que o VPI não disponibiliza nenhum bloco que permita medir diretamente a CNR, contudo, estes dois parâmetros de desempenho estão relacionados entre si, através das expressões 5.1 e 5.2 [5]:

$$SNR[dB] = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{EVM^2} \right) \quad (5.1)$$

$$CNR [dB] = SNR [dB] - 10 \log_{10} \left( 1 - \frac{r}{4} \right) \quad (5.2)$$

onde  $r$  é o fator roll-off.

As figuras que se seguem mostram os espectros dos sinais em alguns pontos do setup. A figura (a) ilustra o espectro elétrico dos cinco canais de vídeo gerados. A figura (b) mostra o espectro ótico à saída do transmissor DVB-S, onde os sinais de vídeo RF são acomodados na portadora ótica à frequência relativa de  $193.548THz \left( \frac{3E8 m/s}{1550 nm} \right)$ . A figura (c) mostra o espectro



elétrico dos canais de vídeo, após a detecção feita por um PIN. Por último, na figura (d), pode ver-se o espectro ótico do sinal NRZ à saída do transmissor.

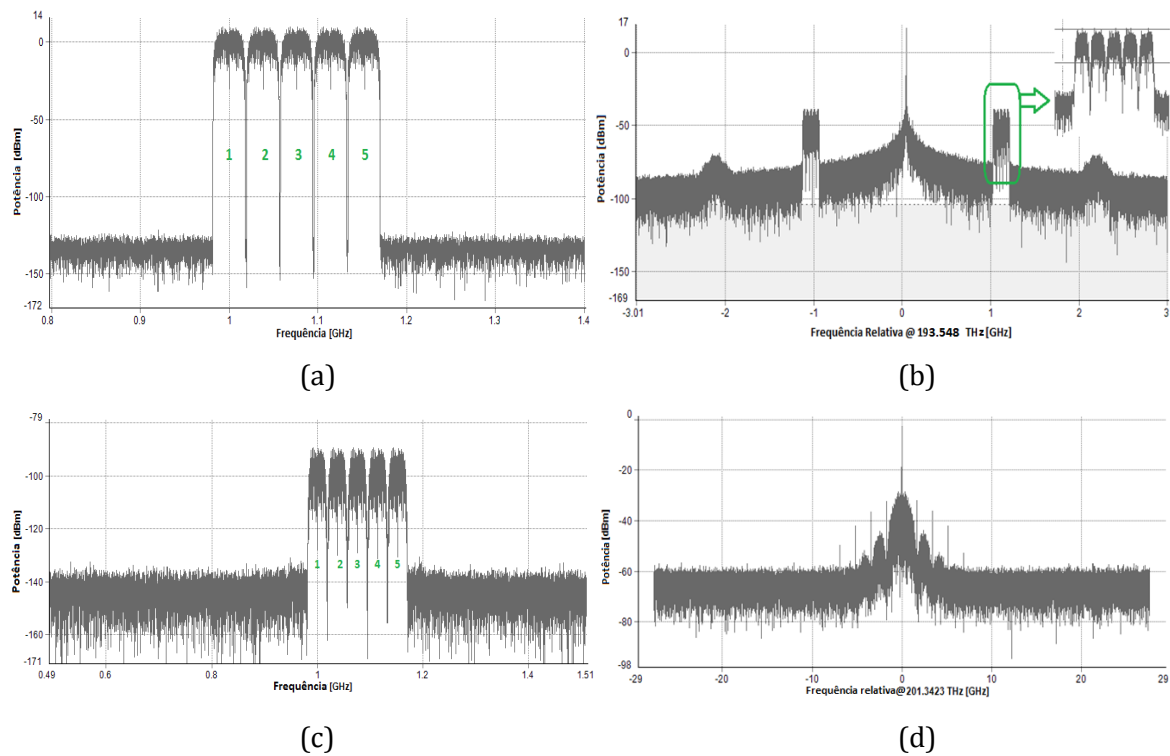


Figura 5.2.2 – Espectros de alguns sinais em alguns pontos do setup

Antes de se iniciar o estudo sobre a interação entre os sinais é conveniente encontrar o alcance máximo a que os sinais se podem propagar em modo livre, a fim de definir uma referência. Segundo a norma ITU-T G.983.3 [3], o menor valor de SNR no recetor que garante uma eficiente receção de vídeo QPSK, é 16dB. Utilizando a fórmula 5.2 e sabendo que um valor frequentemente utilizado para  $r$  em sistemas DVB-S é 0.35 [6], obtém-se um requisito mínimo de CNR no recetor de 16.4 dB. Esta norma também define que o BER máximo para os dados NRZ no seu recetor é de  $10^{-10}$ . Os resultados obtidos encontram-se apresentados nas figuras 5.2.3 e 5.2.5 para o CNR e BER, respetivamente, e a figura 5.2.4 mostra as constelações do sinal de video para diversas distância ao longo da fibra.

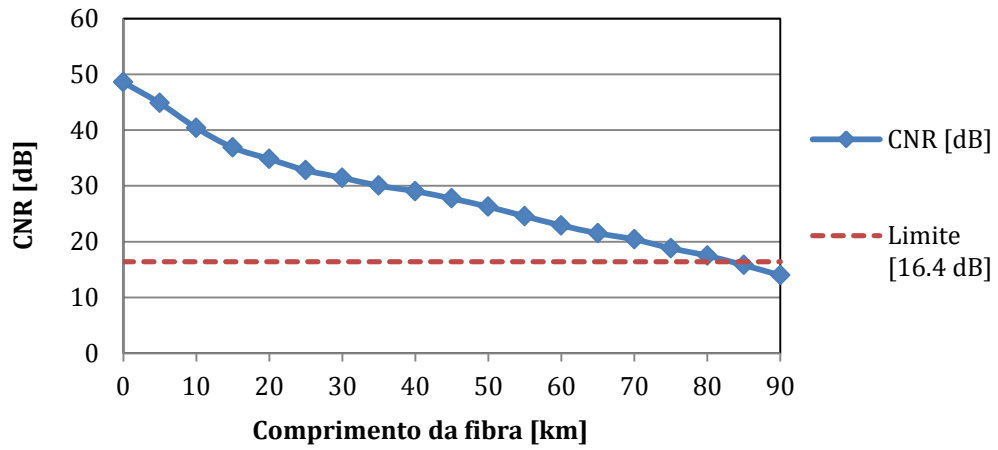


Figura 5.2.3 – CNR vs comprimento da fibra

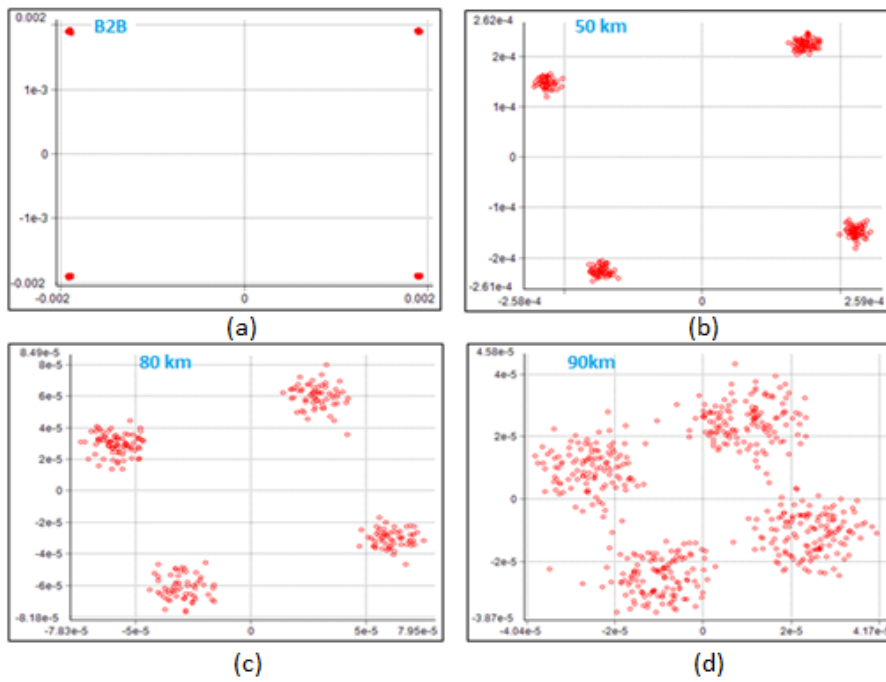


Figura 5.2.4- Constelações do canal de vídeo@1.076GHz para as situações: B2B (Back-to-Back), 50km, 80km e 90km

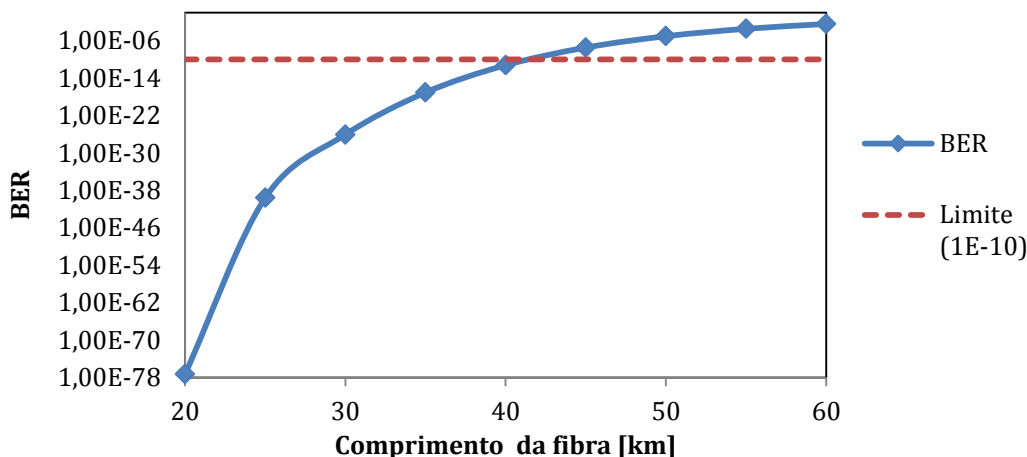


Figura 5.2.5 – BER vs comprimento da fibra

Por observação das figuras 5.2.3 e 5.2.5 pode verificar-se que tanto o desempenho do sistema de dados como vídeo se vão degradando (diminuição do CNR e aumento do BER) com o aumento do comprimento da fibra. A degradação do sinal do vídeo do ponto de vista da constelação, pode ser vista na figura 5.2.4, onde os bits para a situação B2B estão confinados em torno da sua posição ideal, no entanto, com ao aumento da distância estes vão-se dispersando e a constelação vai sofrendo uma rotação. Isto é devido à dispersão cromática (17ps/nm/km). Além disso, atenuação (0.2dB/km) e ruído térmico ( $10^{-11} A/\sqrt{Hz}$ ) no PIN também contribuem para a degradação dos sinais. Um teste simples foi feito, substitui-se a fibra por um atenuador de valor correspondente ao introduzido pela mesma, a uma distância de 80km para o vídeo e de 40km para os dados, isto é, 16 dB ( $80km \times 0.2 dB/km$ ) e 8 dB ( $40km \times 0.2 dB/km$ ), respetivamente. Para a CNR verificou-se uma melhoria de 1.4dB, permitindo concluir que a limitação em termos de distância de transmissão é imposta pela dispersão cromática. Em contraste, o BER manteve-se inalterado, levando a concluir que a limitação é imposta pela atenuação.

Passando agora ao estudo da interação entre os sinais. O comprimento de fibra é fixado a 80km para a análise do impacto sobre o vídeo e a 40km para avaliação sobre os dados. Como primeiro teste, analisa-se a influência da separação entre sinais sobre a CNR e o BER. As potências usadas são as já referidas anteriormente. A portadora ótica do vídeo é mantida a 1550nm e o comprimento de onda para transmissão do sinal NRZ é variada na gama de 1420nm a 1545nm. Os resultados são apresentados nas figuras 5.2.6 e 5.2.7 para o CNR e BER, respetivamente:

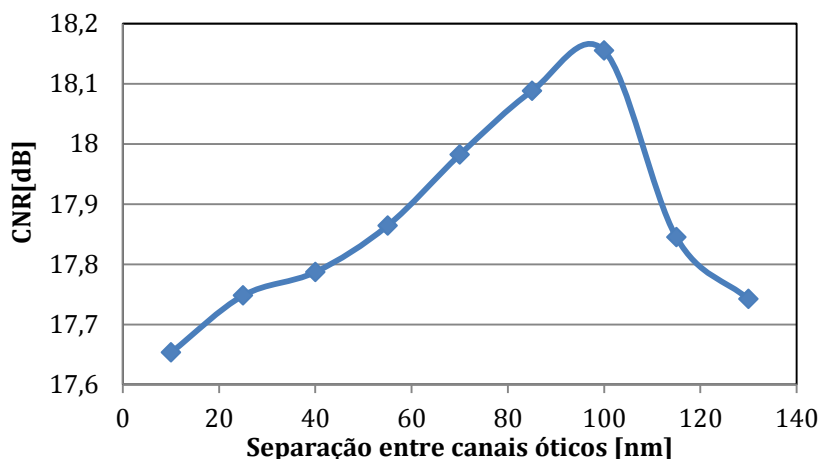


Figura 5.2.6 - CNR vs separação entre canais óticos para um varrimento do sinal de dados de 1420nm a 1545nm, para potências óticas dos sinais de vídeo e dados de 17dBm e 0dBm, respectivamente e para L@80km

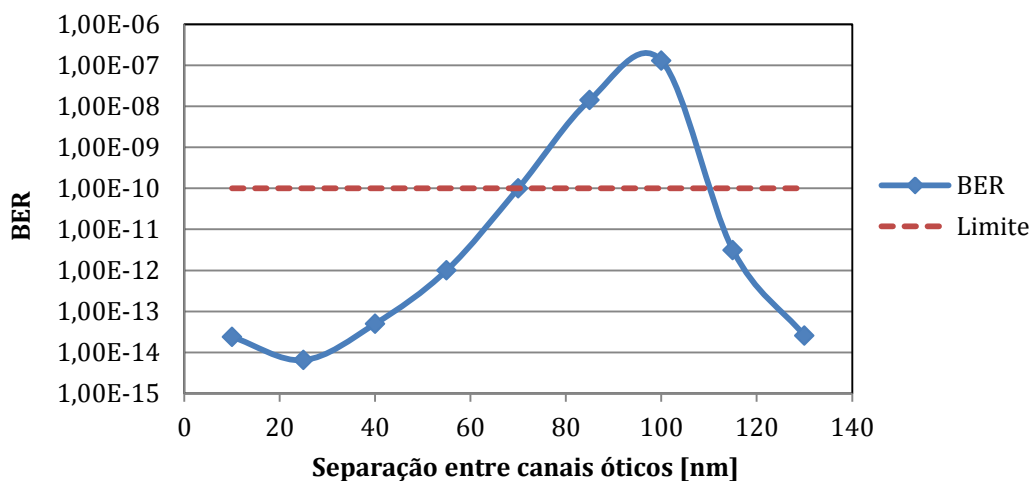


Figura 5.2.7 - BER vs separação entre canais óticos para um varrimento do sinal de dados de 1420nm a 1545nm, para potências óticas dos sinais de vídeo e dados de 17dBm e 0dBm, respectivamente e para L@40km

A partir das figuras 5.2.6 e 5.2.7, pode ser visto que o efeito Raman se manifesta num aumento da CNR do sinal de vídeo, ainda que pouco significativo (variação de 0,5dB). Em contraste o BER do sinal de dados é seriamente afetado. Quando os dados são transmitidos entre 1440nm e 1480nm (110nm e 70nm) o BER é superior  $10^{-10}$  o que põem em causa a receção da informação e logo o bom funcionamento do sistema.

O comportamento observado pode ser justificado pela transferência de potência do canal ótico de menor comprimento de onda (dados) para o de maior comprimento (vídeo) amplificando a

sua portadora e logo a CNR. Os resultados são consistentes, uma vez que ambas as curvas têm a mesma evolução, que por sua vez são idênticas ao perfil do ganho de Raman (ver figura 4.3.2.1.2)

No próximo ensaio o comprimento de onda do sinal NRZ é varrido de 1555nm a 1690nm. Todos os outros parâmetros são mantidos. Os resultados podem ser vistos nas figuras 5.2.8 e 5.2.9, para o CNR e BER, respetivamente:

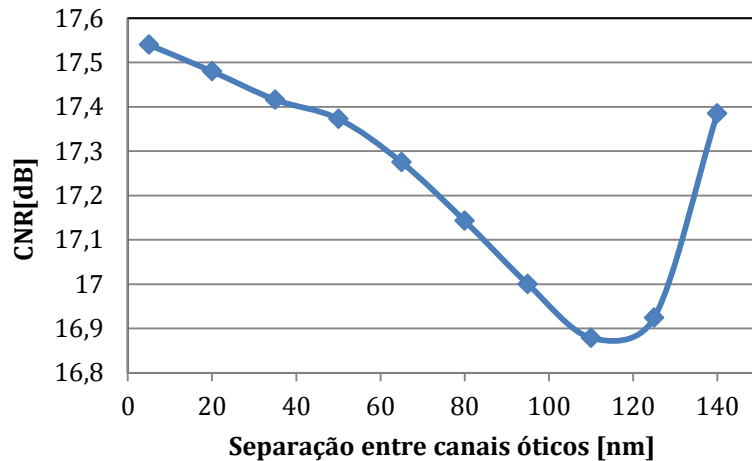


Figura 5.2.8 - CNR vs separação entre canais óticos para um varrimento do sinal de dados de 1555nm a 1690nm para potências óticas dos sinais de vídeo e dados de 17dBm e 0dBm, respetivamente e para L@80km

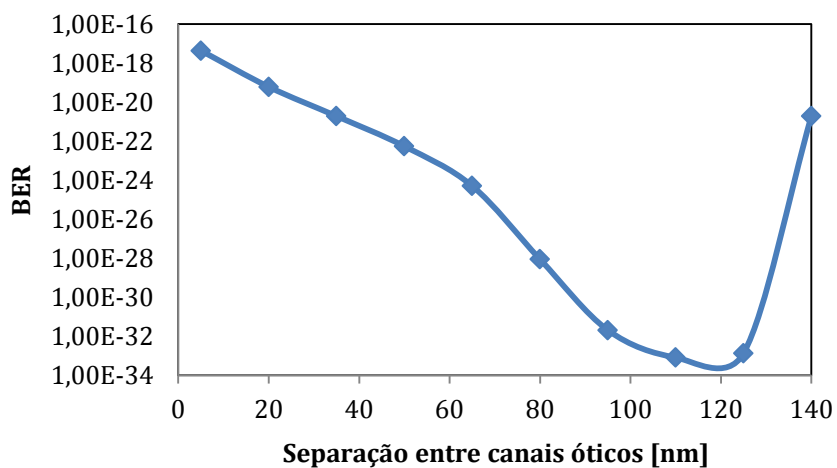


Figura 5.2.9 - BER vs separação entre canais óticos para um varrimento do sinal de dados de 1555nm a 1690nm, para potências óticas dos sinais de vídeo e dados de 17dBm e 0dBm, respetivamente e para L@40km

Comparando as figuras 5.2.8 e 5.2.9 com as duas anteriores (5.2.6 e 5.2.7), pode verificar-se que o comportamento é oposto, isto é, melhoria do BER e degradação do CNR, em consequência, de agora a transferência de potência ocorrer do vídeo para os dados.

Tanto na situação da figura 5.2.6 como 5.2.8, o efeito de Raman tem impacto pouco significativo sobre o canal de vídeo, uma vez que a potência utilizada para este canal é bastante elevada, sendo a predominância da portadora ótica sobre o ruído elevada, pelo que uma pequena transferência de potência tanto de, como para o canal de vídeo afetará de forma pouco significativa a sua CNR. No entanto, se o sistema trabalhar no limite do standard desenvolvido (~16.4 dB) esta variação (~0.5 dB) pode ser a diferença entre receber ou não a informação corretamente.

Relativamente ao sinal NRZ (figuras 5.2.7 e 5.2.9) observa-se que o sinal é seriamente afetado pelo SRS. Como a potência ótica deste sinal é baixa (0dBm), o predomínio da portadora ótica sobre o ruído é baixo, assim, uma transferência de potência entre os canais afeta significativamente o BER do sinal NRZ.

Na experiência seguinte o sinal de vídeo permaneceu nos 1550nm e fez-se variar o comprimento da fibra. Na figura 5.2.10 pode ver-se a influência do efeito de Raman sobre o sinal e dados, quando este é transmitido no comprimento de onda 1450nm ou 1650nm.

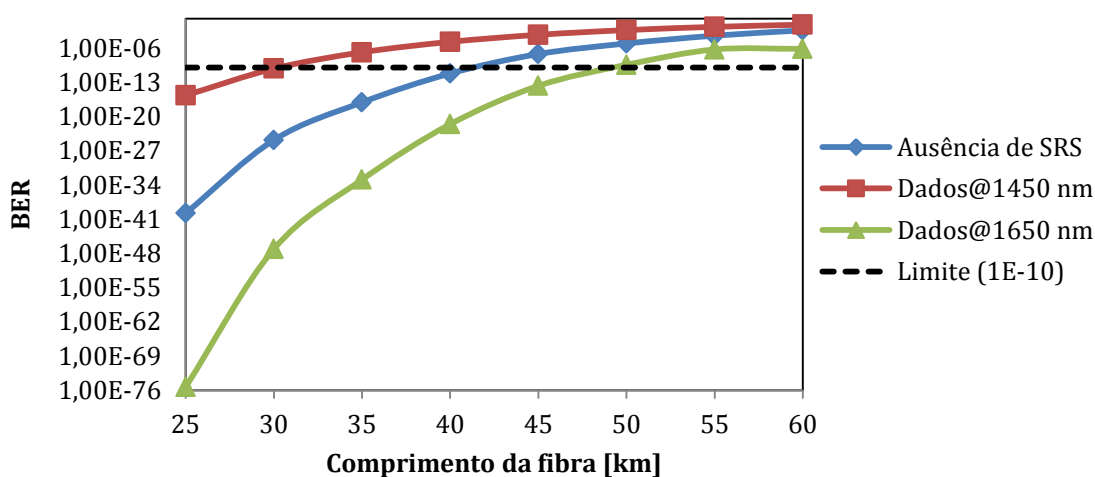


Figura 5.2.10 - BER vs comprimento da fibra, comparação de ausência e presença de SRS

Pode verificar-se que o envio dos dados a 1450nm, provoca uma penalidade em termos de distância de transmissão de 10 km (curva a vermelho), quando comparado com a situação em que os dados se propagam isoladamente sobre a fibra (curva azul). Pelo contrário quando os dados são

enviados a 1650nm (curva a verde), o vídeo funciona como um bomba de energia para os dados, e assim o alcance pode vir estendido de 10km.

Para finalizar, influência da potência dos sinais óticos na CNR e no BER é avaliada. Para a análise da CNR faz-se variar a potência do sinal de dados de -3dBm a 3dBm, mantendo todos os parâmetros referidos anteriormente inalterados. Num segundo momento, faz-se variar a potência do canal de vídeo de 10dBm a 17dBm, mantendo a potência dos dados fixa a 0dBm e analisa-se o BER do sinal NRZ. Os resultados podem ser observados nas figuras 5.2.11 para a CNR e na figura 5.2.12 para o BER, quando o sinal NRZ é transmitido a 1450nm ou 1650nm.

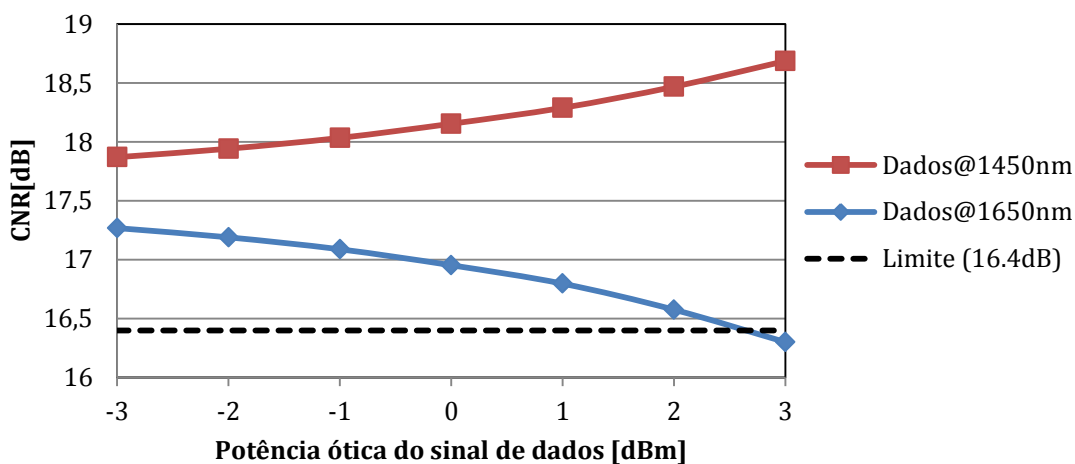


Figura 5.2.11- CNR vs potência ótica do sinal de dados

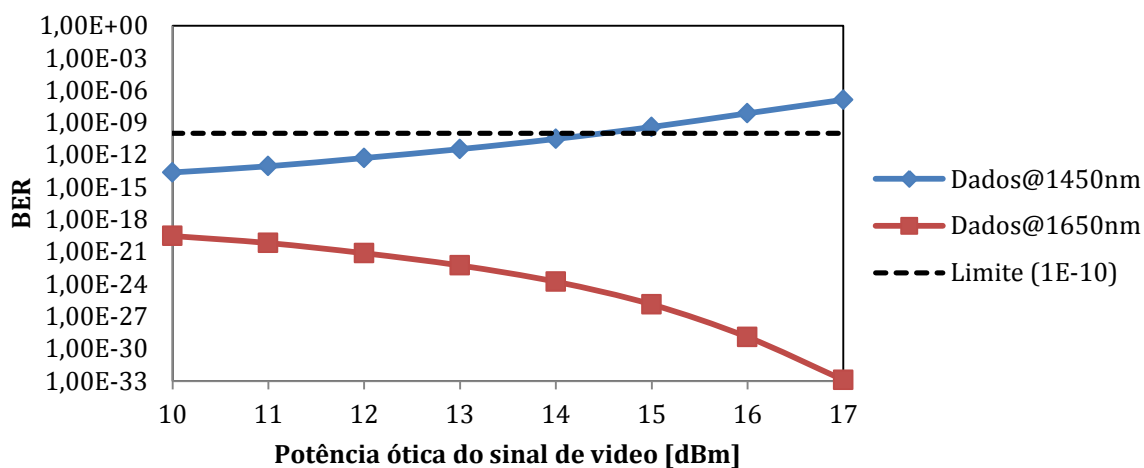


Figura 5.2.12- BER vs potência ótica do sinal de vídeo

Destes resultados, conclui-se que o aumento da potência de qualquer dos canais óticos torna o efeito de Raman mais penoso, uma vez que o desempenho do sistema global vem mais afetado. O aumento da potência desencadeia uma maior transferência de energia entre sinais, repercutindo-se

numa melhoria ou degradação dos sinais dependendo da posição relativa dos mesmos. Por exemplo, para 3dBm de potência do sinal de dados, observa-se que a CNR do vídeo já apresenta um nível inferior mínimo necessário no recetor, quando os dados são transmitidos a 1650nm, pondo assim em causa a receção da informação.

### 5.3. Convivência de vídeo DVB-C com um sinal NRZ

Neste subcapítulo é feita uma análise semelhante à anterior, só que agora o vídeo usado é o DVB-C. A configuração aqui utilizada é a mesma da figura 5.2.1, com a exceção que agora o gerador de ruído gaussiano branco foi removido e alguns parâmetros ao nível do transmissor e recetor de vídeo foram alterados, nomeadamente, o número de bits por símbolo foi alterado para 8 (256-QAM), a largura de banda dos canais para 8MHz e o fator roll-off de 0.35 para 0.18. As frequências centrais dos canais usados foram: 100,108,116,124 e 132MHz e o canal escolhido para se fazer a análise foi o de 116MHz.

No intuito de definir uma referência para a CNR do vídeo usaram-se as seguintes condições de transmissão: 17dBm de potência e um comprimento de onda de 1550nm. O resultado é mostrado na figura 5.3.1:

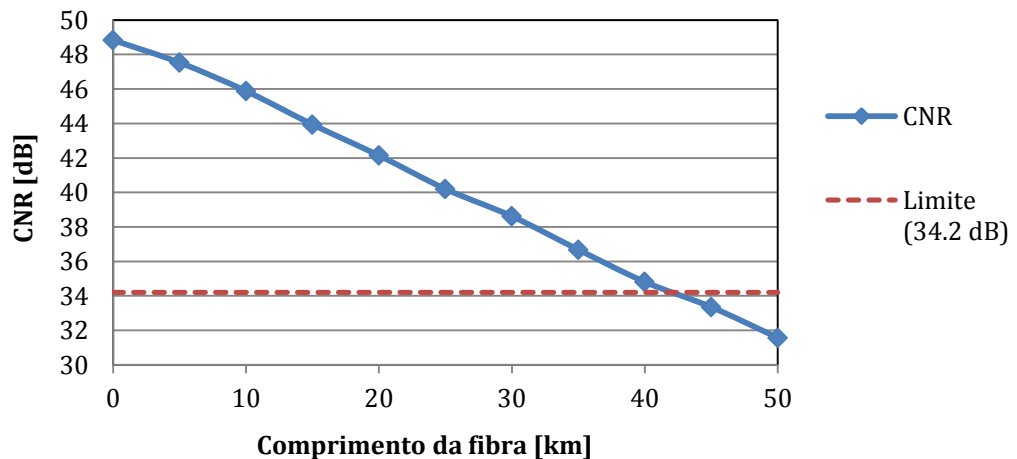


Figura 5.3.1 – CNR vs Comprimento da fibra

A norma ITU-T G.983.3 [3] estabelece um SNR mínimo necessário no recetor para este tipo de vídeo (256-QAM) de 34dB, o que resulta em uma CNR de 34.2dB ( $r=0.18$ ). Por observação da figura 5.3.1, o alcance máximo é de ~ 40km, onde a dispersão é igualmente o fator limitativo.



Na figura 5.3.2 podem visualizar-se as constelações do sinal 256-QAM para diversos comprimentos de fibra, onde para 45km já se vê um certo nível de degradação.

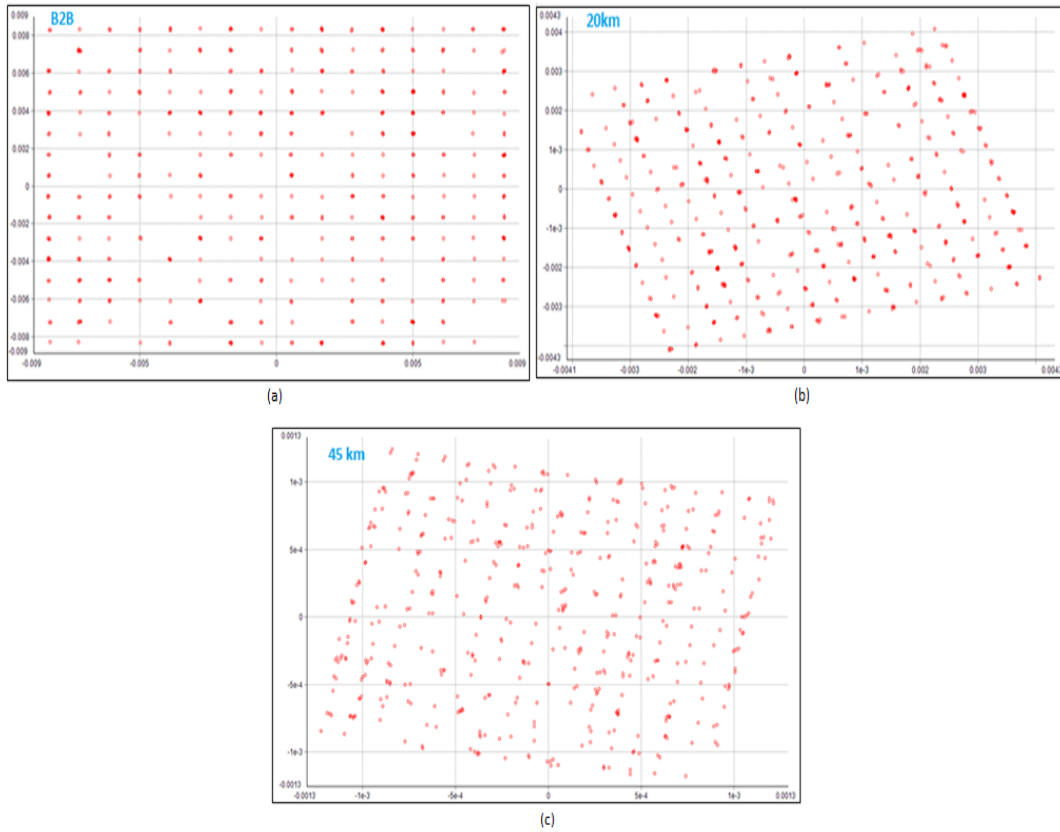


Figura 5.3.2- Constelações do sinal de vídeo DVB-C para as situações: B2B, 20km e 45km

De notar, que o alcance vem diminuído praticamente de metade em comparação ao do vídeo DVB-S. Isto acontece, uma vez que a distância euclidiana mínima entre símbolos é menor na constelação 256-QAM comparativamente à constelação QPSK do vídeo DVB-S. Como tal, devido à dispersão cromática os símbolos começam a interferir a distâncias menores.

No presente cenário, para o estudo da interação SRS apenas é mostrado o resultado do caso em os dados são enviados em comprimentos de onda superiores ao do vídeo, já que as tendências obtidas foram em tudo idênticas às observadas para o cenário DVB-S. As figuras 5.3.3 e 5.3.4 mostram a relação CNR e BER vs separação entre canais óticos, respetivamente. O comprimento da fibra utilizado foi de 40km tanto para a análise do CNR como do BER. As potências utilizadas, bem com a gama de varrimento de comprimentos de onda foram os mesmos da secção 5.2.

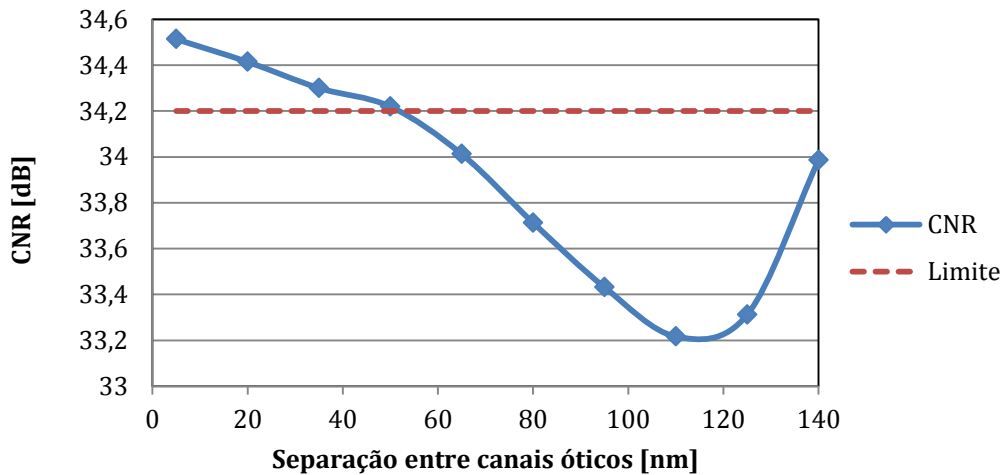


Figura 5.3.3 - CNR vs separação entre canais óticos para um varrimento do sinal de dados de 1555nm a 1690nm para potências óticas dos sinais de vídeo e dados de 17dBm e 0dBm, respectivamente e para L@40km.

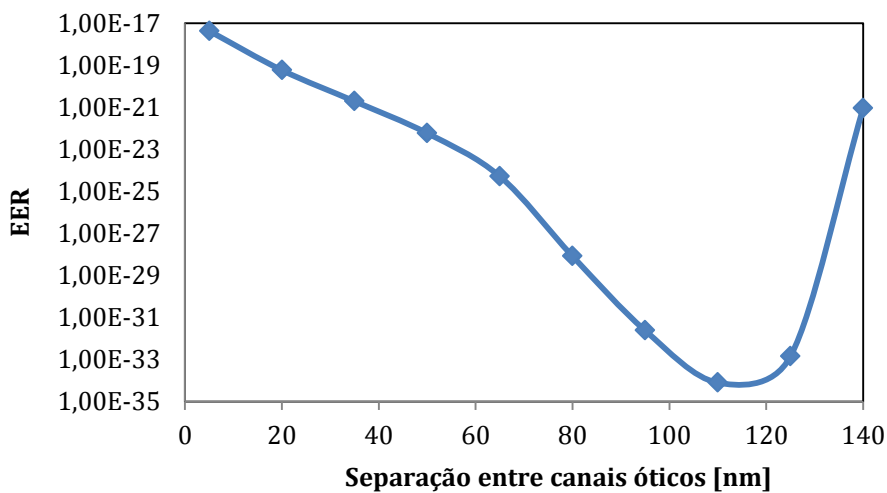


Figura 5.3.4 - BER vs Separação entre canais óticos para um varrimento do sinal de dados de 1555nm a 1690nm para potências óticas dos sinais de vídeo e dados de 17dBm e 0dBm, respectivamente e para L@40km.

Nas figuras 5.3.3 e 5.3.4, as tendências das curvas são em tudo idênticas às representadas na figuras 5.2.8 e 5.2.9 para o cenário do DVB-S, isto é mais uma vez devido à transferência de potência do vídeo para o dados, levando conseqüentemente à degradação da CNR do vídeo e a uma diminuição da taxa de BER dos dados. Aqui, pode verificar-se que para separações acima de ~50nm o SRS põem em causa a descodificação do sinal de vídeo, uma vez que a CNR < 34.2dB. A diferença mais expressiva entre o DVB-S e DVB-C, ocorre ao nível da variação do CNR que no caso do DVB-S é ~0.7dB (figura 5.2.11) , enquanto no presente caso é ~1.3dB. Esta maior

degradação pode ser justificada pelo facto da modulação 256-QAM ser menos imune aos efeitos não lineares, quando comparada com a modulação QPSK, conhecida pela sua forte imunidade a este tipo de fenómenos assim como ao ruído.

## 5.4. Conclusão

Neste capítulo foi avaliado, via simulação, o impacto do efeito de Raman estático responsável pela transferência de potência entre canais óticos, em um sistema PON. Tanto o sistema de vídeo (DVB-S ou DVB-C) como o sistema de dados foram estudados e os resultados foram comentados.

Tendo por base os resultados obtidos, pode concluir-se que o sistema de dados NRZ é particularmente suscetível à componente estática do SRS. Pelo contrário, o sistema de vídeo é relativamente imune a essas interferências cruzadas, ainda assim, não negligenciável como se pôde ver no exemplo da figura 5.3.3. Além disso, também se conclui que o sinal de vídeo DVB-C, que emprega modulação 256-QAM é mais afetado pelo fenómeno.

Apesar da componente **estática** do SRS ter uma influência pouco assinalável sobre o sistema de vídeo, em um cenário prático onde a dinâmica do SRS é uma realidade, esta pode ter um forte contributo sobre o desempenho dos canais de vídeo a 1550nm. Uma análise a este respeito será feita de seguida no capítulo seis.



## **6. Testes experimentais do impacto do efeito de Raman dinâmico**

### **6.1. Introdução**

Este capítulo trata dos testes realizados em laboratório, referentes a cenários de convivência de um “sistema de vídeo” e um “sistema de dados”. O objetivo passa pela avaliação do impacto causado pela dinâmica do efeito de Raman sobre o sistema de vídeo, tendo em consideração uma evolução rumo ao NG-PON2. Para isso, assume-se o panorama mais universal possível (figura 3.4.2.3.2), pelo que o sistema de vídeo atuará em ~1550 nm, enquanto o sistema de dados trabalhará na gama dos ~ 1530 nm a ~ 1540 nm.

De referir, que o nosso sistema de vídeo é na maioria da vezes encenado por um sinal CW, no entanto para efeitos de comparação do impacto causado pela crosstalk de Raman em um cenário de vídeo real é exatamente o mesmo. Para facilitar a apresentação e discussão dos resultados, independentemente do sistema ser um sinal CW ou vídeo SCM, ele será tratado da mesma maneira.

### **6.2. Convivência de um sinal CW com um sinal modulado**

#### **6.2.1. Montagem experimental e considerações**

A primeira configuração usada para avaliar a performance do sistema citado, encontra-se representada sobre a forma de diagrama de blocos na figura 6.2.1.1.

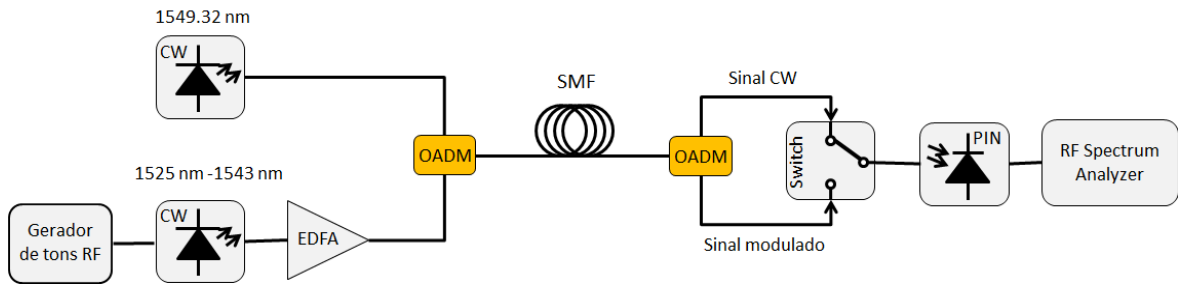


Figura 6.2.1.1- Diagrama de blocos da montagem experimental

O sinal que vai interagir com o sistema de vídeo ao longo da fibra é um sinal modulado contendo uma portadora elétrica. Assim, um tom RF gerado a partir de um RF *signal generator* modula um laser diretamente (gama de operação de 1425nm a 1543nm). O sinal ótico resultante, é amplificado por um EDFA banda C para ajuste da potência e posteriormente é multiplexado numa fibra SMF de 20km, juntamente com o sinal CW, este com um comprimento de onda de 1549.32nm. O acoplamento é feito com um OADM (*Optical Add-Drop Multiplexer*). Ao nível da receção, um outro OADM é utilizado para isolar o sinal CW (porta Drop - 1549.32nm) do sinal modulado. Os dois sinais são então encaminhados para um switch, que depois de detetados por um PIN são analisados num RF *spectrum analyzer*.

## 6.2.2. Resultados e discussão

Antes de se passar ao estudo da interação entre sinais, é conveniente definir uma referência para o sinal CW (ausência de crosstalk). Para isso, o sinal CW é transmitido isoladamente sobre a fibra com uma potência ótica de 4dBm. O espectro elétrico obtido é mostrado na figura 6.2.2.1, onde se obteve uma potência RF constante e de  $\sim -73$ dBm, este, pode ser entendido como o nível de ruído do sistema.

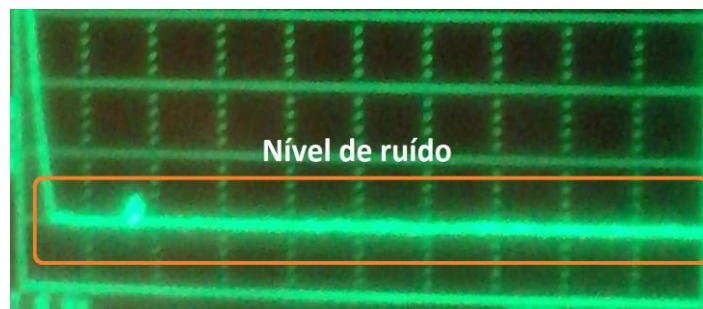


Figura 6.2.2.1 – Espectro RF do sinal CW

De seguida, uma portadora elétrica de frequência 50 MHz modula o laser a 1530nm. Este sinal com uma potência ótica de 6dBm é multiplexado na fibra juntamente com o sinal CW. A figura 6.2.2.2 mostra o espectro ótico dos dois sinais à entrada da fibra e a figura 6.2.2.3 mostra o espectro RF o sinal CW à saída da mesma.

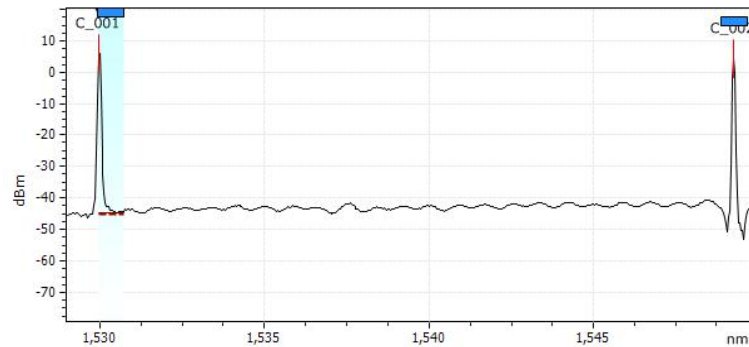


Figura 6.2.2.2 – Espectro ótico

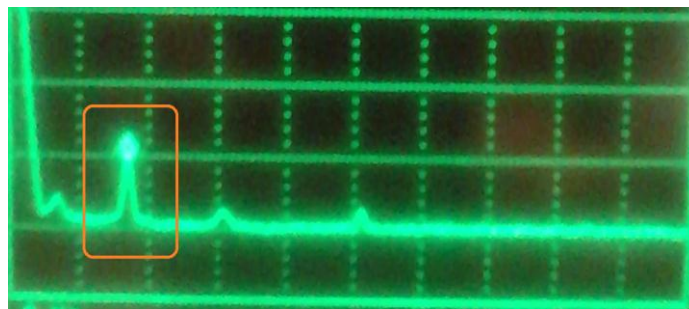


Figura 6.2.2.3 – Espectro RF do sinal CW após interação dos sinais na fibra

Comparando os resultados das figuras 6.2.2.1 e 6.2.2.3, pode verificar-se o aumento do nível de ruído à frequência de 50MHz (pico de ~ -58 dBm), o restante espectro permanece igual. Isto é devido à interação cruzada entre os sinais. Como o sinal modulado viaja num comprimento de onda inferior ao CW, a sua velocidade de propagação é maior. Quando isso acontece, a presença de SRS provoca passagem de informação elétrica do sinal modulado para o sinal CW (daí a observação de um pico), o que resulta numa crosstalk não linear e logo numa degradação do desempenho do sistema.

No ensaio seguinte, as condições de potências foram mantidas e fez-se variar a frequência da portadora elétrica de 20MHz a 300MHz. Esta experiência foi repetida para cinco comprimentos de onda do sinal modulado: 1530nm, 1533nm, 1537nm, 1540nm e 1543nm. Os resultados são apresentados na figura 6.2.2.4.

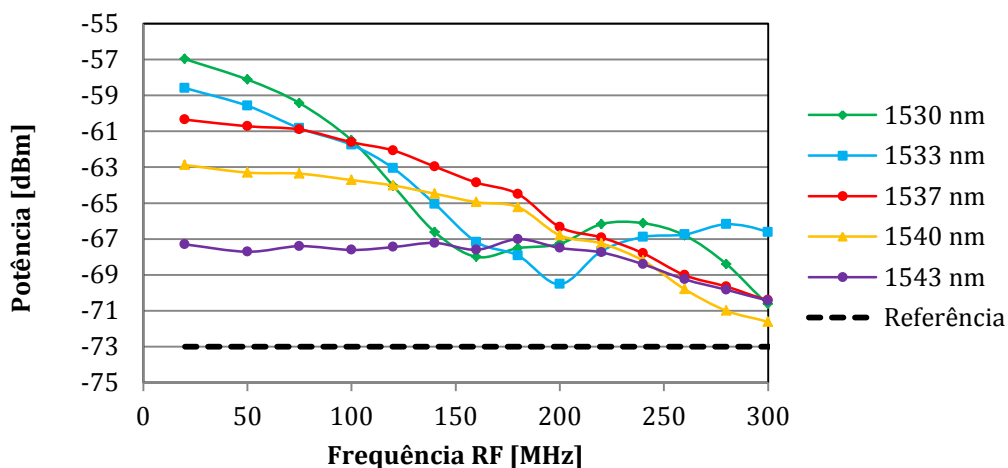


Figura 6.2.2.4 – Potência do CW vs frequência RF para diferentes comprimentos de onda do sinal modulado

Da figura 6.2.2.4 pode verificar-se que a intensidade com que o SRS se manifesta é fortemente dependente das frequências elétricas e apresenta um comportamento típico passa-baixo. De notar também, que à medida que o comprimento de onda do sinal modulado aumenta (menores separações entre canais óticos), o comportamento ondulatorio é menos expressivo e os mínimos ocorrem para frequência elétrica mais elevadas. Isto é devido ao facto de para pequenas separações entre canais, a diferença entre as velocidades de grupo dos sinais ser menor, quando comparada com situações de maiores separações de canais e assim a transferência de potência RF, também será menor.

Para tentar validar os resultados obtidos, foram realizadas para os cinco casos, estimativas teóricas da crosstalk de Raman, tendo-se utilizado para o efeito a função transferência descrita na expressão 4.19. Os valores dos parâmetros nela usada são mostrados na tabela 6.2.2.1. Os valores práticos foram calculados pela expressão 4.18, através das medidas práticas efetuadas. Os resultados da comparação, são mostrados na figura 6.2.2.5.

Tabela 6.2.2.1 – Lista de parâmetros usada na determinação dos valores teóricos da crosstalk

Parâmetro		Valor
Atenuação da fibra	$\alpha$	0.21 dB/km
Área efetiva	$A_{\text{eff}}$	80 $\mu\text{m}^2$
Coefficiente dispersão	D	16 ps/nm/km
Declive do coeficiente de ganho Raman	-	$5.0 \cdot 10^{-16}$ m/W/nm (ver anexo A)
Fator de polarização efetivo	$\rho$	0.7
Comprimento da fibra	L	20 km
Potência do sinal modulado	$P_{\text{mod}}$	6 dBm



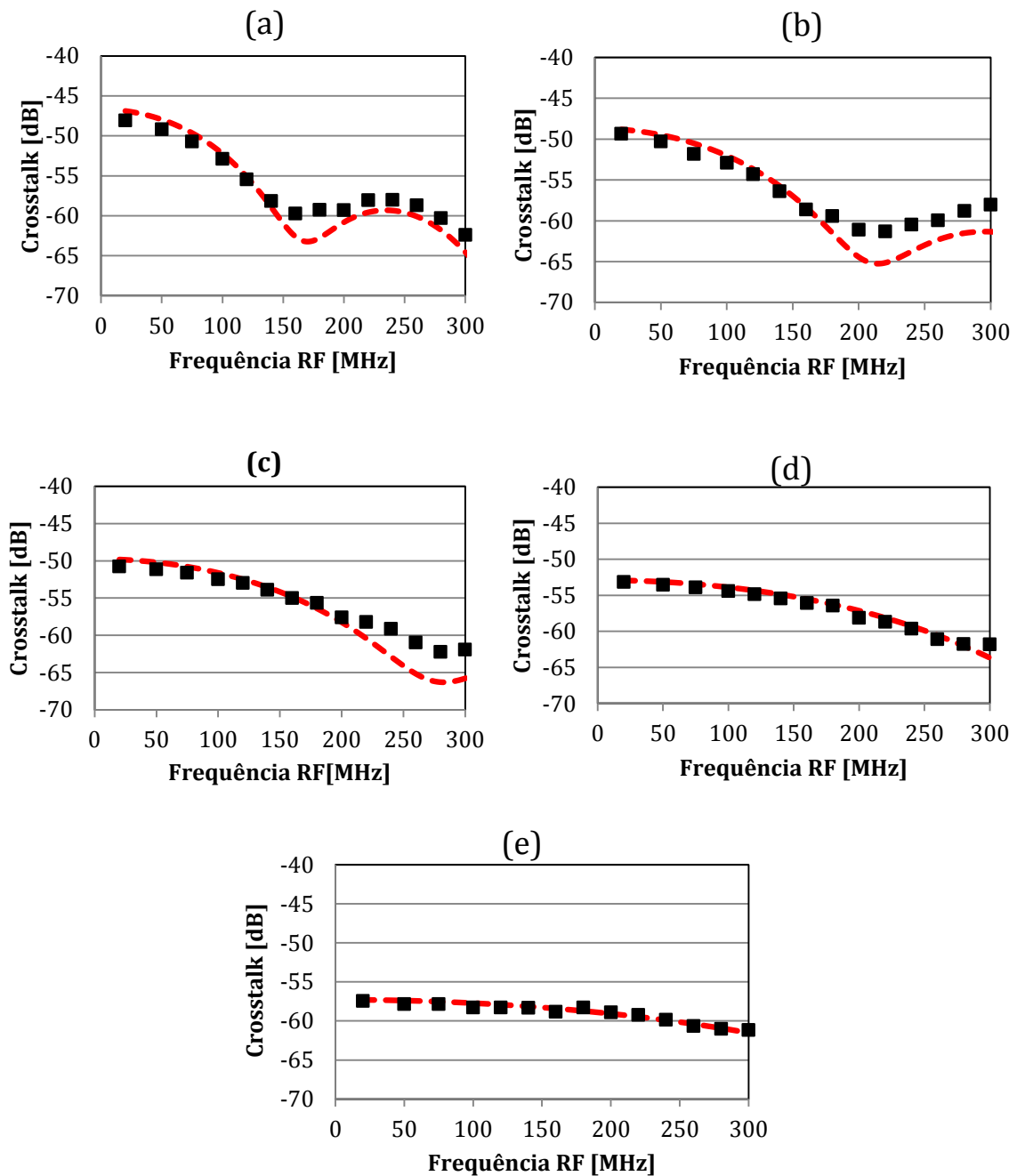


Figura 6.2.2.5 – Potência vs frequência RF para os diferentes comprimentos de onda do sinal modulado: (a) 1530nm; (b) 1533nm; (c) 1537nm; (d) 1540nm; (e) 1543nm

As curvas a vermelho são as estimativas teóricas e os marcadores a preto são os resultados experimentais. Pode notar-se a boa concordância entre os valores teóricos e os experimentais. Destes cinco gráficos fica mais evidente a menor frequência de oscilação com diminuição da separação entre canais, assim como o deslocamento do mínimo relativo para maiores frequências elétricas. Uma visão acerca da variação da crosstalk com a separação entre canais óticos, é mostrada na figura 6.2.2.6.

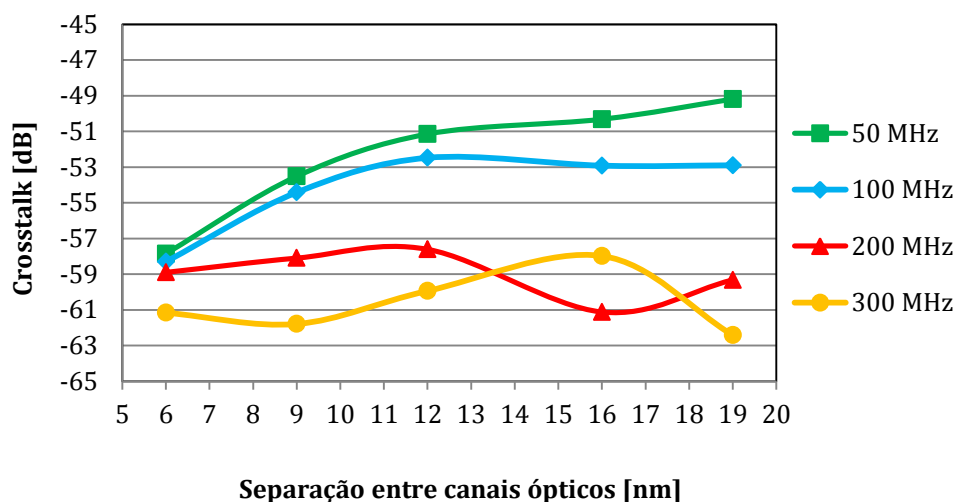


Figura 6.2.2.6- Crosstalk vs separação entre canais ópticos, para diversas frequências de modulação RF

É possível observar o forte impacto que a separação entre canais pode ter sobre a degradação de um sinal de vídeo, fundamentalmente às baixas frequências. Da figura 6.2.2.6, pode concluir-se que baixas frequências combinadas com separações de canais elevadas constituem uma elevada fonte de crosstalk de Raman.

### 6.3. Convivência de um sinal CW com um sistema multicanal modulado DWDM

Nesta secção, é avaliado o impacto da crosstalk induzida por um sistema multicanal em um sinal CW, tendo-se para isso, recorrido ao envio de três sinais modulados separados entre si de 100GHz (DWDM).

#### 6.3.1. Montagem experimental e considerações

A configuração utilizada para a realização desta experiência é mostrada na figura 6.3.1.1. Ela é em tudo idêntica à apresentada na secção 6.2, a única diferença está ao nível da geração do sistema DWDM.

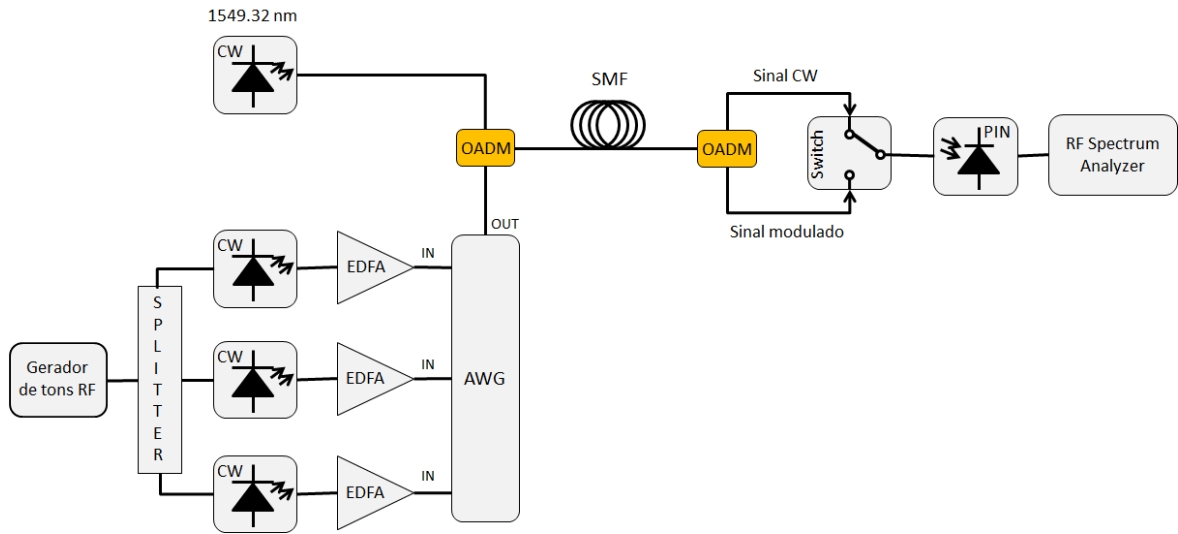


Figura 6.3.1.1 - Diagrama de blocos da montagem experimental do cenário multicanal DWDM

Este sistema é gerado da seguinte forma: A portadora elétrica gerada a partir do RF *signal generator* é replicada por um splitter em três de menor potência; Cada uma destas portadoras vai modular um laser diretamente em comprimentos de onda distintos (separados de 0.8 nm); os sinais modulados são de seguida amplificados individualmente por três EDFAs de modo a obter-se uma potência ótica de 6 dBm para cada sinal; posteriormente, os sinais são multiplexados num AWG, obtendo-se na sua saída o sistema DWDM, que é multiplexado na fibra juntamente com o sinal CW.

### 6.3.2. Modelo teórico para o cálculo da crosstalk de Raman

O modelo teórico aplicado para estimar o crosstalk neste cenário, é dado pela expressão 6.1:

$$Crosstalk(\Omega) = 10 \log_{10} \left[ \sum_{i=1}^N 10^{0.1 Crosstalk_i(\Omega)} \right] \quad (6.1)$$

onde N, é o número de canais DWDM envolvido (neste caso três) e  $Crosstalk_i$  é a crosstalk gerada individualmente por cada sinal modulado no CW, dado igualmente pela expressão 4.19.

### 6.3.3. Resultados e discussão

Numa primeira fase, um sinal é transmitido a 1531.90nm, juntamente com o sinal CW (1549.32nm & 4dBm). De seguida, os outros dois lasers são ativados, operando nos comprimentos de onda de 1531.12nm e 1530.33nm. Os resultados obtidos podem ser observados na figura 6.3.3.1 para as duas situações, quando se faz variar a frequência do tom RF de 50MHz a 300MHz. As estimativas teóricas são também apresentadas, onde se usaram os parâmetros já acima apresentados na tabela 6.2.2.1.

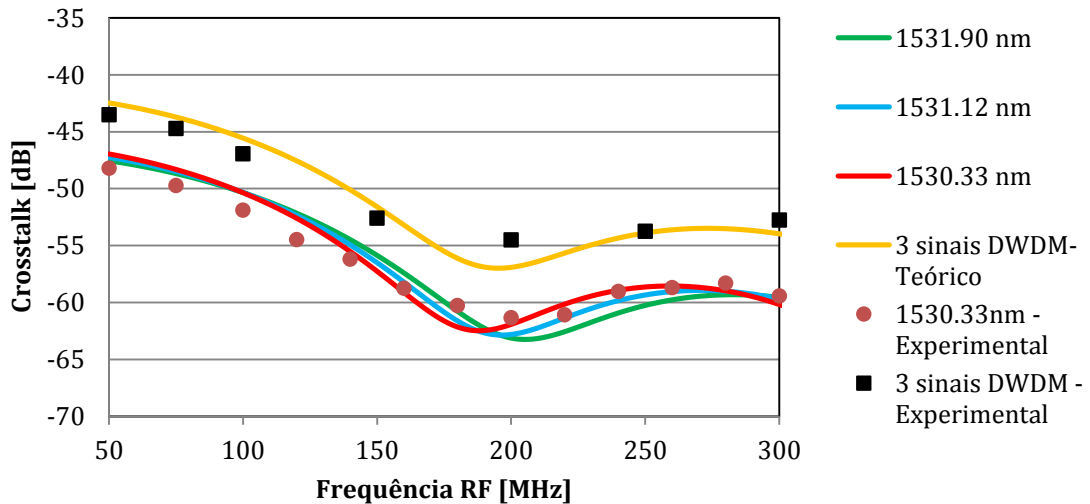


Figura 6.3.3.1- Crosstalk vs frequência RF, comparação do cenário de canal único com o cenário multicanal

Na figura 6.3.3.1 é visível a boa concordância entre os resultados práticos e teóricos. É fácil observar que o facto dos três sinais modulados contribuírem para o processo SRS se manifesta num aumento significativo da crosstalk induzida no CW (~ 5dB). Isto permite fazer uma analogia ao que pode acontecer num cenário de convivência TWDM-PON com um sistema de distribuição de vídeo. O aumento do número de canais TWDM aumenta a capacidade do sistema, no entanto, isso representa uma degeneração dos canais em 1550nm. A solução poderá passar pela redução da potência associada a cada sinal modulado, embora isso limite a transmissão da informação em termos de distância.

## 6.4. Convivência de um sistema de vídeo DVB-C com um sinal de dados NRZ

Nesta secção, o objetivo é igualmente avaliar os efeitos indesejáveis da dinâmica do efeito de Raman sobre um sistema a 1550nm. A grande diferença relativamente às duas secções anteriores é

que agora o sinal modulado consiste num sinal de dados NRZ @10 Gbps e o sinal a 1549.32nm carrega portadoras de vídeo DVB-C.

### 6.4.1. Montagem experimental e considerações

A montagem experimental implementada, é mostrada na figura 6.4.1.1. Os sinais elétricos de vídeo DVB-C vão modular um laser a 1549.32nm. Este sinal ótico é então submetido a amplificação por um EDFA para ajuste da potência ótica. Paralelamente, um sinal de dados NRZ@10Gbps é modulado a partir de um MZM. A portadora ótica é gerada a partir de uma fonte CW, usando para o efeito um laser sintonizável (TLS) e a sequência de dados é uma PRBS  $2^{31} - 1$ . De seguida o sinal é submetido a amplificação e passa por um controlador de polarização. Os dois sinais óticos, são então agregados na fibra originando o cenário de convivência. Após a propagação na fibra os sinais são analisados e os resultados são interpretados.

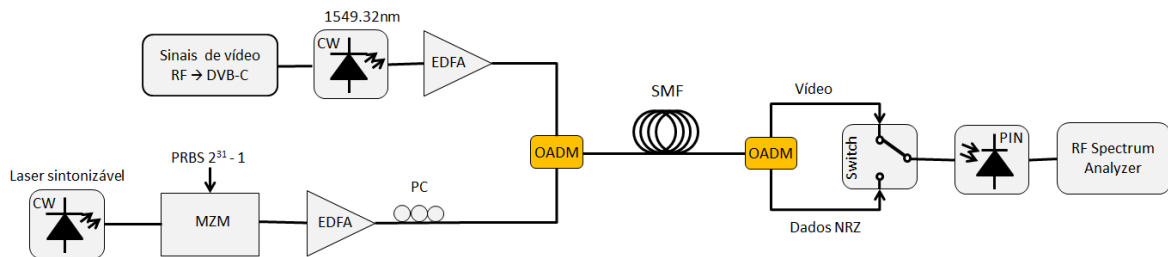


Figura 6.4.1.1 - Diagrama de blocos da montagem experimental do cenário de convivência de vídeo DVB-C com dados NRZ@10Gbps

### 6.4.2. Resultados e discussão

A fim de se definir uma referência para o sistema de vídeo SCM, a portadora ótica carregando os canais de vídeo é transmitida sobre a fibra com uma potência de 7.5dBm. O espectro RF do sistema à saída da fibra é mostrado na figura 6.4.2.1, onde se identificam os seis canais transmitidos. As suas frequências centrais são: 107.5 MHz, 114.5 MHz, 121.5 MHz, 128.5 MHz, 240.5 MHz e 247.5 MHz e as suas CNR são apresentadas na tabela 6.4.2.1.

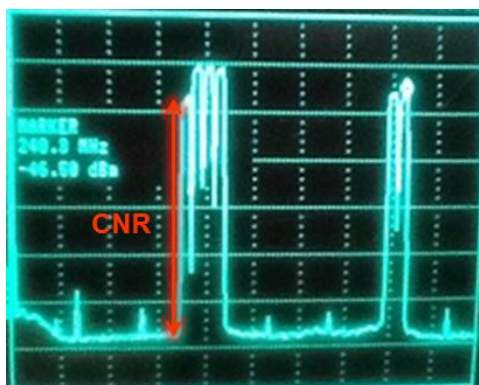


Figura 6.4.2.1 - Espectro RF dos canais de vídeo - referência

Tabela 6.4.2.1 – CNR dos canais de vídeo - referência

Frequência central do canal DVB-C (MHz)	CNR (dB)
107.5	35.2
114.5	39.5
121.5	39.5
128.5	39.5
240.5	37.1
247.5	36.8

A correta decodificação de um sinal de vídeo com modulação 256-QAM, como visto anteriormente, requer uma relação portadora-ruído mínima de ~34dB. Da tabela 6.4.2.1, é possível verificar que todos os sinais cumprem esse requisito.

De seguida, o sinal de dados é lançado na fibra com um comprimento de onda de 1529.55nm e potência de 16dBm. O espectro RF do sistema de vídeo, resultante da interação dos sinais, é mostrado na figura 6.4.2.2.



Figura 6.4.2.2 - Espectro RF dos canais de vídeo afetados pelo SRS

Pelas figuras 6.4.2.1 e 6.4.2.2, vê-se que potência das portadoras se mantém inalterada. A grande diferença está ao nível do ruído. Devido à dinâmica do efeito de Raman parte da densidade espectral dos dados é copiada para o sistema de vídeo, degradando a sua performance uma vez que a CNR dos canais diminui.

A experiência anterior é repetida para um comprimento de onda de 1537.33nm. Os resultados dos dois testes são apresentados na figura 6.4.2.3.

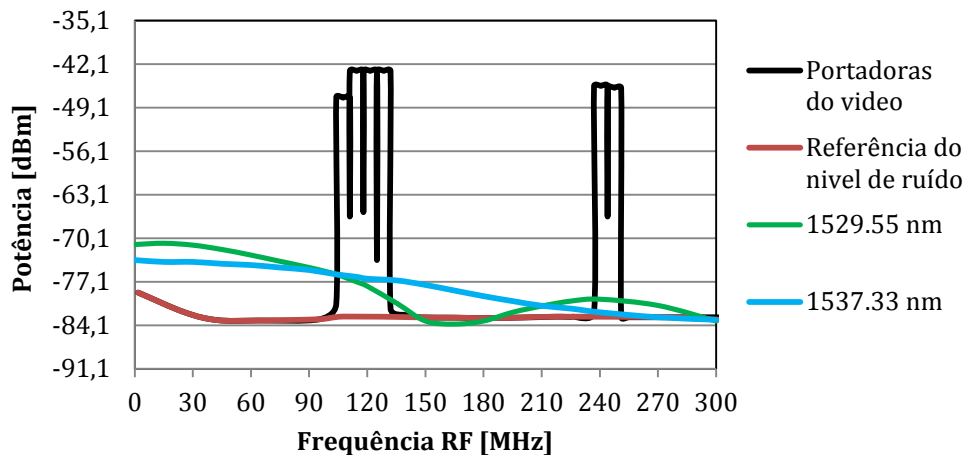


Figura 6.4.2.3 – Potência vs frequência RF para dois comprimentos de onda do sinal de dados

Comparando as duas situações, pode observar-se que a transmissão de dados a 1529.55nm torna-se mais problemática para frequência de vídeo entre 50MHz e 100MHz (tipicamente o vídeo só é transmitido acima dos 50 MHz) e 210MHz a 300MHz, enquanto a transmissão a 1537.33nm é mais problemática para canais com frequências de 100MHz a 210MHz. A tabela 6.4.2.2, mostra as CNRs para as duas situações, onde se verifica que os sinais de vídeo vêm seriamente afetados, alguns deles apresentando CNR inferiores a 34 dB e logo a perceptibilidade da informação no recetor é posta em causa.

Tabela 6.4.2.2 – CNR dos canais de vídeo, quando estes são transmitidos na fibra simultaneamente com dados NRZ, para as duas situações exibidas na figura 6.4.2.3

Frequência central do canal DVB-C (MHz)	CNR (dB) - para o caso da transmissão de dados NRZ a 1529.55 nm	CNR (dB) - para o caso da transmissão de dados NRZ a 1537.33 nm
107.5	28.6	28.6
114.5	33.7	33.1
121.5	34.9	33.5
128.5	36.4	33.8
240.5	34.5	36.5
247.5	34.2	36.6

Na experiência seguinte, o comprimento de onda para transmissão dos dados NRZ foi mantida nos 1529.55nm e a potência do mesmo foi alterada. Os resultados são mostrados na figura 6.4.2.4, para as potências de 16dBm, 13dBm e 10dBm.

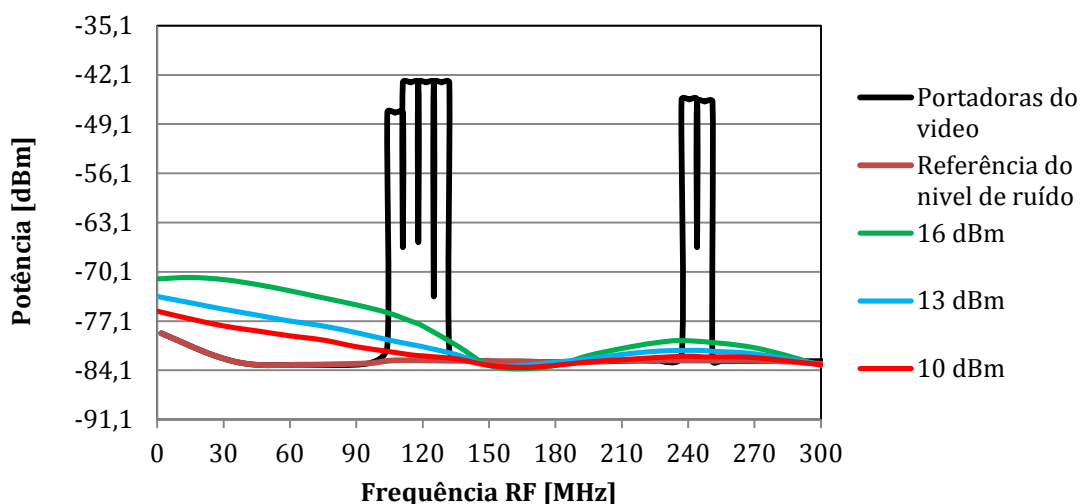


Figura 6.4.2.4 – Potência vs frequência RF para três potências óticas do sinal de dados

Da figura 6.4.2.4, verifica-se que a diminuição da potência do canal de dados, leva a uma consequente minimização da degradação nos canais de vídeo. Na tabela 6.4.2.3 é mostrada a CNR dos seis canais para os três casos. Para o caso de 13dBm apenas o primeiro canal não cumpre os requisitos e para o caso de 10 dBm todos os canais tem CNR superior aos 34 dB necessários.

Tabela 6.4.2.3 – CNR dos canais de vídeo, quando estes são transmitidos na fibra simultaneamente com dados NRZ, para as três situações exibidas na figura 6.4.2.4

Frequência central do canal DVB-C (MHz)	CNR (dB) - para NRZ a 16 dBm	CNR (dB) - para NRZ a 13 dBm	CNR (dB) - para NRZ a 10 dBm
107.5	28.6	32.6	34.3
114.5	33.7	37.3	38.8
121.5	34.9	37.7	39
128.5	36.4	38.3	39.3
240.5	34.5	35.8	36.6
247.5	34.2	35.7	36.4



Num próximo teste, dois sinais óticos com dados NRZ@10Gbps são multiplexados num AWG e de seguida são amplificados em conjunto por um EDFA de modo a obter-se uma potência ótica total de 16dBm. Este transmissor encontra-se apresentado na figura 6.4.2.5:

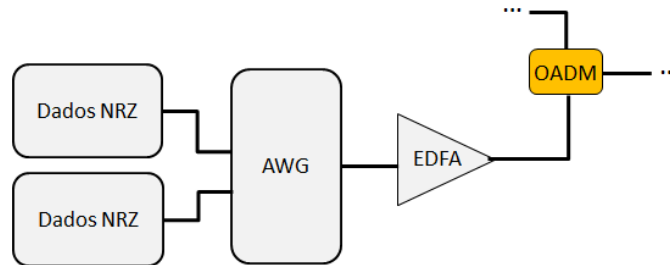


Figura 6.4.2.5 – Transmissor de dois canais NRZ

Numa primeira situação o sinal de vídeo é multiplexado na fibra juntamente com os canais de dados, estes transportados nos comprimentos de onda de 1529.55nm e 1530.33nm, isto é, separados entre si de 100 GHz e numa segunda situação separados entre si de 400GHz, permanecendo o primeiro canal fixo e o segundo é modificado de 1530.33nm para 1532.68nm. Os resultados obtidos, são mostrados na figura 6.4.2.6:

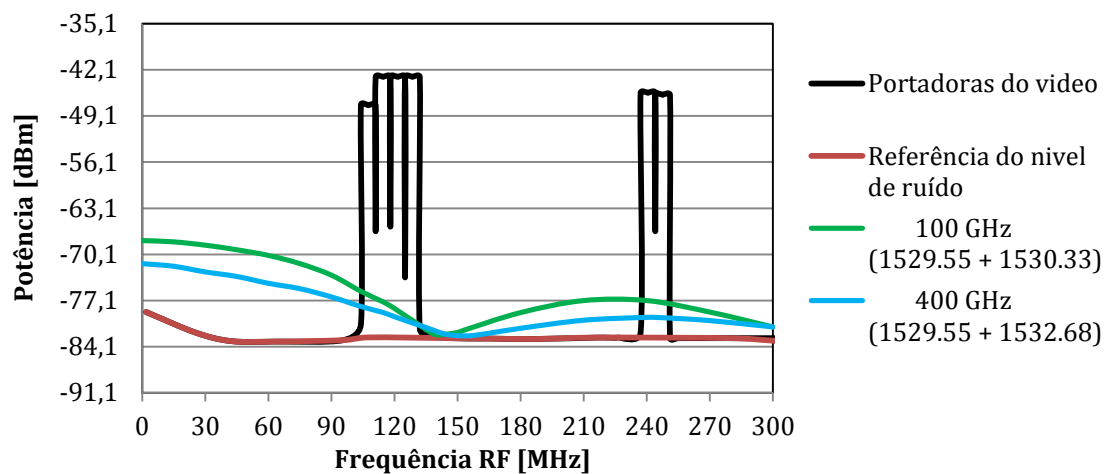


Figura 6.4.2.6 – Potência vs frequência RF quando se transmitem dois sinais de dados NRZ@10Gbps para duas situações distintas de separações entre eles

Da figura 6.4.2.6 pode verificar-se que o nível de degradação no caso dos canais de dados apresentam uma separação de 100GHz é mais acentuada, isto é devido ao canal 1530.33nm estar mais afastado do sinal de vídeo em relação ao sinal 1532.68nm. Como o efeito de Raman se

manifesta mais intensamente para separações elevadas entre o canal de dados e do vídeo, daí o resultado obtido. A tabela 6.4.2.4 mostra a CNR dos seis canais para as duas situações

Tabela 6.4.2.4 – CNR dos canais de vídeo, quando estes são transmitidos na fibra simultaneamente com os dois sinais de dados NRZ, para as duas situações exibidas na figura 6.4.2.6

Frequência central do canal DVB-C (MHZ)	CNR (dB) – para a separação de canais NRZ de 100 GHz (dB)	CNR (dB) – para a separação de canais NRZ de 400 GHz (dB)
107.5	<b>28.9</b>	<b>31</b>
114.5	<b>34.6</b>	<b>34.2</b>
121.5	<b>35.3</b>	<b>35.5</b>
128.5	<b>36.7</b>	<b>37</b>
240.5	<b>31</b>	<b>34.1</b>
247.5	<b>31.3</b>	<b>33.7</b>

## 6.5. Convivência de um sinal CW com um sinal QPSK

Para esta parte utilizou-se novamente o sinal CW em vez do vídeo DVB-C. O sinal de dados que agora vai interagir com o sistema a 1549.32nm é um QPSK@1.25Gbps. O seu transmissor é apresentado de seguida.

### 6.5.1. Conceção do sinal QPSK

A figura 6.5.1.1 mostra o diagrama de bloco do transmissor QPSK. A portadora ótica é gerada por um TLS. Duas sequências PRBS  $2^{15} - 1$  modulam dois MZM, um para definir a componente em fase (I) e outro a componente em quadratura (Q) do sinal QPSK. A potência ótica é posteriormente ajustada num EDFA e o sinal antes de ser agregado na fibra passa por um controlador de polarização.

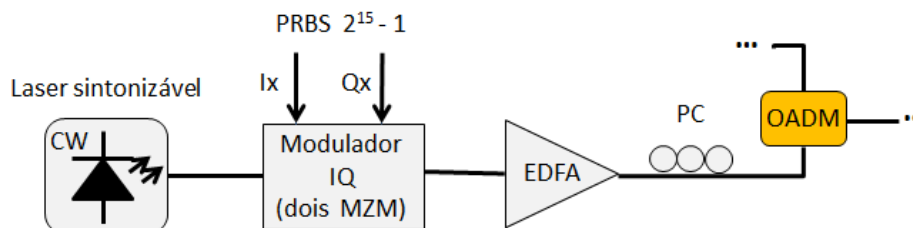


Figura 6.5.1.1 – Transmissor QPSK

## 6.5.2. Resultados e discussão

No primeiro ensaio o CW é transmitido na fibra juntamente com o sinal de dados, este com potência 16dBm. Foram então testados três comprimentos de onda para o sinal de dados: 1530nm, 1535nm e 1540nm. Posteriormente, o comprimento de onda do sinal de dados é mantido nos 1530nm e a potência é alterada para quatro valores: 16 dBm, 13dBm, 10dBm e 7dBm. Os resultados do primeiro e segundo ensaio são mostrados nas figuras 6.5.2.1 e 6.5.2.2, respectivamente.

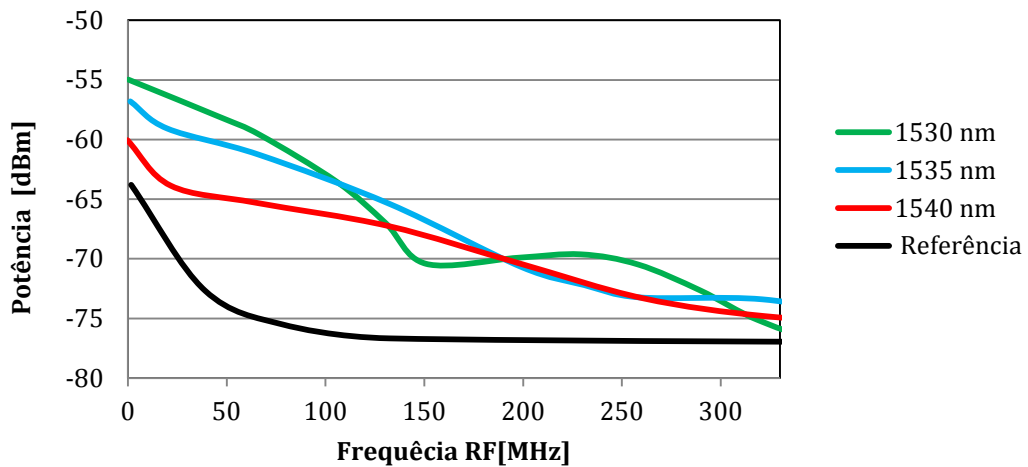


Figura 6.5.2.1 – Potência do CW vs frequência RF para diferentes comprimentos de onda do sinal QPSK@16dBm

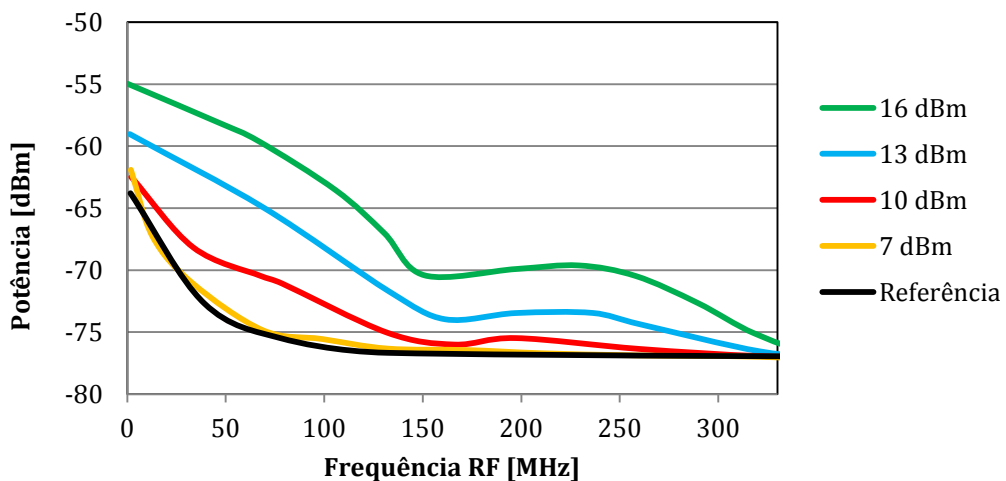


Figura 6.5.2.2 – Potência do CW vs frequência RF para diferentes potências óticas do sinal QPSK@1530nm

Em ambos os gráficos, observa-se mais uma vez o comportamento passa-baixo do efeito de Raman. Focando-nos na figura 6.5.2.2, vê-se que o nível de degradação em CW diminui com decréscimo da potência ótica do sinal modulado, tendendo a extinguir-se para ~7dBm. Esta diminuição já era previsível porque se a potência ótica do sinal modulado baixa a densidade espectral RF será menor e por conseguinte o nível de potência RF transferida para o CW também diminui.

## 6.6. Comparação do cenário de convivência de um sinal CW com um sinal NRZ/QPSK

Nesta experiência, o sinal de dados (QPSK @ 1.25Gbps ou NRZ @ 10Gbps) é transmitido na fibra com um comprimento de onda de 1530nm e potência de 16dBm. O resultado da interação de cada um dos sinais modulados sobre o sinal CW é mostrado na figura 6.1.1.

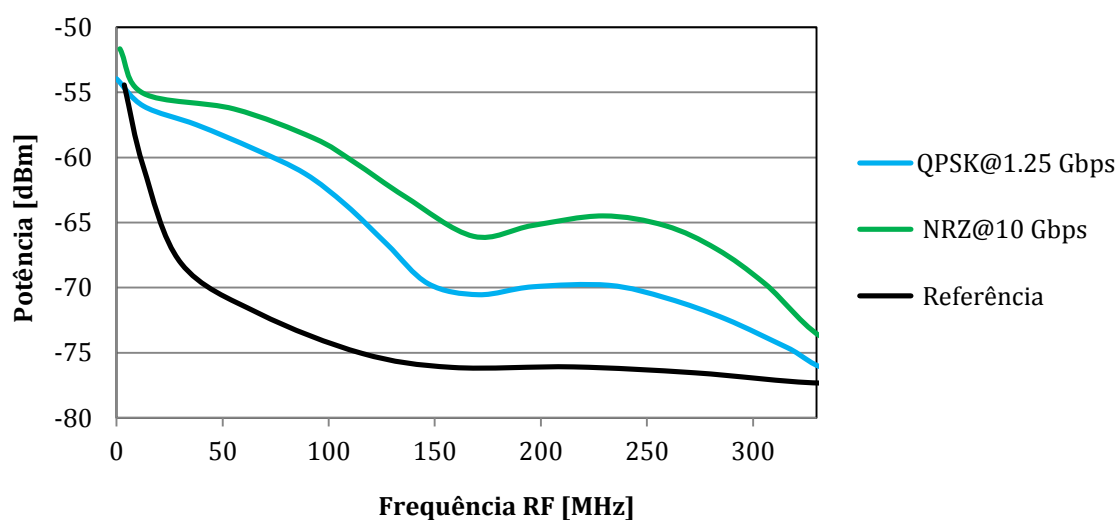


Figura 6.6.1 – Comparação do impacto causado por um sinal QPSK@1.25 Gbps e por um sinal NRZ@10Gbps.

Em termos de comparação, pode ver-se que a tendência das curvas é semelhante, isto porque, a separação entre sinais óticos é igual em ambos os casos. Todavia, o nível de degradação imposto pelo formato NRZ é maior que ao imposto pelo QPSK. Isto, deve-se ao facto da densidade espectral de potência do sinal QPSK ser menor que a do sinal NRZ, para os bit rates considerados. A partir daqui, conclui-se que o formato de modulação QPSK se perspectiva como melhor solução para integrar as redes NG-PON2 no caso dos operadores proverem serviços de video overlay.

## 6.7. Convivência de um sinal CW com um sistema UDWDM QPSK

### 6.7.1. Conceção do sistema UDWDM QPSK

A montagem experimental usada na geração do sistema UDWDM QPSK @ 1.25Gbps é mostrada na figura 6.7.1.1. Um TLS gera uma portadora ótica a 1530 nm que depois passa por um controlador de polarização (PC) para maximizar a sua potência. O MZM é utilizado para criar as múltiplas portadoras, utilizando uma técnica semelhante à descrita em [45]. Basicamente, o MZM é alimentado por duas sinusoides com a mesma frequência elétrica e com um dado desfasamento entre si. Esta frequência dita a separação entre os canais WDM (3GHz) gerados a partir da portadora a 1530 nm. O desfasamento entre as sinusoides permite variar o número de canais, produzindo um espectro semelhante ao apresentado na figura 6.7.1.2. O sistema multicanal é depois amplificado num EDFA e de seguida os canais pretendidos são seleccionados por um filtro passa banda, neste caso foram filtrados 16. Um outro PC é usado para maximizar a potência do sinais novamente e posteriormente o modulador IQ (dois MZM) introduz modulação QPSK@1.25Gbps nos 16 canais. Por fim, o sistema UDWDM passa num último PC e é agregado na fibra juntamente com o sinal CW.

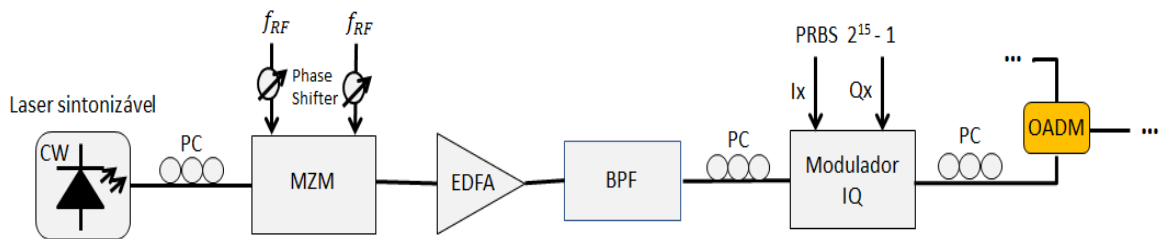


Figura 6.7.1.1 – Transmissor UDWDM QPSK

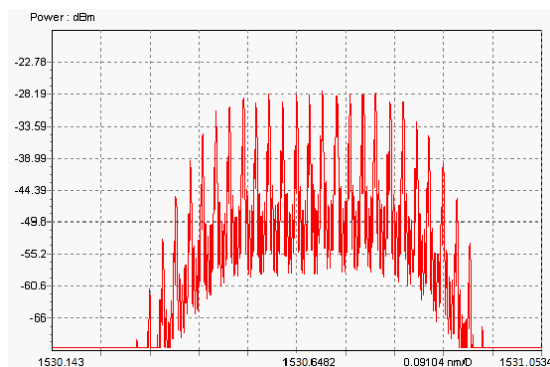


Figura 6.7.1.2 – Espectro óptico à saída do MZM.

## 6.7.2. Resultados e discussão

O sistema UDWDM QPSK de 16 canais é lançado na fibra com uma potência ótica total de 16dBm, onde vai interagir com o sinal CW. O resultado da interação não linear é mostrado na figura 6.7.2.1, onde é comparado com a situação da transmissão de um único canal QPSK igualmente a 1530nm e 16dBm de potência ótica.

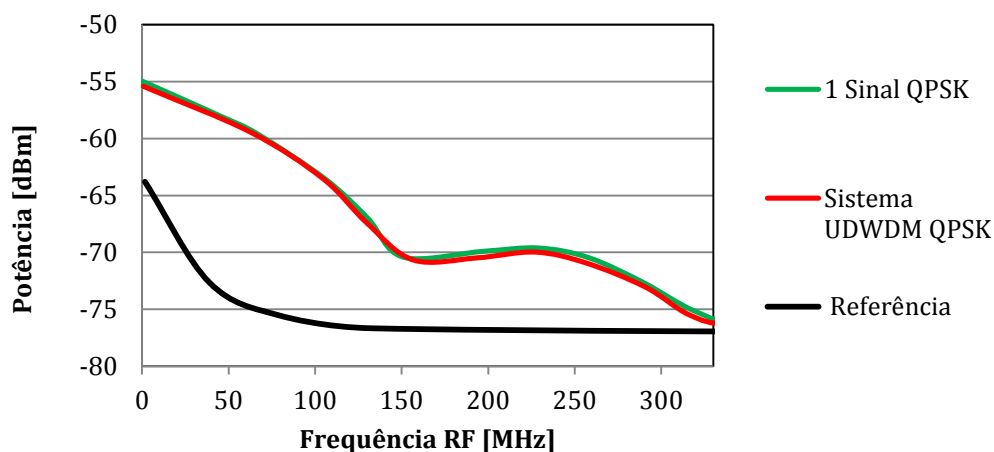


Figura 6.7.2.1 - Comparação do impacto causado por um sinal QPSK e por um sistema UDWDM QPSK

A partir da figura 6.7.2.1, pode ser visto que o CW é afetado de igual modo nas duas situações. Isto acontece uma vez que no sistema UDWDM a potência está distribuída pelos 16 canais e como estes estão muito próximos entre si, o seu contributo para o processo SRS acaba por ser o mesmo de um único canal QPSK com potência de 16dBm. Deste teste pode concluir-se que o sistema UDWDM QPSK é especialmente atraente para as redes PON futuras já que aumenta a

capacidade do sistema e a penalidade que induz sobre o sistema de vídeo a 1550 nm é sensivelmente a mesma.

## **6.8. Conclusão**

No presente capítulo, foi possível avaliar a performance de diversos cenários de convivência de sinais modulados (assumido como o sistema de dados NG-PON2) com um sistema de vídeo/CW (assumido como o sistema de distribuição de vídeo overlay legado), onde foi possível observar a degradação imposta pela dinâmica do efeito de Raman sobre o sistema de vídeo@1550nm.

De uma maneira geral, foi visto que a largura de banda elétrica (a 1550nm) afetada pela dinâmica do efeito de Raman é baixa, no entanto, se os operadores utilizarem qualquer um destes canais de vídeo entre ~ 50MHz e ~300MHz (englobando ~30 canais) este fenómeno precisa de ser tido em conta no projeto do sistema de transmissão de dados na faixa dos ~1530nm a ~1540nm, a fim de preservar o sistema de vídeo legado intacto.





# 7. Conclusões gerais e trabalhos futuros

## 7.1. Conclusões

A evolução da tecnologia PON tem sido grande nos últimos anos, devido à necessidade de fornecer aos utilizadores maior largura de banda, consequência da emergência de um elevado número de serviços e aplicações. Estas tendências têm desencadeado enormes incógnitas sobre o futuro das redes de acesso, uma vez que a maioria dos operadores já tem um sistema em vigor, consumindo grande parte da janela de baixas perdas da fibra.

A compatibilidade com tecnologias antecedentes é um requisito fundamental para as operadoras, para um curto/médio período de tempo (talvez 10 anos [25]). Apesar disso, existem algumas opções para ir em frente em termos de evolução. Dadas as considerações de compatibilidade (assumida total) e restrições apresentadas no capítulo três, assim como o custo de tecnologia comercialmente disponíveis, a banda C (1530nm a 1539nm) foi concluída ser a melhor opção. Além disso, o efeito de Raman pode ter uma forte influência na escolha do(s) comprimento(s) de onda dentro desta gama, assim como as potências a serem praticadas no sistema.

Após o trabalho realizado e exposto nesta dissertação pode concluir-se que o efeito de Raman pode constituir uma fonte de degradação em sistemas PON onde exista convivência de vídeo overlay e dados.

Do trabalho de simulação (componente estática do SRS) retiram-se as seguintes conclusões:

- O comportamento estático do SRS não tem praticamente influência sobre o sistema de vídeo. Ainda assim, conclui-se o pior desempenho para o sistema de vídeo DVB-C comparativamente ao DVB-S;
- O sistema de dados é particularmente sensível a esta componente do efeito SRS;

- Potências óticas mais elevadas conduzem a consequências mais penosas.

Do trabalho laboratorial (componente dinâmica do SRS) retiram-se as seguintes conclusões:

- A componente dinâmica do fenómeno SRS, constitui uma elevada fonte de degradação sobre o sistema de distribuição de vídeo, induzindo uma crosstalk não linear que afeta a CNR dos canais de vídeo;
- Uma das principais conclusões deste trabalho, é o comportamento passa-baixo do fenómeno, sendo responsável por afetar fundamentalmente os canais de vídeo às baixas frequências;
- Separações de canais óticos elevadas (~20 nm) e elevadas potências, agravam a deterioração do sistema;
- NRZ@10Gbps representa uma fonte de maior crosstalk em relação ao sistema QPSK@1.25Gbps ;
- Para o comprimento de fibra considerado o sistema UDWDM QPSK apresenta-se como uma melhor solução em relação à situação de um único canal QPSK, uma vez que a capacidade do sistema de dados vem melhorada acentuadamente e a penalidade causada sobre o sistema de vídeo é sensivelmente a mesma.
- Para o sistema QPSK de canal único, o efeito tende a anular-se para potências do canal de dados inferiores a ~7dBm.
- O aumento do número de canais no sistema de dados, sem que haja um ajuste da sua potência, leva a um forte incremento da crosstalk induzida sobre o sistema a 1550 nm.

## 7.2. Trabalhos futuros

Algum trabalho, acerca do impacto causado pelo efeito de Raman no vídeo, pode ainda ser realizado, no âmbito de melhorar a compreensão do fenómeno em outros ambientes de convivência, de modo a seleccionar a solução menos penosa. As principais sugestões para trabalhos futuros são apresentadas nos seguintes tópicos:

- Neste trabalho, o sinal modulado que interage com o sistema a  $\sim 1550\text{nm}$ , apenas foi assumido na banda C. Seria interessante expandir o estudo para outras gamas de comprimentos de onda;
- A carência de equipamento laboratorial para fazer a análise em certas gamas de comprimentos de onda é uma realidade. Seria de valor, a implementação de um modelo válido para simulação que facilitasse o estudo do fenómeno nestes casos;
- Seria também interessante o estudo de outros formatos de modulação avançados para o sistema de dados, como por exemplo, a modulação QAM, 8-PSK, QDB (*Quadrature Duobinary*);
- Por último, face os inconvenientes trazidos pelo efeito de Raman sobre o vídeo, seria de grande importância o estudo de técnicas para a sua mitigação.



## Referências

- [1]- P. B. Oliveira; “Soluções de Atendimento em Fibra Óptica “;Julho 2010.
- [2]- C. Holden, H. Tauber, R. Montagne, P. Cochrane; “Fibre to the Home: Taking your life to new horizons”; February 2012.
- [3]- ITU-T , “Broadband optical access system with increased service capability by wavelength allocation”; Recommendation “G. 983.3”, 2001.
- [4]- M. Aviles, K. Litvin, J. Wang, B. Colella, F. J. Effenberger, F. Tian; “Raman crosstalk in video overlay passive optical networks”; OFC 2004
- [5]- P. Andrade; “Distribution of OFDM and video signals over fiber”; Aveiro, 2011.
- [6]- P. A.A. Assunção; “Sistema DVB para Transmissão de Televisão Digital”; IT, Coimbra.
- [7]- W. Fischer; “Digital video and audio broadcasting technology”, Springer, 2nd edition, 2008.
- [8]- [http://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift\\_keying](http://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_keying) , Acesso em Agosto de 2012.
- [9]- <http://www.ea.tu-darmstadt.de/nt/index.php?id=528>, Acesso em Julho 2012;
- [10]- S. Lallukka and P. Raatikainen; “Passive Optical Networks - Transport concepts”, 2006.
- [11]- <http://www.fibrain.hu/FTTH/active-ftth-systems>, Acesso em Setembro de 2012
- [12]- A. Afkhami; “At the Speed of Ideas”, Alcatel-Lucent, 2011.
- [13]- A. Teixeira; “What is Left in Fibre Access Bandwidth?”; ICTON, 2012.
- [14]- C. Mendonça; “Requisitos para Redes NG-PON2”; Aveiro, 2010.
- [15]- White paper; “Towards Next Generation Networks with Future Proof xPON Solutions”; ZTE technologies, 2010.
- [16]- B.Batagelj, V. Erzen, J.Tratnik, L. Naglic, V. Bagan, Y. Ignatov, M. Antonenko; “Optical Access Network Migration from GPON to XG-PON”; ACCESS, 2012.
- [17] - E. Wong; “Current and Next-Generation Broadband Access Technologies”; OFC, 2011.
- [18] – White paper; “Insights into Next-Generation PON Evolution”; ZTE technologies, 2012.
- [19]- P. Chanclou, A. Cui, F. Geilhardt, H. Nakamura and D. Nessim; “Network Operator Requirements for the Next Generation of Optical Access Networks”; IEEE Network , 2012.

- [20] - <http://www.newelectronics.co.uk/electronics-technology/technology-developments-are-making-fibre-more-cost-effective/44274/>, Acesso em Agosto de 2012 .
- [21] - Y. Ma, Y. Qian, G. Peng, X. Zhou, X. Wang, J. Yu, Y. Luo, X. Yan, F. Effenberger; "Demonstration of a 40Gb/s Time and Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network Prototype System"; OFC, 2012.
- [22] - "Fibre capacity limitations in access networks"; Report for Ofcom, January 2010.
- [23]- J.Wey; "UDWDM PON – the Clear Technology Winner for NG-PON2"; NFOEC Workshop, March 2012.
- [24]- White Paper; "UDWDM"; Nokia Siemens Networks, April 2012.
- [25]- F. J. Effenberger; "NG-PON: Enabling technologies for metro-access convergence"; Invited paper, 2012.
- [26] - <http://www.ospmag.com/issue/article/See-E-ing-Is-Believing>, Acesso em Setembro de 2012.
- [27]- G.P.Agrawal, "Fiber Optic Communication Systems", Third edition, 2002.
- [28]- <http://www.fiberopticonline.com>; Acesso em junho de 2012.
- [29]- <http://www.fiber-optics.info/articles/>; Acesso em junho de 2012.
- [30]- Govind P. Agrawal; "Nonlinear Fiber Optics"; Third Edition, Academic Press, 2001.
- [31]- D. W. Waswa; "Compensation for Polarization Mode Dispersion and Nonlinear Birefringence in Multichannel Optical" ; January 2009.
- [32]- <http://www.vpisystems.com/>
- [33] – ZHANG; "Advanced Optical Modulation Formats in High-speed Lightwave System"; University of Kansas: Department of Electrical Engineering and Computer Science, 2004.
- [34] – A. R. Chraplyvy; "Limitations on lightwave Communications Imposed by Optical-Fiber Nonlinearities, Journal of Lightwave Technology"; Vol. 8, No. 10, October 1990.
- [35] – M. C. Fugihara; "Sistemas de transmissão ópticos com amplificação de Raman"; Aveiro, 2009.
- [36] - S.K.Raughuwanshi and S. Talabattula;" Asymmetric Pulse Distortion due to Pulse walk-off Phenomena in Wide-Band DWDM Raman Amplification Systems"; International J. of Engg. Research & Indu. Appls. (IJERIA). ISSN 0974-1518, Vol.1, No. III , 2008.
- [37] – F. Coppinger and D. Piehler; "RF Video Overlay in an Ethernet Passive Optical Network"; OFC, 2006.
- [38]- F. Tian, R. Hui, B. Colella, and D. Bowler; "Raman Crosstalk in Fiber-Optic Hybrid CATV Systems With Wide Channel Separations"; IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, January, 2004.

- [39] – F. Amaya, A. Cárdenas , I. Tafur; “Modeling the video distribution link in the Next Generation Optical Access Networks”; IOPscience, 2011.
- [40] - A. Teixeira; “What is Left in Fibre Access Bandwidth? ”; Presentation, 2012.
- [41]- F. Coppinger, L. Chen, D. Piehler; “Nonlinear Raman Cross-Talk in a Video Overlay Passive Optical Network”; OFC, 2003.
- [42]- E. Mao and W. Jiang; “Impact of nonlinear optical crosstalk on 10GEPON architecture”; JDSU, June 2007.
- [43]- M. R. Phillips and D. M. Ott ; “Crosstalk Due to Optical Fiber Nonlinearities in WDM CATV Lightwave Systems”; Journal of Lightwave Technology, vol. 17, October, 1999.
- [44]- B. Colella, F. J. Effenberger, C. Shimer, F. Tian; “Raman Crosstalk Control in Passive Optical Networks”; OFC, 2006.
- [45]- T. Sakamoto, T. Kawanishi, and M. Izutsu; “Optimization of Electro-Optic Comb Generation Using Conventional Mach-Zehnder Modulator”; Microwave Photonics, 2007 IEEE International Topical Meeting on, October 2007.





## Anexo A: Obtenção experimental dos coeficientes de ganho de Raman

Um dos métodos mais práticos para se obter experimentalmente os coeficientes de ganho de Raman,  $g_R(\Delta f)$ , é conhecido como ganho On/Off,  $G_{on/off}$  [35]. Ele pode ser medido recorrendo-se a uma das três topologias típicas de amplificadores de Raman distribuídos. São elas, a topologia co-propagante, contra-propagante e bidirecional, e diferem no modo como o sinal (ais) de bombeamento se propaga (m) na fibra em relação ao sinal teste que se pretende amplificar. O  $G_{on/off}$  pode ser descrito pela seguinte relação:

$$G_{on/off} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{on}(L)}{P_{off}(L)} \right) \quad (a.1)$$

onde  $P_{on}(L)$  e  $P_{off}(L)$  são as potências do sinal teste à saída da fibra quando o sinal de bombeamento (bomba de Raman) se encontra ativo e inativo, respetivamente.

A potência do sinal teste quando a bomba de Raman se encontra desligada pode ser calculada utilizando a expressão a.2, onde  $P_S(0)$  é a potência do sinal à entrada da fibra.

$$P_{off} = P_S(0) \exp(-\alpha L) \quad (a.2)$$

Para a situação em que a bomba se encontra ligada, a potência do sinal no final da fibra vem dada pela expressão a.3 [35], onde  $P_p(0)$  é a potência inicial do sinal de bombeamento e  $A_{eff}$  e  $L_{eff}$  são a área efetiva e comprimento efetivo da fibra, respetivamente.

$$P_{on} = P_S(0) \exp \left( g_R(\Delta f) \frac{P_p(0)L_{eff}}{2 A_{eff}} - \alpha L \right) \quad (a.3)$$

Substituindo a.2 e a.3 em a.1, resolvendo a expressão em ordem a  $g_R(\Delta f)$ , chega-se à expressão a.4 que relaciona o coeficiente de ganho de Raman com o  $G_{on/off}$ , expresso em dB [35].

$$g_R(\Delta f) = \frac{2 A_{eff} G_{on/off}}{4.343 L_{eff} P_p(0)} \quad (a.4)$$

Para se obter os valores do  $G_{on/off}$ , foi realizada uma experiência em laboratório de acordo com a montagem da figura a.1, correspondendo a uma topologia de amplificação co-propagante, já que o sinal de bombeamento e o sinal teste se propagam na mesma direção ao longo da fibra.

O sinal teste é um CW gerado a partir de um TLS, ajustável na gama de comprimentos de onda de 1480nm a 1620nm. O sinal de bombeamento é gerado a partir de uma bomba de Raman, constituída por um laser de emissão no comprimento de onda de 1480nm. A estabilidade deste comprimento de onda é mantida à custa de um controlador de temperatura. Os dois sinais óticos com potências de 17dBm (sinal de bombeamento) e 0dBm (sinal teste) são então multiplexados num WDM coupler e agregados numa fibra SMF de 11.5 km. Após a propagação, o sinal teste é isolado do sinal de bombeamento (no caso da bomba de Raman estar ligada) e para cada comprimento de onda do sinal sintonizado mede-se as potências  $P_{on}$  e  $P_{off}$ , utilizando-se para o efeito um OSA.

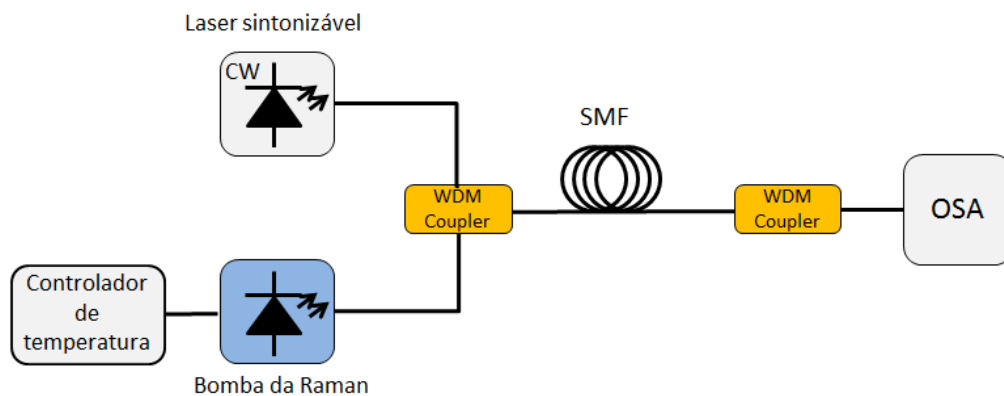


Figura a.1 – Setup experimental usado para medir os  $G_{On/Off}$

A partir dos valores  $P_{on}$  e  $P_{off}$  medidos, calcularam-se os valores de  $G_{on/off}$  e de seguida, tendo em conta o seguinte conjunto de parâmetros da fibra:  $A_{eff} = 80 \mu m^2$ ,  $L_{eff} = 19.5 km$  (com  $\alpha=0.2 dB/km$ ), traçou-se o gráfico dos coeficientes de ganho de Raman, utilizando para o efeito a fórmula a.4.

## Anexo B: Aproximação triangular do perfil do ganho de Raman

Uma técnica frequentemente utilizada para modular o espectro dos coeficientes de ganho de Raman, é conhecida por aproximação triangular, onde a evolução da curva até ao pico é descrita por uma reta e a evolução decrescente a partir do pico é descrita por outra reta, formando uma espécie de triângulo, conforme mostra a figura b.1:

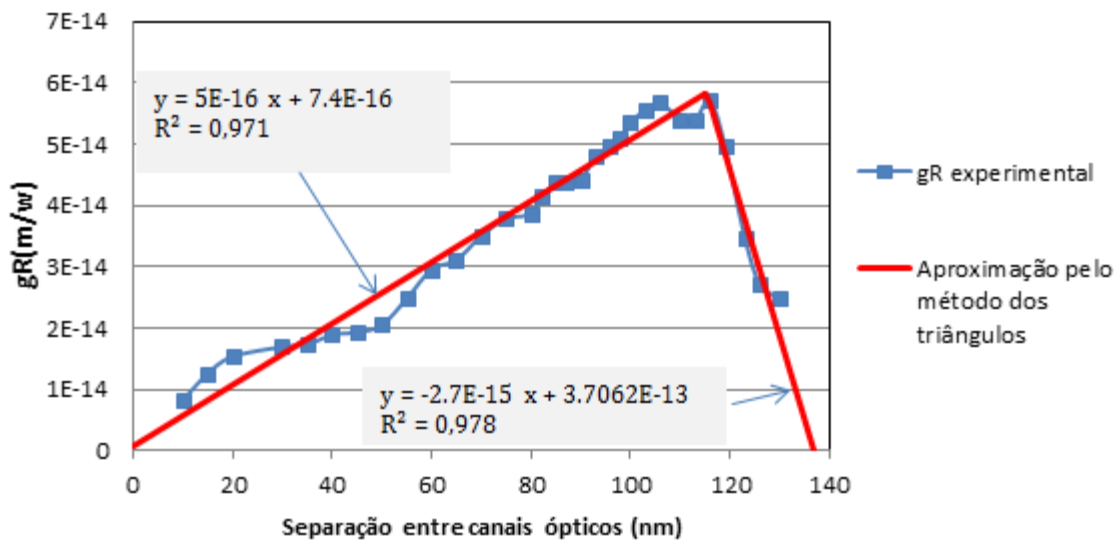


Figura b.1 – Aproximação da curva dos coeficientes do ganho de Raman

As duas retas que constituem o triângulo, foram obtidas via regressão linear a partir do gráfico 4.3.2.1.2, com a separação de canais expressa em unidade de comprimento de onda. Para a primeira regressão foi considerada a gama de separações entre canais de 10nm a 106nm e para a segunda, a gama de 115nm a 130nm. As equações obtidas são apresentadas nas expressões b.1 e b.2, para as retas de declive positivo e negativo, respetivamente, onde  $\Delta\lambda$  é a separação entre canais óticos, expressa em nm.

$$g_R = (5E - 16). \Delta\lambda + 7.4E - 16 \quad [m/w] \quad (b.1)$$

$$g_R = (-2.7E - 15). \Delta\lambda + 3.7062 E - 13 \quad [m/w] \quad (b.2)$$

Os coeficientes de correlação ( $R^2$ ) de 97.1% e 97.8 %, refletem a boa aproximação da curva real.