



Universidade de Aveiro
Ano 2012

Departamento de Física

**Vanessa Cunha
Duarte**

Modulação ótica para sistemas coerentes



**Vanessa Cunha
Duarte**

Modulação ótica para sistemas coerentes

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Física, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Rogério Nunes Nogueira Investigador Auxiliar do Instituto de Telecomunicações e Professor Coordenador no Instituto Politécnico de Saúde do Norte e do Doutor Miguel Drummond Investigador da SE Nokia Siemens Network e do Instituto de Telecomunicações.

o júri

presidente

Professor Doutor João Filipe Calapez de Albuquerque Veloso
Professor Auxiliar do Departamento de Física da Universidade de Aveiro

Doutora Berta Maria Barbosa Neto
Investigadora da Nokia Siemens Network

Professor Doutor Rogério Nunes Nogueira
Investigador Auxiliar do Instituto de Telecomunicações e Professor Coordenador no Instituto Politécnico de Saúde do Norte

Doutor Miguel Vidal Drummond
Investigador da Nokia Siemens Network

agradecimentos

Gostaria, antes de mais, de dizer um muito obrigado ao meu orientador Doutor Rogério Nogueira e ao meu co-orientador Doutor Miguel Drummond, por me terem dado a oportunidade de realizar um projeto tão interessante como este, por toda a ajuda e paciência e pelo esforço em garantir o sucesso deste trabalho.

Agradeço também a todos os meus amigos que me ajudaram, principalmente ao Fábio Pereira, ao André Albuquerque e ao Álvaro Almeida, futuros Doutores de Engenharia Física, de quem me orgulho bastante e tenho um enorme apreço.

Agradeço ao Instituto de Telecomunicações de Aveiro onde foi realizado todo o meu trabalho experimental e ao o Mestre João Prata, pela sua incansável ajuda e conhecimentos transmitidos. Ainda relativamente às pessoas do laboratório de ótica, um obrigado ao futuro Doutor Ali Shahpari pela partilha de conhecimentos.

À minha família o maior obrigado de todos!

Finalmente, um obrigado ao Departamento de Física.

palavras-chave

BPSK, QPSK, HNLF, XPM.

resumo

O presente trabalho trata do desenvolvimento de um sistema totalmente ótico para a conversão de formatos de modulação baseado em Modulação Cruzada de Fase (XPM). Partindo de n sinais com modulação em intensidade é possível gerar um sinal $2n$ -PSK. Uma vez que os sistemas totalmente óticos consomem menos energia e possuem uma maior largura de banda de aplicação que os eletro-óticos, tornam-se sistemas com bastante interesse. Foram realizadas simulações e implementações experimentais de modo a comprovar este princípio.

Foram gerados sinais BPSK e QPSK, coincidentes com simulações previamente efetuadas. Foi simulada a potência necessária à rotação entre símbolos em função do comprimento da fibra. Na parte experimental foi ainda realizado para o sinal BPSK um estudo da fase entre símbolos em função da potência fornecida à entrada da HNLF. Os dados obtidos têm um comportamento linear, tal como era esperado. Para QPSK foi realizada uma comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente para a mesma potência, tendo-se obtido acordo entre ambos.

keywords

BPSK, QPSK, HNLF, XPM

abstract

The aim of the present work is to develop an all-optical system to convert modulation formats based on Cross-Phase Modulation (XPM). Starting from n intensity modulated signals is possible to generate a $2n$ -PSK signal. Since all-optical systems consume less energy and have a larger bandwidth than electrooptical systems they are very interesting systems. Simulations of the systems and experimental implementation were made in order to prove the principle.

BPSK and QPSK signals were generated according to the previous simulations performed. The power needed to rotate the signals was studied in simulations as a function of the fiber length. Experimentally, the symbols phase was studied as a function of the power supplied to the HNLF. A linear dependence was observed, in agreement with what was expected. Regarding QPSK, a comparison was made between simulated and experimental results for the same power supplied, and good agreement was found.

ÍNDICE

Lista de Figuras.....	i
Lista de Acrónimos.....	iii
1 Introdução.....	1
1.1 Estado da Arte.....	1
1.2 Motivação.....	1
2 Sistemas Coerentes.....	3
2.1 Formatos de Modulação.....	3
2.1.1 ASK.....	4
2.1.2 PSK.....	4
2.1.3 QAM.....	5
2.2 Transmissores e Recetores Coerentes	5
2.2.1 Transmissores ASK.....	6
2.2.2 Transmissores PSK.....	6
2.2.3 Transmissores QAM.....	7
2.2.4 Recetores Coerentes	7
3 Modulação Ótica de Sinal	9
3.1 Efeitos não lineares.....	10
3.1.1 Automodulação de fase.....	11
3.1.2 Modulação cruzada de fase	11
3.1.3 Mistura de quatro ondas	12
3.2 Fibras Altamente Não-Lineares	13
4 Simulações	15
4.1 BPSK.....	15
4.2 QPSK	17
4.3 8-PSK.....	20
5 Validação Experimental.....	23
5.1 BPSK.....	23
5.2 QPSK	28
6 Conclusão	35
7 Trabalho Futuro.....	37

8	Bibliografia.....	39
---	-------------------	----

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1 Evolução da capacidade de uma fibra ótica ao longo do tempo até ao presente (imagem adaptada de [2]).</i>	1
<i>Figura 2 Diagrama de constelação de um sinal ASK [1].</i>	4
<i>Figura 3 Diagramas de constelação para um sinal BPSK (esquerda), QPSK (centro) e 8PSK (direita) [1].</i>	5
<i>Figura 4 Diagramas de constelação do formato de constelação 16QAM quadrada (esquerda) e de 16QAM estrela (direita) [1].</i>	5
<i>Figura 5 Transmissor OOK com modulação externa [1].</i>	6
<i>Figura 6 Sistema coerente com transmissor DPSK em paralelo [1].</i>	6
<i>Figura 7 Sistema coerente com um transmissor IQ para gerar um sinal QAM quadrado [1].</i>	7
<i>Figura 8 Recetor coerente com deteção em fase, esquema básico (esquerda) e recetor coerente com deteção em fase e em quadratura (direita) [1].</i>	8
<i>Figura 9 Diagrama representativo dos principais efeitos não lineares que ocorrem numa fibra.</i>	11
<i>Figura 10 Gráfico representativo da dispersão cromática em função do comprimento de onda para diferentes tipo de fibras altamente não lineares [18].</i>	13
<i>Figura 11 Fibras de calcogenídeo de três anéis de núcleo largo (esquerda) e de pequeno núcleo suspenso [20, 21].</i>	14
<i>Figura 12 Diagrama do sistema utilizado para simular um sinal BPSK.</i>	15
<i>Figura 13 Espectros óticos detalhados resultantes da simulação do diagrama da Figura 12. Espectro proveniente do módulo RZ-mQAM (esquerda) e proveniente do módulo NRZ-OOK (direita).</i>	16
<i>Figura 14 Gráfico do espectro ótico do sinal modulado (esquerda) e diagrama de constelação (direita) do sinal BPSK.</i>	16
<i>Figura 15 Gráfico representativo da potência (dBm) necessária para ocorrer uma rotação de 180° em função do comprimento da fibra (km). A cheio está representado o valor obtido teoricamente partindo da Equação (3.9); os asteriscos representam os pontos obtidos pela simulação do caso ideal; a tracejado, a curva obtida para o caso real.</i>	17
<i>Figura 16 Diagrama do sistema utilizado para simular um sinal QPSK.</i>	18
<i>Figura 17 Espectros óticos detalhados resultantes da simulação do diagrama da Figura 16. Espectro proveniente do módulo RZ-mQAM (esquerda) e proveniente dos dois módulos NRZ-OOK (direita).</i>	18
<i>Figura 18 Gráfico do espectro ótico do sinal modulado (esquerda) e diagrama de constelação (direita) do sinal QPSK.</i>	19
<i>Figura 19 Gráfico representativo da potência (dBm) necessário para ocorrer uma rotação de 180° (verde) e de 90° (roxo) em função do comprimento da fibra (km). A cheio está representado o valor obtido teoricamente partindo da Equação (3.9); os asteriscos representam os pontos obtidos pela simulação do caso ideal; e a tracejado, a curva obtida para o caso real.</i>	19
<i>Figura 20 Diagrama do sistema utilizado para simular um sinal 8PSK.</i>	20
<i>Figura 21 Espectros óticos detalhados resultantes da simulação do diagrama da Figura 20. Espectro proveniente do módulo RZ-mQAM (esquerda) e proveniente dos três módulos NRZ-OOK (direita).</i>	20
<i>Figura 22 Gráfico do espectro ótico do sinal modulado (esquerda) e diagrama de constelação (direita) do sinal 8PSK.</i>	21
<i>Figura 23 Gráfico representativo da potência (dBm) necessária para ocorrer uma rotação de 180° (verde), de 90° (roxo) e de 45° (laranja) em função do comprimento da fibra (km). A cheio está representado o valor obtido teoricamente partindo da Equação (3.9); os asteriscos representam os pontos obtidos pela simulação do caso ideal; e a tracejado, a curva obtida para o caso real.</i>	21
<i>Figura 24 Esquema do sistema experimental utilizado para gerar um sinal BPSK.</i>	23

0. Lista de Figuras

<i>Figura 25 Fotografia de parte do sistema experimental para geração do sinal BPSK e identificação de alguns componentes.</i>	<i>24</i>
<i>Figura 26 Diagrama de olho do sinal NRZ-OOK otimizado, (SNR=24 dB; ER=13 dB).</i>	<i>24</i>
<i>Figura 27 Esquema da sequência de 16 bits utilizada para gerar o sinal NRZ-OOK.</i>	<i>25</i>
<i>Figura 28 Espectro do sinal NRZ-OOK e da onda ECL modulada para o sinal PRBS (A), e para a sequência de 16 bits (B), com os respectivos detalhes da onda modulada (B e D). (Diferentes tempos de aquisição).</i>	<i>25</i>
<i>Figura 29 Espectro detalhado do laser ECL completamente modulado.</i>	<i>26</i>
<i>Figura 30 Gráfico da fase e diagrama de constelação BPSK para uma potência de entrada na HNLF de 22.7 dBm e rotação de aproximadamente 169°.</i>	<i>27</i>
<i>Figura 31 Gráfico da fase da rotação entre símbolos em função da potência de entrada na HNLF.</i>	<i>27</i>
<i>Figura 32 Esquema do sistema experimental utilizado para gerar um sinal QPSK.</i>	<i>28</i>
<i>Figura 33 Fotografia de parte do sistema experimental para geração do sinal QPSK e identificação de alguns componentes.</i>	<i>29</i>
<i>Figura 34 Espectro dos sinais NRZ-OOK a 1546.92 nm e a 1549.32 nm.</i>	<i>29</i>
<i>Figura 35 Diagramas de olho e sequência de bits obtidos através do PicoSolve dos sinais de 1546.92 nm (A e B, respectivamente) e de 1549.32 nm, modulados (C e D, respectivamente).</i>	<i>30</i>
<i>Figura 36 Espectro obtido dos sinais com diferentes potências: à direita uma potência de entrada na fibra de aproximadamente 18 dBm; à esquerda, potência de entrada inferior.</i>	<i>31</i>
<i>Figura 37 Diagramas de constelação do formato QPSK (esquerda) para potências iniciais de 13 dBm para ambos os sinais NRZ-OOK (direita) para potências iniciais de 13 dBm e 8.5 dBm.</i>	<i>32</i>
<i>Figura 38 Diagrama de fase (esquerda) e de constelação (direita) QPSK para uma potência de aproximadamente 19 dBm e 21 dBm.</i>	<i>32</i>
<i>Figura 39 Diagrama de constelação normalizados obtidos para os resultados simulados comparativamente aos resultados obtidos experimentalmente, para uma potência de 19 dBm e 21 dBm. A azul estão representados os resultados experimentais e a vermelho os simulados.</i>	<i>33</i>

LISTA DE ACRÓNIMOS

APSK	Amplitude Phase Shift Keying
ASK	Amplitude Shift Keying
AWG	Arrayed Waveguide grating
BPG	Bit Pattern Generator
BPSK	Binary-Phase Shift Keying
CD	Chromatic Dispersion
CW	Continuous Wave
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DFB	Distributed-Feedback laser
DPSK	Differential Phase Shift Keying
EAM	Electroabsorption Modulator
ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
ER	Extinction Ratio
FSK	Frequency Shift Keying
FWM	Four Wave Mixing
HNLF	Highly Nonlinear Fiber
IQ	In-Phase Quadrature
IS	Impulse Shaper
LO	Local Oscillator
LP	Linear Polarizer
MUX	Multiplexer
MZM	Mach-Zehnder modulator
NLS	Nonlinear Schrödinger Equation
NRZ	Non-return-to-zero
OADM	Optical Add-Drop Multiplexer
OCSA	Optical Complex Spectrum Analyser
ONA	Optical Network Analyser
OOK	On-Off Keying
PBS	Polarization Beam Splitter
PC	Polarization Controller
PM	Phase Modulator
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RZ	Return-to-zero
SBS	Stimulated Brillouin Scattering
SMF	Single Mode Fiber Amplifier
SNR	Signal-to-Noise Ratio

0. Lista de Acrónimos

SPM	Self-Phase Modulation
SRS	Stimulated Raman Scattering
WDM	Wavelength Division Multiplexer
XPM	Cross-Phase Modulation

1 INTRODUÇÃO

1.1 ESTADO DA ARTE

Devido à crescente procura e necessidade de larguras de banda superiores para transmissão a longa distância, suscitadas pelo aumento exponencial do número de utilizadores, as comunicações por fibra ótica têm evoluído no sentido de satisfazer essas exigências.

O aumento da capacidade das redes óticas a par com a redução do custo por bit, têm sido impulsionados principalmente por descobertas relevantes. Por exemplo, pelos amplificadores de fibra dopada com Érbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier*, EDFA) e os multiplexadores por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexer*, WDM). Com esta técnica foi possibilitada a transmissão de mais do que um canal numa fibra. A evolução na área da ótica continuou com os compensadores de dispersão cromática (*Chromatic Dispersion Compensation*, CD comp.) e com os amplificadores de Raman. Mais recentemente, o processamento digital de sinal teve a sua contribuição, obtendo-se redes óticas de alto débito baseadas em formatos de modulação avançados e em deteção coerente. Na Figura 1 encontra-se um diagrama representativo da evolução da capacidade de uma fibra ótica ao longo dos tempos até ao presente [1, 2].

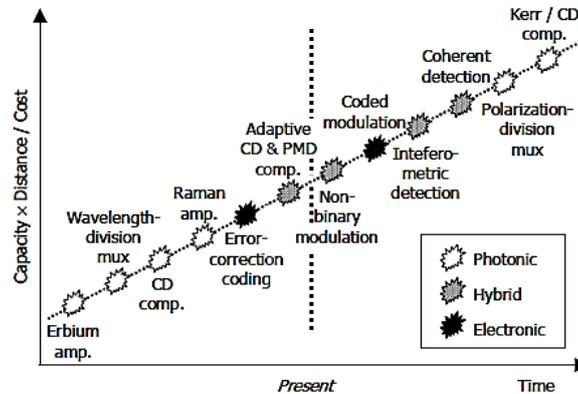


Figura 1 Evolução da capacidade de uma fibra ótica ao longo do tempo até ao presente (imagem adaptada de [2]).

1.2 MOTIVAÇÃO

O formato de modulação *on-off keying* (OOK) predominou até muito recentemente. Os desenvolvimentos recentes na eletrónica levaram aos sistemas coerentes. Porém, no final dos anos noventa surgiu a necessidade de se adotarem novos formatos de modulação. Foi o caso do formato *Differential Binary Shift Keying* (DBPSK) cujo propósito inicial era evitar a ocorrência de efeitos não lineares nas fibras [1].

Nos últimos anos houve necessidade de investigar outros formatos de modulação multinível que hoje em dia são utilizados em várias aplicações quotidianas. É o caso do formato *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) e do *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), o qual resulta da conjugação da modulação em amplitude e fase. Formatos desde o *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) ao 64QAM são aplicados, por exemplo, no sistema de redes sem fios 802.11 padrão e permitem atingir elevadas taxas de transmissão de bits [3]. O potencial que estes formatos têm para futuros sistemas de comunicações óticas é notório em vários resultados experimentais recentemente reportados na literatura. A título de exemplo, destacam-se taxas de transmissão de aproximadamente 100 Tb/s numa distância de 16.8 km utilizando o formato de modulação QPSK [4] e de 10.2 Tb/s em 29 km de fibra para um formato de 16QAM [5].

Outras aplicações englobam a conversão de formatos de modulação menos complexos para mais avançados. Para tal é tirado partido de fenómenos não lineares tais como o *Self-Phase Modulation* (SPM), o *Four-Wave Mixing* (FWM) e, principalmente, o fenómeno de *Cross-Phase Modulation* (XPM) que serve neste trabalho de meio modulador ao sinal a modular. A modulação de sinais óticos recorre predominantemente a moduladores eletro-óticos [6-8]. Os sistemas totalmente óticos com este objetivo não são tão usuais. Contudo têm recebido bastante atenção (ver por exemplo [9, 10]) devido à sua elevada largura de banda, reconfigurabilidade e baixo consumo de energia [10].

A motivação deste trabalho recai no estudo de modulação de sinal totalmente ótica, baseada no efeito não linear de XPM onde a partir de n canais modulados em intensidade é possível gerar um sinal *2n-Phase Shift Keying* (PSK). Para tal foram realizadas simulações para geração de sinais BPSK, QPSK e 8PSK e implementações experimentais para sinais BPSK e QPSK.

2 SISTEMAS COERENTES

A transmissão de um sinal ótico em fibra ótica implica degradação do sinal, que é resultado de ruído, perdas e distorção. É portanto importante ter-se um recetor que permita mitigar tais degradações tanto quanto possível, como é o caso dos recetores coerentes. Estes têm duas importantes características que os tornam os melhores para desempenhar tal tarefa: uma elevada sensibilidade, e a possibilidade de digitalizar e processar toda a informação do campo ótico recebido. Têm também maior sensibilidade para sistemas limitados por ruído gaussiano branco [1, 11, 12].

Hoje em dia, na área das telecomunicações são cada vez mais usados sistemas baseados em recetores coerentes, estando a sua implementação a tornar-se dominante em relação aos recetores não coerentes.

2.1 FORMATOS DE MODULAÇÃO

Um sinal ótico, em termos do seu campo elétrico, pode ser descrito por:

$$E(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \phi(t)], \quad (2.1)$$

no qual A corresponde à amplitude, ω_0 à frequência e ϕ à fase.

Na modulação binária, os bits 1 e 0 são codificados variando um dos três parâmetros contidos na Equação (2.1). Deste modo obtêm-se diferentes formatos de modulação, tais como *Amplitude Shift Keying* (ASK), *Frequency Shift Keying* (FSK) e PSK, com alteração de amplitude, de frequência ou de fase, respetivamente.

No caso da modulação binária não ser suficiente para codificar toda a informação de uma forma eficiente, é necessário recorrer a formatos que modulem mais que um bit por símbolo. Surge então a necessidade de utilizar um diagrama geométrico de modo a representar a informação contida, por exemplo um sinal com dois bits codificados (1,0) e outro (0,1). Neste caso, os sinais encontram-se em quadratura, ou seja, são ortogonais. Na construção do diagrama, os eixos são denominados de i e q , os quais provêm do inglês *In-phase* e *Quadrature*. O mapeamento dos bits baseia-se geralmente no código de Gray, onde dois símbolos geometricamente adjacentes diferem em apenas um bit [1].

A origem do número de símbolos m está relacionada com o número de k bits codificados através da seguinte relação [1]:

$$m = 2^k . \quad (2.2)$$

Deste modo, os formatos de modulação são capazes de codificar k bits por símbolo, como por exemplo 8PSK, no qual são codificados 3 bits por símbolo.

Quando o formato de modulação PSK passa a ter não só a fase a variar, mas também a amplitude, o formato passa a denominar-se por QAM ou, menos usualmente, por *Amplitude Phase Shift Keying* (APSK).

É também importante a escolha da formatação do impulso, isto é, se o formato de modulação é *return-to-zero* (RZ) ou *nonreturn-to-zero* (NRZ). No caso RZ, o impulso não ocupa a totalidade do tempo de símbolo, regressando a amplitude a zero antes da duração do bit chegar ao fim. Num formato NRZ a duração do bit 1 corresponde à duração do intervalo do bit, não havendo variações de amplitude neste intervalo [1].

2.1.1 ASK

O formato de modulação ASK é conseguido, tal como o nome indica, modulando a amplitude do sinal e mantendo a frequência e a fase constantes.

Ao caso particular de modulação ASK binária é chamado de OOK. Cada bit 0 ou 1 é codificado com um valor de amplitude correspondente, por exemplo, amplitude nula na transmissão de um bit 0.

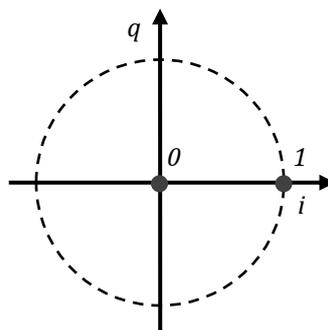


Figura 2 Diagrama de constelação de um sinal ASK [1].

2.1.2 PSK

Na modulação PSK, a amplitude e a frequência da portadora mantêm-se constantes e a fase varia. Quando $m=2$ ou $m=4$, estamos perante dois casos particulares, os formatos BPSK e QPSK, respetivamente. Na modulação PSK binária (BPSK), a fase toma dois valores, usualmente 0 e π . Como a amplitude do sinal é positiva ou negativa consoante o valor da fase, codificam-se assim, por exemplo, os bits 1 e 0, respetivamente.

O formato de modulação PSK tem ainda uma variante de origem diferencial, o formato *Differential Phase Shift Keying* (DPSK). Este é muitas vezes preferido ao simples PSK visto não precisar de uma referência de fase absoluta, isto é, cada símbolo serve de referência de fase ao símbolo seguinte [13].

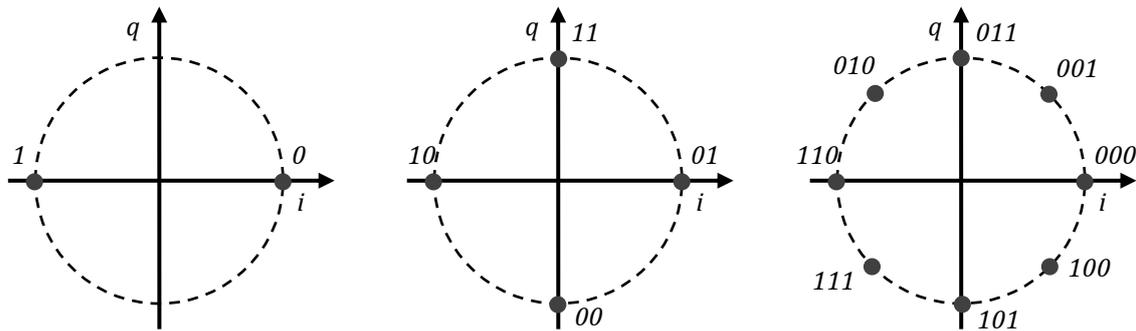


Figura 3 Diagramas de constelação para um sinal BPSK (esquerda), QPSK (centro) e 8PSK (direita) [1].

2.1.3 QAM

Nos formatos de modulação QAM não só é utilizada a fase, mas é também aproveitada a amplitude para a codificação do sinal. Deste modo, o formato QAM combina a modulação de fase dos formatos PSK com a modulação em amplitude dos formatos ASK. Permite ainda vários tipos de constelação, entre os quais se destacam: em estrela e em quadrado. No diagrama em estrela, Figura 4 (direita), os símbolos estão dispostos ao longo de circunferências, deste modo os símbolos não estão equidistantes. Como uns símbolos estão mais perto do que outros, o ruído penaliza mais uns símbolos que outros. No caso da constelação quadrada, Figura 4 (esquerda), os símbolos encontram-se à mesma distância minimizando, em geral, a taxa de erro [1].

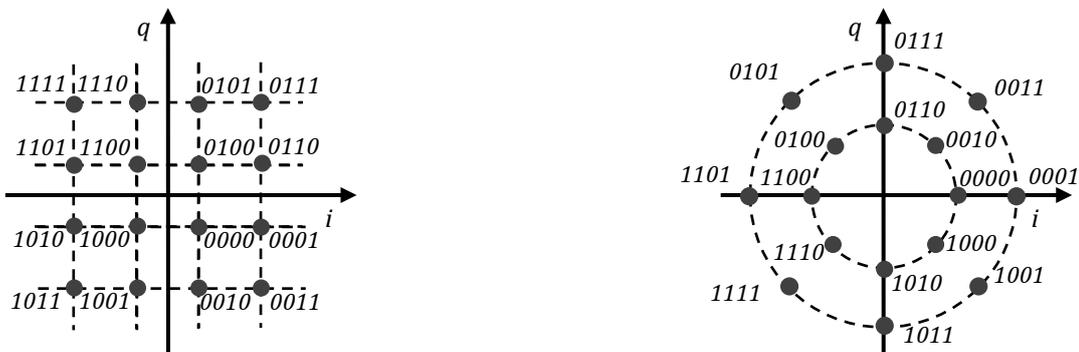


Figura 4 Diagramas de constelação do formato de constelação 16QAM quadrada (esquerda) e de 16QAM estrela (direita) [1].

2.2 TRANSMISSORES E RECETORES COERENTES

Neste subcapítulo são abordadas diversas implementações, tendo em conta o formato de modulação do transmissor. É também descrito o princípio de funcionamento dos recetores coerentes.

2.2.1 TRANSMISSORES ASK

Nos sistemas coerentes, a transmissão m-ária ASK corresponde ao formato multi-nível mais simples de ser implementado, pois a informação é codificada apenas em níveis de intensidade. Este sistema é constituído por um laser com reduzido ruído de fase seguido de um modulador externo. Deste modo o sinal à saída do laser vai ser modulado pelo modulador externo [11, 12]. Na Figura 5 encontra-se esquematizado um exemplo de um transmissor OOK com modulação externa. Dos componentes óticos fazem parte um laser contínuo (CW), de onde provém o sinal de um modulador *Mach-Zehnder return-to-zero* (*return-to-zero Mach-Zehnder modulator, RZ-MZM*) que irá fazer a formatação de impulso e, de seguida, um modulador *Mach-Zehnder* (*Mach-Zehnder modulator, MZM*) que irá realizar a modulação em amplitude. Quanto ao sinal elétrico, vai ser gerado por um gerador de dados (Data+IS) [1].

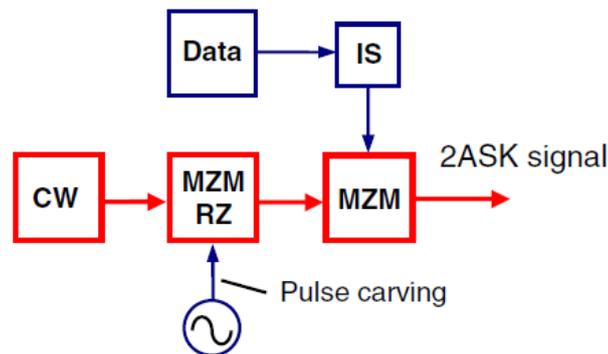


Figura 5 Transmissor OOK com modulação externa [1].

2.2.2 TRANSMISSORES PSK

Quando é utilizado um transmissor PSK, é importante a utilização de um sistema de deteção coerente. Tal como na transmissão ASK, é necessário um modulador externo, mas neste caso com o propósito de modular a fase e não a amplitude [11, 12].

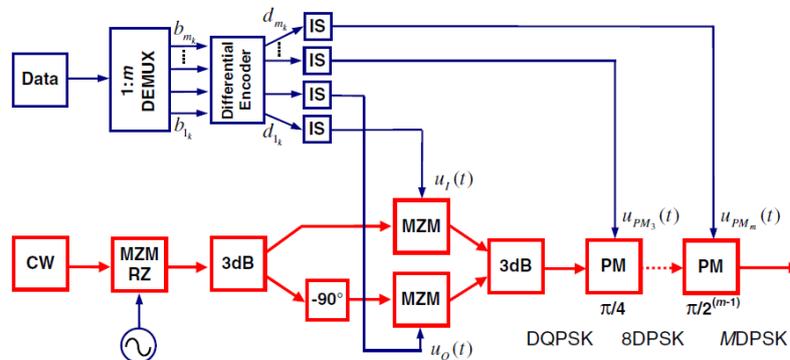


Figura 6 Sistema coerente com transmissor DPSK em paralelo [1].

Na Figura 6 encontra-se representada uma possibilidade de um sistema coerente para um transmissor DPSK. Na parte ótica, é utilizada a combinação de um modulador IQ (In-Phase Quadrature), seguido de moduladores de fase (PM) que, consoante a quantidade, irão definir o número de bits codificados por símbolo. Na parte elétrica, os dados provenientes do demultiplexador $1:m$ vão ser modulados pelo codificador DPSK. Caso se pretendesse apenas a modulação PSK o codificador diferencial DPSK não seria necessário e usar-se-ia uma técnica de deteção sincronizada [1].

2.2.3 TRANSMISSORES QAM

Num sistema coerente cuja modulação pretendida é m -QAM a parte elétrica apresenta sempre alguma complexidade, como acontece, por exemplo, nos transmissores QAM em série. De modo a reduzir esta complexidade, utiliza-se um transmissor IQ (Figura 7).

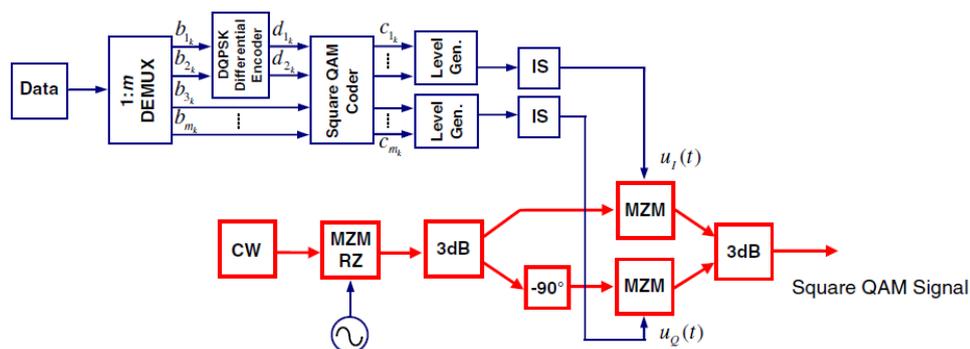


Figura 7 Sistema coerente com um transmissor IQ para gerar um sinal QAM quadrado [1].

Para gerar um sinal ótico QAM é suficiente implementar um MZM *dual-drive*. No entanto é necessário uma parte elétrica mais elaborada para transmissões com um maior número de símbolos. Também é possível gerar um diagrama de constelações de forma polar, através de um MZM (para ajustar a amplitude) e um PM (para ajustar a fase). No caso dos transmissores QAM com constelação em estrela, um sistema coerente possível seria o uso de transmissores DPSK seguidos de um MZM e de um PM consoante o formato QAM que se pretende obter [1].

2.2.4 RECETORES COERENTES

Ao ser utilizado um recetor coerente na deteção do sinal ótico, toda a informação que o sinal continha vai ser transformado em sinal elétrico. No caso mais simples utiliza-se um sistema de deteção balanceada, em que o sinal proveniente do oscilador local (Local Oscillator, LO) interfere de forma construtiva com o sinal de entrada num acoplador (3 dB) sendo depois detetado num foto-detetor, Figura 8 (esquerda) [1].

2. Sistemas Coerentes

Dentro da detecção coerente, existem duas importantes categorias: detecção homodina e heterodina [1]. Na detecção homodina a portadora do sinal de entrada e do oscilador local tem frequências idênticas, e como tal, o sinal é convertido diretamente para a banda base. No caso da detecção heterodina, as frequências são diferentes, e portanto a frequência do sinal elétrico resultante corresponde à diferença de frequências entre o sinal de entrada e o sinal de referência. Na prática, a detecção homodina é mais utilizada pois requer uma menor largura de banda elétrica.

Aumentando a complexidade do sistema de recepção coerente é possível detectar as componentes do sinal em fase e em quadratura (Figura 8, à direita). Utilizando um acoplador híbrido 2×4 de 90° os sinais vão ser combinados e de seguida detetados em dois detetores balanceados.

No caso da polarização do sinal de entrada ser aleatória, ou de se utilizar multiplexagem nos modos de polarização é necessário replicar o esquema representado da Figura 8 (direita) acrescentando um PBS (*Polarization Beam Splitter*) por forma a ter-se diversidade na polarização.

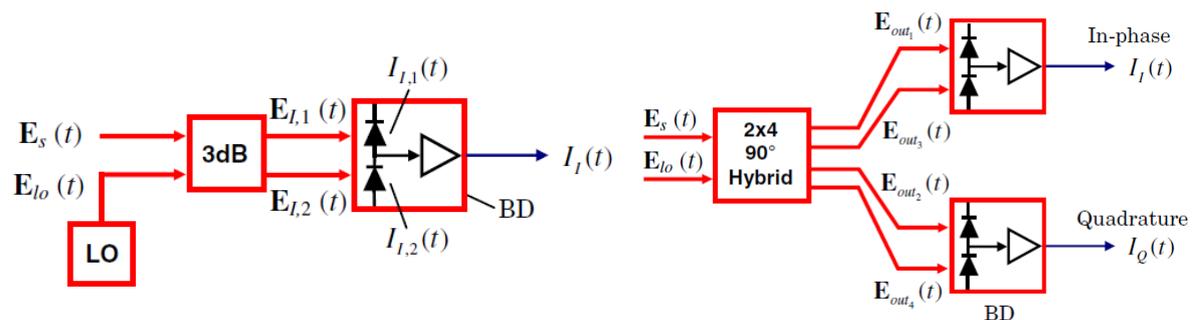


Figura 8 Recetor coerente com detecção em fase, esquema básico (esquerda) e recetor coerente com detecção em fase e em quadratura (direita) [1]

3 MODULAÇÃO ÓTICA DE SINAL

A propagação de um impulso ótico numa fibra rege-se pelas condições de Maxwell. A alteração no espectro do sinal revela a existência de efeitos dispersivos e não-lineares. Deste modo, conjugando as condições de Maxwell e considerando estes efeitos obtém-se a seguinte equação:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}_L}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}_{NL}}{\partial t^2} , \quad (3.1)$$

onde E corresponde ao campo elétrico, c à velocidade da luz no vázio, μ_0 à permeabilidade magnética no vázio e P_L e P_{NL} à polarização induzida decomposta na parte linear e na não linear [12, 14].

Considerando a área de interesse deste trabalho a propagação não linear do impulso na fibra, é necessário efetuar algumas simplificações [14]. Deste modo, a equação da propagação do sinal numa fibra dispersiva ao longo do comprimento z da fibra é dada por:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{1\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2} E = 0 , \quad (3.2)$$

onde $E(z, t)$ corresponde ao campo elétrico total do sinal, β_2 e β_3 à dispersão cromática na fibra de segunda e terceira ordem, α às perdas da fibra.

Considerando os efeitos não lineares tais como o XPM, é necessário ter em conta outros parâmetros, tomando a Equação (3.2) outra forma. Na presença de intensidades óticas mais elevadas, o índice de refração é condicionado devido ao efeito de Kerr. Deste modo, e devido à colaboração não linear deste efeito, a equação de propagação é apresentada como:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{1\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2} E = i\gamma |E|^2 E , \quad (3.3)$$

onde γ corresponde ao coeficiente não linear da fibra. Quando a transmissão provém de apenas um canal, o γ é apenas perturbado pelo efeito do SPM. Caso exista a transmissão de vários canais, ao efeito de SPM são acrescentados o de XPM e de FWM provenientes da interação entre os canais [13, 14].

A não linearidade da fibra (γ) está relacionada com o índice de refração e com a área efetiva desta (A_{eff}) através da seguinte relação,

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{A_{\text{eff}} \lambda} , \quad (3.4)$$

onde λ corresponde ao comprimento de onda do sinal [12-14].

No caso particular de $\alpha = 0$ e do termo de terceira ordem da dispersão cromática ser nulo, estamos na presença da equação não linear de Schrödinger (*Nonlinear Schrödinger Equation*, NLSE) onde a variável z toma o papel de tempo [13, 14].

Se o campo elétrico num sistema WDM for decomposto em três componentes E_1, E_2 e E_3 a Equação (3.3) pode ser reescrita em função de um dos campos. Por exemplo, para o campo E_1 temos [13]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_1}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_1}{\partial t^2} - \frac{1\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E_1}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2} E_1 \\ = \underbrace{i\gamma|E_1|^2 E_1}_{\text{SPM}} + \underbrace{2i\gamma(|E_2|^2 + |E_3|^2)E_1}_{\text{XPM}} + \underbrace{i\gamma E_2^2 E_3^*}_{\text{FWM}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Como se verifica, são os campos E_2 e E_3 os responsáveis pelos efeitos não lineares inter-canal de XPM e FWM, resultantes da interação dos campos E_1, E_2 e E_3 [13].

Nos subcapítulos subsequentes é abordada, para os casos de interesse, esta característica da não linearidade, e ainda, descritas algumas propriedades de fibras com um alto coeficiente não linear.

3.1 EFEITOS NÃO LINEARES

Os efeitos não lineares mais importantes que ocorrem numa fibra podem ser separados em duas categorias, os que dependem dos efeitos de dispersão inelástico estimulado e os que dependem do índice de refração não linear da fibra. No primeiro grupo estão englobados os efeitos de dispersão de Raman estimulado (*Stimulated Raman Scattering*, SRS) e os de dispersão de Brillouin estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering*, SBS). O segundo grupo abrange os efeitos de SPM, XPM e FWM, sendo o efeito de XPM o mais importante para este trabalho. Como tal, este será abordado em maior profundidade.

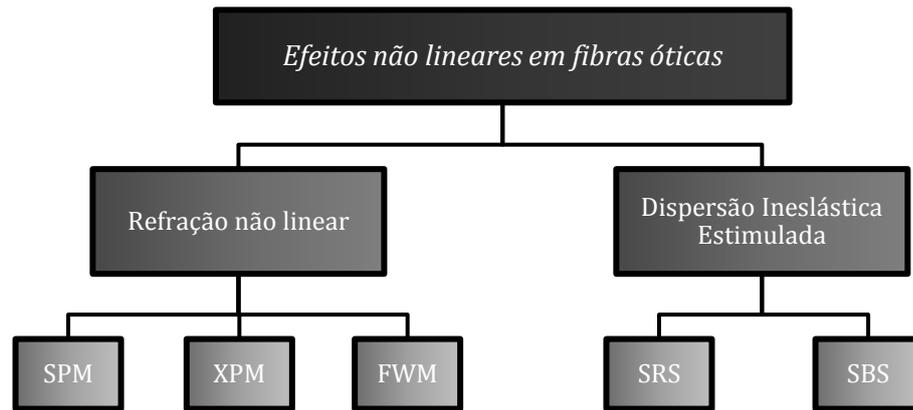


Figura 9 Diagrama representativo dos principais efeitos não lineares que ocorrem numa fibra.

3.1.1 AUTOMODULAÇÃO DE FASE

O SPM é um fenómeno não linear que ocorre nas fibras, tendo como consequência o alargamento espectral dos impulsos óticos. É provocado pela dependência entre a intensidade do sinal e do índice de refração da fibra (n_2), levando a uma automodulação da fase. O desvio da fase é dado por [12, 14]:

$$\phi_{NL} = \gamma P_{in} L_{eff} . \quad (3.6)$$

O termo L_{eff} corresponde ao comprimento efetivo da fibra e é descrito pela seguinte equação [12, 14]:

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} . \quad (3.7)$$

3.1.2 MODULAÇÃO CRUZADA DE FASE

Tal como no SPM, a modulação cruzada de fase depende da relação entre a intensidade do sinal e o índice de refração da fibra. Este fenómeno advém da copropagação de dois ou mais sinais com diferentes comprimentos de onda, na fibra ótica. Resulta na indução de um desvio de fase num dos sinais, provocado por outro, e vice-versa. Este desvio de fase para o sinal j -ésimo é caracterizado por [12, 14]:

$$\phi_j^{NL} = \gamma L_{eff} \left(P_j + 2 \sum_{m \neq j} P_m \right) , \quad (3.8)$$

Ao ser simplificada a equação para o caso da rotação máxima de fase temos:

$$\phi_{max} = 2\gamma P_0 L_{eff} , \quad (3.9)$$

onde P_0 corresponde ao pico da potência do laser e ϕ_{\max} pode também ser usado para calcular n_2 . [14].

Da Equação (3.8) observa-se que o desvio de fase depende não só da potência do canal em questão, mas também da potência nos outros canais. É necessário referir que o número 2 no segundo termo da equação provém da suscetibilidade não linear e mostra que para a mesma potência, o efeito do XPM é o dobro do efeito do SPM [12, 14].

O XPM é dos fenómenos não lineares mais relevantes em termos de modulação de sinais. A sua aplicação na técnica de conversão de formatos de modulação é baseada na modulação de um sinal através de um modulador de fase e/ou de uma fibra com um coeficiente de não linearidade elevado (por ex. *Highly nonlinear fiber*, HNLF – ver Secção 3.2). Após a interação entre o sinal a ser modulado e os sinais moduladores (por ex. OOK), o efeito de XPM que ocorre na fibra vai fazer com que haja rotação dos símbolos e se obtenha o formato pretendido. Neste caso seria gerado um sinal mPSK pois apenas foi referido um modulador de fase. Para gerar um sinal mQAM seria necessário combinar a fase dos sinais e a intensidade destes usando para isso um modulador de intensidade (ex: Modulador de Eletroabsorção (Electron-Absorption Modulator, EAM)) [7, 9, 15].

3.1.3 MISTURA DE QUATRO ONDAS

O fenómeno de FWM tem origem no termo de terceira ordem da suscetibilidade, $\chi^{(3)}$, e deve-se à resposta não linear dos eletrões de um material num campo eletromagnético. Este processo engloba as interações não lineares entre quatro ondas. Isto é, considerando três sinais óticos a propagarem-se simultaneamente numa fibra com portadoras de frequências ω_1 , ω_2 e ω_3 , com o efeito de $\chi^{(3)}$ vai ser gerado um quarto sinal, ω_4 , cuja frequência respeita a relação: $\omega_4 = \pm\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$ [12, 14].

O efeito do FWM, tal como anteriormente referido como aplicação do XPM, pode ser aplicado também na conversão de formatos de modulação, embora em termos comerciais não seja utilizado. Neste caso utilizam-se dois sinais, um deles com um tipo de modulação *m-ária*. Os sinais são acoplados de modo a seguirem para uma HNLF. Após a fibra, o sinal modulado passa a ter um formato binário. Uma outra aplicação possível é a conversão da taxa de transmissão do sinal. Para tal podem ser utilizados por exemplo EAMs em cascata, para converter um sinal multinível com uma elevada taxa de transmissão para um sinal binário com uma taxa de transmissão baixa [16, 17].

3.2 FIBRAS ALTAMENTE NÃO-LINEARES

As fibras usualmente implementadas nos sistemas óticos possuem um coeficiente de não linearidade relativamente baixo ($\sim 1 \text{ W}^{-1}/\text{km}$) o que não é propício à ocorrência propositada de efeitos tais como SPM, XPM e FWM. Contudo, em algumas situações, é necessário um coeficiente não linear superior. Como tal, houve necessidade de desenvolver um novo tipo de fibras. É o caso das fibras altamente não lineares, HNLF, cujo γ é superior a $10 \text{ W}^{-1}/\text{km}$ [14].

Como foi definido na Equação (3.4), o coeficiente não linear depende de parâmetros intrínsecos à fibra tais como o índice de refração não linear n_2 , e a área efetiva da fibra A_{eff} . Como n_2 apenas varia com o material, sendo as fibras comuns de silício, este valor torna-se fixo, restando apenas a A_{eff} para reduzir. No entanto é possível alterar o n_2 usando outro material que não o silício ou dopando a própria fibra [14].

Nas fibras é também importante ter em conta velocidade de propagação do sinal, pois esta varia consoante o comprimento de onda do sinal. Esta propriedade é representada pela dispersão cromática. Na Figura 10 encontra-se representado um gráfico da dispersão cromática em função do comprimento de onda para diferentes tipos de fibra. A do tipo 1 (*Type 1*) diz respeito a uma HNLF cuja dispersão nula corresponde aos 1550 nm e tem um declive de dispersão positivo; a do tipo 2 (*Type 2*) corresponde a uma HNLF cuja dispersão em 1550 nm é quase nula e o declive desta varia de valores positivos a negativos; por fim a HNLF do tipo 3 (*Type 3*) possui um declive de dispersão negativo e possui um valor de dispersão elevado [18].

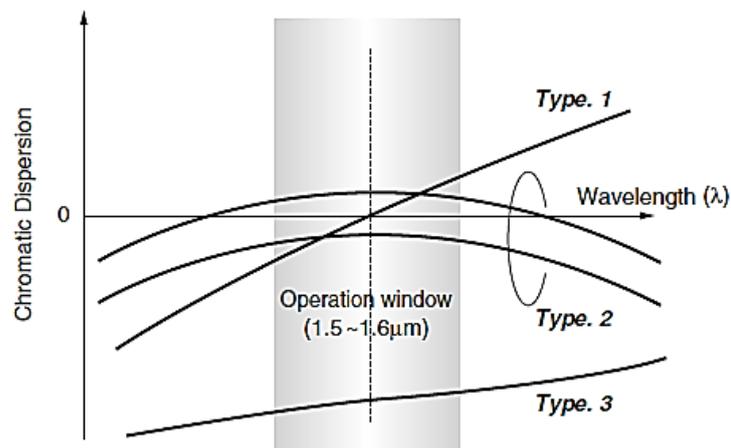


Figura 10 Gráfico representativo da dispersão cromática em função do comprimento de onda para diferentes tipo de fibras altamente não lineares [18]

Atualmente consegue obter-se ter coeficientes não lineares na ordem dos $30000 \text{ W}^{-1}/\text{km}$ com uma área efetiva de $2 \mu\text{m}^2$ alcançando-se um γ entre 100 a 1000 vezes superior a uma fibra não linear de silício [19, 20]. No entanto, o valor máximo

3. Modulação Ótica de Sinal

alcançado é de $93000 \text{ W}^{-1}/\text{km}$ para uma A_{eff} de $1.2 \mu\text{m}^2$ [21]. São compostas por elementos da família dos calcogenídeos tais como Enxofre (S), Telúrio (Te) e Selênio (Se). Consegue-se então fabricar núcleos bastante pequenos com diferentes geometrias, que em comum com as propriedades destes elementos, conferem os coeficientes não lineares mais elevados entre fibras. De entre as variadas aplicações onde podem ser utilizadas, estão as relacionadas com os efeitos não lineares e a conversão de comprimentos de onda [19, 20].

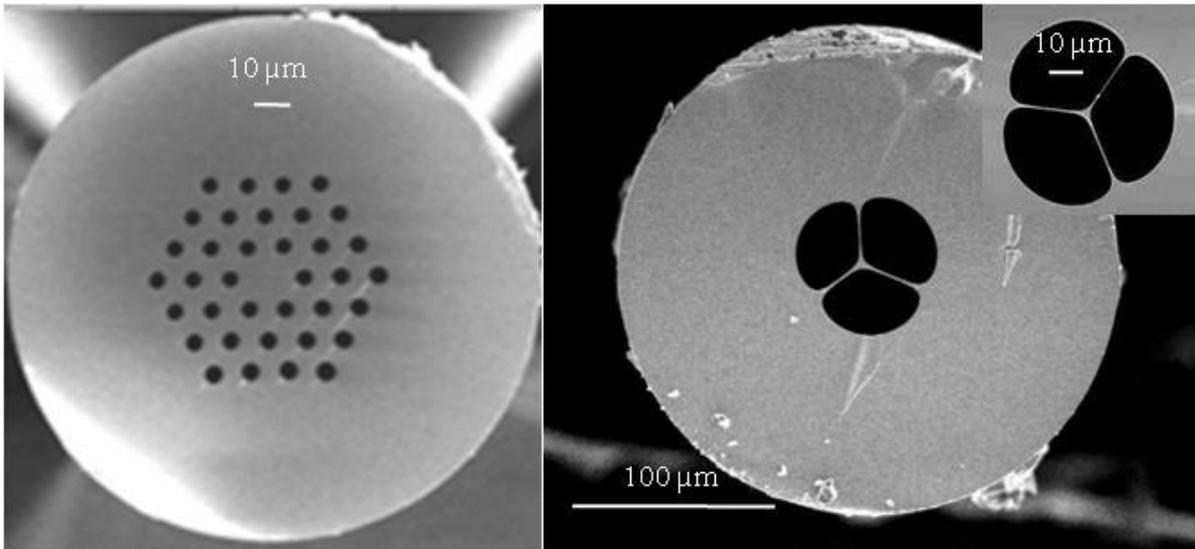


Figura 11 Fibras de calcogenídeo de três anéis de núcleo largo (esquerda) e de pequeno núcleo suspenso [19, 20].

4 SIMULAÇÕES

Este capítulo tem como objetivo apresentar os resultados das simulações feitas, as mais realistas possíveis, para que se aproximem do contexto experimental e possam servir de comparação entre resultados. Para a concretização das simulações foi usada a ferramenta VPIphotonics™ [22].

Para a geração dos sinais mPSK, foi simulado um laser pulsado a ser acoplado a 1, 2 ou 3 canais com modulação NRZ-OOK, consoante o formato que se pretendeu simular (BPSK, QPSK,...). O meio modulador foi a HNLF que, através do fenómeno de XPM, provocou uma rotação de fase nos símbolos, conseguindo-se assim gerar os sinais mPSK. A deteção do sinal foi realizada por um recetor mQAM.

4.1 BPSK

O esquema do sistema simulado encontra-se representado na Figura 12. Foi utilizado um módulo transmissor RZ-mQAM com uma sequência de bits 1 de modo a simular um sinal pulsado. Ao invés de utilizar diretamente um laser, devido a limitações do programa, foi necessário adaptar este módulo, de modo a não entrar em conflito com o recetor mQAM. O comprimento de onda do sinal pulsado foi de 1530 nm e a potência de 2 dBm. O sinal modulador é proveniente do módulo NRZ-OOK, a um comprimento de onda de 1546.92 nm. A potência foi progressivamente aumentada até se gerar um sinal BPSK perfeito. Tal foi conseguido para uma potência de 24 dBm.

Na fibra utilizada foram alterados os parâmetros para se aproximarem o máximo possível à HNLF utilizada, seguida de um filtro Passa-Banda no comprimento de onda dos 1530 nm e com uma largura de banda de 100 GHz. Por último, foi usado um recetor mQAM, de modo a detetar o sinal e a obter-se o diagrama de constelação.

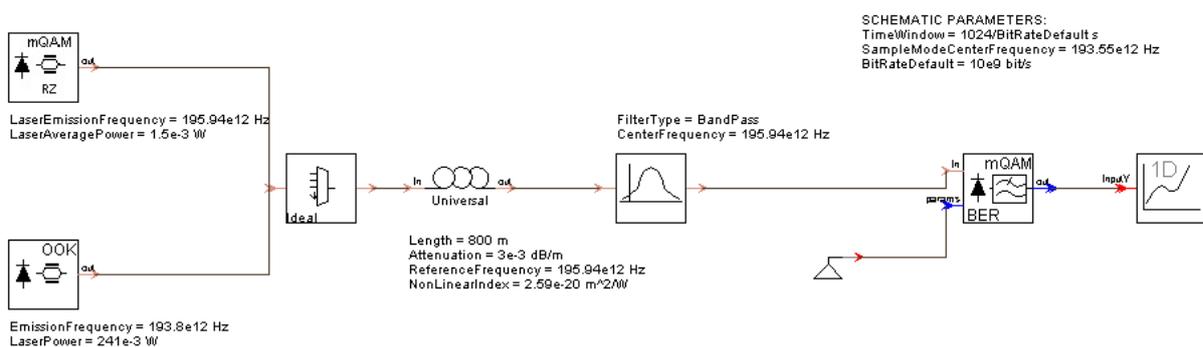


Figura 12 Diagrama do sistema utilizado para simular um sinal BPSK.

Os comprimentos de onda utilizados foram escolhidos de acordo com os lasers disponíveis em laboratório, estando a representação do espectro ótico na Figura 13.

4. Simulações

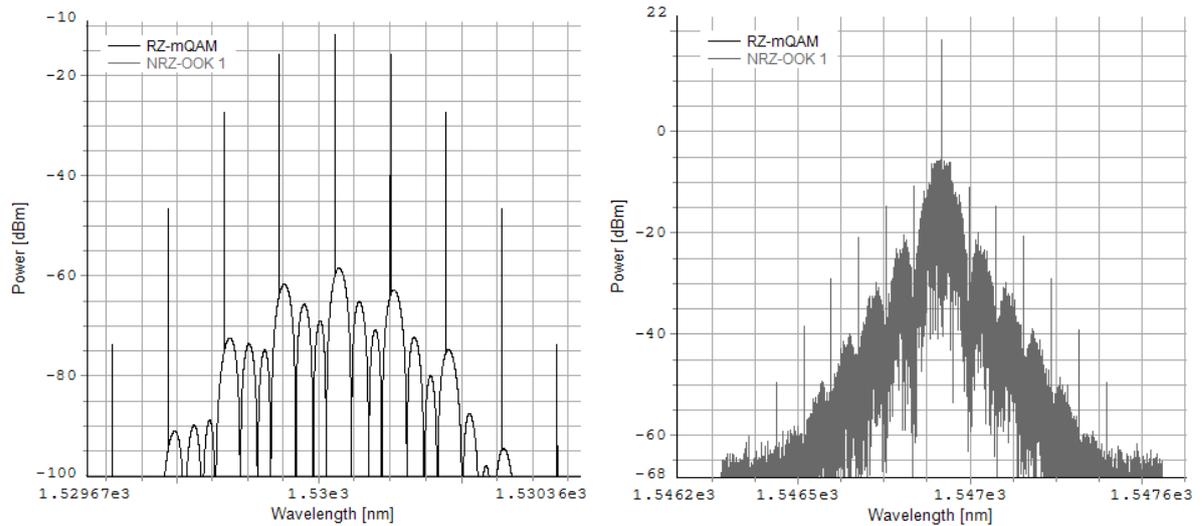


Figura 13 Espectros óticos detalhados resultantes da simulação do diagrama da Figura 12. Espectro proveniente do módulo RZ-mQAM (esquerda) e proveniente do módulo NRZ-OOK (direita).

O espectro do sinal é obtido após a HNLF e o filtro Passa-Banda com uma largura de banda de 100 GHz. Para o sinal se encontrar completamente modulado, a potência da portadora tem de ser minimizada. Tal é observado na Figura 14 à esquerda, estando em concordância com o diagrama de constelação do sinal BPSK obtido (Figura 14 à direita). A rotação destes símbolos, advém do efeito de XPM como modulador da fase do sinal.

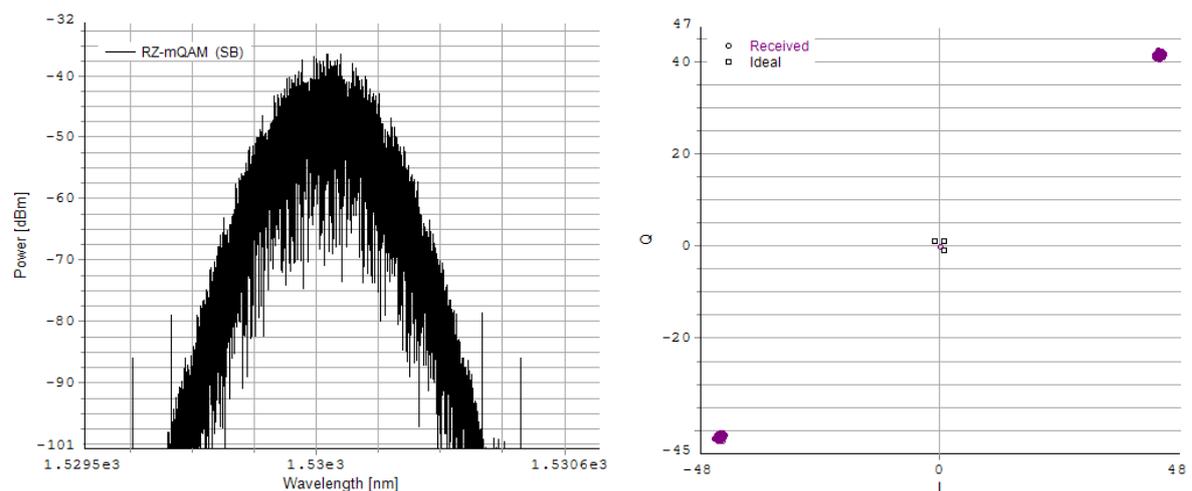


Figura 14 Gráfico do espectro ótico do sinal modulado (esquerda) e diagrama de constelação (direita) do sinal BPSK.

Foi também realizado um estudo da potência necessária para a rotação de 180° dos símbolos em função do comprimento da fibra. Este engloba o valor da potência esperado teoricamente e o da simulação para condições ideais e condições

reais, para o mesmo comprimento da fibra. O gráfico correspondente encontra-se representado na Figura 15.

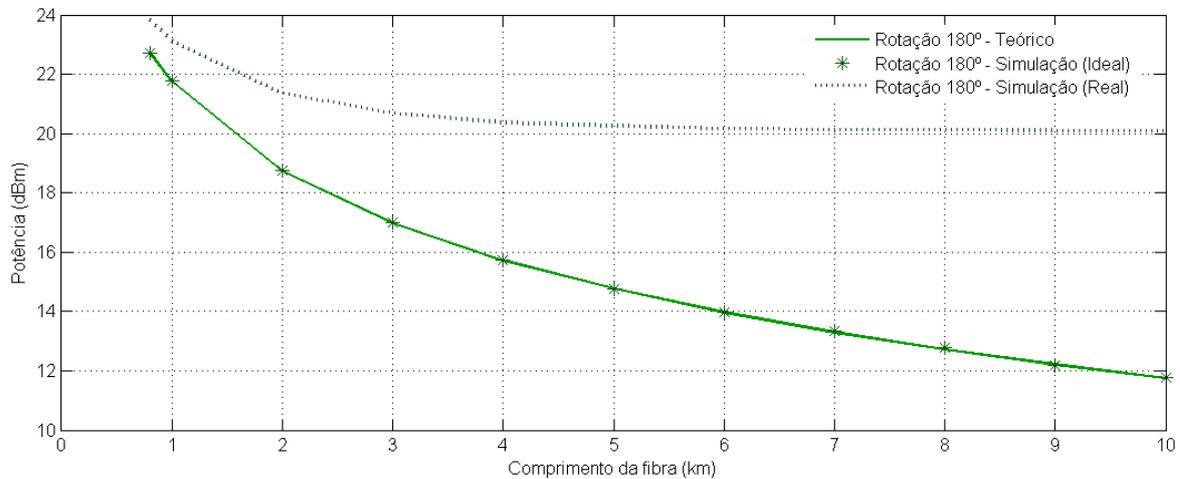


Figura 15 Gráfico representativo da potência (dBm) necessária para ocorrer uma rotação de 180° em função do comprimento da fibra (km). A cheio está representado o valor obtido teoricamente partindo da Equação (3.9); os asteriscos representam os pontos obtidos pela simulação do caso ideal; a tracejado, a curva obtida para o caso real.

Os dados obtidos teoricamente foram calculados partindo da Equação (3.9). Como se observa, são coincidentes com os dados obtidos na simulação no caso ideal, o que valida as simulações efetuadas. Com o aumento do comprimento da fibra a potência começa a tender para um valor fixo, no entanto esta tendência é mais acentuada para o caso real, em que se tem em conta a dispersão não nula e a largura de linha do laser. Este estabiliza por volta dos 20 dBm e, com o aumento do comprimento da fibra observa-se maior dispersão acumulada, desaparecendo a constelação por completo nos 14 km. Isto é devido ao *walk-off* entre os canais o qual resulta do desfasamento das velocidades de grupo dos sinais. Este acontecimento vai provocar a redução do efeito do XPM e como tal resulta num diagrama com dispersão [14].

4.2 QPSK

Similarmente à implementação em BPSK, o esquema permanece praticamente o mesmo, com a única alteração de ser acrescentado outro módulo NRZ-OOK para assim gerar o sinal QPSK. O laser deste novo módulo tem um comprimento de onda de 1549.32 nm a uma potência de metade da anterior, ou seja, 21 dBm. Os restantes componentes permanecem inalterados.

4. Simulações

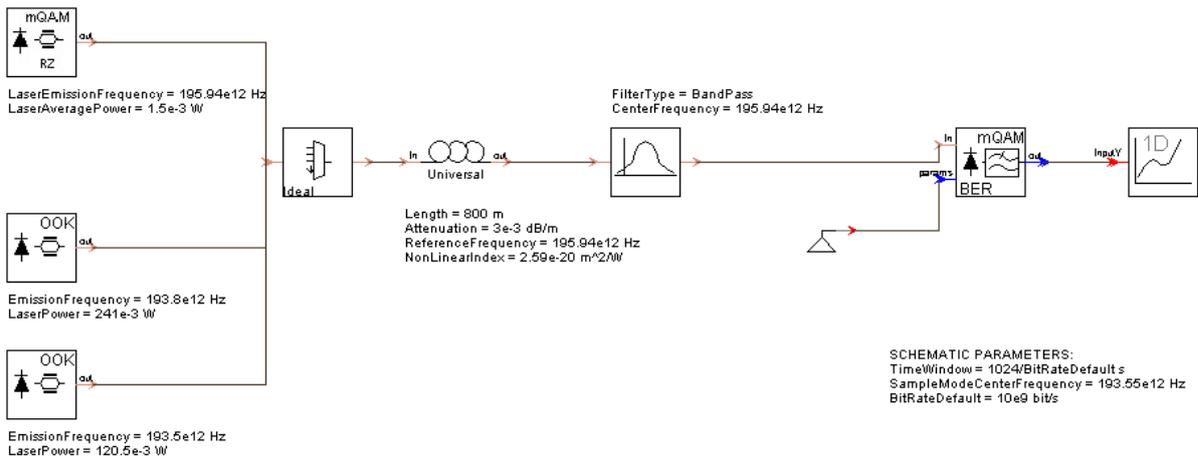


Figura 16 Diagrama do sistema utilizado para simular um sinal QPSK.

Em semelhança ao espectro obtido para o sistema BPSK, este difere apenas no acréscimo de um comprimento de onda, com uma distância entre os sinais NRZ-OOK de 2,4 nm.

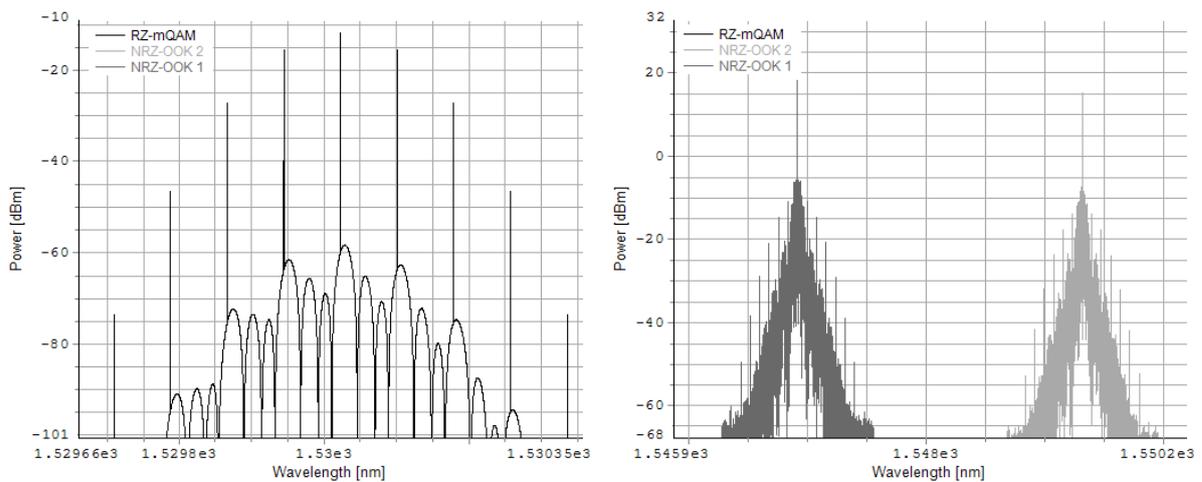


Figura 17 Espectros ópticos detalhados resultantes da simulação do diagrama da Figura 16. Espectro proveniente do módulo RZ-mQAM (esquerda) e proveniente dos dois módulos NRZ-OOK (direita).

Após a fibra moduladora e o filtro, o sinal obtido encontra-se completamente modulado, sem sinais da portadora, Figura 18 (esquerda). Como seria de esperar, os símbolos apresentam as rotações pretendidas, de 180° e de 90° e estão representados no diagrama de constelação da Figura 18 (direita).

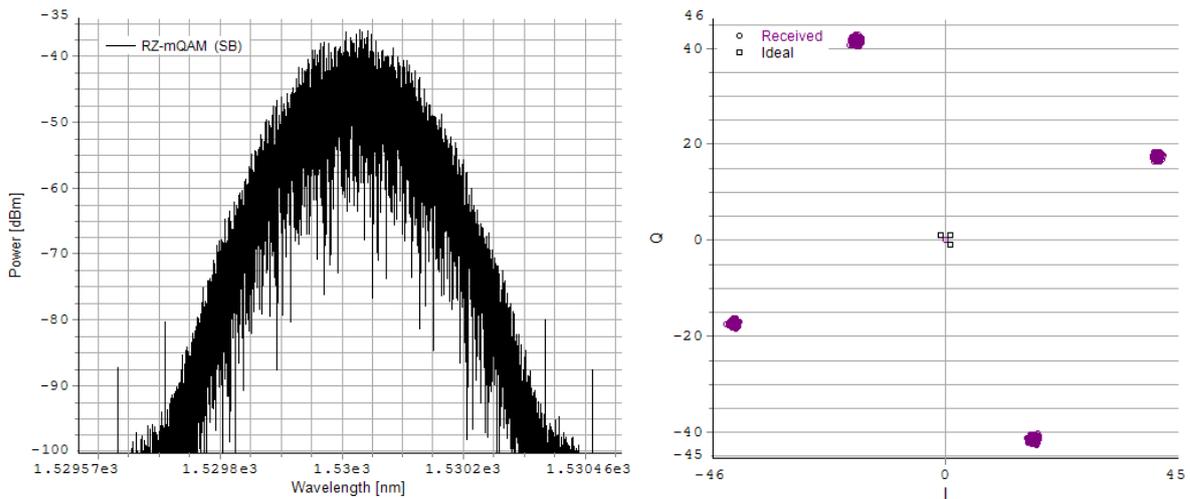


Figura 18 Gráfico do espectro ótico do sinal modulado (esquerda) e diagrama de constelação (direita) do sinal QPSK.

Tal como no subcapítulo anterior, foi realizado o estudo da potência necessária à rotação dos símbolos em função do comprimento da fibra mas neste caso para 90° e 180°.

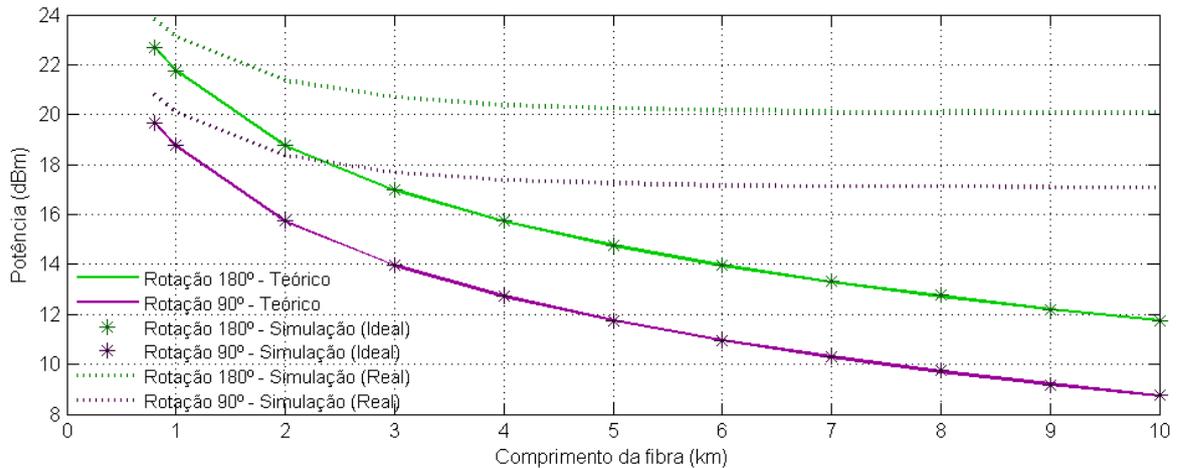


Figura 19 Gráfico representativo da potência (dBm) necessário para ocorrer uma rotação de 180° (verde) e de 90° (roxo) em função do comprimento da fibra (km). A cheio está representado o valor obtido teoricamente partindo da Equação (3.9); os asteriscos representam os pontos obtidos pela simulação do caso ideal; e a tracejado, a curva obtida para o caso real.

Na Figura 19 observa-se mais uma vez a tendência da potência a estabilizar com o aumento do comprimento da fibra. Verifica-se também que para uma rotação de 90°, é necessário menos 3 dBm do que para 180° ou seja, metade da potência, tanto para o caso teórico e ideal como para a simulação realista. Tal como para BPSK, o comprimento da fibra está limitado pela dispersão entre canais, o que limita o efeito do XPM [14].

4. Simulações

4.3 8-PSK

As simulações foram também realizadas para o formato 8PSK. Como é de esperar, para ocorrer uma rotação entre símbolos de $\frac{\pi}{4}$, é necessário acrescentar mais um módulo NRZ-OOK, este agora com metade da potência que o anterior, 18 dBm. O esquema utilizado nas simulações encontra-se na Figura 20.

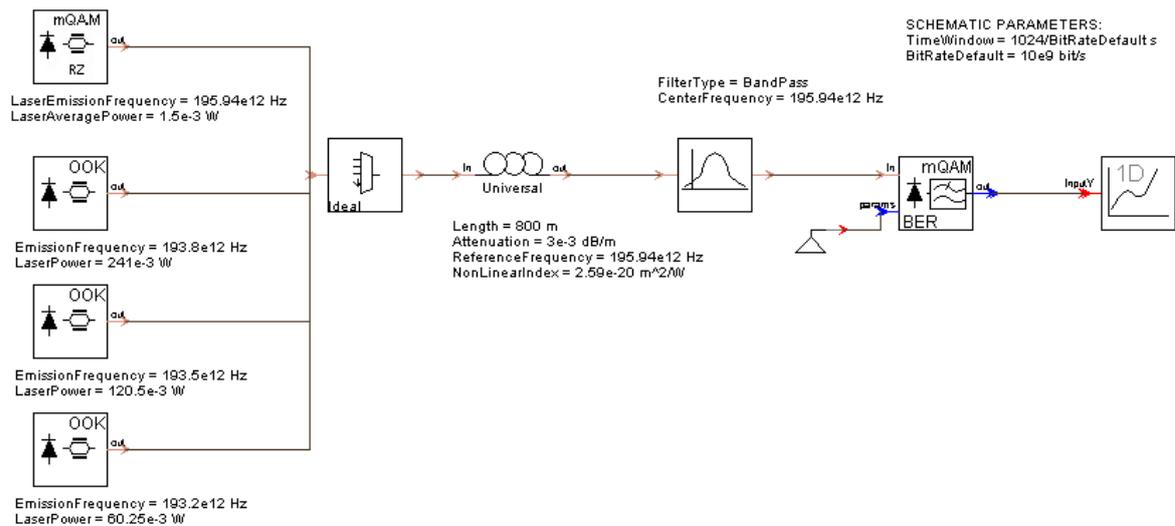


Figura 20 Diagrama do sistema utilizado para simular um sinal 8PSK.

O espectro ótico dos sinais encontra-se na Figura 21. Os comprimentos de onda correspondentes aos sinais NRZ-OOK são respetivamente 1551.72 nm, 1549.32 nm e 1546,92 nm.

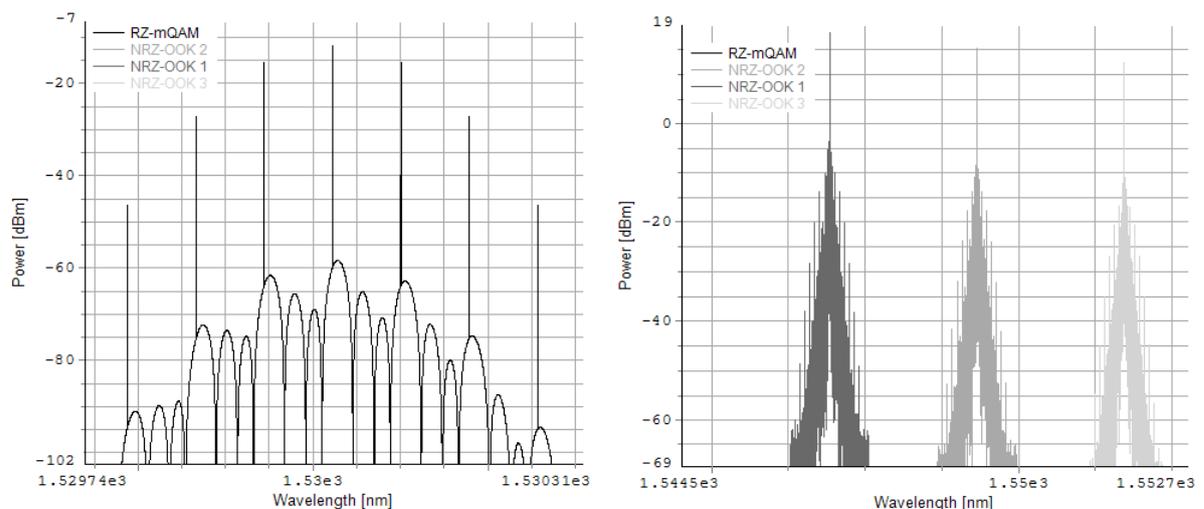


Figura 21 Espectros óticos detalhados resultantes da simulação do diagrama da Figura 20. Espectro proveniente do módulo RZ-mQAM (esquerda) e proveniente dos três módulos NRZ-OOK (direita).

Observa-se na Figura 22 (esquerda) que o sinal ótico encontra-se completamente modulado e que a constelação, Figura 22 (direita), apresenta os 8 símbolos devidamente posicionados, apresentando um ângulo de $\frac{\pi}{4}$ entre eles.

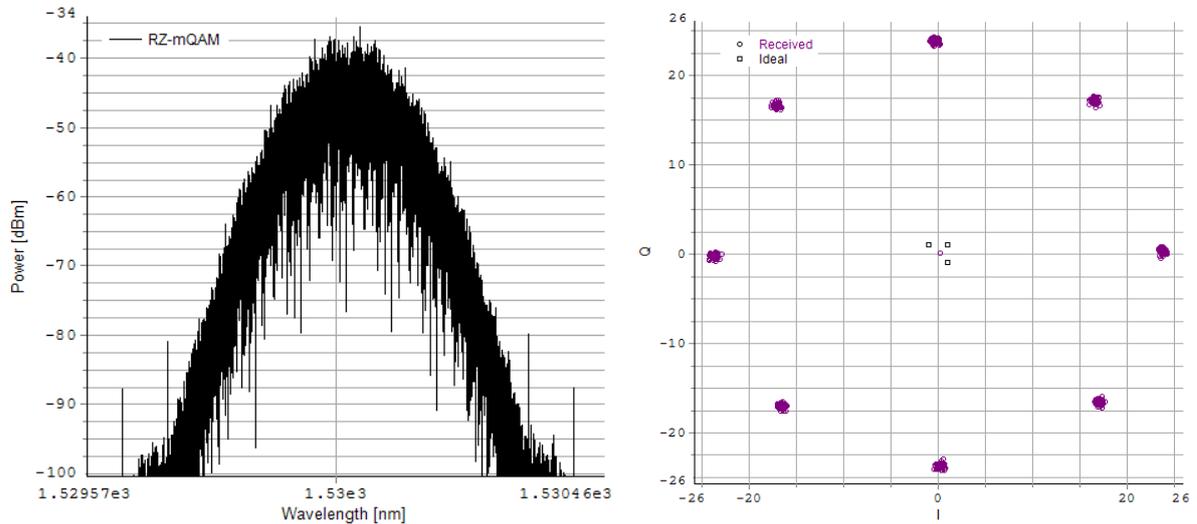


Figura 22 Gráfico do espectro ótico do sinal modulado (esquerda) e diagrama de constelação (direito) do sinal 8PSK.

Mais uma vez foi realizada a análise da potência necessária à correta rotação dos símbolos em função do comprimento de onda. Os resultados foram os esperados e encontram-se representados na Figura 23.

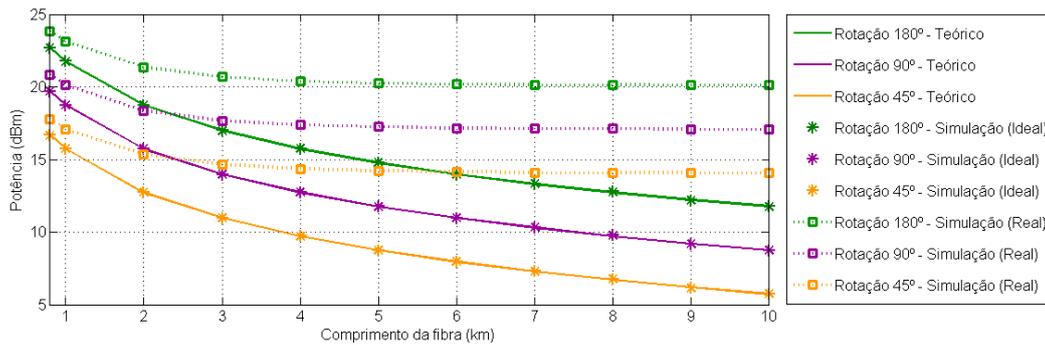


Figura 23 Gráfico representativo da potência (dBm) necessária para ocorrer uma rotação de 180° (verde), de 90° (roxo) e de 45° (laranja) em função do comprimento da fibra (km). A cheio está representado o valor obtido teoricamente partindo da Equação (3.9); os asteriscos representam os pontos obtidos pela simulação do caso ideal; e a tracejado, a curva obtida para o caso real.

5. Validação Experimental

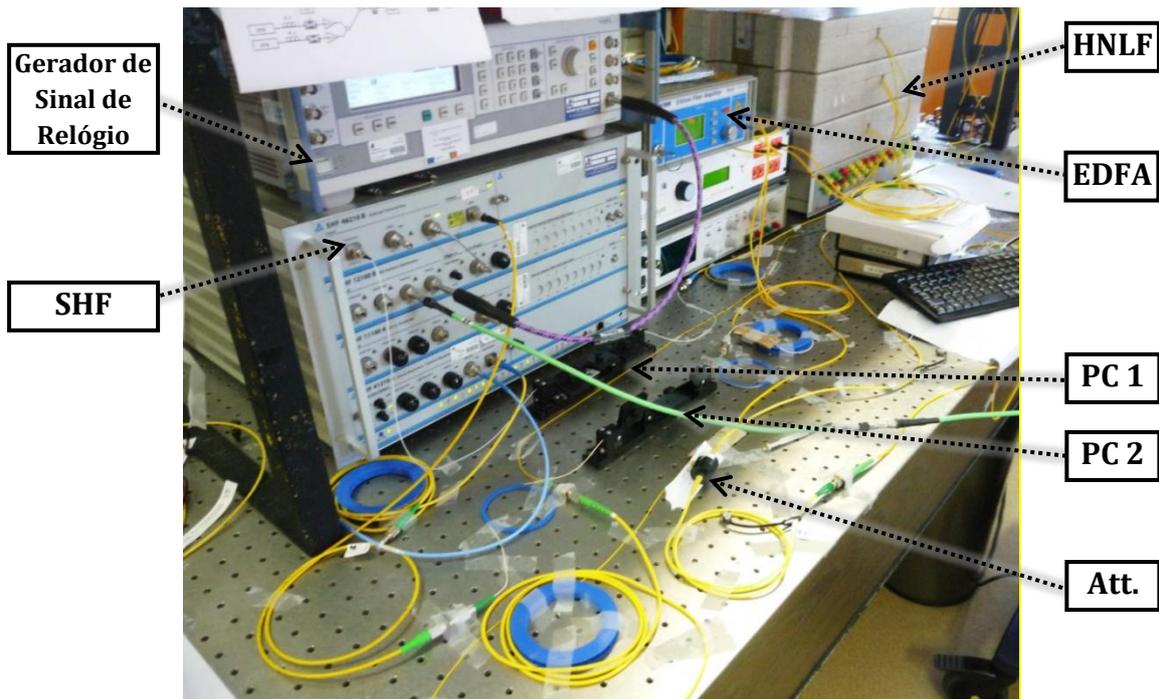


Figura 25 Fotografia de parte do sistema experimental para geração do sinal BPSK e identificação de alguns componentes.

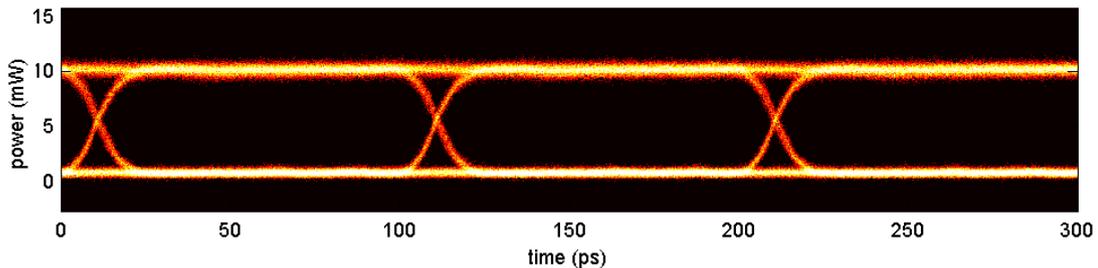


Figura 26 Diagrama de olho do sinal NRZ-OOK otimizado, (SNR=24 dB; ER=13 dB).

Visto que a atenuação aproximada do SHF é de 11 dB e a de cada PC é de 3 dB, foi necessário utilizar um EDFA de 27 dBm, de modo a alcançar a potência necessária a uma rotação de π dos símbolos. De seguida encontra-se a HNLf cujos principais parâmetros são descritos na Tabela 5-1, um atenuador e, por fim, um analisador ótico de espectros complexos (OCSA), da APEX Technologies, que permite obter diagramas de constelação.

Tabela 5-1 Parâmetros da HNLf para o zero de dispersão a 1530 nm. Parâmetros medidos com o aparelho de medição *Optical Network Analyser* (ONA).

Dispersão (ps.nm ⁻¹ .km ⁻¹)	0.0657
Declive da Dispersão (ps.nm ⁻² .km ⁻¹)	0.01769
Coefficiente não linear (W ⁻¹ km ⁻¹)	10.5
Atenuação (dB.km ⁻¹)	~3
Comprimento (km)	0.850

Como o OCSA não consegue criar constelações partindo de um sinal PRBS, foi necessário definir uma sequência de acordo com a taxa de transmissão utilizada e o suporte do sistema do OCSA. Como o sistema implementado funciona a 10 Gb/s, utilizou-se uma sequência de 16 bits:

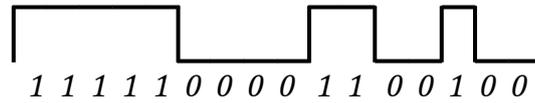


Figura 27 Esquema da sequência de 16 bits utilizada para gerar o sinal NRZ-OOK.

Podemos comparar os espectros obtidos para o padrão PRBS e para a sequência de 16 bits referida acima.

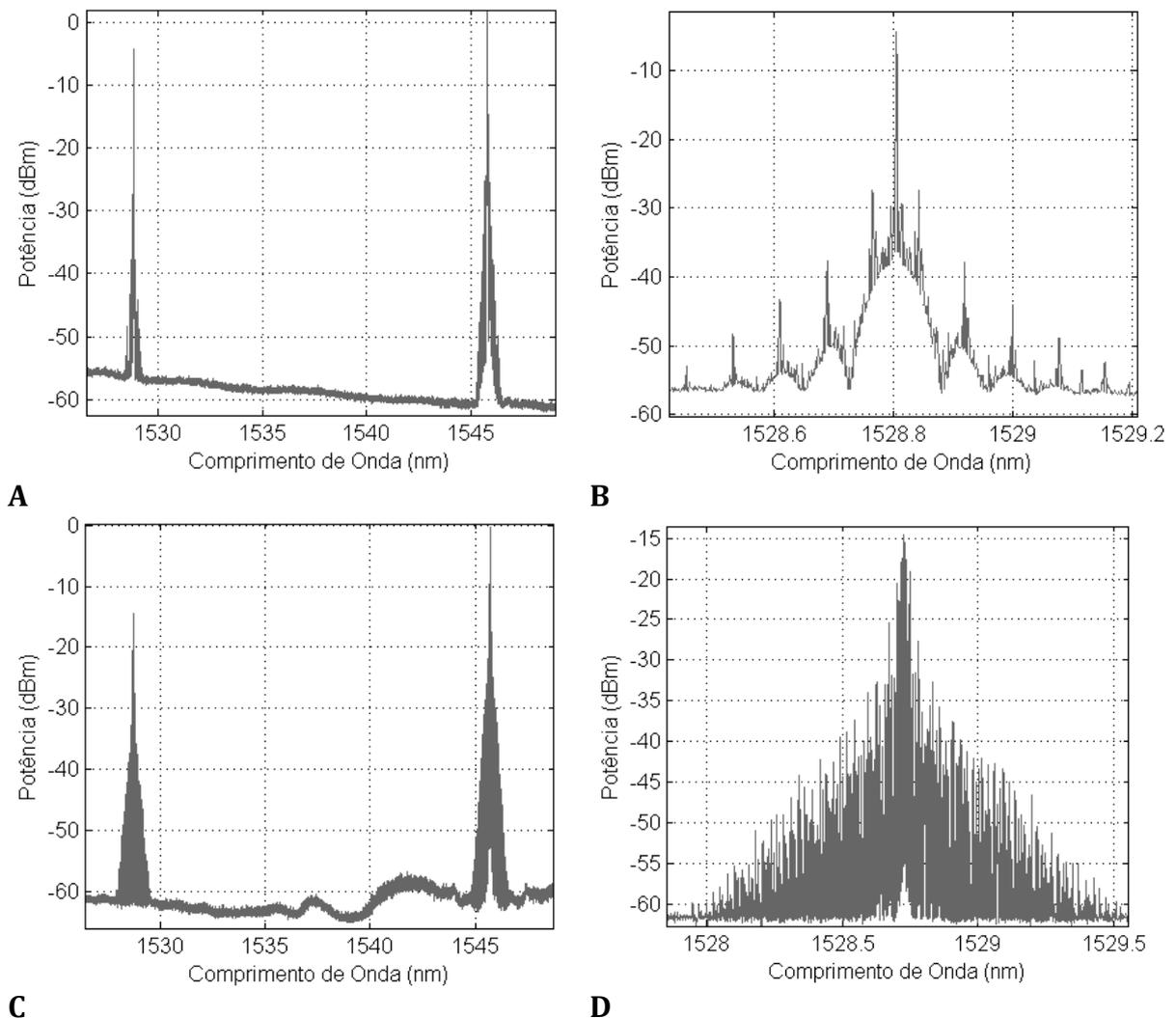


Figura 28 Espectro do sinal NRZ-OOK e da onda ECL modulada para o sinal PRBS (A), e para a sequência de 16 bits (B), com os respectivos detalhes da onda modulada (B e D). (Diferentes tempos de aquisição).

5. Validação Experimental

Como se verifica pelos espectros detalhados (Figura 28 B e D) a portadora encontra-se destacada em relação ao resto do sinal. Para que este esteja completamente modulado e se possa observar um sinal BPSK, é essencial que a potência da portadora seja minimizada, como exemplificado na Figura 29, e já referido no capítulo anterior. Como tal, é necessário fornecer potência suficiente à entrada da HNLF de modo a que através de XPM se consiga a modulação.

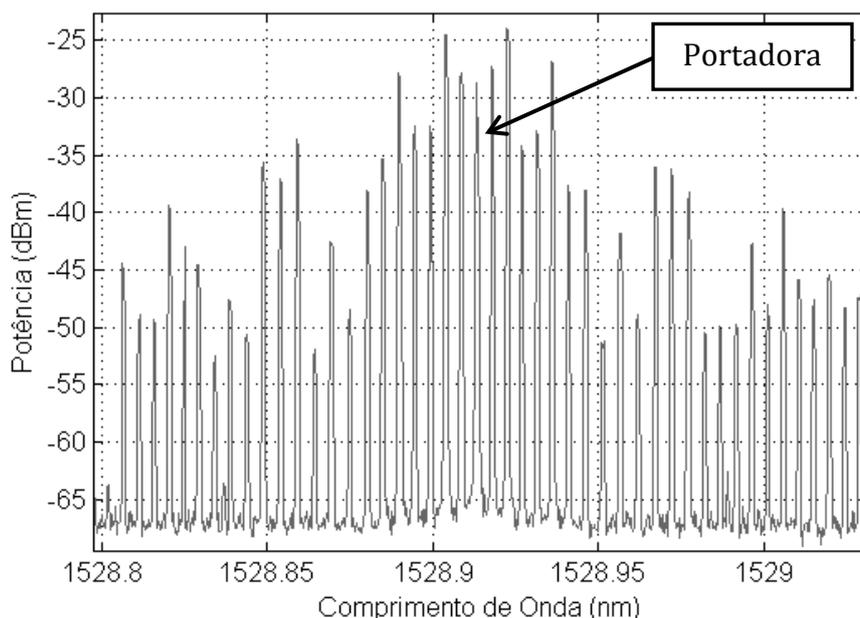


Figura 29 Espectro detalhado do laser ECL completamente modulado.

Foram então controladas as potências de modo a tentar atingir a rotação de 180° . Devido às limitações do EDFA utilizado e ao ganho de saturação deste, o máximo de rotação conseguida foi de aproximadamente 169° , para uma potência de entrada na HNLF de 22.7 dBm. O gráfico da fase e o diagrama de constelação correspondentes encontram-se na Figura 30.

Como é possível observar no gráfico da fase, Figura 30 (esquerda), este apresenta dois níveis correspondentes às duas diferenças de fase, a 0° e a de 169° . Está também representado a preto no gráfico, o instante ótimo de amostragem para cada bit. Foi através da média das fases dos instantes ótimos que a fase de 169° foi estimada. No diagrama de constelação, Figura 30 (direita), é possível observar a tracejado as transições de um símbolo para o outro e também a preto os símbolos correspondentes aos instantes ótimos da fase. Visto que todo o sistema estava otimizado (polarizações dos sinais alinhadas, o mínimo de atenuação para os componentes conseguido), não foi possível de outra forma alcançar potência suficiente para a rotação de 180° . No entanto os resultados obtidos demonstram claramente que existiu uma rotação dos símbolos devido a efeitos não lineares, neste caso XPM, tendo sido gerado um sinal BPSK.

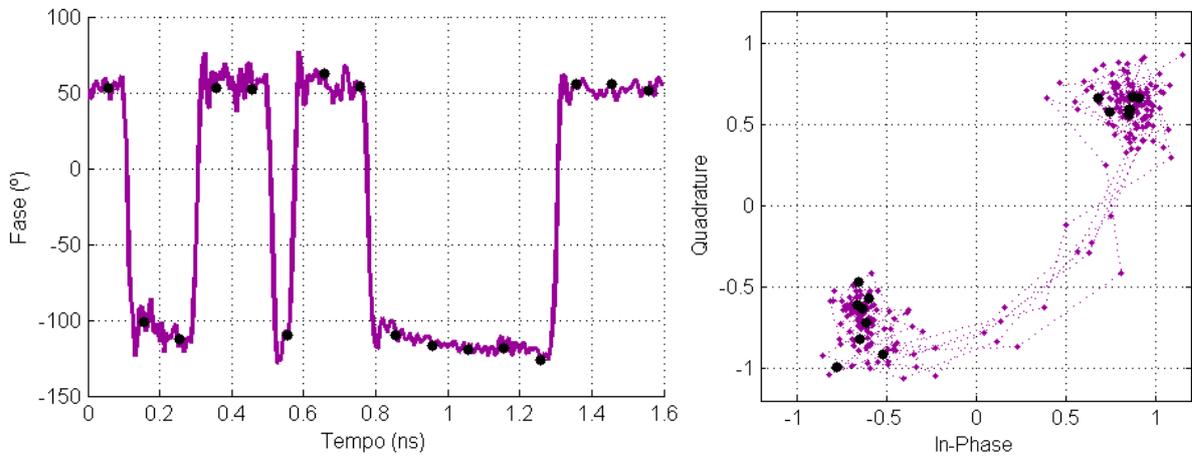


Figura 30 Gráfico da fase e diagrama de constelação BPSK para uma potência de entrada na HNLF de 22.7 dBm e rotação de aproximadamente 169°.

O critério de escolha do instante ótimo de amostragem de cada bit foi calculado através da ferramenta *Matlab*, realizando um plot com todos os bits sobrepostos em função do índice correspondente. O resultado foi um diagrama de olho onde foi analisado qual o índice para qual a fase sofria menos variação. O resultado foi o índice correspondente a 0.0563 ns e como tal foi partindo deste valor que se retirou a amostragem para cada instante.

Foi ainda analisada a variação da fase máxima da rotação dos símbolos em função da potência à entrada da fibra (Figura 31). É possível observar que é aplicada uma regressão linear (tal como sugere a Equação (3.9) que representa de forma satisfatória os pontos experimentais. Uma vez que existem flutuações nos resultados de medição para medição, tiraram-se vários pontos para cada potência. A partir dos vários pontos calculou-se a média da rotação, sendo esse o valor considerado no gráfico.

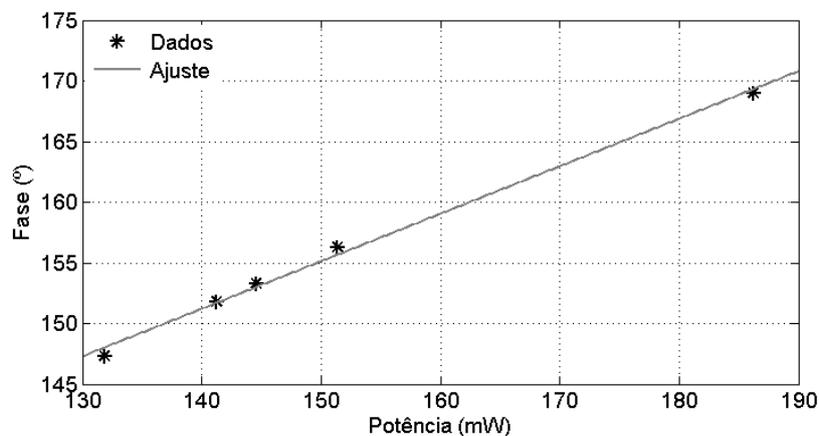


Figura 31 Gráfico da fase da rotação entre símbolos em função da potência de entrada na HNLF.

5. Validação Experimental

5.2 QPSK

Na implementação de um sistema QPSK, tal como anteriormente, estando confinado à potência máxima fornecida pelo EDFA, foi necessário adaptar todo o *setup* de forma a otimizar a potência e a evitar o máximo de perdas provocadas pelas atenuações dos componentes. Para tal, foram efetuadas algumas alterações e um aumento da complexidade do sistema, cujo esquema e fotografia do *setup* utilizado e encontram-se representados nas Figura 32 e Figura 33, respetivamente. Foi então necessário adicionar mais um laser DFB de modo a gerar mais um par de símbolos e assim conseguir realizar a rotação de $\frac{\pi}{2}$. Na modulação dos sinais do laser DFB em NRZ-OOK foi importante o uso de BPGs e de MZM iguais, para as modulações serem o máximo semelhantes possível. Sendo assim, os sinais foram adicionados através de um multiplexador (MUX) com os canais correspondentes aos dos lasers (1546.92 nm e 1549.32 nm) e modulados no SHF. Para ser possível a modulação no SHF, os sinais partilharam o mesmo BPG e o mesmo MZM, saindo deste com diagramas de olho e bits coincidentes. Como os diagramas de olho têm que estar coincidentes, mas os bits têm que estar descorrelacionados, adicionou-se uma linha de atraso e multiplexadores óticos *add-drop* (*Optical add-drop multiplexers*, OADM) de 1549.32 nm para separar os sinais. Preferiu-se o uso de OADMs visto terem atenuações de aproximadamente 1 dB, enquanto que as perdas noutros componentes que poderiam ser implementados em substituição, eram superiores, como exemplificado na Tabela 5-2.

Tabela 5-2 Perdas de inserção dos dispositivos óticos passivos.

MUX	~3 dB
Coupler/Splitter	~3.5 dB
Arrayed Waveguide Grating (AWG)	~5 dB
OADM	~1 dB

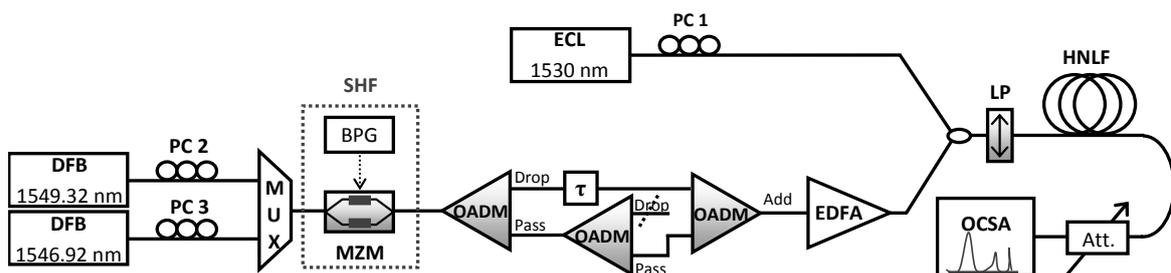


Figura 32 Esquema do sistema experimental utilizado para gerar um sinal QPSK.

Visto que o OADM utiliza um comprimento de onda específico de 1549.32 nm, os sinais modulados foram multiplexados:

- O sinal de 1549.32 nm passou diretamente por uma linha de atraso e foi monitorizado através do osciloscópio;

- O sinal de 1546.92 nm passou na porta *drop*, na qual passou também o sinal de 1549.32 nm mas com uma atenuação de 20 dB. Para evitar contribuições indesejadas do sinal a 1549.32 nm, foi adicionado outro OADM em série de modo a que aos 20 dB de atenuação sejam somados outros tantos, perfazendo um total de 40 dB de atenuação.

Por fim, foram novamente combinados por outro OADM e amplificados pelo mesmo EDFA. O sinal amplificado foi acoplado com o do laser ECL e tal como em BPSK, as polarizações alinhadas. Por fim, o sinal foi observado e analisado através do OCSA.



Figura 33 Fotografia de parte do sistema experimental para geração do sinal QPSK e identificação de alguns componentes.

O espectro dos sinais NRZ-OOK, Figura 34 foi obtido de forma a confirmar que a pequena contribuição do sinal de 1549.32 nm num dos canais do multiplexador não afeta a modulação deste.

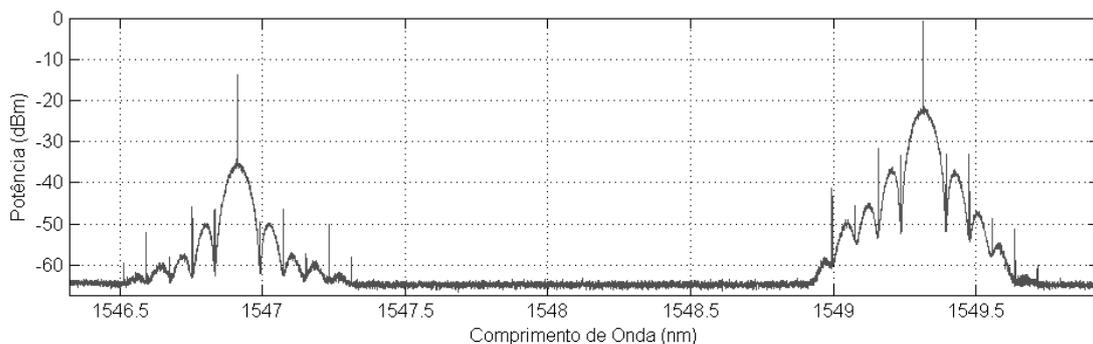


Figura 34 Espectro dos sinais NRZ-OOK a 1546.92 nm e a 1549.32 nm.

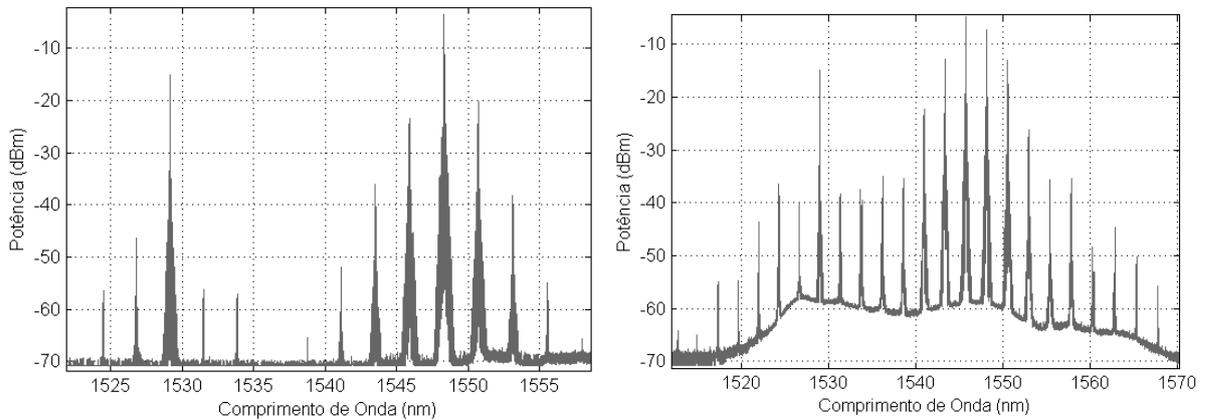


Figura 36 Espectro obtido dos sinais com diferentes potências: à direita uma potência de entrada na fibra de aproximadamente 18 dBm; à esquerda, potência de entrada inferior.

Como se verificou no capítulo anterior, para ocorrer a rotação de 90° a potência de um dos sinais terá que ser aproximadamente metade da potência necessária para se obter uma rotação de 180° . Como a potência do EDFA foi partilhada pelos dois sinais e de modo a não colocar mais nenhum componente evitando perdas adicionais, a potência de um dos sinais foi controlada através da potência inicial do laser DFB.

Foram retiradas várias amostras para diferentes potências, no entanto devido mais uma vez à limitação da potência do EDFA, não foi possível obter a constelação com as devidas rotações. É ainda de salientar que foram estudadas outras implementações em alternativa, tal como fornecer a cada canal um EDFA, tendo um deles um ganho de 16 dBm e o outro de 27 dBm, mas sem surtir melhores resultados. Ainda foram utilizados dois EDFAs de 16 dBm em série, embora os resultados tenham sido melhores em relação à hipótese da montagem anterior, foram inferiores ao representados na Figura 32. A justificação de que se trata de um problema de potência para atingir a rotação completa observa-se na Figura 37 em que para diferentes potências de entrada na fibra obtiveram-se diferentes constelações. Como já foi referido anteriormente a potência não seria suficiente para conseguir a rotação de 180° e isso, foi mais uma vez verificado.

5. Validação Experimental

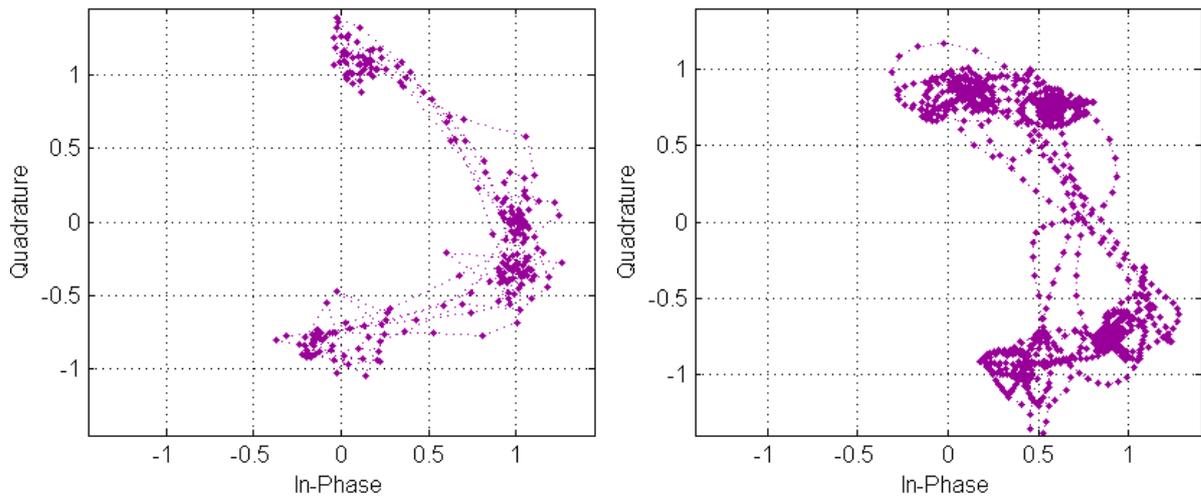


Figura 37 Diagramas de constelação do formato QPSK (esquerda) para potências iniciais de 13 dBm para ambos os sinais NRZ-OOK (direita) para potências iniciais de 13 dBm e 8.5 dBm.

Para a potência máxima conseguida, o gráfico da fase e o diagrama de constelação obtidos encontram-se representados na Figura 38. Como é possível observar, existem quatro níveis correspondentes à diferença de fase entre símbolos. A diferença de fase entre cada nível é de aproximadamente 60° . Estes dados estão em concordância com o diagrama de constelação, visto que este apresenta 4 símbolos cuja rotação não se encontra totalmente realizada. Embora não seja um formato QPSK perfeito, o princípio de que é possível através da combinação de dois sinais NRZ e do fenómeno de XPM a modulação de sinal, foi provado.

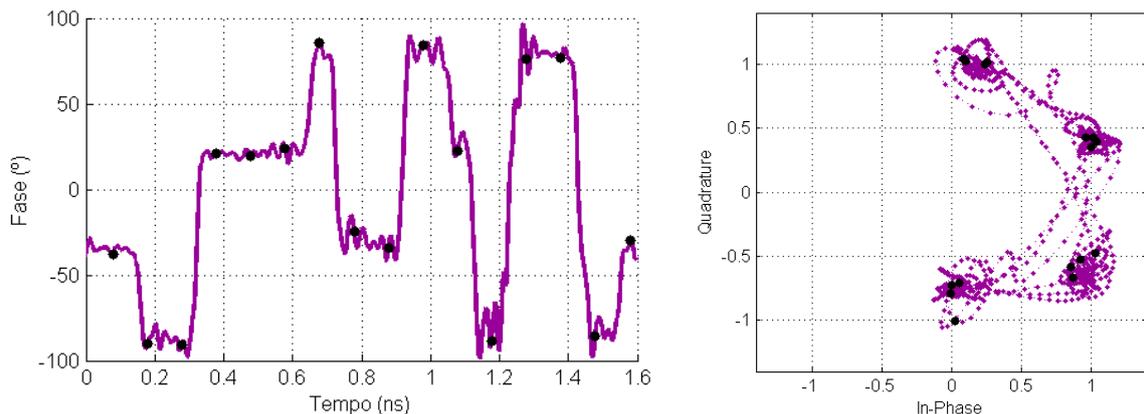


Figura 38 Diagrama de fase (esquerda) e de constelação (direita) QPSK para uma potência de aproximadamente 19 dBm e 21 dBm.

Para realizar uma comparação entre os resultados experimentais e resultados numéricos, foram realizadas simulações por forma a representar a rotação esperada para as potências utilizadas. Para tal, ambos os diagramas de constelação

foram normalizados e sobrepostos. A sua representação encontra-se na Figura 39. Os símbolos a azul correspondem ao diagrama normalizado obtido experimentalmente, e os símbolos a vermelho ao diagrama normalizado obtido em simulação. Como é possível verificar, os diagramas são semelhantes, o que prova o princípio. As discrepâncias entre símbolos podem ser justificadas pelos erros de medição do OCSA, ou mesmo da potência que entrava na HNLF.

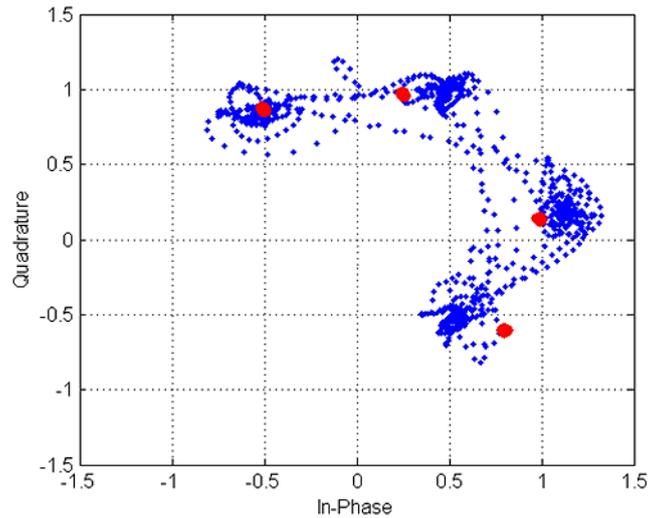


Figura 39 Diagrama de constelação normalizados obtidos para os resultados simulados comparativamente aos resultados obtidos experimentalmente, para uma potência de 19 dBm e 21 dBm. A azul estão representados os resultados experimentais e a vermelho os simulados.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho permitiu verificar que é exequível um sistema com o propósito de gerar sinais BPSK e conseqüentemente os diversos mPSK usando um laser modulado por canais NRZ, através do efeito não linear de XPM. Embora a ideia posta em prática tenha tido algumas limitações relacionadas com os equipamentos e componentes disponíveis, o objetivo do trabalho foi conseguido, uma vez que o princípio de operação foi provado. Como tal, foram gerados sinais BPSK e QPSK.

Quanto ao sinal BPSK simulado, foi alcançada a rotação de 180° entre os símbolos, e obtido o diagrama de constelação para uma potência de 24 dBm. No caso experimental foi conseguida uma rotação de aproximadamente 170° com uma potência de aproximadamente 23 dBm, o que indica que os resultados simulados e os experimentais estão em concordância. Visto que os componentes utilizados já estariam com o mínimo de perdas de inserção conseguidas, uma solução para conseguir mais potência passaria por substituir o EDFA por outro mais potente, de modo a conseguir os 2 dBm em falta. É também importante mencionar que o espectro ótico obtido, analogamente ao simulado, encontrava-se bem modulado, pois a potência da portadora foi minimizada, o que corrobora a afirmação de que o sinal obtido é BPSK. Na análise experimental foi ainda efetuada a relação entre a variação máxima da fase da rotação dos símbolos, em função da potência da entrada na fibra, a qual tende para um ajuste linear.

Relativamente ao sinal QPSK, o *setup* utilizado para a simulação manteve-se igual apenas com a adição de um outro sinal NRZ. As potências para as quais se obteve uma rotação de 180° e de 90° foram de 24 dBm e 21 dBm, respetivamente. Como se conclui, a potência de rotação da fase para os 90° corresponde a metade da de rotação de 180° . Na parte experimental, o *setup* teve que ser alterado relativamente ao anterior visto o objetivo ser minimizar as perdas de inserção dos componentes e deste modo otimizar a potência. Foram realizadas medições para diferentes hipóteses de esquemas experimentais tendo sido bem sucedido o utilizado, visto ser aquele com que se obtinham os sinais com maior potência. Deste modo, ambos os canais tiveram que partilhar o mesmo EDFA e, conseqüentemente, a potência conseguida à entrada da HNLF foi inferior à anteriormente conseguida para a geração do sinal BPSK. As potências à saída do laser DFB eram de 13 dBm e 11 dBm, o que se traduziu numa potência de aproximadamente 21 dBm e 19 dBm.

Como foi utilizado um padrão de 16 *bits* para a obtenção do diagrama complexo foi utilizado uma sequência de 16 bits. Foi então necessário verificar a coincidência dos diagramas de olho dos dois sinais e descorrelacionar os bits. A diferença de tempo utilizada entre bits foi de 300 ps. Devido à interação entre o laser a ser modulado e os moduladores e entre estes últimos, observou-se no espectro ótico um aumento dos fenómenos não lineares, tais como o FWM, com o aumento da potência. Concluiu-se no final da análise para o sinal QPSK que foi conseguido gerar o

6. Conclusão

sinal pretendido, pois os diagramas de constelação normalizados, resultantes dos resultados experimentais comparativamente aos simulados, são bastante semelhantes. As diferenças entre estes podem estar relacionadas com problemas de medição do OCSA ou possivelmente de medição da potência à entrada na fibra, visto a potência de saída do EDFA variar um pouco.

Por último, foi simulada a potência em função do comprimento da fibra tanto no caso da geração do sinal BPSK como para QPSK e verificou-se que os dados teóricos coincidiam com os resultados da simulação no caso ideal. Quanto ao caso real, verificou-se que a potência tinha tendência a estabilizar entre os 3 e os 4 km devido à dispersão cromática não nula da HNLF utilizada. Concluiu-se então que a dispersão cromática reduz os efeitos não lineares, pois evita que os sinais se propaguem com a mesma velocidade de grupo.

7 TRABALHO FUTURO

Perspetivando a continuação deste trabalho, poder-se-ia substituir o OCSA por um recetor coerente. Como os estados de polarização vão variando ao longo do tempo e como o OCSA calcula, através da transformada de Fourier, as variações temporais da amplitude e da fase, a resposta do OCSA vai variando. Um recetor coerente permite aplicar diversos algoritmos que eliminam limitações dos componentes usados em sistemas coerentes, permitindo observar apenas o efeito XPM, sem outros efeitos parasitas.

Este trabalho poderia também ser extendido a outros formatos de modulação tais como formatos mQAM. Deste modo seria necessário implementar um EAM após a HNLf por forma a realizar a modulação em intensidade.

Outra forma de otimizar o sistema poderia passar pelo aumento do comprimento da HNLf utilizada ou pela sua substituição por uma fibra com um coeficiente não linear mais elevado, como por exemplo a de calcogenídeos referida na Secção 3.2. Deste modo alcançar-se-ia uma modulação de sinais mais eficiente.

8 BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*: Springer, 2009.
- [2] J. M. Kahn and K. P. Ho, "Ultimate spectral efficiency limits in DWDM systems," 2002, pp. 552-553.
- [3] A. R. Behzad, S. Zhong Ming, S. B. Anand, L. Li, K. A. Carter, M. S. Kappes, L. Tsung-Hsien, T. Nguyen, D. Yuan, S. Wu, Y. C. Wong, F. Victor, and A. Rofougaran, "A 5-GHz direct-conversion CMOS transceiver utilizing automatic frequency control for the IEEE 802.11a wireless LAN standard," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 38, pp. 2209-2220, 2003.
- [4] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, and M. Watanabe, "109-Tb/s (7.97/172-Gb/s SDM/WDM/PDM) QPSK transmission through 16.8-km homogeneous multi-core fiber," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011*, pp. 1-3.
- [5] T. Richter, E. Palushani, C. Schmidt-Langhorst, M. Nolle, R. Ludwig, J. K. Fischer, and C. Schubert, "Single wavelength channel 10.2 Tb/s TDM-data capacity using 16-QAM and coherent detection," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011*, pp. 1-3.
- [6] W. Xiaoxia, W. Jian, H. Hao, and A. E. Willner, "Experimental optical multiplexing of two 20-Gbit/s QPSK data channels from different wavelengths onto a single 40-Gbit/s star 16-QAM using fiber nonlinearities," in *Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2011 Conference on*, 2011, pp. 1-2.
- [7] S. Khaleghi, M. R. Chitgarha, O. F. Yilmaz, M. Tur, M. W. Haney, and A. Willner, "Universal QAM Encoder/Converter using Fully Tunable Complex-Coefficient Optical Tapped-Delay Line," 2012.
- [8] K. Mishina, A. Maruta, S. Mitani, T. Miyahara, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, K. Motoshima, and K. Kitayama, "NRZ-OOK-to-RZ-BPSK modulation-format conversion using SOA-MZI wavelength converter," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 24, pp. 3751-3758, 2006.
- [9] A. Maruta and N. Hashimoto, "Experimental Demonstration of All-Optical Modulation Format Conversion from NRZ-OOK to RZ-8APSK Based on Fiber Nonlinearity," 2012.
- [10] H. Guoxiu, Y. Miyoshi, A. Maruta, Y. Yoshida, and K. Kitayama, "All-Optical OOK to 16-QAM Modulation Format Conversion Employing Nonlinear Optical Loop Mirror," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 30, pp. 1342-1350, 2012.
- [11] G. P. Agrawal, *LightWave Technology: Telecommunication Systems*: Wiley-Interscience, 2005.
- [12] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*: John Wiley & Sons, 2011.
- [13] P. J. Winzer and R. J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, pp. 952-985, 2006.
- [14] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*: Academic Press, 2006.
- [15] H. Guoxiu, Y. Miyoshi, N. Hashimoto, Y. Yoshida, A. Maruta, and K. i. Kitayama, "All-optical RZ-OOK to RZ-BPSK modulation format conversion based on fiber nonlinearity," in *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2010 Asia*, 2010, pp. 13-14.
- [16] L. Guo-Wei and T. Miyazaki, "FWM-based all-optical phase drop for format conversion from 320-Gb/s RZ-DQPSK to 160-Gb/s RZ-DPSK," in *Optical Communication, 2009. ECOC '09. 35th European Conference on*, 2009, pp. 1-2.

8. Bibliografia

- [17] L. Guo-Wei, K. S. Abedin, and T. Miyazaki, "Experimental Demonstrations of All-Optical Phase-Multiplexing Using FWM-Based Phase Interleaving in Silica and Bismuth-Oxide HNLFs," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, pp. 409-416, 2009.
- [18] T. OKUNO, M. HIRANO, T. NAKANISHI, and M. ONISHI, "Highly-nonlinear Optical Fibers and Their Applications," *SEI Tech Rev*, pp. 34-40, 2006.
- [19] D. Mechin, L. Brilland, J. Troles, Q. Coulombier, P. Houizot, A. Monteville, T. N. Nguyen, D. M. Nguyen, S. D. Le, M. Thual, T. Chartier, and J. Adam, "Recent advances in very highly nonlinear chalcogenide photonic crystal fibers and their applications," in *Photonics Society Summer Topical Meeting Series, 2010 IEEE*, 2010, pp. 117-118.
- [20] J. Troles, L. Brilland, P. Toupin, Q. Coulombier, S. D. Le, D. M. Nguyen, M. Thual, T. Chartier, G. Renversez, D. Mechin, and J. L. Adam, "Chalcogenide suspended-core fibers: Manufacturing and non-linear properties at 1.55 μm ," in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [21] Y. Dong-Il, E. C. Magi, M. R. E. Lamont, M. A. F. Roelens, F. Libin, and B. J. Eggleton, "Low-energy threshold supercontinuum generated in highly nonlinear As₂Se₃ chalcogenide submicron tapers," in *Lasers and Electro-Optics, 2008 and 2008 Conference on Quantum Electronics and Laser Science. CLEO/QELS 2008. Conference on*, 2008, pp. 1-2.
- [22] (2004-2012, 5th june). Available: <http://www.vpiphotonics.com/>