



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

Transmissão de Sinais com Etiqueta Óptica em Redes Ópticas Comutadas

Rúben Tiago Fernandes Gomes

Dissertação para Obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Júri:

Presidente: Prof. Doutor José Bioucas Dias
Orientador: Prof. Doutor Adolfo da Visitação Tregreira Cartaxo
Co-Orientador: Doutor Daniel Diogo Ferrão da Trindade Fonseca
Vogais: Doutora Paula Raquel Laurêncio

Dezembro de 2008

Dissertação de Mestrado sob a orientação do

Dr. Adolfo da Visitação Tregeira Cartaxo

Professor Associado do

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
do Instituto Superior Técnico

Agradecimentos

Antes de mais, um agradecimento muito especial ao professor Adolfo Cartaxo, uma vez que a sua ajuda e orientação nesta Dissertação de Mestrado foram de extrema importância. Foi com prazer que apreendi conhecimentos, sem dúvida, importantes para uma vida profissional no ramo das telecomunicações, mormente, nas comunicações ópticas.

Agradeço, em particular, ao Doutor Daniel Fonseca, co-orientador neste projecto, pela sua disponibilidade para fornecer informação e tirar dúvidas. O seu empenho e dedicação a este trabalho foram, sem dúvida, os complementos ideais da orientação do professor Adolfo Cartaxo.

Agradeço também à Nokia Siemens Networks pela ajuda prestada, nomeadamente pelos dados fornecidos.

Não menos importante é o agradecimento dirigido aos meus colegas do Laboratório de Comunicações Ópticas do 11º piso do Instituto de Telecomunicações – Pólo de Lisboa, Tiago Alves, Nelson Costa, Rúben Gomes e Andrey Cravid, que embora estando a desenvolver as suas teses de doutoramento, no caso do Tiago e do Nelson, e dissertações de mestrado no caso do Rúben e do Andrey, nunca negaram o mínimo esclarecimento a qualquer dúvida que lhes fosse exposta. Quero, ainda, enaltecer o excelente ambiente de trabalho proporcionado por todos, que se revelou um estímulo para o desenvolvimento de um bom trabalho.

Um muito obrigado também aos meus pais Carlos Augusto Ribeiro Gomes e Irene Maria Custódia Fernandes Gomes, à minha irmã, Ana Carina Fernandes Gomes, por toda a motivação e apoio que me deram, sobretudo, nos momentos menos bons. Um agradecimento muito especial à minha namorada, Sara Rute Simões Lopes das Neves, pela enorme paciência para me aturar nos momentos mais difíceis e pelos sacrifícios a que se sujeitou derivados da minha falta de disponibilidade. Por fim, agradeço a todos os meus colegas de curso, em especial, Tiago Gaspar, Sérgio Brás, Renato Sousa, Ricardo Preguiça, João Picão e Carlos Calisto por todos os bons momentos passados nestes 5 anos de curso.

Rúben Gomes

Resumo

O objectivo deste trabalho é o estudo da transmissão de sinais com etiqueta óptica em redes ópticas comutadas recorrendo a sinais com modulação óptica de banda lateral única. É desenvolvido um simulador em Matlab® para a transmissão linear e não-linear por fibra óptica em redes ópticas comutadas, que permite avaliar numericamente o desempenho do sistema em termos de probabilidade de erro de bit e factor Q.

Inicia-se o estudo pela análise da geração de um sinal óptico de banda lateral dupla com o objectivo de, posteriormente, suprimir uma das bandas laterais deste sinal ficando-se, deste modo, com um sinal óptico de banda lateral única. São usados dois métodos para a geração do sinal óptico de banda lateral única. Um método recorre a um filtro optoelectrico adaptativo e o outro a um filtro óptico. Para a geração do sinal óptico de banda lateral única opta-se pelo filtro optoelectrico adaptativo devido a não introduzir qualquer distorção em relação ao sinal original.

De seguida estuda-se o esquema de uma rede óptica com comutação de etiqueta. São estudados os nós de entrada, nós intermédios e nós de saída. Começando por um esquema mais complexo e depois simplificando-se o esquema (para notar o que é realmente essencial) define-se a estrutura destes três tipos de nós.

Estuda-se o impacto que a razão de potências entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta tem na qualidade do sinal de dados quando recebido no destinatário numa montagem costas-com-costas num sistema mono-canal, bem como o impacto do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta. Depois de estudado o impacto, optimizam-se estes parâmetros.

De seguida considera-se um sistema mais robusto, considerando um sistema multi-canal. Para o sistema multi-canal optimizam-se os mesmos parâmetros, anteriormente referidos, acrescentando um novo parâmetro a ser optimizado, o espaçamento entre canais.

Por último, faz-se um estudo semelhante, porém não em costas-com-costas mas com transmissão em fibra óptica em regime linear e não-linear, analisando-se o número máximo de nós que o sinal consegue percorrer.

Mostra-se que numa rede óptica com comutação de etiqueta, com transmissão não-linear, um espaçamento entre o sinal de etiqueta e o sinal de dados de 40 GHz, uma razão de potências médias de -2.5 dB, o sinal de dados consegue percorrer sete nós.

Palavras chave: Redes ópticas comutadas, etiqueta óptica, sinal óptico de banda lateral dupla, sinal óptico de banda lateral única, filtro optoelectrico adaptativo, nós de entrada, nós intermédios, nós de saída, mono-canal, razão de potências médias, diafonia, multi-canal, regime linear e regime não-linear.

Abstract

The goal of this work is the study of linear and nonlinear transmission in optical label switching networks with insertion and extraction of the optical label. A simulator is developed in Matlab®, allowing the transmission network performance numerical assessment of the terms of bit error ratio and Q-factor.

Initially, double sideband signals generation is studied with the objective of removing, subsequently, one of the signal sidebands getting, in this way, an optical single sideband signal. Two methods are used for the generation of the optical single sideband signal. One method uses an adaptive optoelectronic filter and the other one uses an optical filter. Both experimental and theoretical optical filters are considered. The theoretical optical filter is a second order super-Gaussian optical filter and the experimental optical filter was provided by Nokia Siemens Networks.

Optical label switching networks architecture is studied, focusing on the input, core and output nodes. Starting by a more complex node configuration, the nodes are then simplified keeping only their essential components.

The impact of data and label signal parameters on network performance are analyzed in a back-to-back single-channel configuration. Both the ratio between the data and label signal powers and the data-label frequency spacing are optimized. A similar optimization is performed in multi-channel operation. In this case, is also optimized: the channel spacing.

All these parameters are optimized considering linear and nonlinear transmission. The maximum number of nodes that the data and label signals can cross still keeping a BER higher than 10^{-3} is determined.

It's shown that an all-optical label swapping network with a data-label frequency spacing of 40 GHz and a label-to-payload power ratio of -2.5 dB, considering nonlinear transmission, allows the data signal to cross seven nodes.

Key words: Optical label switching, optical double sideband signal, optical single sideband signal, adaptive optoelectronic filter, input nodes, core nodes, output nodes, single-channel, crosstalk, multi-channel, linear and nonlinear transmission.

Lista de Siglas

A

AOLS	All-Optical Label Switching.
ASK	Amplitude-Shift Keying.
ATM	Asynchronous Transfer Mode.

B

BER	Bit Error Ratio.
-----	------------------

D

DCF	Dispersion Compensating Fibre.
DPSK	Differential Phase-Shift Keying.

E

EDC	Electrical Dispersion Compensation.
EOP	Eye- Opening Penalty.

F

FFT	Fourier Fast Transform.
FRSL	Fixed Rate Serial Label.
FSK	Frequency-Shift Keying.

G

GVD	Group velocity Dispersion.
-----	----------------------------

I

IM-ODSB	Intensity Modulated Optical Double Sideband.
IP	Internet Protocol.

L

LP	Label-to-Payload Power Ratio.
----	-------------------------------

M

MPLS	MultiProtocol Label Switching.
------	--------------------------------

N

NRZ	Non-Return to Zero.
-----	---------------------

O

OGB	Optical Guard-Band.
-----	---------------------

OMF Orthogonal Modulation Formats.
OSCM Optical Subcarrier Multiplexing.
OSI Open Systems Interconnection.
OSNR Optical Signal to Noise Ratio.
OSSB Optical Single Sideband.

P

PIN Positive Intrinsic Negative.
PM Phase Modulator.

R

RDPS Residual Dispersion per Section.

S

SPM Self-Phase Modulation.
SSMF Standard Single Mode Fibre.
SSPR Suppressed Sideband Power Ratio.
SSR Razão de Supressão de Banda Lateral.

V

VOA Variable Optical Atenuator.
VSB Vestigial Sideband.

W

WDM Wavelength Divison Multiplexed.

X

XPM Cross-Phase Modulation.

Lista de Símbolos

α	Constante de atenuação.
$\alpha(t)$	Sinal ODSB.
β_2	Parâmetro de dispersão de velocidade de grupo.
β_3	Parâmetro de declive de dispersão de velocidade de grupo.
γ	Factor de escala.
ν	Frequência.
ν_0	Frequência óptica da portadora.
λ_0	Comprimento de onda da portadora.
$\sigma_{0,k}, \sigma_{1,k}$	Desvios padrão da corrente após filtragem eléctrica no instante de amostragem correspondente ao símbolo k condicionados, respectivamente, aos símbolos 0 e 1.
a_{AMP}	Constante utilizada para obter a amplitude de tensão correcta a aplicar à entrada do PM.
B_0	Largura de banda de referencia.
$B_{3dB,fo}$	Largura de banda a -3 dB.
$B_{e,n}$	Largura de banda equivalente de ruído da parte eléctrica do receptor óptico.
Db	Débito binário.
D_{DCF}	Parâmetro de dispersão da fibra compensadora de dispersão.
D_{SSMF}	Parâmetro de dispersão da fibra de transmissão SSMF.
E_0	Campo eléctrico à saída da fonte de laser.
$E_{out}(t)$	Campo eléctrico óptico à saída do PM.
$E_{saída}(t)$	Campo eléctrico à saída do MZM.
f	Frequência.
F	Limiar de decisão.
f_c, f_o	Desvio da frequência central do filtro óptico relativamente à portadora.
g_{AMP}	Característica do amplificador.
$h_{o,l}(t)$	Resposta impulsiva do filtro óptico de recepção.
$h_r(t)$	Resposta impulsiva do filtro eléctrico de recepção.
$H_{o,l}(f)$	Função de transferência do filtro óptico de recepção.
$H(f)$	Função de transferência do transformador de Hilbert.
$H_f(\nu)$	Função de transferência da fibra em regime linear.
$H_{SG}(\nu)$	Função de transferência do filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem.
l_{DCF}	Comprimento da fibra compensadora de dispersão.
l_{SSMF}	Comprimento da fibra de transmissão SSMF.
$m_{0,k}, m_{1,k}$	Médias da corrente após filtragem eléctrica no instante de amostragem correspondente ao símbolo k condicionados, respectivamente, aos símbolos 0 e 1.
N	Número total de símbolos.
$osnr$	Relação sinal ruído óptica.
p_p	Potência média do sinal à entrada do receptor.
P_0	Potência no nível mais alto nos '0'.
P_1	Potência no nível mais baixo nos '1'.
P_{med}	Potência média do sinal OSSB.

$P_{med,r}$	Potência média na situação de referência.
P_{SSB}	Potência na banda lateral suprimida.
P_{NSSB}	Potência na banda lateral não suprimida.
Q	Factor Q .
r	Razão de extinção.
R_λ	Respostividade do PIN.
$s_{in,x}(t), s_{in,y}(t)$	Sinais à entrada do EDFA nas direcções x e y .
S	Declive de dispersão de velocidade de grupo.
S_{EEA}	Densidade espectral de potência de ruído de emissão espontânea amplificado.
t	Tempo.
ν_0	Frequência de portadora do canal filtrado.
$v(t)$	Sinal eléctrico modulador de fase.
$V_1(t), V_2(t)$	Tensões aplicadas às duas entradas do modulador.
V_π	Tensão de comutação do modulador.
V_{DC}	Tensão de polarização do MZM.
y	Fracção de potência óptica que é direccionada para o ramo inferior.
z	Comprimento da fibra.

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Siglas	vi
Lista de Símbolos	viii
Índice	x
Índice de Figuras	xiii
Índice de Tabelas	xviii

1	Introdução.....	1
1.1	Redes para transferência de Informação	1
1.2	Motivação para a realização desta dissertação	3
1.3	Objectivos e organização da dissertação	5
1.4	Contribuições do trabalho	5
1.5	Bibliografia	6
2	Sinais Ópticos de Banda Lateral Única	7
2.1	Introdução	7
2.2	Métodos para gerar um sinal OSSB	7
2.3	Filtro optoelectrico adaptativo	8
2.3.1	Construção do sinal óptico $\alpha(t)$	8
2.3.2	Divisor óptico.....	13
2.3.3	PIN	13
2.3.4	Amplificador eléctrico	14
2.3.5	Acoplador híbrido	15
2.3.6	Modulador de fase.....	16
2.3.7	Optimização do SSR	18
2.4	Filtro óptico.....	21
2.4.1	Filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem	22
2.4.2	Filtro óptico experimental	25
2.5	Conclusões	27

2.6	Bibliografia	27
3	Redes Ópticas com Comutação de Etiqueta.....	29
3.1	Introdução	29
3.2	Simplificação das estruturas dos nós.....	30
3.3	Nó de entrada	30
3.4	Nós intermédios	32
3.5	Nó de saída.....	35
3.6	Conclusões	35
3.7	Bibliografia	36
4	Optimização dos Níveis de Potência e Espaçamento entre os Sinais de Dados e Etiqueta num Sistema Costas-com-Costas.....	37
4.1	Introdução	37
4.2	Comparação entre dados simulados e experimentais do cálculo da BER em função do LP	37
4.3	Optimização do espaçamento entre o sinal de dados e a etiqueta	41
	4.3.1 Optimização para um sistema mono-canal.....	42
	4.3.2 Optimização para um sistema multi-canal	45
4.4	Conclusões	49
4.5	Bibliografia	50
5	Limitações Impostas pela Transmissão Linear e Não Linear no Desempenho da Rede AOLS	51
5.1	Introdução	51
5.2	Descrição do sistema de transmissão óptica	51
5.3	Transmissão em regime linear	54
	5.3.1 Transmissão linear para um sistema mono-canal.....	54
	5.3.2 Transmissão linear para um sistema multi-canal	57
5.4	Transmissão em regime não-linear	61
5.5	Conclusões	63
5.6	Bibliografia	64

6	Conclusões e Trabalho Futuro.....	65
6.1	Introdução	65
6.2	Conclusões	65
6.3	Futuros estudos	67
Anexo A	Cálculo da OSNR numa rede óptica com comutação de etiqueta para uma secção	68

Índice de Figuras

1.1	Exemplo de um esquema de uma rede de Telecomunicações	2
1.2	Diagrama de uma rede AOLS	3
2.1	Configuração de um filtro optoelectrónico adaptativo.....	8
2.2	Esquema da amostragem efectuada para a construção do sinal $\alpha(t)$	9
2.3	Resposta em amplitude do filtro Gaussiano com uma largura de banda a -3 dB de 40 GHz	9
2.4	Resposta em amplitude do filtro rectangular com uma largura de banda a -3 dB de 40 GHz	10
2.5	Sequência de bits ‘01110100’	10
2.6	Sinal óptico à saída do MZM com uma razão de extinção infinita.....	11
2.7	Sinal óptico à saída do MZM com uma razão de extinção de 10 dB.....	12
2.8	DEP do sinal $\alpha(t)$ com $\bar{P} = 3dBm$, razão de extinção de 10 dB, amplitude normalizada ao seu valor máximo e 256 bits	12
2.9	DEP do sinal $\alpha(t)$ filtrado com $\bar{P} = 3dBm$, razão de extinção de 10 dB, amplitude normalizada ao seu valor máximo e 256 bits	13
2.10	Sinal eléctrico à saída do PIN com uma respostividade de 1 A/W	14
2.11	Sinal eléctrico à saída do amplificador com um ganho normalizado de 1.3	14
2.12	Quadrado do módulo da função de transferência da transformada de Hilbert.....	15
2.13	Argumento da função de transferência da transformada de Hilbert.....	15
2.14	Quadrado do módulo da função do acoplador híbrido.....	15
2.15	Argumento da função do acoplador híbrido.....	15
2.16	Sinal eléctrico à saída do acoplador híbrido com uma sequência de 256 bits.....	16
2.17	Correlação entre os sinais resultantes da função de transferência do transformador de Hilbert e da função de transferência do acoplador	17
2.18	DEP do sinal de saída do filtro optoelectrónico com amplitude normalizada ao seu valor máximo e 256 bits.....	17
2.19	SSR do sinal ODSB	18
2.20	SSR em função de a_{AMP} normalizado, utilizando o ganho logarítmico e a função de transferência do transformador de Hilbert ideal	19
2.21	SSR em função de a_{AMP} normalizado, utilizando o ganho logarítmico e a função transferência do acoplador híbrido.....	19
2.22	SSR em função de a_{AMP} normalizado, utilizando o ganho linear e a função transferência do acoplador híbrido.....	20
2.23	Sinal OSSB com um a_{AMP} normalizado de 2.3.....	20
2.24	Diagrama de olho do sinal ODSB.....	21

2.25	Diagrama de olho do sinal OSSB.....	21
2.26	Diagrama de olho de um sinal NRZ com razão de extinção infinita	21
2.27	Resposta em amplitude normalizada do filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem com uma largura de banda a 3dB de 20 GHz e dessintonia de 5 GHz.....	22
2.28	EOP do sinal OSSB em função de dessintonia e da largura de banda a -3dB do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem	23
2.29	SSR do sinal OSSB em função de dessintonia e da largura de banda a -3dB do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem	23
2.30	Sinal OSSB obtido a partir de um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -32.5 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 53 GHz.....	23
2.31	Diagrama de olho do sinal OSSB originado por um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -14.5 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 50 GHz	24
2.32	SSPR do sinal OSSB em função de dessintonia e da largura de banda a -3dB do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem	24
2.33	Sinal OSSB obtido a partir de um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -24 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 38 GHz.....	25
2.34	Diagrama de olho do sinal OSSB originado por um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -24.5 GHz e uma largura de banda a 3 dB de 40 GHz	25
2.35	Resposta em amplitude do filtro experimental para as larguras de banda de 5, 8.64 e 12.52 GHz	26
2.36	Resposta em amplitude do filtro experimental para as larguras de banda de 18.78, 25.05, 37.57 e 62.62 GHz	26
2.37	Sinal OSSB obtido com um filtro óptico experimental com uma largura de banda a -3 dB de 62.62 GHz e uma dessintonia de -33 GHz	26
2.38	Diagrama de olho do sinal gerado obtido com um filtro óptico experimental com uma largura de banda a -3 dB de 62.62 GHz e uma dessintonia de -33 GHz	27
3.1	Esquema do núcleo de uma rede óptica com comutação de etiqueta.....	29
3.2	Esquema de um bloco conversor de comprimento de onda para uma rede óptica com comutação de etiqueta	30
3.3	Esquema do nó de entrada.....	31
3.4	DEP do sinal de dados ODSB com $Db=40$ GHz e $r=10$ dB	31
3.5	DEP do sinal de dados OSSB com um $Db=40$ GHz e $r=10$ dB.....	31
3.6	DEP do sinal da etiqueta ODSB com $Db=2.5$ GHz, $r=13$ dB e uma frequência central de 20 GHz.....	32
3.7	DEP do sinal à saída do nó de entrada	32
3.8	Esquema de um nó intermédio.....	32
3.9	Filtro óptico para o sinal da etiqueta com uma largura de banda de 18.8 GHz e uma dessintonia de 20 GHz.....	33
3.10	Filtro óptico para o sinal de dados com uma largura de banda de 37.5 GHz e uma dessintonia de -19 GHz	33

3.11	DEP do sinal da etiqueta filtrado	33
3.12	DEP do sinal de dados filtrado.....	33
3.13	Esquema do receptor para o cálculo do padrão de olho	34
3.14	Filtro eléctrico Bessel de 3ª ordem.....	34
3.15	Diagrama de olho do sinal de dados filtrado.....	35
3.16	Diagrama de olho do sinal etiqueta filtrado	35
3.17	Esquema do nó de saída	35
4.1	Esquema do receptor simulado	37
4.2	BER em função do LP para o sinal de dados para um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz.....	39
4.3	Desvio de fase do sinal da etiqueta relativamente ao sinal de dados	40
4.4	Atraso temporal do sinal da etiqueta relativamente ao sinal de dados	40
4.5	BER do sinal de dados em função da ordem da realização para um LP de -2dB	40
4.6	BER em função do LP para o sinal da etiqueta para um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz.....	41
4.7	DEP normalizada ao valor máximo do sinal de dados e etiqueta para um espaçamento de 20 GHz e um LP de -5 dB.....	42
4.8	OSNR requerida para o sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre sinais, para LP = 0, -2.5 e -5 dB	42
4.9	Diagrama de olho para um espaçamento de 20 GHz e um LP de 0 dB do sinal de dados	43
4.10	Diagrama de olho para um espaçamento de 40 GHz e um LP de 0 dB do sinal de dados	43
4.11	OSNR requerido para um BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre sinais para o sinal da etiqueta.....	44
4.12	Diagrama de olho para um espaçamento de 20 GHz e um LP de -5 dB do sinal de etiqueta.....	44
4.13	Diagrama de olho para um espaçamento de 40 GHz e um LP de -5 dB do sinal de etiqueta.....	44
4.14	DEP normalizada ao valor máximo de três canais do sinal de dados mais etiqueta com um espaçamento entre canais de 100 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz e um LP = -2.5 dB	45
4.15	DEP normalizada ao valor máximo de três canais do sinal de dados mais etiqueta com um espaçamento entre canais de 50 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz e um LP = -2.5 dB sobreposta com a DEP do filtro de dados com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e uma dessintonia de -19 GHz	46
4.16	Diagrama de olho para um sistema com três canais, com um espaçamento entre canais de 50 GHz, um espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta de 25 GHz e um LP = -2.5 dB.....	46
4.17	OSNR requerida ao sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para um LP de -5, -2.5 e 0 dB	471

4.18	OSNR requerida ao sinal da etiqueta para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para LP de -5, -2.5 e 0 dB	48
4.19	OSNR requerida ao sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função da dessintonia do filtro óptico do sinal de dados para LP de -2.5 dB e um espaçamento de 35 GHz.....	48
4.20	OSNR requerida ao sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para LP de -5, -2.5 e 0 dB usando um filtro para o sinal de dados com uma dessintonia de -16 GHz.....	49
5.1	Representação do sistema de transmissão óptica	51
5.2	Representação do bloco compensador de dispersão	52
5.3	Representação do bloco nó intermédio	53
5.4	Representação do bloco nó final	53
5.5	Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 37.5 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.....	55
5.6	Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 62.6 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.....	55
5.7	Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 37.5 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.....	56
5.8	Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 62.6 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.....	56
5.9	Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 37.5 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um LP = -2.5 dB	57
5.10	Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 62.6 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um LP = -2.5 dB	57
5.11	Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 37.5 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um LP = -2.5 dB	57
5.12	Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 62.6 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um LP = -2.5 dB	57
5.13	Factor Q em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz e um LP de -2.5 dB	59
5.14	OSNR em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e	

	etiqueta de 40 GHz.....	60
5.15	EOP em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz.....	60
5.16	Factor Q em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear e não-linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz e um LP de -2.5 dB.....	61
5.17	Factor Q em função da potência do sinal de dados à entrada do sistema numa transmissão em regime não-linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz, para 8, 9 e 10 secções com um LP de -2.5 dB.....	62
5.18	Factor Q em função da dispersão residual por secção do sinal de dados em regime não-linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz, para a 8ª secção com um LP de -2.5 dB.....	63
A.1	Esquema de transmissão óptica com uma secção num sistema multi-canal com três canais.....	68
A.2	Esquema do bloco compensador de dispersão.....	68
A.3	Esquema do bloco nó final.....	69
A.4	Esquema do receptor.....	69

Índice de Tabelas

4.1	Parâmetros usados para o cálculo do OSNR no sinal de dados	43
4.2	Parâmetros usados para o cálculo do OSNR no sinal da etiqueta	44
5.1	Parâmetros da fibra óptica de transmissão SSMF	52
5.2	Parâmetros da fibra óptica compensadora de dispersão DCF	52
5.3	Parâmetros considerados na simulação da transmissão em regime linear	54
5.4	Valores de parâmetros para o cálculo do factor Q	59

Capítulo 1 – Introdução

1.1 Redes para transferência de informação

O Protocolo de Internet (IP¹) é um protocolo de comunicação que permite a troca de informação entre milhões de equipamentos de computação em todo o mundo [1]. O tráfego desta rede está a crescer exponencialmente, tornando-se imprescindível um aumento de velocidade de troca de informação entre estes equipamentos [2]. Esta transferência de informação pode ser efectuada por comutação de pacotes ou por comutação de circuitos [1].

A **comutação de circuitos** é um tipo de alocação de recursos que se caracteriza pela utilização permanente destes recursos durante o intervalo de tempo necessário para transferir toda a informação desejada, isto é, estabelece-se uma ligação virtual entre equipamentos para o seu uso exclusivo [1]. O funcionamento da comutação de circuitos pode ser resumido em três fases: estabelecimento da conexão entre duas máquinas, transmissão de dados e por fim o fecho da conexão. A grande desvantagem da comutação de circuitos é o facto de a capacidade do canal ser alocada para a duração completa da conexão, mesmo que nenhum dado esteja a ser transmitido [3]. No entanto, uma vez estabelecida a conexão, a transferência é transparente, a não ser pelo atraso de propagação. Este tipo de comutação é utilizado em redes telefónicas, que corresponde a uma transferência de dados contínuos.

A **comutação de pacotes** é um paradigma de comunicação de dados em que a informação a transferir é dividida em pacotes, que por sua vez são individualmente encaminhados entre equipamentos da rede através de ligações entre nós, sem se estabelecer uma ligação exclusiva entre o emissor e o receptor. Deste modo a gestão da largura de banda é feita de uma forma flexível, apenas alocando banda onde e quando é preciso [1]. Este tipo de comutação é utilizado na Internet.

Devido à grande complexidade existente na concepção da rede de internet, torna-se benéfico a utilização do modelo de Interligação de Sistemas Abertos (OSI²). O OSI é um protocolo segundo o qual a comunicação de uma rede é dividida em sete camadas e define como cada camada se relaciona com a camada imediatamente superior ou inferior a ela. Cada camada é responsável por serviços ou acções visando a entrega dos dados através da rede para outro computador. Quanto mais alta é a camada, mais complexa é a tarefa. As sete camadas são: camada física, camada de ligação de dados, camada de rede, camada de transporte, camada de sessão, camada de apresentação e camada de aplicação [1].

Esta dissertação centra-se unicamente na camada física.

¹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Internet Protocol*.

² Acrónimo da designação anglo-saxónica *Open Systems Interconnection*.

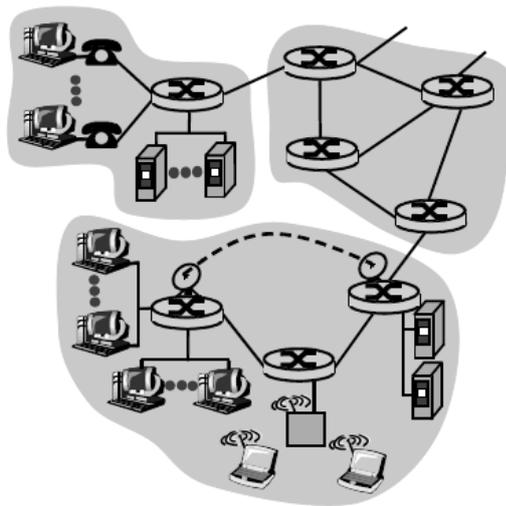


Fig. 1.1 – Exemplo de um esquema de uma rede de Telecomunicações [1].

O encaminhador é um equipamento usado para fazer a comutação entre diferentes redes de computadores provendo a comunicação entre computadores distantes entre si. A principal característica destes equipamentos é seleccionar a rota mais apropriada para repassar os pacotes recebidos. Ou seja, encaminhar os pacotes para o melhor caminho disponível para um determinado destino [1].

É conveniente que nos refiramos aos equipamentos de computação e aos encaminhadores³ apenas como nós e aos canais de comunicação que conectam nós adjacentes ao longo dos caminhos de comunicação como enlaces, tal como se encontra esquematizado na Figura 1.1 [1].

Concernente à tecnologia utilizada actualmente em comutação por pacotes pode referir-se o Protocolo Múltiplo de Comutação de Etiquetas (MPLS⁴). O MPLS opera entre a camada 2 (camada de ligação de dados) e a camada 3 (camada de rede) segundo o modelo OSI, sendo conhecido como o protocolo da camada 2.5. Esta tecnologia é baseada em etiquetas que têm um número fixo de bits usando um algoritmo para encaminhar rapidamente pacotes [4]. Quando o pacote entra na rede é lhe adicionado uma etiqueta e, a partir daí, todo o encaminhamento é efectuado com base nesta etiqueta e não mais no endereço IP, simplificando o processo. O pacote é enviado para o próximo nó com uma etiqueta atribuída. Nos nós seguintes a etiqueta é utilizada como um índice numa tabela que especifica a nova etiqueta e o próximo nó. Percorrendo o seu caminho de nó para nó, o pacote vai ser encaminhado para o nó de destino [4]. Finalmente, no nó de destino, os pacotes que pertencem ao mesmo fluxo de dados inicial são de novo agregados [3].

Este processo de troca de etiquetas é sempre efectuado a nível eléctrico, sendo deste modo necessário passar do domínio óptico para o domínio eléctrico, no caso do meio de transmissão ser a fibra óptica, e só depois efectuar a troca da etiqueta [2].

Outras tecnologias já desempenharam funções com o mesmo objectivo do MPLS, como o frame relay e o Modo de Transferência Assíncrono (ATM⁵). Porém estas tecnologias já foram substituídas pelo MPLS.

³ Do inglês, *routers*.

⁴ Acrónimo da designação anglo-saxónica *MultiProtocol Label Switching*.

⁵ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Asynchronous Transfer Mode*.

1.2 Motivação para a realização desta dissertação

Nos últimos anos, a crescente necessidade da população, em geral, em ter acesso à informação, tem sido o grande impulsionador da constante evolução e desenvolvimento da indústria das telecomunicações [3].

Devido à elevada largura de banda que a fibra óptica possui, torna-se essencial a sua utilização para a transmissão de informação. No que diz respeito aos enlaces, grande parte deles já são em fibra óptica, porém, ainda falta converter todos os passos envolvidos na transferência de pacotes entre dois equipamentos de computação para o domínio óptico. É neste contexto que surge o conceito de Comutação de Etiquetas no Domínio Óptico (AOLS⁶) [2].

Os pacotes, situados na camada de rede (segundo o Protocolo de Internet), entram no núcleo da rede da Internet através de um “encaminhador de entrada” e viajam por o núcleo da rede, de encaminhador para encaminhador, saindo no “encaminhador de saída”. Estes pacotes são manuseados, dentro da rede, pelos encaminhadores AOLS [2] (ver Fig. 1.2).

Os pacotes IP são gerados no domínio eléctrico e processados numa camada de adaptação que encapsula os pacotes IP com uma etiqueta óptica, sem modificar a estrutura original do pacote IP. A camada de adaptação também modifica o comprimento de onda do pacote e da etiqueta óptica segundo uma tabela local de comutação. De seguida, são multiplexados usando uma de várias técnicas, sendo a mais usual a técnica WDM. Após a multiplexagem num meio de fibra óptica, os pacotes são transmitidos através dos nós intermédios da rede [2].

Na camada de rede, os encaminhadores são responsáveis pela comutação e pelo encaminhamento dos pacotes. A função de comutação computa uma nova etiqueta e comprimento de onda através de uma tabela de comutação. As tabelas de comutação são geradas pela conversão do endereço IP em pares de etiquetas e comprimentos de onda e distribuídos através da rede, do mesmo modo como o MPLS é usado hoje em dia na rede IP. A função de encaminhamento envolve mudar a etiqueta original por uma nova etiqueta e fisicamente converter o comprimento de onda do pacote etiquetado para um novo comprimento de onda. O pacote é então reencaminhado para o nó seguinte, onde ambas as funções se repetem. No nó de saída da rede, efectua-se o processo inverso, isto é, a desmultiplexagem da informação, a remoção da etiqueta e a conversão para o comprimento de onda original [2].

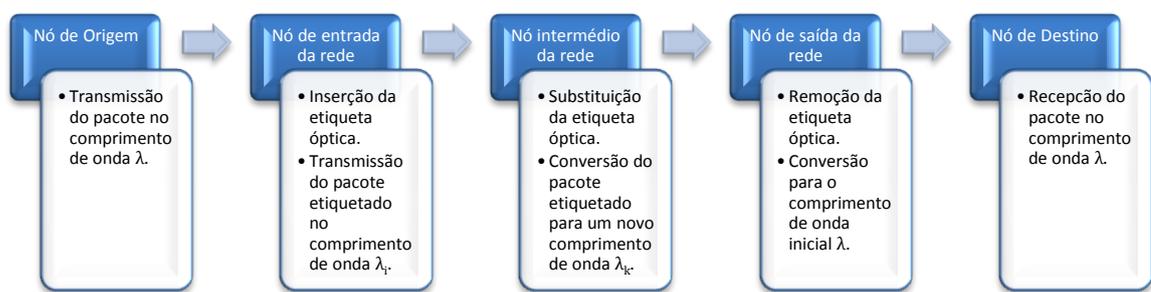


Fig.1.2 – Esquema ilustrativo de uma rede AOLS.

Quando estudamos AOLS torna-se imprescindível referir as técnicas existentes para agregar as etiquetas aos sinais de dados. Existem duas técnicas: eléctrica ou óptica. A técnica eléctrica tem a desvantagem de aumentar o débito binário do sinal transmitido, comparado com o sinal original, e requer

⁶ Acrónimo da designação anglo-saxónica *All-Optical Label Swapping*.

electrónica complexa. A técnica óptica evita estes problemas por manter o sinal óptico e agregar a etiqueta utilizando um método óptico [5].

Consideremos cinco métodos usados na técnica óptica: etiqueta série de débito binário fixo (FRSL⁷) [2], multiplexagem de subportadora (OSCM⁸) [2], os formatos de modulação ortogonal (OMF⁹) [6], Modulação de Banda Lateral Vestigial (VSB¹⁰) [5] e Modulação Óptica de Banda Lateral Única (OSSB¹¹) [5].

Na **FRSL** uma etiqueta com uma taxa de bit fixa é multiplexada à "cabeça" do pacote IP, sendo as duas partes separadas por meio de uma Banda de Guarda Óptica (OGB¹²). Esta banda de guarda é usada para facilitar a agregação e a remoção da etiqueta sem a memória estática de pacotes. A etiqueta é codificada com o mesmo comprimento de onda do pacote IP em banda de base [2]. No entanto, esta técnica requer sincronização estrita entre os dados do pacote e a etiqueta óptica, o que é extremamente difícil de conseguir na prática numa rede óptica. Necessita, ainda, de um circuito eléctrico com elevada velocidade de processamento, o que constitui um acréscimo de complexidade [7].

Concernente à **OSCM** uma etiqueta em banda de base é modulada através de uma subportadora de radiofrequência e, de seguida, multiplexada com o pacote IP no mesmo comprimento de onda. Esta multiplexagem pode ser efectuada no domínio eléctrico ou óptico. A OSCM permite preservar os dados do pacote e, ao mesmo tempo, gerar etiquetas com débito binário reduzido. Apresenta como desvantagens, o facto de haver interferência entre os sinais correspondentes aos dados e à etiqueta, bem como entre as duas bandas laterais do sinal da etiqueta. Para além disso, a largura de banda ocupada pelo sinal é bastante elevada, resultando num decréscimo da eficiência espectral [2].

Os **OMF** passam por combinar modulações de amplitude (ASK¹³), tanto com modulações digitais diferenciais de fase (DPSK¹⁴), como com modulações de frequência (FSK¹⁵). Neste tipo de técnica, tanto a etiqueta como os dados do pacote podem sofrer uma diminuição da razão de extinção devido a limitações do equipamento [6]. O que se traduz em limitação da distância máxima de transmissão.

A técnica **VSB** faz uso de um filtro óptico para remover uma das bandas do sinal de dados e introduzir a etiqueta na banda removida. VSB apresenta a vantagem de reduzir a ocupação espectral do sinal óptico (dados e etiqueta) devido à inserção do sinal da etiqueta na banda que antes estava ocupada por uma das bandas do sinal de dados. Outra vantagem é a maior tolerância do sinal de dados à Dispersão da Velocidade de Grupo (GVD¹⁶). Contudo, a modulação do sinal de dados deve ser adequada para a filtragem VSB. Devido à limitação dos filtros ópticos convencionais, essa modulação é, tipicamente, supressão de portadora [5].

Contudo, utilizando modulação sem supressão de portadora [sinal modulado em intensidade sem retorno a zero (NRZ¹⁷)] combinada com OSSB, a tolerância à GVD pode ser aprimorada por meio de um simples Compensador Eléctrico de Dispersão (EDC¹⁸) depois da detecção directa [5].

Por último, referimos a técnica **OSSB**. Esta é uma técnica de inserção e extracção de etiquetas baseada num filtro. Este filtro adaptativo é utilizado para remover umas das bandas do sinal de dados, na qual será inserida a etiqueta, tal como acontece na técnica VSB. O sinal de dados é obtido através de uma

⁷ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Fixed Rate Serial Label*.

⁸ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Optical Subcarrier Multiplexing Label*.

⁹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Orthogonal Modulation Formats*.

¹⁰ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Vestigial Sideband*.

¹¹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Optical Single Sideband*.

¹² Acrónimo da designação anglo-saxónica *Optical Guard-Band*.

¹³ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Amplitude-Shift Keying*.

¹⁴ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Differential Phase-Shift Keying*.

¹⁵ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Frequency-Shift Keying*.

¹⁶ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Group velocity Dispersion*.

¹⁷ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Non-Return to Zero*.

¹⁸ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Electrical Dispersion Compensation*.

Modulação Intensa de Banda Óptica Dupla (IM-ODSB¹⁹), conduzindo a uma maior eficiência espectral e permitindo o uso eficiente do EDC para aprimorar a tolerância do sinal de dados à GVD [5].

Para efectuarmos a remoção de uma das bandas do sinal de dados, vamos utilizar duas técnicas diferentes: filtro optoelectrónico e filtro óptico. Estas técnicas serão abordadas no capítulo seguinte.

Na realidade, a implementação experimental dos módulos de inserção e extracção de etiquetas ópticas foi demonstrada em [5]. No entanto, a avaliação do desempenho de sinais ópticos com etiqueta óptica em redes comutadas, envolvendo transmissão ao longo de fibra óptica e passagem por diversos nós intermédios, ainda é necessária, de forma a demonstrar os benefícios desta técnica.

Para concluir a motivação que leva à realização desta tese de mestrado, impõe-se referir que pretende-se calcular a distância máxima de transmissão imposta pelos efeitos não-lineares da fibra em sistemas mono e multi-canal de sinais com etiqueta óptica.

1.3 Objectivos e organização da dissertação

Esta dissertação tem como objectivo apresentar um estudo de redes ópticas comutadas com inserção e extracção de etiqueta óptica. Neste âmbito torna-se essencial analisar a modulação óptica de banda lateral única, devido aos benefícios que esta modulação tem demonstrado ter neste tipo de redes. Depois de estudada a modulação óptica de banda lateral única tem-se como objectivo elaborar um estudo de técnicas de realização de inserção e extracção de etiqueta óptica com elevada eficiência espectral baseadas em modulação óptica de banda lateral única. Para auxiliar neste estudo será desenvolvido um software de simulação dessas técnicas, bem como a optimização dos níveis de potência de sinal da etiqueta e dos dados. Será efectuado um estudo e desenvolvimento de modelo simplificado da estrutura dos nós intermédios. O último objectivo é efectuar um estudo de transmissão (linear e não linear) na fibra óptica a fim de auxiliar a análise das limitações impostas pela transmissão linear e não linear do sinal de dados conjuntamente com a etiqueta óptica.

No capítulo dois aborda-se duas técnicas para a geração de sinais OSSB, usando um filtro optoelectrónico adaptativo e um filtro óptico. No que diz respeito ao capítulo três estuda-se a estrutura de uma rede óptica com comutação de etiqueta e os seus elementos principais, nó de entrada, nós intermédios e nó final. Concernente ao estudo do capítulo quatro, analisam-se os efeitos que o espaçamento e a diferença de potências entre dados e etiqueta têm numa rede óptica com comutação de etiqueta num sistema multi-canal, costas-com-costas. Por fim, no capítulo cinco, é levado a cabo um estudo da transmissão do sinal de dados e etiqueta numa rede óptica com comutação de etiqueta tendo em conta os efeitos não-lineares num sistema mono e multi-canal.

1.4 Contribuições do trabalho

Na opinião do autor, as principais contribuições desta dissertação de mestrado foram:

- Definição de uma estrutura para os nós de entrada, intermédios e de saída.
- Optimização do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta, do espaçamento entre canais, da diferença de potências entre o sinal de dados e etiqueta e dos filtros usados.
- Estudo de uma rede óptica com comutação de etiqueta com transmissão linear e não-linear num sistema mono e multi-canal.

¹⁹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Intensity Modulated Optical Double Sideband*.

1.5 Bibliografia

- [1] J. F. Kurose, K. W. Ross, *Redes de Computadores e a Internet: Uma nova abordagem*, Addison Wesley Longman Inc., São Paulo, Brasil, 2003.
- [2] D. J. Blumenthal, Bengt-Erik Olsson, G. Rossi, T. E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J. E. Bowers, V. Kaman, Larry A. Coldren, J. Barton, "All-optical label swapping networks and technologies," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pág. 2058-2075, Dez. 2000.
- [3] R. Ramaswami, K. Sivarajan, *Optical Networks: a practical perspective*, Morgan Kaufmann Publishers, Inc., 2002.
- [4] Y. M. Lin, W. I. Way, G. K. Chang, "A novel optical label swapping technique using erasable optical single-sideband subcarrier label," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pág. 1088-1090, Ago. 2000.
- [5] D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, P. Monteiro, "Spectrally efficient optical label insertion/extraction technique using an optical single sideband filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, pág. 1463-1465, Jul. 2006.
- [6] X. Liu, Y. Su, X. Wei, J. Leuthold, R. Giles, "Optical-label switching based on DPSK/ASK modulation format with balanced detection for DPSK payload", *Actas da Eur. Conf. Optical Communication (ECOC 2003)*, Rimini, Italy, Tu4.4.3, Sep. 2003.
- [7] H. Chen, M. Chen, S. Xie, B. Zhou, "Vestigial-sideband payload for high-speed all-optical label switching network", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 23, nº 10, pág. 3313-3320, Out. 2005.

Capítulo 2 – Sinais Ópticos de Banda Lateral Única

2.1 Introdução

Recentes avanços nos dispositivos eléctricos e ópticos têm permitido a implementação de formatos de modulação óptica avançados, a fim de melhorar o desempenho dos sistemas de transmissão óptica existentes. Diferentes emissores de sinais têm sido investigados, com o objectivo de aumentar a tolerância dos sinais ópticos aos efeitos introduzidos pelas fibras de transmissão. Neste tipo de sinais, inclui-se o OSSB que é obtido a partir da supressão de potência de uma das bandas do sinal ODSB convencional. Este sinal apresenta uma tolerância significativa à GVD, pois ocupa, idealmente, metade da largura de banda do sinal convencional ODSB [1].

Para se poder obter aumentar o débito entre ligações recorre-se à multiplexagem por divisão no comprimento de onda (WDM²⁰). Deste modo pode-se enviar a informação de vários canais ao mesmo tempo, porém em comprimentos de onda diferentes.

Devido ao aumento da utilização da WDM é requerido uma elevada eficiência espectral, para se ter espaço para transmitir o maior número de canais possível. A modulação OSSB pode ser adoptada nestes sistemas, pois como já referido, reduz a largura de banda a metade, por suprimir uma das bandas laterais do sinal [2].

Este capítulo vai iniciar-se com um subtema que irá abordar como se constrói um sinal óptico de banda lateral dupla. De seguida irá estudar-se como se pode passar um sinal óptico de banda lateral dupla para um sinal óptico de banda lateral única. Esta passagem será efectuada por dois métodos distintos, utilizando o filtro optoelectrico e utilizando o filtro óptico, dando mais ênfase ao primeiro.

2.2 Métodos para gerar um sinal OSSB

Existem vários métodos para gerar um sinal OSSB. O método mais simples de suprimir uma das bandas do sinal ODSB obtendo o sinal OSSB é a utilização de um **filtro óptico**. Com a utilização de um filtro óptico, escolhendo a dessintonia e a largura de banda correctas, pode-se obter um sinal OSSB. Contudo, devido á existência de um conteúdo espectral significativo perto da frequência da portadora no sinal ODSB e a um decaimento de amplitude limitado, característica dos filtros ópticos, torna-se difícil obter uma supressão de banda significativa [1].

Outro método de gerar um sinal OSSB consiste na utilização de **circuitaria eléctrica** a fim de gerar um sinal eléctrico o qual, quando aplicado a um modulador óptico, gera um sinal OSSB [3], [4]. No entanto, devido às limitações de frequência impostas pela circuitaria eléctrica, torna-se difícil gerar um sinal OSSB com um elevado débito binário.

Recentemente, **filtros optoelectricos adaptativos** têm sido propostos para gerar sinais OSSB a partir de sinais puros²¹ IM-ODSB [2], [5], [6]. Com a utilização deste tipo de filtro observa-se uma supressão significativa de uma das bandas laterais do sinal IM-ODSB com uma distorção de intensidade reduzida, uma vez que o filtro recorre a uma modulação de fase. Uma vantagem deste filtro é a sua independência com o comprimento de onda do sinal ODSB utilizado, permitindo o uso da mesma estrutura sem ser necessário recorrer a alterações de equipamento ou recalibrações [5].

²⁰ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Wavelength Divison Multiplexing*.

²¹ Por sinais puros IM-ODSB entenda-se sinais ópticos sem variação de fase.

De referir que nesta dissertação considera-se sempre o equivalente passa-baixo, ou seja, a envolvente complexa do sinal.

2.3 Filtro optoelectrico adaptativo

O método do filtro optoelectrico adaptativo utilizado para suprimir uma banda lateral ao sinal ODSB consiste em impor uma modulação de fase adequada ao sinal ODSB. O filtro optoelectrico adaptativo tem a capacidade de suprimir uma das bandas laterais de um sinal óptico modulado sem supressão de portadora.

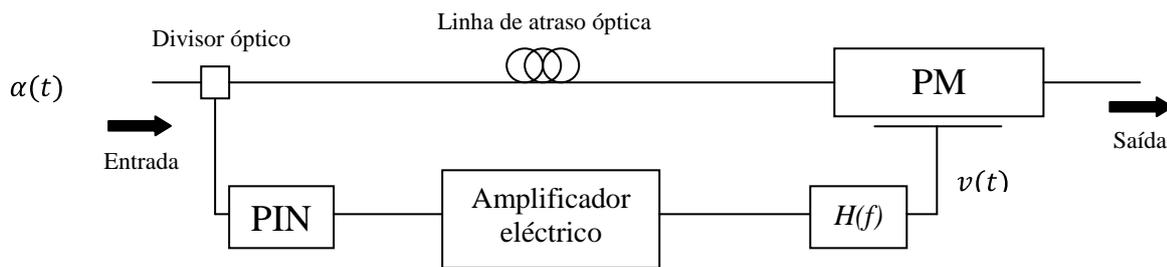


Figura 2.1 – Configuração de um filtro optoelectrónico adaptativo.

Na Figura 2.1 observa-se a configuração de um filtro optoelectrico adaptativo, onde $\alpha(t)$ é um sinal ODSB, PM²² é o modulador de fase, PIN²³ é o fotodetector e $H(f)$ é a função de transferência do transformador de Hilbert.

O filtro optoelectrico tem um braço óptico (braço superior) e um braço eléctrico (braço inferior). O braço óptico tem como função causar um atraso no sinal óptico de entrada, sinal ODSB. O braço eléctrico vai gerar um sinal eléctrico, com base no sinal óptico ODSB, que por sua vez vai modular o sinal que foi atrasado no braço óptico.

O divisor óptico divide o sinal óptico em dois sinais ópticos, o PIN é um fotodetector que tem como função passar o sinal do domínio óptico para o domínio eléctrico, o amplificador eléctrico, como o nome indica, amplifica o sinal no domínio eléctrico. Este sinal ao passar pela função de transferência da transformada de Hilbert vai modular o sinal óptico, que foi atrasado um determinado período de tempo para estar em fase com o sinal modulador $v(t)$. O dispositivo responsável por modelar o sinal ODSB é o PM.

Para uma melhor compreensão do filtro apresentado, este capítulo vai analisar em separado cada um dos seus componentes bem como os respectivos sinais à entrada e saída de cada bloco.

2.3.1 Construção do sinal óptico $\alpha(t)$

Desde já torna-se essencial referir o formato de sinalização utilizado nesta dissertação. É utilizado o formato unipolar binário sem retorno a zero. O formato unipolar corresponde a uma sinalização do tipo *on-off*, isto é, o impulso só é transmitido quando ocorre o bit 1. Como o impulso ocupa todo o intervalo de símbolo, este formato é dito unipolar sem retorno a zero [7].

Numa situação ideal este formato seria baseado num impulso rectangular “perfeito”, porém devido ao decaimento, quando ocorre uma alteração, não ser abrupto recorreu-se a um método com características experimentais.

²² Acrónimo da designação anglo-saxónica *Phase Modulator*.

²³ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Positive Intrinsic Negative*.

Para a construção deste sinal foi necessário gerar uma sequência de bits a_k (a_k toma os valores 0 ou 1) obtida por um polinómio gerador baseado na sequência de *deBruijn*²⁴, a fim de gerar todas as possíveis situações de interferência inter-simbólica [8].

Posteriormente, efectua-se a amostragem a 64 pontos por bit, onde se representa o bit 1 por 1 no meio dos 64 pontos e o bit 0 por -1 também no meio dos 64 pontos. Para uma melhor compreensão representa-se esta situação na Figura 2.2.

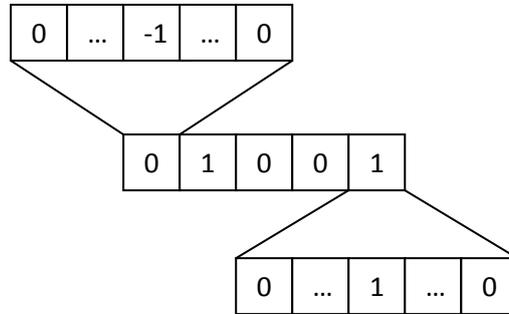


Figura 2.2 – Esquema da amostragem efectuada para a construção do sinal $\alpha(t)$.

De seguida usou-se um filtro com uma função de transferência Gaussiana com uma largura de banda a -3 dB de 40 GHz, em concordância com os valores experimentais. Este filtro é mostrado na Figura 2.3.

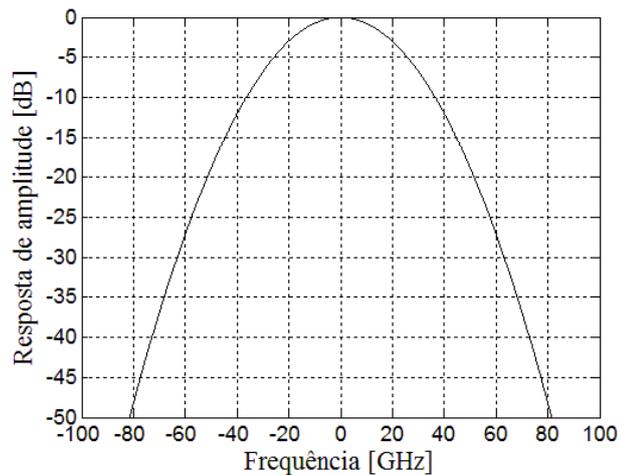


Figura 2.3 – Resposta em amplitude do filtro Gaussiano com uma largura de banda a -3 dB de 40 GHz.

Para limitar o filtro Gaussiano para frequências elevadas multiplicou-se o próprio por um filtro rectangular com uma largura de banda a -3 dB de 40 GHz. Este filtro está representado na Figura 2.4.

²⁴ As sequências de *deBruijn* são a forma mais comum de gerar sequências de bits com todas as combinações possíveis.

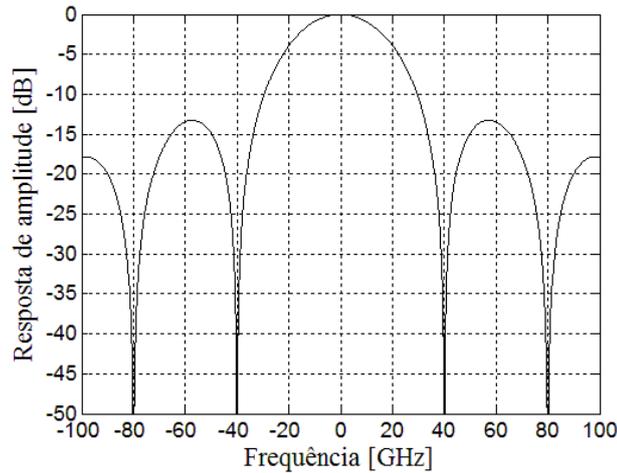


Figura 2.4 – Resposta em amplitude do filtro rectangular com uma largura de banda a -3 dB de 40 GHz.

De referir que a multiplicação na frequência do filtro resultante pelo sinal amostrado é equivalente a fazer a convolução no tempo, por meio da qual se obtém o sinal $p(t)$.

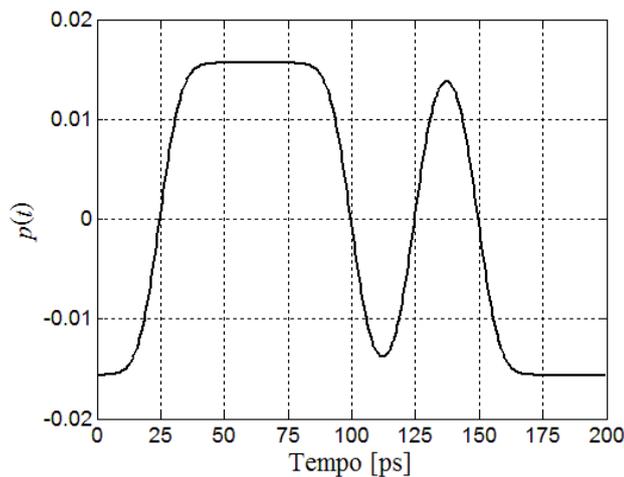


Figura 2.5 – Sequência de bits ‘01110100’.

Para uma melhor compreensão do sinal resultante $p(t)$, apresenta-se na figura 2.5 a forma de $p(t)$ com a sequência ‘01110100’.

Nesta dissertação considera-se um débito binário de 40 Gb/s, o que corresponde a um período de símbolo de 25 ps. Isto pode ser constatado pela figura 2.5, onde está representado a sequência ‘01110100’, em que cada bit ocupa aproximadamente 25 ps.

Tendo agora o sinal eléctrico tem-se como objectivo passar para um sinal óptico, para tal aplica-se este sinal eléctrico aos terminais de um modulador óptico. O modulador utilizado nesta dissertação foi o Modulador de Mach-Zehnder (MZM) de niobato de lítio. Quando é aplicada uma tensão (sinal eléctrico obtido) aos eléctrodos do MZM obtemos o seguinte campo eléctrico à saída do MZM, $E_{saída}$, [9]

$$E_{saída}(t) = \frac{E_0}{2} \exp\left(\frac{j\pi V_1(t)}{V_\pi}\right) + \frac{\gamma E_0}{2} \exp\left(\frac{j\pi V_2(t)}{V_\pi}\right) \quad (2.1)$$

onde E_0 é campo eléctrico à saída da fonte de laser, γ é o factor de escala (entre 0 e 1) compensador da sua não idealidade, $V_1(t)$, $V_2(t)$ são as tensões aplicadas às duas entradas do modulador e V_π é a tensão de comutação do modulador. De referir que considerou-se $\gamma=1$, ou seja, considerou-se a sua idealidade.

Para garantir que o MZM opera em regime linear teve que ser levado em linha de conta algumas considerações

$$V_1(t) = V_{DC} + k \times v_i(t) \quad (2.2)$$

$$V_2(t) = -V_1(t) \quad (2.3)$$

onde V_{DC} é a tensão de polarização do MZM, k é um ganho e $v_i(t)$ é o sinal eléctrico anteriormente obtido.

Aplicando a equação 2.3 na equação 2.1 e calculando a potência como sendo o quadrado do campo eléctrico, temos

$$P(t) = \frac{E_0^2}{4} \cos^2 \left(\frac{\pi V_1(t)}{V_\pi} \right). \quad (2.4)$$

Considera-se que $V_\pi = 4$ V, $E_0 = 1$ V/m, $V_{DC} = V_\pi/2$ e $v_i(t)$ toma os valores de 1 e -1. Levando em conta que a razão de extinção é o quociente entre a potência associada ao nível 1 sobre a potência associada ao nível 0, obteve-se a seguinte expressão para a incógnita k :

$$k = \frac{2V_\pi}{\pi} \times \tan^{-1} \left(-\frac{(1-\sqrt{r_{ext}})}{(1+\sqrt{r_{ext}})} \right), \quad (2.5)$$

onde r_{ext} é a razão de extinção.

Tendo, deste modo, o valor de k , já é possível calcular o sinal óptico com base no sinal eléctrico, fixando-lhe uma determinada potência média.

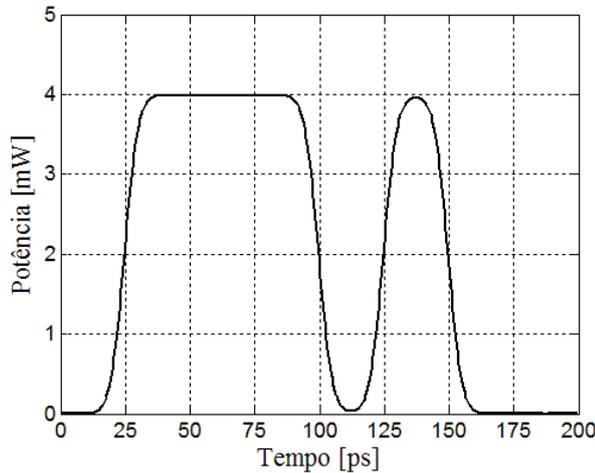


Figura 2.6 – Sinal óptico à saída do MZM com uma razão de extinção infinita.

De modo a se perceber melhor a influência do MZM no sinal eléctrico (figura 2.5), apresenta-se na figura 2.6 o sinal óptico com a sequência de bits '01110100', uma potência média de 3 dBm²⁵ e uma razão de extinção infinita. Conforme se pode notar, nesta figura, o sinal óptico tem uma potência média de 2 mW o que corresponde a uma potência máxima de 4 mW. Também se constata que a razão de

²⁵ Ou seja, 2 mW.

extinção é infinita, pois o valor associado á potência do nível 0 é zero. De notar que, para obter a potência deste sinal fez-se o quadrado do campo eléctrico.

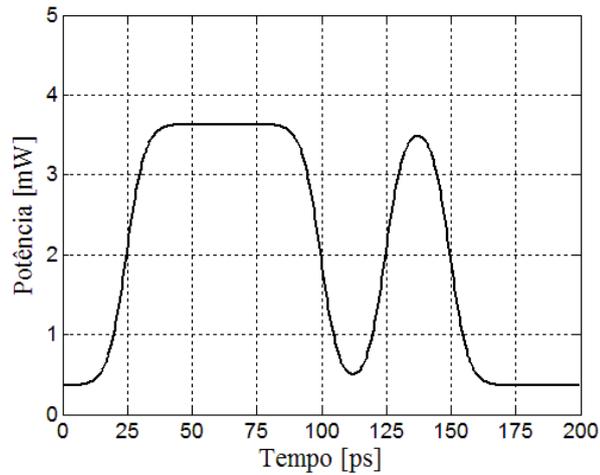


Figura 2.7 – Sinal óptico à saída do MZM com uma razão de extinção de 10 dB.

Na figura 2.7 apresenta-se o mesmo sinal óptico mas com uma razão de extinção de 10 dB. Como era de esperar o nível de potência associado ao bit 1 é 10 vezes superior ao nível de potência associado ao bit 0. Daqui para a frente fixa-se uma razão de extinção de 10 dB apenas por opção.

A Transformada de Fourier Rápida (FFT²⁶) tem como função passar um sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência. A densidade espectral de potência (DEP) corresponde a calcular o módulo ao quadrado da FFT.

É de relevo calcular a DEP do sinal da Figura 2.7, para podemos visualizar o espectro do sinal, notando que se trata de um sinal ODSB, como podemos observar na Figura 2.8.

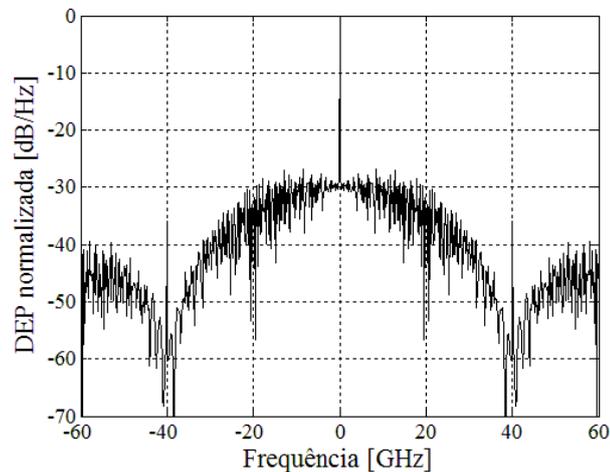


Figura 2.8 – DEP do sinal $\alpha(t)$ com $\bar{P} = 3dBm$, razão de extinção de 10 dB, amplitude normalizada ao seu valor máximo e 256 bits.

Para efectuar esta representação foi necessário utilizar um sinal com 256 bits, para aumentar a quantidade de pontos. Contudo ainda existe uma flutuação considerável na imagem, o que torna a sua leitura mais difícil.

²⁶ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Fourier Fast Transform*.

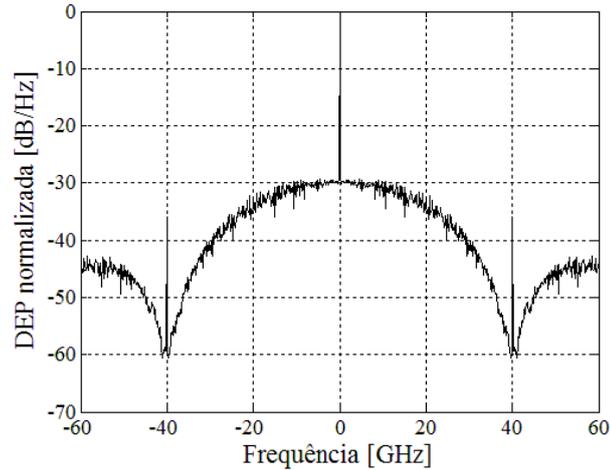


Figura 2.9 – DEP do sinal $\alpha(t)$ filtrado com $\bar{P} = 3\text{dBm}$, razão de extinção de 10 dB, amplitude normalizada ao seu valor máximo e 256 bits.

Para solucionar este problema, obteve-se vários sinais ODSB provenientes de polinómios geradores diferentes (10 polinómios geradores), de seguida efectuou-se a média aritmética entre estes vários sinais de modo a “limpar” as flutuações. O resultado pode ser observado na figura 2.9.

Os mínimos do sinal, como de esperar, encontram-se na frequência correspondente ao inverso do tempo de bit, ou seja 40 GHz. Também se nota uma concentração de potência elevada associada à frequência zero, isto deve-se à componente contínua existente no sinal temporal. Quanto às harmónicas em múltiplos de 40 GHz são introduzidas pelo MZM²⁷.

2.3.2 Divisor óptico

Um divisor é composto por uma entrada e duas saídas e tem como objectivo replicar à saída dois sinais com iguais características do sinal de entrada.

À entrada do filtro optoelectrónico propriamente dito, o sinal $\alpha(t)$ é dividido em duas parcelas por meio de um divisor óptico²⁸, sendo que parte da potência óptica é encaminhada para uma das saídas, enquanto a restante vai para a outra saída. Um dos sinais de saída do divisor é encaminhado para o PIN e o outro passa por uma linha de atraso óptica para compensar o tempo de processamento através do ramo eléctrico [1]. Nesta dissertação o divisor óptico divide o sinal em partes iguais, ou seja, metade para cada uma das saídas.

2.3.3 PIN

Devido às operações no ramo eléctrico do filtro optoelectrónico adaptativo se passarem na corrente eléctrica é necessário passar o sinal óptico para corrente eléctrica, para tal utiliza-se o PIN.

A corrente eléctrica à saída do PIN (negligenciando as limitações de frequência impostas por este dispositivo) é dada por $i(t) = R_\lambda |\alpha(t)|^2 \times y$ [1], onde R_λ é a resistividade do PIN (assume-se $R_\lambda = 1 \text{ A/W}$) e y é a fracção de potência óptica que é direccionada para o ramo inferior (assume-se $y=0.5$). Com estes pressupostos obtém-se a figura 2.10. Novamente, obteve-se esta figura com a sequência ‘01110100’.

²⁷ De forma simplificada, no MZM faz-se um coseno de um seno, desenvolvendo esta expressão dá origem às harmónicas existentes.

²⁸ Do inglês, *optical splitter*.

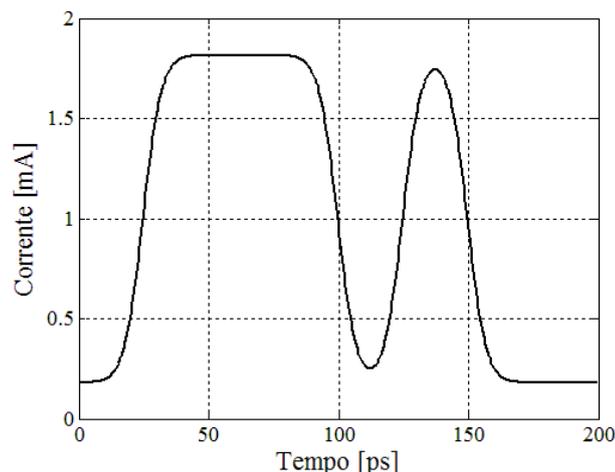


Figura 2.10 – Sinal eléctrico à saída do PIN com uma resposividade de 1 A/W.

Na Figura 2.10 pode observar-se 8 bits de informação, cada um com um tempo de 25 ps. É notório a razão de extinção de 10 dB que está a ser imposta ao sinal.

2.3.4 Amplificador eléctrico

Concernente ao amplificador eléctrico, duas técnicas com amplificadores eléctricos distintos foram abordadas, uma técnica proposta por Powers e outra técnica aproximada. Estas técnicas são estudadas em [1].

Segundo a técnica de Powers o amplificador tem que ter uma dependência logarítmica $g_{AMP}[i(t)] = a_{AMP} \times \log[i(t)]$ com a corrente, onde a_{AMP} é a constante utilizada para obter a amplitude de tensão correcta a aplicar à entrada do PM [1].

A principal desvantagem da técnica de Powers é o uso de uma função de transferência não-convencional, uma vez que é necessário garantir uma forma de pulso apropriada antes da transformada de Hilbert [1]. Para ultrapassar este problema, o uso de uma característica do amplificador sem reformatar o pulso tem sido proposta e é dada por $g_{AMP}[i(t)] = a_{AMP} \times i(t)$ [1]. Sendo esta última a técnica aproximada.

Depois de obtido o sinal OSSB será efectuada uma comparação entre estas duas técnicas, porém no decorrer desta dissertação e de acordo com a desvantagem já apontada vai ser utilizada a técnica aproximada.

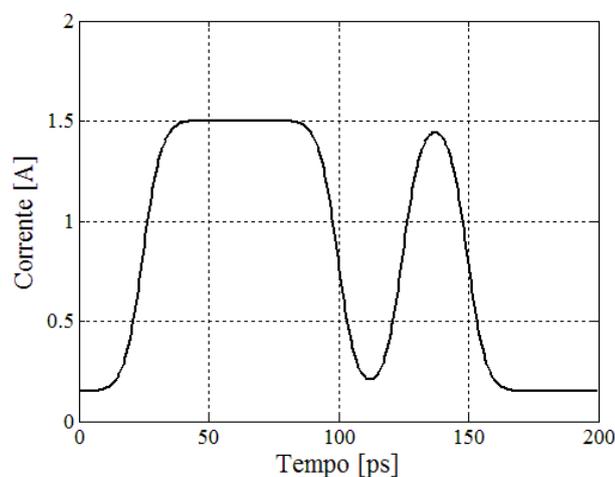


Figura 2.11 – Sinal eléctrico à saída do amplificador com um ganho normalizado de 1.3.

Como ponto de partida, utilizou-se para a_{AMP} o valor que leva a uma supressão máxima de banda, obtido em [1]. Este valor normalizado por $V_{\pi}/(2\pi Ry\bar{P})$ tem um valor de 1.3. Com estes dados obteve-se a figura 2.11.

2.3.5 Acoplador híbrido

Conforme referido, na figura 2.1 a função de transferência $H(f)$ corresponde à função de transferência do transformador de Hilbert. Idealmente, $H(f)$ é dada por $-j \times \text{sgn}(f)$, onde $\text{sgn}(f)$ é a função signum ²⁹ [5]. Na realidade, esta função de transferência não é possível implementar por dispositivos reais, sendo contudo possível aproximar utilizando acopladores híbridos.

Para se obter uma representação do módulo e argumento da transformada de Hilbert ideal passível de comparar com as mesmas representações no caso da função de transferência do acoplador híbrido usou-se a expressão da função de transferência do transformador de Hilbert sem o sinal menos.

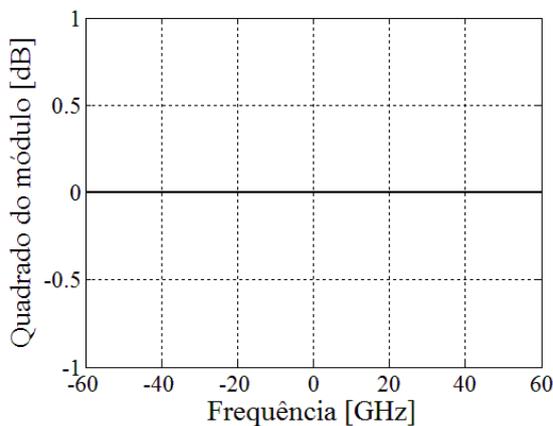


Figura 2.12 – Quadrado do módulo da função de transferência da transformada de Hilbert.

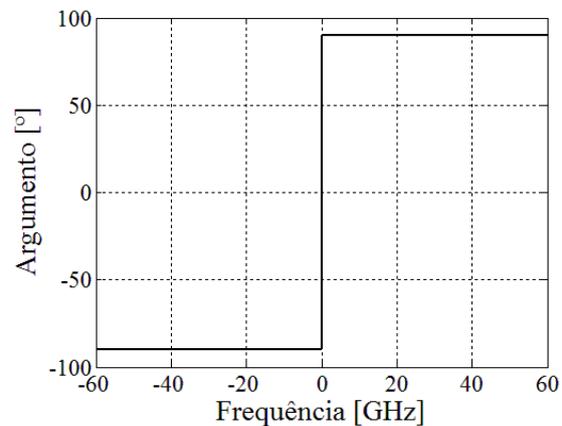


Figura 2.13 – Argumento da função de transferência da transformada de Hilbert.

Nas figuras 2.12 e 2.13 representa-se o quadrado do módulo e o argumento, respectivamente, da função de transferência do transformador de Hilbert.

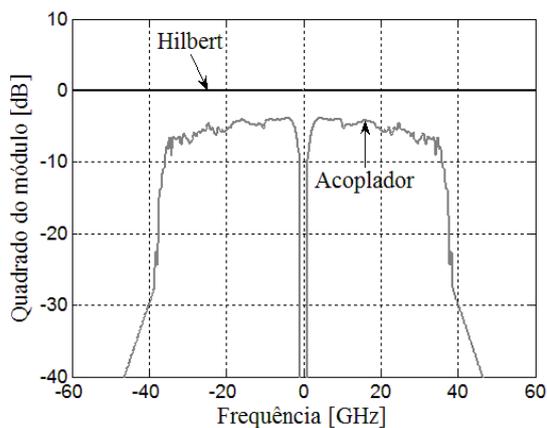


Figura 2.14 – Quadrado do módulo da função do acoplador híbrido.

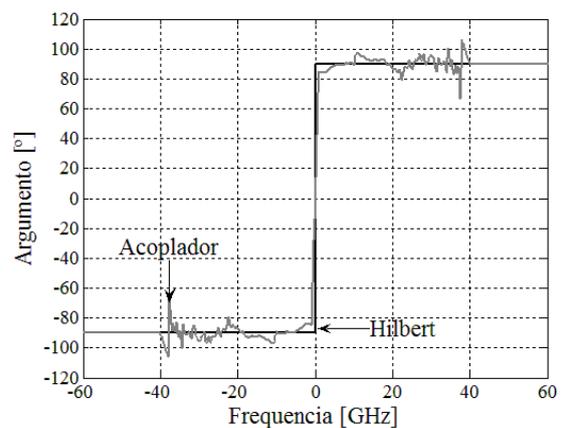


Figura 2.15 – Argumento da função do acoplador híbrido.

²⁹ Signum é uma função definida por ramos, onde para frequências negativas a função toma o valor de -1, para frequências positivas toma o valor de 1 e para a frequência de 0 vale zero.

Devido à impossibilidade de, na prática, utilizar a função de transferência do transformador de Hilbert, recorre-se à função de transferência do acoplador híbrido³⁰. A função de transferência do acoplador híbrido vem representada nas figuras 2.14 e 2.15, respectivamente. De notar que nas Figuras 2.14 e 2.15 sobrepueram-se as funções de transferência do transformador de Hilbert e do acoplador para facilitar a comparação.

De salientar que, os dados experimentais fornecidos, ocupavam só a banda de 1 a 40 GHz, nas restantes frequências fez-se uma extrapolação levando em conta os pontos fornecidos.

No que diz respeito ao argumento, para frequências maiores de 40 GHz, considerou-se que o valor ficava constante em 90° ($\pi/2$ rad), para as frequências menores de 1 GHz, considerou-se que o valor ia diminuindo linearmente até 0° .

No que diz respeito ao módulo, para frequências maiores que 40 GHz, considerou-se que tinha um decaimento logarítmico (devido às limitações do dispositivo), para as frequências menores de 1 GHz, considerou-se que era nulo.

De acordo com as figuras 2.14 e 2.15 a função de transferência do acoplador híbrido é semelhante à função de transferência da transformada de Hilbert, isto para as frequências de maior relevo (de 0 a 40 GHz).

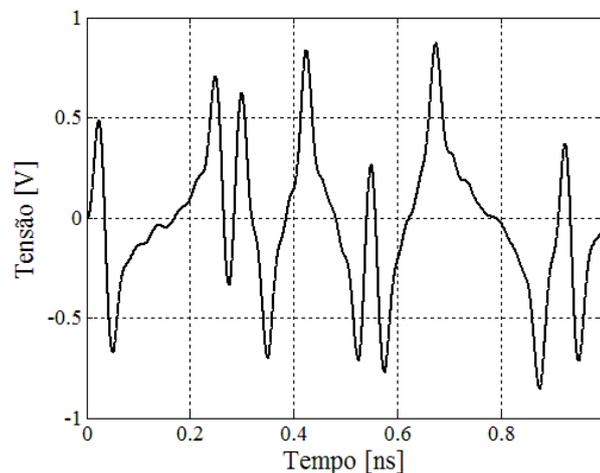


Figura 2.16 – Sinal eléctrico à saída do acoplador híbrido com uma sequência de 256 bits.

Na figura 2.16 observa-se a resposta no tempo à saída do acoplador híbrido, obtida com uma sequência de 256 bits. O sinal aqui representado é o sinal que está a modular o sinal óptico ODSB através do PM.

2.3.6 Modulador de fase

O PM tem duas entradas, uma entrada óptica e uma entrada eléctrica. O sinal ODSB, que está na entrada óptica do PM, fica com uma modulação de fase equivalente ao sinal eléctrico presente na entrada eléctrica

O PM tem à sua entrada o sinal ODSB que é modulado pelo sinal eléctrico que resulta do ramo eléctrico. Conforme apresentado em [1], escolhendo correctamente a forma do sinal eléctrico introduzido no PM é possível obter supressão de banda lateral de sinais puros IM-ODSB.

³⁰ Esta função de transferência foi medida experimentalmente em laboratório na Nokia Siemens Networks e de seguida foi fornecido um ficheiro com esses dados.

O campo eléctrico óptico à saída do PM, $E_{out}(t)$, é dado por

$$E_{out}(t) = \sqrt{x} \times \alpha(t) \times \exp \left[j \frac{\pi}{V_{\pi}} v(t) \right] \quad (2.8)$$

onde $v(t)$ é a tensão eléctrica de controlo do PM (representada na figura 2.16), e $\alpha(t)$ é o sinal óptico ODSB (representado na figura 2.9) [5].

De salientar que, o sinal óptico tem que estar sincronizado no tempo com o sinal eléctrico à entrada do PM [5].

A nível de simulação, o modo de se garantir a sincronização destes dois sinais passa por efectuar a correlação entre a resposta temporal à função de transferência do acoplador e a resposta temporal à função de transferência da transformada ideal de Hilbert. Procura-se o deslocamento temporal que é necessário introduzir no sinal real que leva a um valor de correlação máximo.

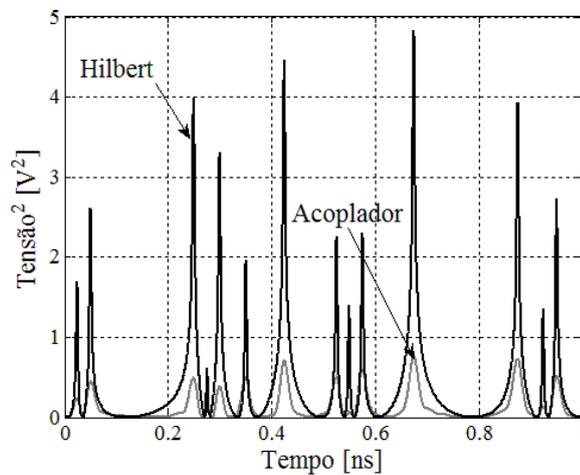


Figura 2.17 – Correlação entre os sinais resultantes da função de transferência do transformador de Hilbert e da função de transferência do acoplador.

Na figura 2.17 observa-se o resultado final da translação para se obter uma correlação máxima. De acordo com esta figura, garante-se, deste modo, uma sincronização entre o sinal ideal e o sinal real. Os máximos e os mínimos relativos dos sinais coincidem nos mesmos instantes de tempo.

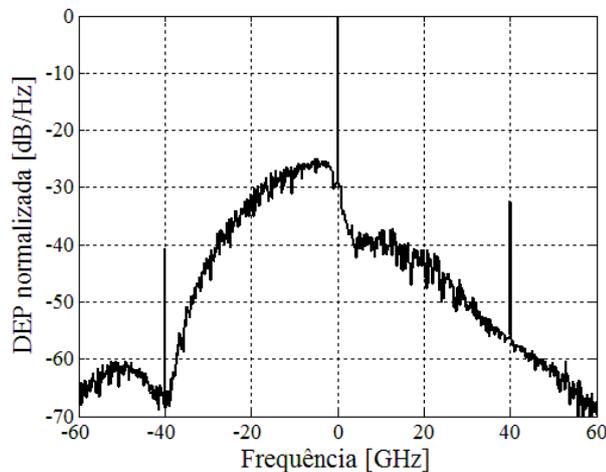


Figura 2.18 – DEP do sinal de saída do filtro optoelectrónico com amplitude normalizada ao seu valor máximo e 256 bits.

À saída do PM obtém-se a DEP ilustrada na figura 2.18. Conforme se nota, houve uma diminuição de potência na banda lateral superior do sinal ODSB, compensada por um ligeiro aumento de potência na banda lateral inferior (banda não suprimida).

De modo a caracterizar a quantidade de potência suprimida é utilizada a Razão de Supressão de Banda Lateral (SSR³¹) [5]. A SSR é dada pela diferença de potência (em decibéis) entre a componente espectral de -20 GHz e a componente espectral de 20 GHz, com uma resolução de 156.25 MHz [5].

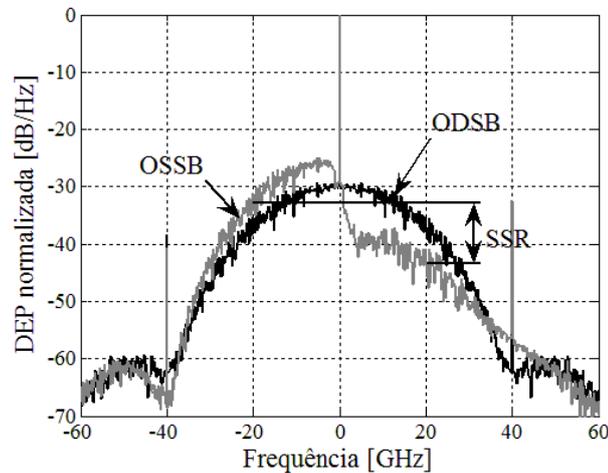


Figura 2.19 – SSR do sinal ODSB.

Neste caso a SSR foi de 10.2 dB. Este resultado pode ser confirmado visualmente recorrendo à figura 2.19. Observa-se a cinzento o sinal à entrada do filtro optoelectrónico adaptativo e a preto o sinal à saída do mesmo, bem como a SSR do sinal.

De salientar que se consideram os limites de frequência do PIN e do PM, para tal utiliza-se um filtro de Bessel de 2ª ordem com uma largura de banda a -3 dB de 35 GHz.

2.3.7 Optimização do SSR

Nesta secção faz-se uma abordagem dos possíveis valores para SSR. Começando num modelo ideal (utilizando o ganho proposto por Powers e a função de transferência do transformador de Hilbert ideal), passando para um modelo com a função de transferência do acoplador híbrido mas com o ganho proposto por Powers e, por fim, um modelo real (o que maior relevo tem para o desenvolvimento desta dissertação) que utiliza na mesma a função de transferência do acoplador híbrido mas com um ganho linear.

Optou-se por este esquema para notar as consequências, no modelo ideal, destes dois aspectos, o ganho não ser logarítmico e a transformada de Hilbert ser impossível de implementar na prática.

³¹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Sideband Suppression Ratio*.

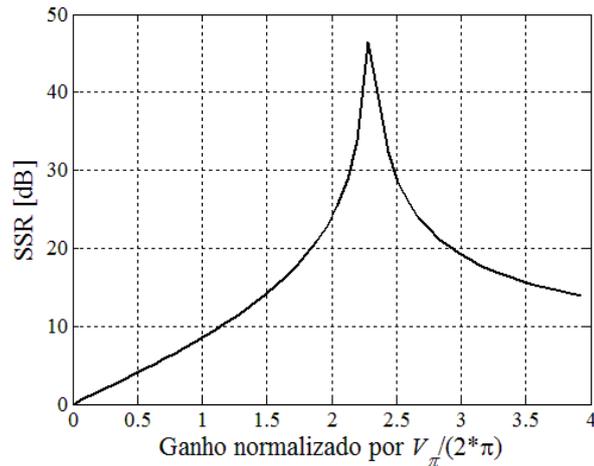


Figura 2.20 – SSR em função de a_{AMP} normalizado, utilizando o ganho logarítmico e a função de transferência do transformador de Hilbert ideal.

Para uma melhor compreensão destes dois efeitos representa-se, em primeiro lugar, na figura 2.20 o valor da SSR em função da constante a_{AMP} para o caso do modelo ideal. Utilizando este modelo ideal consegue-se alcançar uma supressão de quase 50 dB numa das bandas laterais do sinal ODSB.

Seguidamente, considera-se o facto de ser impossível implementar a função de transferência do transformador de Hilbert ideal.

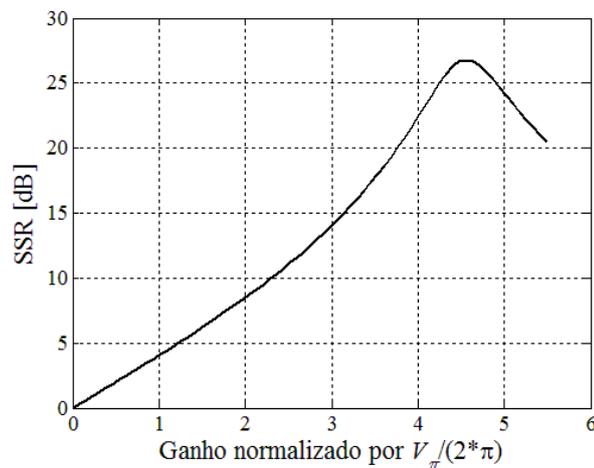


Figura 2.21 – SSR em função de a_{AMP} normalizado, utilizando o ganho logarítmico e a função transferência do acoplador híbrido.

A Figura 2.21 representa a situação em que utilizamos a função de transferência do acoplador híbrido, continuando a usar-se o ganho segundo Powers. Como se pode observar, a supressão máxima possível de alcançar é menor cerca de 20 dB em relação ao modelo anterior. A utilização do acoplador híbrido diminui consideravelmente a supressão de potência da banda lateral em relação ao modelo ideal, para o mesmo ganho.

No modelo da Figura 2.20 observa-se que se atinge um SSR máximo para um a_{AMP} de 2.2 enquanto no modelo da Figura 2.21 atinge-se um SSR máximo para um a_{AMP} de 4.5. Este aumento deve-se ao facto de não se ter compensado as perdas do acoplador híbrido.

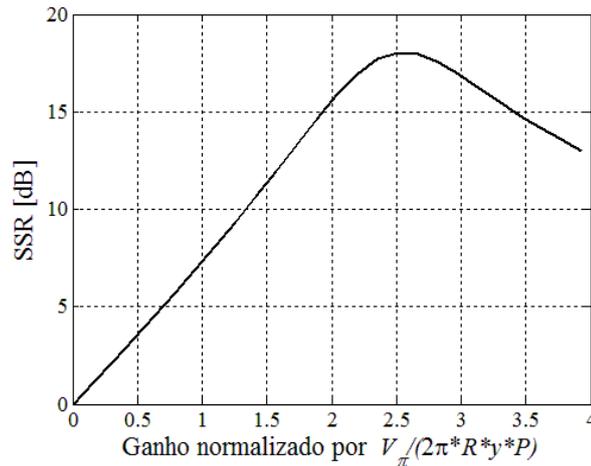


Figura 2.22 – SSR em função de a_{AMP} normalizado, utilizando o ganho linear e a função transferência do acoplador híbrido.

Por último, na figura 2.22 apresenta-se a situação que vai ser utilizada nesta tese, ganho linear com a função de transferência do acoplador híbrido. De acordo com a figura 2.22 o modelo real, em comparação com o modelo da Figura 2.21, apresenta um decréscimo da SSR de cerca de 9 dB. O valor máximo, de supressão de potência de banda lateral de um sinal ODSB que se pode obter é de 18.05 dB.

Comparando a figura 2.22 com [1], onde se retirou, numa primeira abordagem, um valor normalizado para o a_{AMP} de 1.3 que levaria a um SSR máximo, notam-se algumas diferenças.

Conforme confirmado anteriormente, com esse a_{AMP} conseguiu-se alcançar uma SSR de 10.2 dB, valor este muito inferior aos 18.05 dB que, com o valor normalizado de a_{AMP} de 2.51, se consegue alcançar. Estas diferenças, muito provavelmente, estão em torno do débito binário diferente em [1] (10 Gb/s) para o considerado nesta dissertação (40 Gb/s) e das diferenças existentes na função de transferência do acoplador híbrido considerada neste dissertação e em [1].

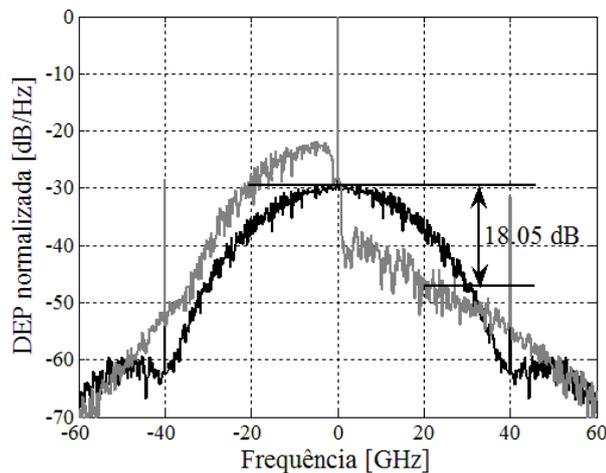


Figura 2.23 – Sinal OSSB com um a_{AMP} normalizado de 2.3.

Apresenta-se na figura 2.23 os sinais ODSB e OSSB, onde o sinal OSSB tem uma supressão de potência de banda lateral máxima. Observa-se que com o aumento da SSR, para compensar, houve um aumento de potência significativo na banda lateral inferior, tal como se verificou no caso não otimizado.

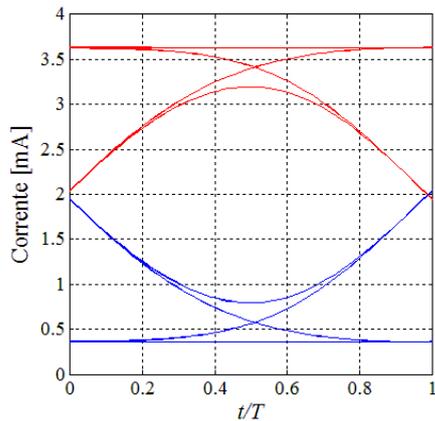


Figura 2.24 – Diagrama de olho do sinal ODSB.

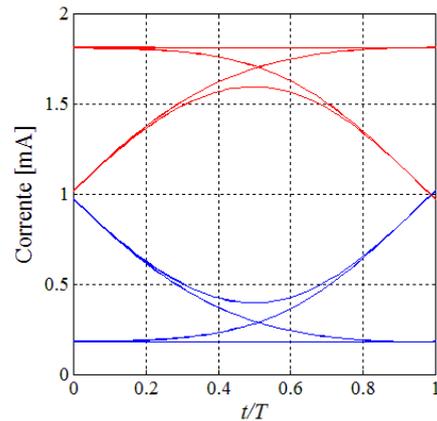


Figura 2.25 – Diagrama de olho do sinal OSSB.

Para se verificar que não houve qualquer degradação de intensidade na mensagem do sinal OSSB, em relação ao sinal original ODSB, observa-se nas figuras 2.24 e 2.25 os diagramas de olho do sinal ODSB e do sinal OSSB, respectivamente. Verifica-se que não há qualquer degradação da mensagem de um sinal para o outro, apesar de uma banda lateral ter sido suprimida.

Estes dois diagramas de olho são gerados com uma razão de extinção de 10 dB, por isso o menor nível de ‘0’ não chega a 0.

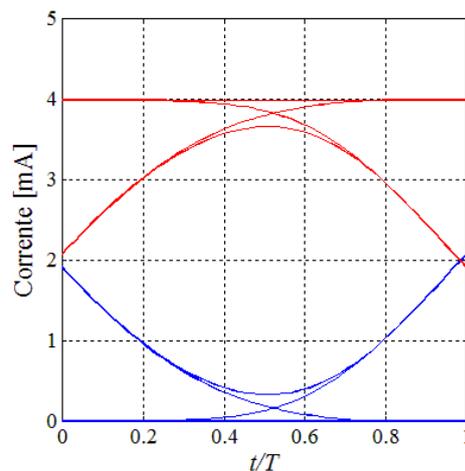


Figura 2.26 – Diagrama de olho de um sinal NRZ com razão de extinção infinita.

Caso a razão de extinção fosse infinita o diagrama de olho seria o representado na Figura 2.26. Neste caso o menor nível dos ‘0’ vale 0 e o maior nível dos ‘1’ toma o valor máximo de 4 mA.

2.4 Filtro óptico

Conceptualmente, o método mais simples de obter um sinal OSSB é a utilização de um filtro óptico para suprimir uma banda lateral [10]. Nesta secção é levado a cabo um estudo para a obtenção de sinais OSSB a partir de filtros ópticos. Numa primeira abordagem, teórica, vai-se utilizar um filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem, de seguida recorre-se a um filtro óptico experimental³².

³² Tal como no caso do acoplador híbrido, estes dados foram fornecidos pela Nokia Siemens Networks.

2.4.1 Filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem

O filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem tem uma função de transferência, $H_{SG}(v)$, dada por³³

$$H_{SG}(v) = \exp\left(-2^4 \ln(\sqrt{2}) \left(\frac{v - (v_0 + f_{c,fo})}{B_{3dB,fo}}\right)^4\right) \quad (2.9)$$

onde v_0 é a frequência de portadora do canal filtrado³⁴, $f_{c,fo}$ é o desvio da frequência central do filtro óptico relativamente à portadora (dessintonia) e $B_{3dB,fo}$ a largura de banda a -3 dB. De notar que o filtro não tem resposta de fase, logo não apresenta distorção de atraso de grupo.

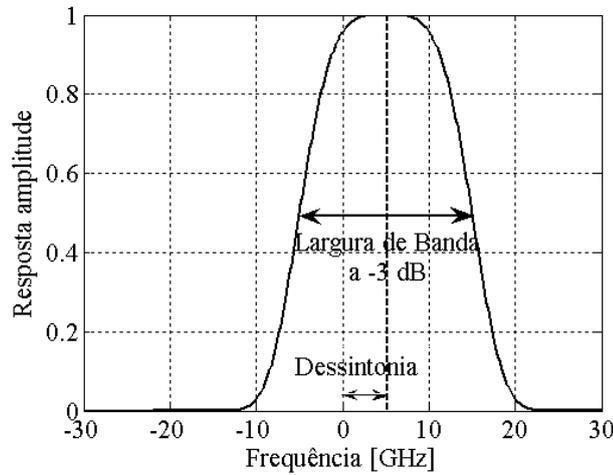


Figura 2.27 – Resposta em amplitude normalizada do filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem com uma largura de banda a 3dB de 20 GHz e dessintonia de 5 GHz.

Para uma melhor compreensão da largura de banda a -3 dB e da dessintonia do filtro óptico super-Gaussiano, na figura 2.27 observa-se um exemplo. Neste exemplo seleccionou-se uma largura de banda a -3 dB, ou seja em metade da potência, de 20 GHz e uma dessintonia de 5 GHz.

Para se obter um sinal OSSB recorre-se a dois critérios, SSR maior do que 12 dB e penalidade de fecho de olho (EOP³⁵) menor do que 5 dB³⁶, optou-se por estes valores pois pareceram adequados. A EOP serve como parâmetro para identificar a quantidade de distorção do sinal depois de filtrado e obtêm-se a partir do diagrama de olho. A definição de EOP é:

$$\begin{aligned} \text{EOP} &= -10 \log\left(\frac{P_{med,r}}{P_{med}}\right) \\ &= -20 \log\left(\frac{\sqrt{P_1} - \sqrt{P_0}}{\sqrt{2P_{med}}}\right), \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde $P_{med,r}$ e P_{med} são respectivamente a potência média na situação de referência (sinal ODSB) e do sinal OSSB, P_1 e P_0 são respectivamente as potências no nível mais baixo nos '1' e o nível mais alto nos '0'.

³³ Recorrendo-se à função super-Gaussiana de 2ª ordem, $\exp\left(-\frac{v_0^4}{2\sigma^2}\right)$, facilmente se obtém a definição apresentada.

³⁴ Nesta dissertação considera-se este parâmetro como zero, pois trabalha-se com o equivalente passa-baixo.

³⁵ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Eye-Opening Penalty*.

³⁶ De salientar que para o sinal de referência ODSB temos uma EOP de 3.8 dB em vez de aproximadamente 0 dB como seria de esperar. Isto deve-se à utilização da razão de extinção finita (10 dB).

Para se compreender o andamento do EOP e da SSR em função da largura de banda a -3dB e da dessintonia do filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem, traçaram-se os gráficos 2.28 e 2.29, respectivamente.

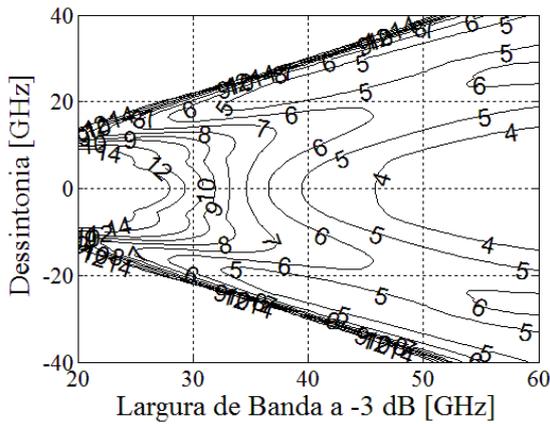


Figura 2.28 – EOP do sinal OSSB em função de dessintonia e da largura de banda a -3dB do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem.

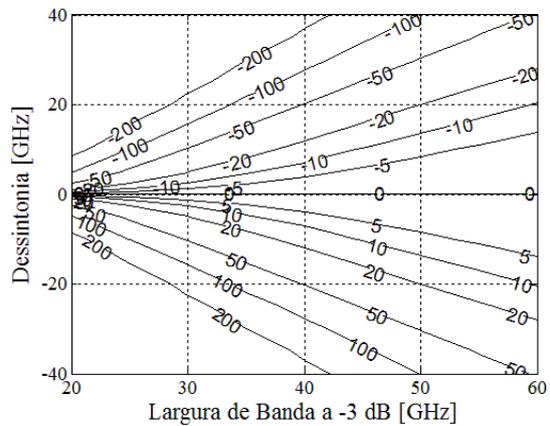


Figura 2.29 – SSR do sinal OSSB em função de dessintonia e da largura de banda a -3dB do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem.

Em relação à EOP, como seria de esperar, à medida que nos afastamos do centro (dessintonia de 0 GHz) e quanto mais pequena for a largura de banda a -3 dB maior é EOP. Referente ao SSR, quanto mais afastado estiver o filtro do centro e quanto menor a largura de banda a -3 dB maior o seu valor numérico.

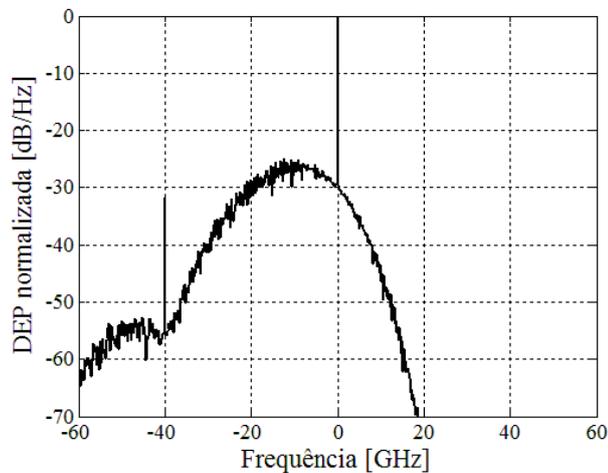


Figura 2.30 – Sinal OSSB obtido a partir de um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -32.5 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 53 GHz.

Tendo em linha de conta estes dois parâmetros e modificando a largura de banda a -3 dB e a dessintonia do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem efectuou-se uma busca a fim de encontrar a situação óptima. Obteve-se uma dessintonia de -32.5 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 53 GHz. O sinal OSSB obtido é representado na figura 2.30. Com este filtro consegue-se obter uma SSR de 46.2 dB, de acordo com a figura acima. Concernente à EOP, obteve-se 4.3 dB.

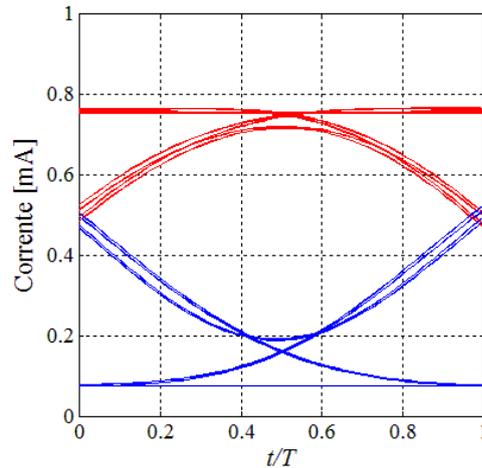


Figura 2.31 – Diagrama de olho do sinal OSSB originado por um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -14.5 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 50 GHz.

O diagrama da figura 2.31 fornece uma ajuda para compreender a distorção originada no sinal de referência.

Conforme se pode observar em 2.30, o sinal tem um decaimento muito lento da frequência 0 até à frequência 20 GHz. Na realidade existe alguma dificuldade em defini-lo como um sinal OSSB, apesar de o diagrama de olho ser aceitável. Esta situação sucede-se devido à definição da SSR, surgindo deste modo a necessidade de definir-se outro parâmetro para medir a potência suprimida de uma das bandas. É neste contexto que se recorre ao conceito de razão de potências da banda lateral não suprimida e suprimida (SSPR³⁷), dada por

$$SSPR=10 \times \log \left(\frac{P_{NSSB}}{P_{SSB}} \right), \quad (2.11)$$

onde P_{NSSB} é a potência na banda lateral não suprimida e P_{SSB} é a potência na banda lateral suprimida.

Novamente, para se compreender o andamento do SSPR em função da largura de banda a -3dB e da dessintonia do filtro óptico super-Gaussiano de 2ª ordem, traçou-se o gráfico 2.32.

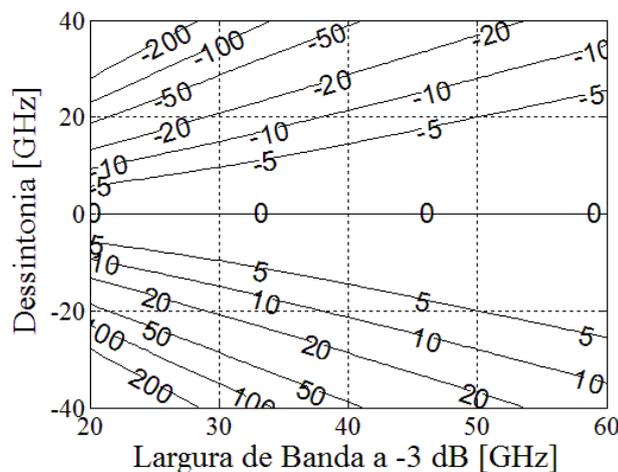


Figura 2.32 – SSPR do sinal OSSB em função de dessintonia e da largura de banda a -3dB do filtro super-Gaussiano de 2ª ordem.

³⁷ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Suppressed Sideband Power Ratio*.

Na Figura 2.32 nota-se que quanto mais afastado estiver o filtro do centro e quanto menor a largura de banda a -3 dB maior o valor numérico do SSPR.

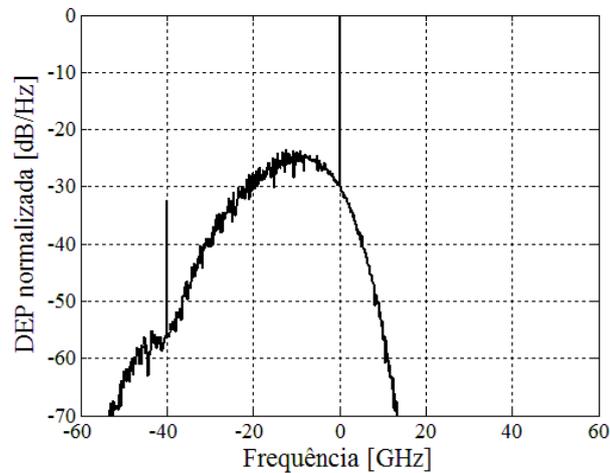


Figura 2.33 – Sinal OSSB obtido a partir de um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -24 GHz e uma largura de banda a -3 dB de 38 GHz.

Utilizando o método anterior para calcular o sinal OSSB com os mesmo dois critérios já referidos, porém substituindo o SSR pelo SSPR, obtém-se o sinal representado na figura 2.33. Contrariamente ao que se sucedia no sinal representado na figura 2.28, o sinal OSSB representado na figura 2.32 tem um decaimento da frequência 0 GHz à frequência 20 GHz bem mais elevado, tendo deste modo um aspecto de sinal OSSB. Este sinal tem um SSPR de 14.8 dB e uma EOP de 4.6 dB.

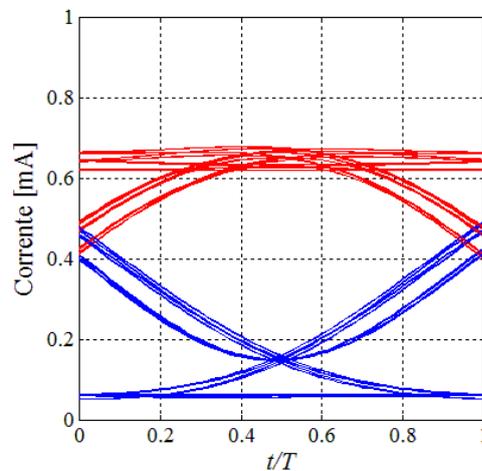


Figura 2.34 – Diagrama de olho do sinal OSSB originado por um filtro super-Gaussiano de 2ª ordem com uma dessintonia de -24.5 GHz e uma largura de banda a 3 dB de 40 GHz.

No que diz respeito às distorções verificadas no sinal de referência podem ser melhor compreendidas no diagrama de olho da figura 2.34. Como se pode observar neste gráfico, o olho apresenta-se mais fechado, ou seja, o sinal degradou-se fortemente em relação ao original.

2.4.2 Filtro óptico experimental

Referente ao filtro óptico experimental, foram fornecidos dados de um filtro variável com 7 larguras de banda a -3 dB distintas, nomeadamente: 5 GHz, 8.64 GHz, 12.52 GHz, 18.78 GHz, 25.05 GHz, 37.57 GHz e 62.62 GHz.

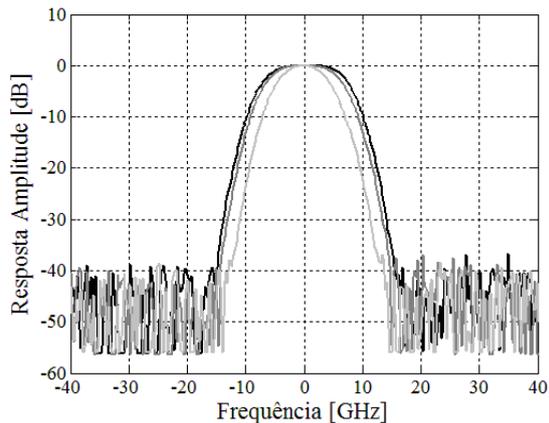


Figura 2.35 – Resposta em amplitude do filtro experimental para as larguras de banda de 5, 8.64 e 12.52 GHz.

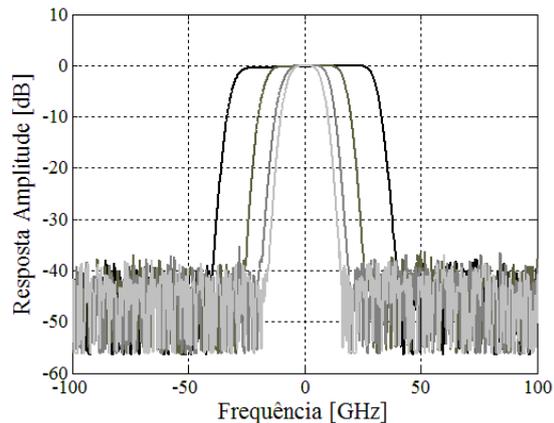


Figura 2.36 – Resposta em amplitude do filtro experimental para as larguras de banda de 18.78, 25.05, 37.57 e 62.62 GHz.

Para uma melhor compreensão representa-se a característica de amplitude destes sete filtros na Figura 2.35 e 2.36. De referir que os dados fornecidos apresentavam a resposta em amplitude do filtro óptico centrada na frequência correspondente à portadora óptica. Deste modo, converteram-se estes dados para o equivalente passa-baixo. Procurou-se a frequência para a qual a resposta fosse 0 dB e subtraiu-se esta frequência a todas as outras, de modo à resposta em 0 dB corresponder à frequência a 0 GHz. Contudo, com esta técnica notou-se que a resposta impulsional dos filtros não era simétrica em relação ao ponto de 0 dB. Para ultrapassar esta situação procurou-se as duas frequências para as quais a atenuação é de 20 dB, de seguida centrou-se o filtro por estes dois pontos.

O método utilizado para gerar um sinal OSSB aceitável foi o mesmo que no filtro super-Gaussiano de 2ª ordem, porém neste caso estava-se limitado no que diz respeito a alterar a largura de banda a -3 dB do filtro, só se dispunha de sete larguras de banda a -3 dB distintas. Sendo assim, alterou-se a dessintonia, como anteriormente, até se obter um sinal OSSB otimizado.

No caso dos filtros com largura de banda a -3 dB de 5 GHz, 8.64 GHz, 12.52 GHz, 18.78 GHz, 25.05 GHz nenhum sinal aceitável foi gerado. Só nos casos dos filtros com largura de banda a -3 dB de 37.57 GHz e 62.62 GHz foram gerados sinais OSSB. Destes, o melhor sinal obtido foi com o filtro óptico com uma largura de banda a -3 dB de 62.62 GHz e dessintonia de -33 GHz.

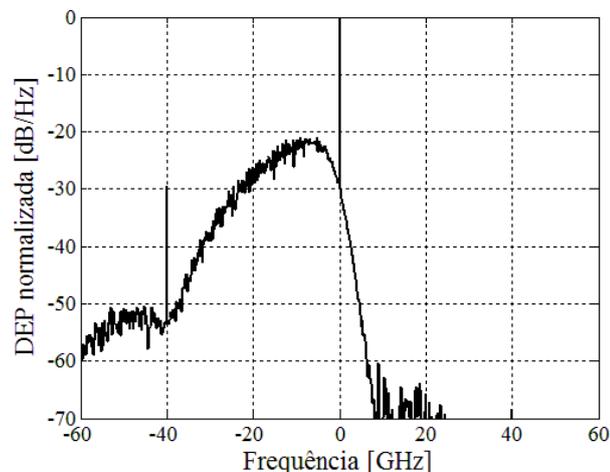


Figura 2.37 – Sinal OSSB obtido com um filtro óptico experimental com uma largura de banda a -3 dB de 62.62 GHz e uma dessintonia de -33 GHz.

Na figura 2.37 observa-se este mesmo sinal OSSB com um SSPR de 17.6 dB e uma EOP de 6.4 dB.

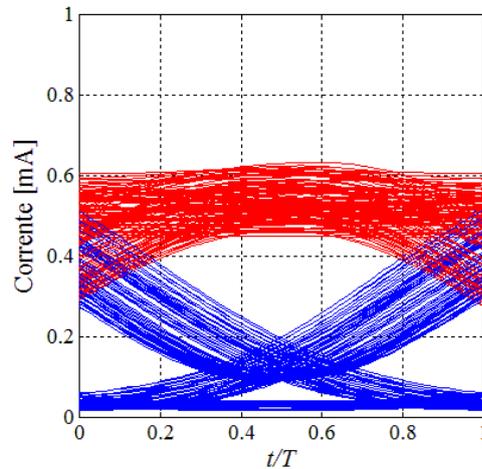


Figura 2.38 – Diagrama de olho do sinal gerado obtido com um filtro óptico experimental com uma largura de banda a -3 dB de 62.62 GHz e uma dessintonia de -33 GHz.

Na figura 2.38 observa-se o diagrama de olho do sinal OSSB gerado. Como se pode observar nesta figura o sinal sofre uma grande distorção em relação ao sinal original, dando origem a um diagrama de olho muito fechado e por sua vez com uma penalidade bastante elevada.

2.5 Conclusões

Neste capítulo, em primeiro lugar, foi levado a cabo um estudo de como se pode gerar um sinal OSSB a partir de um sinal IM-ODSB utilizando um filtro optoelectrico. Estudou-se cada componente que constitui o filtro optoelectrico e o efeito destas no sinal de entrada. Demonstrou-se que é possível gerar um sinal OSSB com um decaimento elevado e uma degradação nula.

Concernente ao estudo da geração de um sinal OSSB utilizando filtros ópticos, torna-se difícil estabelecer uma comparação precisa entre o sinal OSSB gerado com o filtro super-Gaussiano de 2ª ordem e com o filtro experimental, isto devido à limitação em termos de variação da largura de banda a -3 dB do filtro experimental. Contudo, nota-se que os sinais OSSB gerados por estes dois filtros são semelhantes, ou seja, uma das bandas é suprimida com um decaimento lento perto da frequência de 0 Hz. Outro factor de relevo é a degradação que é causada no sinal gerado OSSB.

O filtro utilizado nesta dissertação para gerar um sinal OSSB é o filtro adaptativo optoelectrico.

O filtro adaptativo optoelectrico tem um decaimento maior relativamente à utilização de filtros ópticos. Porém, a razão essencial para a utilização do filtro optoelectrico, ao invés do filtro óptico, é a degradação causada por o filtro optoelectrico no sinal OSSB. Na realidade, como demonstrado, o filtro optoelectrico não causa qualquer degradação no sinal gerado, como se observa no respectivo diagrama de olho.

2.6 Bibliografia

[1] D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, P. Monteiro, "Adaptive optoelectrical filters for improved generation of optical single sideband signals with different pulse shapes", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 25, pág. 2175-2184, Aug. 2007.

- [2] D. Fonseca, P. Monteiro, e A. Cartaxo, "Adaptive optical single sideband filter based on a phase modulator," *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 13, pág. 760–761, Jun. 2005.
- [3] M. Sieben, J. Conradi, e D. Dodds, "Optical single sideband transmission at 10 Gb/s using only electrical dispersion compensation," *J. Lightw. Technol.*, vol. 17, n° 10, pág. 1743–1749, Oct. 1999.
- [4] D. Fonseca, A. Cartaxo, e P. Monteiro, "Optical single sideband transmitter for various electrical signaling formats," *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, n° 5, pág. 2059–2069, May 2006.
- [5] D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, P. Monteiro, "Adaptive optoelectronic filter for improved optical single sideband generation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, pág. 415-417, Jan. 2006.
- [6] D. Fonseca, A. Cartaxo, e P. Monteiro, "Opto-electrical filter for 40 Gb/s optical single sideband signal generation," presented at the Optical Fibre Commun. Conf. (OFC), Anaheim, CA, 2006, Paper JThB14.
- [7] V. Barroso, *Fundamentos de Telecomunicações*, 1999.
- [8] M. Jeruchim, P. Balaba, K. Shanmungan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, New York, 1992.
- [9] S. Kim, J. Lee and J. Jeong, "Transmission performance of 10-Gb/s optical duobinary transmission systems considering adjustable chirp of nonideal LiNbO₃ mach-zehnder modulators due to applied voltage ratio and filter bandwidth," *J. Lightw. Technol.*, vol. 19, n° 4, pág. 465–470, Apr. 2001.
- [10] D. Fonseca, A. Cartaxo, e P. Monteiro, "Comparison and optimization of optical single sideband transmitters," *IET Optoelectron.*, vol. 1, n° 2, pág. 82–90, Apr. 2007.

Capítulo 3 – Redes Ópticas com Comutação de Etiqueta

3.1 Introdução

O tráfego na internet está a crescer exponencialmente em velocidade, desempenho e taxas de transmissão de pacotes. É neste contexto que surgem as redes ópticas com comutação de etiqueta [1]. O núcleo de uma rede óptica com comutação de etiqueta é ilustrado na Figura 1.

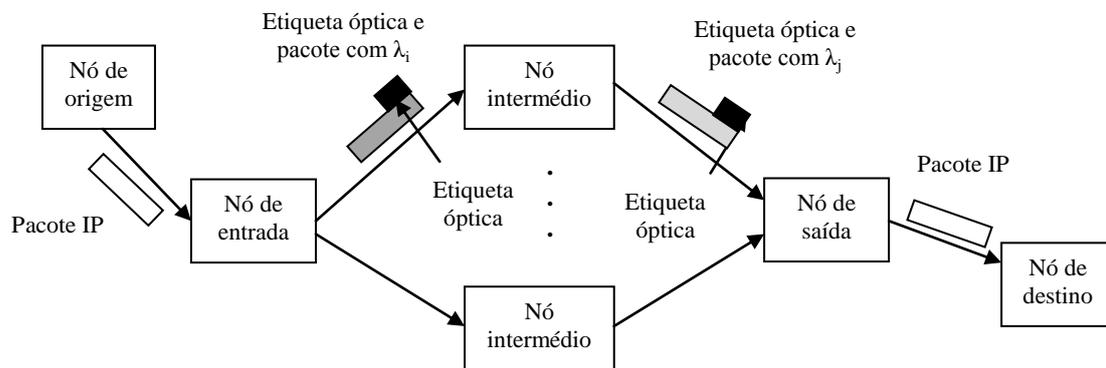


Fig. 3.1 – Esquema do núcleo de uma rede óptica com comutação de etiqueta [1].

Os pacotes IP entram no núcleo da rede através do nó de entrada e viajam pelos vários nós intermédios da rede até sair pelo nó de saída [1].

Os pacotes IP são recebidos no nó de entrada a nível eléctrico e posteriormente passados para nível óptico e acoplados com uma etiqueta óptica, sem nunca se modificar a estrutura do pacote de origem [1]. De seguida os sinais de dados e etiqueta são multiplexados.

Os nós intermédios são responsáveis pelas funções de transmissão e de encaminhamento. Em cada nó intermédio da rede a etiqueta é processada no domínio eléctrico, enquanto o sinal OSSB de dados se mantém sempre no domínio óptico [2]. Na função de roteamento está incluído a geração de uma nova etiqueta e de um novo comprimento de onda para o sinal de dados e etiqueta a partir de uma tabela de roteamento. Esta tabela de roteamento tem em conta a etiqueta e o comprimento de onda actual. Na função de encaminhamento está incluído a comutação da etiqueta original pela nova etiqueta e a conversão do pacote etiquetado para um novo comprimento de onda [1].

No nó de saída é efectuado o processo inverso. É feita a demultiplexagem óptica dos sinais de dados e etiqueta, filtragem do sinal de dados e passagem do sinal de dados do nível óptico para o nível eléctrico.

Neste capítulo vai ser analisado o porquê dos conversores de comprimento de onda propostos em [1] não serem usados nesta dissertação. De seguida vai ser apresentada a estrutura dos nós que foi considerada nesta dissertação, estrutura essa mais simplificada do que a estrutura abordada em [1]. Vão ser definidas as funções que cada nó vai desempenhar. Vão-se abordar três tipos de nós, o nó de entrada, o nó intermédio e nó de saída. Por fim é apresentada uma conclusão concernente à estrutura dos nós.

3.2 Simplificação das estruturas dos nós

Usualmente, os conversores de comprimento de onda para uma rede óptica com comutação de etiqueta são uma das técnicas usadas para resolver problemas de congestionamento onde mais do que um pacote tem o mesmo nó de destino ao mesmo tempo [2].

Em geral, o bloco conversor de comprimento de onda para uma rede óptica com comutação de etiqueta desempenha as funções de apagar a etiqueta do sinal, converter o comprimento de onda do sinal de dados, regenerar o sinal de dados e acoplar uma nova etiqueta óptica ao sinal de dados [1].

Na Figura 3.2 representa-se um esquema de um bloco conversor de comprimento de onda para uma rede óptica com comutação de etiqueta.

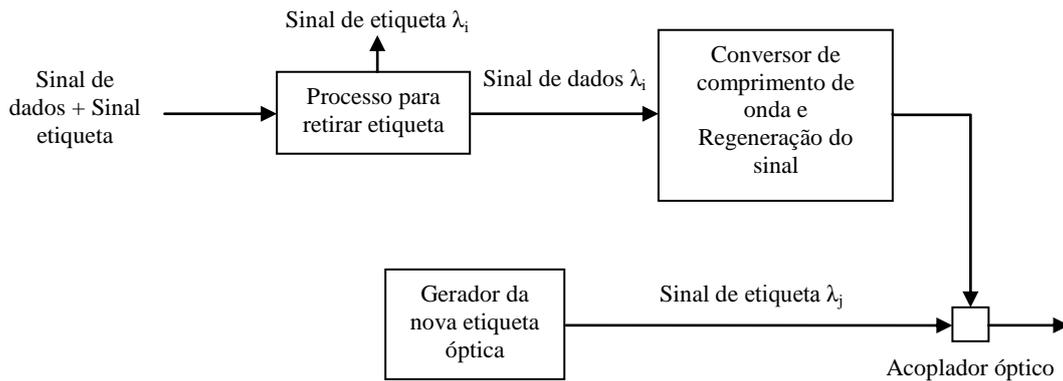


Fig. 3.2 – Esquema de um bloco conversor de comprimento de onda para uma rede óptica com comutação de etiqueta [1].

O sinal de dados (λ_i) é convertido para um novo comprimento de onda (λ_j) enquanto o sinal da etiqueta se mantém com o mesmo comprimento de onda (λ_i), como é mostrado na Figura 3.2. Ao mesmo tempo a nova etiqueta óptica é gerada com o novo comprimento de onda (λ_j) e acoplada com o sinal de dados, que a esta altura já tem o novo comprimento de onda (λ_j) [1].

Contudo existem alguns inconvenientes na utilização dos conversores de comprimento de onda. A utilização de conversores de comprimento de onda em redes ópticas com comutação de etiqueta aumenta o custo e a complexidade dos sistemas e requerem um número adicional de LASERs fixos ou variáveis. Para além disso, o desvio de frequência do LASER, devido à temperatura ambiente e às vibrações, pode provocar uma mudança no desvio de frequência entre o canal de dados e o canal da etiqueta [2].

Uma vez que a troca da etiqueta óptica é efectuada em todos os nós intermédios, é altamente aconselhável alterar a etiqueta sem recorrer a conversores de comprimento de onda, para não usar muitos conversores de comprimento de onda [2].

Devido aos inconvenientes descritos optou-se por não utilizar conversores de comprimento de onda nas redes ópticas com comutação de etiqueta.

3.3 Nó de Entrada

O nó de entrada para a rede óptica com comutação de etiqueta tem como função gerar um sinal de dados óptico, um sinal de etiqueta óptico e por fim acoplar os dois sinais. Para uma melhor compreensão na Figura 3.3 esquematiza-se as funções do nó de entrada.

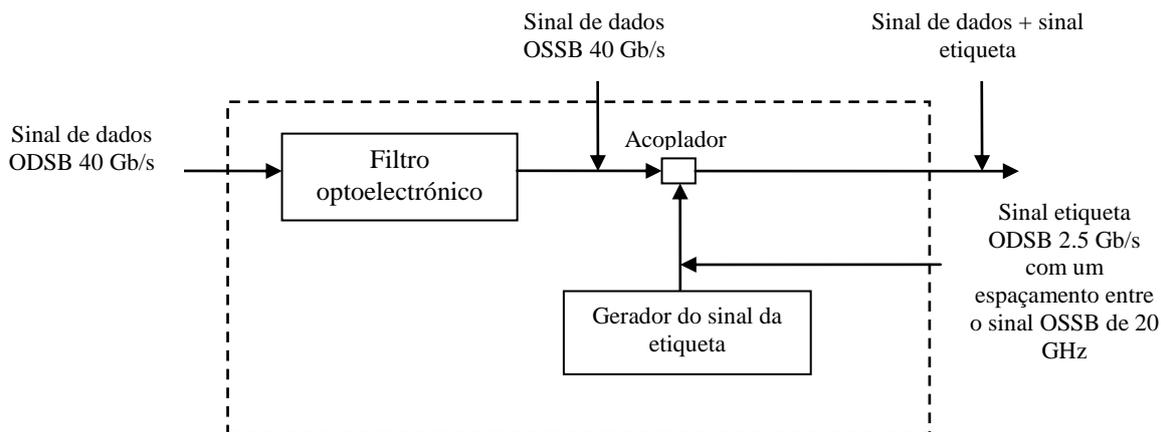


Fig. 3.3 – Esquema do nó de entrada.

De referir que a geração do sinal OSSB a partir de um filtro optoelectrónico foi apresentada detalhadamente no capítulo 2. Depois de gerado o sinal de dados e de etiqueta estes são acoplados por meio de um acoplador óptico. À saída do nó de entrada tem-se um sinal composto pelo sinal de dados e o sinal de etiqueta.

Nas Figuras 3.4 a 3.7 representam-se as densidades espectrais de potência do sinal ODSB, do sinal OSSB, do sinal de etiqueta e do sinal à saída do nó de entrada.

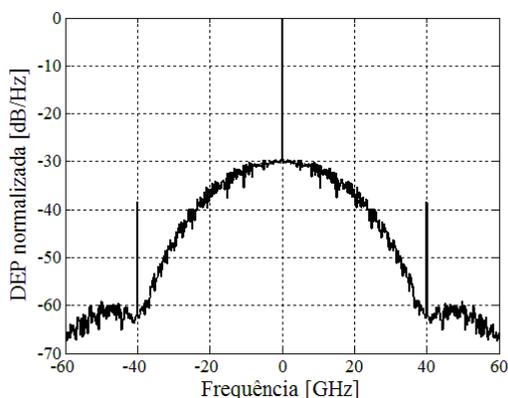


Figura 3.4 – DEP do sinal de dados ODSB com $Db=40$ GHz e $r=10$ dB.

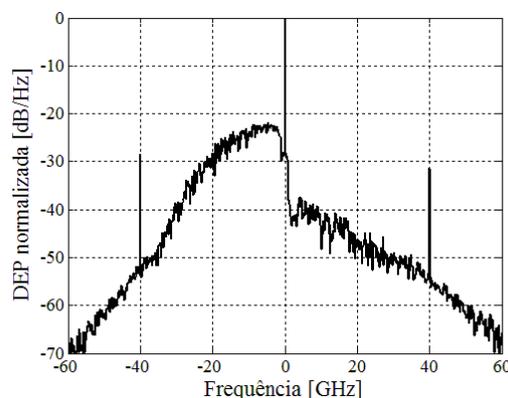


Figura 3.5 – DEP do sinal de dados OSSB com um $Db=40$ GHz e $r=10$ dB.

Na Figura 3.4 observa-se o sinal de dados ODSB, é um sinal NRZ com uma potência média de 3 dBm, um débito binário, Db , de 40 Gb/s e uma razão de extinção, r , de 10 dB. O sinal de dados, representado na Figura 3.5, é o sinal de dados OSSB, ou seja, uma das bandas laterais foi suprimida em relação ao sinal ODSB.

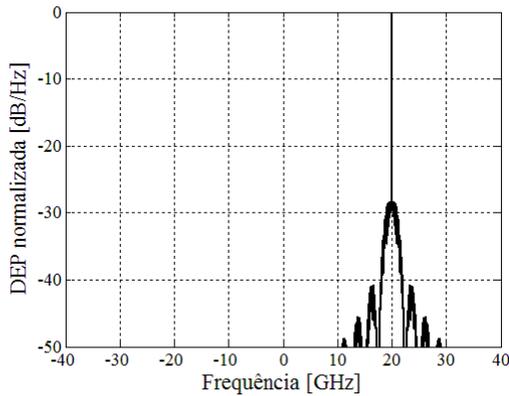


Figura 3.6 – DEP do sinal da etiqueta ODSB com $D_b=2.5$ GHz, $r=13$ dB e uma frequência central de 20 GHz.

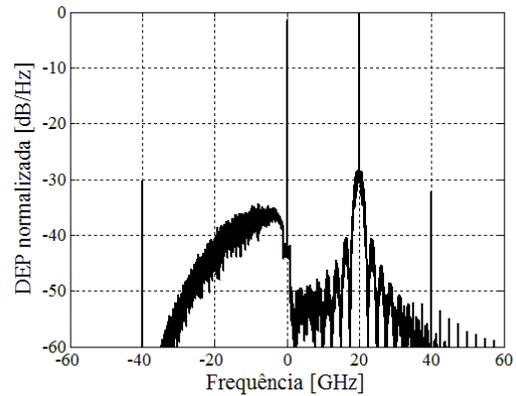


Figura 3.7 – DEP do sinal à saída do nó de entrada.

O sinal de etiqueta, ilustrado na Figura 3.6, é um sinal NRZ com uma potência média de 1 dBm, um débito binário de 2.5 Gb/s e uma razão de extinção de 13 dB. O sinal da etiqueta tem um espaçamento entre o sinal de dados OSSB de 20 GHz. Este sinal foi gerado da mesma forma que o sinal de dados ODSB (explicação pode ser encontrada no capítulo 2) mas com alterações na potência média, relação de extinção e débito binário.

Para efectuar a translação na frequência do sinal da etiqueta, que foi gerado em banda de base, para uma frequência de 20 GHz multiplicou-se o sinal, que está centrado na frequência de zero, no domínio do tempo por $e^{-j \times 2\pi \times f \times t}$, onde f é a frequência de desvio pretendida e t é o vector de tempo.

De salientar que no capítulo 4 será levado a cabo um estudo que leva em conta o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta e a potência do sinal da etiqueta de modo a minimizar a BER.

3.4 Nós intermédios

Os nós intermédios têm como função separar o sinal de dados do sinal da etiqueta, por meio de filtros ópticos; gerar uma nova etiqueta; juntar a nova etiqueta com o sinal de dados filtrado. Para uma melhor compreensão representa-se o esquema da Figura 3.8.

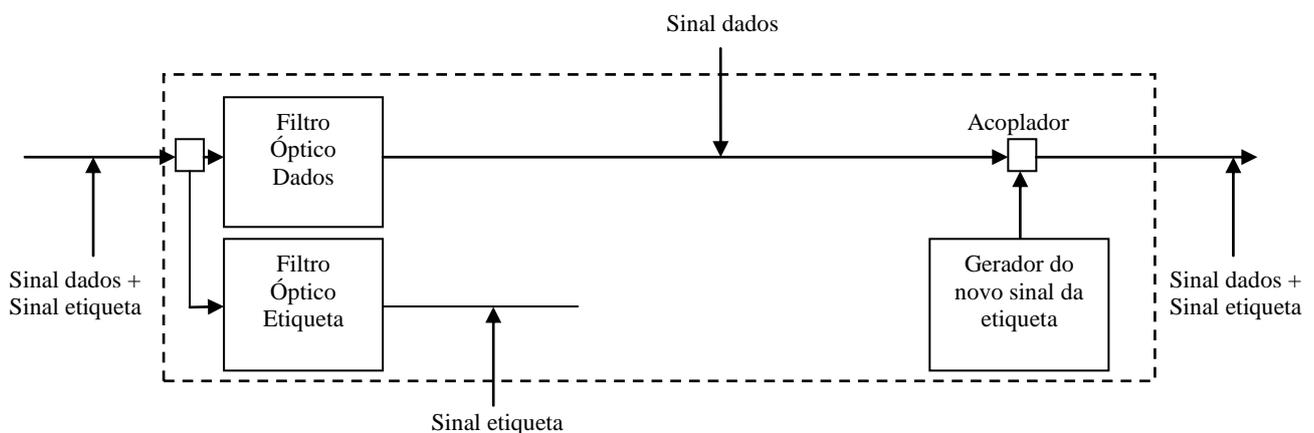


Fig. 3.8 – Esquema simplificado de um nó intermédio.

No que diz respeito à primeira função dos nós intermédios, filtragem do sinal à entrada do nó, são utilizados dois filtros experimentais com larguras de banda a -3 dB e dessintonias diferentes.

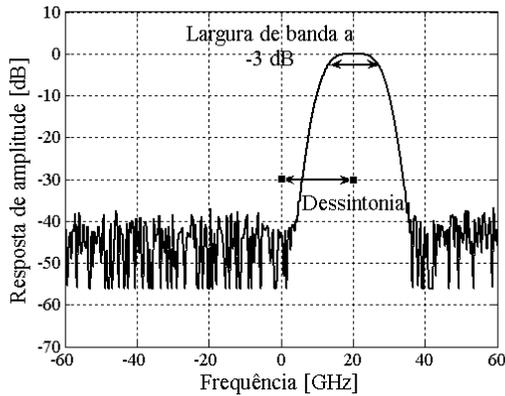


Figura 3.9 – Filtro óptico para o sinal da etiqueta com uma largura de banda de 18.8 GHz e uma dessintonia de 20 GHz.

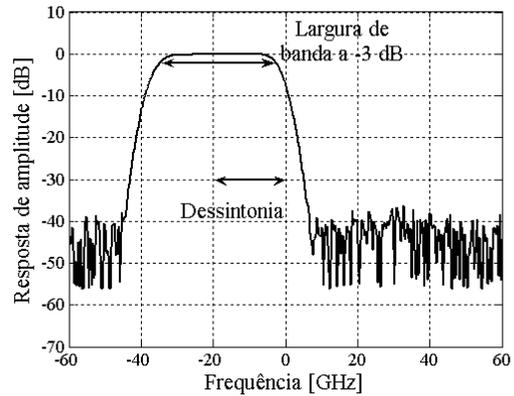


Figura 3.10 – Filtro óptico para o sinal de dados com uma largura de banda de 37.5 GHz e uma dessintonia de -19 GHz.

Para filtrar o sinal da etiqueta usa-se um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 18.8 GHz e uma dessintonia de 20 GHz, de acordo com a Figura 3.9. No caso da filtragem do sinal de dados usa-se um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e uma dessintonia de -20 GHz, como se pode observar na Figura 3.10.

Nas Figuras 3.11 e 3.12 pode observar-se, respectivamente, a DEP do sinal da etiqueta filtrado e o sinal de dados filtrado.

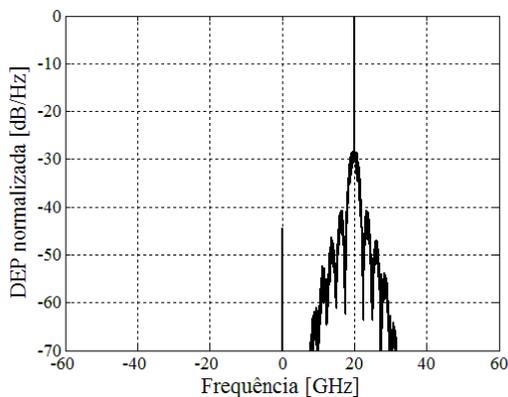


Figura 3.11 – DEP do sinal da etiqueta filtrado.

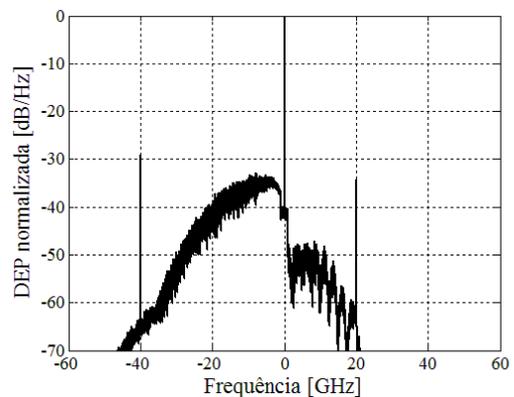


Figura 3.12 – DEP do sinal de dados filtrado.

Depois da filtragem óptica gera-se um novo sinal de etiqueta e soma-se com o sinal de dados precedentemente filtrado. Para uma melhor compreensão dos efeitos no sinal devido à filtragem, representam-se os diagramas de olho do sinal de dados e do sinal da etiqueta. Para se obter os respectivos diagramas de olho utiliza-se o receptor apresentado na Figura 3.13.

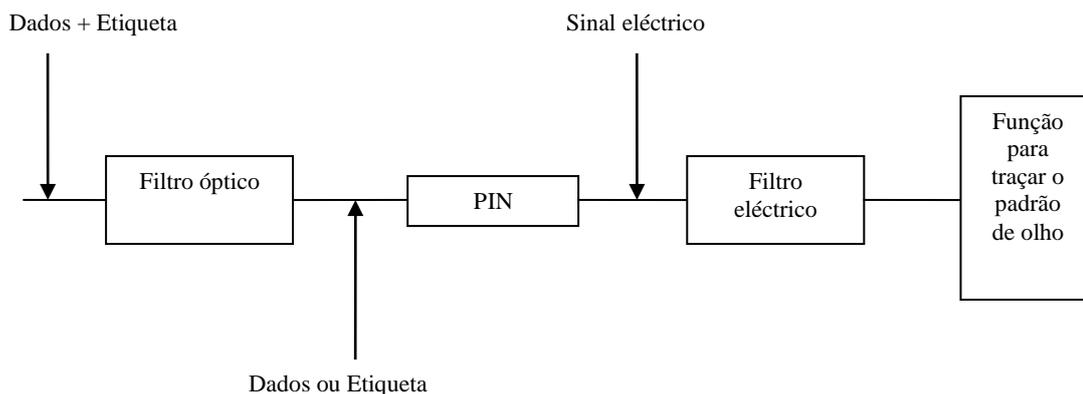


Fig. 3.13 – Esquema do receptor para o cálculo do padrão de olho.

O filtro óptico utilizado neste esquema foi o representado na Figura 3.9 ou na Figura 3.10, dependendo se queremos obter o diagrama de olho do sinal da etiqueta ou do sinal de dados, respectivamente.

O PIN efectua o módulo ao quadrado do sinal óptico, passando deste modo o sinal do domínio óptico para o domínio eléctrico.

No que diz respeito ao filtro eléctrico utiliza-se um filtro de Bessel de 3ª ordem com uma largura de banda a -3 dB de 70% do débito do sinal. O filtro eléctrico pode ser observado na Figura 3.14.

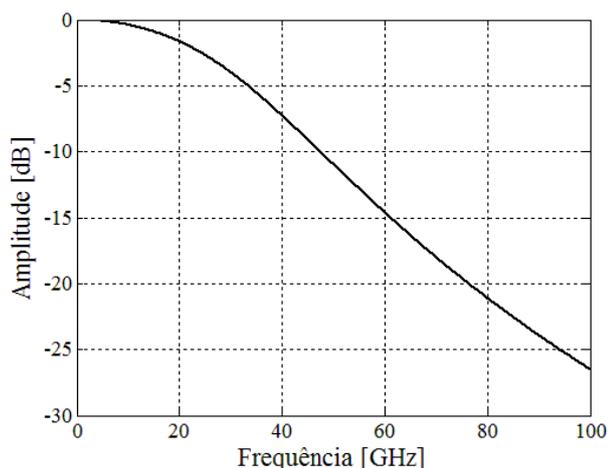


Fig. 3.14 – Filtro eléctrico Bessel de 3ª ordem.

Na figura 3.16 pode observar-se a resposta em amplitude do filtro de Bessel de 3ª ordem com uma largura de banda a -3 dB de 28 GHz.

Com base neste receptor representa-se nas Figuras 3.15 e 3.16 os diagramas de olho do sinal de dados filtrado e do sinal de etiqueta filtrado, respectivamente.

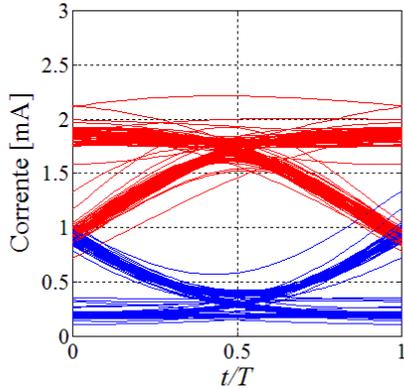


Figura 3.15 – Diagrama de olho do sinal de dados filtrado.

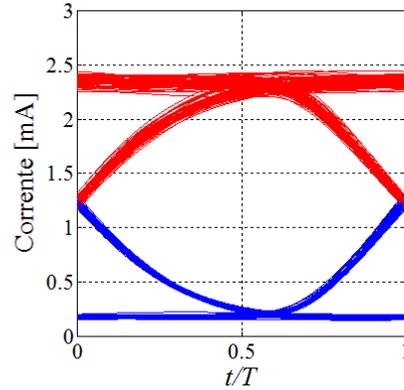


Figura 3.16 – Diagrama de olho do sinal etiqueta filtrado.

Nota-se que o diagrama de olho do sinal de dados é mais fechado do que o diagrama de olho do sinal da etiqueta. Isto deve-se ao facto de o filtro usado para a filtragem do sinal de dados não ser tão adequado como o filtro usado para filtrar o sinal de etiqueta.

3.5 Nó de Saída

O nó de saída é um caso particular dos nós intermédios. Neste nó filtra-se o sinal de dados e entrega-se o sinal de dados filtrado ao destinatário, como se pode observar na Figura 3.17.

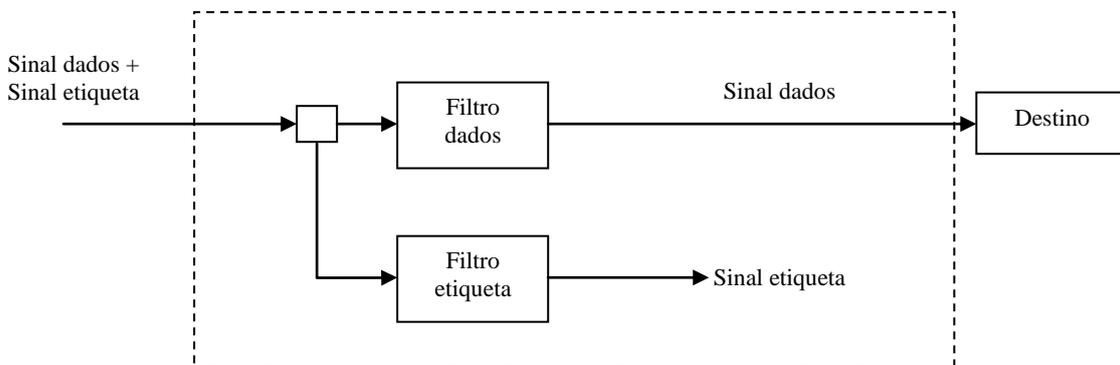


Fig. 3.17 – Esquema simplificado do nó de saída.

Novamente, os filtros usados para a separação do sinal da etiqueta do sinal de dados são os filtros representados nas Figuras 3.9 e 3.10, respectivamente. Por fim, depois de filtrado, o sinal de dados vai ser entregue ao destino, onde vai passar de sinal óptico para sinal eléctrico.

3.6 Conclusões

Neste capítulo estudou-se a estrutura dos vários nós presentes na rede óptica com comutação de etiqueta, nó de entrada, nó intermédio e nó final. Estudou-se a geração do sinal de etiqueta e as suas características. Acoplando o sinal de etiqueta com o sinal de dados obteve-se o sinal que vai ser estudado ao longo desta tese de dissertação.

Analisou-se as estruturas mais complexas dos nós passando, de seguida, para estruturas mais simplificadas. Uma das opções tomadas foi a não utilização dos conversores de comprimento de onda à saída dos nós. Foi explicado os contras de se usar conversores de comprimento de onda.

3.7 Bibliografia

[1] D. J. Blumenthal, B.-E. Olsson, G. Rossi, T. E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J. E. Bowers, V. Kaman, L. A. Coldren e J. Barton, "All-optical label swapping networks and technologies", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pág. 2058-2075, Dez. 2000.

[2] A. Chowdhury, J. Yu e G.-K. Chang, "Same wavelength packet switching in optical label switched networks", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 24, pág. 4838-4849, Dez. 2006.

[3] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen e K. E. Stubkjaer, "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pág. 942-954, Jun. 1996.

Capítulo 4 – Optimização dos Níveis de Potência e Espaçamento entre os Sinais de Dados e Etiqueta num Sistema Costas-com-Costas

4.1 Introdução

A combinação do sinal de dados com o sinal da etiqueta vai influenciar a qualidade dos dois sinais. Caso a potência da etiqueta aumente, a qualidade do sinal de dados vai piorar, e vice-versa. Deste modo, existe um valor de potência óptimo para o sinal de dados e a etiqueta [1]. Este valor óptimo será determinado neste capítulo.

Para se quantificar a qualidade dos sinais é usada a razão de erros binários (BER³⁸). É levado a cabo um estudo para validar o método de cálculo da BER por meio da comparação dos resultados obtidos por simulação com os resultados experimentais obtidos em [2].

Outro factor que influencia significativamente a qualidade do sinal de dados e etiqueta é o espaçamento entre estes. Começa-se por fazer uma abordagem onde se considera um sistema mono-canal, estudando-se a interferência que o sinal de dados tem na etiqueta e vice-versa. De seguida, faz-se um estudo onde se considera um sistema multi-canal com três canais, isto é, três conjuntos de dados mais etiqueta. Quando se consideram três canais estuda-se a interferência que os canais adjacentes têm entre si.

Por fim, sendo este o objectivo deste capítulo, vai-se inferir qual a potência e o espaçamento óptimo entre canais.

De referir que todo este estudo vai ser levado a cabo numa montagem costas-com-costas.

4.2 Comparação entre dados simulados e experimentais do cálculo da BER em função do LP

Para se poder estudar a qualidade do sinal depois de transmitido tem que se ter um receptor óptico, a fim de receber o sinal e estudar a sua qualidade. Na Figura 4.1 mostra-se a o sistema do receptor simulado nesta dissertação.

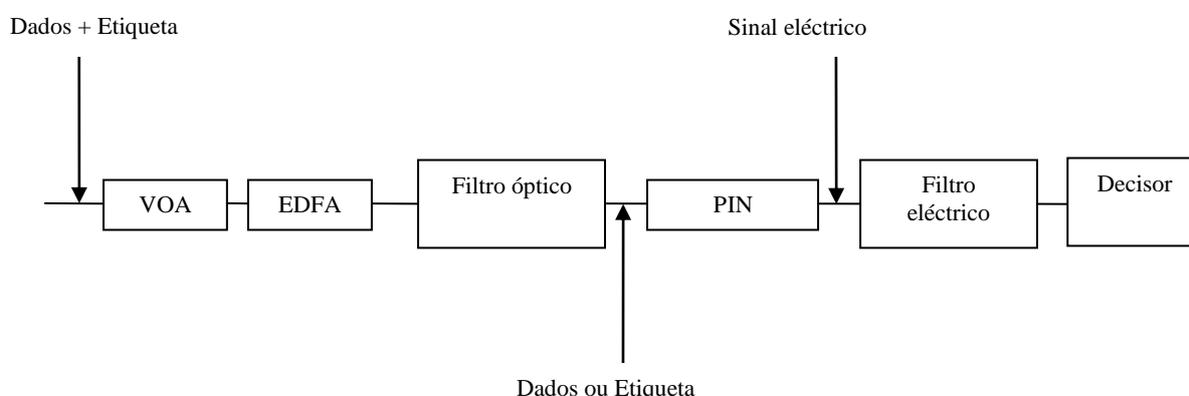


Fig. 4.1 – Esquema do receptor simulado.

³⁸ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Bit Error Ratio*.

O VOA³⁹ é um atenuador óptico variável. Para se estudar a qualidade do sinal através da BER tem que se introduzir ruído. O ruído é introduzido pelos EDFAs. Como o objectivo é unicamente aumentar o ruído no sistema e não aumentar o ganho do sinal, compensa-se esse ganho com o VOA.

De notar que para a filtragem óptica foram usados os filtros abordados na capítulo 3, ou seja, um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e dessintonia de -19 GHz para o sinal de dados e um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 18.8 GHz e dessintonia variável para o sinal de etiqueta.

No que diz respeito ao filtro eléctrico utilizou-se o mesmo que foi referido no capítulo 3, ou seja, um filtro de Bessel de 3ª ordem com uma largura de banda a -3 dB de 70% do débito do sinal.

No que diz respeito ao cálculo da BER usou-se a Aproximação Gaussiana [3]. Segundo a aproximação Gaussiana a BER é calculada segundo a expressão:

$$P_e = \frac{1}{N} \left[\sum_{\forall k: a_k=0} Q \left(\frac{F-m_{0,k}}{\sigma_{0,k}} \right) + \sum_{\forall k: a_k=1} Q \left(\frac{m_{1,k}-F}{\sigma_{1,k}} \right) \right], \quad (4.1)$$

onde N é o número total de símbolos, F é o limiar de decisão, $m_{0,k}$, $\sigma_{0,k}$, $m_{1,k}$ e $\sigma_{1,k}$ são a média e o desvio padrão da corrente após filtragem eléctrica no instante de amostragem correspondente ao símbolo k condicionados, respectivamente, aos símbolos 0 e 1. A função $Q(x)$ é definida da seguinte forma:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp \{-\zeta^2/2\} d\zeta. \quad (4.2)$$

As expressões para a média e variância da corrente na entrada do circuito decisor são dadas por:

$$m(t) = pR_\lambda S_{ASE} H_r(0) \int_{-\infty}^{+\infty} |H_{o,l}(f)|^2 df + R_\lambda G \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ |s_{in,x}(\chi) * h_{o,l}(\chi)|^2 + (p-1) |s_{in,y}(\chi) * h_{o,l}(\chi)|^2 \right\} h_r(t-\chi) d\chi, \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2 = & 2R_\lambda^2 G S_{ASE} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \left[|s_{in,x}(\chi) * h_{o,l}(\chi)| h_r(t-\chi) \right] * h_{o,l}(\chi) \right\}^2 \\ & + (p-1) \left\{ \left[|s_{in,y}(\chi) * h_{o,l}(\chi)| h_r(t-\chi) \right] * h_{o,l}(\chi) \right\}^2 d\chi, \quad (4.5) \\ & + pR_\lambda^2 S_{ASE}^2 \int_{-\infty}^{-\infty} |H_r(f)|^2 \left[|H_{o,l}(f)|^2 * |H_{o,l}(f)|^2 \right] df, \end{aligned}$$

onde p indica a presença ($p=1$) ou ausência ($p=2$) de um polarizador⁴⁰, R_λ é a resposividade do PIN⁴¹, $s_{in,x}(t)$ e $s_{in,y}(t)$ representam, respectivamente, os sinais à entrada do EDFA nas direcções x e y , $h_{o,l}(t)$ e $H_{o,l}(f)$, são respectivamente os equivalentes passa-baixo da resposta impulsiva e função de transferência do filtro óptico de recepção e $h_r(t)$ a resposta impulsiva do filtro eléctrico.

O parâmetro que se vai variar e ver as consequências no cálculo da BER é o LP⁴². O LP é um parâmetro que tem como função quantificar a diferença, em dB, entre as potências médias do sinal de dados e do sinal de etiqueta. Nesta secção estudam-se as consequências de se variar o LP no sinal de dados e no sinal da etiqueta. Como parâmetro para avaliar estas consequências usa-se a BER. Valida-se o

³⁹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Variable Optical Attenuator*.

⁴⁰ Considerou-se a ausência de um polarizador.

⁴¹ Considerou-se $R_\lambda=1$ A/W.

⁴² Acrónimo da designação anglo-saxónica *Label-to-Payload Power Ratio*.

cálculo da BER para vários LPs pela comparação dos resultados de simulação com os resultados experimentais obtidos em [2].

Concernente à simulação efectuada para o cálculo da BER em função do LP alguns parâmetros tiveram que ser fixados. Para o ganho do EDFA definiu-se 30 dB e o factor de ruído é de 4.8 dB. Para se poder comparar o gráfico LP vs BER com o gráfico experimental de [2], seguiu-se as condições de teste neste artigo, segundo as quais para um sinal com ausência de etiqueta⁴³ o BER do sinal de dados é de 2×10^{-10} . Deste modo fixou-se o ganho e o factor de emissão espontânea do EDFA e alterou-se o valor do VOA até se ter o BER desejado. Chegou-se a um valor para o VOA de -28.5 dB. Fixou-se um espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta de 20 GHz.

Posteriormente traçou-se o gráfico do BER em função do LP para o sinal de dados, o que se mostra na Figura 4.2. Deste modo, compreende-se facilmente a influência do LP na degradação do sinal de dados.

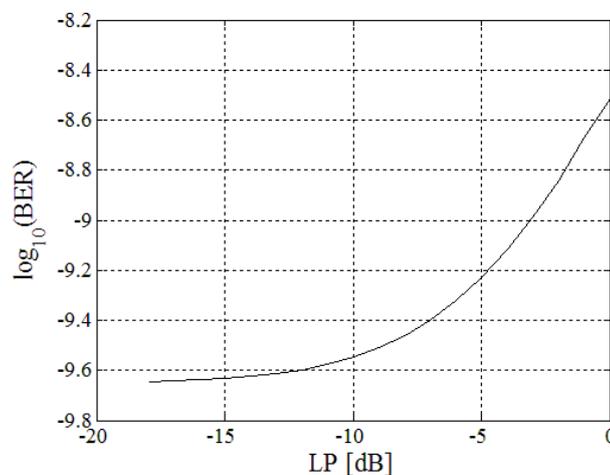


Fig. 4.2 – BER em função do LP para o sinal de dados para um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz.

Na Figura 4.2 nota-se que à medida que se aumenta o LP o $\log_{10}(\text{BER})$ do sinal de dados vai diminuir, ou seja, mais degradação o sinal de dados vai ter. Este resultado já era esperado, pois ao aumentar o LP aumenta-se a potência média do sinal da etiqueta, logo maior a influência da etiqueta no sinal de dados.

Comparando a Figura 4.2 com o gráfico experimental correspondente em [2] nota-se uma diferença de cerca de uma ordem de grandeza para um LP = -2 dB. Para solucionar esta divergência tentou-se aproximar o modelo simulado com o modelo experimental. Introduziu-se no sinal da etiqueta um desvio de fase e um atraso temporal em relação ao sinal de dados. O desvio de fase deve-se ao facto dos LASERS de cada sinal serem independentes. O atraso temporal fica a dever-se ao facto da distância percorrida pelos dois sinais ser diferente. No caso do sinal de dados, o processo de se passar de um sinal ODSB para um sinal OSSB vai fazer com que a distância percorrida pelo sinal de dados desde que foi gerado seja maior em relação à distância percorrida pelo sinal da etiqueta.

Com o objectivo de se introduzir vários desvios de fase e desvios de atraso diferentes geraram-se duas variáveis aleatórias uniformes, uma para os desvios de fase, que se pode observar na Figura 4.3, e outra para os atrasos temporais, que se pode ver na Figura 4.4. Para efeitos de análise de desempenho consideraram-se 50 realizações das variáveis aleatórias.

⁴³ Considerou-se um sinal à saída do nó com ausência de etiqueta simulando um sinal de etiqueta com -300 dBm de potência média.

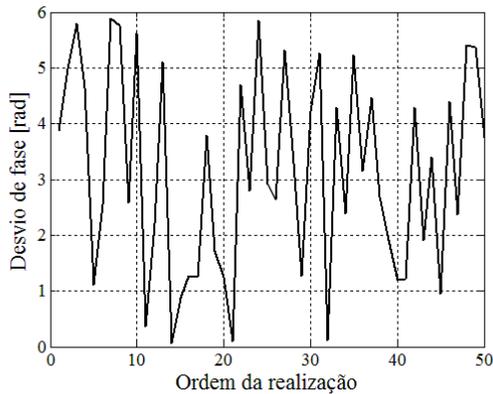


Fig. 4.3 – Desvio de fase do sinal da etiqueta relativamente ao sinal de dados.

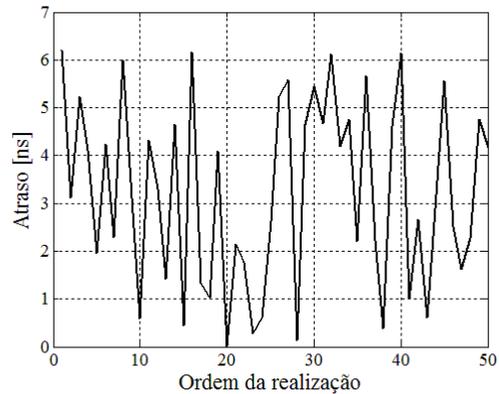


Fig. 4.4 – Atraso temporal do sinal da etiqueta relativamente ao sinal de dados.

Como é mostrado na Figura 4.3 os desvios de fase variam entre 0 e 2π . Como é mostrado na Figura 4.4 os valores do atraso imposto no sinal de dados relativamente ao sinal da etiqueta variam de 0 a 6.4 ns, onde 6.4 ns é o valor máximo do vector de frequência simulado.

Para se notar a variação da BER do sinal de dados consoante o desvio de fase e o atraso temporal, efectuou-se um gráfico para um LP de -2 dB em função do número de realizações. Este gráfico pode ser observado na Figura 4.5.

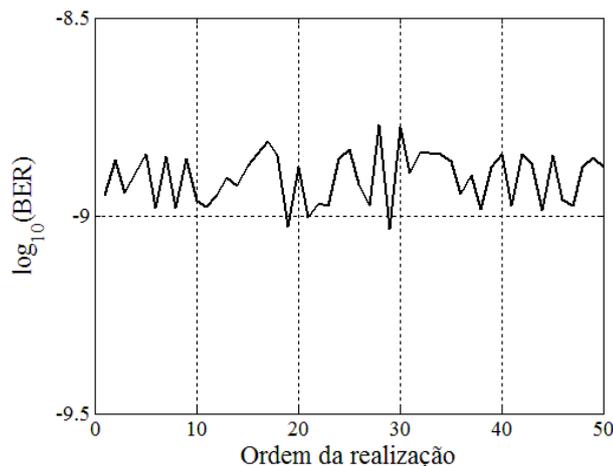


Fig. 4.5 – BER do sinal de dados em função da ordem da realização para um LP de -2dB.

Nota-se que mesmo aplicando o desvio de fase e o atraso temporal, independentemente dos valores destes, o valor do BER para um LP de -2dB dá um resultado diferente do obtido experimentalmente em [2].

De seguida estudou-se a influência que o LP tem no sinal da etiqueta. Novamente a degradação produzida no sinal da etiqueta foi quantificada pela BER. Esta situação é mostrada na Figura 4.6.

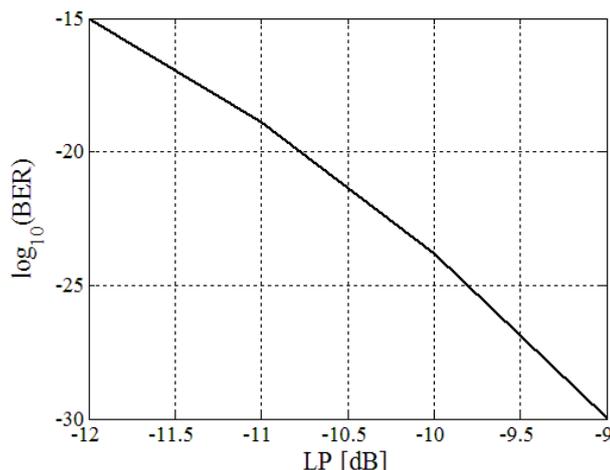


Fig. 4.6 – BER em função do LP para o sinal da etiqueta para um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz.

Na Figura 4.6 nota-se que aumentando o LP vai diminuir a BER da etiqueta, ou seja, o sinal da etiqueta vai estar menos degradado. Estes resultados já seriam de esperar pois, aumentando o LP optou-se na simulação por aumentar a potência média do sinal da etiqueta e manter a potência média do sinal de dados, logo a interferência dos dados na etiqueta vai ser menor.

Comparando a Figura 4.6 com os resultados obtidos em [2] podemos notar que os valores estão muito longe dos resultados demonstrados em [2]. Para um LP = -9 dB obteve-se um $\log_{10}(\text{BER})$ de 10^{-30} enquanto que em [2] tem-se um $\log_{10}(\text{BER})$ de 10^{-11} . Esta diferença pode dever-se à distorção no sinal da etiqueta provocada pela passagem deste pelo filtro óptico.

4.3 Optimização do espaçamento entre o sinal de dados e a etiqueta

Nesta secção estuda-se a dependência do desempenho do sistema no espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para um sistema mono-canal e para um sistema multi-canal com uma secção. O desempenho do sistema vai ser representado pela relação sinal ruído óptica (OSNR⁴⁴). De referir que a OSNR é a diferença em dB entre a potência do sinal de dados e a potência do ruído, que tem que existir para atingir uma determinada BER. A osnr requerida à entrada do receptor numa largura de banda de referencia B_0 é dada por,

$$\text{osnr} = \frac{p_p}{2 \times B_0 \times S_{EEA}} \quad (4.5)$$

onde p_p é a potência média do sinal à entrada do receptor, S_{EEA} é a densidade espectral de potência de ruído de emissão espontânea amplificado. B_0 toma o valor de 12.5 GHz.

Nesta secção impõe-se uma BER de 10^{-12} . Para tal varia-se a OSNR até se obter a BER pretendido. A variação da OSNR é conseguida à custa da variação da S_{EEA} mantendo fixa a potência do sinal.

⁴⁴ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Optical Signal to Noise Ratio*.

4.3.1 Optimização para um sistema mono-canal

Nesta subsec o, em primeiro lugar, aborda-se o efeito da interferência que o sinal de etiqueta tem no sinal de dados face ao espaçamento entre dados e etiqueta. De seguida vai ser abordada essa interferência que o sinal de dados tem no sinal de etiqueta face ao espaçamento entre dados e etiqueta.

Para uma melhor compreensão do estudo efectuado, na Figura 4.7 observa-se a DEP de um canal de o sinal de dados acoplado com o sinal de etiqueta.

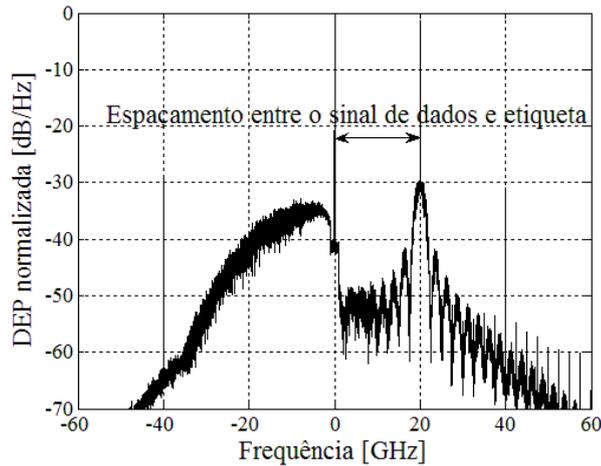


Fig. 4.7 – DEP normalizada ao valor máximo do sinal de dados e etiqueta para um espaçamento de 20 GHz e um LP de -5 dB.

Na Figura 4.7 pode observar-se um espaçamento entre sinal de dados e o sinal da etiqueta de 20 GHz e um LP de -5 dB. Nota-se que o sinal de etiqueta está na banda lateral subtraída do sinal ODSB. Mostra-se na Figura 4.7 o parâmetro que vai ser estudado ao longo deste capítulo, isto é, o espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta.

O estudo da OSNR em função do espaçamento entre sinal de dados e o sinal de etiqueta vai ser efectuado para tr s LP diferentes, -5, -2.5 e 0 dB. Estes valores para o LP foram escolhidos sem qualquer razão específica.

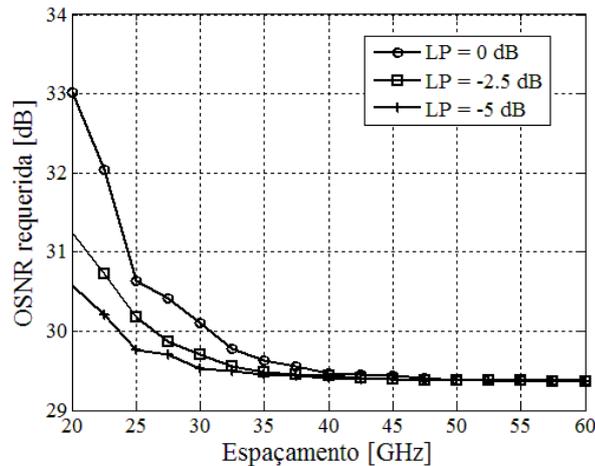


Fig. 4.8 – OSNR requerida para o sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre sinais, para LP = 0, -2.5 e -5 dB.

Na Figura 4.8 podemos observar a OSNR requerido (para uma BER de 10^{-12}) em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta ao sinal de dados. Como era de esperar, à medida que aumentamos o espaçamento entre os sinais menos interferência vai existir, logo a OSNR requerida vai diminuir.

Para espaçamentos superiores a 40 GHz o valor de OSNR estabiliza em 29.4 dB. Este valor de 29.4 dB pode ser explicado pela expressão que dá a OSNR necessária à entrada do fotodetector para um dado valor do parâmetro Q [4]:

$$osnr_R = \frac{Q^2 B_{e,n}}{B_o} \times \left(\frac{1+r}{1-r} \right)^2 \left[1 + \sqrt{\frac{4r}{(1+r)^2} + \left(\frac{1-r}{1+r} \right)^2 \times \frac{B_o}{Q^2 B_{e,n}}} \right] \quad (4.6)$$

Nesta expressão B_o é uma banda óptica de referência, r é a razão de extinção, $B_{e,n}$ é a largura de banda equivalente de ruído da parte eléctrica do receptor óptico.

$B_{e,n}$	24 GHz
B_o	12.5 GHz
r	7.55 dB
$osnr_R$	25.15 dB

Tabela 4.1 – Parâmetros usados para o cálculo do OSNR no sinal de dados.

De notar que, segundo a tabela 4.1, a razão de extinção toma o valor de 7.72 dB e não 10 dB como se tinha indicado no capítulo 2. Isto acontece devido ao sinal à entrada do fotodetector já estar degradado. Deste modo teve de se recalculer a razão de extinção do sinal à saída do filtro eléctrico.

Pode verificar-se que o valor obtido pela expressão 4.2 é menor cerca de 4 dB em relação ao valor obtido por simulação. Esta diferença deve-se ao facto de na expressão analítica não se ter em conta a não idealidade do sistema, não se considerando deste modo a distorção que o sinal sofre.

Para ilustrar os valores obtidos na Figura 4.8, nas Figuras 4.9 e 4.10 representam-se os diagramas de olho do sinal de dados para um espaçamento de 20 e 40 GHz. Optou-se por um LP de 0 dB pois trata-se da pior situação.

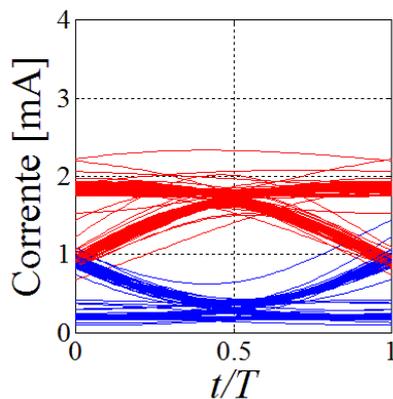


Figura 4.9 – Diagrama de olho para um espaçamento de 20 GHz e um LP de 0 dB do sinal de dados.

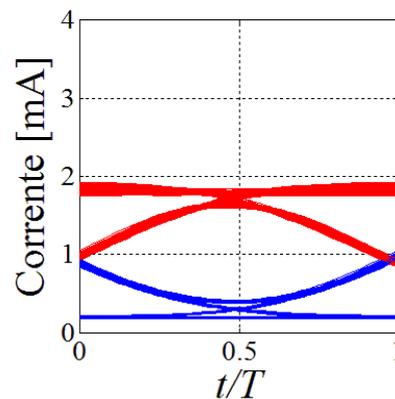


Figura 4.10 – Diagrama de olho para um espaçamento de 40 GHz e um LP de 0 dB do sinal de dados.

Nas Figuras 4.9 e 4.10 podemos observar como a degradação do sinal é maior para um espaçamento de 20 GHz comparativamente a um espaçamento de 40 GHz.

De seguida estuda-se o efeito que a interferência entre sinais tem no sinal da etiqueta para três LP's diferentes, -5, -2.5 e 0 dB.

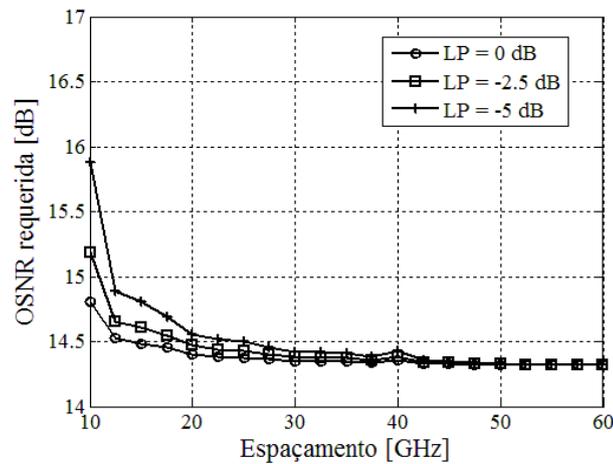


Fig. 4.11 – OSNR requerido para um BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre sinais para o sinal da etiqueta.

Na Figura 4.11 observa-se que a interferência que o sinal de dados tem no sinal de etiqueta é menor que a interferência que o sinal de etiqueta tem no sinal de dados. Contudo, continua a notar-se que a OSNR requerida diminui à medida que se afasta o sinal de dados do sinal da etiqueta.

$B_{e,n}$	1.5 GHz
B_o	12.5 GHz
r	10.99 dB
$OSNR_R$	10.9 dB

Tabela 4.2 – Parâmetros usados para o cálculo do OSNR no sinal da etiqueta.

Pode verificar-se que o valor teórico obtido pela expressão 4.2 tem uma diferença de cerca de 4 dB em relação ao valor da OSNR obtido por simulação computacional.

Para ilustrar os valores obtidos na Figura 4.11, nas Figuras 4.12 e 4.13 representam-se os diagramas de olho do sinal da etiqueta para um espaçamento de 20 e 40 GHz. Optou-se por um LP de -5 dB pois trata-se da pior situação.

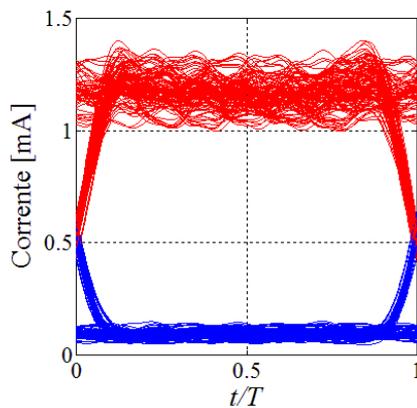


Figura 4.12 – Diagrama de olho para um espaçamento de 20 GHz e um LP de -5 dB do sinal de etiqueta.

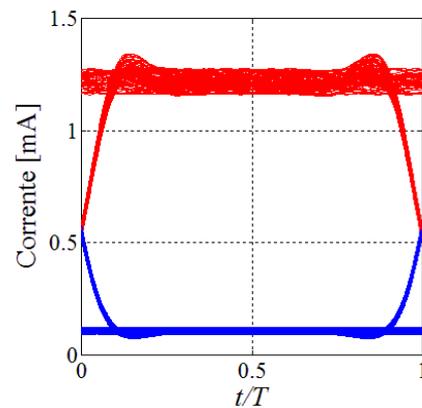


Figura 4.13 – Diagrama de olho para um espaçamento de 40 GHz e um LP de -5 dB do sinal de etiqueta.

Nas Figuras 4.12 e 4.13 podemos observar como a degradação do sinal da etiqueta aumenta à medida que diminuimos o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta.

Nesta subsecção foi levado a cabo um estudo da interferência entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta. Porém, ainda falta estudar a interferência entre canais consecutivos.

4.3.2 Otimização para um sistema multi-canal

Para o estudo de um sistema multi-canal optou-se por usar três canais. Usam-se três canais pois são estes canais adjacentes que vão causar mais interferência na qualidade do sinal de dados e do sinal de etiqueta do canal central.

Para uma melhor compreensão das interferências causadas pelos canais adjacentes nos sinais em estudo apresenta-se a Figura 4.14. Na Figura 4.14 pode observar-se um espaçamento entre canais de 100 GHz e um espaçamento entre o canal de dados e o canal de etiqueta de 20 GHz. Os valores destes parâmetros foram escolhidos só a título demonstrativo.

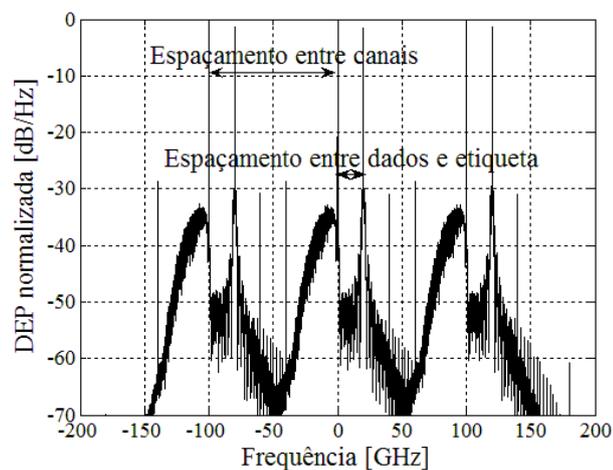


Fig. 4.14 – DEP normalizada ao valor máximo de três canais do sinal de dados mais etiqueta com um espaçamento entre canais de 100 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz e um LP = -2.5 dB.

Na Figura 4.14 nota-se o sistema multi-canal constituído por três canais adjacentes. O sinal de dados e o sinal de etiqueta que são analisados são os sinais do canal central, pois este canal vai sofrer interferência de dois canais adjacentes.

Primariamente fez-se um estudo com um espaçamento entre canais de 50 GHz. Porém esta escolha não se mostrou aceitável, pois o sinal de dados tinha muita interferência, o que se fazia notar por um diagrama de olho fechado, independentemente do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta. Para uma melhor compreensão deste problema representa-se na Figura 4.15 a DEP de um sistema de 3 canais com um espaçamento entre si de 50 GHz sobreposto com o filtro usado para separar o sinal de dados do sinal da etiqueta do canal central. O filtro usado tem uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e uma dessintonia de -19 GHz.

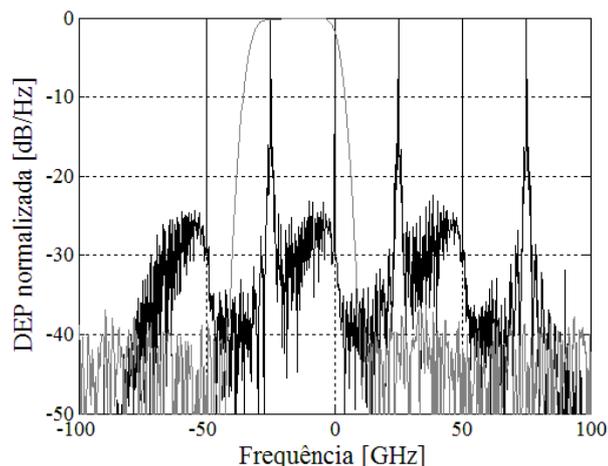


Fig. 4.15 – DEP normalizada ao valor máximo de três canais do sinal de dados mais etiqueta com um espaçamento entre canais de 50 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 20 GHz e um LP = -2.5 dB sobreposta com a DEP do filtro de dados com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e uma dessintonia de -19 GHz.

Para se poder ter um espaçamento entre canais de 50 GHz era necessário ter um espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta o menor possível, a fim do sinal da etiqueta do canal das frequências menores não se sobrepor ao sinal da dados do canal central.

Deste modo, para demonstrar a impossibilidade de se ter um espaçamento entre canais de 50 GHz optou-se por um espaçamento entre sinais de 25 GHz. Escolheu-se este valor com base na Figura 4.8. Trata-se do menor espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para o qual a interferência ainda é aceitável.

Contudo, mesmo com este valor e independentemente da dessintonia usada para o filtro de dados nota-se no espectro representado na Figura 4.15 a impossibilidade de se ter um espaçamento entre canais de 50 GHz, pois o espectro do sinal da etiqueta do canal das frequências menores está sobreposto ao espectro do sinal de dados do canal central. Para se mostrar a consequência desta sobreposição na qualidade do sinal mostra-se na Figura 4.16 o diagrama de olho do sinal de dados filtrado para este caso.

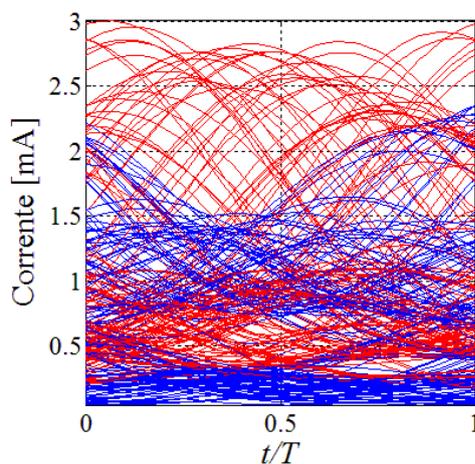


Fig. 4.16 – Diagrama de olho para um sistema com três canais, com um espaçamento entre canais de 50 GHz, um espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta de 25 GHz e um LP = -2.5 dB.

Como se pode observar na Figura 4.16 o olho está completamente fechado, sendo impossível recuperar o sinal de dados.

Deste modo demonstrou-se que com um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e um LP de -2.5 dB é impossível ter-se um espaçamento entre canais de 50 GHz. Assim sendo, optou-se por um espaçamento entre canais fixo de 100 GHz.

O estudo levado a cabo para três canais foi semelhante ao estudo para um canal. Estudou-se a OSNR requerida para uma BER de 10^{-12} face ao espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta, contudo agora tem-se em conta que existe mais canais ao lado do canal que estamos a considerar e, como tal, vai ser preponderante nas conclusões a tirar. Vão ser consideradas três LPs diferentes, -5, -2.5 e 0 dB.

Na Figura 4.17 nota-se a OSNR requerida para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta para três LPs, -5, -2.5 e 0 dBs.

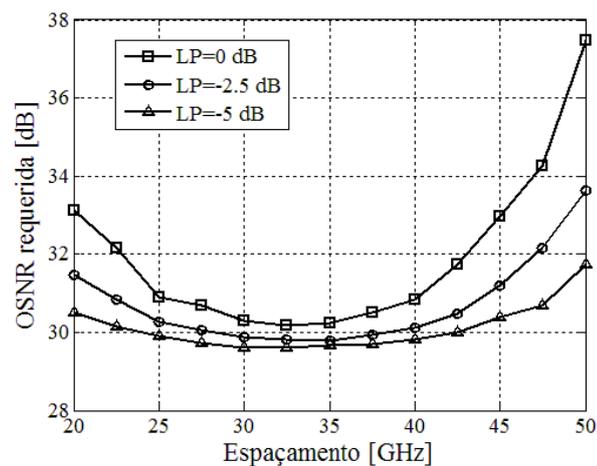


Fig. 4.17 – OSNR requerida ao sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para um LP de -5, -2.5 e 0 dB.

Na Figura 4.17 notamos que, devido à influência dos outros canais, a OSNR não diminui até se tornar constante à medida que aumentamos o espaçamento entre sinais, como acontecia na Figura 4.8. Para espaçamentos até 35 GHz, a interferência que o sinal da etiqueta tem no sinal de dados vai diminuindo à medida que afastamos um sinal do outro. Contudo, a partir de 35 GHz começa a dominar outro tipo de interferência, a interferência entre canais. O aumento da interferência entre canais traduz-se por um aumento da OSNR requerida.

No que diz respeito aos diferentes LPs usados nota-se que com o aumento da LP vai aumentar a interferência no sinal de dados, aumentando deste modo a OSNR requerida. Quando se aumenta a LP aumenta-se a potência no sinal da etiqueta, logo a influência que o sinal da etiqueta vai ter no sinal de dados também aumenta.

Na Figura 4.17 nota-se que, para o sinal de dados, o espaçamento óptimo entre sinais é de 35 GHz. No que diz respeito à LP óptima a diferença da OSNR requerida é de décimas de dB, para 35 GHz (frequência óptima).

De seguida analisa-se a influência que o sinal de dados tem no sinal da etiqueta. Também neste caso consideraram-se três LPs diferentes, -5, -2.5 e 0 dB.

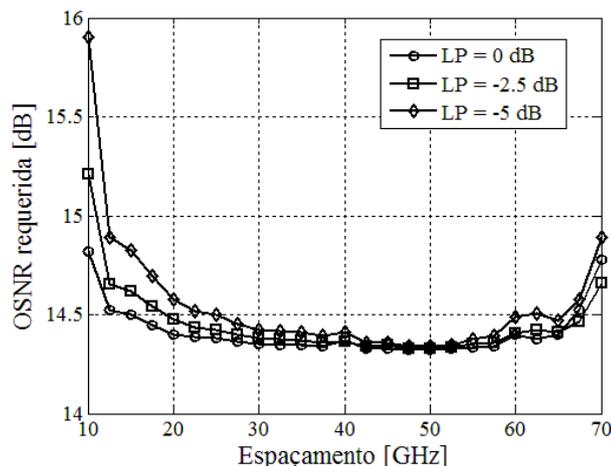


Fig. 4.18 – OSNR requerida ao sinal da etiqueta para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para LP de -5, -2.5 e 0 dB.

Na Figura 4.18 nota-se que a influência que o sinal de dados tem no sinal da etiqueta em função do espaçamento entre sinais e em função do LP é pequena, estando na ordem das décimas de dB. Deste modo, os valores óptimos para o espaçamento e para o LP vão ser limitados unicamente pela análise do sinal de dados. Assim sendo, tem-se os valores óptimos de LP = -2.5 dB e um espaçamento entre sinais de 35 GHz. Escolheu-se um LP de -2.5 dB, pois, se no caso do sinal de dados para um espaçamento de 35 GHz o valor da OSNR requerida é igual para um LP de -2.5 e -5 dB, no caso da etiqueta é relativamente melhor o LP de -2.5 dB.

Até agora, concernente à filtragem do sinal de dados, tem-se usado um filtro óptico experimental com uma largura de banda a -3 dB de 37.7 GHz e uma dessintonia de -19 GHz. De seguida estuda-se se esta será a melhor opção.

Na Figura 4.19 apresenta-se a OSNR requerida para uma BER de 10^{-12} em função da dessintonia do filtro óptico do sinal de dados.

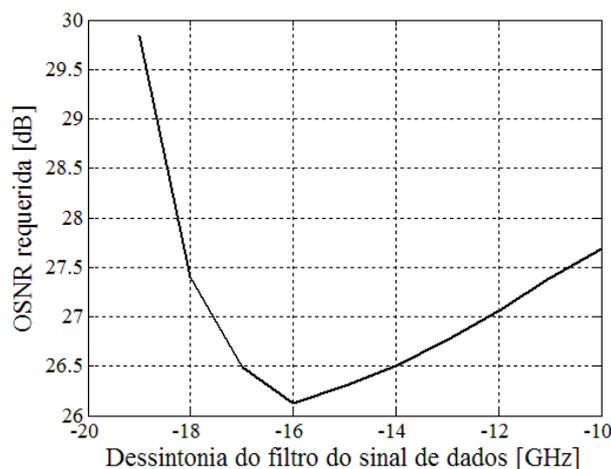


Fig. 4.19 – OSNR requerida ao sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função da dessintonia do filtro óptico do sinal de dados para LP de -2.5 dB e um espaçamento de 35 GHz.

De acordo com a figura 4.19 pode concluir-se que o valor óptimo para a dessintonia do filtro óptico do sinal de dados é de -16 GHz e não de -19 GHz como tinha sido utilizado até agora. Deste modo, a OSNR requerida diminui 3 dB quando se opta por uma dessintonia de -16 GHz.

Deste modo, para validar o valor do espaçamento óptimo e do LP óptimo para uma dessintonia de -16 GHz volta-se a repetir o estudo levado a cabo para se obter a Figura 4.17, porém com uma dessintonia no filtro óptico de dados de -16 GHz.

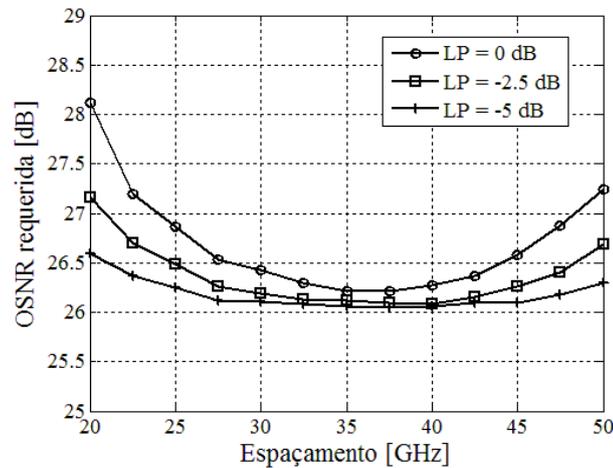


Fig. 4.20 – OSNR requerida ao sinal de dados para uma BER de 10^{-12} em função do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta para LP de -5, -2.5 e 0 dB usando um filtro para o sinal de dados com uma dessintonia de -16 GHz.

A Figura 4.20 permite concluir que o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta óptimo mantém-se nos 35 GHz para um LP de -2.5 dB, quando se altera a dessintonia do filtro de dados de -19 GHz para -16 GHz

4.4 Conclusões

Numa primeira abordagem da influência do LP no sinal de dados e no sinal da etiqueta notou-se que, quanto menor a LP, ou seja, quanto menor a potência média do sinal da etiqueta, menor a BER que se consegue atingir para o sinal de dados. No caso do sinal da etiqueta, quanto menor a LP, maior o valor da BER que se consegue atingir, como seria de esperar.

Contudo, os valores óptimos da LP e do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta devem ter em conta a influência de outros canais e, portanto, considerar o funcionamento em sistemas multi-canal. Neste caso considerou-se três canais, o canal em análise e os dois mais próximos.

Consideraram-se três LPs diferentes e vários espaçamentos entre dados e etiqueta e notou-se a influência que estes dois parâmetros têm na degradação do sinal de dados e do sinal da etiqueta. Para estudar este desempenho usou-se a OSNR. Conclui-se que o sinal de dados é muito mais sensível a estes parâmetros do que o sinal da etiqueta. Deste modo, as conclusões tiradas basearam-se principalmente nos resultados obtidos para o sinal de dados. Os valores óptimos são atingidos para um LP de -2.5 dB e para um espaçamento entre canais de 35 GHz.

De seguida foi levado em conta a influência da dessintonia do filtro do sinal de dados nos resultados obtidos. Traçou-se um gráfico da dessintonia em função do OSNR para os valores óptimos que tinham sido obtidos. Conclui-se que a dessintonia óptima é de -16 GHz e não de -19 GHz, como tinha sido considerado até então.

Com o novo valor da dessintonia óptima do filtro do sinal de dados repetiram-se os resultados anteriormente obtidos para validar o LP e o espaçamento óptimos entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta. Chegou-se à conclusão que estes valores mantinham-se, ou seja, um espaçamento entre canais de 35 GHz e um LP de -2.5 dB.

4.5 Bibliografia

- [1] H. Chen, S. Xie e B. Zhou, "Vestigial-sideband payload for high-speed all-optical label-switching network" IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 23, pág. 3313-3320, Out. 2005.
- [2] D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo e P. Monteiro, "Spectrally efficient optical label insertion/extraction technique using an optical single sideband filter" IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 18, pág. 1463-1465, Jul. 2006.
- [3] J. L. Rebola e A. V. T. Cartaxo, "Gaussian approach for performance evaluation of optically preamplified receivers with arbitrary optical and electrical filters" IEE Proc. – Optoelectron., vol. 148, N° 3, pág. 135-141, Jun. 2001.
- [4] A. V. T. Cartaxo, *Transmissão por fibra óptica*, Folhas de apoio da disciplina Sistemas e Redes de Telecomunicações, Mar. 2005.

Capítulo 5 – Limitações Impostas pela Transmissão Linear e Não Linear no Desempenho da Rede AOLS

5.1 Introdução

Neste capítulo vai ser levado a cabo um estudo da transmissão do sinal de dados e etiqueta numa fibra óptica. Começa-se por estudar a transmissão linear num sistema mono-canal, passando para um sistema multi-canal. De seguida estuda-se os efeitos não lineares presentes na transmissão para um sistema mono-canal e para um sistema multi-canal.

Para se quantificar a qualidade do sinal transmitido usa-se o factor Q .

Ao longo deste capítulo alguns parâmetros vão ter que ser novamente otimizados devido a estar-se a considerar transmissão em fibra óptica, pois até agora os parâmetros otimizados foram sempre numa montagem costas-com-costas, ou seja, sem transmissão.

5.2 Descrição do sistema de transmissão óptica

Ao transmitir sinais ópticos em fibra tem que ser levado em conta alguns aspectos para que o sinal que chega ao destinatário tenha qualidade suficiente para poder ser decodificado. Na Figura 5.1 representa-se o sistema de transmissão óptica com os componentes necessários para o sinal poder ser decodificado no destinatário.

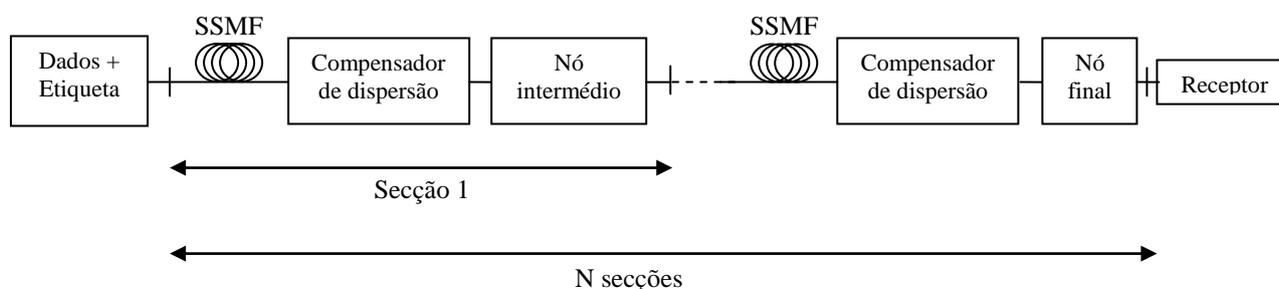


Fig. 5.1 – Representação do sistema de transmissão óptica.

À entrada da fibra óptica tem-se o sinal analisado até agora, ou seja, o sinal de dados (OSSB) acoplado com a etiqueta com LP de -2.5 dB. Este sinal vai ser transmitido em fibra óptica de transmissão.

Uma secção é constituída por uma fibra óptica de transmissão SSMF, um bloco compensador de dispersão e um nó intermédio. Na última secção em vez de se ter o nó intermédio tem-se o nó final, que é um caso particular do nó intermédio. Por fim, o sinal chega ao receptor.

Neste trabalho usam-se fibras SSMF⁴⁵ com um comprimento de 80 km em cada secção.

A transmissão óptica na SSMF gera dispersão. Para combater a dispersão são usadas fibras com parâmetros de dispersão negativos, ao contrário das SSMF. No final de cada secção é usado um compensador de dispersão com o objectivo de compensar a dispersão causada na respectiva secção. Para

⁴⁵ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Standard Single Mode Fibre*.

uma melhor compreensão do bloco compensador de dispersão na Figura 5.2 representa-se o conteúdo deste bloco.

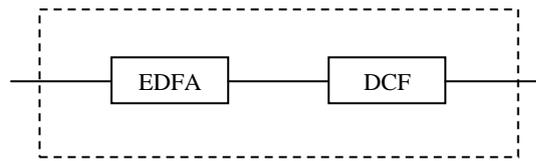


Fig. 5.2 – Representação do bloco compensador de dispersão com amplificação óptica.

Como é mostrado na Figura 5.2 em primeiro lugar é compensada a atenuação causada pela fibra de transmissão. Esta atenuação é compensada pelo EDFA à entrada do bloco compensador de dispersão. De seguida o sinal vai ser transmitido numa fibra DCF⁴⁶, com um parâmetro de dispersão negativo, com o objectivo de compensar a dispersão introduzida pela fibra SSMF. De notar que para se ter uma dispersão acumulada nula no final da secção deve-se verificar:

$$D_{SSMF} \cdot l_{SSMF} + D_{DCF} \cdot l_{DCF} = 0, \quad (5.1)$$

onde D_{SSMF} é o parâmetro de dispersão da fibra de transmissão SSMF, l_{SSMF} é o comprimento da fibra de transmissão SSMF, D_{DCF} é o parâmetro de dispersão da fibra compensadora de dispersão e l_{DCF} é o comprimento da fibra compensadora de dispersão.

Na tabela 5.1 e 5.2 mostram-se os parâmetros que caracterizam a fibra de transmissão SSMF e a fibra compensadora de dispersão DCF, respectivamente.

Parâmetro de dispersão da fibra (ps/nm/km)	17
Declive de dispersão de velocidade de grupo (fs/nm ² /km)	57
Coefficiente de atenuação (dB/km)	0.21

Tabela 5.1 – Parâmetros da fibra óptica de transmissão SSMF.

Parâmetro de dispersão da fibra (ps/nm/km)	-95
Declive de dispersão de velocidade de grupo (fs/nm ² /km)	-617.5
Coefficiente de atenuação (dB/km)	0.5

Tabela 5.2 – Parâmetros da fibra óptica compensadora de dispersão DCF.

Os valores para estes parâmetros foram retirados dum catálogo da Alcatel.

O bloco do nó intermédio já foi analisado no capítulo 3, contudo como se está a estudar a transmissão em fibra óptica e não uma montagem costas-com-costas algumas alterações foram efectuadas no bloco do nó intermédio, como a introdução de um amplificador óptico à saída do bloco nó intermédio.

Para uma melhor compreensão, na Figura 5.3 é representado o bloco do nó intermédio.

⁴⁶ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Dispersion Compensating Fibre*.

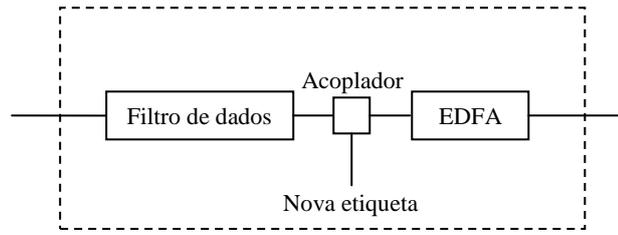


Fig. 5.3 – Representação do bloco nó intermédio.

De acordo com a Figura 5.3, a primeira acção no bloco do nó intermédio é eliminar a etiqueta. Esta eliminação efectua-se por meio da filtragem do sinal de dados. De notar que o filtro do sinal de dados já foi estudado nos capítulos anteriores. Trata-se de um filtro experimental com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e uma dessintonia de -16 GHz.

De seguida é adicionado a este sinal de dados filtrado um novo sinal de etiqueta. Depois do sinal da etiqueta ter sido somado com o sinal de dados o sinal resultante vai ser amplificado, compensando deste modo as perdas provocadas pela fibra compensadora de dispersão DCF, as perdas do acoplador e as perdas do filtro óptico.

De salientar que o último nó é um caso particular dos nós intermédios. Uma representação do nó final pode ser observada na Figura 5.4.

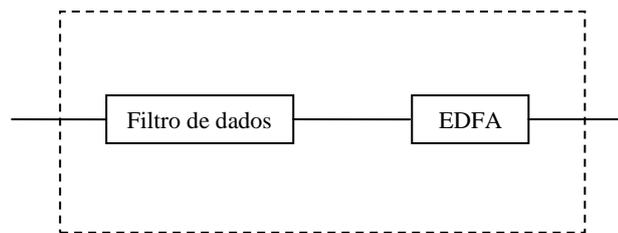


Fig. 5.4 – Representação do bloco nó final.

Como é mostrado na Figura 5.4 no último nó não vai ser somada nenhuma etiqueta ao sinal de dados filtrado. O sinal de dados filtrado vai ser de imediato passado para o receptor depois de amplificado.

O bloco do receptor é o mesmo que foi considerado no capítulo 4.

Para quantificar a qualidade do sinal ao longo das várias secções vai ser considerado o factor Q. O factor Q pode ser obtido a partir da expressão de probabilidade de erro de bit, P_e :

$$P_e = \frac{1}{2} \times \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right), \quad (5.2)$$

onde Q é o parâmetro Q e $\operatorname{erfc}(x)$ é a função complementar de erro definida como:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-y^2) dy. \quad (5.3)$$

O cálculo da P_e é explicado na secção 4.2 do capítulo 4. Para o cálculo da P_e é necessário entrar com a S_{EEA} que no Anexo A vem explicado como é calculada ao longo da rede.

Na secção 5.3 vão ser apresentados e analisados os resultados obtidos para a transmissão linear, ou seja, não serão contabilizados os efeitos não lineares que existem nas fibras ópticas.

5.3 Transmissão em regime linear

Quando um sinal se propaga ao longo da fibra sofre dois tipos de efeitos: lineares e não-lineares. Nesta secção vai-se considerar apenas a transmissão em regime linear. Em regime linear tem-se unicamente os efeitos dispersivos e as perdas.

A partir das leis de Maxwell e com algumas deduções matemáticas chega-se à seguinte função de transferência da fibra em regime linear, $H_f(\nu)$, [1]:

$$H_f(\nu) = \exp \left[-\frac{j}{2} \beta_2 z (2\pi(\nu - \nu_0))^2 - \frac{j}{6} \beta_3 z (2\pi(\nu - \nu_0))^3 \right] \times \exp \left(-\frac{\alpha z}{2} \right), \quad (5.4)$$

onde β_2 é o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo, β_3 é o parâmetro de declive de dispersão de velocidade de grupo, z é o comprimento da fibra, ν é a frequência, $\nu_0 = \frac{c}{\lambda_0}$ é a frequência óptica da portadora, λ_0 é o comprimento de onda da portadora e α é a constante de atenuação. O parâmetro de dispersão de velocidade de grupo e o parâmetro de declive de dispersão de velocidade de grupo são dados pelas seguintes expressões:

$$\beta_2 = -\frac{D_\lambda \times \lambda_0^2}{2\pi c}, \quad (5.5)$$

$$\beta_3 = \frac{\lambda_0^3}{(2\pi c)^2 \times (2D_\lambda + \lambda_0 S)}, \quad (5.6)$$

onde S é o declive de dispersão de velocidade de grupo e D_λ é o parâmetro de dispersão.

Para o estudo da transmissão em regime linear teve que se definir alguns parâmetros, como se pode observar na Tabela 5.3.

l (km)	80
l_{DCF} (km)	14.31
λ_0 (nm)	1552.5

Tabela 5.3 – Parâmetros considerados na simulação da transmissão em regime linear.

O comprimento de onda da DCF foi calculado para existir total compensação de dispersão, segundo a fórmula 5.1.

Na subsecção 5.3.1 vão ser analisados os resultados obtidos do parâmetro Q para várias secções considerando um sistema mono-canal.

5.3.1 Transmissão linear para um sistema mono-canal

Nesta subsecção analisa-se a qualidade do sinal face ao número de secções pelas quais o sinal é propagado. Estudam-se as consequências da escolha do filtro do sinal de dados usado em cada nó intermédio analisando o sinal depois de ter sido propagado por três secções. De salientar que se escolheu três secções para se notar os efeitos das sucessivos filtragens e da transmissão na fibra óptica que o sinal de dados vai sofrer. Não se optou por estudar a distorção da qualidade do sinal em mais secções pois, com as opções tomadas para caracterizar o filtro de dados nos capítulos anteriores, o sinal de dados já não

tinha uma probabilidade de erro de bit aceitável na quarta secção e, deste modo, já não se podia notar as consequências no sinal de dados das variações dos parâmetros dos filtros.

É analisado o factor Q para dois filtros ópticos e para várias dessintonias com três espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta. É levado em conta um espaçamento de 40, 45 e 50 GHz. Foram escolhidos estes espaçamentos pois com o espaçamento que foi otimizado no capítulo anterior, 35 GHz, e entrando em conta com mais do que uma secção os resultados davam um olho fechado. Levando em conta os resultados obtidos no capítulo anterior a diferença da OSNR para um espaçamento entre 35, 40, 45 e 50 GHz é de décimas de dBs. Deste modo, optou-se por simular os resultados com espaçamentos de 40, 45 e 50 GHz.

Em primeiro lugar estuda-se a degradação que vai ser provocada no sinal de dados devida às filtragens sucessivas, sem se ter em conta a transmissão em fibra óptica. De seguida já são estudadas as consequências no sinal de dados devida às filtragens sucessivas e à transmissão linear.

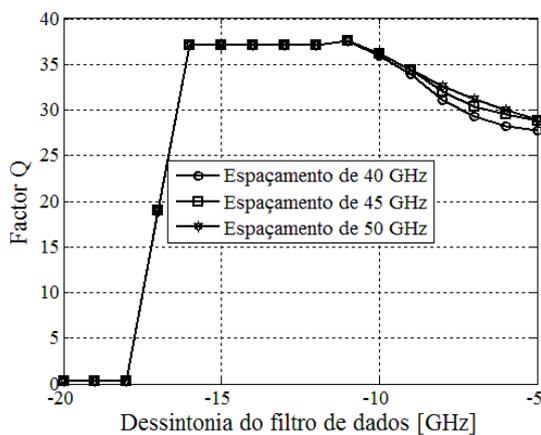


Fig. 5.5 – Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 37.5 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.

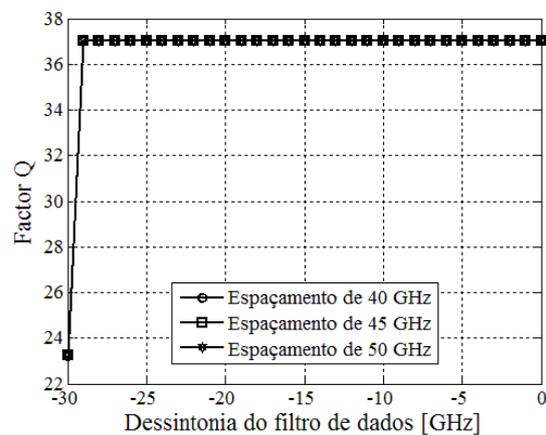


Fig. 5.6 – Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 62.6 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.

De notar que nas Figuras 5.5 e 5.6 o factor Q atinge um máximo de 37.5 pois foi forçado na simulação que para uma BER de 0 (corresponde a um factor Q de infinito) atribuíam-se um BER de 1×10^{-300} (corresponde a um factor Q de 37.5) com o objectivo de se poder traçar os gráficos.

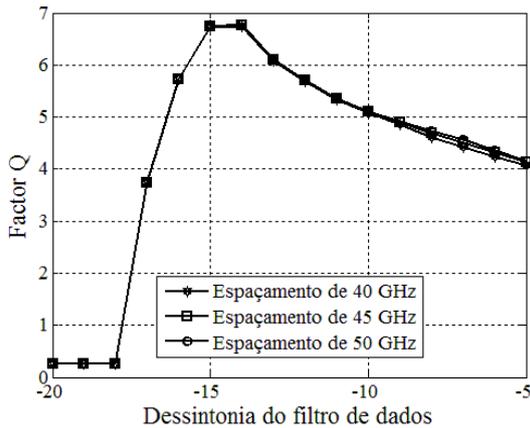


Fig. 5.7 – Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 37.5 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.

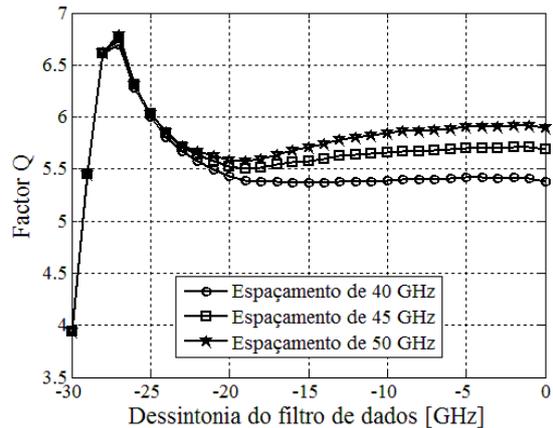


Fig. 5.8 – Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma LB = 62.6 GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 1 canal, na terceira secção com um LP = -2.5 dB.

Nas Figuras 5.5 e 5.6 pode observar-se o factor Q em função da dessintonia para três espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para um filtro de dados com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 e 62.6 GHz, respectivamente. As Figuras 5.5 e 5.6 foram obtidas com o objectivo de se estudar as consequências das filtragens sucessivas no sinal de dados, não entrando com a transmissão em regime linear. Como seria de esperar, com um filtro com uma largura de banda maior, o factor Q atinge o nível máximo para mais dessintonias, ou seja, não é tão sensível ao parâmetro da dessintonia como o filtro com uma largura de banda de 37.5 GHz. Usando o filtro com uma largura de banda de 37.5 GHz nota-se que a escolha acertada da dessintonia é fundamental, pois pode fazer a diferença entre um diagrama de olho completamente fechado e um diagrama de olho bastante aceitável. Concernente à escolha do espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta a diferença é muito reduzida. No filtro com uma largura de banda de 62.6 GHz não há qualquer diferença e no filtro de 37.5 GHz a diferença é mínima.

Nas Figuras 5.7 e 5.8 pode observar-se o parâmetro Q em função da dessintonia para três espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta para um filtro de dados com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 e 62.6 GHz, respectivamente. As Figuras 5.7 e 5.8 foram obtidas com o objectivo de estudar as consequências das filtragens sucessivas e da transmissão em regime linear do sinal de dados na fibra óptica. Nota-se que nas Figuras 5.7 e 5.8 quando a dessintonia é muito elevada (em módulo) o factor Q diminui, isto acontece pois o filtro já está afastado do sinal de dados e está a cortar informação. No entanto, este aspecto é mais visível na Figura 5.7, pois a largura de banda a -3 dB é menor do que a largura de banda a-3 dB do filtro usado para o cálculo da Figura 5.8, por isso mais informação vai ser cortada e, conseqüentemente, pior qualidade vai ter o sinal de dados. De referir que o valor máximo obtido para o factor Q é atingido para um filtro óptico com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz e uma dessintonia de -13 GHz.

Comparando a Figura 5.7 com a Figura 5.5 verifica-se que, para a mesma dessintonia, devido à transmissão em fibra óptica, existe um decréscimo do factor Q de 37.5 (ou seja, infinito) para 6.8. Este decréscimo deve-se não só à dispersão causada pela transmissão na fibra mas também devido ao ruído que vai ser introduzido pelos EDFAs ao longo da transmissão.

De seguida elabora-se um estudo semelhante a este mas para um sistema multi-canal, sendo este o de maior relevo.

5.3.2 Transmissão linear para um sistema multi-canal

Nesta subsecção é levado a cabo um estudo semelhante à subsecção 5.3.1, contudo para um sistema multi-canal. Neste sistema multi-canal considera-se três canais. O canal central, canal este onde se vai analisar a qualidade do sinal de dados, e os dois canais adjacentes. De salientar que só se estuda o canal central pois é o único que vai ter influência de dois canais adjacentes, deste modo, estuda-se a pior situação.

Inicia-se o estudo pela análise das consequências das filtragens sucessivas no canal central para o sinal de dados, passando, de seguida, a estudar-se os efeitos das filtragens sucessivas associados com os efeitos da transmissão em regime linear.

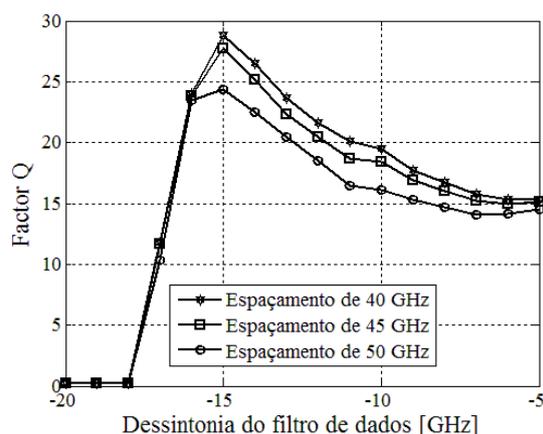


Fig. 5.9 – Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma $LB = 37.5$ GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um $LP = -2.5$ dB.

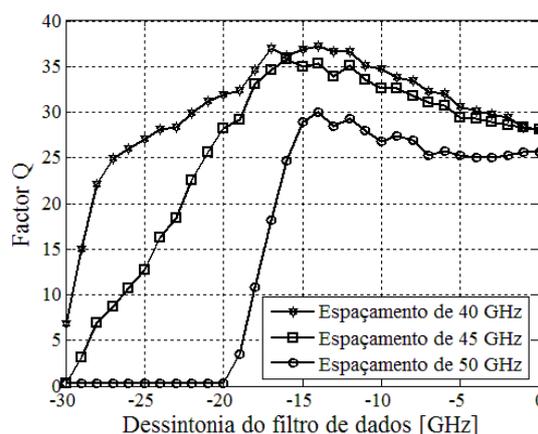


Fig. 5.10 – Parâmetro Q em função da dessintonia sem transmissão em fibra óptica para um filtro com uma $LB = 62.6$ GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um $LP = -2.5$ dB.

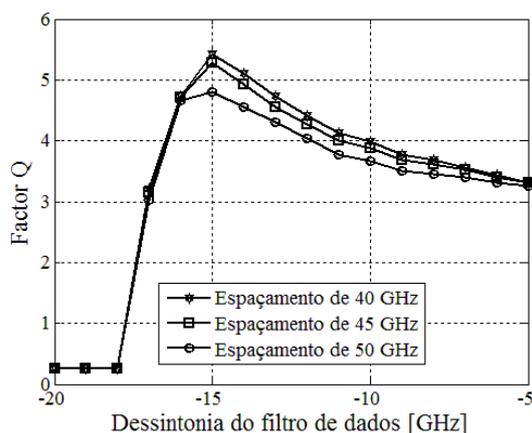


Fig. 5.11 – Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma $LB = 37.5$ GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um $LP = -2.5$ dB.

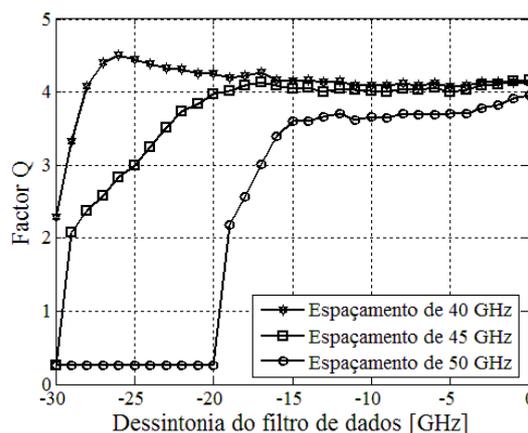


Fig. 5.12 – Parâmetro Q em função da dessintonia com transmissão em fibra óptica para um filtro com uma $LB = 62.6$ GHz e para 3 espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta, para 3 canais, na terceira secção com um $LP = -2.5$ dB.

Nas Figuras 5.9 e 5.10 pode observar-se o parâmetro Q em função da dessintonia para três espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta para um filtro de dados com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 e 62.6 GHz, respectivamente. As Figuras 5.9 e 5.10 foram obtidas com o objectivo de se estudar as consequências das filtragens sucessivas no sinal de dados. Comparando os dados obtidos para o filtro com uma largura de banda de 37.5 GHz com o filtro com uma largura de banda de 62.6 GHz novamente se nota que o valor do factor Q no filtro de 62.6 GHz é menos sensível à dessintonia do que no filtro de 37.5 GHz. Para os dois filtros nota-se que à medida que o espaçamento aumenta o valor do factor Q diminui. Esta situação deve-se à influência que o sinal da etiqueta do canal das frequências inferiores tem no sinal de dados do canal central, pois aumentando o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta mais perto o sinal da etiqueta do canal das frequências inferiores vai estar do sinal de dados do canal central. Esta situação vai se notar mais na Figura 5.10 pois a largura de banda do filtro é maior, logo vai haver menos filtragem e, conseqüentemente, a interferência da etiqueta nos dados vai ser maior.

Usando um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz o valor máximo do factor Q é atingido para uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta de 40 GHz, tendo um valor de 28.4. No caso do filtro com uma largura de banda a -3 dB de 62.6 GHz o valor máximo do factor Q é atingido para uma dessintonia de -17 GHz e um espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta de 40 GHz, tendo um valor de 37.5 (ou seja, infinito).

Comparando as Figuras 5.5 e 5.6 com as Figuras 5.9 e 5.10 nota-se que para um sistema multi-canal as consequências de se variar o espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta faz-se sentir mais do que para um sistema mono-canal. Esta situação deve-se à influência que o sinal da etiqueta do canal das frequências inferiores tem no sinal de dados do canal central e como consequência, o valor do factor Q vai diminuir.

Nas Figuras 5.11 e 5.12 pode observar-se o parâmetro Q em função da dessintonia para três espaçamentos entre o sinal de dados e etiqueta para um filtro de dados com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 e 62.6 GHz, respectivamente. As Figuras 5.11 e 5.12 foram obtidas com o objectivo de estudar as consequências das filtragens sucessivas e da transmissão em regime linear na qualidade do sinal de dados. O comportamento do factor Q em função da dessintonia do filtro e do espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta é semelhante ao das Figuras 5.9 e 5.10.

Usando um filtro com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz, o valor máximo de Q é atingido para uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta de 40 GHz, tendo um valor de 5.5. No caso do filtro com uma largura de banda a -3 dB de 62.6 GHz o valor máximo de Q é atingido para uma dessintonia de -26 GHz e um espaçamento entre o sinal de dados e etiqueta de 40 GHz, tendo um valor de 4.6.

Mediante estas conclusões pode-se inferir que o filtro que leva a um factor Q maior é o filtro com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz, e os valores óptimos para a dessintonia e para o espaçamento entre canais é de -15 GHz e 40 GHz, respectivamente.

No capítulo 4 tinha-se concluído que o filtro óptimo tinha uma largura de banda a -3 dB de 37.5 e uma dessintonia de -16 GHz. O espaçamento óptimo era de 35 GHz. Levando em conta mais do que uma secção e a transmissão na fibra chega-se a novos valores óptimos, o filtro continua o mesmo porém a dessintonia passa de -16 GHz para -15 GHz e o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal de etiqueta passa de 35 GHz para 40 GHz.

Partindo deste valores otimizados traçou-se o valor de Q do sinal de dados para várias secções, como se pode observar na Figura 5.13.

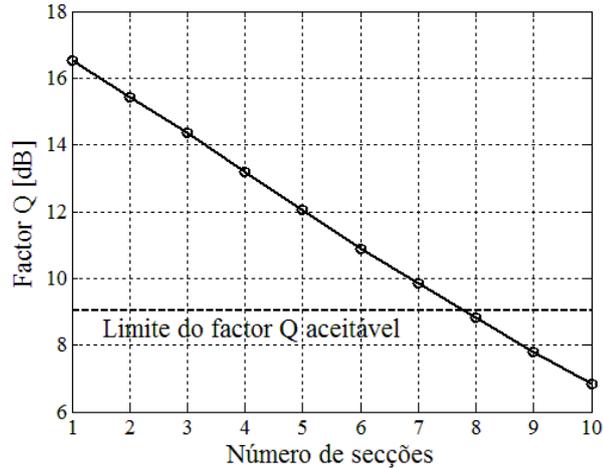


Fig. 5.13 – Factor Q em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz e um LP de -2.5 dB.

Na Figura 5.13 pode observar-se a qualidade do sinal de dados, através do factor Q, mediante a propagação do sinal pelas várias secções, ou seja, pelos vários nós intermédios que vai passando. Como seria de esperar, devido à dispersão acumulada e ao ruído existente no sistema, à medida que o sinal é transmitido pelas várias secções o factor Q vai diminuir.

Para se poder considerar até que secção o sinal é aceitável, ou seja, tem qualidade suficiente para poder ser decodificado considerou-se a decodificação de Reed-Solomon [2]. Segundo esta decodificação a partir de uma BER de 1×10^{-3} à entrada do decodificador consegue obter-se uma BER à saída do decodificador de 1×10^{-12} .

Para validar o valor do factor Q recorre-se à expressão analítica do Factor Q:

$$Q = \frac{2\left(\frac{1-r}{1+r}\right)osnr_R\sqrt{\frac{B_0}{B_{e,n}}}}{\sqrt{1+4osnr_R\left(\frac{1}{1+r}\right)} + \sqrt{1+4osnr_R\left(\frac{r}{1+r}\right)}}, \quad (5.7)$$

onde, r é a razão de extinção, $osnr_R$ é a relação sinal-ruído, B_0 é a largura banda a -3 dB do filtro óptico do receptor e $B_{e,n}$ é a largura de banda equivalente de ruído da parte eléctrica do receptor óptico.

De notar que a dispersão acumulada faz-se sentir no factor Q pelo fecho do olho, ou seja, pela r , enquanto o ruído faz-se sentir no cálculo do factor Q pela $osnr_R$.

r	0.1865
$B_{e,n}$ (GHz)	28
B_0 (GHz)	62.6
$osnr_R$ (dB)	25.9

Tabela 5.4 – Valores de parâmetros para o cálculo do factor Q.

A partir destes parâmetros e usando a expressão 5.7 chegamos a um valor Q analítico para uma secção de 12.5 dB. Analisando a Figura 5.13 nota-se que o valor do factor Q simulado para uma secção é de 6.69 dB. A diferença de cerca de 6 dB do valor do factor Q entre o simulado e o analítico deve-se à não idealidade do sistema. Uma explicação detalhada do cálculo do $osnr_R$ pode ser encontrada no Anexo A.

A fim de se entender os factores que influenciam a diminuição do factor Q ao longo da passagem do sinal pelas várias secções representa-se na Figura 5.14 a OSNR em função do número de secções e na Figura 5.15 a EOP em função do número de secções.

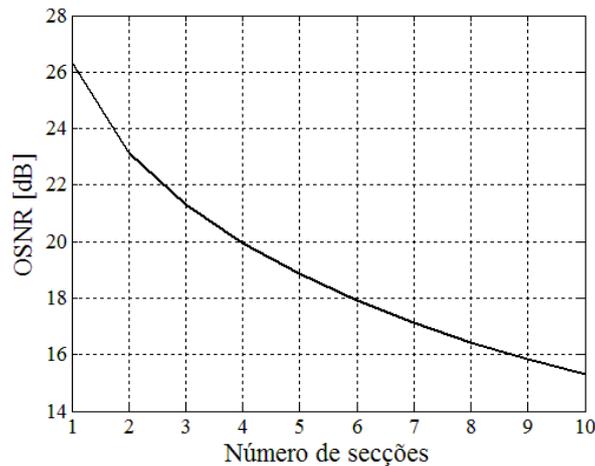


Fig. 5.14 – OSNR em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz.

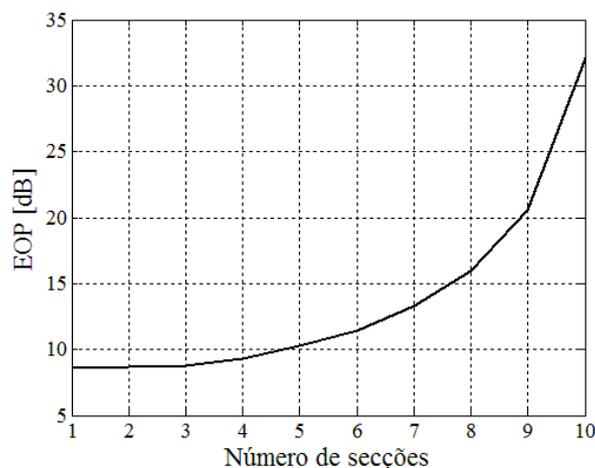


Fig. 5.15 – EOP em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz.

Na Figura 5.14 observa-se a OSNR em função da passagem do sinal de dados pelas várias secções, notando-se, deste modo, a influência que o ruído tem no cálculo do factor Q para as várias secções. Na Figura 5.15 observa-se a EOP em função da passagem do sinal de dados pelas várias secções, notando-se, deste modo, a influência que a dispersão tem no cálculo do factor Q para as várias secções.

Comparando as Figuras 5.14 e 5.15 nota-se que até à quarta secção o ruído é o factor principal para a diminuição do factor Q, a partir da quarta secção a dispersão é o factor principal para a degradação do sinal de dados e, por conseguinte, a diminuição do factor Q.

De seguida vai-se estudar a transmissão em regime não linear.

5.4 Transmissão em regime não linear

Numa situação de transmissão na fibra óptica, com efeitos não lineares, pode demonstrar-se que a equação que rege a propagação dos sinais, conhecida como equação não-linear de Schrödinger, NLSE⁴⁷, é dada por:

$$-\frac{\partial a(z,t)}{\partial z} = -\beta_1 \frac{\partial a(z,t)}{\partial t} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a(z,t)}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 a(z,t)}{\partial t^3} - \frac{\alpha_f}{2} a(z,t) - j\gamma_{NL} |a(z,t)|^2 a(z,t). \quad (5.8)$$

Esta contabiliza os efeitos dispersivos da fibra através de β_1 , β_2 e β_3 , a atenuação através de α e ainda os efeitos não lineares (auto-modulação de fase, SPM⁴⁸, modulação de fase cruzada, XPM⁴⁹ e mistura de quadro ondas, FWM⁵⁰) através de $\gamma_{NL} |a(z,t)|^2$.

De notar que se consideraram os efeitos não-lineares na fibra de transmissão SSMF e na fibra DCF.

De seguida estuda-se a influência de se considerar a transmissão em regime não-linear nos resultados obtidos para o factor Q em função do número de secções. Estes resultados podem ser observados na Figura 5.15.

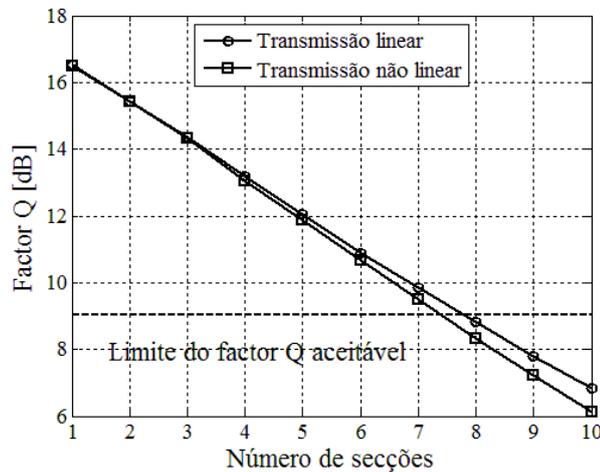


Fig. 5.16 – Factor Q em função do número de secções para o sinal de dados numa transmissão em regime linear e não-linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz e um LP de -2.5 dB.

Na figura 5.16 pode observar-se que para um número de secções até oito a diferença entre a transmissão em regime linear e em regime não linear é de décimas de dB. A partir da oitava secção a diferença começa a ser mais acentuada, chegando a aproximadamente 1 dB para a décima secção.

Esta diferença não é acentuada pois está-se a impor uma potência média no sinal de dados de 0 dBm, logo os efeitos não lineares não são consideráveis, pois usa-se uma potência baixa.

Para uma melhor compreensão da influência da potência do sinal de dados no factor Q apresenta-se a Figura 5.17, onde se pode observar o factor Q em função da potência média do sinal de dados à entrada do sistema.

⁴⁷ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Nonlinear Schrödinger Equation*.

⁴⁸ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Self-Phase Modulation*.

⁴⁹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Cross-Phase Modulation*.

⁵⁰ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Four Wave mixing*.

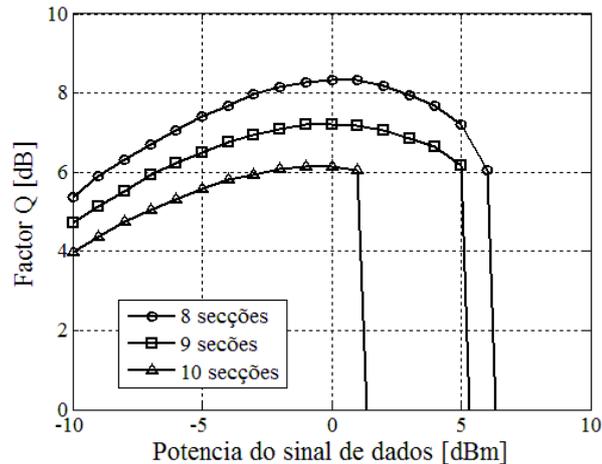


Fig. 5.17 – Factor Q em função da potência do sinal de dados à entrada do sistema numa transmissão em regime não-linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz, para 8, 9 e 10 secções com um LP de -2.5 dB.

Na Figura 5.17 observa-se o factor Q em função da potência do sinal de dados à entrada do sistema. Nota-se que o factor Q vai atingir um valor máximo para uma determinada potência do sinal de dados, a partir da qual os efeitos não-lineares na transmissão vão ser mais visíveis e, por conseguinte, o valor do factor Q vai diminuir.

Na figura 5.17 nota-se que para o caso de 8, 9 e 10 secções o valor óptimo da potência do sinal de dados à entrada do sistema é de 0 dBm, tomando os factores Qs mostrados na Figura 5.16. Deste modo, não há qualquer melhoria do factor Q em função da potência do sinal de dados à entrada do sistema para 8, 9 e 10 secções em relação aos resultados anteriores.

Desde o início do capítulo admitiu-se uma dispersão acumulada nula no final de cada secção, de seguida analisa-se o caso da dispersão acumulada não ser nula. Define-se dispersão residual por secção (RDPS⁵¹) como sendo

$$RDPS = D_{SSMF} \cdot L_{SSMF} + D_{DCF} \cdot L_{DCF}, \quad (5.9)$$

onde D_{SSMF} é o parâmetro de dispersão da fibra SSMF, L_{SSMF} é o comprimento da fibra SSMF, D_{DCF} é o parâmetro de dispersão da fibra DCF e L_{DCF} é o comprimento da fibra DCF. Para uma melhor compreensão representa-se o factor Q em função da RDSP na Figura 5.18.

⁵¹ Acrónimo da designação anglo-saxónica *Residual Dispersion per Section*.

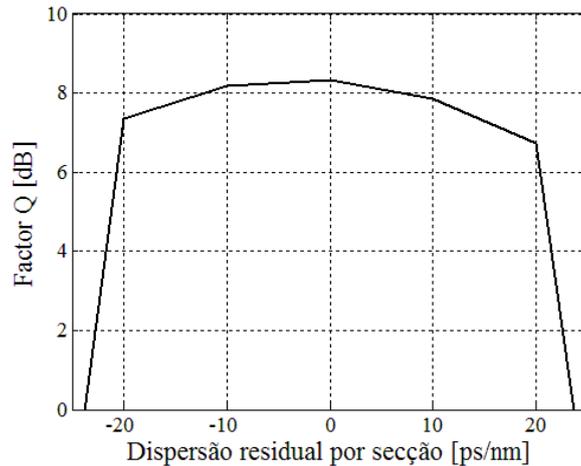


Fig. 5.18 – Factor Q em função da dispersão residual por secção do sinal de dados em regime não-linear para um sistema multi-canal, usando um filtro de dados com uma LB=37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz, para a 8ª secção com um LP de -2.5 dB.

Na Figura 5.18 observa-se o factor Q em função da RDSP para a oitava secção. Para uma RDSP de -20 a 20 ps/nm o factor Q é praticamente constante. Para RDPS maiores do que 20 ps/nm (em módulo) o factor Q tem um decréscimo acentuado. Nota-se que o factor Q atinge um valor máximo para uma RDSP de 0 ps/nm, ou seja, para uma total compensação de dispersão.

5.5 Conclusões

Neste capítulo foi levado a cabo um estudo da transmissão do sinal por várias secções, ou seja, a passagem do sinal de dados por vários nós intermédios.

Iniciou-se o estudo com transmissão em regime linear para um sistema mono-canal passando de seguida para um sistema multi-canal. Para se compreender o efeito das filtragens sucessivas e o efeito da transmissão em fibra óptica em separado efectuou-se um estudo onde não se considerava a transmissão em fibra óptica, com o objectivo de se analisarem só os efeitos das filtragens sucessivas. De seguida fez-se um estudo onde se considerava o efeito da filtragem e da transmissão em fibra óptica.

Optimizou-se o filtro de dados, a dessintonia do filtro de dados e o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta tendo em conta o factor Q do sinal de dados na terceira secção. Obteve-se os valores óptimos para um filtro óptico com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz e um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz. Com estes parâmetros conseguiu-se obter um factor Q de 5.5 para a terceira secção.

De seguida obteve-se o factor Q em função do número de secções, ou seja, em função do número de nós intermédios. Usando uma descodificação de Reed-Solomon consegue-se ter um sinal de dados aceitável até sete secções. Analisaram-se os factores que levavam a uma diminuição elevada do factor Q em função do número de secções, o ruído causado pelos EDFAs e a dispersão causada pela fibra de transmissão SSMF. Para se poder notar a influência do ruído traçou-se o gráfico da OSNR em função do número de secções, por sua vez, para se poder notar a influência da dispersão traçou-se o gráfico da EOP em função do número de secções. Notou-se que até à quarta secção o ruído é o factor principal para a diminuição do factor Q, a partir da quarta secção a dispersão é o factor principal para a degradação do sinal de dados e, por conseguinte, a diminuição do factor Q.

Analisaram-se os efeitos que a transmissão em regime não-linear tem no cálculo do factor Q. Devido ao sinal de dados que é introduzido na rede ter uma potência baixa a diferença entre transmissão linear e não-linear não é significativa, começando a notar-se a partir da oitava secção. Deste modo usando

transmissão linear ou não linear o limite de secções para o receptor conseguir decodificar o sinal de dados é de sete.

Por último analisou-se a influência da potência média do sinal de dados no cálculo do factor Q para 8, 9 e 10 secções. Notou-se que o valor máximo do factor Q é atingido para uma potência média do sinal de dados à entrada da rede de 0 dBm.

5.6 Bibliografia

- [1] T. Dias, “Sistema WDM de elevada densidade com sinalização AMI-RZ de banda lateral única”, 118/2005/L.

- [2] Akira A., Tanaka K., Edagawa N., “Study on the optimum reed-solomon-based FEC codes for 40-Gb/s-based ultralong-distance WDM transmisson”, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 20, pág. 2189-2195, Dez. 2002.

Capítulo 6 – Conclusões e Trabalho Futuro

6.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se as conclusões finais desta dissertação, bem como alguns tópicos para futuros estudos. As conclusões apresentadas são baseadas nas conclusões de cada capítulo que foram desenvolvidos ao longo desta dissertação de mestrado. Com o desenvolvimento desta dissertação apercebemo-nos que ainda alguns estudos nesta matéria poderão vir a ser desenvolvidos.

6.2 Conclusões

Esta dissertação tinha como objectivo o estudo de transmissão de sinais com etiqueta óptica em redes ópticas comutadas.

Depois de se ter gerado o sinal IM-ODSB foram usados dois métodos para passar o sinal IM-ODSB para um sinal OSSB, ou seja, para suprimir umas das bandas laterais do sinal original. Os métodos usados foram os filtros optoelectrónicos adaptativos e os filtros ópticos.

Usando um filtro optoelectrónico adaptativo conseguiu-se atingir um SSR de 18.05 dB e ter um diagrama de olho igual ao sinal ODSB, ou seja, não houve qualquer distorção.

Foram testados filtros ópticos experimentais e teóricos. O filtro teórico usado foi um filtro de 2ª ordem super-Gaussiano e o filtro óptico experimental foi um filtro com uma função de transferência que nos foi cedida pela Nokia Siemens Networks. No caso dos filtros teóricos conseguiu-se atingir um SSPR de 14.8 dB⁵², contudo o diagrama de olho do sinal OSSB resultante já estava mais fechado do que o diagrama de olho do sinal ODSB, tendo uma EOP de 4.6 dB. No caso dos filtros ópticos experimentais atingiu-se um SSPR de 17.6 dB contudo o diagrama de olho do sinal OSSB já estava muito fechado, tendo uma EOP de 6.4 dB.

Deste modo, ficou provado que o melhor método a usar é a utilização de filtros optoelectrónicos adaptativos. O filtro optoelectrónico adaptativo leva a um decaimento maior (na gama de frequências de 0 a 20 GHz) da DEP do sinal OSSB relativamente à utilização de filtros ópticos. Porém, a razão essencial para a utilização do filtro optoelectrónico, ao invés do filtro óptico, é a degradação causada pelo filtro optoelectrónico no sinal OSSB. Na realidade, como demonstrado, o filtro optoelectrónico não causa qualquer degradação no sinal gerado, como se observa no respectivo diagrama de olho.

No capítulo 3 foi levado a cabo um estudo dos vários nós existentes numa rede óptica comutada, o nó de entrada o nó intermédio e o nó final. Analisaram-se as estruturas de cada nó, começando no esquema mais complexo para, de seguida, se simplificar. Considerou-se a geração do sinal de etiqueta e a acoplação do sinal de etiqueta na banda lateral suprimida do sinal OSSB.

Uma das simplificações levadas a cabo foi a não utilização de conversores de comprimento de onda à saída dos nós. Tomou-se essa opção pelos conversores serem responsáveis por um aumento significativo dos custos e da complexidade do sistema, bem como originarem desvios na frequência do laser.

⁵² De salientar que usando o método para gerar sinais com filtros ópticos, o SSR não levava a conclusões aceitáveis pois não tinha em conta o decaimento lento que existia para as frequências de 0 a 20 GHz (onde ainda existe muita informação). Deste modo, foi essencial definir o SSPR que já levava em conta este decaimento.

O capítulo 4 iniciou-se por um estudo da influência do LP na qualidade do sinal de dados e no sinal de etiqueta. Notou-se que, quanto menor a LP, ou seja, quanto menor a potência média do sinal da etiqueta, menor a BER que se consegue atingir para o sinal de dados. No caso do sinal da etiqueta, quanto menor a LP, maior o valor da BER que se consegue atingir, como seria de esperar.

Contudo, os valores óptimos da LP e do espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta devem ter em conta a influência de outros canais e, portanto, considerar o funcionamento em sistemas multi-canal. Neste caso consideraram-se três canais, o canal em análise e os dois mais próximos. Demonstrou-se que para um LP de -2.5 dB, um espaçamento entre dados e etiqueta de 25 GHz e um filtro óptico experimental com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz é impossível ter-se um espaçamento entre canais de 50 GHz. Assim sendo, optou-se por um espaçamento entre canais de 100 GHz.

Consideraram-se três LPs diferentes e vários espaçamentos entre dados e etiqueta e analisaram-se as influências que estes dois parâmetros têm na degradação do sinal de dados e do sinal da etiqueta. Conclui-se que o sinal de dados é muito mais sensível a estes parâmetros do que o sinal da etiqueta. Deste modo, as conclusões tiradas basearam-se principalmente nos resultados obtidos para o sinal de dados. Os valores óptimos são atingidos para um LP de -2.5 dB e para um espaçamento entre canais de 35 GHz.

De seguida foi levado em conta a influência da dessintonia do filtro do sinal de dados nos resultados obtidos. Conclui-se que a dessintonia óptima é de -16 GHz.

No capítulo 5 foi levado a cabo um estudo da transmissão do sinal por várias secções, ou seja, a passagem do sinal de dados e etiqueta por vários nós intermédios.

Iniciou-se o estudo com transmissão em regime linear para um sistema mono-canal passando de seguida para um sistema multi-canal. Optimizou-se o filtro de dados, a dessintonia do filtro de dados e o espaçamento entre o sinal de dados e o sinal da etiqueta tendo em conta o factor Q do sinal de dados na terceira secção. Obteve-se os valores óptimos para um filtro óptico com uma largura de banda a -3 dB de 37.5 GHz, uma dessintonia de -15 GHz, um espaçamento entre dados e etiqueta de 40 GHz e um LP de -2.5 dB. Com estes parâmetros conseguiu-se obter um factor Q de 5.5 para a terceira secção.

De seguida obteve-se o factor Q em função do número de secções, ou seja, em função do número de nós intermédios. Usando uma descodificação de Reed-Solomon consegue-se ter um sinal de dados aceitável até sete secções. Analisaram-se os factores que levavam a uma diminuição elevada do factor Q em função do número de secções, o ruído causado pelos EDFAs e a dispersão causada pela fibra de transmissão SSMF. Para se poder notar a influência do ruído traçou-se o gráfico da OSNR em função do número de secções, por sua vez, para se poder notar a influência da dispersão traçou-se o gráfico da EOP em função do número de secções. Notou-se que até à quarta secção o ruído é o factor principal para a diminuição do factor Q, a partir da quarta secção a dispersão é o factor principal para a degradação do sinal de dados e, por conseguinte, a diminuição do factor Q.

Analisaram-se os efeitos que a transmissão em regime não-linear tem no cálculo do factor Q. Devido ao sinal de dados que é introduzido na rede ter uma potência baixa a diferença entre transmissão linear e não-linear não é significativa, começando a notar-se a partir da oitava secção. Deste modo, para os valores parâmetros considerados, usando transmissão linear ou não linear, o limite de secções para o receptor conseguir descodificar o sinal de dados é de sete.

Por último analisou-se a influência da potência média do sinal de dados no cálculo do factor Q para 8, 9 e 10 secções. Notou-se que o valor máximo do factor Q é atingido para uma potência média do sinal de dados à entrada da rede de 0 dBm.

6.3 Futuros estudos

- Estudar a transmissão do sinal de dados e etiqueta usando filtros experimentais com diferentes larguras de banda para fazer a filtragem do sinal de dados nos nós intermédios.
- Estudar novos valores de parâmetros e novos filtros ópticos que possibilitem um espaçamento entre canais de 50 GHz.
- Considerar estruturas mais complexas para os nós das redes ópticas com comutação de etiqueta.

Anexo A – Cálculo da OSNR numa Rede Óptica com Comutação de Etiqueta para uma Secção

Neste anexo vai ser levado a cabo um estudo do cálculo analítico da osnr para uma secção considerando um sistema multi-canal. A osnr é dada pela seguinte expressão

$$OSNR = \frac{p_p}{2 \times B_0 \times S_{EEA}}, \quad (A.1)$$

onde p_p é a potência média do sinal à entrada do receptor, S_{EEA} é a densidade espectral de potência de ruído de emissão espontânea amplificado e B_0 é a largura de banda a -3 dB do filtro óptico à entrada do receptor.

Inicia-se este estudo pela representação do esquema de transmissão com uma secção considerando um sistema multi-canal com três canais. Este esquema pode ser observado na Figura A.1.

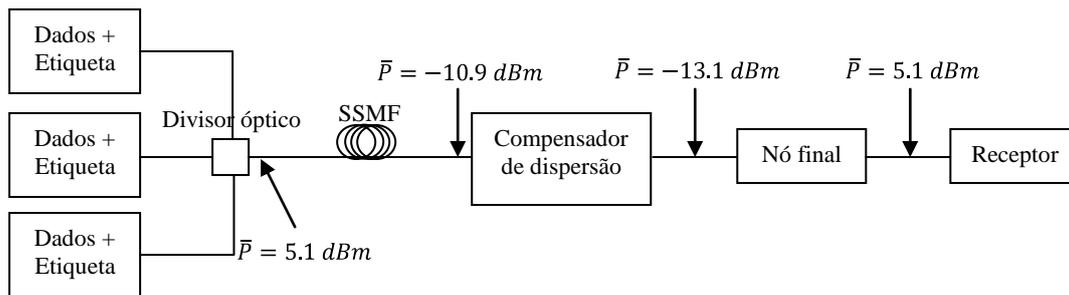


Fig. A.1 – Esquema de transmissão óptica com uma secção num sistema multi-canal com três canais.

Na Figura A.1 pode observar-se um esquema de uma secção de uma rede óptica com comutação de etiqueta e as respectivas potências médias em cada ponto da secção. Esta secção é constituída por uma fibra óptica de transmissão SSMF, um bloco compensador de dispersão e um nó final. Por fim o sinal chega ao receptor.

No início da secção multiplexam-se três conjuntos de sinais dados e etiqueta para posteriormente serem propagados numa fibra de transmissão óptica SSMF. Nos 80 km da fibra de transmissão SSMF vai haver 12 dB de perdas que serão compensadas no bloco compensador de dispersão.

Para uma melhor compreensão, de seguida representa-se o interior de cada bloco. Na Figura A.2 observa-se o bloco compensador de dispersão.

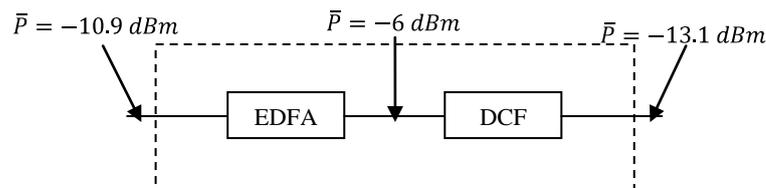


Fig. A.2 – Esquema do bloco compensador de dispersão com amplificação óptica.

Devido aos efeitos não lineares na fibra compensadora de dispersão DCF impõe-se uma potência média à entrada da fibra compensadora de dispersão DCF muito baixa, -6 dBm, como se pode observar na Figura A.2. Para se ter essa potência à entrada da fibra compensadora de dispersão DCF usa-se um EDFA. O EDFA do bloco compensador de dispersão vai ter um ganho de 5.1 dB. Contudo, no processo de amplificação, o amplificador amplifica também a emissão espontânea de fótons gerados no seu interior. Esta *emissão espontânea amplificada* (EEA) aparece como ruído à saída do amplificador. O ruído de EEA com densidade espectral de potência, $S_{EEA}(\nu)$, por cada modo de polarização é dado por

$$S_{EEA}(\nu) = \frac{f_n}{2} (g - 1) h \nu, \quad (\text{A.2})$$

onde f_n é o factor de ruído, g é o ganho do EDFA, h é a constante de Planck e ν é a frequência. Atribuiu-se ao factor de ruído um valor de 4.8 dB (este valor está entre o intervalo de valores típicos). Deste modo, o EDFA do bloco compensador de dispersão tem uma densidade espectral de potência de EEA de 1.04×10^{-18} W/Hz.

Devido à atenuação existente na fibra compensadora de dispersão DCF o sinal transmitido vai sofrer 7 dB de perdas.

Concernente ao bloco do nó final para três canais, apresenta-se um esquema na Figura A.3.

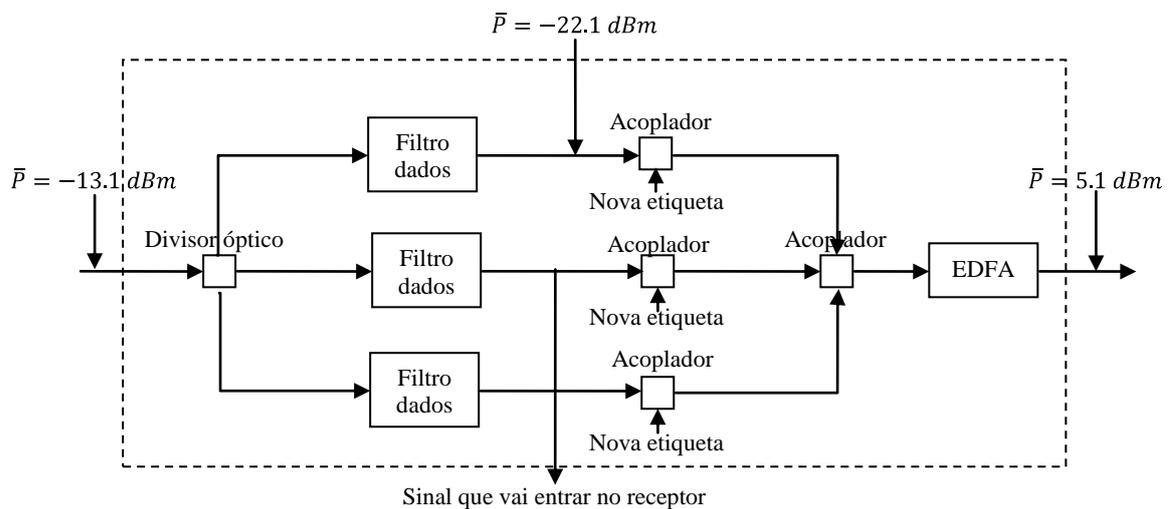


Fig. A.3 – Esquema do bloco nó final.

À entrada do bloco compensador de dispersão desmultiplexam-se os sinais com o objectivo de encaminhar o sinal de dados do canal central à saída do filtro de dados para o receptor. De salientar que o filtro de dados tem 9 dB de perdas.

Por último, o sinal de dados vai passar pelo receptor, como é mostrado na Figura A.4.

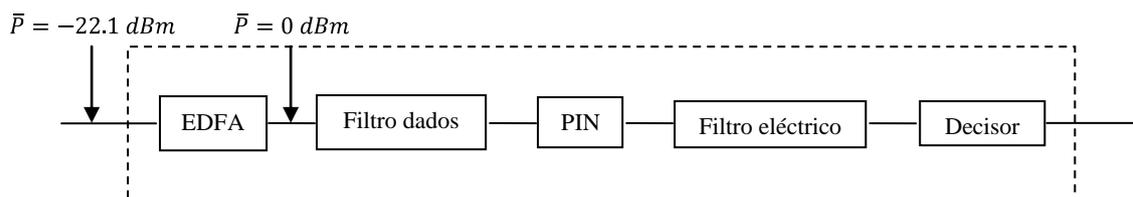


Fig. A.4 – Esquema do receptor.

Usualmente impõe-se uma potência média à entrada do PIN de 0 dBm. Deste modo, o EDFA do receptor tem um ganho de 22.1 dB e uma densidade espectral de potência de EEA de 6.16×10^{-17}

W/Hz. O filtro de dados usado no receptor tem uma largura de banda a -3 dB de 62.6 GHz e uma dessintonia de -16 GHz. No que diz respeito ao filtro eléctrico utilizou-se um filtro de Bessel de 3ª ordem com uma largura de banda a -3 dB de 70% do débito do sinal. O PIN tem uma respostividade R_λ de 1A/W.

Tendo em conta que a potência do sinal à entrada do receptor p_p é de 1 mW, a largura de banda a -3 dB do filtro óptico à entrada do receptor B_0 é de 62.6 GHz, só falta determinar o valor da S_{EEA} para se poder calcular o osnr. A S_{EEA} total é a S_{EEA} do EDFA do bloco compensador de dispersão, atenuada na fibra compensadora de dispersão DCF, filtrada pelo filtro do bloco nó final, amplificada pelo EDFA do bloco do receptor e finalmente, somada com a S_{EEA} do receptor.

Deste modo, obtém-se uma osnr de 397.7, ou seja 25.9 dB.