

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Single Sideband PAM-4 Optical Transmission: design and implementation

Sérgio Miguel Carvalho Gonçalves



FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

Mestrado Integrado em Engenharia Informática e Computação

Supervisor: Professor Doutor Henrique Salgado

Second Supervisor: Professor Doutor Luís Pessoa

27 de outubro de 2021

Single Sideband PAM-4 Optical Transmission: design and implementation

Sérgio Miguel Carvalho Gonçalves

Mestrado Integrado em Engenharia Informática e Computação

Aprovado em provas públicas pelo Júri:

Presidente: Prof. Abel Jorge Antunes da Costa

Arguente: Prof. Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro

Vogal: Prof. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

27 de outubro de 2021

Sumário

A transmissão através de IM/DD SSB PAM-4, como demonstrado nos últimos anos, é uma solução eficaz e de baixo custo para comunicações de curtas distâncias e altos débitos. O facto de o sistema ser IM/DD, isto é, funcionar com deteção direta através de um fotodíodo e uma fonte luminosa com modulação externa (neste caso um laser), permite evitar a complexidade excessiva de recetores coerentes. Por outro lado, a utilização de uma SSB permite obter o dobro da eficiência espectral da tradicional DSB e assim efetuar uma importante poupança em largura de banda. Nesta tese são estudados os sistemas IM/DD SSB PAM-4 e é implementado um sistema deste tipo. O sistema foi primeiro implementado em ambiente MATLAB Simulink, com o tratamento digital do sinal a ser potenciado pelos blocos representativos dos diversos filtros, igualizadores e outros operadores elétricos deste mesmo software. Por outro lado, os instrumentos ópticos como o MZM, a fibra e o fotodíodo foram simulados através de modelos desenvolvidos com base na literatura. Depois o transmissor foi implementado em laboratório através da utilização de um AWG para gerar a forma de onda PAM-4 requerida e um MZM para a geração do sinal SSB. Houve depois a receção em condições BTB através de um fotodíodo que permite a conversão do domínio ótico para digital para processamento *offline* através do recetor já desenvolvido em MATLAB Simulink. Este recetor permite recuperação parcial do sinal original, através de algoritmos de amplificação e normalização do sinal, igualização adaptativa, desmodulação e por fim contagem de erros. O desempenho do sistema foi então avaliado para diversos débitos de dados para os dois casos, assim como a contribuição e importância de cada componente para este desempenho.

Palavras-Chave: PAM-4, SSB, Transmissão, MZM, IM/DD, DSP

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Henrique Salgado pela orientação, bons conselhos e constante disponibilidade para ajudar. Gostaria de agradecer ao Prof.Dr. Luís Pessoa pelo auxílio prestado e partilha de conhecimento. Gostaria de agradecer à Dr.Joana Tavares pela partilha de conhecimento, bem como do seu modelo de propagação na fibra óptica. Agradeço ao INESC Porto por disponibilizar o equipamento e condições para a realização deste trabalho. Á minha família por tornar tudo isto possível e ser sempre compreensiva e disponível para me aconselhar, ajudar e animar sempre que necessário.

Sérgio Miguel Carvalho Gonçalves

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e motivação	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Estrutura do documento	2
1.4	Contribuições	2
2	Estado da Arte	3
2.1	Introdução	3
2.2	Pré-Processamento digital e geração do sinal	3
2.2.1	Sistema IM/DD	3
2.2.2	Geração do sinal PAM-4	7
2.2.3	Interpolação e filtro Raised Cosine	10
2.2.4	Transformada de Hilbert	10
2.3	Propagação na fibra	10
2.3.1	Dispersão Material	11
2.3.2	Dispersão de guia de onda	11
2.3.3	Dispersão do modo de polarização	12
2.3.4	SPM	12
2.4	Transmissão do sinal SSB PAM4	12
2.4.1	Funcionamento do Mach-Zender	12
2.4.2	Técnicas de pré-Compensação da dispersão na fibra	14
2.4.3	IQ Modulator vs DDMZM	18
2.4.4	ECL Laser	19
2.4.5	Controlo de polarização e amplificação	19
2.5	Receção e amplificação do sinal	19
2.5.1	Foto-díodo	19
2.5.2	EDFA	19
2.6	Processamento do sinal pós-receção	20
2.6.1	Reamostragem	20
2.6.2	Métodos de remoção da SSBI	20
2.6.3	Igualização	23
2.7	Conclusão	23
3	Implementação e Validação dos componentes de Simulação em MATLAB	25
3.1	Introdução	25
3.2	DSP na transmissão	26
3.2.1	Mapeamento do PAM-4	26
3.2.2	Formatação com RRC	27

3.2.3	Geração da transformada de Hilbert	28
3.2.4	Compensação do fenómeno de Gibbs	32
3.2.5	Reamostragem	34
3.3	Transmissão ótica	35
3.3.1	Funcionamento do DDMZM	35
3.3.2	Método de Phase-Shift para geração da SSB	36
3.3.3	Figuras de Mérito	38
3.4	Propagação na Fibra	39
3.4.1	Filtragem do ruído do ASE	41
3.4.2	Parâmetros da fibra	42
3.5	Receção ótica	42
3.5.1	PIN vs APD	42
3.5.2	Funcionamento do PIN	43
3.5.3	Ruído	44
3.6	DSP na Receção	46
3.6.1	Reconstrução complexa no recetor KK	46
3.6.2	Métodos de compensação da dispersão	48
3.6.3	Amplificação e Matched Filtering	50
3.6.4	Remoção da componente DC	51
3.6.5	Sincronização	52
3.6.6	Igualização	53
3.6.7	Desmodulação	59
3.7	Análise do Sistema Completo	59
3.7.1	100 Gbits/s	60
3.7.2	2.5 Gbits/s em BTB	63
3.8	Conclusão	65
4	Validação experimental do sistema	67
4.1	Introdução	67
4.2	Montagem Experimental e Equipamento	68
4.2.1	Montagem Experimental	68
4.2.2	Equipamento	69
4.3	DSP na Transmissão	71
4.3.1	Modulação e formatação da forma de onda	71
4.3.2	Geração da transformada de Hilbert	73
4.4	Transmissão e Receção ótica	75
4.4.1	Circuito de fibra ótica	75
4.4.2	Controlador de Polarização	76
4.4.3	Funcionamento do DDMZM	76
4.4.4	Deteção no PIN	78
4.4.5	Avaliação do sinal SSB gerado	79
4.5	DSP na Receção	81
4.6	Análise da performance do sistema completo	84
4.6.1	2.5 Gbits/s em BTB	84
4.7	Conclusão	85
5	Conclusões e trabalho futuro	87
5.1	Trabalho Desenvolvido	87
5.2	Trabalho Futuro	88

CONTEÚDO

vii

Referências

91

Lista de Figuras

2.1	Esquema representativo do processamento digital antes da transmissão e depois da recepção [35]	4
2.2	Densidade espectral entre detecção coerente/linear e transmissão linear/não-linear[29].	4
2.3	Experimental setup for Dual Polarization QPSK[3]	5
2.4	Fatores caracterizadores da modulação [19]	5
2.5	BER em função da potência óptica recebida para PAM,CAP e OFDM [40]	7
2.6	Esquema representativo da transmissão e recepção para SSB PAM-4 [35]	8
2.7	Processo de mapeamento e "desmapeamento" do PAM-4 e respetivo sinal gerado[52]	8
2.8	Diagramas de olho para a) sinal gerado eletricamente b) sinal gerado opticamente com o MZM para 40,45,50 Gbauds [52]	9
2.9	Relação entre o BER e a potência óptica recebida [52]	9
2.10	Origem da dispersão em fibras [5]	11
2.11	MZM com 1 e 2 ramos [19]	13
2.12	Campo elétrico e Potência na saída de um MZM[19]	13
2.13	Esquema de um IQ Modulator [19]	14
2.14	Resposta em frequência para diferentes valores de polarização [35]	14
2.15	Comparação do BER entre DCF e com pré-distorção [40]	15
2.16	Comparação do BER entre sistemas SSB e com pré-distorção [40]	16
2.17	Circuito proposto com transmissor pré-compensado [14]	17
2.18	Arquitetura do filtro proposto [14]	17
2.19	Comparação do BER entre sistemas com DDMZM e IQ Modulator com pré-compensação da dispersão [40]	18
2.20	Configuração esquemática do DSP na recepção[62]	20
2.21	As etapas do DSP na recepção [62]	20
2.22	Esquemas de remoção da SSBI:a) KK receiver para sinal com uma só portadora b) KK receiver para sinal OFDM c) IC receiver para sinal com uma só portadora d) IC receiver para sinal OFDM [44].	21
2.23	Constelações resultantes da aplicação do método iterativo com n° de iterações 1,2,3,4 e 5 em BTB [44]	22
2.24	OSNR requerido em função da distância de transmissão nos recetores KK e IC para diferentes CSPR ($@BER = 1 \times 10^3$) [44]	23
3.1	Diagrama de blocos para o DSP na transmissão	25
3.2	Esquema representativo da Modulação e "Pulse Shaping"	26
3.3	Diagrama de Constelação PAM-4	27
3.4	Esquema comparativo dos tipos de constelação linear e de Gray [10]	27
3.5	Resposta impulsional do filtro RRC	28
3.6	Espetro antes da aplicação do filtro RRC	29

3.7	Espectro depois da aplicação do filtro RRC	30
3.8	Parâmetros do filtro de Hilbert	30
3.9	Resposta impulsional do filtro de Hilbert	31
3.10	Espectro do sinal em banda-base/original	31
3.11	Espectro do sinal depois de receber transformada de Hilbert	32
3.12	Anomalias provocadas no sinal resultantes do efeito de Gibbs	32
3.13	“Ringing” provocado numa onda quadrada quando o número de termos de frequên- cia é truncado [33]	33
3.14	Configuração utilizada para substituir o filtro Decimador	33
3.15	Circuito utilizado para aplicação do filtro de Hilbert e reamostragem	34
3.16	Circuito utilizado para simular o DDMZM	35
3.17	Operações no bloco <i>phase-shifter</i> utilizado	36
3.18	Diagrama de blocos para geração do sinal SSB pelo método de Phase-Shift	37
3.19	Espectro do sinal SSB gerado	37
3.20	Espectro ótico em condições BTB com e sem filtro ótico com medições do OSNR, CSPR e SSR [46]	38
3.21	Espectro ótico obtido em condições BTB com medições do CSPR e SSR	39
3.22	Blocos de simulação para a propagação na fibra e filtro ótico	40
3.23	Diagrama exemplificativo da eliminação do ruído ASE [23]	41
3.24	Efeito do batimento do ruído ASE no fotodíodo [23]	41
3.25	Comparação entre PIN e APD em função do fator Q e BW [11]	44
3.26	Blocos utilizados para o PIN e introdução de ruído respetivo	45
3.27	Diagrama de blocos para o DSP na receção	46
3.28	Operações no recetor: reamostragem, recetor KK e alinhamento de fase	46
3.29	Operações no KK receiver	47
3.30	Esquema do KK receiver	48
3.31	BER em função do parâmetro <i>div</i> , quociente do débito de 100 Gbits/s pela largura de banda	50
3.32	BER em função do parâmetro <i>div</i> , quociente do débito de 12.5 Gbits/s pela largura de banda	51
3.33	Circuito de Amplificação e filtro RRC-Rx	52
3.34	Circuito de bloqueio da componente DC	53
3.35	Diagrama de atrasos do circuito completo	53
3.36	Circuito de igualização utilizando o MLSE, decimação e desmodulação	54
3.37	Diagrama de blocos do DFE [37]	55
3.38	Diagrama de blocos do <i>Linear Equalizer</i> [43]	56
3.39	BER em função do número de taps do igualizador linear para uma fibra de com- primento de 50 km.	57
3.40	Evolução do BER em função do tempo para os diferentes igualizadores testados a) laranja Linear b) vermelho DFE c) verde DFE+Linear d) amarelo MLSE (Sequên- cia de treino com 0.10 do tamanho total)	57
3.41	Evolução do BER em função do tempo para os diferentes igualizadores testados a)laranja Linear b)vermelho DFE c)verde DFE+Linear d)amarelo MLSE (Sequên- cia de treino com 0.20 do tamanho total)	58
3.42	Circuito de igualização, decimação e desmodulação	59
3.43	Diagrama de blocos de todo o sistema	60
3.44	BER em função da “Bitrate” ao longo de 50 km de fibra	61
3.45	BER em função do OMI com $V_{\pi} = 6V$ ao longo de 50 km de fibra	62

3.46	BER em função do comprimento da fibra	62
3.47	BER em função da “Launch Power” para a fibra ao longo de 50 km	63
3.48	BER em função do comprimento da fibra para métodos diferentes de compensação da dispersão: a) a amarelo DCF ótima b) a vermelho Pré-compensação c) a azul Pós-compensação	64
3.49	BER em função do Bitrate em condições BTB	64
4.1	Montagem do sistema com conexões entre o AWG, o Osciloscópio e o computador	68
4.2	Diagrama do esquema de montagem do sistema	69
4.3	Montagem do sistema com conexões entre o AWG, o DSO e o computador	70
4.4	Parâmetros para a geração do sinal PAM-4	72
4.5	Parâmetros do sinal PAM-4	72
4.6	Função de transferência do filtro de Hilbert	74
4.7	Sincronização de dois sinais: a) a amarelo o sinal original; b) a laranja o sinal que recebeu transformada de Hilbert	75
4.8	Orientação utilizada no controlador de polarização	77
4.9	Potência na saída com tensão de polarização em ambos os braços	78
4.10	Ligações efetuadas no DDMZM	78
4.11	Potência na saída apenas com tensão de polarização no braço 1	79
4.12	Potência na saída apenas com tensão de polarização no braço 2	80
4.13	Espectro do sinal SSB com amplitude 175 mV após reconstrução complexa no recetor KK	81
4.14	Espectro do sinal SSB com amplitude 425 mV após reconstrução complexa no recetor KK	82
4.15	Circuito para <i>upload</i> dos vetores dos sinais recebido (Ch1) e de treino (Ch2) para processamento <i>offline</i> e reconstrução complexa	83
4.16	Circuito para igualização e cálculo do número de símbolos errados	83
4.17	BER em função do OMI em condições BTB com $V_{bias1} = 2.05V$	84

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros da fibra	43
3.2	Parâmetros do foto-díodo	45
4.1	Equipamento Utilizado	71
4.2	Potência ótica em certos pontos do circuito	76
4.3	Parâmetros dos sinais SSB descarregados com $V_{bias1} = 2V$	80

Acrónimos

APD	Avalanche Diode
ASE	Amplified spontaneous Emission Noise
AWG	Arbitrary Wave Generator
BTB	Back-to-back
CAP	Carrierless amplitude phase
CD	Chromatic Dispersion
CSPR	Carrier to Signal Supression ratio
CW	Continuous-wave
D/A	Digital to analog converter
DCF	Dispersion compensating fiber
DDMZM	Dual-drive Mach Zender
DFB	Distributed feed-back
DFE	Decision feedback equalizer
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Discrete Multitone
DQPSK	Digital Quadrature phase shift keying
DSB	Double Sideband
DSO	Digital Storage Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processing
ECL	External cavity laser
EDFA	Erbium Doped Amplifier
ENOB	Effective Number of Bits
FC/PC	Fibre Conector/Physical Contact
FC/APC	Fibre Conector/Angled Physical Contact
FEC	Feed-Forward Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
HSC	Hiltert Superposition Cancelation
IC	Iterative Cancellation Receiver
IIR	Infinite Impulse Response
IM/DD	Intensity Modulated Direct Detection
IQM	In-phase Quadrature Modulator
ISD	Information Spectral Density
KK	Kramers-Kroenig
LE	Linear Equalizer
LMS	Least mean square
MLSD	Maximum Likelihood sequence detection
MSE	Mean Squared Error
NRZ	Non-return to zero
OMI	Optical Modulation Index
OOK	On-Off Keying
OSNR	Optical Signal to Noise ratio
PAM-4	Pulse Amplitude Modulation - 4 levels

PAPR	Peak-to-average Power ratio
PC	Polarization Controller
PCM	Pulse-code Modulation
PD	Photo-diode
PDM	Polarization Division Multiplexing
PM	Polarization mode
PSD	Power Spectral Density
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature phase shift keying
RLS	Recursive least square algorithm
RMS	Root Mean Squared
RC	Raised Cossine
RRC	Root Raised Cossine
SPM	Self-Phase Modulation
SSB	Single Sideband
SSBI	Signal -to-beat Interference
SSMF	Single-mode fiber
SSR	Sideband Supression Ratio
USB	Upper Sideband
LSB	Lower Sideband
VCSEL	Vertical-cavity surface-emitting
VSA	Vector Signal Analyzer
VSB	Vestigial Side Band

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e motivação

Com o passar dos tempos, tem havido uma crescente necessidade de encontrar sistemas de transmissão mais rápidos e eficientes de transmissão e recepção de dados. Os sistemas ópticos têm sido a opção preferencial devido à sua elevada largura de banda e baixa atenuação.

Para tirar partido da elevada largura de banda da fibra, a abordagem passa pelo uso do aumento da eficiência espectral, através da implementação de modulações avançadas (amplitude e fase), no entanto, utilização de padrões avançados de modulação normalmente trazem com eles elevados níveis de consumo e por isso são descartados. Em sistemas de comunicação onde este parâmetro é importante, tal como em centros de dados, a modulação PAM-4 é uma modulação bastante útil para curtas distâncias e altas velocidades [55].

Os centros de dados necessitam de altos débitos, tanto em conexões no próprio centro, como na comunicação entre centros de dados. Como explicado em [24], há também uma crescente procura por banda, o que ainda mais justifica a utilização de sistemas ópticos. Dentro destes, os IM/DD surgem como a solução mais prática [62].

Em DSB("Double Sideband"), a dispersão cromática na fibra frequentemente introduz elevado desvanecimento na potência do sinal propagado [51]. Na proposta de sistema apresentada, temos um sistema SSB, o que implica a redução deste tipo de penalidade do sinal. Assim o sistema ótico de transmissão IM/DD SSB PAM-4 surge naturalmente como uma opção bastante viável, se bem executada. Com débitos na ordem dos 100 Gb/s para distâncias de aproximadamente 80 km, esta é a opção com maior débito com apenas um canal para este formato de modulação. Tem resultados já testados e comprovados em vários documentos, como em [47].

1.2 Objetivos

Os principais objetivos a atingir nesta tese são:

- Estudar e implementar um sistema de transmissão SSB PAM-4
- Implementar algoritmos de compensação da dispersão na fibra

- Implementação no laboratório de um sistema SSB PAM utilizando um *Mach-Zender*
- Análise dos resultados obtidos e comparação com os valores teóricos

1.3 Estrutura do documento

Este documento está dividido em 5 capítulos. No primeiro capítulo é feita uma introdução a todo o trabalho, no segundo capítulo é abordado o estado da arte da tecnologia, no terceiro capítulo é descrita a implementação em simulação desenvolvida para solucionar o problema e é apresentada uma análise do sistema, no quarto capítulo é feita uma validação experimental do sistema desenvolvido e por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais.

1.4 Contribuições

As principais contribuições do trabalho desenvolvido são:

- Projeto e simulação de uma sistema ótico PAM4-SSB com velocidades até 100 Gbits/s para tamanhos de fibra até 80 km
- Validação experimental de um sistema PAM4-SSB em condições BTB ("Back to Back") com velocidades até 10 Gbits/s
- Processamento de sinal na recepção com compensação da SSBI através de um recetor KK ("Kraemers-Kronig")
- Validação do interesse deste tipo de sistemas para sistemas de alto-débito e curtas distâncias, por exemplo, em centros de dados
- Processamento de sinal na recepção com utilização de 3 igualizadores distintos
- Projeto e simulação de um sistema ótico PAM-4 SSB com mitigação da dispersão material utilizando 3 métodos de compensação da dispersão distintos
- Validação da Transmissão e geração de um sinal SSB com dois DDMZM distintos (o primeiro em simulação e o segundo experimentalmente)

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Introdução

Neste capítulo serão discutidas cada uma das peças que constituem este complexo sistema. As secções que se seguem procurarão cobrir sequencialmente o funcionamento de cada componente do sistema.

A figura 2.1 é um esquema representativo do processamento digital do sinal que tem de ocorrer antes e depois da transmissão e receção já referidas. Primeiramente o PAM-4 é mapeado e o sinal é amostrado a uma taxa superior a taxa de *Nyquist*. Um filtro RRC permite a formatação da onda para um cosseno quadrado com o objetivo de poupar em largura de banda do sistema. O sinal recebe a já referida transformada de Hilbert para geração da SSB. Depois pode haver pré-distorção do sinal para a compensação da dispersão resultante da propagação da fibra (esta compensação pode também ocorrer no recetor). Já na receção haverá uma reamostragem e reconstituição do sinal em módulo e fase através da sua intensidade (obtida através da lei quadrada no foto-díodo) no KK *receiver*. Depois um alinhamento de fase e obtenção da parte real permite reconstituição da DSB original. O filtro de receção RRC permite recuperação do formato da onda original, este processo é acompanhado de uma amplificação e eliminação da componente DC do sinal. Por fim, há uma igualização do sinal através de diversos algoritmos como RLS e LMS para estimação da função de transferência inversa do canal utilizando uma sequência de treino.

2.2 Pré-Processamento digital e geração do sinal

2.2.1 Sistema IM/DD

A utilização de sistemas de deteção direta tem vindo a atrair cada vez mais atenção sobretudo devido ao seu baixo custo e facilidade de integração [62]. Um sistema IM/DD ou “Intensity Modulated Direct Detection” é um sistema com modulação em intensidade, o que significa que a potência óptica é modulada pelo sinal a transmitir. No recetor, um detector de potência recupera a

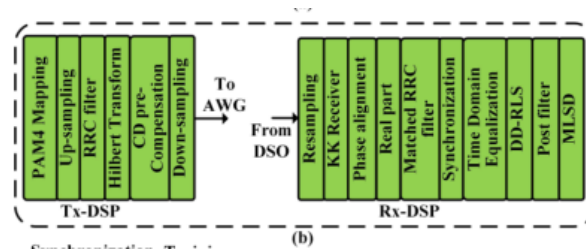


Figura 2.1: Esquema representativo do processamento digital antes da transmissão e depois da recepção [35]

informação original. Geralmente é considerado um método prático, uma vez que apenas necessita de um foto-detector para medir a intensidade da luz recebida, isto é, a desmodulação pode ser atingida pela detecção direta e conversão da potência ótica.

A figura 2.2 relaciona a PSD com a ISD ("Information Spectral Density"), como podemos ver o sistema IM/DD, não consegue competir em termos de ISD. Isto acontece porque na modulação OOK (utilizada para representar os sistemas IM/DD lineares no caso da figura 2.2), a informação pode ser extraída apenas da amplitude. Por outro lado, em sistemas coerentes as modulações utilizadas são complexas, é possível por isso, extrair informação de fase e amplitude do sinal. Para transmissão não-linear, as não-linearidades não crescem com a PSD, como é o caso em sistemas coerentes e IM/DD. Os efeitos de saturação do amplificador ótico e não-linearidades da fibra impõem um limite máximo na ISD, a partir do qual esta diminui com a PSD.

Uma opção frequente em sistemas coerentes é a utilização de multiplexagem, de polarizações, isto é, transmitir em dois canais com a mesma frequência portadora em estados de polarização ortogonal. Estes sistemas exigem, no entanto, mecanismos mais complexos para obtenção do sincronismo de fase relativamente a sistemas IM/DD. O elevado número de componentes óticos e elétricos do sistema, aumenta significativamente o custo e consumo total do sistema [55]. A necessidade de utilização de amplificadores, PIN *diodes*, *Polarization controllers*, etc distintos para cada um dos canais do sistema comprova isto mesmo. A figura 2.3 apresenta um sistema que utiliza polarização dupla.

Ainda que a utilização de sistemas coerentes permita a transmissão de mais informação, a utilização de IM/DD é mais prática em sistemas de curta distância relativamente a sistemas coerentes,

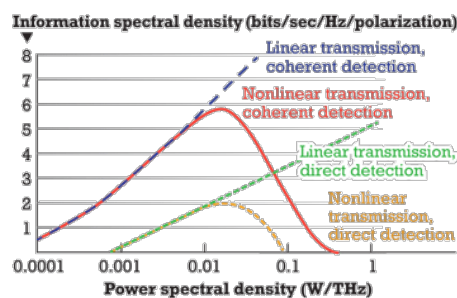


Figura 2.2: Densidade espectral entre detecção coerente/linear e transmissão linear/não-linear[29].

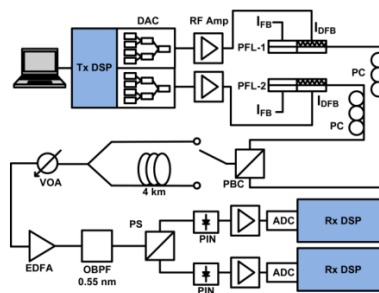


Figura 2.3: Experimental setup for Dual Polarization QPSK[3]

sobretudo devido à complexidade dos recetores em sistemas coerentes.

2.2.1.1 Formatos de modulação

Uma questão fundamental na comunicação ótica é como otimizar o débito de dados e aproveitar da melhor forma a banda disponível. A resposta é, frequentemente, utilizando um tipo de modulação ou formato do impulso que permite otimizar a eficiência espectral. O transporte ótico de dados começou com os mais simples tipos de codificação: NRZ/OOK e RZ. Este conceito tem limitações, no entanto, quando os débitos chegam a 40 Gbps. Em canais com espectros largos, os canais vizinhos vão sobrepor-se resultando em *crossstalk* (interferência intersimbólica provocada pela interferência entre dois símbolos adjacentes) e degradação da informação modulada [29]. Por esta razão, foi necessário alterar a abordagem e usar modulações mais complexas como o PAM ("Pulse Amplitude Modulation"), DQPSK ("Differential Quadrature Phase-Shift Keyeing") e PCM ("Pulse Code Modulation").

Modulações complexas melhoram a eficiência espectral utilizando todos os parâmetros da onda para codificar informação: amplitude e fase. Os fatores caracterizadores de uma modulação estão ilustrados em 2.4. A utilização de filtros de *pulse shaping* permite aumentar ainda mais a eficiência espectral, através do estreitamento do espectro ocupado [55].

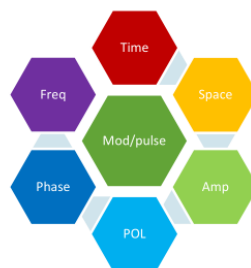


Figura 2.4: Fatores caracterizadores da modulação [19]

2.2.1.2 Histórico de valores atingidos

Uma comparação entre CAP, PAM e DMT é realizada para comprimentos de onda de 1310 nm e vários comprimento de fibra no artigo [52]. Uma taxa de dados de 83.3 Gb/s em PDM PAM-4 foi reportada utilizando dois VCSELs e detecção coerente através de 400 km de SSMF [50]. Utilizando DD, foram atingidos 50 Gb/s através de 100m [34], 140 Gb/s através de 20 km SSMF [58] e 112 Gb/s através de 1 km de fibra [53]. CAP é também *low-cost* e utiliza banda limitada. Para já, foram atingidas taxas de 221 Gb/s ao longo de 225 km e 336 Gb/s ao longo de 451 km para detecção coerente [6]. Para PDM DD foram atingidos 56 Gb/s ao longo de 15 km de fibra [48]. OFDM surgiu também como um candidato atraente para transmissão ótica. Um sistema multicanal com 8x11.5 Gb/s SSB OFDM DD foi atingido para distâncias de 1000 km [32]. Para além disto 100 Gb/s SSB OFDM ao longo de uma fibra de 320 km foi também já demonstrado [57]. DFT OFDM foi proposto para suprimir o *peak to average power ratio* (PAPR) de sinais OFDM. Apesar de haver bastante investigação no tema, ainda não foi proposto um sistema com 100 Gb/s para comprimentos de fibra superiores a 400 km (consideradas longas distâncias) DD *low-cost*. Isto acontece porque para longas distâncias a CD é bastante prejudicial. SSB e VSB são duas opções válidas para contrariar isto. SSB introduz no entanto 3 dB de perdas no SNR comparativamente com DSB [59]. Pré-compensação desta CD é outra forma de suprimir a distorção. 336 Gb/s PDM-64 QAM foi demonstrada com um Modulador IQ e pré-compensação ao longo de 40 km de SSMF [13]. Mais recentemente, foi também provada a possibilidade de utilizar 56 Gb/s DMT ao longo de 320 km de SSMF [49] e 100 Gb/s DMT ao longo de 80 km utilizando um DDMZM e pré-compensação da CD [59].

Em [52] é feita uma comparação de PAM-4, CAP-16 e DFT-S OFDM para uma mesma montagem experimental com 112 Gb/ e 80 km de SSMF. E é também testada uma configuração com 100Gb/s para 480 km com estas 3 modulações.

2.2.1.3 Comparação do DSP entre modulações

Sendo CAP uma modulação sem portadora, o sinal QAM é gerado através de dois sinais PAM filtrados por dois filtros tais que as suas respostas de impulso formem um par de Hilbert. Assim necessita de uma separação extra no IQM e *shaping filters*. DFT OFDM necessita de uma FFT e respetiva IFFT extra relativamente ao PAM-4 .

Em PAM-4, para evitar aliasing, uma janela de Kaiser é utilizada para *pulse shaping*. Depois da reamostragem, o sinal é pré-distorcido com o inverso do atraso de fase causado pela CD. Durante o processo offline, o sinal amostrado é primeiro processado pelo algoritmo de recuperação de timing de Gardner. Depois os dados são enviados para um módulo de equalização não-linear utilizando um filtro LMS Volterra.

Em CAP-16, no transmissor primeiro os dados são mapeados para símbolos complexos de um sinal 16-QAM. Depois de pre-equalização, os dados recebem um *upsample*. Uma separação IQ é utilizada para formar um par de Hilbert e um filtro de *square root raised cosine* é aplicado. O

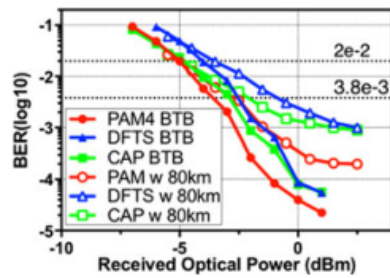


Figura 2.5: BER em função da potência óptica recebida para PAM,CAP e OFDM [40]

mesmo processo de pré-compensação é aplicado. Durante o processo offline, o sinal é enviado para um filtro para separar as componentes em fase e quadratura depois de recuperação do sincronismo.

Em DFT OFDM, no transmissor os dados são primeiro mapeados para 16-QAM. Depois é aplicada uma FFT de 2048 pontos para gerar o sinal DFT-S e depois uma transformada IFFT é utilizada para gerar o sinal OFDM com 2048 subportadoras. É utilizado 1 símbolo de treino para recuperar os outros 19 símbolos por estimação do canal. Um *cyclic prefix* é adicionado para aliviar a interferência intersimbólica resultante da CD. Depois é utilizada modulação das subportadoras para gerar um sinal de valor real DFT-S OFDM. Durante o processamento offline, o sinal é primeiro processado utilizando um igualizador não-linear. Um *post equalizer* baseado num *zero-forcing method* é utilizado depois com 1 símbolo de treino. LMS é novamente aplicado e o BER é medido.

Da figura 2.5 podemos ver que para praticamente todas as potências óticas recebidas, o PAM4 impõe-se como a modulação com melhor resultado em termos de BER. Isto verifica-se tanto no caso BTB como para um comprimento de 80 km (distâncias curtas). O pior desempenho do DFT OFDM é causado pelo alto valor do PAPR comparativamente com o obtido utilizando modulação de uma só portadora. Valores altos do PAPR no sinal transmitido introduzem degradação na qualidade do sinal quando este passa por um amplificador não-linear. A não-linearidade deste mesmo dispositivo leva a *in-band noise* que por sua vez leva a um aumento do BER no canal [30].

2.2.2 Geração do sinal PAM-4

O PAM-4 é gerado através da codificação em amplitude de um sinal de acordo com a amplitude de uma série de impulsos individualizados. Esta é uma modulação em amplitude com 4 níveis que envolve por isso a utilização de 2 bits, isto é $\log_2(N)$, para o seu mapeamento, sendo N o número de níveis. Em relação ao NRZ ganha em eficiência espectral devido ao seu mais elevado débito de bits para uma mesma banda.

A figura 2.6 é um esquema representativo do sistema. O AWG gera a forma de onda PAM-4 a uma taxa de amostragem superior à taxa de Nyquist e também a sua transformada de Hilbert. Estes dois sinais são depois aplicados ao *Dual Drive MZM* ajustado para ter uma diferença de deslocamento de fase entre os dois ramos de 90° , gerando o sinal SSB PAM-4 através da soma das componentes deslocadas dos dois ramos. Amplificação elétrica ou ótica (através do EDFA)

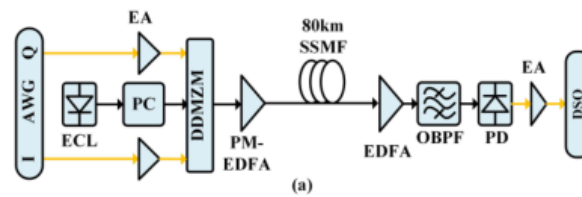


Figura 2.6: Esquema representativo da transmissão e recepção para SSB PAM-4 [35]

pode ser requerida caso a potência de lançamento para a fibra ou tensão de condução no MZM não sejam as mais adequadas. Depois um filtro passa-banda óptico pode ser utilizado para eliminar o ruído fora de banda introduzido pelo EDFA. Por fim o sinal é detetado através de um fotodíodo e obtido através de um osciloscópio digital. No artigo [52] é proposta uma forma de gerar um sinal PAM-4 através da combinação de 2 sinais NRZ que dão *overdrive* ao MZM. Convencionalmente, os sinais PAM4 são gerados por modulação direta utilizando um sinal PAM-4 eletricamente sintetizado. Utilizar o MZM para gerar os sinais PAM-4 traz várias vantagens como maior qualidade do sinal, baixo custo e baixo consumo. Para além disto, há um efeito melhor de amplificação da sequência NRZ comparativamente com um sinal PAM-4 com a mesma amplitude gerado pelo método convencional [52]. Como com o MZM a modulação do sinal é diferente, também a sua desmodulação difere do método convencional.

Na figura 2.7 é ilustrada como é feita a geração do sinal PAM-4, sendo V_{rf1} e V_{rf2} as tensões de condução dos dois ramos do MZM, ϕ_1 e ϕ_2 o valor da *stream* de dados NRZ em cada um dos ramos. Estes pares de valores são depois mapeados em 4 níveis de amplitude. Na recepção no díodo PIN o sinal é "desmapeado", sendo que os estados lógicos de ϕ'_1 e ϕ'_2 são respetivamente 1 e 0, uma vez que $\phi'_2 = -\phi_2$ e $\phi'_1 = \phi_1$, o estado lógico de ϕ_1 e ϕ_2 serão respetivamente 0 e 0. Como podemos ver pela figura 2.8, na geração utilizando o MZM resultam diagramas de olho com aberturas de olhos superiores relativamente ao caso em que o sinal é gerado eletricamente, i.e os níveis modulados estão mais separados entre si.

A figura 2.9 mostra a relação entre potência recebida e o BER calculado. Como podemos ver o sinal sintetizado opticamente tem um BER inferior para todas as potências recebidas e afirma-se, por isso, como a melhor opção. O BER é obtido pela comparação do sinal recebido com a sequência pseudo-aleatória original e contando o total de erros ocorridos.

[62] descreve os sistemas IM/DD PAM-4 como tendo uma alto débito simbólico e alta simplicidade.

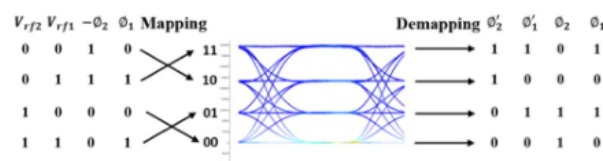


Figura 2.7: Processo de mapeamento e "desmapeamento" do PAM-4 e respetivo sinal gerado[52]

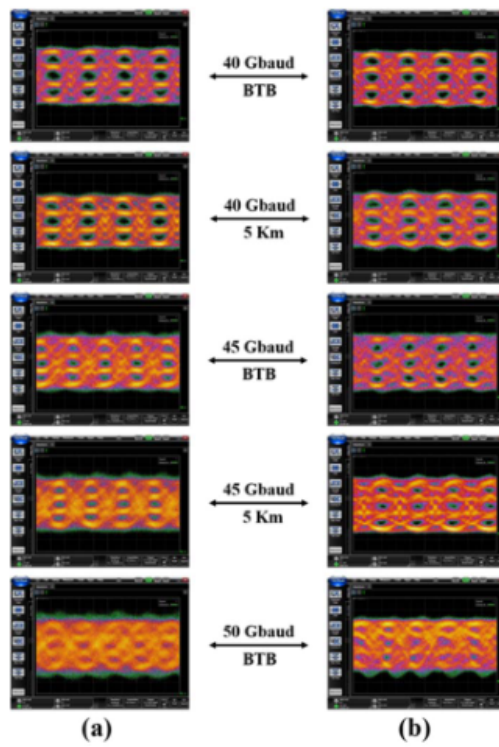


Figura 2.8: Diagramas de olho para a) sinal gerado eletricamente b) sinal gerado opticamente com o MZM para 40,45,50 Gbauds [52]

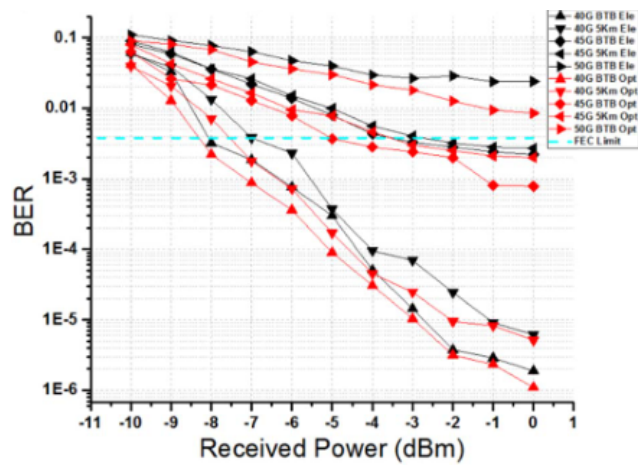


Figura 2.9: Relação entre o BER e a potência óptica recebida [52]

$$\rho_{spectral} = \frac{R_b}{B_w} \quad (2.1)$$

A alta eficiência espectral é definida pela equação 2.1, com R_b sendo o débito do sinal em bits/s e B_w a largura de banda do mesmo sinal em Hz. Esta alta eficiência espectral resulta da baixa banda utilizada consequência da utilização de apenas uma das bandas laterais, assunto que será melhor elaborado na próxima sub-seccção. Os sinais PAM são caracterizados por ter pequenas "aberturas de olho" verticais, o que diminui a sua tolerância a interferência inter-simbólica, como visto na figura 2.8.

A utilização de feed-forward correction (FEC) permite colmatar parcialmente a ISI causada devido às pequenas aberturas características de PAM. Isto será melhor explorado na secção respectiva ao recetor [12].

2.2.3 Interpolação e filtro Raised Cosine

O processo de interpolação é realizado a seguir à geração do sinal PAM-4 . Este é um processo de reamostragem por um fator N e passa pelo acréscimo de N amostras (frequentemente zeros) entre cada uma das amostras existentes. Este processo é seguido da aplicação de um filtro passa-baixo, que permite atenuar as cópias acrescentadas no domínio das frequências devido ao processo de interpolação. Por outro lado, o filtro *Raised Cosine* é utilizado neste caso para minimizar o efeito de Interferência intersimbólica bastante presente no sinal PAM gerado.

2.2.4 Transformada de Hilbert

A transmissão envolve a remoção de uma das sidebands de forma a duplicar a eficiência espectral do sinal, isto porque a largura de banda é passada para metade enquanto o débito se mantém. Esta remoção envolverá neste caso, a utilização de uma transformada de Hilbert. Esta transformada aplica um desfasamento de $+\pi/2$ dos coeficientes de Fourier do sinal no domínio das frequências. Posteriormente ocorrerá a deteção do sinal SSB. No processo de deteção ocorre introdução de SSBI ("signal-to-beat interference"). SSBI é uma componente devido à sobreposição/batimento de dois termos no domínio das frequências , como resultado da resposta quadrática do fotodíodo. Esta componente pode ser aliviada pelo aumento da potência da portadora, isto no entanto irá degradar a sensibilidade do recetor devido a termos uma componente modulada mais pequena [12].

No DSP depois da receção, será necessário efetuar uma decimação com um fator igual ao da interpolação efetuada anteriormente.

2.3 Propagação na fibra

Existem várias limitações associadas à propagação numa fibra. O fator mais limitante é a dispersão dos impulsos que viajam na fibra. Esta dispersão é o espalhamento temporal e sucessivo

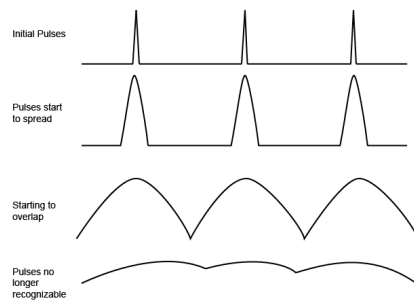


Figura 2.10: Origem da dispersão em fibras [5]

alargamento dos mesmos (como podemos ver na figura 2.10), levando a que estes não sejam reconhecidos na receção.

Sendo esta uma fibra monomodo, existem 3 tipos principais de dispersão:

- Dispersão Material
- Dispersão de guia de onda
- Dispersão do modo de polarização (PMD)

2.3.1 Dispersão Material

A dispersão material resulta de variações da velocidade de propagação da onda com o comprimento de onda ao longo da fibra. Isto pelo facto do índice de refração da sílica, material constituindo do núcleo da fibra, ser dependente do comprimento de onda. Ou seja a velocidade da onda é função do índice de refração com de acordo com 2.2.

$$V = c/n \quad (2.2)$$

Desta relação conclui-se que o impulso, cuja potência ocupa uma banda de frequências, não se propaga todo ele à mesma velocidade, isto é, existe dispersão da velocidade de grupo do sinal propagado. Em sistemas que utilizam PAM-4 é frequente haver preocupação em pré-compensar este tipo de dispersão. Para tal, são utilizados os métodos de pré-compensação já mencionados na secção 2.4.2.

2.3.2 Dispersão de guia de onda

Este tipo de dispersão é relevante apenas em SMF. Esta dispersão resulta da propagação de parte da potência ótica na baínha e outra parte no núcleo da fibra, isto é, pelo facto do modo ótico não estar completamente confinado no núcleo. Esta diferença de meio de propagação faz com que haja também uma variação da velocidade de propagação com a frequência do sinal.

2.3.3 Dispersão do modo de polarização

O modo que se propaga numa SMF pode ser decomposto em dois modos de polarização ortogonais. Numa fibra perfeita, estes dois modos seriam idênticos, isto porém nunca se verifica na realidade. Tensões na fibra e forças aplicadas na mesma, fazem com que o índice de refração (e consequentemente a velocidade) difiram nos dois modos de polarização. Por causa disto, os dois modos chegarão em instantes diferentes ao fim da fibra. Em aplicações de alta velocidade (débito superior a 2.5 Gb/s), este tipo de dispersão pode ser um problema sério, se não for devidamente compensada.

2.3.4 SPM

SPM é um fenómeno em que um feixe laser a propagar-se num meio material interage com o mesmo impondo nele próprio uma modulação [39]. Isto acontece porque o campo elétrico do laser é capaz de induzir uma alteração elevada do índice de refração do material onde se propaga. O material irá depois reagir de volta causando um desfasamento de acordo com a intensidade do impulso transmitido.

2.4 Transmissão do sinal SSB PAM4

2.4.1 Funcionamento do Mach-Zender

O DDMZM ("Dual-drive Mach Zender") é o dispositivo responsável por permitir a geração do sinal em SSB e é também o dispositivo mais importante na transmissão ótica. Este dispositivo, representado na figura 2.11, é chamado de interferómetro porque promove a interferência entre duas componentes do sinal. O DDMZM utilizado é constituído por dois moduladores de fase, um em cada ramo. Estes moduladores através do efeito eletro-óptico alteram fase do sinal ótico em resposta a um sinal de tensão [19]. Na saída do interferómetro é feita posteriormente, a soma destes sinais modulados em fase. Estes ramos são percorridos por dois sinais que apresentam desfasamentos de fase induzidos pelas tensões aplicados nos terminais dos mesmos. Um importante fator a considerar, para além das tensões de polarização aplicadas em cada um dos ramos, é a *halfwave voltage* V_{π} . A *halfwave voltage* é a tensão necessária aplicar para provocar uma inversão dos sinais de π radianos. Para gerar o sinal SSB deverá impor-se uma diferença de fase de 90° entre os dois ramos, para além da transformada de Hilbert aplicada ao sinal num dos ramos. Para tal é necessário que um dos ramos seja polarizado no ponto de quadratura (assinalado na figura 2.12) [60], e o outro tenha uma tensão de polarização nula (ver figura 3.18).

Um factor a considerar quando estipulamos as tensões de polarização, são as perdas por inserção à entrada do DDMZM. As perdas de inserção são definidas entre a razão da potência à saída relativamente à entrada. A resposta em frequência está representada na figura 2.14. Uma frequente alternativa ao MZM é o *IQ modulator*. O *IQ Modulator* é constituído por dois MZMs, um em cada braço e um deslocador de fase em um dos braços, como está representado na figura

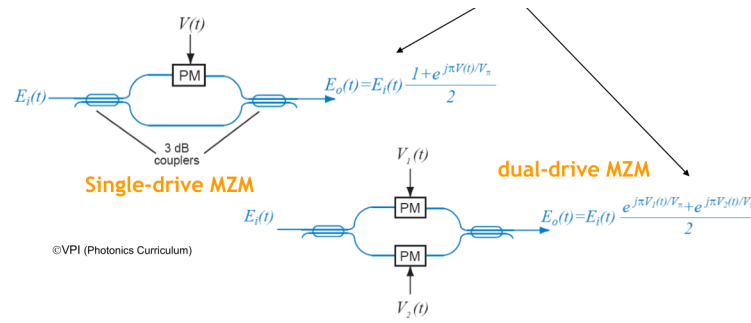


Figura 2.11: MZM com 1 e 2 ramos [19]

2.13.

Relativamente a este, o DDMZM tem a vantagem de ser mais barato e ter uma tensão de polarização mais fácil de controlar. O IQ Modulator tendo 2 MZMs tem o dobro das tensões de polarização para controlar e o custo é também superior. No entanto, permite gerar certas modulações que o MZM não permite.

A relação entre campo elétrico à saída E_{out} e à entrada E_{in} é dada pela equação 2.3. As tensões V_{rf1} e V_{rf2} são as tensões de condução de cada um dos ramos. As tensões V_{b1} e V_{b2} são as tensões de polarização do MZM .

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = 0.5 \times (e^{j(V_{rf1}+V_{b1}/V_\pi)} + e^{j(V_{rf2}+V_{b2}/V_\pi)}) \tag{2.3}$$

$$V_{rf1} = s(t) \tag{2.4}$$

$$V_{rf2} = s_2(t) \tag{2.5}$$

Sendo $s_2(t)$ a transformada de Hilbert do sinal $s(t)$, chegamos à expressão 2.6 e considerando $V_{b2} = 0$, obtém-se:

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = 0.5 \times (e^{j(s(t)+V_{b1}/V_\pi)} + e^{j(s_2(t)/V_\pi)}) \tag{2.6}$$

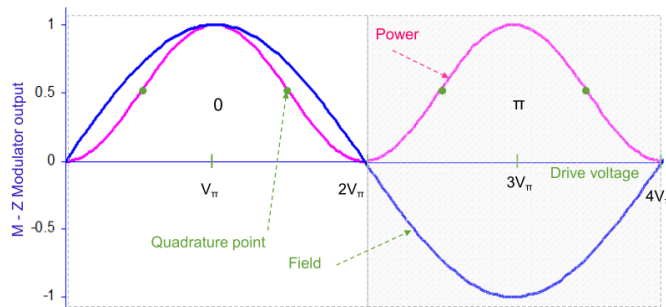


Figura 2.12: Campo elétrico e Potência na saída de um MZM[19]

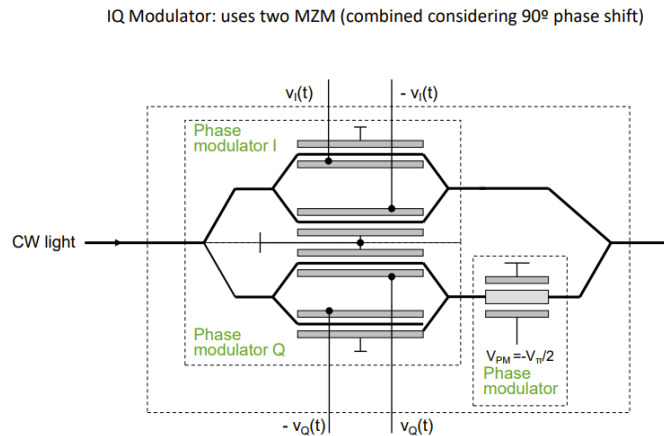


Figura 2.13: Esquema de um IQ Modulator [19]

Através da expansão da série de Taylor é possível passar para a expressão 2.7

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = 0.5 \times (1 - j + \pi/(V_{\pi}) \times (s(t) + j_2(t))) \quad (2.7)$$

Com isto o sinal elétrico foi convertido para o domínio óptico. Um parâmetro importante para caracterizar o sinal gerado é o OMI ("Optical Modulation Index") dado na expressão 2.8. Quanto maior for o OMI, maior será o *Carrier to Noise ratio* na saída e conseqüentemente maior será a potência da portadora ótica introduzida no DDMZM [20].

$$OMI = (VRF)_{rms}/V_{\pi} \quad (2.8)$$

2.4.2 Técnicas de pré-Compensação da dispersão na fibra

2.4.2.1 Pré-distorção do sinal por divisão pela resposta em frequência

O fator principal que limita a distância de transmissão é o *power fading* resultante da CD [40]. A resposta em frequência da fibra obedece a uma variação quadrática na frequência, dada

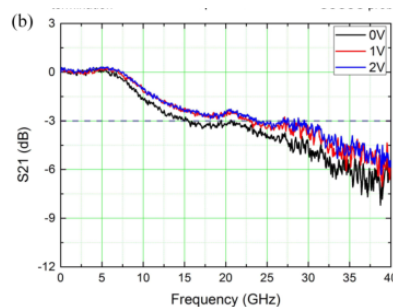


Figura 2.14: Resposta em frequência para diferentes valores de polarização [35]

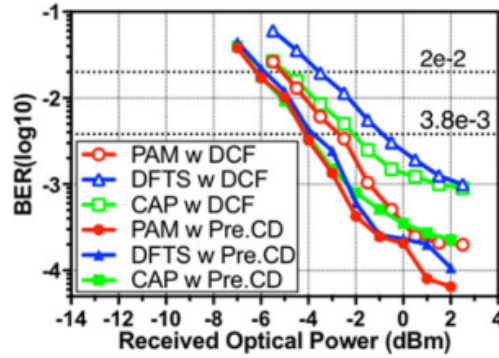


Figura 2.15: Comparação do BER entre DCF e com pré-distorção [40]

por $H(\omega)$, onde D é a dispersão, L é o comprimento da fibra, λ é o comprimento de onda da portadora e c é a velocidade da luz.

$$H(\omega) = e^{-j \frac{DL(\lambda)^2 \omega^2}{4\pi c}} \quad (2.9)$$

Assim a corrente no fotodetector é dada por:

$$IPD(t) \propto \cos^2\left(\pi DL(\lambda)^2 \frac{f^2}{c}\right). \quad (2.10)$$

Quando a fase do sinal é $\pi/2 + N \times \pi$ (com N sendo um inteiro), o sinal sofrerá *power fading* destrutivo. Para evitar isto, o sinal deve ser pré-distorcido por um fator de valor inverso à resposta do canal.

2.4.2.2 Utilização de uma DCF

Uma DCF ("Dispersion Compensating Fiber") é uma fibra com valor de dispersão negativa, sendo por isso, capaz de cancelar o efeito de dispersão de uma SMF normal [15]. Uma curva de dispersão de sinal oposto ao da fibra permite assim, o cancelamento efetivo da dispersão ao longo de um certo intervalo de comprimentos de onda e distância. Os resultados de uma DCF são comparados com o método de pré-compensação utilizado em [40]. Na figura 2.15 comparamos as relações entre o BER e a potência óptica recebida para 3 tipos de modulações: PAM, DFT, OFDM e CAP. Como podemos ver, o método de pré-compensação apresentado em [40], que através da multiplicação pelo inverso da função de transferência da fibra, permite anular parcialmente a dispersão. Este método tem um desempenho melhor do que a aplicação de uma DCF e será melhor abordado na próxima secção. De salientar no entanto, que DCF não necessita de DSP adicional. Devido ao desvio relativamente ao coeficiente da dispersão da DCF, esta não consegue adaptar-se perfeitamente ao sinal enviado, o que torna o método de pré-compensação menos flexível. Utilizando o método de pré-compensação de CD, o PAPR ("Peak to Average Power Ratio") será aumentado nestes 3 formatos de modulação.

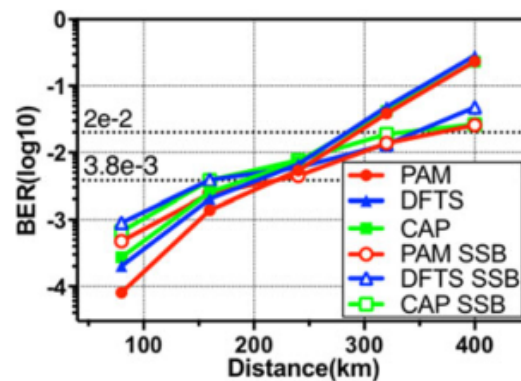


Figura 2.16: Comparação do BER entre sistemas SSB e com pré-distorção [40]

2.4.2.3 Pré-compensação em sistemas SSB

Para distâncias superiores a 240 km, como podemos na figura 2.16, os sinais utilizando SSB demonstraram melhor desempenho relativamente aos com pré-compensação de CD. No entanto, para SSB teremos uma perda de 3 dB em SNR relativamente à utilizada no outro método com DSB. Isto quer dizer que, para uma redução de 3 dB de SNR, o desempenho do BER terá uma redução de uma ordem de magnitude em relação 16 QAM.

Como podemos ver em 2.16, quando a fibra é relativamente curta (tamanho menor que 240 km) o sinal pré-compensado tem melhor BER que o sinal SSB. Isto acontece porque, para distâncias curtas, o desempenho do sistema é maioritariamente determinada pelo SNR.

Comparativamente ao sinal SSB, o sinal DSB sofre *crosstalk* entre as duas bandas laterais após a conversão ótica-elétrica. Para além deste efeito, as não-linearidades da fibra penalizam bastante o sinal DSB para distâncias longas e no caso destas distâncias longas, o efeito desta não-linearidade é o fator determinante do desempenho do sistema.

2.4.2.4 Pré-distorção do sinal com auxílio de uma *lookup table*

Uma técnica adicional de compensação de dispersão é estudada em [14]. Nesta técnica, a pré-compensação do sinal é conseguida utilizando um MZM, no qual os *driving signals* de cada um dos braços são atuados por filtros digitais não-lineares. Estes filtros têm uma certa função de transferência que permite contrariar os efeitos dispersivos da fibra. A utilização de processamento do sinal para compensação de dispersão na fibra evita a necessidade de utilização de componentes óticos caros. A compensação adaptativa conferida por DSP oferece vantagens significativas, particularmente em termos de compensação de CD. Técnicas como FEC e utilização de *decision feedback equalizers* e MLSE têm sido demonstradas como procedimentos eficazes de aumento da tolerância a dispersão, com um máximo atingido de o dobro do valor inicial. No entanto, a perda da informação da fase ótica após DD dos sinais modulados em intensidade, limita a dispersão que pode ser compensada efetivamente. A técnica sugerida em [14] é a utilização de pré-distorção do sinal, módulo e fase do sinal recebem esta pré-distorção de forma a atingir a compensação

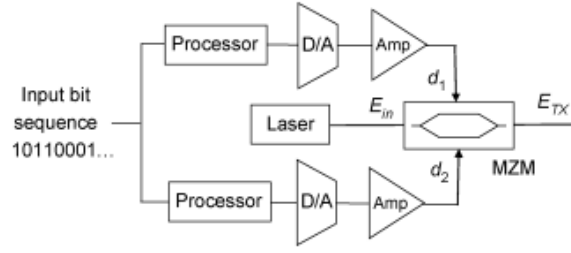


Figura 2.17: Circuito proposto com transmissor pré-compensado [14]

desejada. Esta técnica é aplicada em cada impulso individualmente, dependendo da sequência de bits adjacentes, permitindo obter desempenho melhorado.

Esta implementação envolve a utilização de uma *look-up table*, um DDMZM e um D/A (como podemos ver em 2.17) e permite compensar dispersão de 17 ps/(nm · km). Este método foi testado apenas para velocidades na ordem dos 10 Gb/s.

Temos uma dispersão de $\beta_2 \times L$, onde β_2 é a segunda derivada da constante de propagação $(\frac{d^2\beta}{d\omega^2})|_{\omega = \omega_0}$, à frequência da portadora, e L é o comprimento da fibra. Então o sinal pré-distorcido ótico E_{tx} será dado pela expressão 2.12, onde E_{rx} é o espectro do sinal recebido e ω é a frequência ótica. A saída do modulador será então dada por 2.11.

$$E_{tx}(\omega) = E_{rx}(\omega)e^{-j/2\omega^2\beta_2L} \quad (2.11)$$

$$E_{tx}(t) = E_{in} \cos(\pi(s_1 - s_2)/(2V_\pi))e^{j\pi(s_1+s_2)/(2V_\pi)} \quad (2.12)$$

Em 2.12, E_{in} é a entrada recebida de um CW Laser e s_1 e s_2 são as tensões que conduzem cada um dos ramos. Assim para obter as tensões a aplicar nos ramos s_1 e s_2 para a obtenção do E_{tx} desejado, teremos de resolver 2.12 em ordem a s_1 e s_2 , obtendo 2.13 e 2.14.

$$s_1(t) = V_\pi/\pi \times (\phi(t) + \arccos(E_{tx}/E_{in})) \quad (2.13)$$

$$s_2(t) = V_\pi/\pi \times (\phi(t) - \arccos(E_{tx}/E_{in})) \quad (2.14)$$

A medição do factor de qualidade na receção e do número de erros em FEC permite reajustar a compensação aplicada para a obtenção do melhor sinal possível. A compensação atingível por



Figura 2.18: Arquitetura do filtro proposto [14]

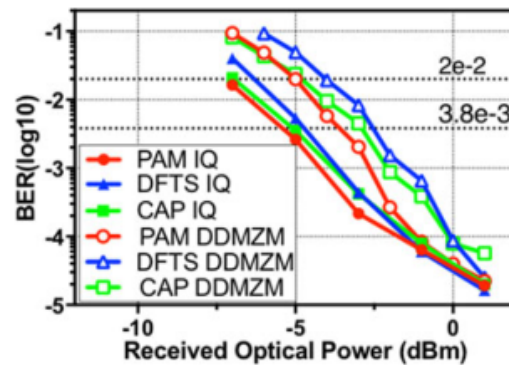


Figura 2.19: Comparação do BER entre sistemas com DDMZM e IQ Modulator com pré-compensação da dispersão [40]

este método é aceitável, considerando que não é necessária compensação de dispersão com rápidas variações, como por exemplo em dispersão PM. Assim este método é essencialmente dedicado à compensação de CD.

Esta implementação utiliza uma *lookup table* guardada em RAM estática de alta velocidade. A sequência de n bits na entrada é guardada em memória e na saída teremos uma palavra de m bits à entrada do conversor D/A. Os valores das atenuações em amplitude e fase do bit central de cada sequência são então determinados e guardados em memória. Esta implementação está ilustrada na figura 2.18. Inicialmente uma estimativa da dispersão cumulativa na ligação é utilizada para calcular o valor da *lookup-table*. Depois, o feedback do recetor é utilizado para melhorar a precisão desta estimativa e de acordo com esta mesma estimativa, as características do filtro são otimizadas em cada iteração do algoritmo.

2.4.3 IQ Modulator vs DDMZM

Um dos problemas do DDMZM é a introdução de *crosstalk* entre bandas para DSB devido à sua função IQ imperfeita. Por causa disto, a utilização do método de pré-compensação em combinação com o DDMZM leva a BERs mais elevados para potências óticas inferiores a -2.5 dBm, do que no caso em que utilizamos um *IQ Modulator*. No entanto, para potências óticas superiores a -2.5 dBm podemos ver na figura 2.19 que o DDMZM tem desempenho quase equivalente ao *IQ Modulator*, o que nos levaria a escolher o primeiro devido ao seu mais reduzido custo e consumo de potência. No entanto é importante salientar que ao contrário do que acontece no DDMZM, o desempenho do modulador IQ é melhor em DSB do que em SSB devido à não introdução de cross-talk. Isto pode ser observado na figura 2.19

Assim, a utilização de pré-compensação mostra-se mais vantajosa do que SSB para curtas distâncias, sendo que a potência ótica recebida deve ser ajustada utilizando atenuadores de forma a obter a condição ideal em que esta diferença de desempenho é reduzida. Para SSB, as não-linearidades introduzidas são menores, por isso o comportamento do sistema será menos imprevisível utilizando este tipo de sistema. Quanto à escolha entre MZM e IQM, as diferenças de

desempenho são bastantes atenuadas para potências superiores a -2.5 dBm, por isso, estas são as condições que procuramos.

2.4.4 ECL Laser

Os lasers são fontes capazes de emissão estimulada. Os lasers amplificam o sinal através de sucessivas reflexões do mesmo nessa cavidade. Esta cavidade é constituída por faces semi-espelhadas que fornecem a necessária realimentação do sinal [8]. Um exemplo deste dispositivo é o ECL ("External Cavity Laser") muito frequentemente utilizado em sistemas IM/DD e em especial em sistemas de transmissão PAM4 SSB. Outra opção bastante válida são os DFB's ("distributed feed-back lasers"). Relativamente aos DFB, os ECL apresentam largura espectral mais reduzida, uma largura maior da sua cavidade e conseqüentemente um espectro mais puro e baixo em ruído [8]. O Laser escolhido para o sistema é o ECL, funcionará como fonte ótica do sistema e entrará no MZM onde o sinal será gerado.

2.4.5 Controlo de polarização e amplificação

A necessidade de introdução de um controlador de polarização advém da utilização do MZM. Devido à natureza deste último, é importante que o sinal à entrada esteja polarizado numa direção bem definida, ou ocorrerá introdução de atenuação indesejada à saída da fibra. Por fim é utilizado um EDFA ("Erbium Doped Amplifier") para amplificar o sinal final antes de este entrar na fibra.

2.5 Recepção e amplificação do sinal

2.5.1 Foto-díodo

A recepção do sinal envolve um processo de amplificação para compensação das perdas na fibra e um processo de deteção pela lei quadrada através da utilização de um foto-díodo. Este é um recetor bastante simples quando comparado com o utilizado em deteção coerente [19]. O PD tem a sua corrente dada pela expressão 2.15, onde q é a carga de um eletrão, η é a eficiência do dispositivo de converter fotões em eletrões conhecida como eficiência quântica, h é a constante de planck e f é a frequência da radiação. Como hf é a energia de um fotão, o rácio P_{opt}/hf é o número de fotões em P_{opt} [19].

$$i_p = q[\eta \times P_{opt}(t)/(hf)] \quad (2.15)$$

2.5.2 EDFA

Para compensação da atenuação da fibra frequentemente utiliza-se um EDFA seguido de um filtro passa-banda, este último para remover a potência do ruído de emissão espontânea. Depois da deteção, que permite transformação do sinal ótico vindo da fibra num sinal elétrico, é utilizado

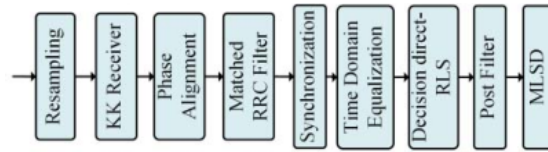


Figura 2.20: Configuração esquemática do DSP na recepção[62]

um amplificador elétrico para manter a potência do sinal nos níveis desejados. O EDFA utiliza emissão estimulada como meio para aumentar o nível da potência para a luz incidente.

Estes dois dispositivos vão introduzir ruído. Assim, para eliminar parcialmente o ruído resultante da utilização destes dispositivos será necessário utilizar filtros específicos para rejeitar as bandas indesejadas (que contém o ruído) e permitir as bandas desejadas (que contém o sinal).

2.6 Processamento do sinal pós-recepção

2.6.1 Reamostragem

Após recepção, há necessidade de ocorrer mais uma etapa de processamento do sinal. Esta etapa começa com a reamostragem do sinal para evitar *aliasing*. O fator da interpolação é um valor próximo de 4, como é sugerido em [62]. Todo o processo de DSP na chegada está ilustrado na figura 2.20.

2.6.2 Métodos de remoção da SSBI

A utilização do KK ("Kramers-Kroenig Receiver") requer grande potência computacional para ser executado, no entanto tem uma implementação relativamente direta [12]. A utilização do recetor KK permite rejeitar a SSBI introduzida em sistemas SSB, pelo processo de fotodeteção e agravada pela dispersão da fibra [56]. A utilização do KK como recetor permite reconstruir analiticamente a componente de fase do campo óptico a partir da informação da intensidade do sinal SSB recebido [12]. Isto é descrito pela equação 2.16, onde a componente do campo elétrico que é detetado pela lei quadrada é dado por $E(t)$.

$$I_r(t) = |E_0|^2 + Re(E_s(t))E_0 + |E_s(t)|^2 + |E_i(t)|^2 \quad (2.16)$$

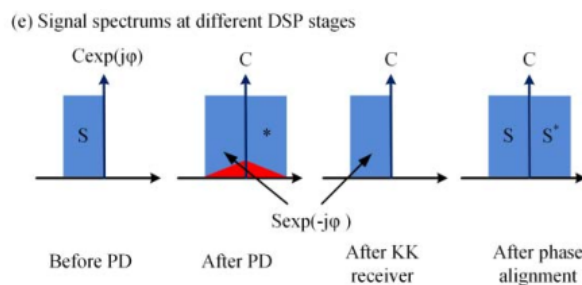


Figura 2.21: As etapas do DSP na recepção [62]

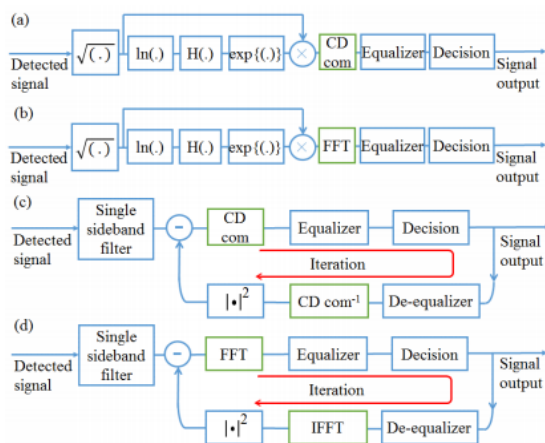


Figura 2.22: Esquemas de remoção da SSBI: a) KK receiver para sinal com uma só portadora b) KK receiver para sinal OFDM c) IC receiver para sinal com uma só portadora d) IC receiver para sinal OFDM [44].

Na equação 2.16, I_r é a intensidade do sinal detetado no foto-díodo, o 1º termo E_0 é a componente constante do campo da portadora ótica proveniente do laser, o segundo termo é a saída necessária no recetor $Re(E_s(t))E_0$, E_i é uma componente imaginária resultante da aplicação da transformada de Hilbert no sinal original e os restantes termos são SSBI, resultantes do batimento das componentes $E_s(t)$, o campo do sinal modulado em SSB.

$$E_s(t) = (\sqrt{I(t)}e^{j\psi(t)}) \quad (2.17)$$

$$\psi_E(t) = H(\log(I(t))) \quad (2.18)$$

A estimação é efetuada através das operações da equação 2.17, onde E_0 , é a componente da portadora, B é a largura de banda do sinal, ψ_E é a fase estimada para o campo com base na intensidade recebida $I(t)$ através das operações da equação 2.18 e $H(\cdot)$ é a transformada de Hilbert. O processo de estimação através do recetor KK, permite evitar as componentes de SSBI. Assim, este método não passa por remover a SSBI diretamente, mas sim, por fazer uma estimativa de como era o sinal antes de ter SSBI.

O KK necessita de um valor alto de CSPR ("Carrier to Signal Power Ratio") para satisfazer a condição de fase mínima especialmente quando há alta CD. A SSBI pode ser diminuída aumentando o CSPR a custo de sensibilidade no recetor.

Após o recetor KK, o sinal é rodado e a parte real do mesmo é obtida, para receber de novo o sinal original com 2 *sidebands*. Isto é conseguido através da utilização de um deslocador de fase. Este processo está ilustrado em 2.21, aqui a componente relevante do sinal é dada por $S^{(-j\psi)}$.

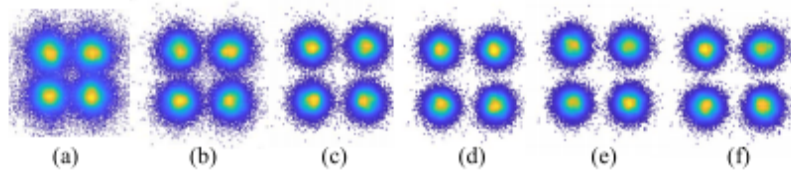


Figura 2.23: Constelações resultantes da aplicação do método iterativo com n° de iterações 1,2,3,4 e 5 em BTB [44]

2.6.2.1 Estimação e Remoção da SSBI

Outra opção para tratar a SSBI, é através da sua estimação e subtração, utilizando igualizadores não-lineares como o DFE (ou o Volterra) para estimar e subtrair a SSBI ao sinal. Outros métodos realizam uma mais simples estimação e subtração da SSBI sem utilização de igualizador. O artigo [44] faz uma comparação entre o KK receiver e o IC ("Iterative Cancellation Receiver") para um sistema com débito de 80 Gb/s 160 km e investiga de que forma a CD influencia ambos os esquemas. O esquema chamado de SSBI IC é um dos mais eficazes no que diz respeito a mitigação através da estimação e subtração da SSBI e utiliza um igualizador não-linear para o fazer. É explorada ainda a relação entre o CSPR e a distância de transmissão.

Em sistemas IM/DD convencionais, a CD é um fator limitante da distância e débito possíveis de atingir. Por isto, a reconstrução do campo através do KK tem sido estudada intensivamente. Mais recentemente, o KK receiver foi sugerido para mitigar efetivamente a SSBI através da reconstrução apenas do campo do sinal SSB, evitando assim as componentes indesejadas. Ambos estes métodos podem realizar recuperação do sinal com a mesma eficiência espectral. No entanto, o KK receiver necessita de verificar a condição mínima de fase, isto é, requiere um CSPR suficientemente elevado. Os resultados de [44] evidenciam que o KK receiver necessita de um CSPR suficientemente elevado para ser robusto contra a CD, o que não se verifica no IC.

Apesar dos sinais serem distorcidos pela SSBI, as decisões são utilizadas para reconstruir a SSBI. Como os sinais estimados são distorcidos pela CD, a SSBI deve ser reconstruída com base em sinais afetados por CD. A SSBI é subtraída no domínio dos tempos e depois de algumas iterações poderá ser removido suficientemente como pode ser visto na figura 2.22 c).

Como podemos ver pela figura 2.23, as constelações no método IC não demonstram melhoramento significativo a partir da 3ª iteração. O que levou os autores de [44] a utilizar a 2ª iteração, o que garante um aumento não tão elevado da complexidade do esquema relativamente ao KK. No esquema do KK o maior problema é garantir a condição mínima de fase. O CSPR ótimo requerido aumenta com o tamanho da fibra, isto acontece porque o efeito da CD leva a um maior PAPR. Como podemos observar na figura 2.24, o OSNR necessário para obter um certo BER é mais baixo apenas para um CSPR de 12 dB. Isto poderá ser problemático caso o modulador utilizado não suporte *halfwave voltages* elevadas, caso contrário é um valor facilmente alcançável e a baixa complexidade e processamento necessário do algoritmo KK em relação ao IC é bastante preferível.

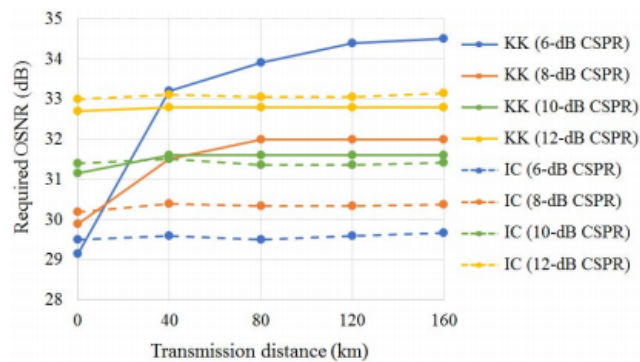


Figura 2.24: OSNR requerido em função da distância de transmissão nos recetores KK e IC para diferentes CSRP ($@BER = 1 \times 10^3$) [44]

2.6.3 Igualização

Há por fim uma fase de igualização com uma sequência de treino e espaçamento entre decisões de T_s /(fator de reamostragem), onde T_s é o período de cada símbolo e o fator de reamostragem é o fator da interpolação utilizado em 2.6.1. Através da sequência de treino extraímos um filtro FIR com os *taps* atualizados pelo algoritmo RLS. De seguida este é utilizado para melhorar a qualidade do sinal[62]. Por fim, pode ser utilizado um filtro de dois *taps* e MLSD são utilizados para compensar o ruído *in-band* introduzido pela equalização tal como foi utilizado em [62].

A utilização de um DFE é uma forma simples e eficaz de equalizar as não linearidades. Tem no entanto, alguns erros de propagação e estabilidade numa implementação prática [12]. Outro igualizador frequentemente utilizado para compensar as não-linearidades é o *Volterra-Series Equalizer*. Para compensar distorções lineares como a CD, frequentemente é utilizado outro igualizador eficaz e de fácil convergência: o igualizador linear. Este pode, tal como o DFE, utilizar um dos algoritmos RLS, LMS ou CMA [37]. Para o canal ruidoso utilizado em [37], o DFE apresentou uma taxa de erros cerca de 4×10^{-4} , taxa mais baixa para o algoritmo de RLS. Por outro lado, o igualizador linear apresenta uma taxa de erros mais baixa 1.5×10^{-4} para o algoritmo LMS. O algoritmo CMA não utiliza sequência de treino e é por isso o que demonstrou pior desempenho. O MLSE apresentou taxas de erros nulas para o caso estudado, porque de acordo com [37], este igualizador calcula todas as opções e utiliza a melhor. No entanto, é importante salientar que este igualizador demonstrou este desempenho num canal ruidoso com resposta impulsional conhecida definida pelo utilizador e por isso a estimação do canal que é efetuada é perfeita.

2.7 Conclusão

Neste capítulo foram abordados os principais métodos de transmissão atuais para sistemas por fibra ótica. O funcionamento de cada uma das peças foi explicado, bem como a razão pela qual cada um foi escolhida em prol das alternativas. Os principais fenómenos de dispersão em SMF

foram também enumerados. Por fim é explicada como é feita a recepção do sinal transmitido e sucessivo processamento.

Capítulo 3

Implementação e Validação dos componentes de Simulação em MATLAB

3.1 Introdução

Este capítulo vai apresentar todo o circuito desenvolvido em ambiente MATLAB Simulink. Este capítulo está dividido em 6 secções: DSP na transmissão, transmissão ótica, receção ótica, DSP na receção, propagação na fibra e sistema completo.

A secção relativa ao DSP na transmissão estuda a geração do PAM-4, formatação com um filtro RRC e geração da transformada de Hilbert.

Na secção transmissão ótica é explicitado como foram reguladas as tensões aplicadas no DDMZM e que cuidados foram tomados para garantir a melhor transmissão ótica possível.

A secção relativa à propagação na fibra procura explicar o funcionamento do modelo da fibra utilizado, isto inclui o modelo de EDFA utilizado e remoção do ruído introduzido pelo mesmo, bem como as equações que procuram traduzir uma propagação real numa fibra ótica.

A secção relativa à receção ótica compreende o processo de deteção quadrada no foto-díodo que permite a conversão do meio ótico para o meio elétrico. Contém uma comparação entre os foto-díodos mais relevantes a este tipo de sistema, do funcionamento do foto-díodo escolhido e uma

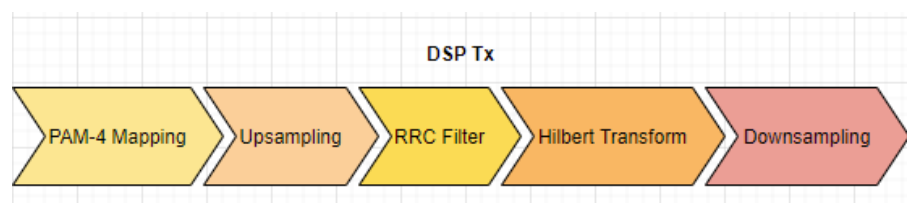


Figura 3.1: Diagrama de blocos para o DSP na transmissão

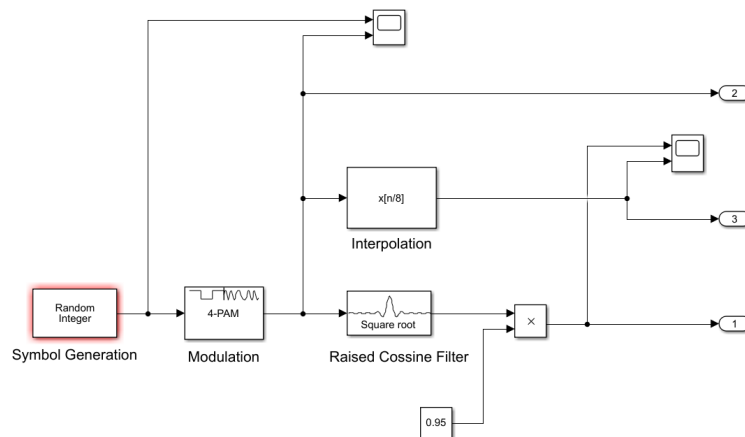


Figura 3.2: Esquema representativo da Modulação e “Pulse Shaping”

análise do ruído introduzido pelo mesmo.

A secção referente ao DSP na recepção explora o processamento offline das formas de onda transmitidas e detetadas no foto-díodo. Este processamento implica a reconstrução complexa do sinal detetado para recuperar as componentes de fase e módulo do sinal, amplificação, aplicação de um filtro RRC de recepção, remoção da componente DC, uma sincronização entre sequências de treino e recebida, e por fim os processos de igualização e desmodulação. A secção referente à análise do sistema apresenta gráficos apreciativos da relação de diversos parâmetros do sistema. Procura adicionalmente comparar estas relações com as obtidas no sistema simulado. São testadas duas velocidades: 100 Gbits/s com dispersão e 2.5 Gbits/s em BTB.

3.2 DSP na transmissão

O DSP na transmissão compreende o conjunto dos processos da figura 3.1.

O esquema da figura 3.2 mostra o circuito de “pulse shaping” através da utilização do filtro RRC. Primeiramente é utilizado o “random integer” para gerar sequências aleatórias. Depois esta sequência é modulada em PAM-4 pelo modulador representado. O filtro RRC (“Root Raised Cossine”) depois formata os impulsos para o formato representado no bloco desse mesmo filtro, permitindo assim poupar em largura de banda. O filtro interpolador é necessário para gerar a sequência de treino que será utilizada mais tarde para igualização. Este filtro aplica uma interpolação por um fator de 8 à sequência de símbolos aleatória gerada.

3.2.1 Mapeamento do PAM-4

Para começar, um “random integer generator” foi utilizado. Este bloco gera números aleatórios de uma distribuição discreta uniforme dentro dos intervalos especificados (neste caso o intervalo era [0:1:3]) com a cadência especificada dentro do intervalo determinado pelo tamanho do “set”. Assim, é possível gerar uma sequência aleatória que será utilizada para testar o sistema.

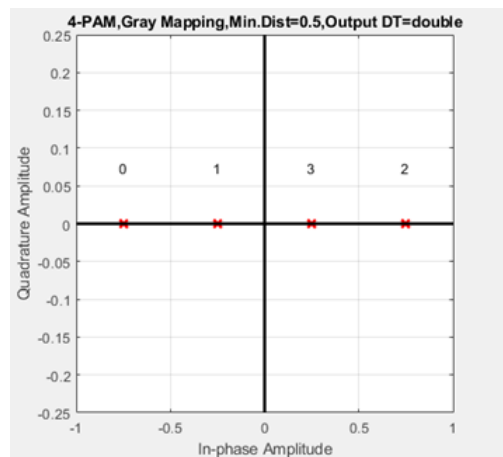


Figura 3.3: Diagrama de Constelação PAM-4

Foi escolhido um débito de 50 GSamples/s com 4 níveis distintos. Sendo PAM-4 uma modulação com 2 bits por símbolo, isso é equivalente a ter 100 GBits/s. As ondas geradas por este bloco têm formato quadrado. De seguida, o bloco de modulação M-PAM com $M=4$ é utilizado para modular a sequência gerada. A constelação gerada está representada na figura 3.3.

Na constelação foi usada uma distância mínima entre símbolos de 0.5 V. Foi utilizada uma ordenação de constelações de Gray, pois tal como é referido em [10], este é o método ótimo para constelações PAM-4. Para este tipo de ordenação, se houver um erro de decisão para um nível adjacente haverá um erro de apenas 1 bit, ao contrário do que acontece em codificação linear. Isto é exemplificado em 3.4.

3.2.2 Formatação com RRC

No sentido de diminuir a largura de banda, as ondas quadradas geradas foram formatadas para cossenos quadrados. Para tal foram utilizados dois filtros “matched” RRC (“Root Raised

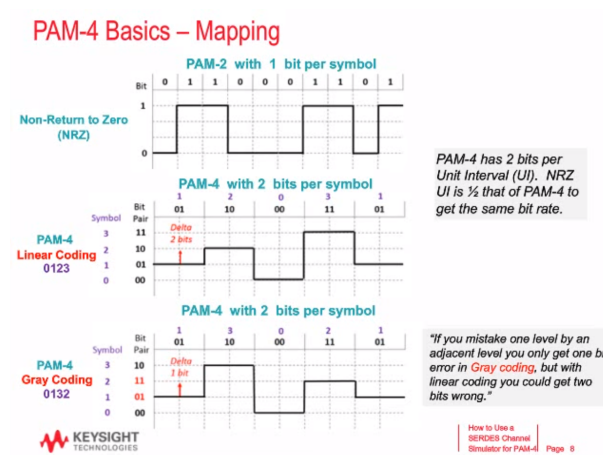


Figura 3.4: Esquema comparativo dos tipos de constelação linear e de Gray [10]

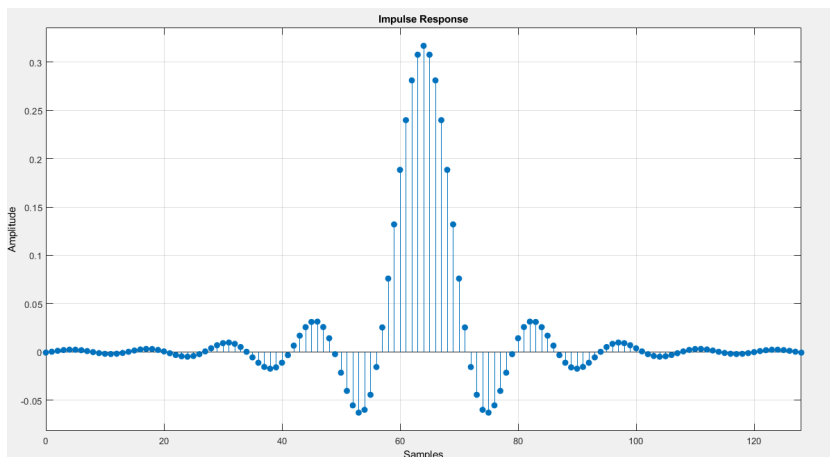


Figura 3.5: Resposta impulsional do filtro RRC

Cossine"), um antes da transmissão e outro na recepção. Como na transmissão, estes dois filtros RRC serão multiplicados, do ponto de vista do recetor, o sinal receberá as mesmas operações que as de um filtro RC ("Raised Cossine"). No entanto, como este filtro é aplicado parcialmente em 2 lados, é possível haver uma recuperação parcial da formatação da onda na recepção. Isto poderá ser bastante útil pois entre estes 2 lados o sinal sofre graves distorções devido à dispersão na fibra e a SSBI. Para o filtro RRC foi utilizado um fator de rolloff de $\alpha = 0.2$, um tamanho do filtro de 16 símbolos e uma taxa de amostragem de 8 amostras por símbolo. A resposta impulsional resultante está na figura 3.5.

Antes da aplicação do filtro, uma interpolação de fator 8 é realizada. Ficamos por isso, com 8 amostras por cada símbolo gerado, assim com uma taxa de amostragem de 400 Gsamples/s.

Para combater a interferência inter-simbólica, foi sugerido em [9] que, sendo N o fator de interpolação, a cada N amostras após o pico do sinal fosse procurado ter um valor 0, isto é, amostrar de N em N amostras para que seja garantido que a contribuição de um certo impulso para o impulso seguinte seja nula. O fator de *rolloff* terá então de ser ajustado de forma a garantir esta condição. Este fator mede o excesso de banda que o filtro vai utilizar. Por isto, é importante minimizar α , enquanto garantimos que a amplitude dos "side-lobes" não é muito alta para evitar distorção dos lobos principais de outros símbolos, fenómeno conhecido como interferência inter-simbólica. O valor escolhido para o α garante esta condição.

Este filtro introduz um atraso de grupo de 64 amostras. Este valor é dado pelo produto do fator de interpolação do filtro pelo tamanho do filtro em símbolos a dividir por 2 (i.e $16 \times \frac{8}{2}$).

Nas figuras 3.6 e 3.7 é possível observar o estreitamento do espectro imposto pelo filtro RRC que permite poupar em largura de banda.

3.2.3 Geração da transformada de Hilbert

Os artigos [2], [33] e [22] explicam o método de geração da transformada de Hilbert.

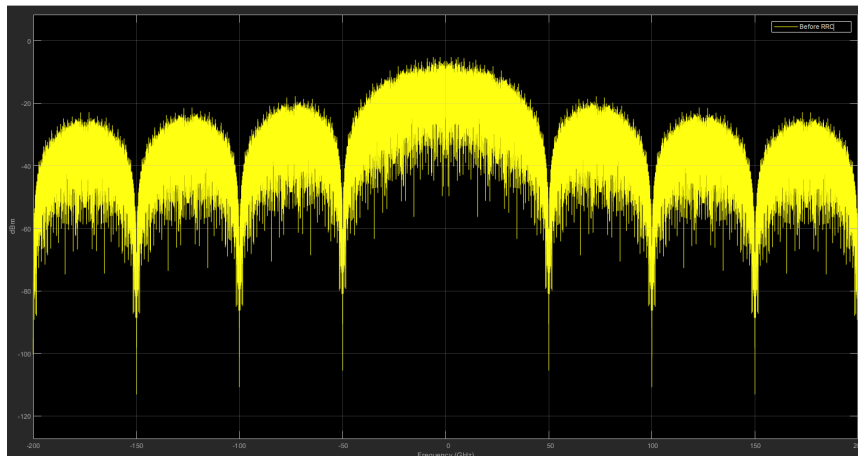


Figura 3.6: Espectro antes da aplicação do filtro RRC

Para gerar o sinal SSB é necessário aplicar um certo sinal num dos braços e o mesmo sinal rodado no domínio das frequências de um ângulo de 90° . Este tipo de translações do espectro exigem a aplicação de uma transformada de Hilbert sobre o sinal amostrado no tempo.

A transformada de Fourier de um sinal real é complexo-simétrico. Isto implica que o conteúdo nas frequências negativas é redundante, i.e., igual ao das frequências positivas [25]. O sinal analítico tem valor complexo, mas o seu espectro tem apenas uma banda lateral, isto é, é um sinal SSB. Um sinal que é dado pela soma de um certo sinal com a sua transformada de Hilbert é chamado de sinal analítico. Consideremos um sinal analítico $A(n)$ dado pela soma $A(n) = s(n) + j \times H[s(n)]$, sendo $s(n)$ o sinal e a $H[]$ a sua transformada de Hilbert. Conforme se queira gerar a banda superior (“Right Side Band”-RSB) ou a banda inferior (“Left Side Band”-LSB) somam-se ou subtraem-se os sinais no DDMZM após os “phase shifters”. Estes “phase shifters” são módulos do DDMZM, que aplicam um deslocamento de fase de acordo com o sinal RF aplicado nos seus terminais.

Para obter a transformada de Hilbert do sinal original foi necessário aplicar um filtro FIR de Hilbert. Este método foi sugerido em [2]. Uma solução mais direta para o problema imposto é colocar as componentes de frequência < 0 a zero [33]. O problema desta abordagem é que o sinal todo tem de ser operado de uma só vez, o que a torna pouco prática para aplicações como a desta tese, que são aplicadas em tempo real, i.e., as operações do sistema completo são executadas sequencialmente em fragmentos da sequência gerada. Assim, a abordagem mencionada requeria que todo o sinal fosse gerado de uma só vez, para que depois o seu espectro pudesse ter todas as componentes de frequência < 0 colocadas a 0 de uma só vez. Para isto ser executado em ambiente Simulink, teríamos de guardar toda a sequência gerada de 4 000 000 amostras num “buffer”, para que este depois pudesse receber as operações espectrais mencionadas, o que por si só, introduziria um atraso de 4 000 000 amostras na simulação. Operações no Simulink como a geração de amostras são efetuadas a uma velocidade especificada no bloco ao longo do tempo de simulação especificado, por exemplo, ao longo de 1 ns de tempo de simulação são geradas 100 Giga amostras e na primeira metade desse tempo de simulação, apenas metade das amostras são geradas e processadas pelos restantes componentes do sistema. Este funcionamento favorece a

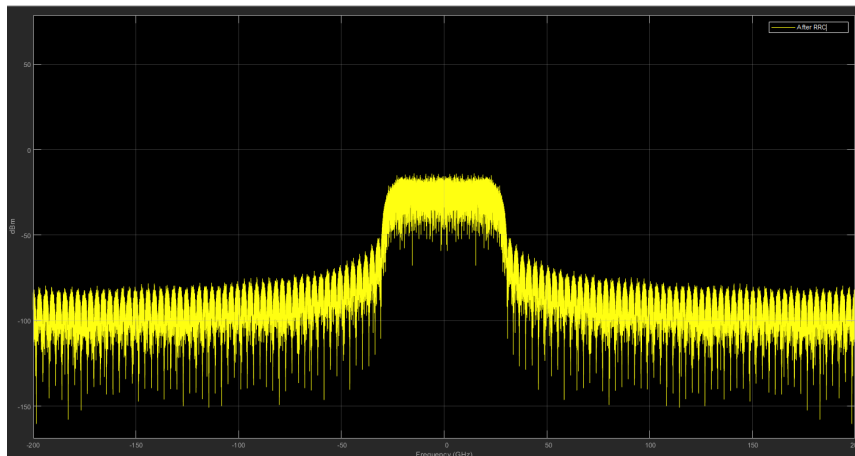


Figura 3.7: Espectro depois da aplicação do filtro RRC

utilização de filtros como o filtro FIR de Hilbert, pois estes actuam em apenas um certo número de amostras de cada vez, número este igual ao atraso de grupo do filtro. Outro problema que surge é que as sequências a que aplicamos este procedimento (o sinal e a sua transformada de Hilbert) têm de estar sincronizadas, uma vez que as descontinuidades no fim de cada segmento introduzirão frequências negativas. Assim optou-se pelo design e aplicação de um filtro FIR Hilbert.

De salientar que o atraso de grupo causado pelo filtro de Hilbert terá de ser compensado no outro braço para os sinais poderem ser somados corretamente. A ordem do filtro utilizado foi 64. Este número foi o que permitiu obter melhores resultados mantendo um atraso de amostras razoável (de 32 amostras). Em [33] é afirmado que foram reportados problemas no mesmo filtro com ordens superiores a 127. É mencionado também que com a utilização desta técnica apenas o ramo onde é aplicada a transformada de Hilbert recebe limitação de banda. Este problema é mitigado no nosso caso, como é aplicado um filtro em ambos os ramos no processo de decimação do sinal antes do DDMZM.

O Filtro FIR utilizado tem ordem par e classifica-se por isso de tipo III. Este tipo de filtros

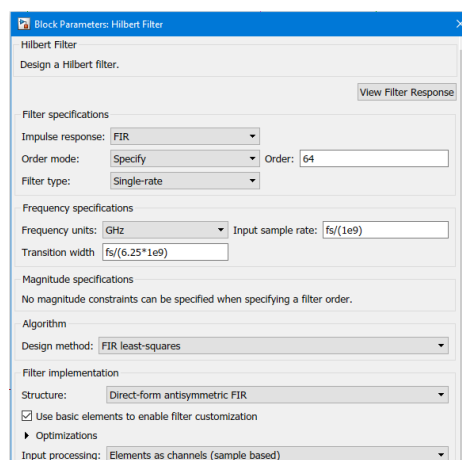


Figura 3.8: Parâmetros do filtro de Hilbert

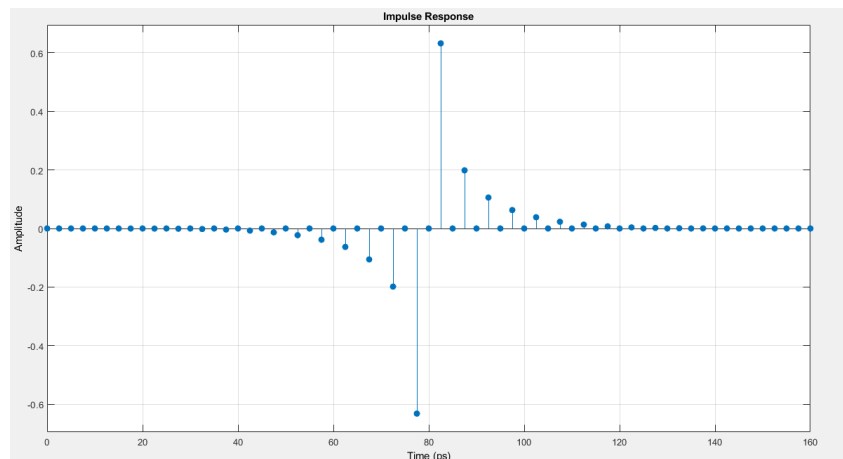


Figura 3.9: Resposta impulsional do filtro de Hilbert

é desenhado como sendo passa-banda. A frequência de corte é de $f_s/2$, isto é 25 GHz. Esta frequência é automaticamente limitada a este valor pelo Simulink para evitar problemas resultantes de “aliasing”. Este filtro é implementado através da convolução complexa do sinal e da resposta impulsional do filtro através de um método de “overlap/add” no domínio das frequências através da FFT (“fast fourier transform”).

O método de projeto do filtro utilizado foi o FIR *least-squares* porque garantiu o menor *ripple*, para os mesmos parâmetros do filtro, relativamente ao método *equiripple*. Os parâmetros do filtro podem ser observados nas figuras 3.8, 3.9. A figura 3.9 expressa a resposta impulsional que garante que as frequências positivas recebem um deslocamento de fase de 90° e as negativas um deslocamento de -90° .

A soma da componente gerada com a componente original dá origem a um sinal analítico. Por definição consideramos que um sinal sem componentes de frequência negativa, i.e. a sua transformada de Fourier para frequências inferiores a 0 é nula [33]. O maior problema encontrado foi a atenuação das frequências perto de 0. Isto porque sinais com muito baixa frequência são pro-

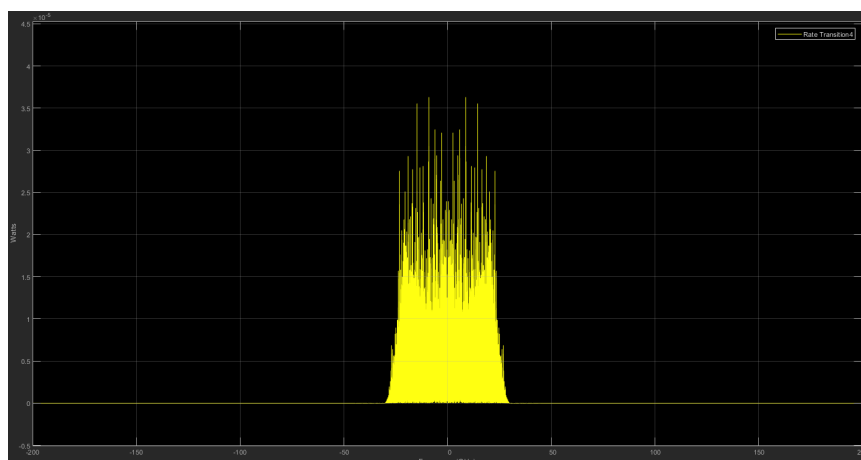


Figura 3.10: Espectro do sinal em banda-base/original

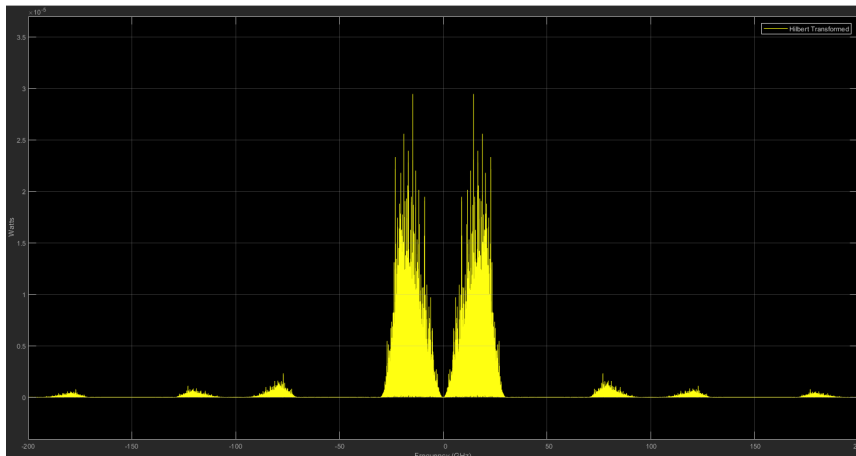


Figura 3.11: Espectro do sinal depois de receber transformada de Hilbert

blema para geradores de sinais analíticos, uma vez que o deslocamento de fase de 90° necessário requer um atraso da componente imaginária de aproximadamente infinito, para $f \rightarrow 0$ [33]. Depois disto, observou-se que os sinais dos dois braços estavam ligeiramente desalinhados. Foi por isto adicionado um offset extra ao atraso entre os braços ao atraso de grupo já computado. Ao aumentar a ordem do filtro estamos a aumentar a atenuação na banda não passante e obtemos também transições mais estreitas. Assim ficaremos com o sinal banda-base com espectro representado em 3.10 num dos braços do DDMZM e o sinal que recebeu a transformada de Hilbert, com espectro representado em 3.11, no outro braço.

3.2.4 Compensação do fenómeno de Gibbs

Um problema que surgiu após aplicação do filtro de Hilbert, foi o efeito de Gibbs. Este efeito causa o “overshoot” periódico de certas componentes do sinal quando há aplicação da transformada de Fourier, tal como pode ser visto na figura 3.12. Isto acontece porque variações bruscas na

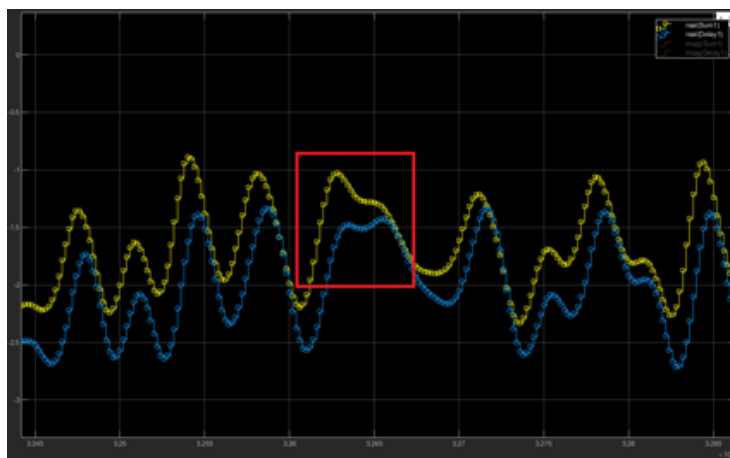


Figura 3.12: Anomalias provocadas no sinal resultantes do efeito de Gibbs

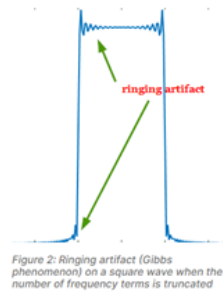


Figura 3.13: “Ringing” provocado numa onda quadrada quando o número de termos de frequência é truncado [33]

onda (transições não suaves) tornam difícil a aproximação do sinal através da soma dos coeficientes da série de Fourier. Isto é, sendo estes coeficientes senos e cossenos, será difícil descrever uma onda totalmente quadrada a partir dos mesmos. Assim o surgimento de artefactos podem dever-se a :

- Truncação de termos de frequência – por exemplo ao representar uma onda quadrada perfeita, seriam necessários termos infinitos nas componentes de frequência, logo truncar o número de termos da série causa uma reconstrução imperfeita (como na figura 3.13);
- Forma dos Filtros – O aparecimento está relacionado com transições rápidas na forma da resposta impulsional do filtro;

De mencionar que o atraso verificado entre os dois sinais da figura 3.12 deve-se não ao atraso de grupo do filtro (este atraso já tinha sido compensado) mas sim à própria transformada de Hilbert. Sendo este um deslocamento de fase no domínio das frequências, leva a um atraso no domínio dos tempos.

Assim para colmatar os dois problemas referidos, o tamanho do filtro FIR de Hilbert foi aumentado, i.e a ordem do filtro foi aumentada. Para além disso, houve um esforço para tornar as transições das bandas passante e não-passante mais suaves. O artigo [2] mencionou ainda que o melhor método de implementação do filtro para reduzir este efeito seria o FIR least-squares, uma vez que utiliza o eficiente algoritmo de “Park-Mclean”. A ordem do filtro RRC foi ainda reduzida de forma a tornar a sua resposta impulsional mais suave. Adicionalmente utilizou-se uma janela de Kaiser para ajudar nesta suavização do sinal. O fator β da janela utilizada foi de 7.

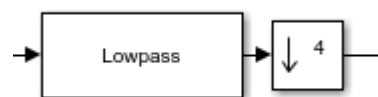


Figura 3.14: Configuração utilizada para substituir o filtro Decimador

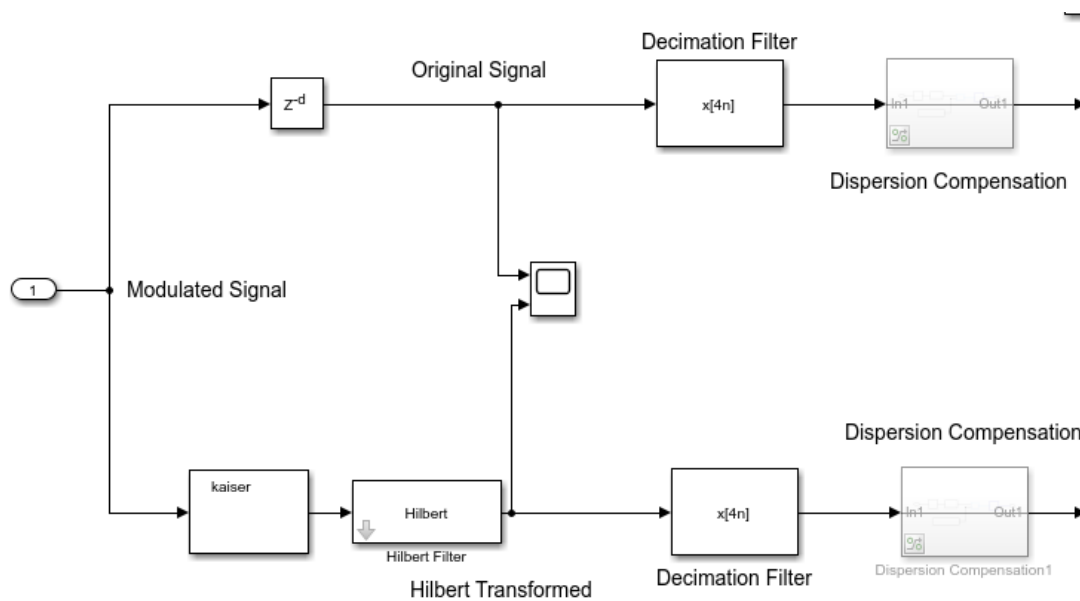


Figura 3.15: Circuito utilizado para aplicação do filtro de Hilbert e reamostragem

3.2.5 Reamostragem

Por fim, é necessário efetuar uma reamostragem das originais 8 amostras/símbolo para apenas 2 amostras/símbolo, antes da aplicação do sinal no DDMZM. Este “downsample” permitiu melhorar o desempenho do sistema completo, uma vez que se verificou que o efeito da dispersão não era tão elevado para um menor número de amostras. Inicialmente estavam a ser utilizados os filtros de interpolação/decimação disponibilizados na biblioteca do MATLAB. Na documentação é mencionado que o bloco do filtro contém um filtro passa-baixo seguido de um bloco de “downsampling”. Por outro lado o filtro de interpolação contém um bloco de “upsampling” seguido de um filtro passa-baixo. Acabou por optar-se pela sequência dos blocos da figura 3.14, pois a largura de banda utilizada pelo sinal após o filtro de interpolação estava a ser mais alta do que o esperado, levando a problemas em operações como o logaritmo, na qual se verifica uma expansão da banda utilizada. Para além disso, o segundo oferecia maior liberdade de escolha para a frequência de corte do filtro passa-baixo e maior transparência para as operações que estavam a acontecer no mesmo. Esta configuração é demonstrada na figura 3.14, com o filtro LP tendo uma frequência de corte $f_s/(fat \times 2)$, sendo fat o fator da decimação e $f_s/2$ a frequência de Nyquist. O bloco representado com uma seta para baixo é o “downsampler” e baixa a taxa de amostragem do sinal do fator especificado.

Na figura 3.15, podemos ver o circuito utilizado para aplicação do filtro de Hilbert e reamostragem. O bloco de “dispersion compensation” está transparente, pois pode ser utilizado tanto na transmissão (pré-distorção do sinal) como na receção (pós-compensação da dispersão). Por esta razão, este tema será melhor abordado na receção, após a explicação do método de propagação na fibra.

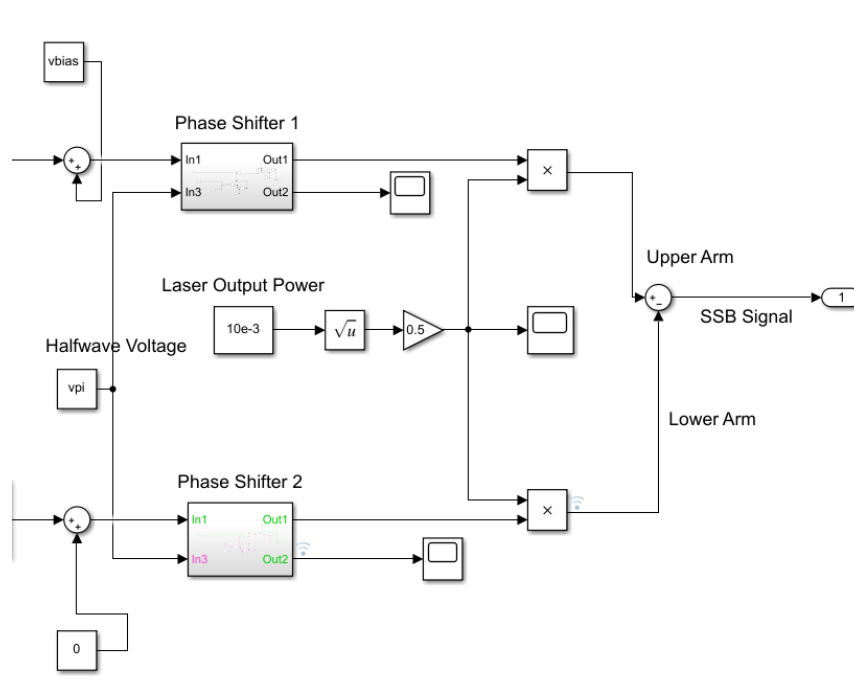


Figura 3.16: Circuito utilizado para simular o DDMZM

3.3 Transmissão ótica

A transmissão compreende todos os processos que permitem colocar o sinal modulado com uma certa potência de lançamento à entrada da fibra. Neste processo, o equipamento mais importante é o DDMZM, que permite gerar o sinal SSB desejado a partir dos sinais amostrados aplicados nos seus ramos, designados de “driving signals”. Na figura 3.17 podemos ver o circuito utilizado para simular o DDMZM.

3.3.1 Funcionamento do DDMZM

O DDMZM (“Dual Drive Mach-Zehnder”) dá output de um sinal com uma certa potência em função das tensões aplicadas. Esta relação é dada pela curva da Potência P_{out} em função da tensão $V(t)$ correspondente ao dispositivo. Esta função é dada pela equação 3.1, onde $V1$ e $V2$ são os sinais aplicados nos ramos 1 e 2 (com as tensões de polarização já incluídas). A componente $1 - j$ é a portadora ótica incluída pelo DDMZM.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{2} \times \left[1 - j + \frac{\pi \times (V1 + j \times V2)}{V_{\pi}} \right] \quad (3.1)$$

Este dispositivo é composto por dois ramos. Em cada um destes há um *phase shifter* que aplica um deslocamento dado por:

$$\phi = \pi \times \frac{V(t)}{V_{\pi}}$$

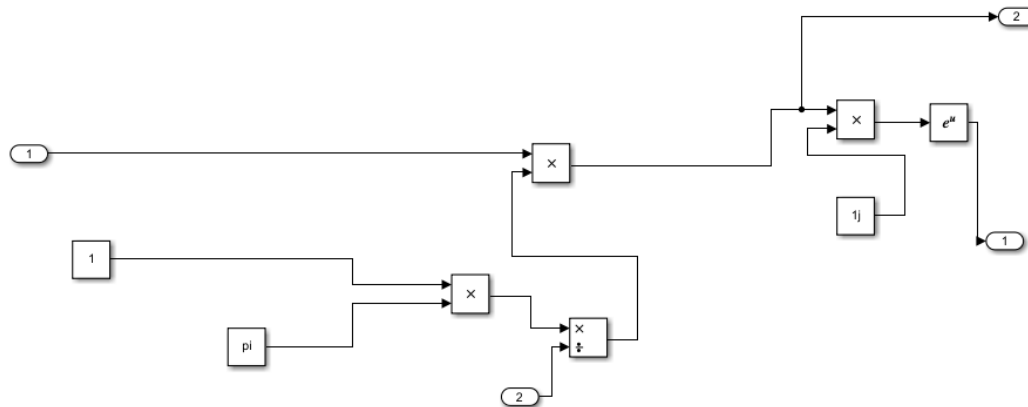


Figura 3.17: Operações no bloco *phase-shifter* utilizado

em radianos. Assim, a V_π chamamos de *Halfwave Voltage* e é a tensão necessária para rodar o sinal aplicado de π radianos. Por outro lado, $V(t)$ é dado pela soma da tensão de condução com a tensão de polarização aplicada ao mesmo (V_{bias}). Estas tensões devem ser ajustadas de forma a obter o melhor resultado possível, i.e obter a melhor supressão de banda possível e evitar a zona não linear do funcionamento do DDMZM. De forma a obter o deslocamento de fase de 90 graus entre os dois ramos, necessário para gerar o sinal SSB, foi necessário polarizar o DDMZM no ponto de quadratura, isto é, garantir que:

$$V_{bias} = -\frac{V_\pi}{2}$$

no ramo superior e 0 V no ramo inferior. Para a utilização do DDMZM, fizemos a aplicação do sinal em banda-base no ramo superior e do sinal rodado pela transformada de Hilbert no ramo inferior.

O bloco “phase-shifter” utilizado está apresentado na figura 3.17. Por fim será necessário multiplicar o sinal gerado pelo campo elétrico da fonte do transmissor, neste caso um DFB Laser. A potência ótica do laser é geralmente de alguns mW’s. Neste caso foi utilizado um CW (“Continuous Wave”) laser com a potência de 10 mw com base no produto [16]. Em [54] é mencionado que um sinal com modulação PAM-4 não é significativamente afetada pela largura espectral do laser escolhido, por isto, não houve implementação de ruído resultante desta largura espectral.

3.3.2 Método de Phase-Shift para geração da SSB

Os blocos representados na figura 3.18 descrevem o processo de geração do sinal SSB. Cada “phase-shifter” tem duas entradas, uma vai receber o sinal a deslocar em fase e a outra recebe a “halfwave voltage”. No segundo “phase-shifter” é recebido o sinal original deslocado de 90° no domínio das frequências, deslocação esta resultante da aplicação da transformada de Hilbert [33]. Na saída de ambos os “phase-shifters” é gerado um sinal DSB com ambas as bandas e a portadora completamente removida. Na USB (“Upper Sideband”) aplicamos um deslocamento de fase positivo de 90 graus em ambos os ramos, são idênticos em fase e amplitude. Na LSB (“Lower

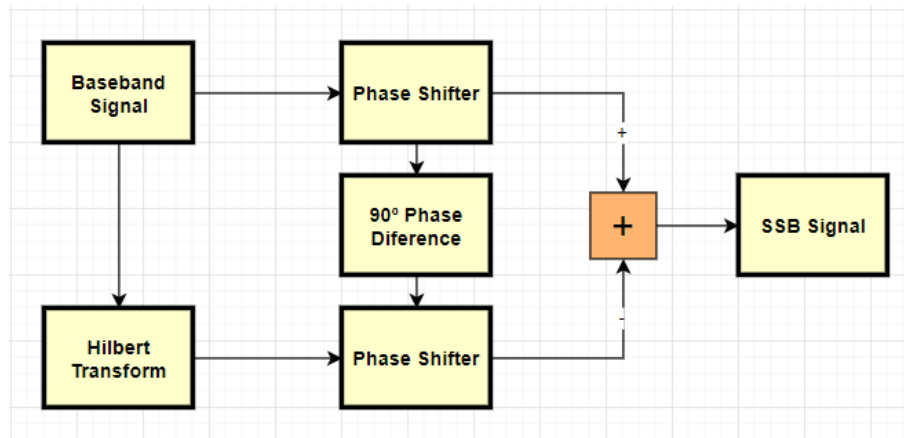


Figura 3.18: Diagrama de blocos para geração do sinal SSB pelo método de Phase-Shift

Sideband") do ramo 1 a portadora está deslocada positivamente de 90 graus, na LSB do ramo 2 a portadora está deslocada negativamente de 90 graus. Com isto, o conteúdo das LSB's dos dois ramos foi colocado em oposição de fase [21].

Ao somar os dois sinais em oposição de fase, a componente imaginária do sinal será anulada, ficamos por isso com um sinal real com apenas a banda positiva (USB). Assim quando as saídas dos “phase-shifters” são aplicadas ao somador, a LSB é cancelada e apenas fica a USB, banda das frequências positivas.

Por outro lado, para obter apenas a LSB, teremos de subtrair ao sinal do ramo 1 o sinal do ramo 2. Isto porque as componentes em fase dos dois ramos, i.e. com a amplitude e fase semelhantes na USB, vão-se cancelar [21]. Como é possível observar pela figura 3.19, o resultante sinal SSB terá uma potência muito superior para a USB do que para a LSB. As componentes do espectro para frequências fora da banda de -50 a 50 GHz correspondem a cópias do sinal original resultantes do aumento da taxa de amostragem do sinal. A potência mais baixa destas cópias relativamente ao sinal centrado em zero, deve-se à atenuação resultante do filtro passa-baixo aplicado

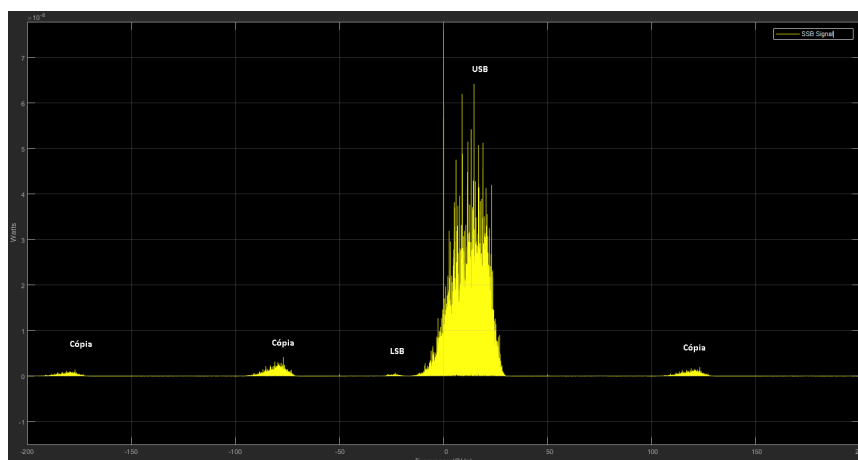


Figura 3.19: Espectro do sinal SSB gerado

na interpolação. Estas cópias não aparecem espelhadas relativamente à frequência central devido as deslocamentos provocadas na geração do sinal SSB.

3.3.3 Figuras de Mérito

As figuras de mérito utilizadas para classificar a qualidade do sistema foram o SSR ("Sideband Supression Ratio"), o CSPR ("Carrier to Signal Supression ratio"), o OSNR ("Optical Signal to Noise ratio") bem como o rácio de símbolos errados (medido apenas na receção). São demonstrados valores comuns para estes parâmetros na figura 3.20 para sistemas semelhantes, em condições BTB.

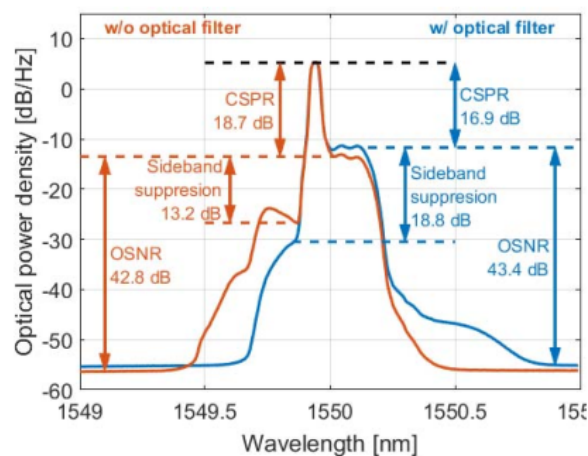


Figura 3.20: Espectro óptico em condições BTB com e sem filtro óptico com medições do OSNR, CSPR e SSR [46]

O SSR dá a supressão da banda não utilizada, por isso quanto mais elevado este valor for melhor. Este parâmetro está dependente do OMI, que por sua vez depende da relação “halfwave voltage” e tensão de condução. O OMI representa o sinal de uma forma normalizada e tem um valor ótimo que maximiza a supressão de banda. De acordo com [2], no método de geração da SSB escolhido, método de “phase-shift” através da transformada de Hilbert, há uma relação direta entre a “modulation depth” e a supressão da banda. Sendo a “modulation depth” dada pelo rácio entre a tensão de pico do sinal em banda-base e a tensão V_{π} [2]. Assim para melhorar a supressão da banda, V_{π} foi colocado a 6 V e a tensão do sinal em banda-base foi colocada em ± 0.5 V. Assim ficamos com uma “modulation depth” de 0.04.

O OSNR por sua vez, exprime a relação sinal-ruído de uma forma de onda e é definida em termos da potência ótica. Para a manter alta, é importante utilizar filtros adequados que permitem eliminar o ruído fora da banda proveniente por exemplo dos amplificadores e do foto-díodo. O CSPR é a relação entre a portadora ótica introduzida pelo DDMZM e o nível mais alto do sinal. O efeito resultante da SSBI está dependente do CSPR. Quer isto dizer que quanto mais elevado for o CSPR, menor será o efeito da SSBI resultante da detecção quadrada no fotodíodo. No entanto, é importante controlar este fator porque caso este suba para valores muito elevados, poderá haver

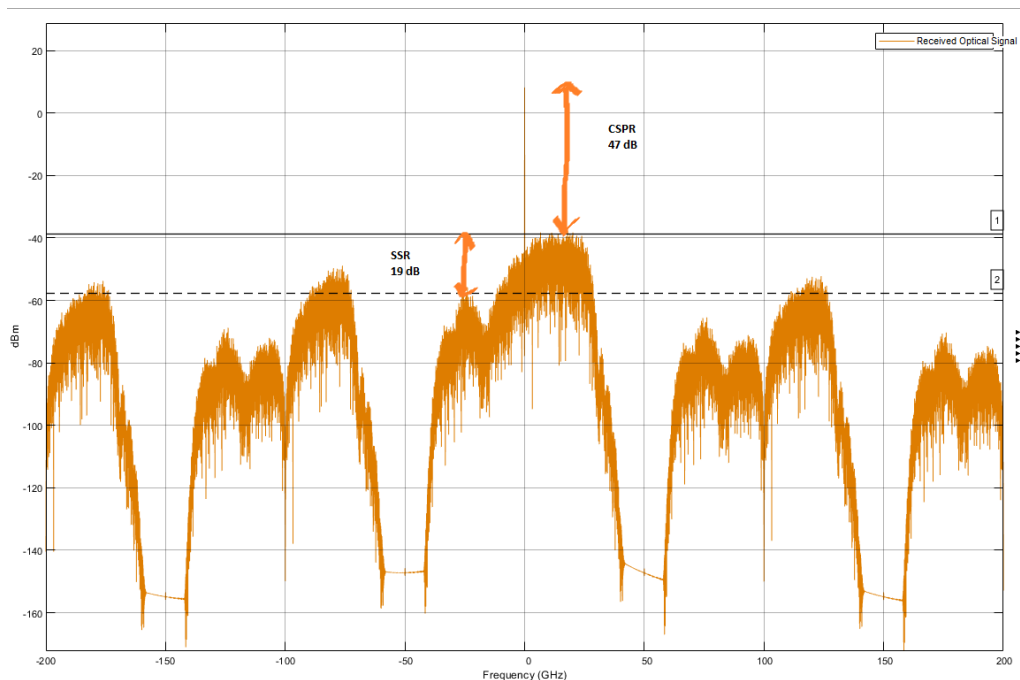


Figura 3.21: Espectro ótico obtido em condições BTB com medições do CSPR e SSR

degradação do OSNR e consequente aparecimento de erros.

Na figura 3.21 está o espectro obtido no caso do sistema desenvolvido. O CSPR obtido foi bastante elevado quando comparado com o normalmente utilizado na literatura. Isto é consequência do valor baixo de OMI utilizado e da elevada potência óptica do Laser utilizado de 10 mW. Como o DDMZM é polarizado no ponto de quadratura, isto levará a uma tensão de polarização bastante elevada de 3 V. Assim, tal como é comprovado em [20], quanto menor o OMI, maior será o CSPR.

3.4 Propagação na Fibra

Para simular a propagação na fibra mono-modo foi utilizado um modelo Matlab desenvolvido anteriormente [45]. Este modelo utiliza o método de *Step-Fourier* para introduzir dispersão linear (incluindo CD e PMD), e não-linear (SPM) através de secções alternadas nos domínios temporal e das frequências. Assim a fibra é dividida em várias secções de tamanho fixo e, através da resolução numérica da equação não-linear de *Schrodinger* (NLSE) [1], é possível simular o comportamento da propagação de um modo na fibra. Nas secções no domínio temporal, é introduzida dispersão não-linear com base no coeficiente de Kerr especificado. Nas secções no domínio das frequências, o sinal é multiplicado pela função de transferência do canal correspondente à fibra, i.e., os impulsos são atenuados de acordo com o parâmetro de atenuação especificado e os impulsos são alargados de acordo com o fator de dispersão. De salientar, a presença de um fator de *upsampling* a especificar no modelo, este terá de ser igual ao número de amostras/símbolo à entrada da fibra.

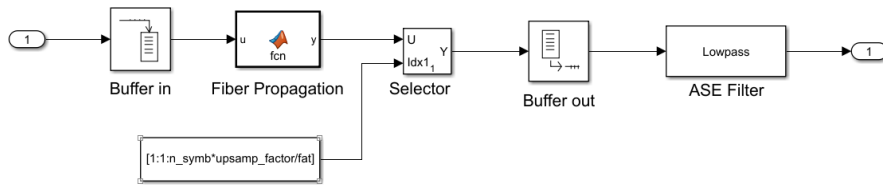


Figura 3.22: Blocos de simulação para a propagação na fibra e filtro óptico

Neste caso foram utilizadas 2 amostras/símbolo apenas na propagação na fibra, daí a necessidade de decimar o sinal por um fator de 4 antes deste ser introduzido na fibra.

Como o restante sistema foi desenvolvido em Simulink, foi necessário utilizar o bloco *Matlab Function* para integração. Neste bloco foi colocado o código correspondente ao modelo da fibra. Idealmente, este modelo utilizaria todos os símbolos a simular de uma só vez, isto é, colocaríamos os $5e5$ símbolos a simular à entrada do bloco e sairiam estes mesmos $5e5$ símbolos de uma só vez. No entanto, esta abordagem levaria a um atraso incontrolável de $5e5$ amostras, do ponto de vista do decisor. Por isto, optou-se por correr um *buffer* de 256 símbolos de cada vez. Este foi o menor número que garantiu convergência de resultados, isto é, garantiu o mesmo resultado que ao correr o código com toda a sequência. Os blocos correspondentes a esta montagem estão expostos na figura 3.22.

É também incluído um modelo de um EDFA e com introdução do ruído aditivo resultante da amplificação espontânea que ocorre no mesmo, ao qual nos vamos referir como ruído ASE ("Amplified Spontaneous Emission Noise"). Para esta simulação foi utilizado um EDFA entre cada secção da fibra para compensar pela atenuação imposta pela dispersão da fibra. Com isto garantimos que a potência do sinal não baixa ao ponto de afetar excessivamente o desempenho do sistema. No entanto, como os tamanhos da fibra utilizados são relativamente baixos (até 100 km), também poderiam ser utilizados apenas 2 EDFA's um no início e outro no fim da fibra para este sistema sem grandes penalizações de desempenho (tal como foi comprovado em [35]). Assim o seu ganho é dado pela equação 3.2, onde α é a atenuação da fibra e L_{span} é o comprimento de cada secção do algoritmo Step-fourier.

$$G_{dB} = 4.343 \times (\alpha \times L_{span}); \quad (3.2)$$

Por outro lado, o ruído resultante é dado pela equação 3.3 e a potência de ruído pela expressão 3.4. Na primeira expressão, N_f é a figura de ruído do EDFA (usualmente entre 4 e 6 dB), G é o ganho do dispositivo, h é a constante de *planck* e f_0 é a frequência ótica de operação (193 THz). O ganho e a figura de ruído são utilizados na escala linear quando não mencionado o contrário. Já na segunda expressão, N_0 é o ruído do EDFA e f_s é a frequência de amostragem utilizada.

$$N_0 = (N_f - 1) \times G \times h \times f_0; \quad (3.3)$$

$$EDFA_{NoisePower} = N_0 \times f_s; \quad (3.4)$$

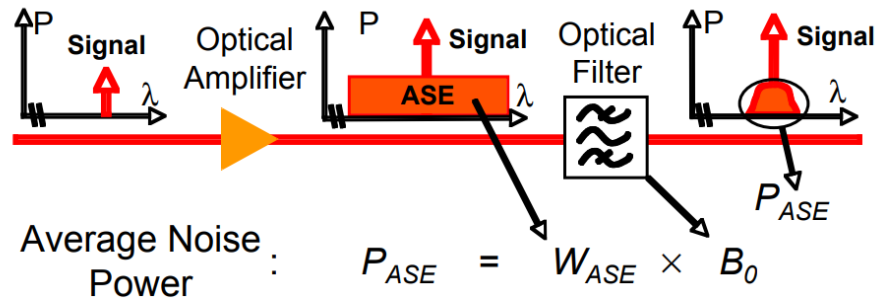


Figura 3.23: Diagrama exemplificativo da eliminação do ruído ASE [23]

3.4.1 Filtragem do ruído do ASE

Para reduzir o ruído ASE, é frequentemente utilizado um filtro óptico passa-banda, que permite eliminar o ruído fora da banda passante. Este procedimento está ilustrado na figura 3.24. Este ruído surge porque ao amplificarmos o sinal, introduzimos também uma componente de espectro com formato retangular na largura de banda do EDFA correspondente ao ruído ASE.

Esta eliminação parcial do ruído ASE antes do foto-díodo permite evitar componentes resultantes do “batimento” deste mesmo ruído. O processo demonstrado na figura 3.24 procura explicar que a não eliminação do ruído de largura de banda B_0 leva à mistura ou batimento de várias componentes de frequência do sinal óptico [23]. Isto é, o quadrado do espectro óptico de banda B_0 leva ao produto dele por si próprio no domínio dos tempos, originando componentes de batimento. Este produto no domínio dos tempos, traduz-se numa convolução no domínio das frequências. Isto permite explicar as formas geométricas representadas: da convolução de um quadrado (ruído ASE) com outro quadrado resulta um triângulo. Há por isso uma componente resultante do produto do sinal com o ruído ASE, o ruído por si próprio e o sinal por si próprio. Esta última componente faz com que o valor médio do sinal seja elevado do valor médio do ruído do amplificador. Esta fundamentação é semelhante para o caso de outras componentes como a SSBI que procuramos evitar através do KK receiver.

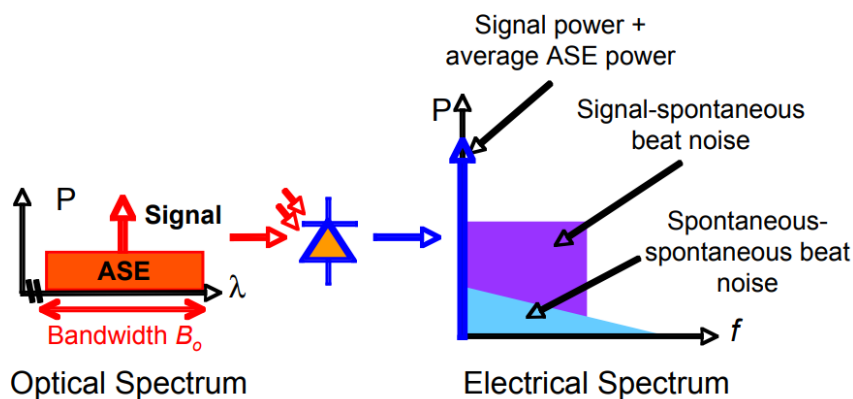


Figura 3.24: Efeito do batimento do ruído ASE no fotodíodo [23]

Como não havia ao dispor dispositivos ópticos no Simulink Matlab, foi utilizado um filtro passa-baixo FIR para substituir o filtro passa-banda ótico. Esta abordagem desde já introduzirá algumas imprecisões a ter em conta. Desde já, porque o filtro é suposto ser aplicado no domínio ótico num certo intervalo de comprimentos em volta do comprimento de onda central e o filtro utilizado é aplicado no domínio elétrico. No entanto, se considerarmos a aproximação utilizada em [7], podemos aproximar este filtro passa-banda ótico por um filtro passa-baixo ideal, sem comprometer a veracidade dos resultados. Este filtro passa-baixo terá como frequência central 0 GHz, uma vez que a propagação do sinal ótico é feita em banda-base. Os filtros FIR passa-baixo utilizados têm parâmetros a especificar como a ordem, a frequência de corte, mínima atenuação na banda atenuada e tamanho da banda de transição. Quanto maior for a ordem do filtro mais abrupta será a banda de transição. Assim, caso não seja possível obter a atenuação desejada na frequência de corte desejada (quando isto não é possível a ferramenta utilizada deslocava a frequência de corte para um valor mais acima), será necessário aumentar a ordem do filtro. No entanto é necessário ter em conta certas irregularidades como o efeito de Gibbs, que levam a efeitos adversos caso a região de transição seja muito brusca. Para um ajuste eficaz de frequências de corte foi utilizado o analisador de espectros para verificar onde cortar o ruído em conjunto com a taxa de erros do sistema. O filtro passa-baixo utilizado tem ordem 32, atenuação mínima de -100 dB, frequência de corte $\frac{f_s}{(1.5 \times fat \times 2)}$ com fat sendo igual a 4 e ripple máximo na banda passante de 1 dB.

3.4.2 Parâmetros da fibra

A tabela 3.1 contém os parâmetros da fibra.

3.5 Receção ótica

A receção da forma de onda compreende a deteção e conversão do sinal do domínio ótico da fibra, para o domínio elétrico onde o sinal será recuperado. Este processo é realizado através de um fotodetector.

3.5.1 PIN vs APD

Em sistemas de comunicação por fibra ótica de alta velocidade geralmente temos 2 opções: o PIN e o APD ("Avalanche Diode")[11]. O PIN é uma opção mais barata e simples de implementar, embora tenha ganho em corrente unitário. O ganho no APD leva a um SNR mais alto, embora necessite no entanto, de uma tensão de operação mais alta. O PIN convencional é muito mais fácil e barato de fabricar e é bastante confiável em todos os casos. A largura de banda do APD diminui com o ganho, traduzindo-se por existir um compromisso entre sensibilidade e tempo de resposta. São portanto usados em aplicações que necessitam de elevada sensibilidade e o tempo de resposta não é tão importante.

Como podemos ver pela figura 3.25, o APD tolera uma maior largura de banda em comparação com o PIN. Esta maior largura de banda leva no entanto, a um aumento do ruído do sistema,

Parâmetro	Variável/Fórmula	Valor
Índice de reflexão do núcleo	n1	1.4538
Índice de reflexão da bainha	n2	1.439185
Diferença de índices de refração	$\Delta = \frac{(n1^2 - n2^2)}{(2 \times n1^2)}$	280
Comprimento de onda(μm)	λ	1.55
Raio do núcleo	a	6
Raio da bainha	$b = 4 \times a$	24
Comprimento da fibra(m)	L	50×10^3
Número de spans	nspans	10
Comprimento de cada span(m)	$L_{span} = \frac{L}{nspans}$	5e3
Comprimento de cada step(m)	Lstep	1000
Número de steps	$\frac{L_{span}}{Lstep}$	5
Dispersão na fibra(s/m ²)	D	17×10^{-6}
Coeficiente de Kerr(W-1.m-1)	γ	0.0013
Atenuação(dB/km)	α	0.2
Taxa de Símbolos	Symbolrate	50×10^9
Fator de upsampling	upsampfactor	2
Frequência de amostragem	$f_s = upsampfactor \times Symbolrate$	100×10^9
Frequência ótica(Hz)	$f_0 = 3 \times 10^8 / (\lambda \times 1 \times 10^6)$	193.41×10^{12}

Tabela 3.1: Parâmetros da fibra

uma vez que, o ruído ambos os fotodetetores aumenta com a largura de banda[11]. No sistema desenvolvido, o PIN foi a opção escolhida, uma vez que é o que tem o melhor tempo de resposta e maior simplicidade de implementação.

3.5.2 Funcionamento do PIN

Para simular o PIN foi necessário introduzir “thermal noise” e “shot noise” resultante da operação deste dispositivo. Para tal este ruído foi estimado a partir das condições atuais do sistema [4]. O PIN origina um par de pares elétron-lacuna para cada fóton incidente eficaz proveniente do laser. Isto é, esta conversão óptico-elétrica não é perfeita, tem uma certa eficiência quântica η , traduzida pela equação:

$$\eta = \frac{(i_p/q)}{(p_i/h\nu)} \quad (3.5)$$

onde i_p é a corrente no PIN, q é a carga de um elétron, $h\nu$ é a energia de cada fóton e p_i é a potência ótica do sinal incidente no foto-detetor. Uma relação importante a estabelecer é:

$$R = \frac{i_p}{p_i} \quad (3.6)$$

sendo R definido como a responsividade do foto-díodo em A/W.

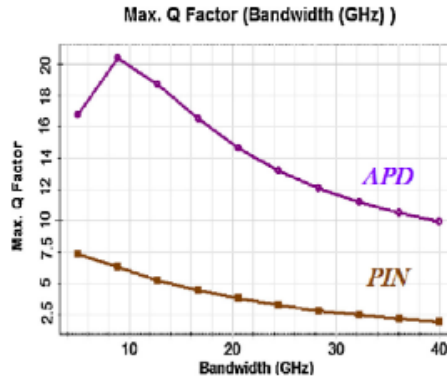


Fig. 9. Q factors plotted with photodiode bandwidths.

Figura 3.25: Comparação entre PIN e APD em função do fator Q e BW [11]

3.5.3 Ruído

O ruído dominante num PIN é chamado de “shot noise” e pode ser aproximado por uma distribuição gaussiana de média 0 e variância σ_{shot}^2 dada por:

$$\sigma_{shot}^2 = 2q(i_p + i_d)(M)^2 \times F(M) \times B \quad (3.7)$$

Onde i_d é uma corrente denominada “dark current” que resulta da geração de pares elétron-lacuna através do efeito térmico. B dá a largura de banda equivalente da parte elétrica do recetor. Por fim $F(M)$ é um fator de excesso resultante da utilização de um APD, como neste caso utilizamos um PIN, assume sempre o valor de 1. A variável i_p pode ser substituída por $R \times p_i$.

Outro tipo de ruído a considerar resulta dos elementos ativos e resistivos presentes no recetor ótico. Neste caso o ruído é originário apenas do ruído térmico da resistência representada por R_b . Assim a variância deste ruído é dada por:

$$\sigma_{circuit}^2 = \frac{(4 \times k_b \times T \times B)}{R_b} \quad (3.8)$$

K_b é a constante de Boltzman, T é a temperatura absoluta em Kelvin. No caso de haver pre-amplificação ótica teremos de ter em conta adicionalmente o ruído resultante de amplificação por emissão espontânea (ASE). Este ruído afeta o “shot noise” introduzindo uma componente adicional na sua variância:

$$\sigma_{ASE}^2 = 2q(R(p_i + 2P_{ASE})) + i_d)(M)^2 \times F(M) \times B \quad (3.9)$$

O ASE é também convertido para o domínio elétrico, resultando daqui 2 componentes de batimento: o signal-ASE e o ASE-ASE. As variâncias destas são dadas por:

$$\sigma_{(S-ASE)}^2 = 4 \times R^2 \times p_i \times S_{ASE} \times B \quad (3.10)$$

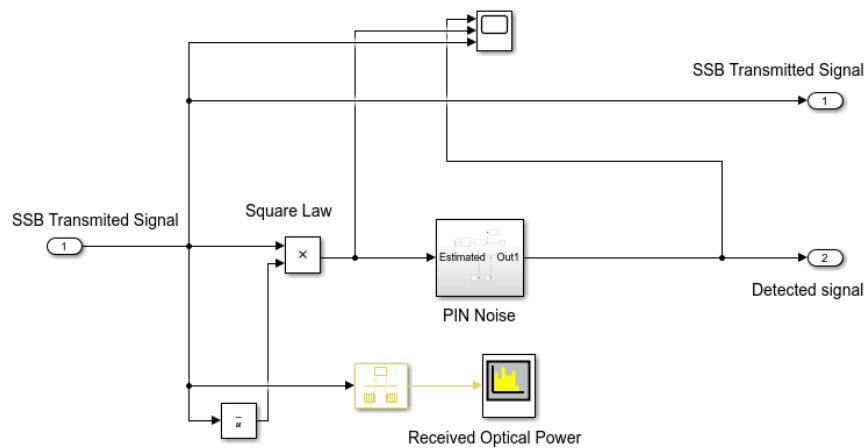


Figura 3.26: Blocos utilizados para o PIN e introdução de ruído respetivo

$$\sigma_{(ASE-ASE)}^2 = 2 \times R^2 \times (S_{ASE})^2 \times B \times (2 \times B_o - B_e) B_e \quad (3.11)$$

onde S_{ASE} é a densidade espectral do ruído ASE para cada modo de polarização, B_o é a largura de banda ótica na entrada do PD e B_e é a largura de banda do ruído elétrico no recetor. Como todas as componentes podem ser aproximadas por distribuições gaussianas, a variância do ruído total é dada pela soma de todas as componentes [35]. Os blocos utilizados para simular o PIN e respetivo ruído estão apresentados na figura 3.26. O bloco PIN “Noise” utiliza fontes gaussianas aleatórias de média 0 e variância especificada na tabela 3.2. A operação da lei quadrada está representada antes disso através da multiplicação do sinal pelo seu conjugado. É ainda extraído um sinal sem receber esta operação nem ruído, para que possa ser analisado o efeito do ruído e a eficácia da reconstrução complexa efetuada.

Parâmetro	Valor
Elementary Charge	1.6×10^{-19}
Planck Constant	1.38×10^{-23}
Temperature(K)	280
Bandwidth(GHz)	70
Resistance(Ω)	100
Circuit noise (W)	1.6560×10^{-11}
Dark noise current (A)	0
Refletivity(A/W)	0.7
Normalized Optical Power	1
Shot noise(A)	9.5200×10^{-11}

Tabela 3.2: Parâmetros do foto-díodo

Para filtrar o ruído será utilizado um filtro passa-baixo FIR com uma largura de banda tal que permita a eliminação quase total do ruído introduzido pelo PIN. O filtro utilizado tem ordem 32, máximo “ripple” na banda passante de 1 dB, atenuação mínima na “stopband” de 100 dB e

frequência de corte de $\frac{f_s}{(3 \times fat)}$ com fat sendo o fator de decimação antes da propagação na fibra, neste caso sendo 4.

3.6 DSP na Recepção

Esta secção aborda o processamento do sinal que permite recuperar parcialmente o sinal original. Este processo envolve recuperação do sinal após detecção quadrada, amplificação, remoção da componente DC, igualização, desmodulação e contagem de erros. Um esquema exemplificativo está expresso na figura 3.27.

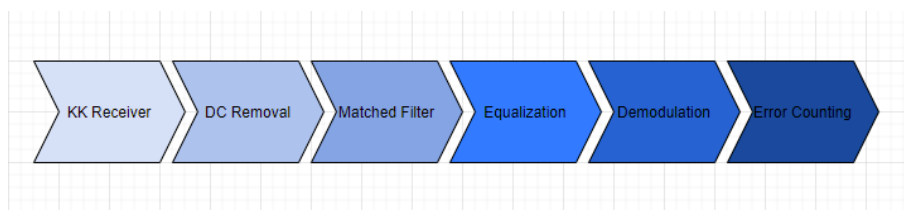


Figura 3.27: Diagrama de blocos para o DSP na recepção

3.6.1 Reconstrução complexa no recetor KK

Na figura 3.28 podemos ver os blocos utilizados para realizar as operações de reamostragem, reconstrução complexa e alinhamento de fase. Para começar foi realizada um aumento da taxa de amostragem das 2 amostras por símbolo do sinal propagado na fibra, para as 8 amostras por símbolo originais. Este número de amostras garantiu a maior eficácia de recuperação do sinal original. A diferença relativamente a um número menor de amostras por símbolo foi especialmente notável no processo de igualização realizado após a reconstrução analítica. O sinal que foi elevado ao quadrado pelo foto-díodo terá de ser recuperado. Para tal, será utilizado o esquema do KK.

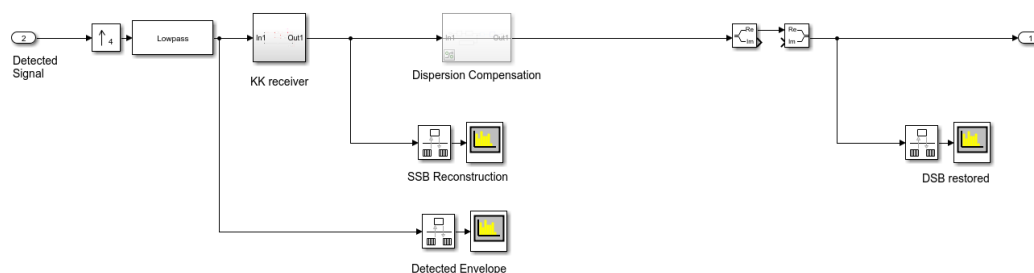


Figura 3.28: Operações no recetor: reamostragem, recetor KK e alinhamento de fase

Na figura 3.29 podemos ver as operações no recetor KK que permitem obter o módulo do sinal no ramo de baixo e a fase do sinal no ramo de cima através do logaritmo do sinal original e da sua transformada de Hilbert. Estas operações permitem-nos estimar a fase e módulo do sinal, evitando as componentes supérfluas de batimento. Este esquema permite assim evitar SSBI, sem necessidade de operações com complexidade excessiva para estimar e remover a SSBI. Tal como

é comprovado em [18], relativamente aos métodos de estimação e remoção da SSBI, este método é mais simples e o que conduz a melhores resultados. As operações realizadas no KK permitem assim uma reconstrução analítica da componente de fase do campo ótico através da componente de intensidade do campo recebida [12]. Para garantir isto, é necessário que o sinal recebido satisfaça a condição de fase mínima. Esta condição é garantida caso a potência da portadora seja superior à do sinal SSB [18], isto é, caso o CSPR seja superior a 0. Estas componentes podem ser obtidas através das expressões:

$$E_s(t) = (\sqrt{I(t)}e^{j \times \psi_E(t)}) \quad (3.12)$$

$$\psi_E(t) = H(\log(I(t))) \quad (3.13)$$

Na expressão 3.12 a componente ψ_E é a fase estimada para o campo com base na intensidade recebida $I(t)$ e $H(\cdot)$ é a transformada de Hilbert. Em [28] são apresentadas informações adicionais sobre o recetor KK.

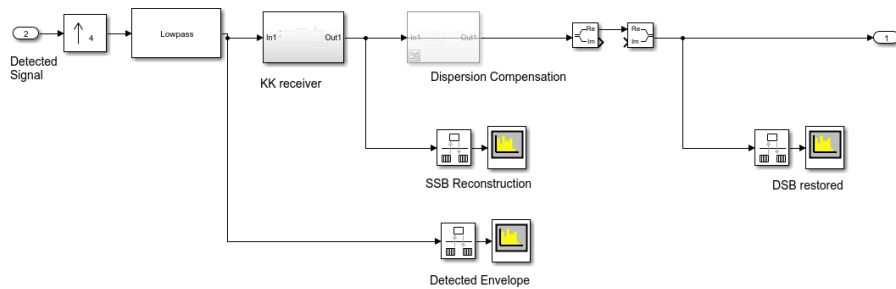


Figura 3.29: Operações no KK receiver

No entanto, após esta recuperação do sinal SSB, será necessário rodar o sinal para obter o sinal original. Para tal, foi comparado o sinal antes e depois do PIN. A parte real do sinal estimado é uma versão espelhada segundo o eixo dos x do sinal original. Isto acontece porque o sinal SSB foi gerado na RSB em vez de na LSB como geralmente é feito nestes sistemas.

Assim para obter o sinal original, multiplicamos a parte real por -1, o que equivale a uma rotação de -180° . Isto levará, no entanto, a uma inversão do espetro, o sinal passará a ter uma LSB.

Por fim, para recuperar a DSB original, a partir do sinal analítico selecionamos apenas a componente real do sinal complexo. Isto porque o sinal analítico é um sinal em que a componente real é o sinal original DSB e componente imaginária é a transformada de Hilbert do sinal original. Lembra-se que o sinal analítico é constituído pelas componentes:

$$S_{analitico} = S(t) - j \times H[S(t)] \quad (3.14)$$

Em [41] é referido que, devido ao elevado aumento da largura de banda resultante das operações da raiz e logarítmica é necessária uma interpolação antes da reconstrução complexa do campo, e é sugerido um fator de 3. Verificou-se que este fator de interpolação pode também ser

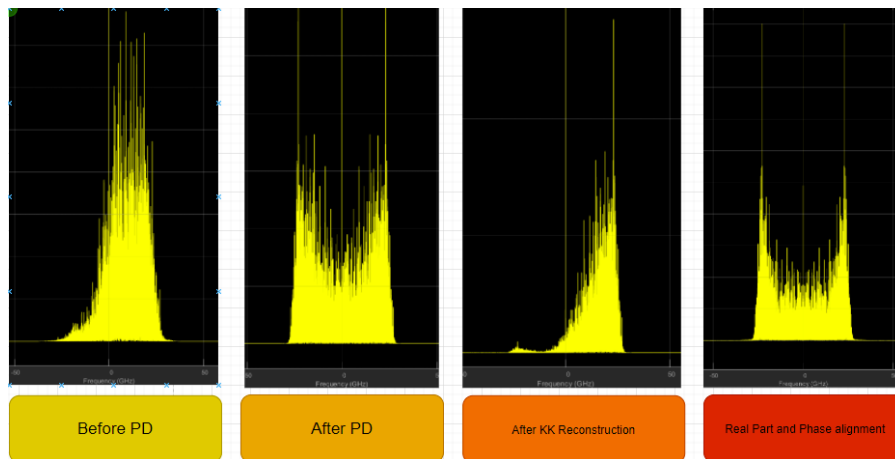


Figura 3.30: Esquema do KK receiver

demasiado elevado. A interpolação leva a uma expansão do espetro através da adição de cópias do sinal original em frequências mais elevadas. Assim, se o filtro de interpolação não for devidamente dimensionado e as respetivas cópias não forem devidamente atenuadas, certas operações como a igualização podem ser comprometidas. Este problema verificou-se inicialmente quando estava a ser utilizado o filtro FIR de interpolação do Matlab. Este filtro dá “upsample” ao sinal aplicado na entrada por um fator L de “upsampling” especificado. Conceptualmente, este consiste num upsampler seguido de um filtro FIR de “anti-imaging”, que tem como objetivo remover as cópias introduzidas no “upsampling”. É mencionado em [26] que este filtro de “anti-imaging” geralmente corresponde a um filtro passa-baixo.

3.6.2 Métodos de compensação da dispersão

Uma das principais limitações em sistemas óticos de alta velocidade é a dispersão resultante da propagação na fibra ótica. Por isso mesmo, é essencial incluir métodos de compensação da dispersão.

3.6.2.1 Efeitos não-lineares

Para compensar efeitos não-lineares já foi provado na literatura que garantir uma *launch power* à entrada inferior a um certo valor limite, assegura que os efeitos não-lineares não afetam irreversivelmente o sinal.

Este limite surge devido à não-linearidade SPM. A flutuação da intensidade do sinal causa mudança na fase do sinal que por sua vez induz um chirp indesejado na onda [17]. O coeficiente de Kerr é dado por $\gamma = \frac{(n \times 2 \times \pi \times f)}{(A_{eff})}$. O limite de potência a respeitar para um reduzido efeito não-linear é dado em watts pela expressão [42]:

$$MaxPower = \frac{\alpha}{\gamma}$$

sendo α o coeficiente de atenuação na fibra e γ sendo o coeficiente de Kerr. A utilização de um igualizador não-linear permite contrariar as distorções ainda existentes. No caso, verificou-se que o comportamento com o DFE seguido do igualizador linear piorou geralmente a taxa de erros, por isso acabou por se utilizar o último apenas na sequência de treino. Os efeitos não-lineares não se mostraram muito prejudiciais quando respeitado o limite de potência mencionado.

3.6.2.2 Dispersão linear

Já para compensar os efeitos de dispersão, bastante mais significativos, para além do igualizador linear, são testados 3 outros métodos. Os dois primeiros envolvem compensação elétrica no domínio das frequências através do produto pelo conjugado da função de transferência da fibra. Estes dois diferem na posição do sistema em que são aplicadas: a pré-compensação é realizada antes do DDMZM (é feita uma pré-distorção do sinal) e a pós-compensação é realizada após reconstrução do sinal SSB no KK receiver. Para a aplicação destes 2 métodos foi utilizado mais uma vez o bloco *Matlab Function* da mesma forma que já tinha sido utilizado para a propagação na fibra. Desta vez vamos aplicar a FFT e multiplicar o sinal transformado pelo conjugado da função de transferência da fibra. Isto porque esta mesma função de transferência é um deslocamento de fase, ou seja, o seu inverso é um deslocamento com sinal oposto, ou seja o conjugado complexo. Assim com este produto complexo pelo inverso da função de transferência da fibra, conseguimos recuperar quase totalmente o sinal e compensar assim pelo afastamento dos impulsos resultante do efeito de dispersão da fibra. De salientar que a atenuação resultante da propagação na fibra é compensada imediatamente através da amplificação nos EDFA's.

O 3º método é efetuado no domínio ótico e recorre à utilização de uma secção de DCF ("Dispersion compensating fiber"). A compensação da dispersão imediatamente a seguir a esta ser introduzida pela fibra principal, evita distorções resultantes de operações como a lei quadrada no fotodíodo antes da pós-compensação e não necessita da maior complexidade introduzida no transmissor aquando da pré-compensação. Este método é no entanto extremamente inconveniente de aplicar num sistema real. Isto porque, cada secção de DCF terá um certo comprimento fixo entre as quais teremos de colocar juntas (que por si só introduzem perdas adicionais) até a dispersão ser mitigada da melhor forma possível. A DCF utilizada nesta simulação é ideal, i.e., consideramos que tem o tamanho ideal para compensar uma certa dispersão já conhecida. Para além disso perdas nas juntas entre outras não são consideradas. As taxas de erros após aplicação de cada um dos métodos serão apresentadas mais abaixo.

3.6.2.3 Banda de compensação elétrica

Em [37] é mencionado que o sinal deve ser compensado apenas dentro da banda do sinal. Anteriormente, a função de transferência estava a ser aplicada na banda de frequências $[-f_{nyquist}, f_{nyquist}]$, com $f_{nyquist} = \frac{f_s}{2}$ sendo f_s a frequência de amostragem do sinal. Isto estava a conduzir a uma reconstrução imperfeita do sinal. Portanto foi adoptado o método de [37] e a

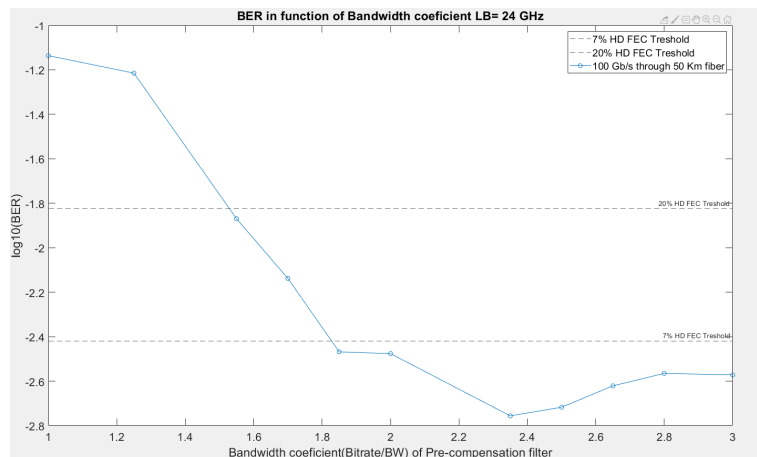


Figura 3.31: BER em função do parâmetro div , quociente do débito de 100 Gb/s pela largura de banda

compensação foi aplicada apenas na banda do sinal. A banda foi adaptada da seguinte forma:

$$\left[-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2} - \frac{1}{T}\right] \rightarrow \left[-\frac{f_s}{(2 \times div)}, \frac{f_s}{(2 \times div)} - \frac{1}{(div \times T)}\right]$$

Assim ajustando o fator de escala div , foi possível obter melhores resultados para altos débitos (100 Gb/s). No entanto, para o débito de 12.5 Gb/s, isto não se verificou. Mantendo a aplicação da compensação para a banda original, foi obtido um melhor desempenho. Este comportamento está ilustrado nas figuras 3.31 e 3.32. Estas figuras mostram a relação da taxa de erros com o fator div . Para o débito de 100 Gb/s a taxa de erros tem um péssimo comportamento quando aplicado na banda inteira do sinal. No entanto, quando a compensação é realizada apenas na banda do sinal (com um fator div tal que o garanta), a taxa de erros está de acordo com o esperado. Assim, o fator div foi mantido em 2.35 para o débito de 100 Gb/s nas restantes simulações realizadas.

A referência [54] procura estabelecer uma relação entre o quociente débito/largura de banda e o BER. Ao aumentar a taxa de símbolos, a banda do ruído equivalente do sinal PAM aumenta, assim como o ruído geral. Maior débito leva por isso a uma maior distorção e conseqüentemente uma taxa de erros mais elevada. Daqui podemos extrair que, como o BER não aumenta linearmente (por observação dos espectros dos dois sinais verificou-se que para um débito de 12.5 Gb/s temos uma banda total ocupada pelo sinal de 5 GHz e para 100 Gb/s temos uma banda total ocupada pelo sinal de 30 GHz), é necessário estreitar a banda do filtro compensador da CD por um fator div , para contrariar esta não-linearidade e garantir uma taxa de erros aceitável.

3.6.3 Amplificação e Matched Filtering

Um filtro RRC na recepção é utilizado para recuperar a forma sinusoidal da onda no domínio dos tempos e evitar ISI. Este filtro tem os mesmos parâmetros do filtro da transmissão, isto é, foi utilizado um fator de rolloff de 0.2, um tamanho do filtro de 16 símbolos e uma taxa de amostragem de 8 amostras por símbolo. A resposta impulsional está representada na figura 3.5. O circuito que

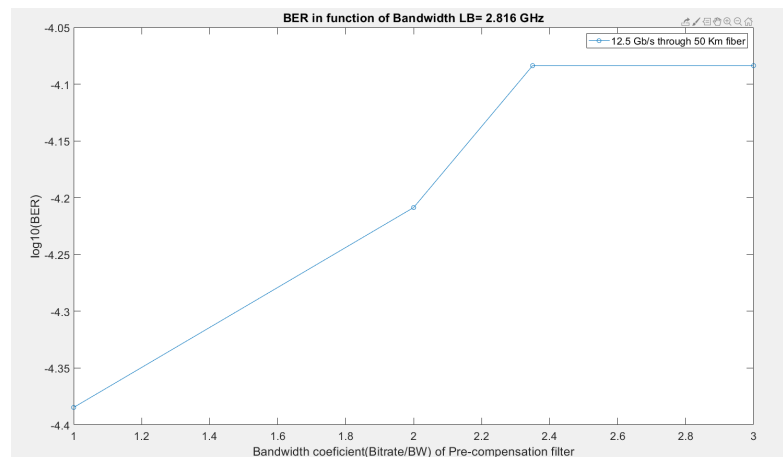


Figura 3.32: BER em função do parâmetro *div*, quociente do débito de 12.5 Gbits/s pela largura de banda

aplica a convolução com este filtro e mais amplificação elétrica do sinal de acordo com o tamanho da fibra, está apresentado na figura 3.33, onde L é o comprimento da fibra em metros. Foram efetuados testes com vários tamanhos de fibra L e o fator $0.015 \times 4 \times (L/(1 \times 10^3))$ representado na figura 3.33 foi o que garantiu o ganho para o sinal recebido que assegurava o menor BER sem ajuste manual do ganho do mesmo.

O Bloco *Increment and Add* representado a transparente (este bloco era utilizado apenas para calibração da amplificação do sinal recebido e por isso está comentado) permite um aumento incremental do ganho de acordo com um parâmetro especificado num determinado tempo. O ganho do sinal recebido neste bloco é aumentado linearmente em função do tempo de simulação (o gráfico da função do ganho do sinal recebido é uma rampa). A saída do bloco *Increment and Add* dá a o erro quadrático médio (MSE) entre as sequências recebida e de treino. Com base no valor presente no eixo das abcissas no ponto de MSE entre estas duas sequências mínimo, conseguimos chegar ao valor de amplitude para o sinal recebido que garante uma melhor igualização, uma vez que quanto menor for este MSE, melhor será a igualização.

3.6.4 Remoção da componente DC

As operações no recetor KK levam à introdução de componentes DC não desejadas que podem levar a decisões erradas. Para tal, existe um bloco denominado de *DC Blocker* que permite eliminar esta componente DC através de um filtro IIR. Este bloco estima e remove a componente DC do sinal, transformando-o em um sinal com média nula. No entanto, a componente DC do sinal com este método não foi completamente removida, por isso foram testados métodos alternativos. O método que originou melhores resultados envolve a utilização de uma sequência de treino, que é a sequência original interpolada para 8 amostras/símbolo. O RMS ("root mean squared") das duas sequências (sequência recebida e de treino) foi calculada com 1000 amostras e a diferença entre as duas foi calculada. Ao somar-mos a diferença deste com o sinal recebido, teremos a componente

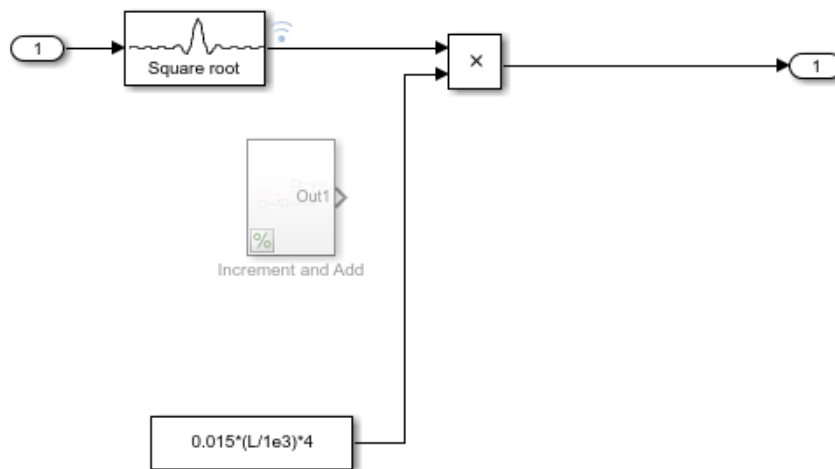


Figura 3.33: Circuito de Amplificação e filtro RRC-Rx

DC indesejada parcialmente removida. Para quantificar a eficácia deste processo, foi utilizado o MSE. O circuito que permite efetuar estas operações está na figura 3.34.

3.6.5 Sincronização

Para fazer operações com a sequência de treino foi necessário sincronizar a mesma com a sequência recebida. Para tal, foram contabilizados os atrasos quantificados em número de amostras resultantes de operações como aplicação de filtros, propagação na fibra e compensação da dispersão e este atraso foi compensado através do bloco de *discrete delay*. Este bloco introduz um atraso fixo de um valor de amostras especificado. Um bloco essencial para determinar estes atrasos foi o *find delay*. Este bloco faz a correlação de dois sinais através de uma janela de um número especificado de amostras. O tamanho da janela de 10 000 amostras foi suficiente para obter convergência para um total de 500 000 símbolos.

O diagrama 3.35 mostra todos estes atrasos. As setas indicam mudanças nas taxas de amostragem e cada uma das cores indica uma das três taxas utilizadas. Na propagação da fibra a utilização de uma taxa de amostragem mais baixa levou a um melhor desempenho, daí a utilização de apenas 2 amostras/símbolo. Nas operações de geração de inteiros e contagem de erros logicamente é necessário apenas 1 amostra/símbolo de forma a obter os símbolos verdadeiros. Por fim, nas operações de reconstrução do campo no KK e igualização, as 8 amostras/símbolo levaram a melhores resultados, principalmente pela maior eficácia da transformada de Hilbert e pelo maior tempo por símbolo no 2º caso (leva a decisões mais informadas e por consequência mais corretas). O segundo bloco de dispersão diz respeito à compensação da dispersão, é utilizado o mesmo número de amostras por *buffer* para replicar as condições da introdução da dispersão na propagação na fibra. Este bloco tanto pode ser colocado na posição onde está como antes do filtro de decimação (antes do DDMZM), realizamos nesse caso uma pré-compensação da dispersão através de pré-distorção. O atraso em número de amostras é o mesmo em ambos os casos. Houve um atraso adicional que

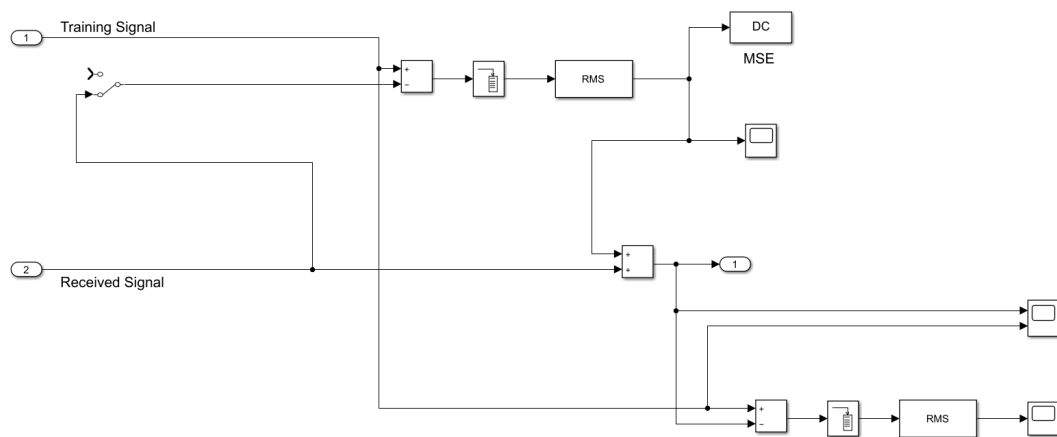


Figura 3.34: Circuito de bloqueio da componente DC

teve de ser contabilizado por causa do alargamento dos impulsos resultante da dispersão na fibra. Este atraso geralmente é um número menor que 8 (baixo relativamente aos restantes do sistema) e foi determinado através do bloco *find delay* aquando da remoção da componente DC do sinal. Introduziu-se manualmente um atraso adicional para garantir que o atraso total do circuito em amostras era sempre um múltiplo de 8, de forma a que depois de efetuar a decimação por 8, processo onde o número de amostras passa para 1/8 do seu valor anterior, não teríamos sequências com número total de amostras não inteiro.

3.6.6 Igualização

O processo de igualização envolve aumentar seletivamente o conteúdo do sinal a certas frequências através da geração de um filtro com resposta impulsional inversa à do canal que queremos contrariar. Permite assim compensar perdas de inserção e interferência inter-simbólica. Para efetuar a igualização foi utilizado um LE ("Linear Equalizer"). Foi também testada a utilização de um MLSE ("Maximum-Likelihood Sequence Estimation equalizer") e o DFE ("Decision Feedback Equalizer") e os resultados de cada um deles foram comparados.

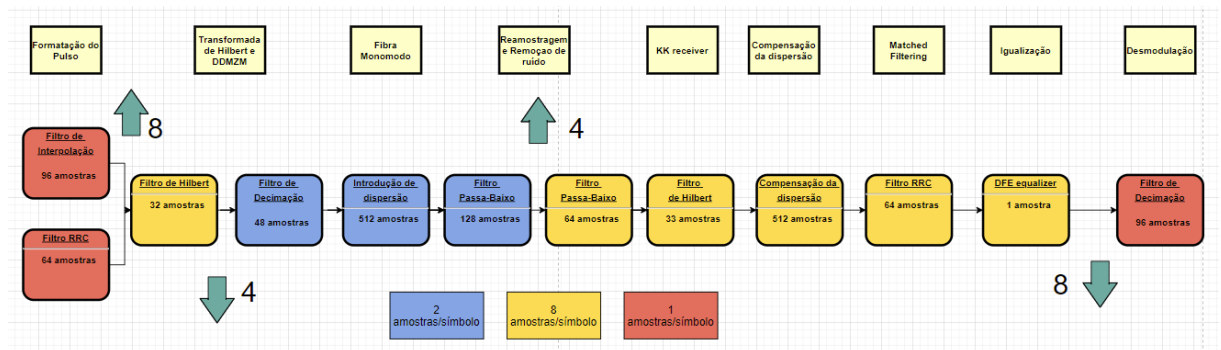


Figura 3.35: Diagrama de atrasos do circuito completo

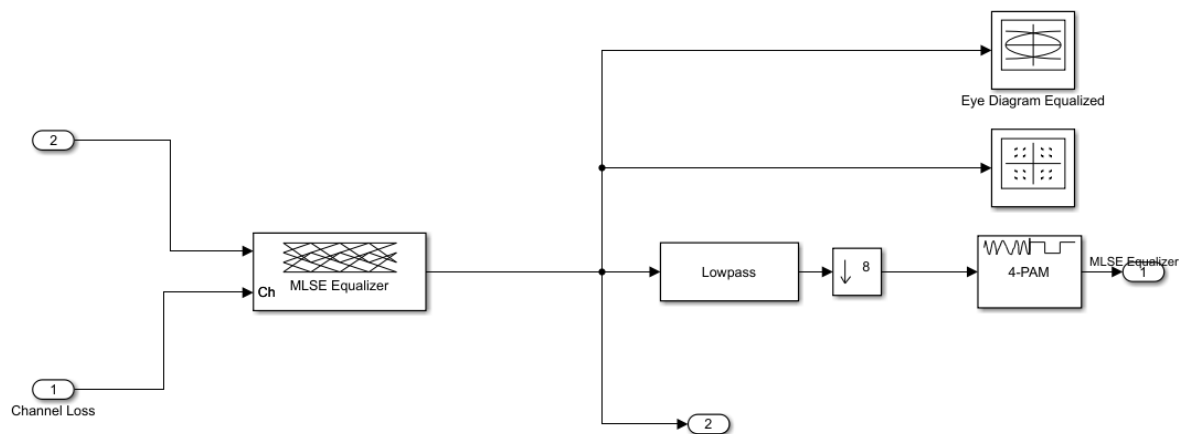


Figura 3.36: Circuito de equalização utilizando o MLSE, decimação e desmodulação

3.6.6.1 MLSE

O bloco MLSE utiliza o algoritmo de Viterbi para equalizar um sinal linearmente modulado através de um canal dispersivo. Este bloco processa as amostras na entrada e coloca na saída o “maximum likelihood sequence estimate”, através de um canal modulado com um filtro FIR (isto pode ser confirmado na documentação Matlab sobre o bloco).

Para um funcionamento adequado deste equalizador, este necessita de receber uma estimativa da resposta impulsional do canal. Para a obter é necessário fazer o quociente entre o sinal recebido e o sinal original interpolado. Este quociente será utilizado nos *channel estimates*, i.e, os coeficientes do filtro FIR. Com isto, a utilização da atenuação do canal como estimativa permite contrariar o efeito adverso do canal no sinal propagado. A *traceback depth* é o número de ramos/símbolos utilizados no bloco para construir a árvore do algoritmo de Viterbi. Assim, um valor de 128 foi escolhido, pois este permite um equilíbrio entre o atraso do sistema e eficiência do algoritmo. Tal como é mencionado na documentação do Matlab, existe um *decoding delay* igual à *traceback depth* que deve ser contabilizado na chegada. Como apenas foi utilizada 1 amostra por *frame*, foi utilizada a opção contínua para que a comparação fosse feita entre *frames*, i.e., sem reinício a cada *frame*. A figura 3.36 mostra o circuito montado para a utilização do MLSE.

3.6.6.2 DFE

O DFE é um equalizador não-linear que utiliza 2 filtros no recetor: um filtro adaptativo para efetivamente equalizar e outro filtro para recriar a ISI no sinal recebido e mitigá-la subtraindo-a. [12] descreve o DFE como um equalizador não-linear simples e eficaz, que utiliza a saída do circuito de decisão para a entrada do equalizador para eliminar o efeito de ISI e ruído. Este apresenta, no entanto, alguns problemas de propagação de erros e estabilidade numa implementação prática [43].

No diagrama da figura 3.37 podemos observar ainda um bloco de decisão responsável por decidir o nível resultante. Como é demonstrado em [37] o algoritmo com menor quantidade de

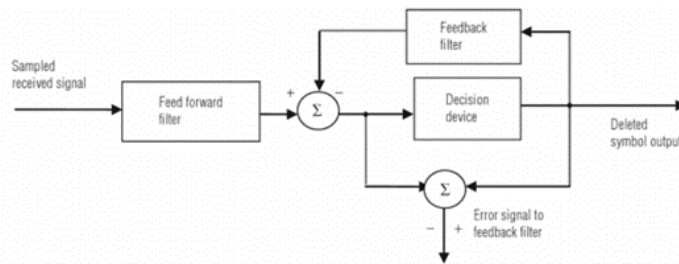


Figura 3.37: Diagrama de blocos do DFE [37]

erros é o LMS, no entanto, a implementação do algoritmo RLS mostrou-se bastante mais simples (a escolha do tamanho do step não é “straight-forward”). O algoritmo LMS apresenta um bom desempenho, no entanto, se os símbolos sabidos a priori (de treino) não estiverem corretos, este tem maior dificuldade em convergir do que o RLS, apesar deste último apresentar maior complexidade [43]. [27] assistiu também a escolha, permitindo comparar os dois algoritmos em simulação, levando a concluir que o algoritmo RLS levará a uma taxa de erros na mesma ordem de grandeza. Ambos estes algoritmos de igualização adaptativa necessitam de uma sequência conhecida para obter um resultado satisfatório [43], o que pode ser prejudicial caso esta sequência não esteja disponível.

No caso de a dispersão ou o ruído no canal de propagação serem muito elevados, o sinal poderá ser distorcido de forma não recuperável. A solução para este problema é a utilização de “igualizadores cegos”, isto é, não necessitam de sequências de treino para obter as suas igualizações. Utilizam características estatísticas do sinal recebido [43]. Um exemplo deste tipo de algoritmo é o CMA.

A ordem do filtro de feed-forward utilizada foi de 1 e a ordem do filtro feedback foi de 1. Ao manter o filtro de feedback curto, asseguramos que não há grave propagação de erros, uma vez que só estamos a ter em conta a decisão de 1 símbolo anterior. Na porta *Desired* foi aplicado o sinal original interpolado, servindo como sequência de treino. Esta porta permite o cálculo dos coeficientes do igualizador. Através da comparação do sinal recebido com o sinal de treino, o DFE vai determinar um sinal de erro, este que vai permitir obter os coeficientes do filtro inverso e vai contrariar o ruído introduzido, a dispersão da fibra e atenuação do canal[37]. A documentação do bloco auxiliou na escolha destes parâmetros.

3.6.6.3 Igualizador linear

O igualizador linear é o tipo de igualizador mais simples. A ideia geral do mesmo é os valores presentes e passados dos sinais recebidos serem linearmente pesados para ajustar os coeficientes dos seus filtros [37].

Estes igualizadores têm, no entanto, a desvantagem de por vezes aumentar o ruído, por isso não são muito eficazes em canais com distorção severa. O objetivo dos igualizadores lineares é compensar a dispersão do canal. Assim, em certas frequências onde o canal introduz perdas, o

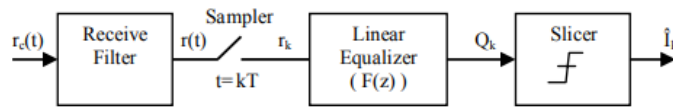


Figura 3.38: Diagrama de blocos do *Linear Equalizer* [43]

igualizador tem de amplificar todo o sinal, amplificando assim também o ruído [43]. Existe por isto, um compromisso entre ISI e aumento do ruído em igualizadores lineares. O filtro implementado neste igualizador tem complexidade computacional que depende linearmente da função de transferência equivalente do canal, isto é, o comprimento da dispersão no canal[43]. Na figura 3.38 é apresentado o diagrama de blocos do igualizador. O igualizador recebe um sinal amostrado na sua entrada(r_k) e, com base nos seus coeficientes(f_i) calcula a igualização que é posteriormente aplicada no *slicer*. Este dispositivo é responsável por decidir a o símbolo recebido com base na constelação especificada. A equação seguinte expressa o comportamento do igualizador:

$$Q_k = \sum (f_i \times r_k) \quad (3.15)$$

com Q_k sendo o sinal igualizado resultante.

Na figura 3.39 podemos ver que há um número ótimo de *taps* (ordem) do igualizador de 25. Para um número de *taps* superior ao ótimo, a distorção introduzida pelo processo de igualização leva à diminuição do desempenho do sistema. Para um número inferior ao ótimo a igualização não é totalmente eliminada.

Dos parâmetros do algoritmo RLS para o igualizador linear e o DFE, o *forgetting factor* foi mantido em 0.99 e o valor da *initial correlation matrix* foi mantido em 0.1 (valores iniciais). Diminuir o *forgetting factor* levava a grave instabilidade na taxa de erros do sistema, i.e a taxa de erros era mais baixa do que com o *forgetting factor* a 0.99 durante parte do tempo de simulação, mas depois acabava por subir dramaticamente antes do término da simulação.

3.6.6.4 Comparação entre os igualizadores

Na figura 3.40 podemos observar a evolução temporal do BER para cada um dos igualizadores testados para este sistema. O melhor resultado e o único abaixo do 7% HD FEC foi obtido para a combinação do DFE com o igualizador linear. Como evidenciado pela sobreposição da curva verde com a curva vermelha, o DFE é utilizado apenas na fase de treino. A sequência de treino utilizada tem tamanho 10% do tamanho total da sequência transmitida. O igualizador linear apresenta uma taxa de erros bastante mais elevada para a fase de treino, isto é, para os primeiros 10% do tempo de simulação, mas apresenta um decaimento quase exponencial da taxa de erros em funcionamento normal, por isso, foi utilizado como igualizador na fase de funcionamento normal. O MLSE apresenta uma taxa de erros praticamente constante comparativamente pois neste caso foi utilizado com “full knowledge” do canal, isto é, toda a sequência original é utilizada para

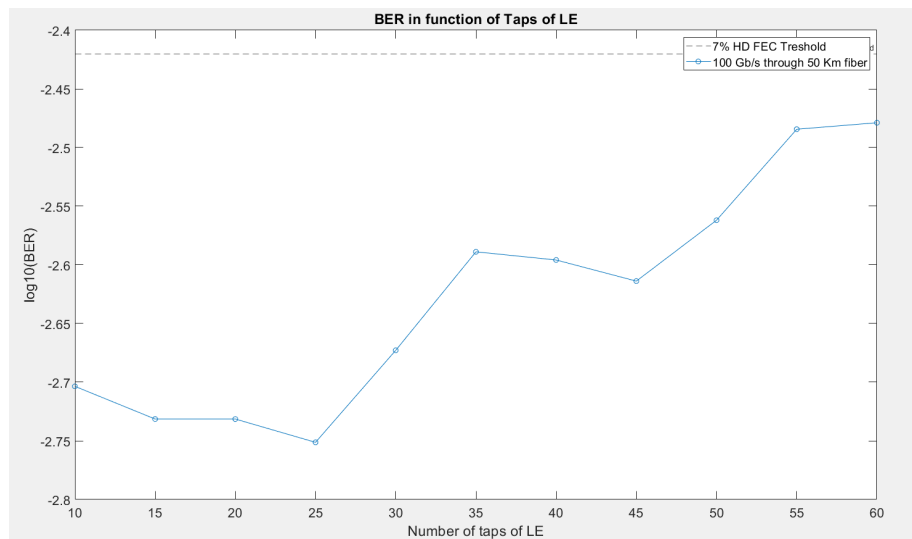


Figura 3.39: BER em função do número de taps do equalizador linear para uma fibra de comprimento de 50 km.

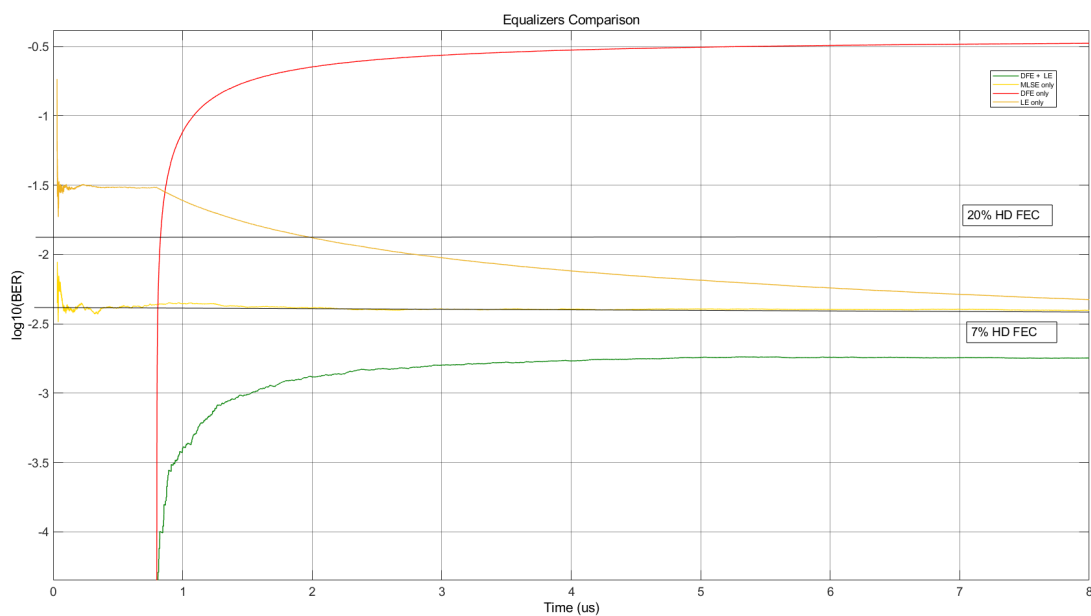


Figura 3.40: Evolução do BER em função do tempo para os diferentes equalizadores testados a) laranja Linear b) vermelho DFE c) verde DFE+Linear d) amarelo MLSE (Sequência de treino com 0.10 do tamanho total)

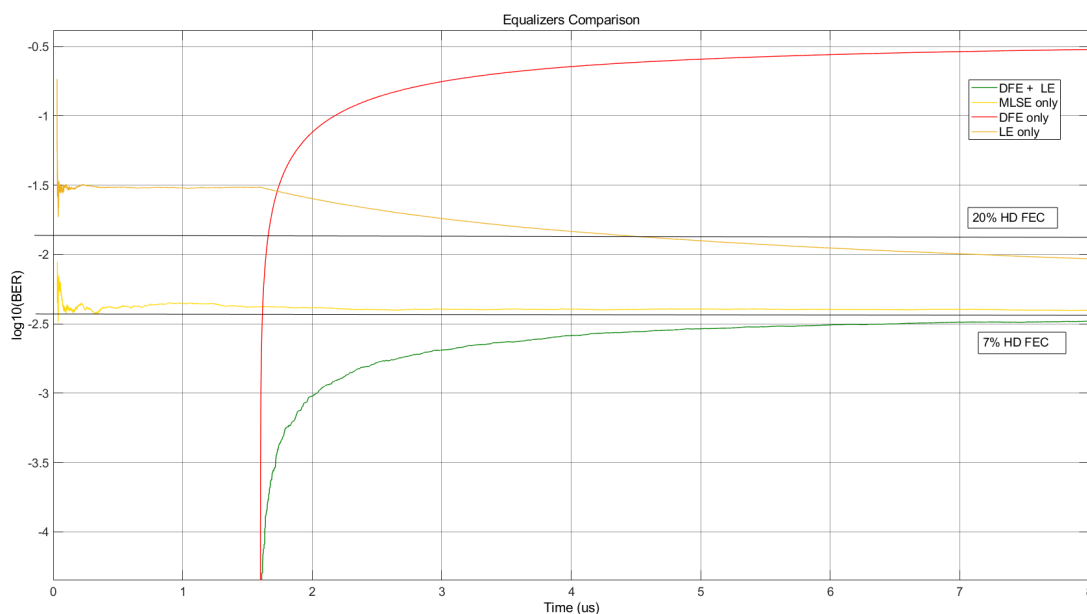


Figura 3.41: Evolução do BER em função do tempo para os diferentes equalizadores testados a)laranja Linear b)vermelho DFE c)verde DFE+Linear d)amarelo MLSE (Sequência de treino com 0.20 do tamanho total)

determinar a função de transferência do canal ruidoso (neste caso constituído pela fibra + ruído gaussiano) utilizado no sistema. Algoritmos mais complexos para estimação da função de estimação da FT com base numa sequência de treino, como por exemplo através de um filtro de *Kalman* levariam a um melhor funcionamento do sistema. No entanto, a complexidade de implementação destes algoritmos frequentemente não justifica o incremento de desempenho relativamente ao equalizador linear. O equalizador linear apresenta BER abaixo do limite do 7% HD FEC e o MLSE apresenta um BER um pouco acima do limite do 7% HD FEC.

O DFE é o que apresenta pior funcionamento, com uma curva acentuada de transição do funcionamento de treino para o normal. O DFE apresenta bastantes dificuldades em recriar o sinal desejado para canais onde a distorção é essencialmente linear (CD neste caso). Isto é, o caso em que a igualização seria mais necessária, é quando este pior funciona. Para tentar colmatar este problema, foi aumentada a sequência de treino de 10% para 20% do tamanho total, os resultados estão expostos na figura 3.41. Para este caso, o desempenho do equalizador linear piorou ligeiramente, apesar de se manter dentro do limite do 20% HD FEC. O desempenho do DFE passou de -0.48 do $\log_{10}(\text{BER})$ para cerca de -0.6, o que é um melhoramento não muito significativo, não justifica, por isso, o aumento da sequência de treino. Apesar deste aumento, o desempenho do sistema constituído pelo DFE+Linear piorou relativamente ao 1º caso. Estas alterações não afetaram o MLSE porque como já foi referido este é utilizado com *full knowledge* do canal, isto é, o tamanho da sequência de treino era 100% do tamanho da sequência original.

Por isto, optou-se pelo equalizador linear em funcionamento normal e o DFE em funcionamento de treino. Para mudar o modo de funcionamento de treino para normal, é utilizado um esquema que comuta de equalizadores no fim da sequência de treino.

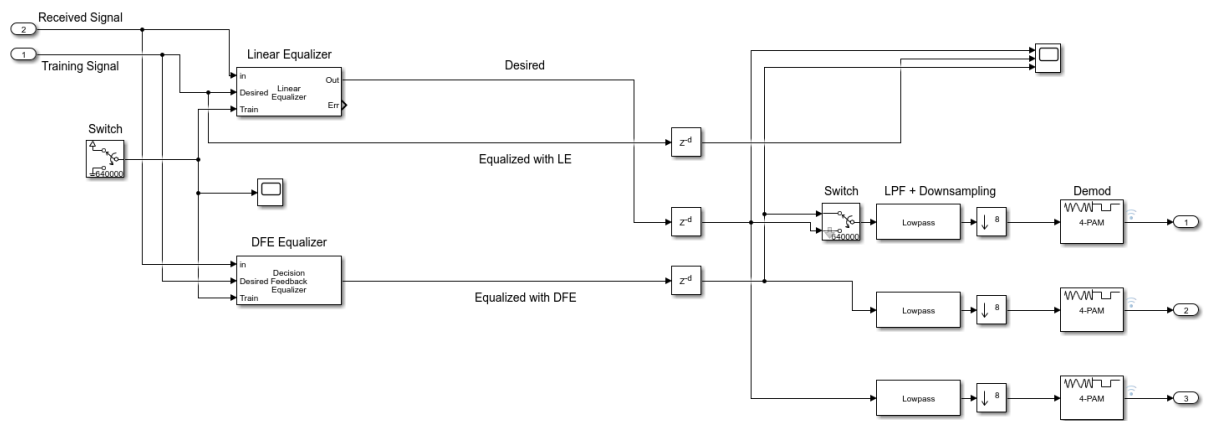


Figura 3.42: Circuito de igualização, decimação e desmodulação

O circuito que permite efetuar esta igualização conjunta está ilustrada na figura 3.42. Adicionalmente foi substituído o filtro de decimação padrão do Matlab pela combinação já mencionada de um filtro passa-baixas com um *downsampler*. Este filtro permite também eliminar alguma da distorção introduzida pelo igualizador linear, que leva a picos de amplitude no sinal. Estes picos não influenciem significativamente o desempenho do sistema após desmodulação, pois apenas alteram a amplitude nos dois níveis extremos, os níveis “3” e “0”, aumentando no primeiro caso e reduzindo no segundo caso, levando assim a uma mesma decisão de símbolo. O ganho diferente de 1 do filtro decimador padrão é prejudicial, porque a introdução deste filtro é feita após igualização e antes da desmodulação. Quer isto dizer que após a igualização fazer o melhor trabalho possível para recuperar a onda original, o ganho do filtro está a alterar alguns símbolos para o nível de cima, levando ao aumento da taxa de erros. Por causa disto, o filtro decimador padrão foi substituído pela configuração do LPF com o *downsampler*, diminuindo assim a taxa de erros.

3.6.7 Desmodulação

Por fim, o sinal será decimado para 1 amostra/símbolo e desmodulado de PAM-4 para poder ser comparado com o original e a contagem de erros possa ser efetuada. Para tal, é utilizado o bloco “PAM Demodulation”.

3.7 Análise do Sistema Completo

Nesta secção vamos agora apresentar o sistema como um todo e analisar a influência de cada bloco na taxa de erros obtida. A figura 3.43 apresenta os principais blocos do sistema descritos até agora e como estes se relacionam entre si.

Para medir a taxa de erros foi utilizado um bloco que recebe os sinais desmodulados recebido e original, conta o número de erros e devolve a taxa de símbolos errados dada por $\frac{\text{símbolos_errados}}{\text{símbolos_total}}$. Tendo em conta que temos constelações de Gray podemos afirmar que há aproximadamente 1 bit errado por cada símbolo errado. Como podemos ver na figura 3.4, um erro de símbolo para o

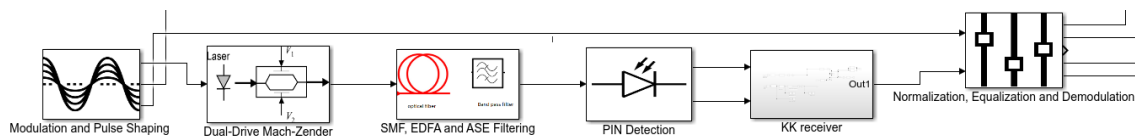


Figura 3.43: Diagrama de blocos de todo o sistema

nível adjacente, leva apenas a 1 erro de bit. Assumindo que o SNR é relativamente alto é uma abordagem aceitável de fazer. Assim, como em PAM-4 cada nível/símbolo é representado com 2 bits e estamos a considerar que 1 erro de 1 símbolo é apenas 1 erro de 1 bit, temos que:

$$BER = \frac{\text{simbolos_errados}}{2 * \text{simbolos_total}}$$

São apresentados a seguir alguns gráficos que relacionam os parâmetros mais influentes do sistema com o BER do sistema.

3.7.1 100 Gbits/s

Foram realizadas várias simulações com valores diferentes para os parâmetros do sistema, procurando identificar quais as condições ótimas de funcionamento. Foi mantido um V_{π} de 6 V ao longo de uma fibra de 50 km para um débito de 100 Gbits/s. Estas condições foram mantidas nos restantes testes efetuados, exceto se for mencionado o contrário.

Na figura 3.44 podemos ver a medição efetuada do BER em função do débito utilizado. Quando o débito foi ajustado foram também ajustados os tempos de simulação, tamanho da sequência de treino (esta foi mantida sempre com 10% do tamanho total), bem como frequências de cortes dos filtros do sistema. Estas frequências de corte foram escritas como função da frequência de amostragem do sistema, mas, para algumas frequências de amostragem, era possível obter melhores resultados aumentando-a em cerca de 2 GHz. O facto da expressão utilizada para descrever estas frequências de corte em função do débito utilizado não ser tão adequada ao débito utilizado quanto possível (daí a necessidade destes ajustes) é responsável pela proximidade das taxas de erros para débitos de 80 e 100 Gb/s. Isto é, como o dimensionamento do sistema foi em grande parte feito para o débito de 100 Gb/s, os filtros passa-baixo utilizados não eram tão adequados para 80 Gb/s e, por isso, a diminuição da taxa de erros relativamente a 100 Gb/s não foi tão alta como esperado. O artigo [36] faz também uma comparação entre o débito e o BER. O BER obtido para taxas mais baixas como 30 Gbits/s foi mais baixo do que no sistema desenvolvido. No entanto, para débitos mais elevados o BER está mais próximo.

Na figura 3.45 podemos ver a medição efetuada do BER em função do OMI. Este OMI resulta da relação entre a tensão do sinal aplicado no DDMZM e a tensão V_{π} do dispositivo. O OMI ótimo encontrado foi de 0.036, levando este a um BER de 8.1450×10^{-4} . Este OMI garante que os limiares para os FECS de 7% e 20% não são ultrapassados, permitindo assim a utilização do

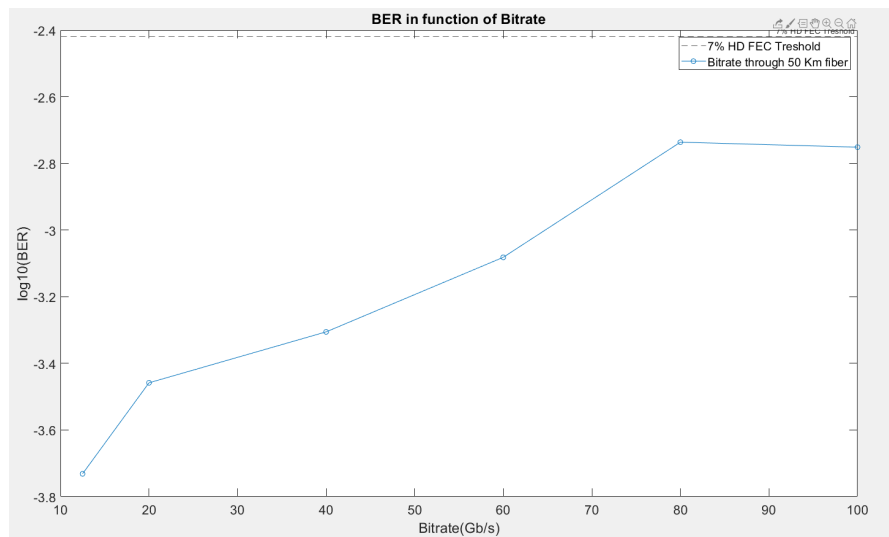


Figura 3.44: BER em função da “Bitrate” ao longo de 50 km de fibra

FEC nesses casos. Para estas medições, as tensões de polarização foram mantidas e foram feitos pequenos ajustes às tensões de condução através da modificação da amplitude do sinal gerado em banda-base. Foi verificado que um OMI muito baixo é bastante mais prejudicial do que um OMI alto, uma vez que o aumento da taxa de erros é muito mais brusco para o primeiro caso. A utilização de um OMI de 0.05 permite ainda manter-nos abaixo do limite de 7% do FEC. O OMI utilizado está bastante abaixo do regularmente utilizado na literatura [61]. Isto provavelmente deve-se ao elevado V_{π} do DDMZM utilizado.

Na figura 3.46 podemos ver o BER em função do comprimento da fibra. Para obter o melhor BER possível para cada comprimento foi necessário um ajuste ao ganho do sinal após aplicação do filtro RRC de receção. A configuração de amplificação ótica utilizada foi igual para todos os casos testados. Os parâmetros do método de Step-Fourier foram: 10 para o número de spans e um tamanho de span dado por $L_{span} = L/n_{spans}$, com L sendo o comprimento total da fibra utilizada. No fim de cada span, foi incluído um EDFA (foram utilizados 10 EDFA's) com ganho em dB dado por $4.343 \times (\alpha \times L_{span})$. Assim, quanto maior o comprimento da fibra e consequentemente dos spans, maior seria o ganho de cada EDFA. Os parâmetros relevantes ao modelo da fibra são apresentados na tabela 3.1.

De 0 a 70 km o BER obtido está abaixo do 7% FEC, de 70 a 80 km o BER obtido está abaixo dos 20% HD FEC, mas era superior aos 7% de FEC. Isto evidencia que a dispersão é o principal fator de degradação do desempenho neste sistema, i.e., o principal responsável pelo decaimento de performance em comunicações a 100 Gbits/s. O aumento da taxa de erros é bastante acentuado para tamanho de fibra acima de 50 km, comprimento de fibra para o qual o sistema foi intensivamente testado, daí a opção por utilizar este tamanho em vez do usualmente utilizado na literatura de 80 km. Assim há um compromisso nesta vertente de forma a conseguir obter um BER abaixo dos limites de FEC também utilizados na literatura. As taxas de BER obtidas são semelhantes às obtidas em [41] para o esquema que utiliza um igualizador linear + KK.

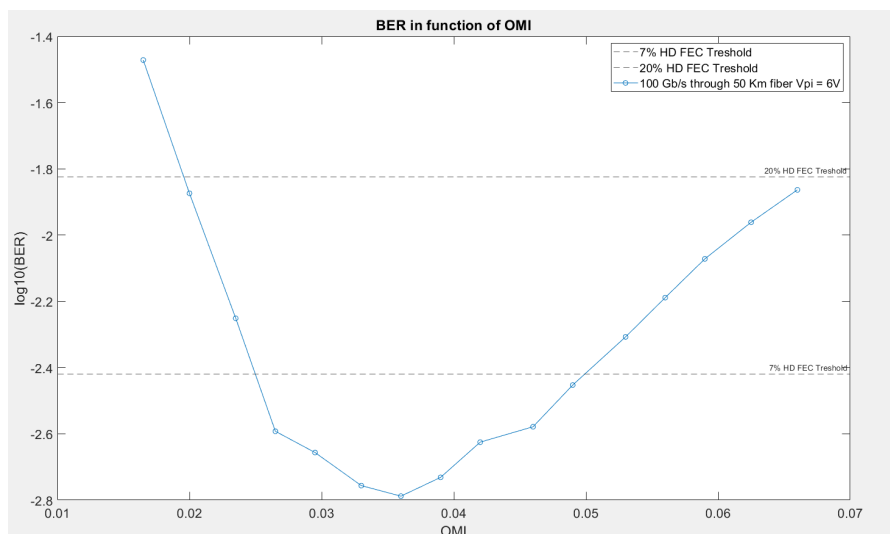


Figura 3.45: BER em função do OMI com $V_{\pi} = 6V$ ao longo de 50 km de fibra

Na figura 3.47 está representado o BER em função da potência de lançamento na fibra em dBm. É visível que quanto mais alta a potência menor o BER, no entanto quando é ultrapassado a potência de 9.5 dBm a atuação da dispersão não-linear começa a ser demasiado elevada e o BER começa a aumentar. O limite devido a SPM calculado teoricamente foi de 15 dBm (calculado pela fórmula expressa na secção 3.6.2.1), um valor elevado comparativamente. Este valor serve apenas como um majorante para as potências de lançamento a utilizar, uma vez que não tem em conta outros parâmetros do sistema como o débito. Os resultados obtidos são semelhantes aos obtidos em [41] com uma potência de lançamento ótima obtida de 9 dBm.

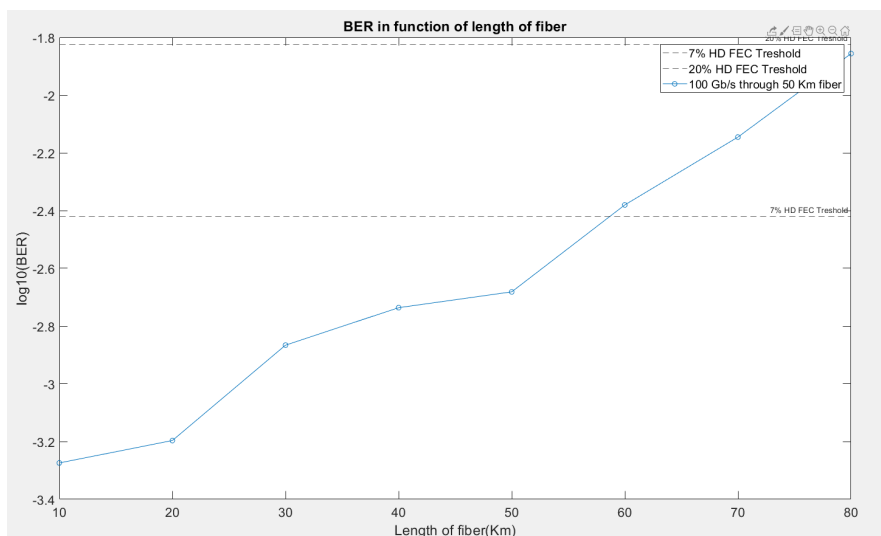


Figura 3.46: BER em função do comprimento da fibra

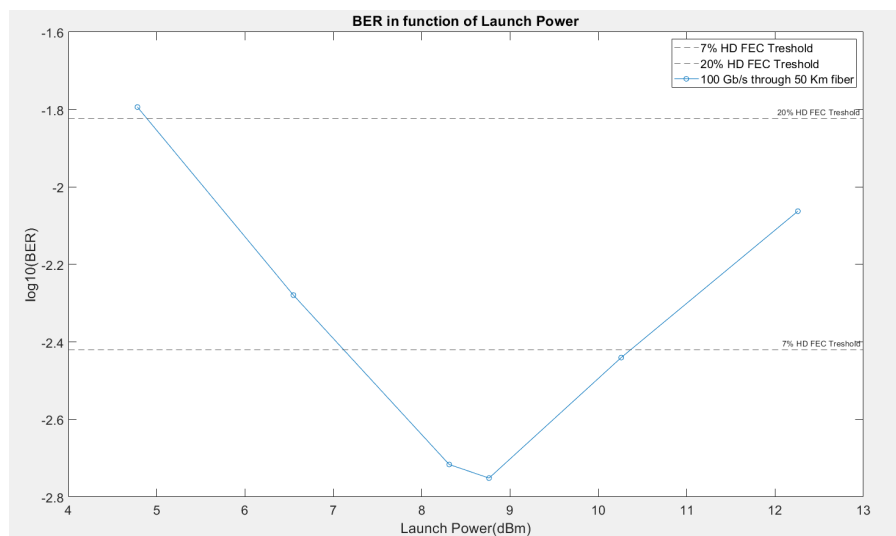


Figura 3.47: BER em função da “Launch Power” para a fibra ao longo de 50 km

Na figura 3.48 podemos ver as taxas de erros para cada um dos métodos em função dos comprimentos de fibra utilizados. O método de pré-compensação da dispersão demonstrou-se o mais eficaz para a maioria dos casos, exceto para 90 km. A DCF com o tamanho ótimo surge como o 2º melhor método, exceto para 90 km em que é o melhor. A pós-compensação apresentou-se como o pior método principalmente para tamanhos da fibra abaixo de 50 km. Assim a pré-compensação surge como o melhor método geralmente, para além de ser de implementação experimental bastante mais fácil que o método DCF com tamanho ótimo. Os resultados são semelhantes aos obtidos em [40], com o método de pré-compensação a ser superior à utilização da DCF para praticamente todos os casos. No nosso caso fez-se um estudo do BER com o comprimento da fibra pois a variação deste parâmetro levou a variações dos resultados mais relevantes.

3.7.2 2.5 Gbits/s em BTB

Na validação laboratorial o sistema completo seria testado a um débito mais baixo de 2.5 GBits/s e em condições BTB. Para efeitos de comparação, o sistema desenvolvido em simulação foi testado para vários débitos de 2.5 Gbits/s a 100 Gbits/s. Os resultados estão exibidos na figura 3.49.

Como podemos ver o BER está bastante abaixo dos valores obtidos nos débitos com dispersão na fibra incluída. Em todos os débitos testados a taxa de erros estava abaixo dos limiares de FEC: KP4 (2×10^4) e G.975.1 I.7 (EFEC) (7.5×10^{-5}), para além dos restantes FEC *Thresholds* já mencionados: 7% HD e 20% HD. Para débitos maiores foi necessário aumentar o número de símbolos enviados para 2×10^6 por forma a obter valores aceitáveis para o BER. Um número de símbolos superior a 2×10^6 levava a simulações, com tempos superiores a 5 horas. Adicionalmente a sequência de treino foi aumentada de 10% para 15% o que levou a uma dramática descida das taxas da ordem de grandeza de 1×10^{-4} para 1×10^{-6} . Neste caso, o aumento da sequência

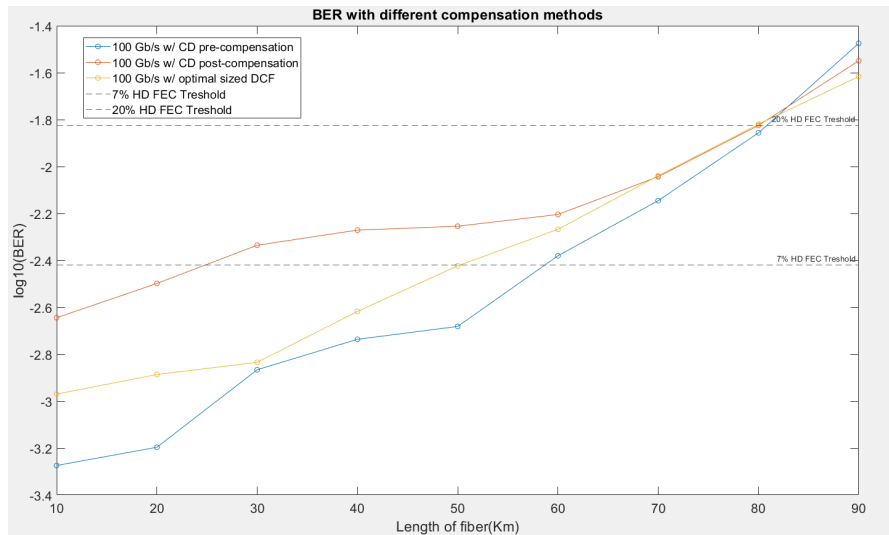


Figura 3.48: BER em função do comprimento da fibra para métodos diferentes de compensação da dispersão: a) amarelo DCF ótima b) vermelho Pré-compensação c) azul Pós-compensação

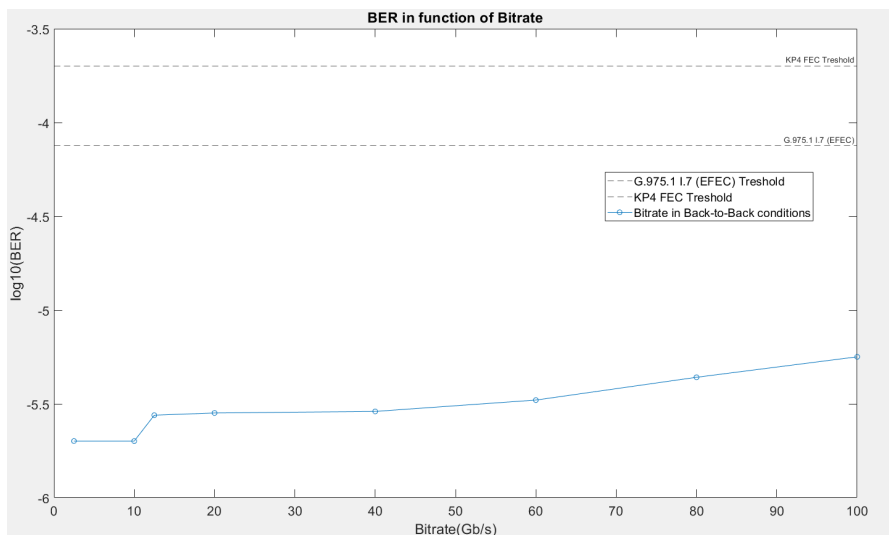


Figura 3.49: BER em função do Bitrate em condições BTB

de treino levou a um melhoramento significativo do BER e por isso vale a pena este aumento do tamanho da sequência, ao contrário do que se verificou quando foi utilizada uma fibra com tamanho de 50 km.

3.8 Conclusão

Estes resultados evidenciam que o modelo de simulação na sua maioria foi corretamente desenvolvido e apresenta resultados que estão de acordo com a literatura, apesar de haver simplificação de alguns componentes do circuito (como por exemplo do Laser). Parâmetros como a potência de lançamento para a fibra, OMI, débito e comprimento da fibra tem variações de acordo com a literatura. A única incongruência é o baixo valor do OMI e o alto valor do CSPR, que, como já foi mencionado estão relacionados com a elevada potência do laser e elevada “halfwave voltage” do DDMZM utilizado. A variação do débito em condições BTB em simulação não levou a grandes variações do BER. Isto levou-nos a concluir que a dispersão da fibra é o maior fator degradante neste tipo de sistemas.

Capítulo 4

Validação experimental do sistema

4.1 Introdução

Este capítulo vai apresentar todo o trabalho desenvolvido em ambiente laboratorial. O sistema desenvolvido em ambiente laboratorial ambiciona ser o mais semelhante possível ao trabalho de simulação dentro dos limites impostos pelo material disponível. Como o funcionamento dos diversos componentes do sistema já foi explicado no capítulo anterior, neste capítulo será dada maior ênfase ao circuito óptico desenvolvido e às diferenças entre os sistemas simulado e experimental. Para começar, o sistema experimental foi desenvolvido em condições BTB, o que significa que não irá haver dispersão nem conseqüentemente métodos de compensação de dispersão. Assim esta parte do trabalho está mais orientada à geração do sinal SSB propriamente dita.

A secção relativa à montagem experimental e equipamento explica como foi realizada a montagem do sistema experimental completo e explicita as características do material utilizado mais relevantes. Permite assim ter uma visão global do sistema implementado.

A secção DSP na transmissão explica o procedimento para a geração da sequência de símbolos utilizada, modulação e formatação da forma de onda gerada. É ainda explicado o procedimento para a geração da transformada de Hilbert do sinal no AWG.

A secção transmissão e receção ótica explica o funcionamento de todo o circuito óptico utilizado, com destaque para o controlador de polarização, o DDMZM e o PIN. O sistema experimental desenvolvido é considerado BTB, pois apesar de conter pequenas secções de fibra de alguns metros para fazer conexões entre o laser e o DDMZM e o DDMZM e o PIN, o comprimento das mesmas não é suficiente para introduzir atenuação ou dispersão consideráveis.

A secção DSP na receção apresenta detalhes relativamente ao processamento offline do sinal recebido. Inclui alguns processos como a reconstrução complexa do sinal, igualização e desmodulação.

Por fim, a secção análise do desempenho do sistema completo apresenta resultados relativos ao sistema como um todo e comparações com o sistema simulado. Para esse propósito, foram testadas duas taxas de transmissão: 2.5 Gbits/s e 10 Gbits/s.

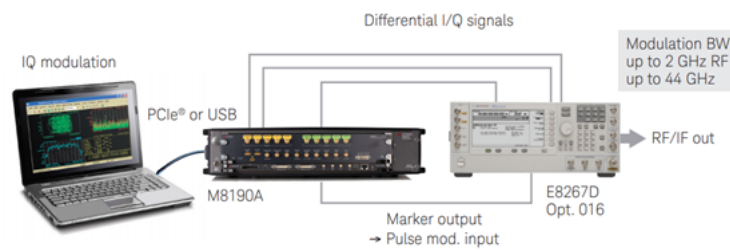


Figura 4.1: Montagem do sistema com conexões entre o AWG, o Osciloscópio e o computador

4.2 Montagem Experimental e Equipamento

Nesta secção será apresentada a montagem experimental efetuada, bem como o equipamento utilizado na mesma montagem e características relevantes do mesmo equipamento.

4.2.1 Montagem Experimental

A figura 4.1 demonstra como o equipamento foi conectado. A figura 4.2 é um diagrama do esquema de montagem do sistema, a Q voltage representada é a tensão no ponto de quadratura do DDMZM. O AWG liga ao computador por um cabo USB, que permitirá ao computador controlar a forma de onda gerada pelo AWG. Este procedimento é efetuado através de software da Keysight, que permite verificar as ligações e escolher entre vários parâmetros como tensão da onda gerada e atraso entre canais. De seguida, é utilizado um software com programação em ambiente Matlab, que permite escolher o tipo de modulação e o débito entre outros parâmetros, necessários para efetuar o DSP na transmissão. Por sua vez, este computador conecta ao osciloscópio digital permitindo efetuar uma desmodulação instantânea do sinal modulado através do VSA ("Vector Signal Analyzer") que contém. Este procedimento permite testar a qualidade do sinal imediatamente antes da sua aplicação no DDMZM.

O AWG será responsável por gerar as duas formas de onda desejadas à entrada do DDMZM. Isto é, o AWG gerará o sinal em banda-base e a respetiva transformada de Hilbert. Depois aplicará uma conversão Digital-Analógico no sinal permitindo a sua aplicação nos elétrodos do DDMZM. O elétrodo 1 receberá o sinal original e o elétrodo 2 receberá o sinal com transformada de Hilbert. Adicionalmente, para permitir a sincronização dos sinais original e transformado, estes foram antes observados e sobrepostos e o atraso entre eles foi medido e compensado, de forma a garantir que o sinal SSB gerado tinha a melhor qualidade possível. Esta qualidade do sinal SSB é medida através de parâmetros como o SNR, SSR e CSPR. A tensão de polarização do braço 2 foi colocada em zero e a tensão de polarização do braço 1 foi colocada no ponto de quadratura. Na entrada ótica será aplicado o laser, funcionando como fonte ótica do sistema. Na saída ótica do dispositivo teremos o sinal ótico SSB pretendido. A saída ótica foi ligada ao foto-díodo PIN de forma a ser convertido de novo para o meio elétrico e analisado no DSO. As ligações do DDMZM estão representadas na figura 4.3. A porta *Optical Input* está ligada ao cabo fibra que conecta ao laser, a porta *Optical Output* está ligada ao foto-díodo, as portas RF 1 e 2 estão ligadas aos canais 1 e 2

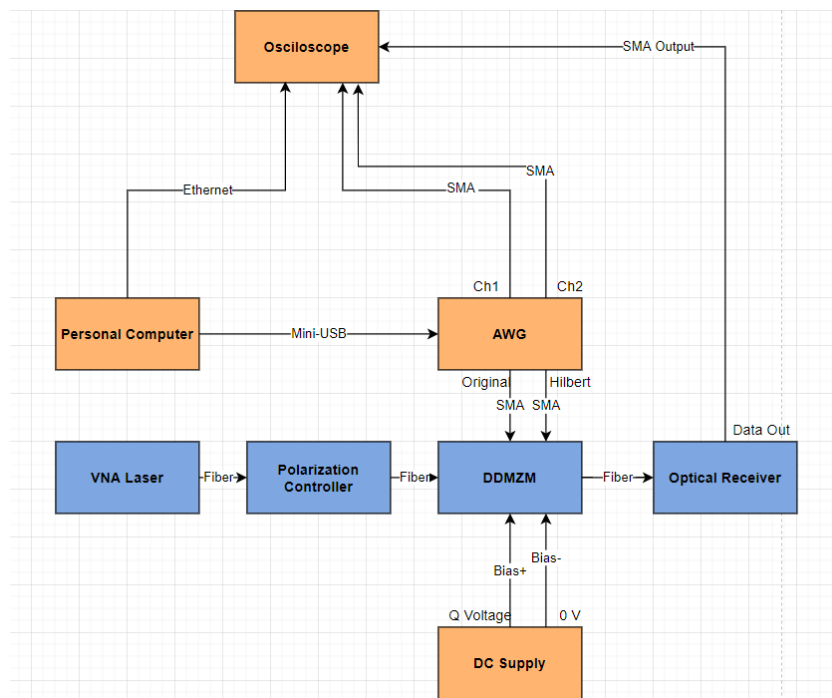


Figura 4.2: Diagrama do esquema de montagem do sistema

do AWG respectivamente, à porta DC *bias* 1 a tensão de quadratura foi aplicada e a porta DC 2 foi ligado ao *ground*.

Após a detecção no PIN, o sinal é então descarregado do DSO e transferido para um computador com MATLAB, onde o processamento offline será realizado. Adicionalmente, é também transferido o sinal original aplicado no DDMZM que será utilizado como sequência de treino na igualização, processo pertencente ao processamento offline. Os restantes processos como a reconstrução complexa do sinal e desmodulação serão também efetuados. Estes processos são muito semelhantes aos anteriormente documentados no capítulo anterior e ser-lhes-à por isso dada menos ênfase.

4.2.2 Equipamento

A tabela 4.1 lista todo o equipamento utilizado para a construção deste sistema.

O DDMZM utilizado tem uma *halfwave voltage* de 2 V, valor bastante mais baixo que o valor utilizado na simulação de 6 V. No entanto, este valor de *halfwave voltage* do DDMZM acabou por facilitar a simulação experimental, pois não foi necessário aplicar amplificação adicional aos sinais provenientes do AWG para modular no OMI desejado para o DDMZM. O DDMZM tem uma largura de banda RF de 12 GHz e perdas de inserção de 2.5 a 5 dB. A banda de comprimentos de onda que suporta vai de 1328 a 1564 nm; neste caso, foi utilizado um comprimento de onda de 1550 nm.

O AWG tem uma largura de banda analógica de 5 GHz e apresenta duas definições possíveis

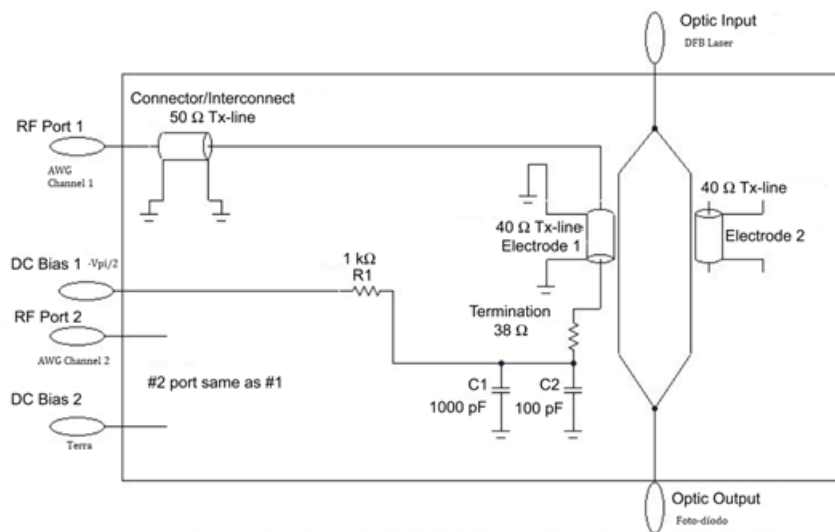


Figura 4.3: Montagem do sistema com conexões entre o AWG, o DSO e o computador

para utilização: 14-bit resolução com máxima taxa de amostragem de 8 Gsamples/s e 12-bit resolução para uma taxa máxima de 12 Gsamples/s . Foi utilizado o modo de resolução de 12-bit, pois era benéfico utilizar a maior taxa de amostragem possível. O ENOB é uma medida de qualidade do sinal após conversão DA [38], no caso do DSO utilizado era de 12.25 para o modo de resolução de 12 bits, permitindo assim representação com menos distorção e menos ruído para o mesmo modo de resolução. Foi utilizada ainda uma ferramenta com programação integrada MATLAB denominada de *Digital Modulations* para gerar a forma de onda desejada e enviá-la a partir do AWG.

O DSO possui suporte para transmissão USB 3.0 e possibilidade de guardar sinais no domínio dos tempos em memória até um máximo de 1 *Giga* pontos e resolução de 50 ps .

Os conectores dos cabos de fibra utilizados foram de dois tipos: FC ("Fibre Conector")/PC ("Physical Contact") e FC/APC ("Angled Physical Contact"). O conector FC/PC é o conector padrão e mais utilizado quer em controladores de polarização, quer em cabos de fibra. O conector FC/APC permite minimizar reflexões no conector. Foi necessário utilizar um adaptador de FC/PC para FC/APC para os conectores do controlador de polarização. Foi considerada uma perda de inserção de 1-2 dB para este adaptador. O número de voltas foi mantido em 1 para cada um dos troços do controlador de polarização.

O recetor ótico tinha uma potência de ruído típica de $1.5 \mu\text{W}$ e uma potência ótica de entrada máxima de 2 mW .

A fonte de alimentação utilizada tinha suporte até 3 saídas, com 6V e 5A numa das saídas e $\pm 25\text{V}$ e 1A nas outras 2 saídas. A resolução era de 20 mV para as saídas de 25 V e 5 mV para a saída de 6V. O recetor apresenta uma banda de 0 a 9.3 GHz e um intervalo de comprimentos de onda para utilização de 750 a 1650 nm. O comprimento de onda de 1550 nm foi o utilizado.

Os débitos de transmissão estavam limitados a 12 Gsamples/s pelo AWG ("Arbitrary Wave Generator") utilizado. Por outro lado, o DSO ("Digital storage Oscilloscope") permite processar

Instrumento	Descrição
Controlador de Polarização	3-Paddle Polarization Controllers, Ø27 mm Loop, 1550 nm
DDMZM	Dual-Drive Mach-Zender for 1550nm, $V_{\pi} = 2V$
Multímetro customizável	8163B Lightwave Multimeter
Recetor Ótico	81495A Reference Receiver
AWG	M8190A 12 GSa/s Arbitrary Waveform Generator
Osciloscópio Digital	DSO90604A Infiniium High Performance Oscilloscope: 6 GHz
Cabos de Fibra	Single Mode Patch Cable, 1460-1620 nm, FC/APC, Ø3 mm Jacket
Cabos SMA	2.6 mm Cable Diameter Premium SMA-to-SMA Microwave Cables
VNA	8703B Lightwave Component Analyzer & 1550 nm Integrated Laser
Adaptador SMA-Oscil.	BNC to MCX adapter for Pocket Oscilloscope
Adaptadores FC/APC	FC/APC Fiber Optic Adapter Simplex Singlemode
Fonte de Alimentação	E3631A 80W Triple Output Power Supply, 6V, 5A and $\pm 25V$, 1A
Amplificador RF	Model 5865 12.5 Gb/s Driver Amplifier, 26 dB small signal
Multímetro ótico	Optical Multimeter AQ2150A w/ LED light source & Sensor Unit

Tabela 4.1: Equipamento Utilizado

uma forma de onda com débitos de 5, 10 ou 20 *Gsamples/s*. Assim optou-se por utilizar uma forma de onda com 8 amostras/símbolo e 10 *Gsamples/s*, isto é, um débito de símbolos de 1.25 *Gsímbolos/s*. Este débito apesar de não ser o mais alto permitido pelos dispositivos (era possível propagar uma forma de onda de apenas 2 amostras/símbolo como será provado), era o que permitia uma visualização mais fácil das formas de onda no DSO antes e depois do DDMZM, permitindo assim rapidamente encontrar possíveis problemas provenientes destes componentes do sistema. Os testes com 10 Gbits/s têm como objetivo por isso provar que é possível propagar a forma de onda com 2 amostras/símbolo, sem grandes perdas de desempenho na deteção do sinal.

4.3 DSP na Transmissão

Os procedimentos de processamento digital para a transmissão da sequência desejada são realizados através da aplicação *Digital Modulations* que permite a integração de programação MATLAB para configuração do AWG. Assim parte do código de Simulink utilizado no capítulo, foi reutilizado ou replicado. A interface para além de permitir programação Matlab, apresenta também uma ferramenta simples capaz de aplicar modulação, aplicar filtros RRC e escolher taxas de amostragem.

4.3.1 Modulação e formatação da forma de onda

A interface está apresentada na figura 4.4. A funcionalidade SETUP permite enviar os sinais para a saída do AWG para que possa ser visualizado no DSO.

Com o VSA foi possível desmodular o sinal gerado e obter vários parâmetros característicos da qualidade do mesmo. Estes são apresentados na figura 4.5. Como pode ser observado pelo espectro

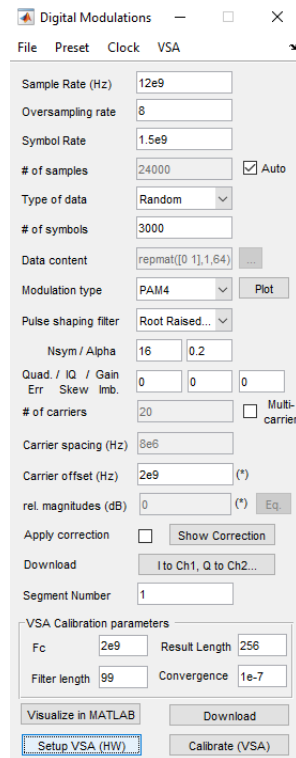


Figura 4.4: Parâmetros para a geração do sinal PAM-4

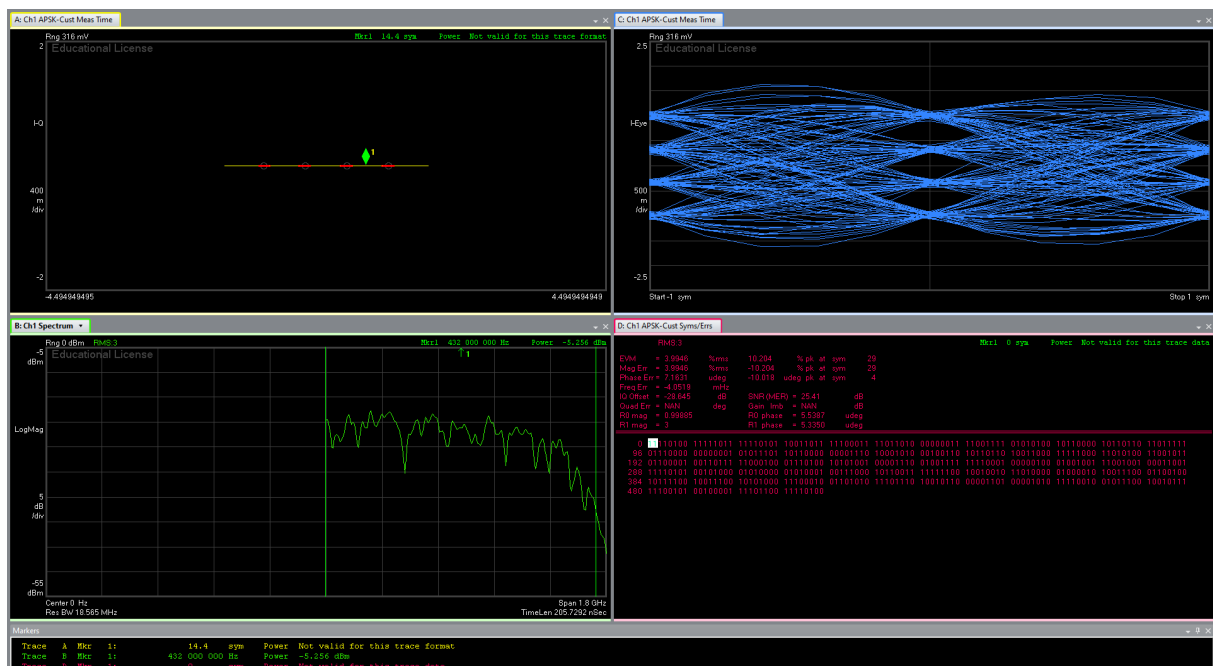


Figura 4.5: Parâmetros do sinal PAM-4

na figura B, o sinal é gerado em banda-base, sendo apresentado o conteúdo espectral apenas para as frequências positivas. A figura 4.4-A mostra a constelação do sinal. Como o sinal é puramente real, a sua constelação é uma linha no eixo horizontal que interseca os 4 símbolos possíveis 1,3,-1 e -3, i.e., foi utilizada uma distância entre símbolos de 2. Pelo diagrama de olho (figura 4.4-C), podemos observar 4 níveis bem distintos. Na figura D, podemos ver algumas estatísticas relativas ao sinal gerado, de salientar um SNR(MER) de 25.41 dB.

O filtro RRC utilizado tinha os mesmos parâmetros do filtro utilizado na simulação, *Roll-off* de 0.2 e tamanho do filtro de 16 símbolos. A portadora adicionada foi colocada na frequência de 0 Hz.

Na interface não há opções quanto ao tipo de constelação (linear ou *Gray*) por isso assumiu-se que fosse o método ótimo, constelação de *Gray*. Isto não fará diferença no BER obtido pois a sequência que utilizamos como referência para medir o BER não será a sequência de símbolos original, mas sim o sinal de treino desmodulado. Assim, os sinais recebido e de treino ambos serão modulados e desmodulados da mesma forma, isto é, caso o sinal recebido seja desmodulado como uma constelação de *Gray* e tenha sido modulado como constelação linear, não haverá erros devido à desmodulação, uma vez que a sequência de treino referência foi desmodulada da mesma forma. Para além disso, este método assume um número de erros introduzidos no processo entre a modulação e desmodulação nulo. Ou seja, assume que ter uma sequência original ou a sequência original modulada, com aplicação dos filtros RRC e depois desmodulada origina a mesma sequência sem ocorrência de erros. Ou seja, não há introdução de ruído significativo por parte do AWG.

4.3.2 Geração da transformada de Hilbert

```

fs = 10e9;
[iqdata, newSampleRate, newNumSymbols, newNumSamples, chMap] = iqmod( ...
    'sampleRate', fs, 'numSymbols', 60000, ...
    'data', 'Random', 'modType', 'PAM4', 'oversampling', 8, ...
    'filterType', 'Root Raised Cosine', 'filterNsym', 16, ...
    'filterBeta', 0.2, 'carrierOffset', 0, 'magnitude', [0], ...
    'quadErr', 0, 'iqskew', 0, 'gainImbalance', 0, 'correction', 1, ...
    'function', 'download', 'channelMapping', [1 0; 0 1]);
% Generate IQ Data signal

%Hilbert filter design
tw = fs/(20); %Filter Transition Width

d =designfilt('hilbertfir','FilterOrder',64,...
    'TransitionWidth',tw,'DesignMethod','ls','SampleRate',fs); %Hilbert Filter

```

```

x= iqdata;
hb = filter(d,x); % Hilbert Filter Application

D = finddelay(x,hb); %Determine delay between the two signals
delay = dsp.Delay(D); %Create object delay
xdelay = delay(x); %apply delay

out = xdelay + j*hb; % create I +j*Q type signal

iqdownload(out, fs, 'channelMapping', chMap, 'segmentNumber', 1, 'marker', []);
% download vector

```

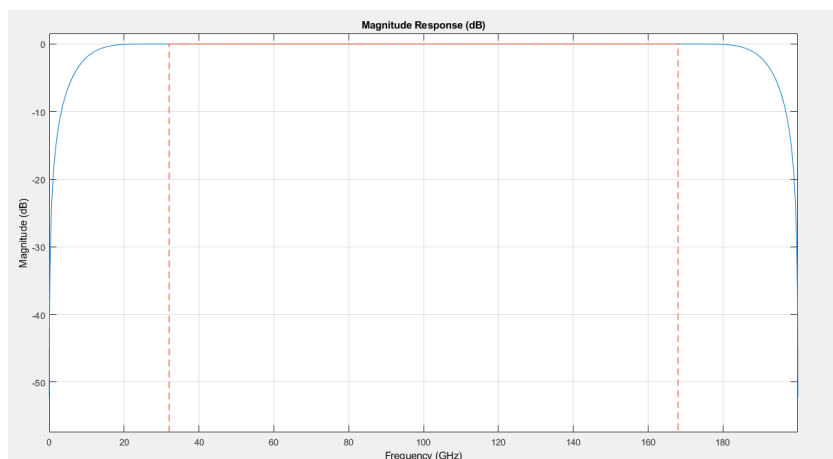


Figura 4.6: Função de transferência do filtro de Hilbert

Para gerar a transformada de Hilbert foi utilizada a sequência de comandos Matlab apresentada acima. Foi utilizada a função *designfilt* para gerar um filtro FIR de *Hilbert*. A ordem do filtro escolhida foi 64, o tamanho das transição utilizado é dado pela expressão:

$$TransitionWidth = \frac{fs}{20} = \frac{10 \times 10^9}{20} = 0.5GHz$$

O método utilizado foi o de *least-squares*, pois este é o método que leva a melhores resultados na geração SSB como já foi explicado no capítulo anterior. A função de transferência do filtro é apresentada na figura 4.6. Depois de aplicar este filtro ao sinal original, estes dois são sincronizados utilizando a função *finddelay*, que conta o número de amostras de atraso entre os dois sinais, original e transformado. Esta sincronização permite compensar o atraso de grupo do filtro, assim como a ligeira diferença entre comprimento dos cabos SMA utilizados para ligar o AWG ao DDMZM. Esta sincronização é crucial para a geração do sinal SSB. O AWG ajuda também a efetuar esta compensação com uma possibilidade de compensação de atraso entre canais com uma resolução de 1 ps.

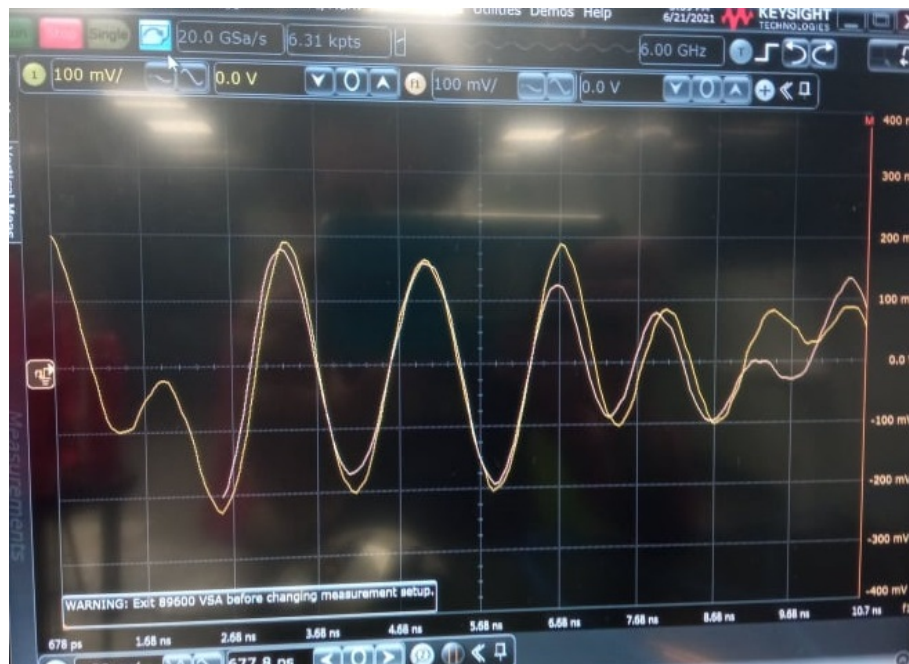


Figura 4.7: Sincronização de dois sinais: a) a amarelo o sinal original; b) a laranja o sinal que recebeu transformada de Hilbert

Depois os dois sinais são somados, mas primeiro, o sinal transformado é multiplicado por j . Como o sinal original é real, esta operação permite gerar um sinal IQ, cuja componente em fase (I) é o sinal original, e a componente em quadratura (Q) é o sinal transformado. Na interface é depois selecionada uma opção que permite colocar a componente I do sinal no canal 1 e a componente Q no canal 2 do AWG. Na figura 4.7 podemos ver as formas de onda dos dois canais sincronizadas.

As funções *iqmod* e *iqdownload* permitem respetivamente aplicar a modulação e filtros desejados e fazer *download* do sinal para os canais 1 e 2 do AWG.

4.4 Transmissão e Recepção ótica

O circuito para transmissão ótica é constituído por um DDMZM responsável pela conversão eletro-ótica, um laser que serve como fonte ótica do sistema, um foto-detector responsável por converter o sinal ótico de volta ao meio elétrico para poder ser processado, um controlador de polarização responsável por manter a polarização do modo propagado, bem como vários troços de fibra utilizados para conectar estes dispositivos entre si.

4.4.1 Circuito de fibra ótica

Os cabos de fibra são bastante frágeis e os seus conetores ficam facilmente sujos com utilização. Por isto, procedeu-se à medição da potência ótica em vários pontos do circuito com um multímetro ótico, para averiguar se havia perdas de potência e onde estas estavam a ocorrer antes de extrair quaisquer resultados. Depois de averiguar qual o cabo responsável por causar a perda

Ponto do circuito	Potência ótica(dBm)
Entrada do PC	2.71
Entrada do DDMZM	0.76
Entrada do PIN	-3.50

Tabela 4.2: Potência ótica em certos pontos do circuito

de potência, os seus conectores eram limpos, cuidadosamente, com a utilização de uma fita desenvolvida para o propósito. Caso o problema persistisse, o cabo de fibra era trocado e os seus conectores limpos antes da sua introdução no circuito. Qualquer alteração no posicionamento dos cabos óticos exige que este permaneça estável e ajuste do controlador de polarização. Outro ponto a ter em consideração era o tipo de conector utilizado em cada dispositivo. Os conectores de cabo de fibra podem ser APC ou FC, caso o tipo de conector utilizado seja o errado é esperada alguma perda de potência.

Para manter as condições do sistema e evitar movimentos dos cabos de fibra, houve um esforço por prender os mesmos cabos à mesa de trabalho com fita-cola.

A tabela 4.2 mostra as potências medidas em cada ponto do circuito ótico.

4.4.2 Controlador de Polarização

Vários dispositivos óticos (como o DDMZM) necessitam de um certo estado de polarização da luz na fibra [31]. Para o efeito é usado um controlador de polarização no circuito de fibra ótica que conecta o laser e o DDMZM. O controlador de polarização utilizado é classificado como *Bat Ear Controller* e explora a birrefringência (propriedade que permite um material de possuir diferentes índices de refração para diferentes direções da propagação da luz) resultante de dobrar uma fibra. A birrefringência total é proporcional ao comprimento da fibra e inversamente proporcional ao raio da sua dobra. O controlador é constituído por 3 troços em forma de *bat ears* com o troço do meio tendo $\frac{\lambda}{2}$ de impedância e os 2 nas extremidades tendo impedância $\frac{\lambda}{4}$. Rodando estes espirais num eixo perpendicular ao cabo de fibra, é possível ajustar o estado de polarização do modo propagado no controlador. O objetivo com a utilização deste dispositivo foi obter a polarização que maximiza a potência à saída do DDMZM.

4.4.3 Funcionamento do DDMZM

Para operar o DDMZM na zona linear será necessário aplicar uma tensão de polarização no ponto de quadratura no braço 1 do DDMZM e uma tensão de polarização nula no braço 2. Para averiguar onde estava o ponto de quadratura do braço 1, foi traçado o gráfico que relaciona a potência na saída do DDMZM P_{out} e a tensão de polarização no braço 1 chamada de V_{in} . A figura 4.9 mostra esta relação. Como podemos ver o ponto de quadratura do braço 1 verifica-se para uma tensão de 2 V.



Figura 4.8: Orientação utilizada no controlador de polarização

Para gerar o sinal SSB é necessário aplicar o sinal original adicionado à tensão de polarização (canal 1) ao braço 1 e o sinal que recebeu a transformada de Hilbert (canal 2) ao braço 2. Após processado o sinal SSB, verificou-se que a qualidade do sinal SSB gerada estava a ser pior do que o esperado. Dois problemas resultantes da não-linearidade do DDMZM são erros de fase e de amplitude nos elétrodos, isto é, não-linearidades que levam a diferenças de amplitude e fase entre os dois braços, que por sua vez fazem com que o sinal SSB não seja gerado na sua plenitude. A figura 4.10 mostra as ligações efetuadas no DDMZM.

Para combater erros de amplitude, os cabos SMA que ligam os canais do AWG ao DDMZM foram escolhidos com o mesmo tamanho e comparados no osciloscópio com o mesmo tipo de adaptador e o mesmo sinal aplicado, de forma a garantir que os dois sinais ficavam sobrepostos, i.e não havia perdas nos cabos e conectores diferentes para os dois canais. Para combater erros de fase, foi desligada a pré-equalização na interface do AWG, uma vez que, apesar deste procedimento aumentar o SNR imediatamente a seguir à geração do PAM-4, degradava ligeiramente a geração do sinal SSB e piorava o BER geral do sistema. Para efetuar uma melhor medição dos pontos de polarização de cada um dos braços do DDMZM, foi aplicado sinal apenas num dos braços do DDMZM e, variando a tensão de polarização nesse braço, mediu-se a potência à saída do DDMZM.

As figuras 4.11 e 4.12 são relações entre a potência na saída do DDMZM P_{out} e a tensão de entrada V_{in} com aplicação de polarização e sinal apenas nos braços 1 e 2, respetivamente. Como podemos ver, o segundo braço tem a sua potência máxima para a tensão de 0.4 V, sendo este valor aproximadamente o dobro da potência verificada para a tensão de 2 V, i.e., $2 \times 0.233mW = 0.466mW$, este é, por isso, o ponto de quadratura para este braço. Por outro lado, no primeiro braço as tensões de potência máxima e de quadratura são respetivamente 0.6 e 2.1. Assim, podemos afirmar que existe uma diferença entre os pontos nulo e de quadratura de ambos os braços. Devido à baixa granularidade dos dados obtidos, é apenas possível afirmar que há a uma diferença de tensão de polarização de aproximadamente 0.1 V. Para contrariar esta diferença de pontos de quadratura e nulos, procurou-se gerar o sinal SSB e medir a taxa de símbolos errados para diferentes tensões de polarização entre 1.85 e 2.15 V. O valor da tensão de polarização que levou a melhores resultados foi 2.05 V, por isso, a partir deste ponto foi o valor sempre utilizado

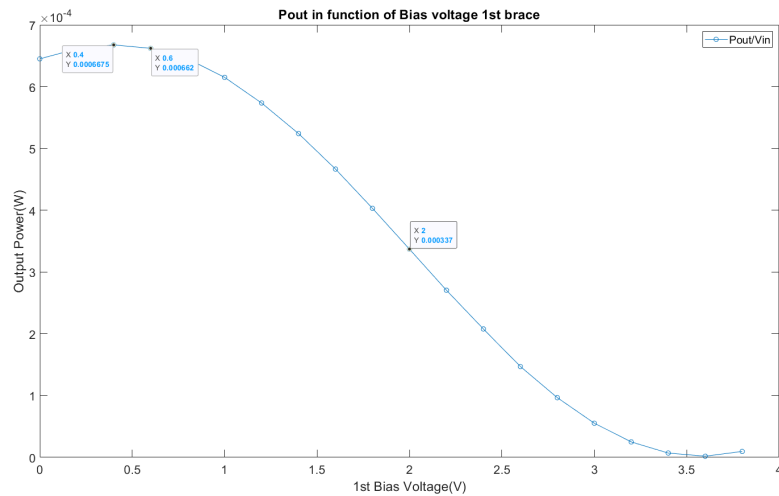


Figura 4.9: Potência na saída com tensão de polarização em ambos os braços

salvo quando o contrário é mencionado. A utilização de uma tensão nula no segundo braço levou ao melhor resultado encontrado, por isso, estas condições foram mantidas também ao longo de todas as experiências.

4.4.4 Detecção no PIN

O sinal é detetado no foto-detetor, convertido do meio ótico para o meio elétrico e enviado para o osciloscópio através de um cabo SMA. Como já foi referido, este dispositivo aplica a lei quadrada ao sinal, ou seja, eleva-o ao quadrado, ficamos por isso apenas com o módulo do sinal e perdemos a componente de fase. Por isso, a componente de fase terá de ser recuperada no processamento offline do sinal. Há também introdução de ruído no PIN, neste caso, há introdução de *shot noise* e *circuit noise*.



Figura 4.10: Ligações efetuadas no DDMZM

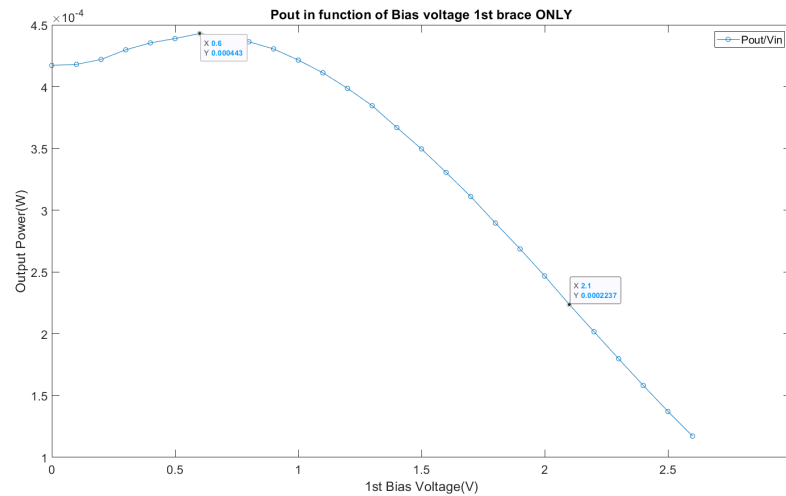


Figura 4.11: Potência na saída apenas com tensão de polarização no braço 1

4.4.5 Avaliação do sinal SSB gerado

Procedeu-se então à recolha de dados em formato de vetor para sinais com amplitudes de entrada de 175 mV a 675 mV (com este último sendo o valor máximo de amplitude que o AWG consegue gerar). Foram medidos os parâmetros característicos da qualidade do sinal SSB, neste caso o CSPR, o SSR e o SNR. Adicionalmente é medido o BER do sistema todo, para se poder tirar conclusões quanto à influência de cada parâmetro. A tabela apresenta os valores para cada valor de tensão de entrada do sinal original. Os resultados obtidos estão dispostos na tabela 4.3, a primeira linha da tabela corresponde à posição do respetivo caso em termos de BER. Para os valores da tabela 4.3 foi utilizada uma tensão de polarização de 2 V.

Nesta análise será dado maior destaque aos casos que ocupam a 1^a, 2^a, 3^a, 4^a e 10^a posições. O caso que ocupa a 10^a posição em termos de BER, apresenta a 2^a menor SSR e o 2^o menor SNR. Assim, este BER relativamente elevado é completamente expectável devido à baixa supressão de banda e relativamente baixo SNR. O caso que ocupa a 1^a posição em termos de BER, apesar de apresentar os SSR e SNR mais altos, não é o melhor caso devido ao relativamente elevado CSPR de 26 dB. Por outro lado, o caso que ocupa a 3^a posição têm a SSR mais baixa (5 dB) e o SNR mais baixo (31 dB), ainda assim superioriza-se ao caso que ocupa a 4^a posição, caso com a maior SSR (de 17 dB). O caso que ocupa a 2^a posição tem uma SSR baixa de 7 dB e um SNR relativamente baixo de 32 dB, mas também este caso apresenta um BER inferior ao caso que ocupa a 4^a posição e tem a maior SSR. Os casos da 2^a e 3^a posições têm em comum um CSPR adequado, ao contrário do caso que ocupa a 4^a posição. Se por um lado, não queremos um CSPR muito baixo para evitar degradação do sinal devido à SSBI, o CSPR não pode também ser muito elevado. Estes resultados levaram à conclusão de que o CSPR ótimo estaria entre 8 dB e 18 dB.

De acordo com [20] podemos concluir que: o aumento do OMI (relação entre o RMS da tensão de entrada e a tensão V_{π} do DDMZM) leva a uma diminuição do CSPR; uma redução da tensão de polarização leva a um aumento do CSPR; um aumento do SNR leva a uma diminuição do BER;

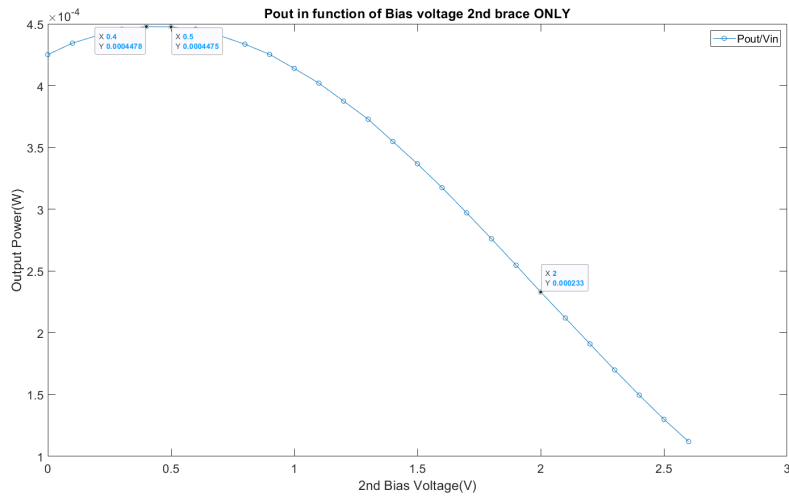


Figura 4.12: Potência na saída apenas com tensão de polarização no braço 2

Posição	BER	$V_{in}(mV)$	SSR(dB)	SNR(dB)	CSPR(dB)
4 ^a	2.731×10^{-3}	175	17	40	26
11 ^a	3.474×10^{-3}	225	9	38	21
9 ^a	3.072×10^{-3}	275	5.5	33	11
10 ^a	3.132×10^{-3}	325	5	31	6
3 ^a	2.671×10^{-3}	375	5	31	8
2 ^a	2.585×10^{-3}	425	7	32	18
5 ^a	2.851×10^{-3}	475	8	33	19
6 ^a	2.892×10^{-3}	525	8	35	20
1 ^a	2.43×10^{-3}	575	9	33	21
8 ^a	2.952×10^{-3}	625	6	33.5	17.5
7 ^a	2.932×10^{-3}	675	7	33.5	17

Tabela 4.3: Parâmetros dos sinais SSB descarregados com $V_{bias1} = 2V$

um aumento do SSR leva a uma diminuição do BER. Apesar destas relações, é importante ter em conta que ajustar a tensão de polarização para muito longe do ponto de quadratura, pode afetar diretamente a geração do sinal SSB. Isto acontece porque a diferença de fase entre os 2 sinais aplicados começa a distanciar-se de 90° , condição necessária para a geração do sinal SSB.

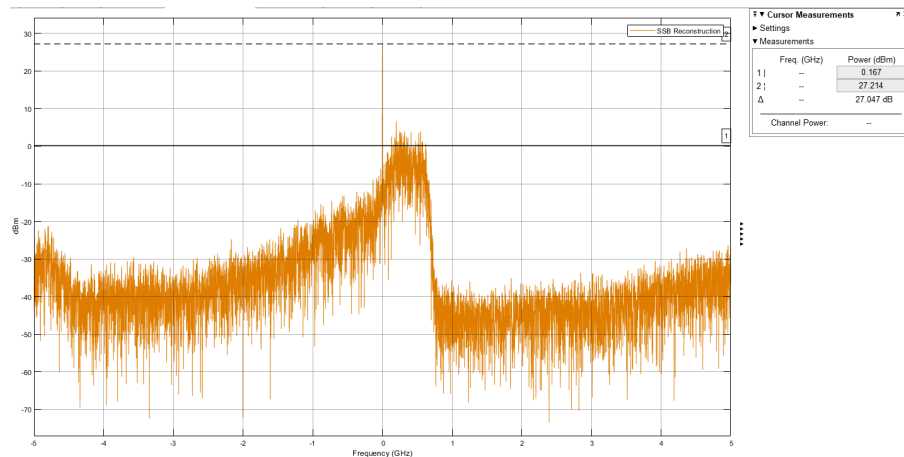


Figura 4.13: Espectro do sinal SSB com amplitude 175 mV após reconstrução complexa no recetor KK

As figuras 4.14 e 4.13 são os espectros para as tensões de entrada de 425 mV e 175 mV, respetivamente. O primeiro é o caso com maior supressão de banda, mas podemos ver que o CSRR é também muito elevado. O segundo é um dos casos mais adequados, uma vez que, para além de ter uma SSR não muito baixa de 7 dB, apresenta um CSRR relativamente alto de 18 dB, que apesar disso, aparenta não degradar o desempenho do sistema. Para diminuir o CSRR no caso com tensão de entrada de 425 mV, a tensão de polarização teria de ser aumentada. Um aumento da tensão de polarização do braço 1 para 2.05 V favorecia por isso o desempenho do sistema.

Não foi possível utilizar eficazmente o analisador de espectros que havia há disposição, quer por falta de resolução suficiente para observar o sinal SSB de 1 GHz transmitido, quer por excesso de largura espectral do laser utilizado. A largura espectral do laser é a causa mais provável, uma vez que no analisador de espectros só era possível observar a curva correspondente ao mesmo. Isto porque independentemente das mudanças aplicadas na tensão de polarização e no sinal de entrada, os parâmetros de medição da qualidade SSR e CSRR desta curva variavam sempre da mesma forma: quando um dos parâmetros diminuía, o outro aumentava na mesma proporção, não permitindo assim efetuar o ajuste que permitia aumentar o BER do sistema.

4.5 DSP na Recepção

Esta secção apresenta a solução que permitiu processar o sinal depois de recebido no osciloscópio. O primeiro passo é fazer *upload* aos vetores de dados para o *workspace* do MATLAB para que possam ser usados no Simulink. Isto implica também uma sincronização inicial entre as sequências de treino e recebida descarregadas do DSO e para tal é utilizada mais uma vez a função

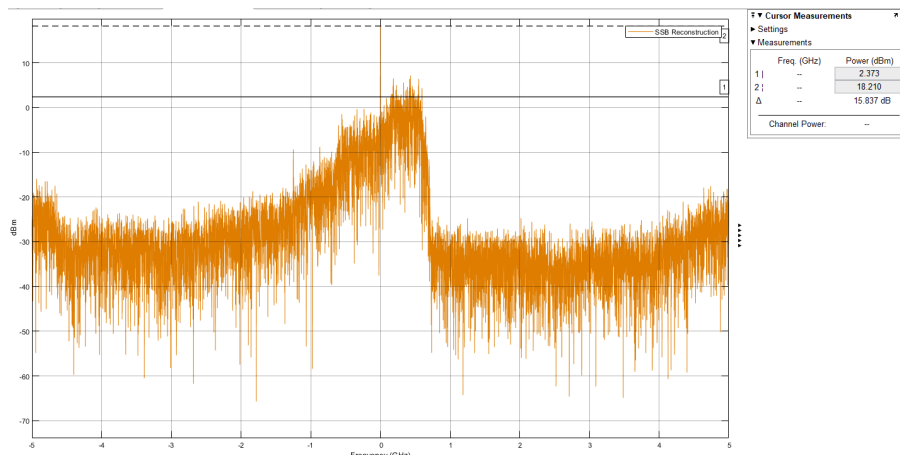


Figura 4.14: Espectro do sinal SSB com amplitude 425 mV após reconstrução complexa no recetor KK

find delay. Depois de alinhadas as duas sequências, é necessário alinhar as mesmas também no eixo vertical, isto é, em termos de amplitude. Para tal, foram utilizados valores RMS referência de um sinal PAM-4 gerado na simulação. Estes cuidados foram necessários devido ao processo de igualização.

Para filtrar o ruído resultante da utilização do PIN, é utilizado um filtro passa-baixo com ordem 128 e frequência de corte $\frac{f_s}{(8*2)}$, com f_s sendo $f_s = 8 \times 1.25 \times 10^9$ e tomando 8 amostras por símbolo. Depois disto, é efetuado o processo de reconstrução complexa do sinal. Para tal, é utilizado um filtro de *Hilbert* com os mesmos parâmetros do filtro utilizado na receção: ordem 64, largura da banda de transição de $\frac{f_s}{20}$ e método de construção *Least-Square*.

Depois de reconstruído o sinal SSB, a parte real do sinal é então obtida, recuperando assim o sinal DSB. Os blocos da figura 4.15 efetuam estas operações. A remoção DC é desta vez efetuada utilizando um *DC Blocker*. O filtro RRC de receção é depois aplicado, filtro este, com os mesmos parâmetros do filtro RRC de transmissão. Ambos os filtros RRC tinham os mesmos parâmetros que os utilizados na simulação. Por fim, é efetuada a igualização que permitirá contrariar as distorções lineares introduzidos pelo canal de propagação, para tal, são utilizados os blocos da figura 4.16. São testadas as configurações com DFE+Linear, Linear apenas e MLSE apenas. Os resultados foram bastante melhores para o caso em que é utilizado apenas o MLSE. A taxa de símbolos errados para esta configuração estava na ordem de 10^{-4} bastante inferior à taxa na ordem de 10^{-2} para as configurações com DFE+Linear e apenas Linear. Por isto, na maioria dos casos analisados foi utilizado o MLSE como igualizador. Estas elevadas taxas de erros para a configuração do DFE+Linear não estão de acordo com a simulação e devem-se ao baixo SNR do sinal à entrada do PIN.

Para efetuar a desmodulação do sinal é utilizado o bloco de desmodulação para PAM-4 para constelação de Gray e com mínima distância entre símbolos de 2. Para calcular a taxa de símbolos errados é desmodulada também a sequência de treino e é calculado o número de diferenças entre as duas sequências.

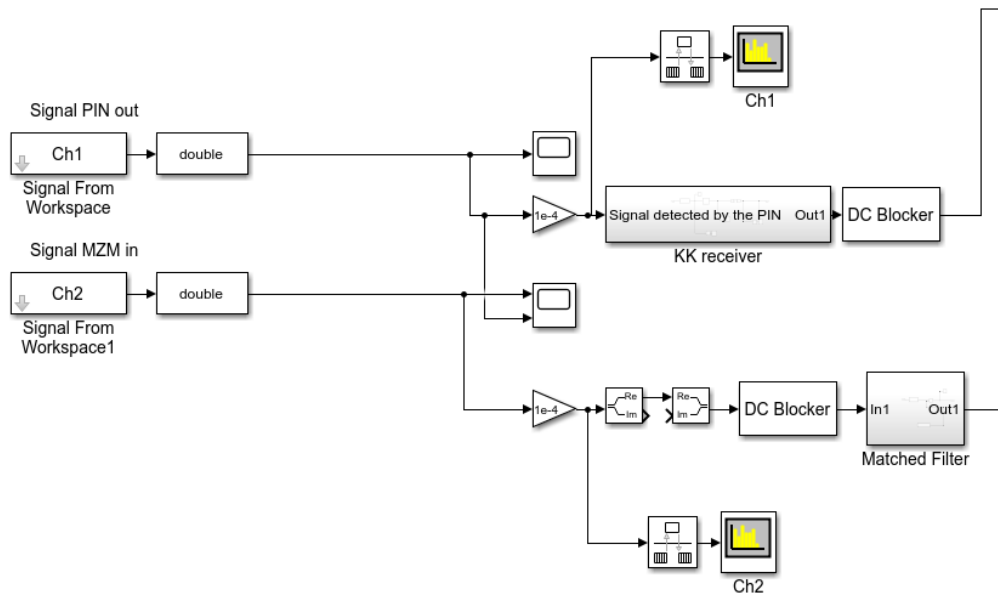


Figura 4.15: Circuito para *upload* dos vetores dos sinais recebido (Ch1) e de treino (Ch2) para processamento *offline* e reconstrução complexa

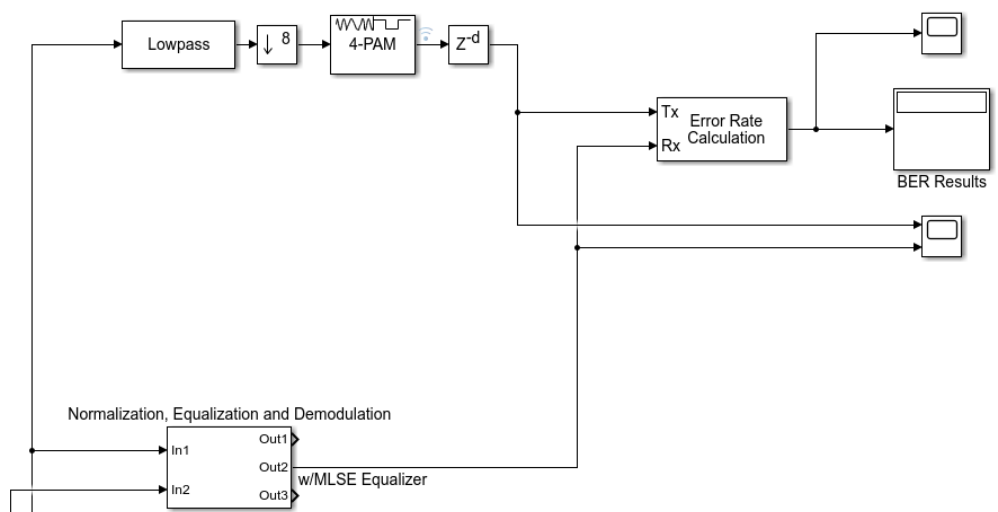


Figura 4.16: Circuito para igualização e cálculo do número de símbolos errados

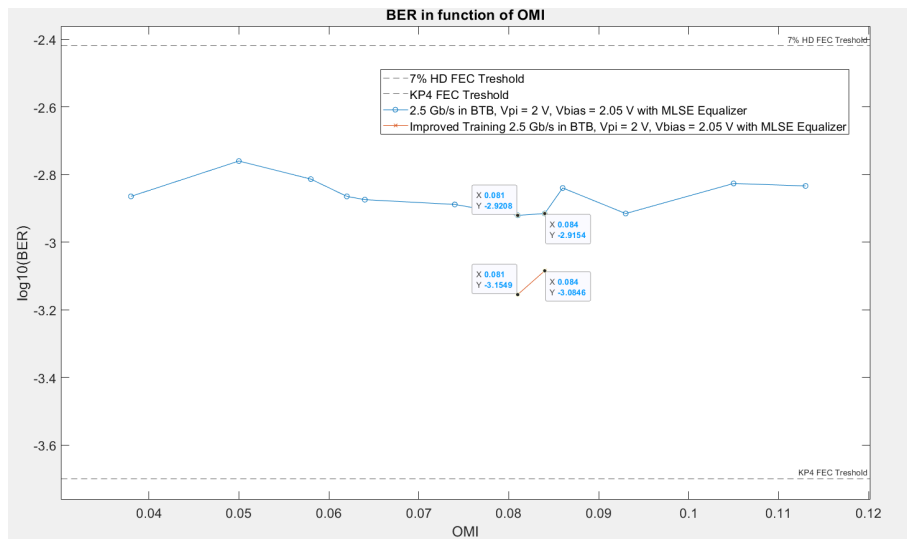


Figura 4.17: BER em função do OMI em condições BTB com $V_{bias1} = 2.05V$

4.6 Análise da performance do sistema completo

4.6.1 2.5 Gbits/s em BTB

O sistema foi testado para um débito de 2.5 Gbits/s. A potência de lançamento foi mantida em -3.5 dBm, o que levou a alguma degradação do sinal recebido no foto-díodo. Esta degradação deve-se ao baixo SNR do sinal detetado no PIN e deve ser a principal causa para os resultados inferiores obtidos relativamente à simulação. A utilização de um EDFA em conjunto com um filtro passa-banda ótico para filtrar o ruído ASE introduzido pelo amplificador seria uma forma de resolver este problema. O EDFA permite aumentar a potência do sinal recebido no foto-díodo e aumentar assim o SNR do sinal.

Na figura 4.17 podemos ver a azul a taxa de símbolos errados em função do OMI utilizado com uma tensão de polarização de 2.05 V no braço 1. O OMI ótimo encontrado foi de 0.081. As taxas de erros estão bastante semelhantes para todos os valores de OMI. Isto provavelmente deve-se à utilização do MLSE *equalizer*. Este igualizador utiliza *full knowledge* do canal (100% de treino) e tende a apresentar resultados mais próximos para diferentes OMI. Os pontos com menor taxa de erros foram 475 mV de tensão na entrada do DDMZM com um BER de 1.2×10^{-3} e 500 mV de tensão na entrada do DDMZM com uma taxa de 1.215×10^{-3} . Para estes pontos testou-se utilizar a forma de onda de treino diretamente do computador onde é gerada, o resultado está evidenciado na reta a laranja. Foi obtida uma taxa de símbolos errados de 7×10^{-4} e 8.23×10^{-4} para 475 mv e 500 mV de tensão na entrada do DDMZM, respetivamente. Isto é, um BER de 3.5×10^{-4} no primeiro caso e 4.115×10^{-3} para o 2º caso. Este valor ainda que não esteja a par dos valores obtidos em simulação (com BER de 4×10^{-6}), permite ainda uma utilização posterior do 7% HD FEC.

O processo de descarregar a sequência de treino e processar no Matlab é diferente para o caso com treino descarregado diretamente do computador, é mais complexo e demorado, daí apenas ter

sido executado para os melhores casos testados.

O sistema foi testado também para o débito de 10 Gbits/s. Como esperado, a taxa de símbolos errada não foi muito diferente (tinha a mesma ordem de grandeza) da obtida para 2.5 Gbits/s. Isto porque, tal como se verificou na simulação, em condições BTB o débito não influencia tanto a taxa de erros como num sistema com uma fibra de tamanho considerável. Isto é, o aumento da dispersão material total da fibra é a principal causa responsável pela degradação do BER quando há aumento do débito do sistema.

4.7 Conclusão

O objetivo de gerar e propagar um sinal SSB através do sistema desenvolvido foi alcançado. Apesar do BER obtido não ser tão baixo como o obtido na simulação, continua a ser um resultado abaixo do *threshold* 20% HD FEC.

Capítulo 5

Conclusões e trabalho futuro

5.1 Trabalho Desenvolvido

Neste trabalho foi implementado um sistema de transmissão óptico SSB PAM-4 adequado para curtas distâncias (até 80 km) e débitos até 100 Gbits/s com um BER de 8.1450×10^{-4} , para um comprimento de fibra de 50 km, inferior a 7% HD FEC ou 20% HD FEC. Alcançou-se ainda um BER de 7×10^{-3} para um tamanho de fibra de 80 km, valor este, abaixo de 20% HD FEC. Para além disto, foi alcançado uma SSR máxima de 19 dB e um CSPR máximo de 47 dB em simulação e uma SSR máxima de 17 dB e um CSPR máximo de 26 dB na implementação prática. No caso da implementação prática, apenas foi possível testar com débitos até 10 Gbits/s devido a limitações do equipamento. O BER obtido para o débito de 2.5 Gbits/s foi de 7×10^{-4} . Este valor ainda que não esteja a par dos valores obtidos em simulação (com BER de 4×10^{-6}), permite ainda uma utilização posterior do 7% HD FEC. O ruído do PIN parece ser o fator limitante em ambos os casos. Como na implementação prática a potência do sinal à entrada do PIN era de apenas -3.5 dBm, a introdução de ruído na conversão eletro-ótica degradava o sinal e conseqüentemente o desempenho do sistema. Por outro lado, na implementação em simulação em condições BTB a potência recebida foi de 9 dBm.

A variação do débito em condições BTB em ambos os casos não resultou em alterações significativas do BER em ambas as implementações. Isto levou-nos a concluir que a dispersão da fibra é o maior fator limitante neste tipo de sistemas e não pode ser completamente compensado para débitos superiores a 20 Gbits/s. No entanto, o método de compensação utilizado demonstrou ser uma abordagem válida para este tipo de sistema.

Tendo este sistema uma grande componente de processamento digital do sinal, o MATLAB foi uma poderosa ferramenta para testar os componentes do sistema antes da sua implementação prática. Esta abordagem para a grande maioria dos componentes do sistema demonstrou-se precisa e eficaz e permitiu que houvesse um maior foco nos componentes do sistema que operam no domínio ótico na implementação prática.

O DSP na receção foi comum a ambas as implementações apenas com pequenas modificações. A ineficácia do igualizador linear na implementação prática foi inesperada e levou a uma mudança

de igualizador para o MLSE. Este igualizador por necessitar de *full knowledge* ou de um filtro estimador da resposta em frequência do canal, é uma opção menos desejada que o igualizador linear, mas não por isso menos válida. O MLSE ainda que mais complexo de implementar eficazmente, é a opção mais frequentemente utilizada na literatura do que o igualizador linear pelo seu maior potencial de recuperação em canais ruidosos.

Outra diferença entre as duas implementações foi o CSPR obtido. Se por um lado na simulação, o CSPR poderia atingir valores de 50 dB sem haver degradação do sinal no recetor KK, na implementação prática, procuraram-se valores abaixo de 20 dB para evitar essa mesma degradação. Isto verificou-se pela combinação de dois fatores relativos aos instrumentos óticos utilizados nas duas implementações. Se por um lado, na implementação em simulação a potência do Laser utilizado era de cerca de 10 mW, na implementação prática esta potência era de aproximadamente 2 mW. Isto levou a que a potência da portadora fosse bastante elevada na simulação. O DDMZM utilizado na simulação tinha uma *halfwave voltage* de 6 V, valor relativamente alto quando comparado com os 2 V da implementação prática. Por causa disso, no caso da simulação, o DDMZM foi operado com o OMI ótimo de 0.036, valor baixo quando comparado com o OMI de 0.081 utilizado na implementação prática. A operação com o OMI tão baixo permitiu obter um SSR relativamente alto (maior na simulação), mas levou também a um CSPR alto. Para além disto, o CSPR ótimo requerido aumenta com o tamanho da fibra, como na implementação prática as condições são BTB, era expectável uma diferença de CSPR. Isto acontece porque o efeito da CD leva a um maior PAPR no sistema simulado.

A análise efetuada utilizando a implementação em simulação permitiu avaliar o comportamento do sistema com diversos parâmetros, nomeadamente o comprimento da fibra, débito utilizado e potência de lançamento. A potência de lançamento ótima encontrada foi de 9 dBm e o sistema foi eficazmente testado com comprimentos até 80 km, com BER abaixo do limiar de 20% HD FEC e débitos até 100 Gbits/s com um BER de 8.1450×10^{-4} para um comprimento de fibra de 50 km, abaixo dos limiares 7% HD FEC e 20% HD FEC. Foram também testados em ambiente de simulação, 3 métodos distintos de compensação da dispersão. Estes 3 métodos todos passam pelo produto do sinal pelo inverso da função de transferência do canal da fibra em 3 pontos diferentes do sistema: antes da fibra no domínio elétrico, logo a seguir à fibra por utilização de uma fibra DCF no domínio ótico e após reconstrução complexa por DSP. Ainda que com alguns compromissos na implementação prática, o sistema foi implementado com sucesso e apresentou um bom desempenho.

5.2 Trabalho Futuro

Existem ainda várias implementações adicionais que seriam interessantes de estudar. O principal seria uma implementação prática do sistema completo simulado com fibra e métodos de compensação da dispersão. Utilizar equipamento topo de gama para tentar levar a taxa de amostragem ao seu máximo possível (os 100 Gbits/s alcançados em simulação por exemplo) seria outra

alternativa interessante. Introduzir na implementação prática um EDFA em conjunto com um filtro passa-banda ótico para tentar melhorar o desempenho seria também uma boa alternativa.

Referências

- [1] Le Nguyen Binh. Optical Fiber Communication Systems with MATLAB and Simulink Models. Relatório técnico, 2014.
- [2] Matt Carrick, Northrop Grumman, Doug Jaeger, Northrop Grumman, San Diego, e San Diego. Design and Application of a Hilbert Transformer in a Digital Receiver. Relatório técnico, 2011.
- [3] John C. Cartledge e Abdullah S. Karar. 100 Gb/s Intensity Modulation and Direct Detection. *Journal of Lightwave Technology*, 32(16):2809–2814, 2014.
- [4] M. V. Coelho, J. L. Mata, e M. J. Martins. Simulation of Digital Optical Receiver with Intensity Modulation and Direct Detection. *EUROCON 2011 - International Conference on Computer as a Tool - Joint with Conftele 2011*, 2011.
- [5] Fosco Connect. Optical Fiber Dispersion – Fosco Connect. <https://www.fiberoptics4sale.com/blogs/archive-posts/95047942-optical-fiber-dispersion>, 2010.
- [6] Jose Estaran, Miguel Iglesias Olmedo, Darko Zibar, Xiaogeng Xu, e Idelfonso Tafur Monroy. First experimental demonstration of coherent CAP for 300-Gb/s Metropolitan Optical Networks. Em *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2014.
- [7] Sik Heng Foo. Statistical Properties of Filtered Amplified Spontaneous Emission Noise of Erbium-Doped Fiber Amplifiers. Relatório técnico, 1999.
- [8] John Houghton. What is an External Cavity Laser? <https://www.neophotonics.com/what-is-an-external-cavity-laser/>, 2018.
- [9] Iowegian. ScopeFIR: FIR Filter Design Software - Iowegian International. <https://iowegian.com/scopefir/>, 2021.
- [10] Keysight. How to Use a SERDES Channel Simulator for PAM-4 Simulations and Analysis - YouTube. <https://www.youtube.com/watch?v=E-eu-OMvHog&t=2235s>, 2016.
- [11] Osayd Kharraz e David Forsyth. Performance Comparisons Between PIN and APD Photodetectors for use in Optical Communication Systems. *Optik*, 124:1493–1498, 2013.
- [12] Nobuhiko Kikuchi. Multilevel Signaling Technology for Increasing Transmission Capacity in High-Speed Short-Distance Optical Fiber Communication. *IEICE Transactions on Electronics*, E102C(4):316–323, 2019.
- [13] Nobuhiko Kikuchi, Riu Hirai, e Yuki Wakayama. High-speed Optical 64 QAM Signal Generation using InP-based Semiconductor IQ Modulator. Em *OFC 2014*, 2014.

- [14] Robert I. Killey, Phillip M. Watts, Vitaly Mikhailov, Madeleine Glick, e Polina Bayvel. Electronic Dispersion Compensation by Signal Predistortion using a Dual-drive Mach-Zehnder Modulator. *Optics InfoBase Conference Papers*, 17(3):714–716, 2005.
- [15] Thor Labs. Dispersion-Shifted Fiber. Relatório técnico, 2017.
- [16] Laserdiodesource. DFB Laser 1550nm (PM FIBER). <https://www.laserdiodesource.com/shop/dfb-1550nm-10mW-AWL>, 2021.
- [17] Zhe Li, M. Sezer Erkilinc, Lidia Galdino, Kai Shi, Benn C. Thomsen, Polina Bayvel, e Robert I. Killey. Comparison of Digital Signal-signal Beat Interference Compensation Techniques in Direct-detection Subcarrier Modulation Systems. *Optics Express*, 24(25):29176, dec 2016.
- [18] Zhe Li, M. Sezer Erkilinc, Kai Shi, Eric Sillekens, Lidia Galdino, Benn C. Thomsen, Polina Bayvel, e Robert I. Killey. SSBI Mitigation and the Kramers-Kronig Scheme in Single-Sideband Direct-Detection Transmission with Receiver-Based Electronic Dispersion Compensation. *Journal of Lightwave Technology*, 35(10):1887–1893, 2017.
- [19] M Lima e A Teixeira. OC 2020 Modulation Formats. Relatório técnico, 2020.
- [20] Dongxu Lu, Alan Pak Tao Lau, Chao Lu, Xian Zhou, Jiahao Huo, Jie Gao, Yuqiang Yang, Ke He, Jinhui Yuan, Keping Long, e Changyuan Yu. Theoretical CSPR Analysis and Performance Comparison for Four Single-Sideband Modulation Schemes with Kramers-Kronig Receiver. *IEEE Access*, 7:166257–166267, 2019.
- [21] Rick Lyons. 10-A1 SSB Demodulation-the Phasing Method. Relatório técnico, 2012.
- [22] Rick Lyons. Implementing Simultaneous Digital Differentiation, Hilbert Transformation, and Half-Band Filtering. <https://www.dsprelated.com/showarticle/874.php>, 2015.
- [23] Henrique M. Salgado. Optical Amplifiers. Relatório técnico, 2016.
- [24] Ajay Mahimkar, Angela Chiu, Robert Doverspike, Mark D. Feuer, Peter Magill, Emmanuil Mavrogiorgis, Jorge Pastor, Sheryl L. Woodward, e Jennifer Yates. Bandwidth on Demand for Inter-Data Center Communication. *Proceedings of the 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks, HotNets-10*, (September 2014), 2011.
- [25] Mathuranathan. Understanding Analytic Signal and Hilbert Transform - GaussianWaves. <https://www.gaussianwaves.com/2017/04/analytic-signal-hilbert-transform-and-fft/>, 2017.
- [26] MathWorks. Upsample and filter input signals - Simulink. <https://www.mathworks.com/help/dsp/ref/firinterpola.html>, 2006.
- [27] MathWorks. Adaptive Equalization with Filtering and Fading Channel - MATLAB & Simulink. <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/adaptive-equalization-with-filtering-and-fading-channel.html>, 2021.
- [28] Antonio Mecozzi, Cristian Antonelli, e Mark Shtaif. Kramers-Kronig Coherent Receiver. *Optica*, 3(11):1220, nov 2016.
- [29] Stephanie Michel. Why complex modulated optical signals? | Lightwave. <https://www.lightwaveonline.com/network-design/high-speed-networks/article/16649477/why-complex-modulated-optical-signals>, 2013.

- [30] Martha C Paredes, Paredes #1, M Julia Fenández-Getino, e García #2. The Problem of Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems. Relatório técnico.
- [31] RP Photonics. Fiber Polarization Controllers, explained by RP Photonics Encyclopedia, https://www.rp-photonics.com/fiber_polarization_controllers.html, 2021.
- [32] Dayou Qian, Neda Cvijetic, Junqiang Hu, e Ting Wang. Optical OFDM transmission in metro/access networks. Em *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2009.
- [33] Andrew Reilly, Gordon Frazer, e Boualem Boashash. Analytic signal Generation—Tips and Traps. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(11):3241–3245, 1994.
- [34] Roberto Rodes, Michael Mueller, Bomin Li, Jose Estaran, Jesper Bevensee Jensen, Tobias Gruendl, Markus Ortsiefer, Christian Neumeyr, Juergen Rosskopf, Knud J Larsen, et al. High-speed 1550 nm VCSEL data transmission link employing 25 Gb/s 4-PAM modulation and hard decision forward error correction. *Journal of Lightwave Technology*, 31(4):689–695, 2012.
- [35] Xiaoke Ruan, Lei Zhang, Fan Yang, Yixiao Zhu, Yanping Li, e Fan Zhang. Beyond 100G Single Sideband PAM-4 Transmission with Silicon Dual-Drive MZM. *IEEE Photonics Technology Letters*, 31(7):509–512, 2019.
- [36] Xiaoke Ruan, Lei Zhang, Fan Yang, Yixiao Zhu, e Fan Zhang. 100G Data Center Interconnections with Silicon Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator and Direct Detection. 2015.
- [37] Anant Sahai, John Wawrzyniek, e Felicity Zhao. Spectrum Access System: Comparison of Different Equalizers. Relatório técnico, 2017.
- [38] Andrew Schaefer. The Effective Number of Bits. 2011.
- [39] Y. R. Shen e Guo-Zhen Yang. Theory of Self-Phase Modulation and Spectral Broadening. Em *The Supercontinuum Laser Source*. Springer New York, 1989.
- [40] Jianyang Shi, Junwen Zhang, Yingjun Zhou, Yiguang Wang, e Nan Chi. Transmission Performance Comparison for 100-Gb/s Detection. *Journal of Lightwave Technology*, 35(23):5127–5133, 2017.
- [41] Liang Shu, Jianqiang Li, Zhiquan Wan, Fan Gao, Songnian Fu, Xiang Li, Qi Yang, e Kun Xu. Single-Lane 112-Gbit/s SSB-PAM4 Transmission with Dual-Drive MZM and Kramers-Kronig Detection over 80-km SSMF. *IEEE Photonics Journal*, 9(6), 2017.
- [42] S P Singh e N Singh. Nonlinear Effects in Optical Fibers: Origin, Management and Applications. Relatório técnico, 2007.
- [43] BY Sinan Şenol e Assoc Buyurman Baykal Supervisor Assoc Engin Tuncer Assoc Buyurman Baykal Assist Tolga Çiloğlu Assist Arzu Tuncay Koç Hacer Sunay. Performance Comparison of Adaptive Decision Feedback Equalizer and Blind Decision Feedback Equalizer. Relatório técnico.
- [44] Chuanbowen Sun, Di Che, Honglin Ji, e William Shieh. Study of Chromatic Dispersion Impacts on Kramers-Kronig and SSBI Iterative Cancellation Receiver. *IEEE Photonics Technology Letters*, 31(4):303–306, 2019.

- [45] Joana S. Tavares, Luis M. Pessoa, e Henrique M. Salgado. Nonlinear Compensation Assessment in Few-Mode Fibers via Phase-Conjugated Twin Waves. *Journal of Lightwave Technology*, 35(18):4072–4078, 2017.
- [46] Sjoerd Van Der Heide, Aaron Albores-Mejia, Fausto Gomez-Agis, Boudewijn Docter, e Chigo Okonkwo. 112-Gbit/s Single Side-Band PAM-4 Transmission over Inter-DCI Distances Without DCF Enabled by Low-complexity DSP. *European Conference on Optical Communication, ECOC*, 2017-September(2):1–3, 2017.
- [47] Science Direct Victor Giurgiutiu. Intensity Modulation - an overview | ScienceDirect Topics. <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/intensity-modulation>, 2016.
- [48] Zhixin Wang, Li Tao, Yiguang Wang, e Nan Chi. 56 Gb/s direct-detection polarization multiplexing multi-band CAP transmission. *Chinese Optics Letters*, 13(8):080602, 2015.
- [49] Chi Yan Wong, Sen Zhang, Lei Liu, Tao Wang, Qiang Zhang, Yuanyuan Fang, Shupeng Deng, Gordon Ning Liu, e Xiaogeng Xu. 56 Gb/s direct detected single-sideband DMT transmission over 320-km SMF using silicon IQ modulator. Em *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2015.
- [50] Chongjin Xie, Silvia Spiga, Po Dong, Peter Winzer, Alan Gnauck, C Gréus, M Ortsiefer, C Neumeyr, Michael Müller, e M-C Amann. Generation and transmission of 100-Gb/s PDM 4-PAM using directly modulated VCSELs and coherent detection. Em *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2014.
- [51] Zhenping Xing, Alireza Samani, Meng Xiang, Eslam El-Fiky, Thang M. Hoang, David Patel, Rui Li, Meng Qiu, Md. Ghulam Saber, Mohamed Morsy-Osman, e David V. Plant. 100 Gb/s PAM4 Transmission System for Datacenter Interconnects using a SiP ME-MZM based DAC-less Transmitter and a VSB Self-coherent Receiver. *Optics Express*, 26(18):23969, 2018.
- [52] Jianfeng Xu, Jiangbing Du, Wenjia Zhang, Lin Ma, e Zuyuan He. Up to 100-Gbps single lambda PAM4 Generation by Dual-drive Mach-Zehnder Modulator and Transmission over 5-km SSMF. *ICOON 2016 - 2016 15th International Conference on Optical Communications and Networks*, 2017.
- [53] Chao Yang, Rong Hu, Ming Luo, Qi Yang, Cai Li, Haibo Li, e Shaohua Yu. IM/DD-based 112-Gb/s/lambda PAM-4 transmission using 18-Gb/s DML. *IEEE Photonics Journal*, 8(3):1–7, 2016.
- [54] Amin Yekani e Leslie A. Rusch. Interplay of Bit Rate, Linewidth, Bandwidth, and Reach on Optical DMT and PAM with IM/DD. *IEEE Transactions on Communications*, 67(4):2908–2913, 2019.
- [55] Jing Zhang, Mingyue Zhu, Xiang Li, Ming Luo, Shaohua Hu, Xingwen Yi, e Kun Qiu. Single-channel 102.4-Gb/s Transmission over 240-km SSMF with Optical SSB Nyquist-PAM-4 and Direct Detection. *ICOON 2017 - 16th International Conference on Optical Communications and Networks*, 2017-January:1–3, 2017.
- [56] Xiaoling Zhang, Chongfu Zhang, Chen Chen, Wei Jin, Xiaoyu Zhong, e Kun Qiu. Digital Chromatic Dispersion Pre-management for SSB Modulation Direct-detection Optical Transmission Systems. *Optics Communications*, 427:551–556, nov 2018.

- [57] Xuebing Zhang, Zhaohui Li, Chao Li, Ming Luo, Haibo Li, Cai Li, Qi Yang, e Shaohua Yu. Transmission of 100-Gb/s DDO-OFDM/OQAM over 320-km SSMF with a single photodiode. *Optics express*, 22(10):12079–12086, 2014.
- [58] Kangping Zhong, Xian Zhou, Yuliang Gao, Wei Chen, Jiangwei Man, Li Zeng, Alan Pak Tao Lau, e Chao Lu. 140-Gb/s 20-km Transmission of PAM-4 Signal at 1.3 μm for Short Reach Communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(16):1757–1760, 2015.
- [59] Jie Zhou, Liang Zhang, Tianjian Zuo, Qiang Zhang, Sen Zhang, Enbo Zhou, e Gordon Ning Liu. Transmission of 100-Gb/s DSB-DMT over 80-km SMF using 10-G class TTA and direct-detection. Em *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*. VDE, 2016.
- [60] Mingyue Zhu, Jing Zhang, Xingwen Yi, Yang Song, Bo Xu, Xiang Li, Xinwei Du, e Kun Qiu. Hilbert Superposition and Modified Signal-to-signal Beating Interference Cancellation for Single Side-band Optical NPAM-4 Direct-detection System. *Optics Express*, 25(11):12622, 2017.
- [61] Mingyue Zhu, Jing Zhang, Xingwen Yi, Hao Ying, Xiang Li, Ming Luo, Yingxiong Song, Xiatao Huang, e Kun Qiu. Optical single side-band Nyquist PAM-4 transmission using Dual-Drive MZM Modulation and Direct Detection. *Optics Express*, 26(6):6629, 2018.
- [62] Yixiao Zhu, Mingxuan Jiang, Xiaoke Ruan, Chenjia Li, e Fan Zhang. 16 \times 112Gb/s Single Sideband PAM4 WDM Transmission over 80 km SSMF with Kramers-Kronig Receiver. *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition, OFC 2018 - Proceedings*, 2:1–3, 2018.

