

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA (UNESP)
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CAMPUS SÃO JOÃO DA BOA VISTA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CAMILA BASTOS COSTA

Uso de algoritmo de clusterização *k-means* 4D para mitigação de
impedimentos não lineares em sistemas ópticos coerentes digitais DP-16QAM

São João da Boa Vista/SP

2022

CAMILA BASTOS COSTA

**Uso de algoritmo de clusterização *k-means* 4D para mitigação de
impedimentos não lineares em sistemas ópticos coerentes digitais DP-16QAM**

Versão original

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de São Paulo (Campus São João da Boa Vista) para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Coorientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista/SP

2022

C837u Costa, Camila Bastos

Uso de algoritmo de clusterização k-means 4D para mitigação de impedimentos não lineares em sistemas ópticos coerentes digitais DP-16QAM / Camila Bastos Costa. -- São João da Boa Vista, 2022 47 p. : il., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista

Orientador: Ivan Aritz Aldaya Garde

Coorientador: Rafael Abrantes Penchel

1. Comunicações ópticas. 2. Inteligência artificial. 3. Fibras ópticas. 4. Polarização (Luz). I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**CERTIFICADO DE APROVAÇÃO**

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Uso de algoritmo de clusterização K-means 4D para mitigação de impedimentos não lineares em sistemas ópticos coerentes digitais DP-16QAM

AUTORA: CAMILA BASTOS COSTA

ORIENTADOR: IVAN ARITZ ALDAYA GARDE

COORIENTADOR: RAFAEL ABRANTES PENCHEL

Aprovada como parte das exigências para obtenção do Título de Mestra em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Sistemas Eletrônicos pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. IVAN ARITZ ALDAYA GARDE (Participação Virtual)

Coordenadoria de Curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações / Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista UNESP

Prof. Dr. MARCELO LUÍS FRANCISCO ABBADE (Participação Virtual)

Coordenadoria de Curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações / Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista - UNESP

Dra. INDAYARA BERTOLDI MARTINS (Participação Virtual)

Comunicações Ópticas / Ekinops

São João da Boa Vista, 02 de setembro de 2022

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Verônica Liberali Messias".

Verônica Liberali Messias
Supervisora Técnica de Seção
Seção Técnica de Graduação e Pós-Graduação

*Dedico este trabalho aos meus melhores amigos: Mariana, Marcelo e Lúcio, por sempre
estarem ao meu lado.*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, aos meus pais, Marcelo e Mariana, que nunca mediram esforços para me ajudar e sempre confiaram que eu conseguiria alcançar os meus objetivos. Tenho muita sorte e tenho muito orgulho por ser filha de vocês.

Agradeço também ao Lúcio, meu grande companheiro, que sempre acreditou em mim, mesmo quando eu mesma não acreditava. Você me apoiou, me ajudou nos meus momentos mais difíceis. Me ensinou sobre paciência e me fez enxergar na escuridão. Me incentivou a iniciar esta jornada, em que dividimos grandes momentos. Se estou aqui, hoje, devo isso a você.

Ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Unesp, por possibilitar esta grande oportunidade a mim, onde pude aprender sobre a importância da pesquisa e da ciência, e como ambas podem ajudar no desenvolvimento humano.

À CAPES:

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

Também agradeço, especialmente, aos Prof. Dr. Ivan Aldaya e Prof. Dr Rafael Penchel, que, durante esta jornada, me proporcionaram um grande aprendizado e orientação, sempre com muita paciência. Creio que ganhei dois amigos. Muito obrigada e desejo muito sucesso a vocês.

Enfim, meu muito obrigada a todos que estiveram comigo nessa caminhada.

E, não se esqueça: não entre em pânico!

"Não terei medo. O medo mata a mente. O medo é a pequena morte que leva à aniquilação total. Enfrentarei meu medo. Permitirei que passe por cima e através de mim. E, quando tiver passado, voltarei o olho interior para ver o seu rastro. Onde o medo não estiver mais, nada haverá. Somente eu restarei.

(Duna, Frank Herbert, 1965)

Resumo

Neste trabalho, foi proposto o uso de um método de clusterização 4D para abordar simultaneamente o efeito da automodulação de fase (SPM, *self-phase modulation*) e da modulação de fase cruzada (XPM, *cross-phase modulation*) em redes ópticas passivas de 100 Gbps empregando dupla polarização e modulação em amplitude em quadratura 16-ária. Foi realizado um vasto número de operações, considerando potências ópticas de transmissão variando de 0 dBm a 15 dBm e comprimentos de link de 125 km a 175 km. Os resultados obtidos indicaram que a clusterização 4D pode compensar não apenas a SPM, mas também a XPM intracanal entre as polarizações ortogonais. Como resultado, o alcance máximo é estendido de 138 km para 151,6 km e de 171 km para 180 km para um BER alvo de 10^{-3} e de 10^{-2} , respectivamente, reduzindo a diferença em relação a um sistema com modulação com chaveamento por deslocamento de fase em quadratura de polarização dupla. O algoritmo proposto também foi aplicado em um sistema multicanal, com 5 canais de espaçamento de 100 GHz, porém, os resultados obtidos para esse sistema mostraram que o desempenho de compensação dos impedimentos não lineares pelo algoritmo diminui, dado que estes sistemas são afetados principalmente pela mistura de quatro ondas (FWM, *four-wave mixing*), que não pode ser compensada pelos algoritmos de clusterização. Finalmente, a complexidade do método proposto foi avaliada tanto em termos do tamanho de bloco de símbolos requerido para uma clusterização adequada, como em função do número de operações necessárias para a predição de um novo símbolo. Assim, concluímos que são necessários, ao menos, 8.000 símbolos para a obtenção de um valor médio de BER de 10^{-3} , e que a predição pode ser executada utilizando 5.632 operações de ponto flutuante, as quais podem ser paralelizadas em 19 operações sequenciais.

Palavras-chaves: Comunicações ópticas. Inteligência artificial. Fibras ópticas. Polarização (Luz).

Abstract

In this work, it was proposed to use a 4D-clustering method to simultaneously tackle the effect of self-phase modulation (SPM) and cross-phase modulation (XPM) in 100 Gbps passive optical networks employing dual-polarization 16-ary quadrature amplitude modulation.

A large number of operations was executed considering launched optical powers ranging from 0 dBm to 15 dBm and link lengths from 125 km to 175 km. The results indicate that 4D-clustering indeed can compensate not only the SPM but also the intra-channel XPM between the orthogonal polarizations. As a result, the maximum range is increased from 138 km to 151,6 km and from 171 km to 180 km for target BERs of 10^{-3} and 10^{-2} , respectively, reducing the gap with respect to dual-polarization quadrature phase shift keying. The proposed algorithm was also applied in a multichannel system, composed of 5 channels with 100 GHz frequency spacing. However, the results obtained for this system showed that the performance of compensation of nonlinear impediments by the algorithm decreases, given that these systems are affected by four-wave mixing (FWM), which cannot be compensated for by clustering algorithms. Finally, the complexity of the proposed method was evaluated in terms of both the symbol block size required for an adequate clustering and the number of operations necessary for the prediction of a new symbol. Thus, we conclude that at least 8,000 symbols are needed to obtain an average BER of 10^{-3} and that the prediction can be performed using 5,632 floating point operations, which can be parallelized in 19 sequential operations.

Keywords: Optical communications. Artificial intelligence. Optical fibers. Polarization (Light).

Lista de figuras

Figura 1 – Distorções não lineares para diferentes configurações de sistemas coerentes digitais.	19
Figura 2 – Comparação entre efeitos não lineares sem ruído e combinados com ruído.	20
Figura 3 – Diagrama de fluxo do algoritmo de clusterização 4D para constelações DP-16QAM. Também são indicadas as etapas em que as diferentes BER são calculadas.	28
Figura 4 – Diagrama do blocos da simulação empregada para análise dos sistemas coerentes digitais considerando DP-16QAM. S/P: conversor serial/paralelo, RCF: filtro com formato de cosseno levantado, DAC: conversor digital/analógico, DP-MZM: modulador Mach-Zehnder duplo paralelo, LD: diodo laser, PC: controlador de polarização, PBS: divisor de feixe por polarização, PBC: combinador de feixe por polarização, EDFA: amplificador de fibra dopada com érbio, SSMF: fibra monomodo padrão, LPF: filtro passa-baixa, ADC: conversor analógico/digital, DSP: processamento de sinal digital.	30
Figura 5 – Diagrama de blocos do DSP simulado.	32
Figura 6 – Espectros de (a) entrada e (b) saída para potências lançadas na fibra de 5 dBm e 10 dBm.	34
Figura 7 – Diagramas de constelação para potências lançadas na fibra de (a) 5 dBm (polarização X), (b) 5 dBm (polarização Y), (c) 10 dBm (polarização X) e (d) 10 dBm (polarização Y).	35
Figura 8 – Curvas de BER em termos da potência óptica lançada considerando um sistema DP-16QAM de 100 Gbps com detecção por máxima verossimilhança (ML) e clusterização <i>k-means</i> 2D e 4D para (a) 125 km, (b) 135 km, (c) 150 km e (d) 175 km. As regiões indicadas em cinza representam valores de LOP em que a qualidade do sinal não é suficiente para que o DSP consiga compensar a rotação de polarização.	36

- Figura 9 – (a) Mapa de contorno da BER obtido a partir do duplo *sweep* para um sistema DP-16QAM de 100 Gbps considerando detecção por máxima verossimilhança (ML) e clusterização *k-means* 2D e 4D. (b) Máximo alcance atingível em termos da BER requerida para um sistema DP-16QAM de 100 Gbps considerando detecção por máxima verossimilhança (ML) e clusterização *k-means* 2D e 4D. Para fins de comparação, também mostramos o máximo alcance para um sistema DP-QPSK com a mesma taxa de transmissão. 38
- Figura 10 – Curvas de BER em termos da potência óptica lançada considerando sistemas de canal único (curvas tracejadas) e multicanal (curvas sólidas), ambos DP-16QAM de 100 Gbps, com clusterização *k-means* 2D e 4D para (a) 125 km, (b) 135 km, (c) 150 km e (d) 170 km. 40
- Figura 11 – Valor da BER em termos do tamanho do bloco processado. Os pontos em laranja correspondem a valores de BER calculados para diferentes blocos com o mesmo tamanho. A linha sólida representa o conjunto de valores médios de BER das amostras. E a área em cinza indica a região onde são encontrados os 90% menores valores de BER calculada. 42

Lista de tabelas

Tabela 1 – Lista de parâmetros de simulação empregados.	33
---	----

Lista de abreviaturas e siglas

ANN	Redes neurais artificiais
BER	Taxa de erro de bits
CD	Dispersão cromática
DAC	Conversor analógico-digital
DBP	Retro-propagação digital
DCI	Interconexão entre datacenters
DP-MZM	Modulador Mach-Zehnder duplo-paralelo
DPT	Rastreador de polarização dinâmica
DSP	Processador digital de sinais ou Processamento digital de sinais
EDFA	Amplificador fibra dopada a érbio
EM	Maximização de expectativa
FWM	Mistura de quatro ondas
GBaud	GigaBaud
Gbps	Gigabit por segundo
GHz	Gigahertz
GSa	Gigaamostras
GVD	Dispersão de velocidade de grupo
IM/DD	Modulação de intensidade com detecção direta
IVSTF	Função de transferência inversa da série de Volterra
km	Quilômetro
KNN	K-ésimo vizinho mais próximo
LD	Diodo laser

LPF	Filtro passa-baixa
LR-PON	Redes ópticas passivas de longa distância
ML	Máxima verossimilhança
MMA	Algoritmo de módulos múltiplos
mW	Miliwatts
nm	Nanômetro
OIF	<i>Optical Internetworking Forum</i>
PBS	Divisor de feixe por polarização
PD	Fotodetector
PON	Rede óptica passiva
PMD	Dispersão por modo de polarização
PRBS	Sequências de bits pseudo-aleatórias
QAM	Modulação em amplitude em quadratura
QPSK	Modulação por deslocamento de fase em quadratura
SNR	Relação sinal-ruído
S/P	Conversor serial/paralelo
SPM	Automodulação de fase
SSMF	Fibra monomodo padrão
WDM	Multiplexação por divisão em comprimento de onda
XPM	Modulação de fase cruzada

Sumário

1	Introdução	15
1.1	<i>Redes de acesso ópticas coerentes digitais</i>	15
1.2	<i>Efeitos das não linearidades em PON coerentes digitais DP-16QAM .</i>	18
1.3	<i>Mitigação dos efeitos das não linearidades em PON coerentes digitais DP-16QAM</i>	20
1.4	<i>Contribuições do trabalho</i>	22
1.5	<i>Estrutura do trabalho</i>	23
2	Algoritmo <i>K-means</i> 4D para clusterização de constelações DP- 16QAM	24
2.1	<i>Algoritmo <i>k-means</i> original e inicialização <i>k-means++</i></i>	24
2.2	<i>Modificação do algoritmo <i>k-means</i> para clusterização de constelações DP-16QAM</i>	26
2.2.1	<i>Estágio 1: Detecção das polarizações X e Y</i>	26
2.2.2	<i>Estágio 2: Clusterização independente das polarizações X e Y . . .</i>	27
2.2.3	<i>Estágio 3: Clusterização simultânea das polarizações X e Y</i>	27
3	Modelo do sistema e configuração da simulação	30
3.1	<i>Simulação do sistema</i>	30
3.2	<i>Observação dos efeitos não lineares</i>	34
4	Resultados	36
4.1	<i>Desempenho da compensação não linear</i>	36
4.2	<i>Número mínimo de símbolos e análise de complexidade de predição . .</i>	42
5	Conclusões	44
	Referências¹	46

¹ De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023.

1 Introdução

1.1 Redes de acesso ópticas coerentes digitais

Os sistemas de comunicação óptica coerentes começaram a ser estudados na década de 1980, pois *a priori* pareciam poder resultar em um aumento considerável no alcance de transmissão dos sinais sem repetição. Devido à alta sensibilidade dos receptores coerentes, estes sistemas apresentariam uma menor sensibilidade e, portanto, ofereceriam uma melhora em seu desempenho. No contexto de comunicações ópticas, um receptor é considerado coerente se for capaz de recuperar a informação tanto da amplitude como da fase. Isso, tipicamente, requer um oscilador local (LO, *local oscillator*) com o qual o sinal de entrada interfere (KIKUCHI, 2011). Porém, certos mecanismos, como o ruído de fase dos lasers e as flutuações do estado de polarização (SoP, *state of polarization*) do sinal recebido, resultavam na degradação do desempenho do receptor (AGRAWAL, 2002), inviabilizando os estudos em sistemas coerentes. Além disso, o desenvolvimento dos amplificadores à fibra dopada com érbio (EDFAs, *erbium-doped fiber amplifiers*) possibilitou a amplificação simultânea de múltiplos canais multiplexados em comprimento de onda de forma relativamente econômica, prolongando a utilização dos sistemas de comunicações ópticas baseados em modulação de intensidade com detecção direta (IM/DD, *intensity-modulation/direct-detection*) e interrompendo o desenvolvimento dos sistemas ópticos coerentes por mais de duas décadas. A associação dos EDFAs com a técnica de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM, *wavelength division multiplexing*) resultou em um aumento do produto banda por comprimento da fibra (KIKUCHI, 2008). Assim, estes sistemas foram capazes de satisfazer as necessidades de capacidade dos sistemas de longa distância por várias décadas, enquanto a capacidade por comprimento de onda foi aumentando.

Em meados dos anos 2000, com o intuito de aumentar a eficiência espectral das redes WDM, os sistemas coerentes foram reconsiderados (AGRAWAL, 2016). Foram desenvolvidos receptores coerentes capazes de recuperar a fase da portadora no domínio digital, sendo possível detectar tanto a fase quanto a amplitude do sinal óptico. Com a utilização do receptor coerente digital, foi possível a adoção de formatos de modulação que apresentavam melhor eficiência espectral, como chaveamento por deslocamento de fase *m*-ário (m-PSK, *m-ary phase shift keying*) e modulação em amplitude em quadratura (QAM, *quadrature amplitude modulation*). Devido a sua natureza interferométrica, os receptores

coerentes são sensíveis à polarização do sinal recebido. Esta característica poderia ser considerada como uma desvantagem, porém, pôde ser explorada para implementar sistemas com diversidade de polarização aumentando, assim, a capacidade do sistema. Além disso, a utilização do processamento de sinal digital (DSP, *digital signal processing*) permitiu implementar novas técnicas de compensação de impedimentos lineares, como dispersão de velocidade de grupo (GVD, *group-velocity dispersion*) e dispersão do modo de polarização (PMD, *polarization mode-dispersion*) (KIKUCHI, 2015).

Inicialmente, os sistemas coerentes digitais foram predominantemente utilizados em redes ópticas de longo alcance, como conexões intercontinentais e redes metropolitanas. As características advindas da tecnologia coerente digital, como alta sensibilidade do receptor e alta eficiência espectral, além da possibilidade de compensação de impedimentos por meio de DSP, tornaram possível um aumento considerável do produto comprimento-largura de banda. Alguns fatores atrasaram a utilização dos sistemas coerentes digitais nas redes de acesso. Por um lado, os requisitos de capacidade de transmissão são relativamente menores que em redes de longa distância e, por outro lado, os sistemas utilizados em redes de acesso estão sujeitos à restrições de custo mais rigorosas. Porém, nos últimos anos, os sistemas coerentes digitais começaram a ser empregados em redes de menor alcance, como sistemas de interconexão entre datacenters (DCI, *datacenter interconnect*) (WINZER; NEILSON; CHRAPLYVY, 2018) (XIE; CHENG, 2020). Um claro exemplo é o padrão de comunicações 400ZR desenvolvido pela Optical Internetworking Forum (OIF), publicado em março de 2020 (OIF, 2020). Quanto às redes ópticas passivas (PON, *passive optical networks*), ainda não têm sido desenvolvidos padrões baseados em sistemas coerentes digitais, mas é esperado que os fabricantes optem por esta tecnologia para os sistemas com capacidade de 100 Gbps/ λ e superiores (LAVERY *et al.*, 2018). Com o avanço no desenvolvimento dos dispositivos semicondutores, seus custos de produção e operação se tornam menores, fazendo com que os sistemas coerentes apresentem uma maior competitividade com relação aos sistemas IM/DD (XIE; CHENG, 2020). Em particular, com a iminente introdução dos sistemas 5G móveis e a popularização de aplicações multimídia, assim como a migração para serviços de computação e armazenagem na nuvem, prevê-se um incremento substancial nos requerimentos de capacidade que justificam a utilização de sistemas coerentes digitais inclusive em redes de relativo curto alcance. Com isso, vemos os sistemas coerentes digitais, que inicialmente foram desenvolvidos e utilizados em redes de longo alcance, serem propostos para beneficiar redes de curto alcance, como as

redes de acesso (JIA; CAMPOS, 2021). Como resultado, as vantagens apresentadas pela tecnologia coerente podem fazer com que as redes de curto alcance consigam exceder taxas de transmissão de 100 Gbps/ λ , podendo alcançar 1 Tbps por fibra (SUZUKI *et al.*, 2017).

Como já mencionado, não existem padrões que regulem PONs baseados em receptores coerentes. Diversos estudos mostram diferentes propostas de implementação para redes coerentes PON com taxas de transmissão de ao menos 100 Gbps/ λ . Nessa taxa de transmissão, foi demonstrada uma PON com comprimento da fibra de 100 km, considerando o receptor com diversidade de polarização e de fase e modulação QPSK (PANDEY; GOEL, 2015). Também foram apresentadas PONs utilizando receptores coerentes de Kramers-Kroning, com as vantagens de apresentarem baixo custo e complexidade reduzida, diminuindo o uso de DSP. Estes trabalhos consideram modulação por multiplexação de divisão de polarização e modulação por amplitude de pulso de quatro níveis (PDM-PAM4, *polarization division multiplexing and four level pulse amplitude modulation*) (XIN *et al.*, 2019) ou PDM-PAM4 bipolar (XIN *et al.*, 2021). Isso mostra que ainda não há um padrão fechado para implementação de PONs coerentes de 100 Gbps/ λ .

Formatos de modulação com eficiências espectrais ainda mais altas também têm sido analisados. Por exemplo, em (CHEN *et al.*, 2018), uma rede PON coerente com 112 Gbps, formato de modulação 16-QAM e dupla polarização (DP) foi proposta. A principal vantagem de utilizar formatos de modulação de eficiência espectral maior, como DP-16QAM, é o incremento no período de símbolo (fator de 2 em comparação com DP-QPSK) que, por sua vez, resulta em uma eletrônica de menor frequência e um relaxamento dos requisitos de precisão do relógio tanto do receptor como do transmissor. Em consequência, prevê-se que ao utilizar um formato de modulação mais eficiente, o consumo total seja reduzido. Porém, a utilização de DP-16QAM apresenta novos desafios. Por um lado, a menor distância de Hamming entre os pontos da constelação incrementa a sensibilidade do sinal ao ruído e, por outro lado, o formato DP-16QAM é mais afetado pelas não linearidades devido a não apresentar uma envoltória constante como QPSK. Desta forma, a distorção não linear intra-canal causa uma rotação não uniforme, que afeta principalmente os símbolos da periferia da constelação, degradando significativamente a qualidade do sinal.

1.2 Efeitos das não linearidades em PON coerentes digitais DP-16QAM

Como nos sistemas QPSK, nos sistemas PON baseados em DP-16QAM o desempenho está limitado pela combinação do ruído e das não linearidades (principalmente da fibra). Devido a sua natureza estocástica e ao seu curto tempo de coerência, o ruído é praticamente impossível de ser compensado. As não linearidades, por outro lado, são complexas, mas essencialmente determinísticas e, por conseguinte, podem ser aplicadas diferentes técnicas para mitigá-las. Mesmo que o transmissor e o receptor possam introduzir distorção não linear, a transmissão por fibra é geralmente considerada a fonte principal de efeitos não lineares. Em particular, em sistemas coerentes digitais em que a portadora é suprimida, o mecanismo não linear dominante nas fibras é o efeito Kerr óptico. Este, por sua vez, causa três degradações principais no sinal, automodulação de fase (SPM, *self-phase modulation*), modulação de fase cruzada (XPM, *cross-phase modulation*) e mistura de quatro ondas (FWM, do inglês *four-wave mixing*) (AGRAWAL, 2002; AGRAWAL, 2000). A Figura 1 mostra diferentes possibilidades, dependendo do número de canais e da transmissão de uma ou duas polarizações. Assim, para um sistema de uma única portadora e uma polarização, Figura 1(a), o sinal é afetado unicamente por SPM, enquanto que para o sistema de dupla polarização, Figura 1(b), o sinal também é afetado por XPM e FWM entre as duas polarizações. É importante ressaltar que, neste trabalho, é considerado que cada polarização constitui um sinal. Já no caso mostrado na Figura 1(c), em que vários canais são simultaneamente transmitidos, temos tanto SPM como XPM e FWM, sendo estes dois últimos intra-canal e inter-canal (KUMAR, 2021).¹

¹ No presente trabalho, adotamos a definição de canal considerada em sistemas WDM, isto é, os recursos associados a uma banda em torno de uma determinada frequência. Neste sentido, cabe mencionar que consideramos que as duas polarizações constituem um único canal. Este critério está alinhado com sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais, pois as duas polarizações são processadas conjuntamente no DSP.

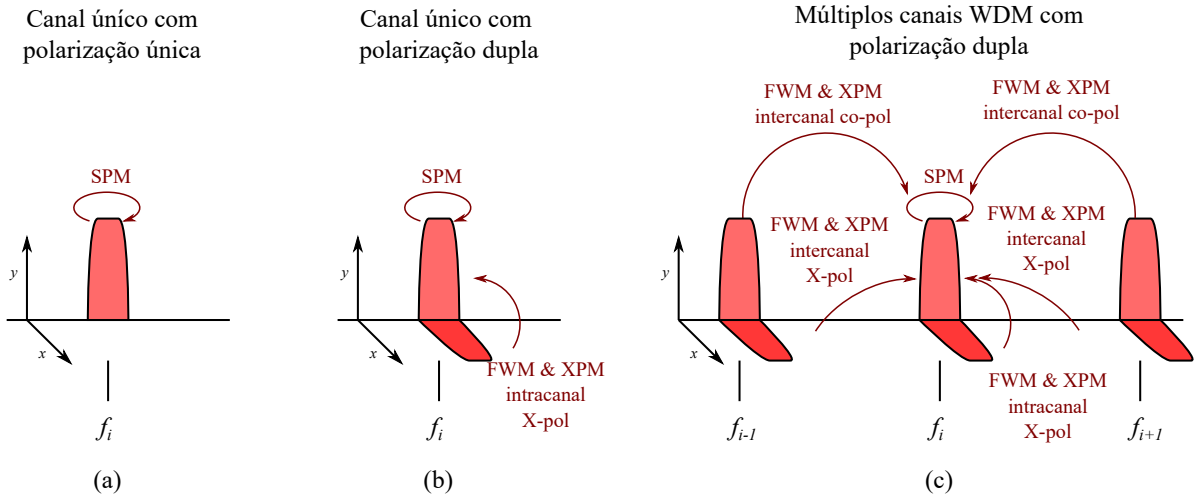


Figura 1 – Distorções não lineares para diferentes configurações de sistemas coerentes digitais.

Para poder compensar os efeitos não lineares, é preciso ter informação dos diferentes sinais que interagem de forma não linear. Desta forma, dado um sistema com dupla polarização, se considerarmos unicamente a informação de uma polarização de um determinado canal, o esquema de compensação poderá mitigar somente a SPM. No caso de considerarmos a informação de ambas as polarizações, tanto a SPM como a XPM intra-canal podem ser mitigadas (NAKASHIMA *et al.*, 2017). Já se considerarmos a informação dos diferentes canais, a distorção inter-canal também poderia ser minimizada. Desta forma, podemos pensar que a compensação considerando as duas polarizações de um único canal representa um *trade-off* entre complexidade e desempenho. É importante, então, entender o efeito na constelação recebida tanto da SPM da própria polarização como da XPM causada pela polarização ortogonal. A fim de mostrar graficamente o efeito da SPM e da XPM, na Figura 2 representamos o efeito em uma constelação 16QAM, tanto de SPM como de XPM, sem considerar ruído e este sendo considerado. É mais fácil observar a diferença entre SPM e XPM no caso sem ruído. Devido à dependência do índice de refração com a potência do símbolo, SPM causa que um determinado símbolo sofra uma rotação dependente de sua amplitude. Cabe mencionar que, para cada símbolo, há uma única rotação. Quando considera-se ruído, temos o denominado efeito de Gordon-Mollenauer, conhecido como ruído de fase não linear (GORDON; MOLLENAUER, 1990). Já no caso da XPM entre polarizações, um determinado símbolo não é rotacionado dependendo da sua amplitude, mas da amplitude do sinal na polarização cruzada. Em particular, para

um sistema 16QAM, o sinal em cada polarização tem 3 valores de amplitude diferentes e, consequentemente, um determinado símbolo pode ser rotacionado em 3 ângulos diferentes e independentes da amplitude do próprio símbolo. Ao considerarmos o ruído ou interferência intersimbólica causada pela dispersão, obtemos uma dispersão centrada nos valores no caso de não ter ruído. No caso de XPM, obtemos a superposição de 3 nuvens de pontos que, dependendo do nível de ruído e da rotação causada por XPM, podem ser impossíveis de distinguir.

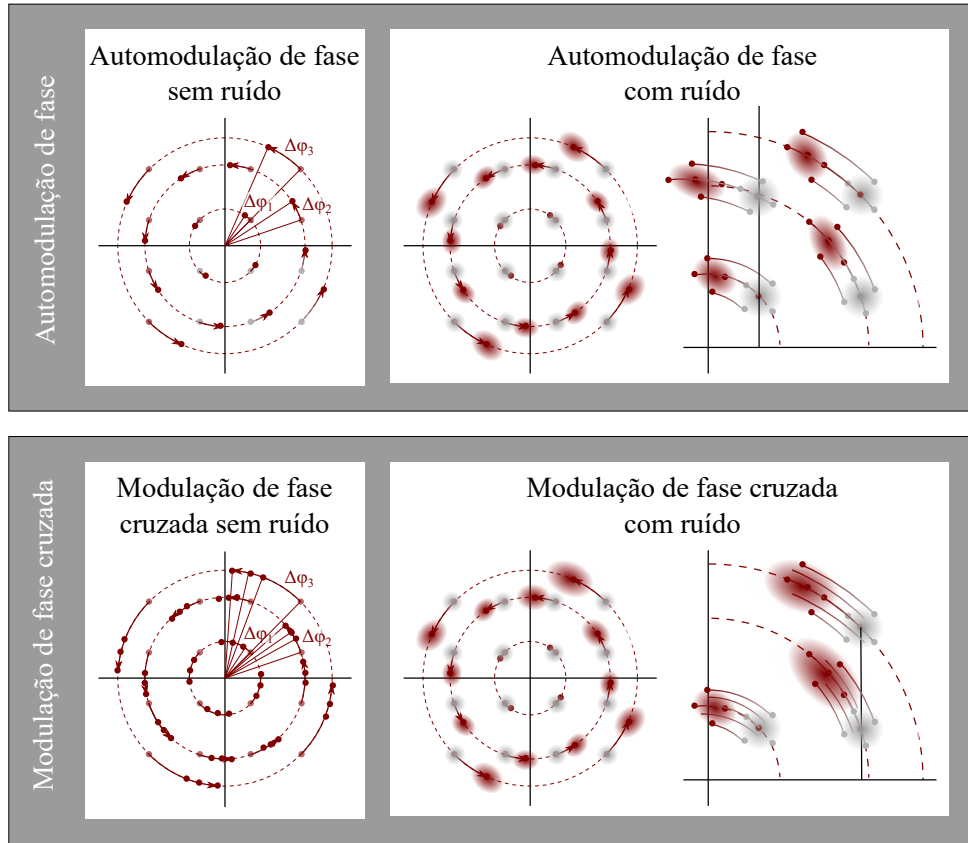


Figura 2 – Comparação entre efeitos não lineares sem ruído e combinados com ruído.

1.3 Mitigação dos efeitos das não linearidades em PON coerentes digitais DP-16QAM

As técnicas de compensação de não linearidades em sistemas de comunicações ópticas podem ser ópticas, como a compensação *mid-span* (HO, 2005) e o método *twin-waves* (LIU *et al.*, 2013), ou eletrônicas. As técnicas de compensação eletrônicas são preferíveis, pois apresentam uma implementação mais flexível, sendo mais viáveis em aplicações práticas. As primeiras técnicas de compensação digitais propostas baseavam-se em inversão de modelo, sendo as principais a retro-propagação digital (DBP, *digital*

back-propagation) (IP; KAHN, 2008) e a função de transferência da série de Volterra inversa (IVSTF, *inverse Volterra series transfer function*) (LIU *et al.*, 2011). Estas técnicas apresentam um desempenho mais que aceitável, porém requerem de um grande número de operações que dificultam a sua adoção em aplicações em tempo real. A fim de reduzir esta complexidade computacional, diferentes algoritmos de inteligência artificial têm sido propostos para mitigar os efeitos da distorção não linear em sistemas de curta distância. Entre os algoritmos de aprendizado supervisionado, podemos mencionar k-ésimo vizinho mais próximo (KNN, *K-nearest neighbor*) (WANG *et al.*, 2016), redes neurais artificiais (ANN, *artificial neural networks*) (SILVA *et al.*, 2021) e regressão logística (RL, *logistic regression*) (PAULA *et al.*, 2021). Os algoritmos de aprendizado supervisionado podem apresentar bom desempenho, mas necessitam de uma sequência piloto de treinamento que reduz a taxa de transmissão efetiva do sistema. Uma alternativa é a utilização de algoritmos não supervisionados de classificação, também denominados algoritmos de clusterização.² Como exemplos destes algoritmos, temos DBSCAN (*density-based spatial clustering of applications with noise*) (LIN *et al.*, 2019), propagação de afinidade (AF, *affinity propagation*) (GIACOUMIDIS *et al.*, 2018) e, principalmente, *k-means* (BORGES *et al.*, 2020). Estas técnicas foram aplicadas em sistemas de uma única polarização. Por outro lado, em (BORGES, 2021) e (ZIBAR *et al.*, 2012) são utilizadas *k-means* e maximização de expectativa (EM, *expectation maximization*) em enlaces sem repetição de um único canal e dupla polarização. No entanto, o algoritmo de clusterização foi aplicado separadamente nas duas polarizações, fazendo com que os efeitos da XPM e da FWM intra-canal entre as polarizações não fossem compensados, resultando em um desempenho sub-ótimo do esquema de compensação. Assim, surge a necessidade de um algoritmo para mitigação das distorções não lineares que contemple ambas as polarizações, para que seja possível compensar os efeitos da distorção não linear não só derivados da SPM como também da XPM intra-canal.

Como mencionado anteriormente, adotaremos o algoritmo *k-means* devido à sua simplicidade e baixo custo computacional. Porém, ao considerar simultaneamente as duas polarizações, para o caso de 16QAM, o número de *clusters* aumenta de 16 para 16×16 (256). É importante notar que clusterizar um conjunto de dados em tantos *clusters* é

² Uma tradução estrita seria *algoritmos de agrupamento*, porém o termo amplamente utilizado na área é *clusterização*, sendo uma portugalização do anglicismo *clustering*. Decidimos utilizar este termo sem usar fonte itálica.

desafiador, pois a inicialização aleatória da posição dos centroides faz com que o algoritmo possa convergir para um mínimo local, resultando em uma clusterização não adequada. A probabilidade de convergência para mínimos locais³ aumenta com o número de *clusters* considerados (AHMED; SERAJ; ISLAM, 2020). Neste sentido, têm sido propostos diferentes algoritmos de inicialização para *k-means*. Podemos mencionar, por exemplo, método de procura de *clusters* simples (SCS, *simple cluster seeking method*) (HE *et al.*, 2004), método de *k-means* global (GKM, *global k-means method*) (LIKAS; VLASSIS; VERBEEK, 2003), *k-means* hierárquico (ARAI; BARAKBAH, 2007) e *k-means++* (ARTHUR; VASSILVITSKII, 2006), sendo este último o mais amplamente utilizado em diferentes áreas. De fato, em (BORGES *et al.*, 2020) aplica-se *k-means++* na inicialização de *k-means* para mitigação de distorção não linear em PONs coerentes de uma única polarização. Infelizmente, mesmo *k-means++* não é capaz de inicializar 256 centroides de forma satisfatória.

1.4 Contribuições do trabalho

A principal contribuição do presente trabalho foi desenvolver e avaliar um algoritmo de clusterização 4D baseado em *k-means* que considere simultaneamente as duas polarizações do sinal em um sistema PON coerente digital com modulação DP-16QAM. Assim mesmo, as contribuições específicas incluem:

1. A implementação de um método de inicialização capaz de operar com um elevado número de *clusters* (256);
2. A comparação do desempenho de compensação do algoritmo de clusterização 4D com a clusterização 2D (na qual a XPM entre polarizações não é considerada) e a detecção por máxima verossimilhança;
3. A comparação do desempenho do sistema com compensação 16QAM e o sistema baseado em QPSK;
4. A avaliação do impacto da interferência inter-canal no desempenho do algoritmo de compensação;

³ Desde o ponto de vista matemático, um ponto é mínimo local de uma função se esta função aumenta quando nos movemos deste ponto em qualquer direção. O mínimo local, ou mínimos locais, com os menores valores entre todos os mínimos locais são denominados de mínimos globais. Em problemas de otimização, a convergência do algoritmo para um mínimo local da função de custo indica que o algoritmo não atinge a menor função de custo possível e, conseqüentemente, não representa uma solução ótima ao problema.

5. O cálculo da complexidade computacional do algoritmo, assim como uma análise do efeito do tamanho de bloco (número de símbolos) no desempenho do algoritmo proposto.

1.5 *Estrutura do trabalho*

O restante do presente trabalho é estruturado da seguinte forma: o Capítulo 2 descreve o algoritmo *k-means* assim como o algoritmo desenvolvido à partir deste para evitar problemas de inicialização; no Capítulo 3, descrevemos o arranjo de simulação utilizado; os resultados numéricos obtidos são apresentados no Capítulo 4 e, finalmente, as conclusões são discutidas no Capítulo 5.

2 Algoritmo *K-means* 4D para clusterização de constelações DP-16QAM

Neste capítulo, são apresentados, primeiramente, o algoritmo de clusterização *k-means* clássico assim como a inicialização *k-means++*. Após isso, é descrito e explicado o algoritmo de clusterização 4D proposto neste trabalho.

2.1 Algoritmo *k-means* original e inicialização *k-means++*

K-means é um método de clusterização não supervisionado conhecido por sua simplicidade e eficiência, muito utilizado em grandes conjuntos de dados (NA; XUMIN; YONG, 2010). Por ser não supervisionado, os dados não precisam ser rotulados *a priori*. O método *k-means* busca minimizar a distância quadrática média entre pontos pertencentes a um mesmo *cluster*, ou agrupamento. Entre os diferentes algoritmos, a implementação proposta por Lloyd em 1982 é a mais amplamente utilizada (LLOYD, 1982). Inicialmente, k centros, ou centroides, são escolhidos aleatoriamente entre os pontos de dados. Posteriormente, cada um dos pontos de dados será designado ao centroide mais próximo, sendo cada centroide recalculado como o centro de massa de todos os pontos que o compõe. Esta sequência é repetida até que o processo convirja (ARTHUR; VASSILVITSKII, 2006). De forma mais precisa, para a clusterização de X dados em k centroides, o algoritmo de Lloyd realiza a seguinte sequência de etapas:

- **Etapa 1:** Inicializar aleatoriamente os k centroides $\zeta = \{c_1, c_2, \dots, c_k\}$, considerando o alcance completo dos dados;
- **Etapa 2:** Para cada elemento em X , encontrar o centroide c_i mais próximo assumindo uma determinada métrica (geralmente a distância euclidiana). Desta forma, cada elemento é associado a um determinado *cluster*, formando os k *clusters* C_i ;
- **Etapa 3:** Para cada $i \in \{1, \dots, k\}$, recalculer um novo c_i como o centro de massa de todos os pontos pertencentes à C_i :

$$c_i = \frac{1}{N_i} \sum_{m=1}^{N_i} x_{m,i}, \quad (1)$$

sendo N_i o número de elementos associados ao *cluster* i e $x_{m,i}$ os elementos desse *cluster*;

- Repetir as etapas de associação (Etapa 2) e de atualização (Etapa 3) até que o conjunto de centroides ζ não sofra mais alterações, ou seja, que o novo conjunto de centroides seja igual ao conjunto de centroides encontrado na iteração anterior.

Ao final das etapas, o algoritmo retorna os k centroides, além dos pontos associados a esses centros. É importante destacar que, com o aumento do número de dados a serem classificados e do número de *clusters*, as etapas de associação e atualização se tornam mais complexas. Entretanto, *k-means* possui a desvantagem de ser bastante sensível com relação à inicialização aleatória dos centroides, o que pode resultar em uma convergência para um mínimo local, principalmente se for considerada uma grande quantidade de *clusters*. Para solucionar esse problema, algoritmos de inicialização mais sofisticados que a inicialização aleatória podem ser utilizados, como *k-means++* (ARTHUR; VASSILVITSKII, 2006). Este é um algoritmo de inicialização heurístico, proposto para escolher os centroides de forma específica para o algoritmo *k-means*. Primeiramente, o algoritmo seleciona um único centroide inicial de maneira uniforme e aleatória dentre todos os pontos de dados. Os próximos centroides são selecionados considerando uma probabilidade proporcional ao inverso da distância com os centroides anteriores. Assim, é preferível que, ao ser selecionado um novo centroide, este esteja a uma grande distância do centroide previamente selecionado (BAHMANI *et al.*, 2012). Este processo é repetido até achar o conjunto de k centroides. Desta forma, *k-means++* tende a encontrar posições de centroides mais espalhados que a inicialização aleatória uniforme. Para encontrar os centros dos *clusters*, são consideradas as seguintes etapas (ARTHUR; VASSILVITSKII, 2006):

- **Etapa 1a.** Escolher um centro c_1 , escolhido de maneira aleatória de X ;
- **Etapa 1b.** Escolher um centro c_i , escolhido $x \in X$ com probabilidade de

$$\frac{D(x)^2}{\sum_{x \in X} D(x)^2} \quad (2)$$

sendo $D(x)^2$ a menor distância entre um ponto de dado e o centroide mais próximo já escolhido;

- **Etapa 1c.** Repetir a Etapa 1b. até que sejam selecionados todos os k centroides.

Utilizando a inicialização *k-means++*, a classificação dos dados apresenta um melhor desempenho, pois minimiza a probabilidade de convergir para mínimos locais, além de exigir um menor número de iterações para que o algoritmo convirja, resultando em menos operações (BORGES *et al.*, 2020).

2.2 Modificação do algoritmo *k-means* para clusterização de constelações DP-16QAM

Conforme reportado em (BORGES *et al.*, 2020), *k-means++* pode ser utilizado para inicializar a clusterização de constelações 16QAM de uma única polarização. Quando consideramos dupla polarização, o número de *clusters* incrementa-se até $16 \cdot 16 = 256$ em $\mathbb{R}^4$. Com o aumento do espaço de solução, mesmo considerando algoritmos avançados de inicialização, como *k-means++*, a probabilidade de convergência a mínimos locais é relativamente alta e, conseqüentemente, o algoritmo apresentará um desempenho inaceitável. É bem conhecido que o algoritmo *k-means* tende a apresentar melhores resultados quando os centroides são inicializados próximos as suas posições ótimas (JAIN; DUBES, 1988). Desta forma, neste trabalho modificamos o algoritmo *k-means* com inicialização *k-means++* considerado em (BORGES, 2021). A fim de encontrar as posições iniciais para os 256 *clusters*, o algoritmo proposto parte dos diagramas de constelação das polarizações X e Y separadamente. Cada uma destas constelações é clusterizada de forma independente considerando o método *k-means* com inicialização *k-means++*, tal e como descrito na Subseção 2.1., e obtendo-se a posição dos 16 centroides correspondentes à polarização X e outros 16 centroides correspondentes à polarização Y, totalizando 32 centroides. À partir dos centroides obtidos em ambas as polarizações, os centroides correspondentes à polarização X são combinados com os centroides advindos da polarização Y, resultando, assim, em 256 centroides, cada um apresentando 4 dimensões. As posições destes 256 centroides são utilizadas como inicialização do algoritmo de clusterização 4D. Os três estágios que compõem o algoritmo de clusterização 4D são os seguintes:

2.2.1 Estágio 1: Detecção das polarizações X e Y

O algoritmo tem como primeiro passo a detecção do sinal correspondente às polarizações X e Y empregando técnicas tradicionais de DSP. O DSP é responsável por compensar o ruído de fase linear, o desalinhamento de frequência, a dispersão e a interferência linear inter-polarização causada pela flutuação do estado de polarização do sinal quando este viaja pela fibra. Como resultado, são obtidas as duas constelações apresentadas na Figura 3, que mostram claramente que ambas as constelações são afetadas pelo ruído de fase não-linear. Ao final desse processo, as regiões de decisão do símbolo

são determinadas considerando a detecção por máxima verossimilhança, o que resulta em regiões de decisão sub-ótimas. Denominamos a razão de erro de bit (BER, *bit error ratio*) obtida nesta etapa como BER_{ML} .

2.2.2 Estágio 2: Clusterização independente das polarizações X e Y

Neste estágio, o algoritmo *k-means* com inicialização *k-means++*, que de agora em diante será denominado algoritmo *k-means* 2D, é aplicado em cada polarização independentemente. Como resultado, são obtidos 32 centroides (16 centroides para cada polarização). Para a polarização X, o i -ésimo centroide é dado por:

$$\bar{\mu}_x^{(i)} = [\mu_{x,I}^{(i)}, \mu_{x,Q}^{(i)}] \text{ com } i \in [1, \dots, 16], \quad (3)$$

sendo $\mu_{x,I}^{(i)}$ e $\mu_{x,Q}^{(i)}$ as componentes em fase e quadratura dos centroides, respectivamente. Com relação à polarização Y, o j -ésimo centroide é dado por:

$$\bar{\mu}_y^{(j)} = [\mu_{y,I}^{(j)}, \mu_{y,Q}^{(j)}] \text{ com } j \in [1, \dots, 16]. \quad (4)$$

Seguindo a nomenclatura utilizada para os centroides da polarização X, $\mu_{y,I}^{(j)}$ é a componente em fase e $\mu_{y,Q}^{(j)}$ é a componente em quadratura. A Figura 3 ilustra a posição desses centroides, que estão sobrepostos às suas respectivas constelações. Como pode-se observar, os centroides não estão arranjados conforme uma grade retangular, mas estão rotacionados de maneira não linear. Ou seja, os símbolos de maior amplitude sofrem uma rotação maior do que os símbolos de menor amplitude. A rotação não linear é característica das constelações afetadas por SPM e XPM, porém, como cada polarização é processada de maneira independente, o efeito da polarização ortogonal não pode ser compensado e, por consequência, somente é mitigado o impacto da SPM. Mesmo que somente a SPM seja compensada, a partição do plano em fase e quadratura resulta em regiões de decisão que reduz os valores de BER. Após a aplicação da clusterização 2D, a BER calculada é denominada BER_{2D} .

2.2.3 Estágio 3: Clusterização simultânea das polarizações X e Y

Os centroides obtidos no estágio anterior não consideram o efeito da XPM. Mesmo assim, estes podem ser utilizados para inicializar o processo de clusterização 4D. Deste

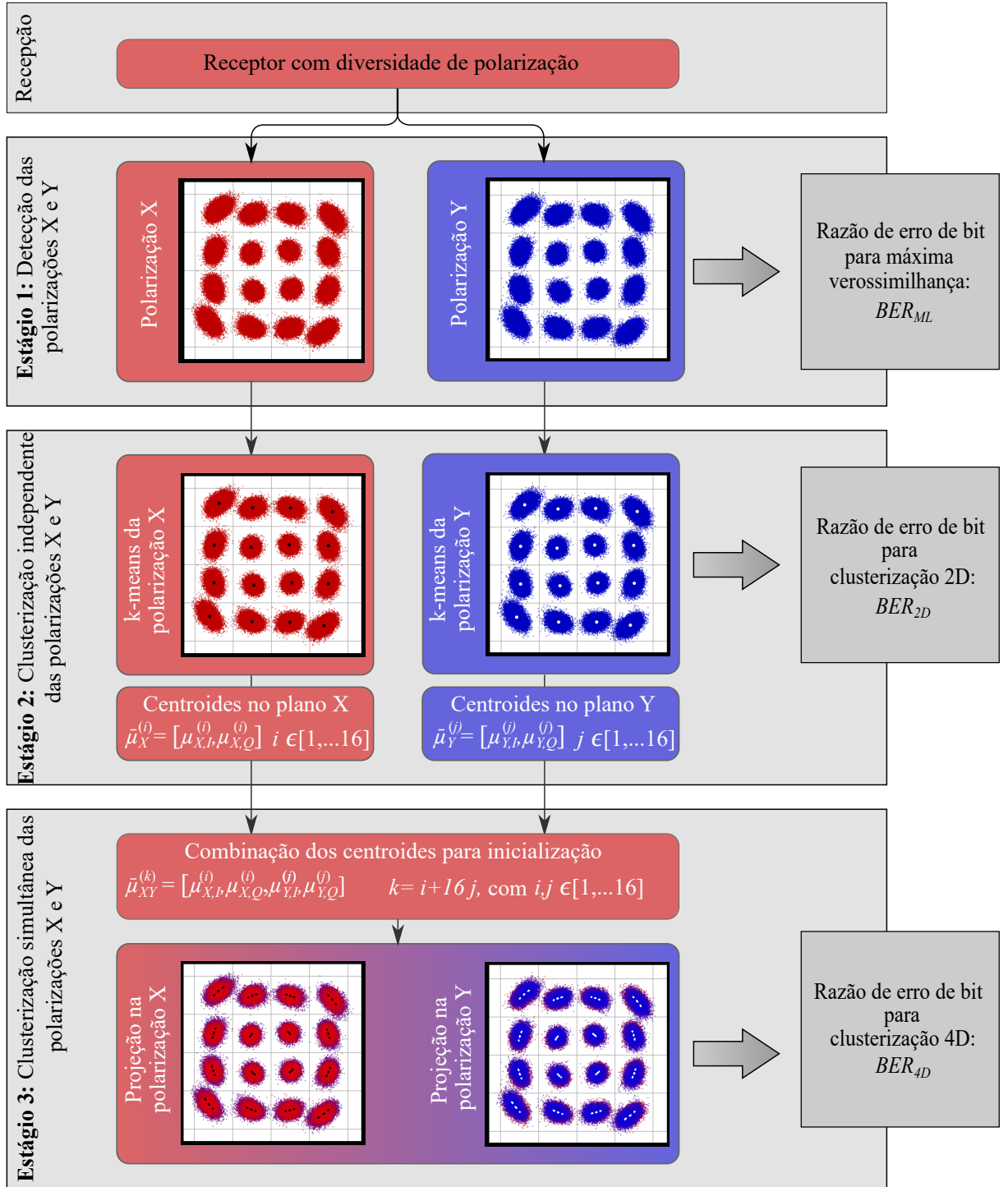


Figura 3 – Diagrama de fluxo do algoritmo de clusterização 4D para constelações DP-16QAM. Também são indicadas as etapas em que as diferentes BER são calculadas.

modo, primeiramente é preciso combinar os centroides 2D para serem obtidos centroides em 4 dimensões. Assim, o k -ésimo centroide do *cluster* 4D é inicializado como:

$$\bar{\mu}_{x,y}^{(k)} = [\mu_{x,I}^{(i)}, \mu_{x,Q}^{(i)}, \mu_{y,I}^{(j)}, \mu_{y,Q}^{(j)}] \quad \text{com } k = 16 \cdot i + j \text{ e } i, j \in [1, \dots, 16]. \quad (5)$$

Esses centroides são refinados em um segundo processo de clusterização, que é feito empregando os dados em quatro dimensões, que consideram as duas polarizações simultaneamente. O k -ésimo centroide atualizado é dado por:

$$\bar{\mu}_{x,y}^{(k)'} = [\mu_{x,I}^{(i)'}, \mu_{x,Q}^{(i)'}, \mu_{y,I}^{(j)'}, \mu_{y,Q}^{(j)'}] \text{ com } k = 16 \cdot i + j \text{ e } i, j \in [1, \dots, 16], \quad (6)$$

que pode se reescrito como:

$$\bar{\mu}_{x,y}^{(k)'} = [\mu_{x,I}^{(i)} + \delta_{x,I}^{(i)}, \mu_{x,Q}^{(i)} + \delta_{x,Q}^{(i)}, \mu_{y,I}^{(j)} + \delta_{y,I}^{(j)}, \mu_{y,Q}^{(j)} + \delta_{y,Q}^{(j)}]. \quad (7)$$

Os termos $\delta_{a,b}$ (em que a pode indicar x ou y e b pode indicar I ou Q) podem ser vistos como termos de correção que consideram o efeito da XPM causada pela componente da polarização ortogonal. É importante lembrar que, como a XPM é dependente da potência, os termos $\delta_{a,b}$ irão depender exclusivamente da amplitude do símbolo transmitido na outra polarização. Para a modulação 16QAM, os símbolos podem apresentar três níveis de amplitude diferentes e, conseqüentemente, os termos de correção podem adotar somente três valores para cada símbolo. Como os centroides 4D não podem ser diretamente visualizados, na Figura 3 são apresentadas as projeções dos centroides obtidos nos planos das polarizações X e Y. Como pode ser visto, as projeções para cada símbolo da constelação apresentam três diferentes centroides, que correspondem às projeções dos *clusters* com diferentes valores de termos de correção. É importante mencionar que estes centroides não devem ser interpretados como centroides 2D pois, para uma dada polarização, o centroide considerado para um símbolo da constelação irá depender da amplitude do símbolo codificado pela outra polarização. Finalmente, a BER resultante é denominada BER_{4D} .

3 Modelo do sistema e configuração da simulação

3.1 Simulação do sistema

Neste trabalho, foi utilizado o *software* VPI *Transmission Maker* para simular a geração, a transmissão, a recepção e a detecção dos sinais, assim como para a compensação de efeitos lineares no DSP, enquanto que o algoritmo de clusterização foi implementado em Python. A Figura 4 mostra o diagrama de blocos da configuração da simulação empregada para analisar o desempenho do sistema em termos de potência óptica lançada (LOP, *launched optical power*) e comprimento do enlace da fibra.

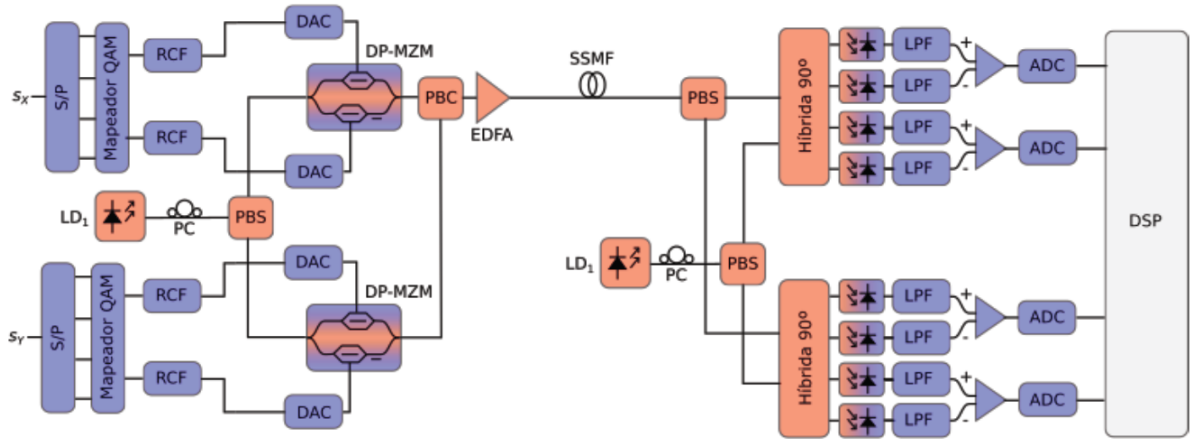


Figura 4 – Diagrama do blocos da simulação empregada para análise dos sistemas coerentes digitais considerando DP-16QAM. S/P: conversor serial/paralelo, RCF: filtro com formato de cosseno levantado, DAC: conversor digital/analógico, DP-MZM: modulador Mach-Zehnder duplo paralelo, LD: diodo laser, PC: controlador de polarização, PBS: divisor de feixe por polarização, PBC: combinador de feixe por polarização, EDFA: amplificador de fibra dopada com érbio, SSMF: fibra monomodo padrão, LPF: filtro passa-baixa, ADC: conversor analógico/digital, DSP: processamento de sinal digital.

No lado do transmissor, foram geradas duas sequências de bits pseudo-aleatórias (PRBS, *pseudorandom bit sequences*) independentes, correspondentes à informação que será transmitida pelas duas polarizações ortogonais da portadora óptica. Primeiramente, as sequências foram agrupadas em blocos de 4 bits por um conversor serial/paralelo (S/P). Cada bloco foi mapeado em um símbolo de uma constelação 16QAM e suas componentes em fase e quadratura foram sobre-amostradas e filtradas empregando um filtro de Nyquist com formato de cosseno levantado com fator de *roll-off* de 0,2. Os sinais

foram novamente sobre-amostrados para simular a conversão digital/analógica, resultando em 32 amostras por símbolo. As componentes em fase e quadratura dos sinais modulantes de cada polarização alimentaram um modulador Mach-Zehnder duplo paralelo dedicado, que modulou cada uma das polarizações ortogonais do feixe de saída de um diodo *laser* de onda contínua, com largura de linha de 200 kHz, e configurado para operar a 1550 nm. Os dois sinais ópticos modulados foram combinados em um combinador de feixe de polarização (PBC, *polarization beam combiner*) e amplificados por um EDFA com uma figura de ruído de 3,8 dB, utilizado para controlar a potência óptica lançada na entrada do enlace de transmissão de 0 a 15 dBm.

O sinal combinado foi transmitido por um *span* de fibra monomodo padrão (SSMF, *standard single-mode fiber*) com um comprimento que foi variado de 125 a 175 km. Neste cenário, não foram consideradas perdas de divisão, geralmente presentes nas redes PON, para reduzir o número de parâmetros da simulação. Porém, tendo em vista o comprimento efetivo da fibra e a compensação eficiente da dispersão cromática no receptor, podemos assumir que a última seção do enlace pode ser considerada como um atenuador equivalente às perdas de divisão.

Já no lado do receptor, um divisor de feixe de polarização (PBS, *polarization beam splitter*) foi usado para dividir o sinal de entrada em duas componentes ortogonais. Cada um desses sinais foi combinado com a correspondente polarização do oscilador local (LO, *local oscillator*) em uma rede híbrida de 90°, sendo suas saídas detectadas utilizando dois pares de fotodetectores (PDs, *photodetectors*) balanceados e posteriormente amplificadas diferencialmente. Após a amplificação diferencial, os quatro sinais correspondentes à fase e quadratura da duas polarizações foram sub-amostradas para obter duas amostras por símbolo, simulando a operação de conversão analógica/digital.

No domínio digital, o sinal é processado por diferentes módulos, mostrados na Figura 5. As amostras das componentes em fase e quadratura foram convertidas em amostras complexas. Essas amostras foram paralelizadas para compensar a dispersão cromática (CD, *chromatic dispersion*) no domínio da frequência. Após a correção da CD, o alinhamento de polarização foi realizado considerando 32 símbolos de treinamento. Posteriormente, o sinal foi reamostrado para reduzir a taxa de amostragem para uma única amostra por símbolo, que exigiu um processo de sincronização do tempo que foi implementado considerando um algoritmo de módulos múltiplos (MMA, *Multi-Modulus Algorithm*) operando numa versão sobre-amostrada do sinal.

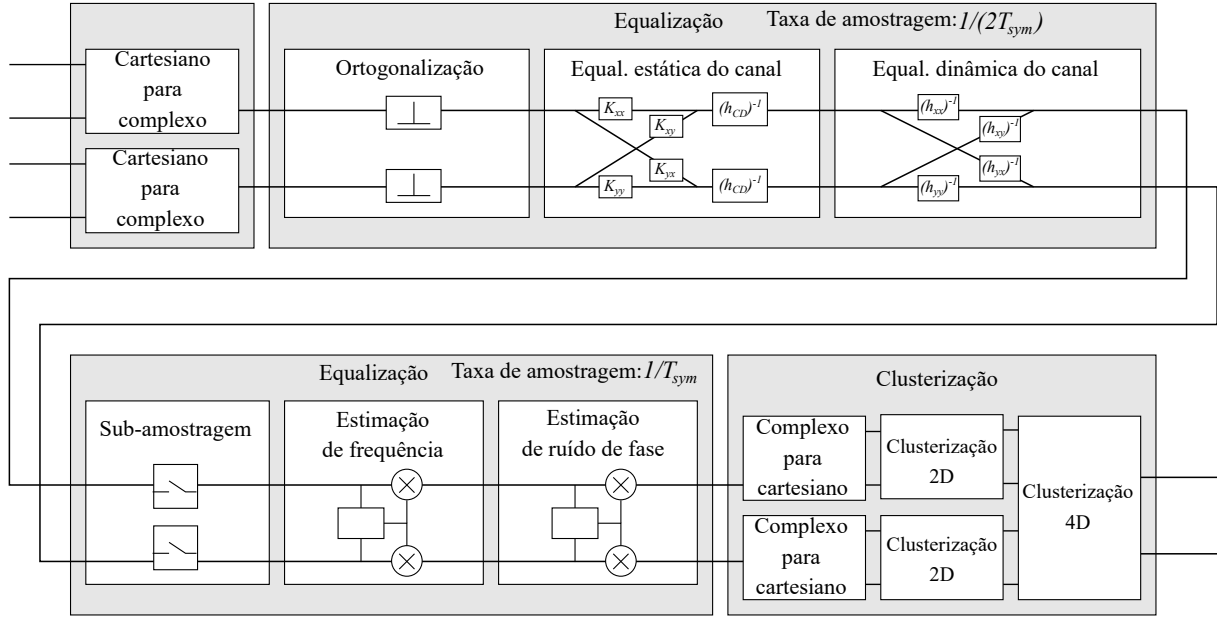


Figura 5 – Diagrama de blocos do DSP simulado.

Utilizando a configuração apresentada, foi realizada uma varredura dupla, variando a LOP por polarização de 0 a 15 dBm e o comprimento da fibra de 125 a 175 km, considerando modulação 16QAM. O sistema apresentado também foi utilizado para simular a geração, a transmissão e a recepção do sinal considerando modulação QPSK com a mesma taxa de transmissão de dados. Neste caso, também foi realizada uma varredura dupla, variando a LOP por polarização de 0 a 20 dBm e o comprimento da fibra de 175 a 250 km. Adicionalmente, também foi simulado um sistema WDM de 5 canais para analisar o desempenho do algoritmo proposto na presença de efeitos não-lineares inter-canal.

Os símbolos obtidos por meio das simulações realizadas foram classificados considerando as técnicas de detecção por máxima verossimilhança, *k-means* com inicialização *k-means++* e inicialização 4D. Finalmente, a qualidade do sinal foi avaliada mediante a BER, utilizando contagem de erro e considerando os três métodos de classificação. No total, foram simulados 2^{20} bits (2^{18} símbolos) de forma que a menor BER não nula calculável foi de $9,5 \cdot 10^{-7}$. A lista completa de parâmetros utilizados na simulação é mostrada na Tabela 1.

	Parâmetros	Valor	Unidade
Transmissor	Número de canais	1-5	-
	Espaçamento entre canais	100	GHz
	Largura de banda	50	GHz
	Potência do laser	0	dBm
	Largura de linha do laser	200	kHz
	Comprimento de onda de operação	1550	nm
	Perda de inserção do modulador	6	dB
	Razão de extinção do modulador	35	dB
	Figura de ruído do amplificador	3,8	dB
	Potência de saída do amplificador	0-15	dBm
Fibra	Comprimento da fibra	125-175	km
	Parâmetro de dispersão	16	ps/(nm km)
	Inclinação da dispersão	0,08	ps/(nm ² km)
	Coefficiente de atenuação	0,2	dB/km
	Índice não linear	0,26	$\mu\text{m}^2/\text{GW}$
	Área efetiva modal	80	μm^2
	Coefficiente PMD	0,01	ps/ $\sqrt{\text{km}}$
	Comprimento de coerência PMD	50	m
Receptor	Potência do laser do oscilador local	14	dBm
	Largura de linha do oscilador local	200	kHz
	Frequência de operação nominal	193,1	THz
	Desvio de frequência	50	MHz
	Responsividade do fotodiodo	0,7	A/W
	Densidade de corrente térmica do fotodiodo	21	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	Ruído de disparo do fotodiodo	Sim	-
DSP	Núm. de etapas no equalizador dinâmico	25	-
	Núm. de iterações no equal. din.	20	-
	Núm. de símbolos na detecção de fase	5	-
Sinal	Formato de modulação	DP-16QAM/QPSK	-
	Taxa de transmissão de símbolos	14	GBaud
	Taxa de transmissão de <i>bits</i>	112	Gb/s
	Fator de <i>roll-off</i>	0,2	-
	Número de símbolos simulados	262144	-
	Taxa de amostragem da simulação	896	GSa/s
	Amostras por símbolo no transmissor	8	-

Tabela 1 – Lista de parâmetros de simulação empregados.

3.2 Observação dos efeitos não lineares

A fim de observar que a simulação realmente está considerando os efeitos não lineares, na Figura 6 mostramos os espectros ópticos (a) na entrada e (b) na saída do enlace de fibra para potências de transmissão de 5 dBm e 10 dBm. Observando os espectros de entrada, pode-se observar que ambos os espectros apresentam a mesma forma com um *offset* vertical de 5 dB, correspondente à diferença de potência de transmissão. É importante observar que a razão sinal-interferência causada pela distorção não linear do transmissor (possivelmente no processo de interpolação) é de aproximadamente 48 dB, independentemente da potência de transmissão. Já nos espectros de saída, pode-se perceber que, para o caso de 5 dBm, a distorção não linear da fibra causa uma redução da razão sinal-interferência até aproximadamente 32 dB, enquanto que para a potência de transmissão de 10 dBm, esta redução é ainda maior, até 21 dB. Assim, mostra-se que, efetivamente, uma potência mais alta resulta em uma geração de componentes frequenciais mais significativa, ficando claro para as componentes fora de banda.

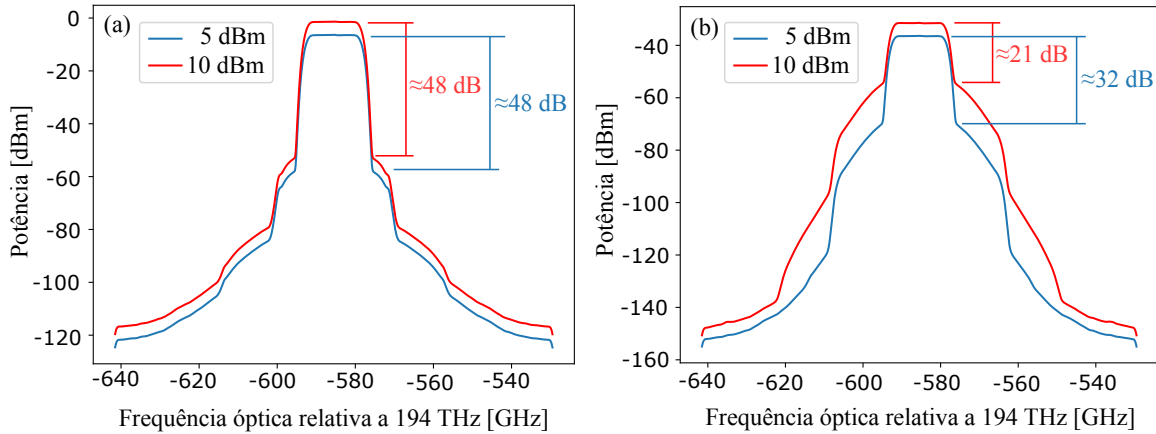


Figura 6 – Espectros de (a) entrada e (b) saída para potências lançadas na fibra de 5 dBm e 10 dBm.

O efeito da distorção não linear pode ser observada também nas constelações obtidas após o processamento digital, as quais são mostradas na Figura 7. Nas Figura 7(a) e Figura 7(b), mostramos as constelações para uma potência de transmissão de 5 dBm para polarização X e Y, respectivamente, enquanto que nas Figura 7(c) e Figura 7(d) são mostradas as constelações para as duas polarizações, mas com uma potência de transmissão

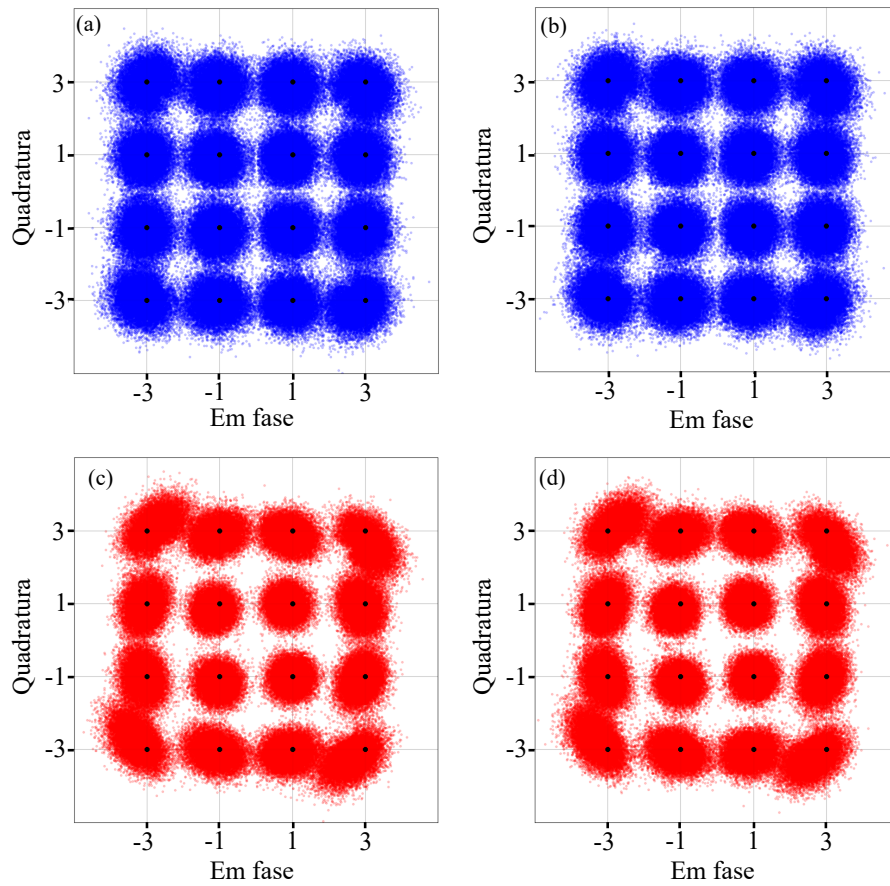


Figura 7 – Diagramas de constelação para potências lançadas na fibra de (a) 5 dBm (polarização X), (b) 5 dBm (polarização Y), (c) 10 dBm (polarização X) e (d) 10 dBm (polarização Y).

de 10 dBm. O primeiro ponto a ser observado é que, para cada potência, a dispersão dos pontos para ambas as polarizações é parecida, indicando que o impacto das não linearidades é similar nas duas polarizações. Já quando comparamos as constelações para diferentes potências de transmissão, podemos observar que a dispersão dos pontos é mais isotrópica para baixas potências, não tendo um deslocamento do centro de cada símbolo tão significativo quanto para potências mais altas. Por outro lado, podemos observar que a dispersão dos pontos para 5 dBm é maior do que para 10 dBm. Ambas as observações indicam que mesmo no caso em que o ruído do receptor e a distorção não linear da fibra estão presentes em ambas as configurações, o primeiro é mais dominante para potências mais baixas, e a segunda é mais significativa nas altas potências, confirmando que as simulações concordam com os comportamento teórico esperado.

4 Resultados

4.1 Desempenho da compensação não linear

Com o intuito de avaliar o desempenho do algoritmo de clusterização *k-means* 4D proposto, na Figura 8 são apresentadas as curvas de BER em termos de potência óptica lançada, para um sistema DP-16QAM operando a uma taxa de transmissão de 100 Gbps, considerando a detecção por máxima verossimilhança (curva em preto), clusterização *k-means* 2D (curva em azul) e clusterização *k-means* 4D (curva em vermelho). As áreas acinzentadas representam os valores de LOP em que a qualidade do sinal analisado não é suficiente para que seja possível compensar a rotação de polarização no DSP. Assim, estas áreas não serão analisadas.

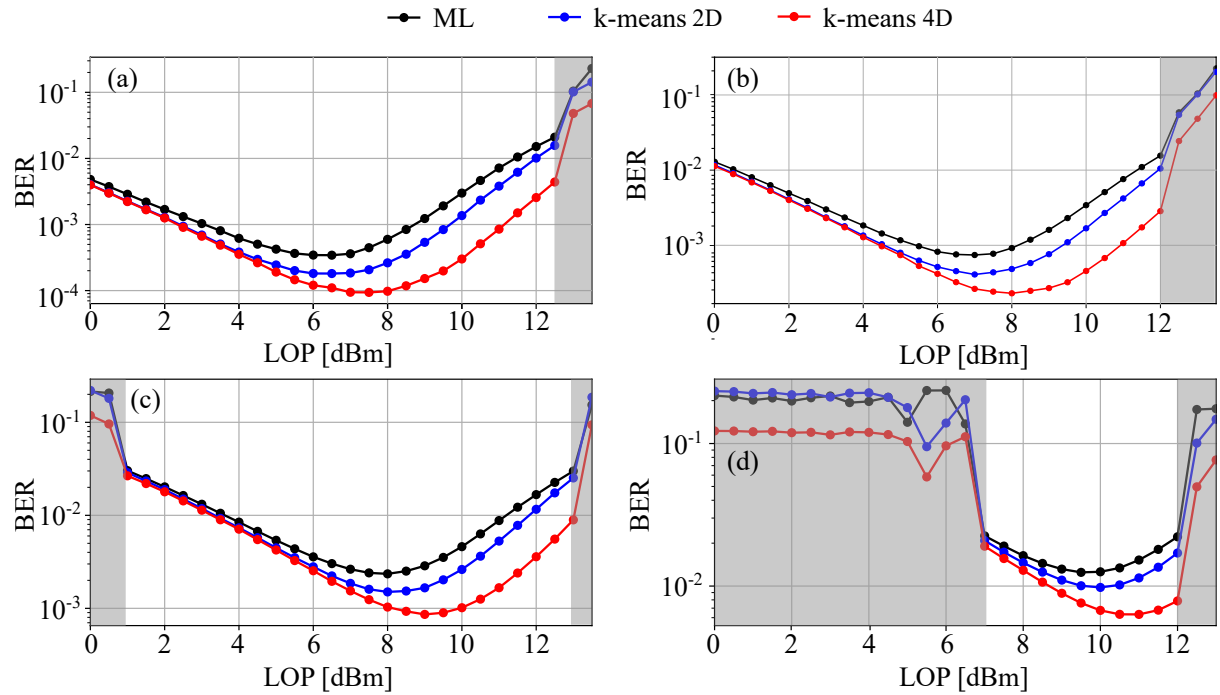


Figura 8 – Curvas de BER em termos da potência óptica lançada considerando um sistema DP-16QAM de 100 Gbps com detecção por máxima verossimilhança (ML) e clusterização *k-means* 2D e 4D para (a) 125 km, (b) 135 km, (c) 150 km e (d) 175 km. As regiões indicadas em cinza representam valores de LOP em que a qualidade do sinal não é suficiente para que o DSP consiga compensar a rotação de polarização.

A Figura 8(a) mostra as curvas de BER para uma distância de transmissão de 125 km. Analisando esta figura, podemos notar que, para valores de LOP até 2 dBm, o desempenho dos três métodos é semelhante. Ou seja, os métodos de clusterização

empregados não representam uma melhora significativa com relação ao método de máxima verossimilhança, não apresentando uma compensação adicional dos impedimentos do sinal. Para estes valores de LOP, podemos assumir que o impedimento dominante é o ruído aditivo do receptor, que não pode ser compensado mediante clusterização. Já no intervalo de LOPs de 2,5 dBm a 5,5 dBm, é possível notar que ambos os métodos de clusterização conseguem diminuir ligeiramente o valor da BER com relação à máxima verossimilhança, porém ambos os métodos apresentam curvas semelhantes, não havendo uma diferença significativa entre o algoritmo *k-means* 2D e *k-means* 4D. Este comportamento pode ser explicado notando que, mesmo sendo o ruído do receptor o impedimento dominante, o sinal começa a ser afetado pelas não linearidades do transmissor. Como estas não linearidades são independentes para cada polarização, o algoritmo de clusterização 4D não apresenta melhor comportamento que o algoritmo de clusterização 2D. A partir de 6 dBm, é possível observar que o algoritmo 4D apresenta uma melhora significativa quando comparado ao algoritmo 2D, sendo que esta melhora no desempenho aumenta à medida que a LOP também aumenta. Assim, o algoritmo *k-means* 4D está compensando mais os efeitos da distorção não linear do que o algoritmo *k-means* 2D. Tomando como exemplo o valor de LOP ótima de 7,5 dBm, e sabendo que a BER no caso de ML foi de $10^{-3,35}$, foi possível diminuir esse valor para $10^{-3,68}$, ao considerarmos *k-means* 2D, e para $10^{-4,03}$, no caso de *k-means* 4D, apresentando este último uma diminuição considerável do valor da BER. Também é possível notar que, à medida que o valor da LOP é aumentado, o desempenho do algoritmo *k-means* 2D cai, enquanto que para o algoritmo 4D o ótimo desempenho é mantido. Este comportamento dos diferentes algoritmos de clusterização é esperado porque, neste intervalo de LOP, o algoritmo de clusterização 2D é capaz de compensar unicamente a distorção causada por SPM, enquanto que o algoritmo de clusterização 4D, além de SPM, pode compensar XPM.

As Figuras 8(b-d) mostram também as curvas de BER para máxima verossimilhança e clusterização 2D e 4D mas, nestes casos, para comprimentos de enlace de 135 km, 150 km e 175 km, respectivamente. Em termos gerais, o comportamento das três curvas é similar àqueles observados na Figura 8. Obviamente, à medida que o comprimento de enlace aumenta, o intervalo de LOPs em que o DSP é capaz de recuperar o sinal é reduzido, e as BERs mínimas aumentam. Ambos os efeitos podem ser explicados devido à redução na razão sinal ruído (SNR, *signal-to-noise ratio*) causada pelo aumento das perdas de propagação.

Curvas similares às Figuras 8(a-d) foram levantadas para distâncias de enlace entre 125 km e 175 km, com um passo de 5 km. Para uma melhor visualização dos resultados, estes são apresentados com um gráfico de curvas de contorno na Figura 9(a). Como apresentado na Figura 8, foram representados os valores para a detecção por ML (curva em preto), o método de clusterização *k-means* 2D (curva em azul) e o método de clusterização *k-means* 4D proposto neste trabalho (curva em vermelho). Analisando esta figura, podemos notar que, ao utilizarmos ambos os métodos de clusterização, estes apresentam desempenhos semelhantes para potências inferiores a 6 dBm. Nesse intervalo, observa-se que os dois métodos de clusterização estão ligeiramente compensando a distorção não linear do transmissor. Quanto à forma das curvas de contorno, é interessante observar que, na região limitada por ruído, as curvas de contorno aumentam linearmente com a LOP, enquanto que para as LOPs em que o desempenho do sistema está limitado por não linearidades, as curvas apresentam um comportamento mais abrupto. Este comportamento pode ser explicado notando que o comprimento efetivo em que as não linearidades são significativas é muito menor que o comprimento do enlace. Também pode-se observar que o fato de que as curvas para o algoritmo de clusterização 2D e 4D divergem das curvas para

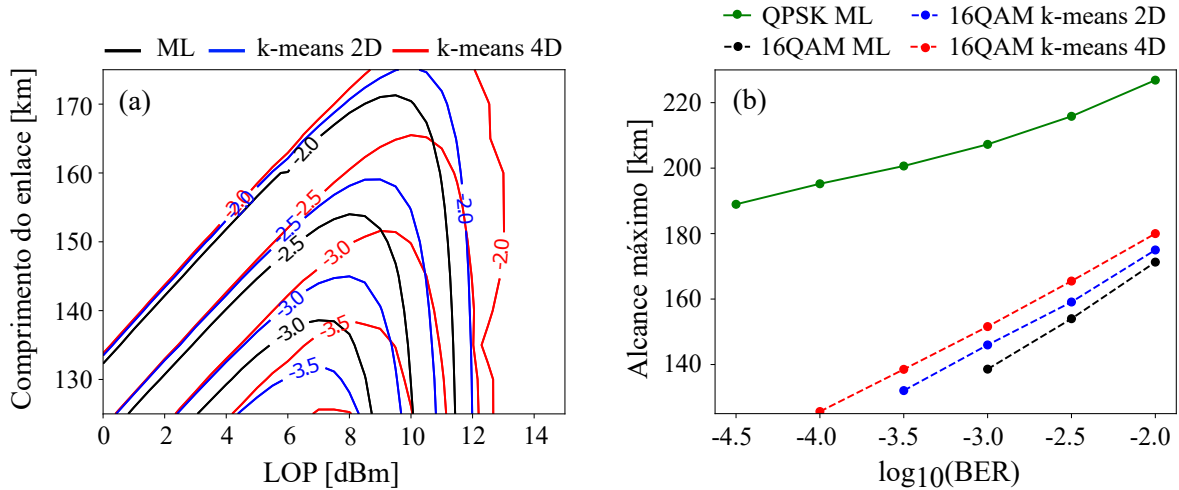


Figura 9 – (a) Mapa de contorno da BER obtido a partir do duplo *sweep* para um sistema DP-16QAM de 100 Gbps considerando detecção por máxima verossimilhança (ML) e clusterização *k-means* 2D e 4D. (b) Máximo alcance atingível em termos da BER requerida para um sistema DP-16QAM de 100 Gbps considerando detecção por máxima verossimilhança (ML) e clusterização *k-means* 2D e 4D. Para fins de comparação, também mostramos o máximo alcance para um sistema DP-QPSK com a mesma taxa de transmissão.

ML indicam que, efetivamente, a clusterização está parcialmente mitigando a distorção não linear da fibra.

A partir do mapa de contorno na Figura 9(a), foi construído o gráfico apresentado na Figura 9(b). Nessa figura, são mostrados os valores de alcance máximo do sistema para diferentes valores de BER, considerando os três métodos de classificação já apresentados. Em particular, vemos que a utilização dos algoritmos de clusterização aumenta o alcance máximo do sistema, quando comparados ao alcance máximo obtido por ML. Em particular, o algoritmo *k-means* 2D consegue aumentar o alcance máximo, em média, em aproximadamente 5,7 km, enquanto que o algoritmo *k-means* 4D proposto é capaz de aumentar o alcance máximo do sistema em aproximadamente 11 km. Porém, é possível ver que o aumento do alcance decresce à medida que a BER aumenta, o que faz sentido, pois, para maiores alcances, o peso do ruído aditivo é relativamente menor com relação à distorção não linear. Com o intuito de comparar o desempenho do sistema 16QAM com o sistema QPSK, também é apresentado na Figura 9(b) o máximo alcance em função da BER para um sistema DP-QPSK (curva em verde), operando na mesma taxa de transmissão de 100 Gbps. Ao considerarmos um sistema DP-QPSK, este apresenta valores de alcances máximos muito maiores do que os obtidos através de um sistema DP-16QAM, por ser menos afetado pelas não linearidades e ruído aditivo. Porém, podemos observar pela Figura que, ao utilizarmos o método *k-means* 4D proposto, a diferença entre os alcances máximos obtidos com DP-QPSK e DP-16QAM acaba se tornando menor, viabilizando a utilização do algoritmo proposto para aumentar o alcance do sistema.

O algoritmo *k-means* 4D proposto foi aplicado também em um sistema DP-16QAM WDM com o intuito de avaliar o desempenho do algoritmo na compensação dos impedimentos não lineares neste tipo de sistemas. Foram considerados cinco canais com separação frequencial de 100 GHz e operando a uma taxa de transmissão de 100 Gbps. Na Figura 10, são apresentadas as curvas de BER em termos da potência óptica lançada, em que as curvas em azul correspondem aos valores obtidos utilizando o algoritmo *k-means* 2D e as curvas em vermelho correspondem aos valores obtidos aplicando o algoritmo *k-means* 4D proposto. A fim de comparar os resultados obtidos pelos algoritmos, são apresentadas as curvas de BER obtidas para o sistema considerando canal único (curvas tracejadas) e as curvas de BER obtidas para o sistema considerando múltiplos canais (curvas sólidas). As curvas de BER em função da LOP para diferentes comprimentos de enlace são mostradas na Figura 10. A primeira característica que podemos observar é que os sistemas WDM

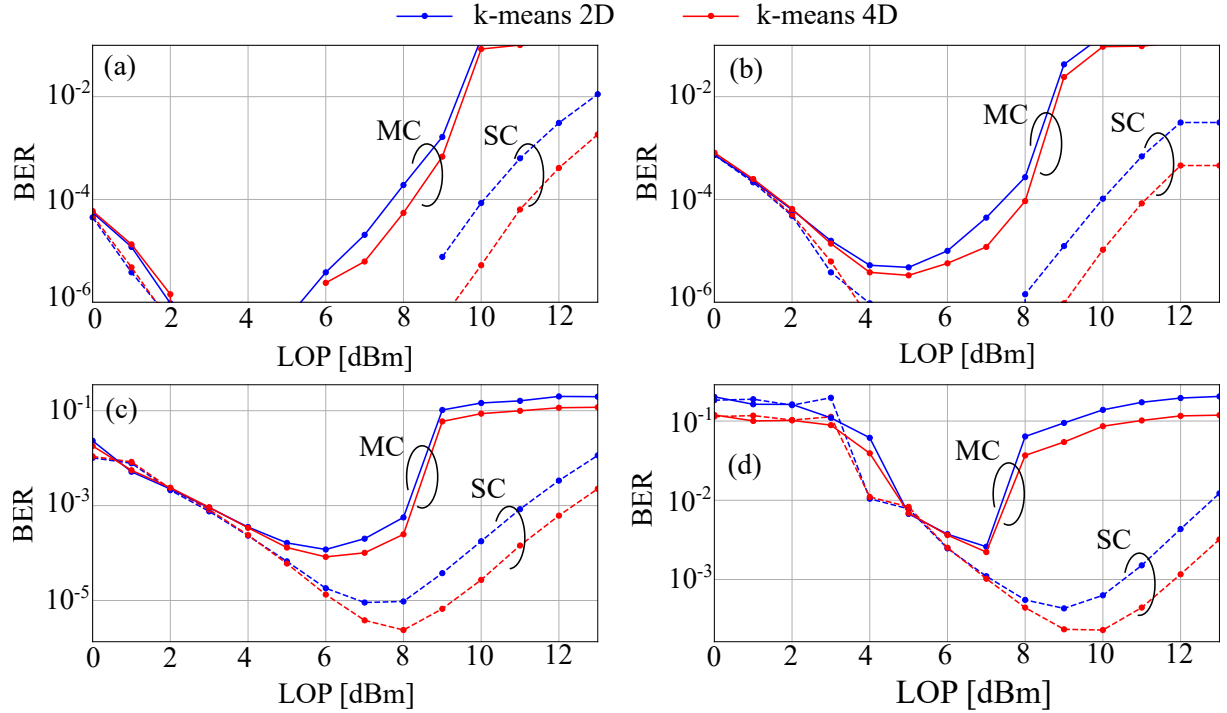


Figura 10 – Curvas de BER em termos da potência óptica lançada considerando sistemas de canal único (curvas tracejadas) e multicanal (curvas sólidas), ambos DP-16QAM de 100 Gbps, com clusterização *k-means* 2D e 4D para (a) 125 km, (b) 135 km, (c) 150 km e (d) 170 km.

apresentam um desempenho pior que os sistemas de canal único somente no regime de altas potências, pois é para níveis altos de LOP que a FWM é excitada.

A Figura 10 (a) mostra as curvas de BER para o comprimento de enlace de 125 km. Nesta figura, podemos observar que, para valores de LOP até 2 dBm, o desempenho de ambos os algoritmos de clusterização é semelhante, tanto para o caso de canal único quanto para o caso que considera múltiplos canais. Como mencionado anteriormente, neste intervalo de potências, o ruído aditivo do receptor é o impedimento dominante, o qual não é compensado pelos algoritmos de clusterização aplicados. Para os valores de LOP entre 3 e 5 dBm, não é possível comparar o desempenho dos algoritmos de clusterização para ambos os sistemas, pois os valores de BER, para ambos os casos, são muito baixos. Porém, a partir de 6 dBm, conseguimos visualizar novamente o desempenho dos algoritmos de clusterização. Observando as curvas que correspondem ao sistema de múltiplos canais, podemos apreciar que o algoritmo *k-means* 4D proposto apresenta uma pequena melhora com relação ao algoritmo *k-means* 2D. Porém, essa melhora não é tão significativa como a observada para o sistema de um único canal. Neste último caso, como já vimos, o

algoritmo de clusterização 4D apresenta um melhor comportamento que o algoritmo de clusterização 2D. Como exemplo, comparando os valores de BER obtidos usando ambos os algoritmos de clusterização, considerando múltiplos canais, para o valor de LOP de 8 dBm, foi obtido o valor de BER de $10^{-3,72}$, quando utilizado o algoritmo 2D. Aplicando o algoritmo 4D, foi possível diminuir o valor da BER, considerando o mesmo valor de LOP, para $10^{-4,26}$. Porém, quando os algoritmos foram aplicados nos dados considerando um canal único, para o valor de LOP de 9 dBm, os valores de BER obtidos foram de $10^{-5,12}$, para o algoritmo 2D, e de $10^{-6,31}$, utilizando o algoritmo 4D. Ou seja, pode-se observar que, aplicado em um sistema de canal único, o algoritmo proposto consegue uma maior redução da BER com relação ao algoritmo *k-means* 2D. Quando aplicado em um sistema de múltiplos canais, essa diferença no valor da BER obtida pelos algoritmos de clusterização é menor. Este comportamento pode ser explicado pela presença da FWM. Como o algoritmo proposto processa as informações de somente um canal, o algoritmo é capaz de compensar somente os efeitos da SPM e da XPM intra-canal, não compensando os efeitos não lineares intercanais, resultando em um desempenho de compensação inferior quando comparado aos resultados obtidos ao aplicarmos o algoritmo proposto em sistemas de canal único.

As Figuras 10(b-d) também mostram as curvas de BER para clusterização 2D e 4D, considerando canal único (curvas tracejadas) e múltiplos canais (curvas sólidas), mas para comprimentos de enlace de 135 km, 150 km e 170 km, respectivamente. Podemos observar que o comportamento das curvas para os três maiores enlaces são bastantes semelhantes ao apresentado para o enlace de 125 km. Podemos observar novamente que, conforme o comprimento do enlace é aumentado, é reduzido o intervalo no qual o DSP consegue recuperar o sinal, e os valores de BER mínimos aumentam, o que pode ser explicado pela redução da SNR com o aumento das perdas de propagação. Analisando somente o caso de múltiplos canais, podemos notar que, com o aumento do comprimento do enlace, a mitigação atingida pelo algoritmo *k-means* 4D diminui com relação ao algoritmo 2D. Isso mostra novamente que o algoritmo *k-means* 4D proposto tem seu desempenho diminuído quando utilizado em sistemas multicanal para quaisquer valores de comprimento de enlace. Novamente, para efeitos de comparação, para os três maiores comprimentos de enlace, podemos observar que o algoritmo *k-means* 4D proposto, quando aplicado a um sistema de canal único, mantém seu desempenho de mitigação de não linearidades.

4.2 Número mínimo de símbolos e análise de complexidade de predição

O desempenho do algoritmo de clusterização depende do número de símbolos a serem classificados. Com o intuito de analisar o número mínimo de símbolos necessários para encontrar as posições dos *clusters* de maneira precisa, na Figura 11, é mostrada a performance do algoritmo de clusterização em termos do número de símbolos empregados, para um sistema de canal único, considerando a potência óptica de transmissão de 6 dBm e o comprimento do enlace de 150 km. Como o desempenho depende do conjunto de dados processado, para cada número de símbolos, o algoritmo de clusterização foi aplicado 100 vezes, para cada caso.

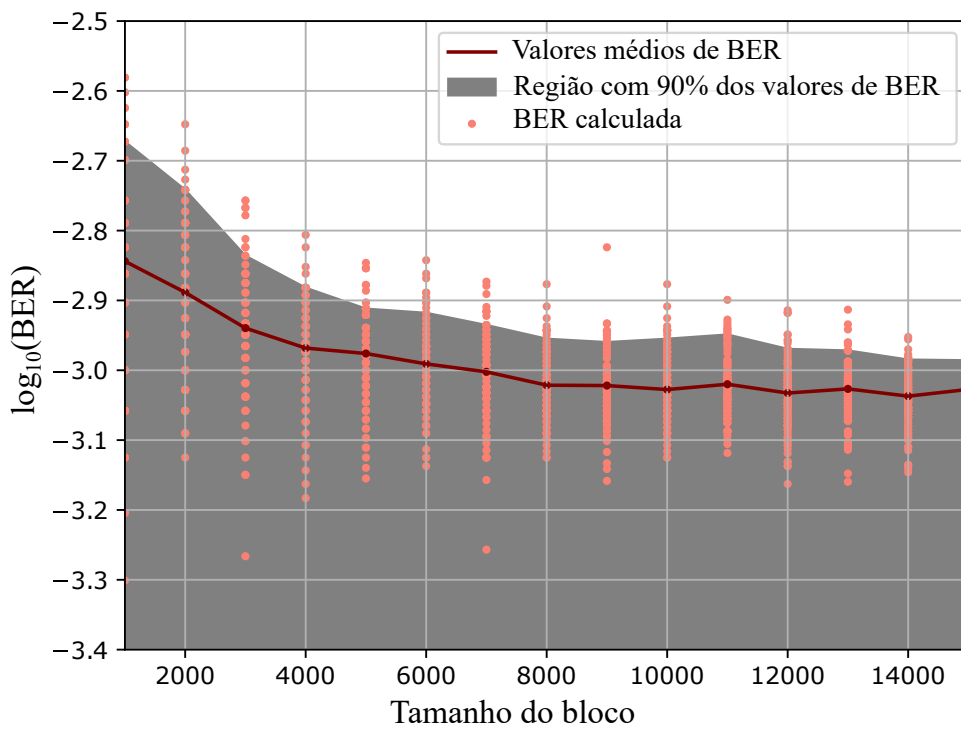


Figura 11 – Valor da BER em termos do tamanho do bloco processado. Os pontos em laranja correspondem a valores de BER calculados para diferentes blocos com o mesmo tamanho. A linha sólida representa o conjunto de valores médios de BER das amostras. E a área em cinza indica a região onde são encontrados os 90% menores valores de BER calculada.

Para uma melhor visualização, também são mostrados o valor médio da BER e a região que contém 90 % das ocorrências relacionadas aos menores valores de BER. Como é possível observar, o valor médio da BER converge para $10^{-3.03}$ a partir de um tamanho de

bloco de 8000 símbolos. Ainda assim, é importante observar que, à medida que o tamanho do bloco aumenta, é reduzida a variância da BER e, portanto, a fim de assegurar uma alta precisão do método de clusterização no maior número de execuções possíveis, é preferível adotar um número maior de símbolos.

Por último, também foi calculada a complexidade do algoritmo de clusterização durante a etapa de predição, com o intuito de avaliar sua implementação em tempo real. Cabe mencionar que, nesta seção, avaliamos o custo computacional de se classificar um novo símbolo assumindo que a posição dos centroides tem sido otimizada utilizando um bloco de treinamento anterior. Assim, para o novo símbolo, é necessário encontrar o centroide mais próximo. Em termos matemáticos, a distância quadrática entre o k -ésimo símbolo $\mathbf{x}^{(k)}$ e o i -ésimo centroide $\mathbf{c}^{(i)}$ é:

$$D^{(i,k)} = \sum_{j=1}^m \left(x_j^{(k)} - c_j^{(i)} \right)^2, \quad (8)$$

sendo $x_j^{(k)}$ e $c_j^{(i)}$ as j -ésimas coordenadas do símbolo $\mathbf{x}^{(k)}$ e do centroide $\mathbf{c}^{(i)}$, respectivamente, e m corresponde à dimensão do símbolo, sendo $m = 2$ para o caso de clusterização 2D e $m = 4$ para o caso de clusterização 4D. Para o cálculo de $D^{(i,k)}$, considerando o caso 2D, o número necessário de operações de ponto flutuante é 5 (2 subtrações, 2 multiplicações e 1 adição). Para o caso 4D, o número necessário de operações de ponto flutuante é 11 (4 subtrações, 4 multiplicações e 3 adições). Considerando a clusterização 2D, deve-se comparar a distância para 16 centroides, o que resulta em 80 operações de ponto flutuante. Para a clusterização 4D, é necessário calcular 256 distâncias, ou seja, são necessárias 2816 operações. Se considerarmos que as distâncias calculadas não são ordenadas, torna-se necessária uma busca extensiva. Considerando que uma operação de comparação seja computacionalmente equivalente a uma operação aritmética, as operações para os métodos de clusterização 2D e 4D são 160 e 5632, respectivamente. Todavia, é importante frisar que as distâncias podem ser calculadas simultaneamente explorando o paralelismo. Com isso, o número de operações sequenciais para a clusterização 2D é 9 ($5 + \log_2 16$), enquanto que, para a clusterização 4D, o número é 19 ($11 + \log_2 256$), o que nos mostra uma baixa latência.

5 Conclusões

Neste trabalho, foi proposto e estudado um algoritmo de clusterização *k-means* 4D capaz de mitigar não somente a SPM, mas também a XPM entre polarizações em sistemas coerentes digitais DP-16QAM. Avaliamos o desempenho do algoritmo considerando primeiramente sistemas de canal único e, posteriormente, em um sistema considerando múltiplos canais. Tanto o transmissor como o canal e o receptor, incluindo a compensação de impedimentos lineares no DSP, foram simulados utilizando o *software* VPI *Transmission Maker*. Os dados de saída foram posteriormente clusterizados usando *k-means* em 2D e 4D, utilizando uma linguagem de programação de alto nível, i.e. Python.

Os resultados de simulação obtidos confirmam que o algoritmo *k-means* 4D proposto neste trabalho é capaz de mitigar os efeitos da distorção não linear no sistemas coerentes digitais DP-16QAM de forma mais eficiente que os métodos de detecção por máxima verossimilhança e *k-means* 2D. Este desempenho superior pode ser explicado ao considerarmos que o algoritmo *k-means* 4D é capaz de considerar dados em quatro dimensões, ou seja, as polarizações X e Y do sinal de forma simultânea, o que faz com que o algoritmo consiga processar os dados com as informações tanto do efeito da SPM quanto da XPM intracanal. Como resultado, foi possível aumentar o alcance máximo de 138 km para 151,6 km e de 171 km para 180 km, para um BER alvo de 10^{-3} e de 10^{-2} . As simulações também mostram que, quando o algoritmo *k-means* 4D é aplicado em um sistema considerando múltiplos canais, o desempenho do algoritmo é reduzido, pois não é capaz de mitigar o efeito da FWM.

Também foi analisado neste trabalho o número de dados requerido para que fosse obtida uma clusterização precisa. Os resultados mostraram que, para que seja obtido um valor médio de BER de aproximadamente 10^{-3} , devem ser considerados blocos de dados com mais de 8000 símbolos. Além disso, foi calculada a complexidade computacional do algoritmo *k-means* 4D em sua fase de predição, utilizando o cálculo para as distâncias dos símbolos aos centroides. Assim, para a clusterização 4D, o algoritmo precisa realizar 2816 operações. Porém, se considerarmos que as distâncias podem ser calculadas simultaneamente, o número de operações cai para 19, o que nos mostra que o algoritmo possui baixa latência.

A partir dos resultados obtidos até então, propõe-se, como sequência a este trabalho, a aplicação do algoritmo *k-means* 4D proposto em sistemas de canal único (sistemas em que o algoritmo apresentou melhores resultados), mas considerando outros formatos de modulação, como 32-QAM e 64-QAM. Também é proposto o estudo da viabilidade do algoritmo *k-means* 4D em sistemas de tempo real. Além disso, se faz necessário o estudo de um algoritmo de aprendizado de máquinas capaz de compensar os efeitos da FWM, o que não pode ser realizado pelo algoritmo proposto neste trabalho.

Referências¹

- AGRAWAL, G. P. Nonlinear fiber optics. In: *Nonlinear Science at the Dawn of the 21st Century*. [S.l.]: Springer, 2000. p. 195–211. Citado na página 18.
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002. 478 p. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 18.
- AGRAWAL, G. P. Optical communication: its history and recent progress. In: *Optics in Our Time*. [S.l.]: Springer, Cham, 2016. p. 177–199. Citado na página 15.
- AHMED, M.; SERAJ, R.; ISLAM, S. M. S. The k-means algorithm: a comprehensive survey and performance evaluation. *Electronics*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 9, n. 8, p. 1295, 2020. Citado na página 22.
- ARAI, K.; BARAKBAH, A. R. Hierarchical k-means: an algorithm for centroids initialization for k-means. *Reports of the Faculty of Science and Engineering*, Saga University, v. 36, n. 1, p. 25–31, 2007. Citado na página 22.
- ARTHUR, D.; VASSILVITSKII, S. *k-means++: The advantages of careful seeding*. [S.l.], 2006. Citado 3 vezes nas páginas 22, 24 e 25.
- BAHMANI, B.; MOSELEY, B.; VATTANI, A.; KUMAR, R.; VASSILVITSKII, S. Scalable k-means++. *arXiv preprint arXiv:1203.6402*, 2012. Citado na página 25.
- BORGES, L. N. Uso de algoritmos de clusterização para mitigação de impedimentos em sistemas ópticos coerentes digitais DP-16QAM de alta taxa de transmissão de um único span. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2021. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 26.
- BORGES, L. N.; COSTA, C.; PAULA, R. de; ABBADE, M. L.; ALDAYA, I. K-means clustering for mitigation of nonlinear phase noise in digital coherent optical systems using 16-QAM modulation format. *Proc. Simp. Brasileiro de Telecom. e Proc. de Sinais (SBrT)*, p. 393–397, 2020. Citado 4 vezes nas páginas 21, 22, 25 e 26.
- CHEN, H.; YANG, T.; CHEN, X.; LUO, X. A cost-effective and imbalance-insensitive 112Gbit/s PM-16QAM coherent PON downstream scheme. In: *2018 Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–2. Citado na página 17.
- GIACOUMIDIS, E.; ALDAYA, I.; WEI, J.; SANCHEZ, C.; MRABET, H.; BARRY, L. P. Affinity propagation clustering for blind nonlinearity compensation in coherent optical OFDM. In: *CLEO: Science and Innovations*. [S.l.: s.n.], 2018. p. STh1C–5. Citado na página 21.
- GORDON, J. P.; MOLLENAUER, L. F. Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers. *Optics Letters*, Optical Society of America, v. 15, n. 23, p. 1351–1353, 1990. Citado na página 19.
- HE, J.; LAN, M.; TAN, C.-L.; SUNG, S.-Y.; LOW, H.-B. Initialization of cluster refinement algorithms: A review and comparative study. In: IEEE. *2004 IEEE international joint conference on neural networks (IEEE Cat. No. 04CH37541)*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 297–302. Citado na página 22.

¹ De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023.

- HO, K.-P. Mid-span compensation of nonlinear phase noise. *Optics Communications*, Elsevier, v. 245, n. 1-6, p. 391–398, 2005. Citado na página 20.
- IP, E.; KAHN, J. M. Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 26, n. 20, p. 3416–3425, 2008. Citado na página 21.
- JAIN, A. K.; DUBES, R. C. *Algorithms for clustering data*. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1988. Citado na página 26.
- JIA, Z.; CAMPOS, L. A. Coherent optics ready for prime time in short-haul networks. *IEEE Network*, IEEE, v. 35, n. 2, p. 8–14, 2021. Citado na página 17.
- KIKUCHI, K. Coherent optical communication systems. In: *Optical Fiber Telecommunications VB*. [S.l.]: Elsevier, 2008. p. 95–129. Citado na página 15.
- KIKUCHI, K. Digital coherent optical communication systems: Fundamentals and future prospects. *IEICE Electronics Express*, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, v. 8, n. 20, p. 1642–1662, 2011. Citado na página 15.
- KIKUCHI, K. Fundamentals of coherent optical fiber communications. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 34, n. 1, p. 157–179, 2015. Citado na página 16.
- KUMAR, S. A tutorial on fiber Kerr nonlinearity effect and its compensation in optical communication systems. *Journal of Optics*, IOP Publishing, 2021. Citado na página 18.
- LAVERY, D.; ERKILINÇ, S.; BAYVEL, P.; KILLEY, R. I. Recent progress and outlook for coherent PON. In: IEEE. *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*. [S.l.], 2018. p. 1–3. Citado na página 16.
- LIKAS, A.; VLASSIS, N.; VERBEEK, J. J. The global k-means clustering algorithm. *Pattern recognition*, Elsevier, v. 36, n. 2, p. 451–461, 2003. Citado na página 22.
- LIN, Y.; GIACOUMIDIS, E.; O'DUILL, S.; BARRY, L. P. DBSCAN-based clustering for nonlinearity induced penalty reduction in wavelength conversion systems. *Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 31, n. 21, p. 1709–1712, 2019. Citado na página 21.
- LIU, L.; LI, L.; HUANG, Y.; CUI, K.; XIONG, Q.; HAUSKE, F. N.; XIE, C.; CAI, Y. Intrachannel nonlinearity compensation by inverse Volterra series transfer function. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 30, n. 3, p. 310–316, 2011. Citado na página 21.
- LIU, X.; CHRAPLYVY, A.; WINZER, P.; TKACH, R.; CHANDRASEKHAR, S. Phase-conjugated twin waves for communication beyond the Kerr nonlinearity limit. *Nature Photonics*, Nature Publishing Group, v. 7, n. 7, p. 560–568, 2013. Citado na página 20.
- LLOYD, S. Least squares quantization in PCM. *Transactions on Information Theory*, IEEE, v. 28, n. 2, p. 129–137, 1982. Citado na página 24.
- NA, S.; XUMIN, L.; YONG, G. Research on k-means clustering algorithm: An improved k-means clustering algorithm. In: IEEE. *2010 Third International Symposium on intelligent information technology and security informatics*. [S.l.], 2010. p. 63–67. Citado na página 24.

NAKASHIMA, H.; OYAMA, T.; OHSHIMA, C.; AKIYAMA, Y.; TAO, Z.; HOSHIDA, T. Digital nonlinear compensation technologies in coherent optical communication systems. In: *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.: s.n.], 2017. p. W1G–5. Citado na página 19.

OIF. *Implementation Agreement OIF-400ZR-01.0*. [S.l.], 2020. Citado na página 16.

PANDEY, G.; GOEL, A. 100 Gbps long reach coherent pon downstream transmission using dual polarization-QPSK with digital signal processing. *Optical and Quantum Electronics*, Springer, v. 47, n. 11, p. 3445–3453, 2015. Citado na página 17.

PAULA, R. de; MARIM, L.; PENCHEL, R.; BUSTAMANTE, Y. R.; ABBADE, M. F. L.; PEREZ, G. G.; ALDAYA, I. Mitigation of nonlinear phase noise in single-channel coherent 16-QAM systems employing logistic regression. 2021. Citado na página 21.

SILVA, L. M. da; PAULA, R. de; OLIVEIRA, J. A. de; SANTOS, M.; PENCHEL, R.; PEREZ, G. G.; ABBADE, M. L.; ALDAYA, I. Nonlinear phase noise compensation in single-span digital coherent optical systems employing artificial neural networks. In: IEEE. *2021 SBFoton International Optics and Photonics Conference (SBFoton IOPC)*. [S.l.], 2021. p. 1–4. Citado na página 21.

SUZUKI, N.; MIURA, H.; MATSUDA, K.; MATSUMOTO, R.; MOTOSHIMA, K. 100G to 1T based coherent PON technology. In: IEEE. *2017 European Conference on Optical Communication (ECOC)*. [S.l.], 2017. p. 1–3. Citado na página 17.

WANG, D.; ZHANG, M.; FU, M.; CAI, Z.; LI, Z.; CUI, Y.; LUO, B. KNN-based detector for coherent optical systems in presence of nonlinear phase noise. In: IEEE. *21st OptoElectronics and Communications Conference (OECC) held jointly with International Conference on Photonics in Switching (PS)*. [S.l.], 2016. p. 1–3. Citado na página 21.

WINZER, P. J.; NEILSON, D. T.; CHRAPLYVY, A. R. Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 years. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 26, n. 18, p. 24190–24239, 2018. Citado na página 16.

XIE, C.; CHENG, J. Coherent optics for data center networks. In: IEEE. *2020 IEEE Photonics Society Summer Topicals Meeting Series (SUM)*. [S.l.], 2020. p. 1–2. Citado na página 16.

XIN, H.; KONG, D.; ZHANG, K.; JIA, S.; FU, Y.; HU, W.; HU, H. 100 Gbps simplified coherent pon using carrier-suppressed PDM-PAM-4 and phsae-recovery-free KK detection. In: IET. *45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019)*. [S.l.], 2019. p. 1–4. Citado na página 17.

XIN, H.; ZHANG, X.; KONG, D.; JIA, S.; HU, W.; HU, H. Carrier-recovery-free KK detection for PDM-bipolar-PAM in 100 Gb/s simplified coherent PON. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2021. p. F2H–4. Citado na página 17.

ZIBAR, D.; WINTHER, O.; FRANCESCHI, N.; BORKOWSKI, R.; CABALLERO, A.; ARLUNNO, V.; SCHMIDT, M. N.; GONZALES, N. G.; MAO, B.; YE, Y. *et al.* Nonlinear impairment compensation using expectation maximization for dispersion managed and unmanaged PDM 16-QAM transmission. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 20, n. 26, p. B181–B196, 2012. Citado na página 21.