



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CARLOS DANIEL FONTES DA SILVA**

**IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE NUMÉRICA DE UM SISTEMA CE-DDO-OFDM  
PARA COMUNICAÇÕES ÓPTICAS**

**CAMPINA GRANDE – PB**

**2023**

CARLOS DANIEL FONTES DA SILVA

IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE NUMÉRICA DE UM SISTEMA CE-DDO-OFDM PARA  
COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Engenharia Elétrica e Informática da Universidade Federal de Campina Grande, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Edson Porto da Silva

Área de concentração: Telecomunicações

CAMPINA GRANDE – PB

2023

CARLOS DANIEL FONTES DA SILVA

IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE NUMÉRICA DE UM SISTEMA CE-DDO-OFDM PARA  
COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Engenharia Elétrica e Informática da Universidade Federal de Campina Grande, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 15 de fevereiro de 2023

BANCA EXAMINADORA

---

Edson Porto da Silva (Orientador)  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI  
Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

---

Adolfo Fernandes Herbster  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI  
Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

*Dedico este trabalho aos meus pais, Oselio e Erika, a quem eu devo a vida e todo o amor do mundo.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente aos meus pais, por todo o empenho em me garantir uma educação de qualidade e pelo exemplo de comprometimento e de amor que me dão todos os dias. À minha namorada Andressa, pelo carinho e compreensão, pelos momentos de alegria compartilhados e pelo apoio nos momentos de frustração. Sem vocês, essa jornada não seria possível.

Agradeço aos professores que tive durante a graduação pela formação profissional adquirida, em especial ao prof. Edson Porto pela orientação e paciência para que este trabalho se concretizasse, e também ao prof. Adolfo Herbster pela oportunidade em ingressar no projeto de Capacitação em Fotônica e pelo aprendizado nas tantas disciplinas em que fui seu aluno.

Aos amigos que fiz durante a graduação, agradeço pela parceria e colaboração em diversos momentos.

*“You keep on learning and learning, and pretty soon you learn something no one has learned before.”*

Richard Feynman

## RESUMO

A implementação de esquemas OFDM em sistemas de comunicações ópticas tem despertado interesse nos últimos anos entre os pesquisadores da área devido à sua facilidade de equalização e também ao fato de permitir a transmissão de constelações mais complexas de símbolos, mantendo o *hardware* de um sistema de detecção direta tradicional. Este trabalho tem por finalidade desenvolver um conjunto de simulações numéricas que implementem a versão em envelope constante do OFDM óptico, a qual surge como uma solução para alta PAPR desses sistemas, sendo avaliada a escolha dos seus parâmetros de acordo com a influência do transmissor, da fibra e do receptor. Para tal, foram feitos testes em configurações B2B e depois na presença de enlaces de fibra, sendo constatada a maior resiliência do CE-DDO-OFDM frente aos efeitos do modulador óptico em comparação com um sistema óptico OFDM convencional, apesar de também ser mais sensível aos efeitos negativos da dispersão cromática.

**Palavras-chave:** CE-DDO-OFDM. Comunicações ópticas. Detecção direta.

## **ABSTRACT**

The implementation of OFDM schemes in optical communications systems has claimed interest in the last years among the field researches, due to its easy equalization and the capacity to transmit complex symbols constellations in the same traditional direct detection hardware. This work intends to develop a set of numerical simulations to implement the constant envelope version of the optical OFDM, which urges as a solution against the high PAPR of these systems, being evaluated the parameters choice according with the transmissor, the fiber and the receptor influence. For this, tests in B2B and with fibers links were made, being verified the greater resilience of the CE-DDO-OFDM against the effects of the optical modulator compared to a conventional OFDM optical system, despite also be more sensitive to the negative effects of chromatic dispersion.

**Keywords:** CE-DDO-OFDM. Optical Communication. Direct-detection.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Elementos básicos de um sistema óptico convencional. . . . .	16
Figura 2 – Estrutura básica das camadas de um laser semiconductor. . . . .	17
Figura 3 – Modulador de Mach-Zehnder. . . . .	17
Figura 4 – Curva característica do MZM. . . . .	18
Figura 5 – Representação da estrutura de uma fibra óptica. . . . .	19
Figura 6 – Curva característica de uma fibra óptica. . . . .	20
Figura 7 – Amplitude e <i>chirp</i> de um pulso com SPM. . . . .	22
Figura 8 – Perdas na fibra em função do comprimento de onda. . . . .	23
Figura 9 – Transmissor elementar de um sistema OFDM. . . . .	27
Figura 10 – Simetria hermitiana aplicada em um bloco de símbolos OFDM. . . . .	27
Figura 11 – Transmissor OFDM convencional. . . . .	28
Figura 12 – Receptor OFDM convencional. . . . .	28
Figura 13 – Estrutura original do transmissor e receptor CE-OFDM. . . . .	29
Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM. . . . .	31
Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema CE-DDO-OFDM. . . . .	33
Figura 16 – Demodulador de fase. . . . .	34
Figura 17 – Ilustração do método SSF aplicado a um trecho de fibra. . . . .	38
Figura 18 – Sinais ópticos típicos transmitidos e recebidos. . . . .	39
Figura 19 – Método de estimação do canal. . . . .	40
Figura 20 – Sinal OFDM convencional. . . . .	42
Figura 21 – Desempenho BER $\times$ SNR do sinal OFDM com modulação 16-QAM. . . . .	42
Figura 22 – Evolução da constelação do sinal OFDM convencional. . . . .	43
Figura 23 – Espectro e desempenho do sistema CE-OFDM. . . . .	43
Figura 24 – Espectros do CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM pré e pós MZM. . . . .	45
Figura 25 – Desempenho do CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM em canal AWGN. . . . .	46
Figura 26 – Desempenho do CE-DDO-OFDM em função da OMI. . . . .	47
Figura 27 – Desempenho do DDO-OFDM em função da OMI e do $V_b$ . . . . .	48
Figura 28 – Desempenho CE-DDO-OFDM em função da OMI em 1000 km de fibra. . . . .	49
Figura 29 – Desempenho do DDO-OFDM em função da OMI e do $V_b$ . . . . .	50
Figura 30 – Desempenho do DDO-OFDM em função da OMI e do $V_b$ . . . . .	51
Figura 31 – Desempenho do CE e DDO-OFDM em função da potência óptica. . . . .	52

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
B2B	<i>Back-to-Back</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CE-DDO-OFDM	<i>Constant Envelope Direct Detection Optical OFDM</i>
CE-OFDM	<i>Constant Envelope OFDM</i>
DC	Detecção Coerente
DD	Detecção Direta
DDO-OFDM	<i>Direct Detection Optical OFDM</i>
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IMD	<i>Intermodulation Distortion</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NLSE	<i>Nonlinear Schrödinger equation</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OMI	<i>Optical Modulation Index</i>
OOK	<i>On-Off-Keying</i>
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
RF	Radiofrequência
RRC	<i>Root-raised cosine</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>
SpS	<i>Samples per Symbol</i>
SSF	<i>Split-Step Fourier</i>
SSMF	<i>Standard Single Mode Fiber</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_{eff}$	Área efetiva da fibra óptica
$a$	Raio do núcleo da fibra óptica
$B_r$	Banda do fotodetector
$B_W$	Banda do sinal OFDM
$c$	Velocidade da luz
$D$	Parâmetro de dispersão da fibra
$F_a$	Frequência de amostragem
$f_c$	Frequência da portadora elétrica
$f_o$	Frequência da portadora óptica
$g$	Ganho no sinal DDO-OFDM pré-MZM
$G$	Número de símbolos do prefixo cíclico
$G_A$	Ganho do amplificador
$h$	Índice de modulação de fase
$k_0$	Número de onda no vácuo
$k_b$	Constante de Boltzmann
$L$	Comprimento de um trecho de fibra
$M$	Cardinalidade da constelação QAM
$NF$	Figura de ruído do amplificador
$N_{FFT}$	Tamanho da FFT
$N_s$	Número de subportadoras
$n_{eff}$	Índice de refração efetivo
$n_{co}$	Índice de refração do núcleo da fibra
$n_{cl}$	Índice de refração da casca da fibra
$P_{in}$	Potência do sinal óptico na entrada da fibra
$R$	Responsividade do fotodiodo
$R_b$	Taxa de transmissão de bits
$V_b$	Tensão de <i>bias</i> do MZM

$V_{\pi}$	Tensão de chaveamento do MZM
$\alpha$	Coefficiente de atenuação da fibra
$\beta$	Constante de propagação da onda
$\gamma$	Coefficiente de não-linearidade da fibra
$\eta$	Eficiência quântica
$\lambda$	Comprimento de onda
$A(z, t)$	Envoltória de variação lenta do campo elétrico
$E_{MZM}(t)$	Campo elétrico na entrada do MZM
$E_{PD}(t)$	Campo elétrico na entrada do fotodetector
$i_{PD}(t)$	Corrente de saída do fotodiodo
$s(t)$	Sinal OFDM no domínio do tempo
$c(t)$	Sinal na entrada do MZM
$n(t)$	Ruído gaussiano passa-faixa
$v_g(\omega)$	Velocidade de grupo da onda

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	14
1.1	OBJETIVOS	15
1.1.1	<b>Objetivo Geral</b>	15
1.1.2	<b>Objetivos Específicos</b>	15
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	16
2.1	SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS	16
2.1.1	<b>Transmissor óptico</b>	16
2.1.2	<b>Canal óptico</b>	19
2.1.3	<b>Receptor óptico</b>	24
2.2	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS ORTOGONAIS	26
2.2.1	<b>OFDM em envelope constante</b>	29
2.2.2	<b>OFDM óptico em detecção direta</b>	30
2.2.3	<b>OFDM óptico em detecção direta com envelope constante</b>	31
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	36
3.1	MODELO DO TRANSMISSOR ÓPTICO	36
3.2	MODELO DO CANAL	37
3.3	MODELO DO RECEPTOR ÓPTICO	39
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	41
4.1	DESEMPENHO EM UM CANAL AWGN	41
4.1.1	<b>OFDM convencional</b>	41
4.1.2	<b>OFDM em envelope constante</b>	43
4.2	ANÁLISE EM B2B ÓPTICO	44
4.2.1	<b>Desempenho em função da OSNR</b>	44
4.2.2	<b>Desempenho da transmissão em função da polarização do MZM</b>	46
4.3	ANÁLISE COM O CANAL ÓPTICO	48
4.3.1	<b>Desempenho da transmissão em função da polarização do MZM</b>	49
4.3.2	<b>Desempenho da transmissão em função do acúmulo de dispersão cromática</b>	50
4.3.3	<b>Desempenho da transmissão em função do acúmulo de efeitos não-lineares</b>	52
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	53
	<b>REFERÊNCIAS</b>	54
	<b>ANEXOS</b>	55

ANEXO A – Códigos para modulação e demodulação OFDM . . . . .	56
ANEXO B – Códigos do transmissor e receptor CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM. . . . .	61
ANEXO C – Códigos de funções variadas e bibliotecas importadas. . . . .	68

## 1 INTRODUÇÃO

Da década de 90 até os dias de hoje, a humanidade vem passando por um processo de revolução digital, e, graças ao barateamento e compactação dos computadores e celulares, cada vez mais pessoas interagem no mundo virtual, compartilhando informação e acessando dados a todo instante. Não é coincidência que foi também a partir dos anos 90 que as tecnologias de comunicações ópticas amadureceram e, apesar da maioria dos usuários ignorarem o que há por trás dessa imensa rede, é inegável que tais sistemas formam o alicerce do que conhecemos hoje por *Internet*.

Um enlace de comunicação óptica é composto basicamente por um *transceiver* (laser e modulador óptico), receptor (fotodetectores e componentes fotônicos) e um canal óptico (fibras e amplificadores). Os sinais que trafegam nesses enlaces oscilam em frequências na faixa dos THz, permitindo elevadas taxas de transmissão, existindo ainda uma divisão em dois grandes grupos: sistemas de Detecção Direta (DD), que modulam a informação na amplitude da portadora, e os de Detecção Coerente (DC), em que a fase também é usada na codificação dos símbolos.

Os sistemas coerentes permitem formatos de modulação mais complexos, os quais aproveitam de forma mais eficiente as frequências disponíveis para comunicação, enquanto que os modelos de detecção direta limitam-se muitas vezes a formatos mais simples, como o *On-Off-Keying* (OOK). Em contrapartida, a complexidade do *hardware* coerente (laser oscilador local, híbrida, elementos de processamento digital de sinal etc.) encarece demasiadamente o sistema, enquanto que o esquema DD, com receptores compostos apenas por fotodetectores e filtros, se sobressai nesse quesito, daí o interesse em explorar maneiras de otimizar esse esquema, propondo técnicas de modulação mais avançadas.

É sabido que a Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) é um método de transmissão consolidado nas comunicações sem-fio, porém, a sua resiliência a meios dispersivos, sua simplicidade de implementação e de equalização formam um conjunto de vantagens muito bem-vindas aos sistemas ópticos com fibra (ARMSTRONG, 2009). Neste contexto, foi proposta a versão óptica do OFDM com detecção direta (*Direct Detection Optical OFDM*- DDO-OFDM), método no qual o sinal modulante aplicado no modulador óptico é um sinal OFDM real, possível de ser detectado por um único fotodetector.

No entanto, o sinal OFDM, por ser resultado de um bloco de Transformada Discreta

Inversa de Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transform* - IDFT), possui uma elevada razão entre a potência de pico e a potência média (*Peak to Average Power Ratio* - PAPR), o que pode instigar efeitos não-lineares na fibra, em amplificadores de Radiofrequência (RF) e nos moduladores ópticos, diminuindo consideravelmente a robustez da transmissão. Como solução para os altos valores de PAPR do OFDM convencional propõe-se o modelo de envelope constante com detecção direta (*Constant Envelope Direct Detection Optical OFDM* - CE-DDO-OFDM), o qual modula uma constelação de símbolos OFDM na fase de um sinal senoidal de amplitude constante que será transmitido pela fibra.

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Objetivo Geral

O presente trabalho tem por objetivo implementar e avaliar o desempenho de um sistema CE-DDO-OFDM sob diferentes configurações do canal óptico por meio de simulações numéricas.

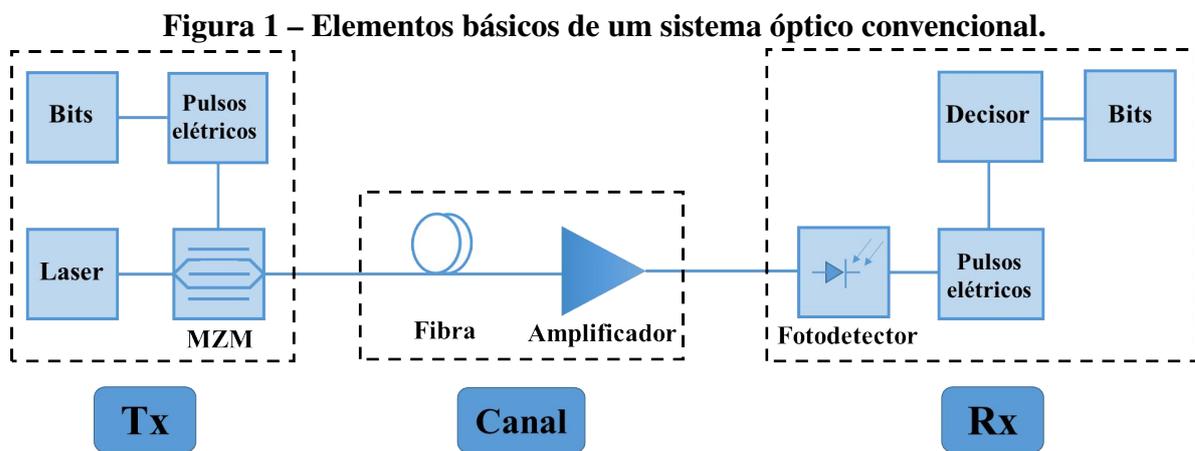
### 1.1.2 Objetivos Específicos

- Implementar os esquemas de modulação e de demodulação OFDM.
- Simular os sistemas CE e DDO-OFDM em linguagem *Python*, utilizando modelos computacionais para a simulação dos componentes do enlace óptico.
- Verificar o desempenho do sistema CE-DDO-OFDM sob diferentes condições (variação do comprimento do enlace, da potência do sinal e nível de ruído) e compará-lo ao DDO-OFDM.
- Comparar os resultados obtidos com os da literatura do assunto.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

Os sistemas de comunicações ópticas possuem uma estrutura básica dividida em três partes: o transmissor, responsável pela geração e modulação óptica da informação; o canal, meio físico pelo o qual o sinal propaga-se; e o receptor, onde ocorre a conversão optoeletrônica do sinal e seu posterior processamento. Será vista agora uma breve descrição dessas três partes.



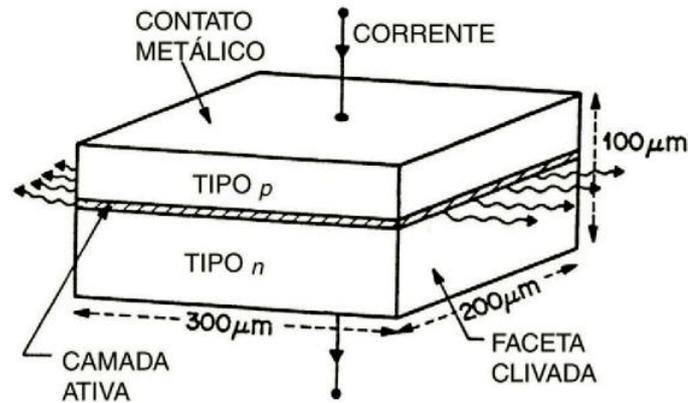
Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 2.1.1 Transmissor óptico

O principal componente do transmissor é a fonte óptica, destaque para o laser e o LED, duas fontes compatíveis de serem utilizadas com fibra óptica, já que geram sinais na faixa de 100 THz.

O laser semiconductor, fonte preferida para comunicações a longas distâncias, é um componente ativo construído por camadas de material semiconductor sobrepostas, em geral de arseneto de gálio (GaAs), tal como ilustra a Figura 2. Entre duas camadas de semiconductor tipo P e N, fortemente dopadas, fica a região ativa, feita por um material emissor de luz (composto quaternário  $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ ) de modo que quando a junção PN fica diretamente polarizada, a partir de uma corrente de bombeamento, a camada ativa recebe uma injeção de portadores (elétrons e lacunas), os quais, quando recombinados, levam à emissão de radiação luminosa (AGRAWAL, 2010). Para auxiliar o confinamento da luz nessa zona, o índice de refração da camada ativa é maior do que os da junção PN, funcionando como um guia de onda onde a luz fica concentrada.

**Figura 2 – Estrutura básica das camadas de um laser semiconductor.**

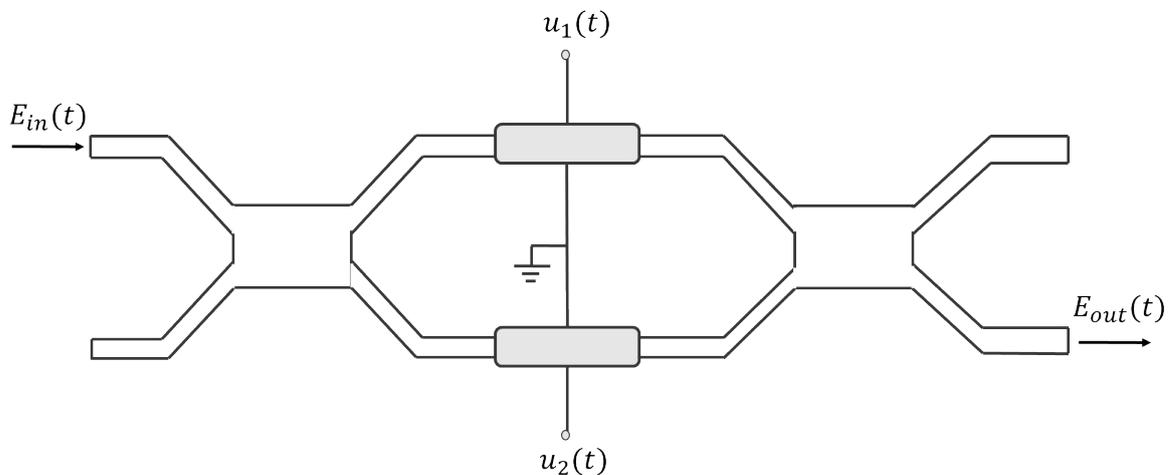


Fonte: Agrawal (2010).

A modulação óptica pode ser feita de duas maneiras: de forma direta, controlando a corrente de bombeio no laser, e de forma externa, com o auxílio de um modulador. No primeiro caso, há limitações na taxa de modulação devido ao gorjeio (*chirp*) do sinal, fenômeno óptico no qual a frequência do sinal muda no tempo, o que impede que altas taxas sejam transmitidas em modulação direta, por isso que nesses casos é preferível o uso de um modulador de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator* - MZM) (AGRAWAL, 2010).

O MZM é um componente fotônico feito com  $\text{LiNbO}_3$ , material que consegue alterar o índice de refração da onda que o atravessa por meio de uma diferença de potencial aplicada ao guia. Essa mudança de fase, controlada pelo sinal modulante  $u(t)$ , é aplicada na onda eletromagnética oriunda da excitação da fonte, gerando um campo de saída conforme a expressão (2.1).

**Figura 3 – Modulador de Mach-Zehnder.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{E}_1(t) \\ \hat{E}_2(t) \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\phi_1(t)} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2(t)} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{E}_{in}(t) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{\hat{E}_{in}(t)}{2} \begin{bmatrix} e^{j\phi_1(t)} - e^{j\phi_2(t)} \\ je^{j\phi_1(t)} + je^{j\phi_2(t)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Fazendo  $\phi_1(t) = \phi(t)$  e  $\phi_2(t) = -\phi(t)$ , a relação entre os fasores de campo de entrada e de saída é:

$$\hat{E}_{out}(t) = j\hat{E}_{in}(t) \cos(\phi(t)) \quad (2.2)$$

Sendo  $V_b$  a tensão de *bias*,  $V_\pi$  a tensão de chaveamento e  $u(t)$  o sinal modulante, podemos reescrever  $\phi(t)$  como:

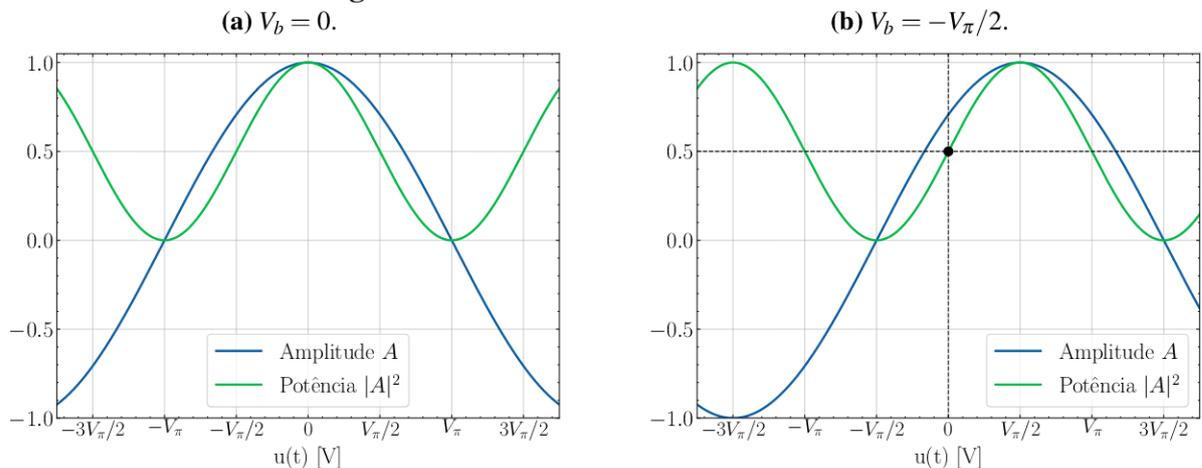
$$\phi(t) = \frac{\pi}{2V_\pi} (u(t) + V_b) \quad (2.3)$$

A relação entre as amplitudes dos fasores de entrada e de saída é:

$$A_{out} = A_{in} \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (u(t) + V_b)\right) \quad (2.4)$$

Graficamente, a expressão (2.4) é representada como na Figura 4. A escolha dos parâmetros  $V_b$  e  $V_\pi$  define a polarização do MZM, tendo de ser feita apropriadamente de acordo com o intervalo do sinal  $u(t)$ , visto que a medida que este se aproxima de  $\pm V_\pi$ , passa a sofrer com a não-linearidade do modulador, sendo interessante acomodar o sinal modulante na região linear, que compreende  $V_b = -V_\pi/2$  V.

**Figura 4 – Curva característica do MZM.**

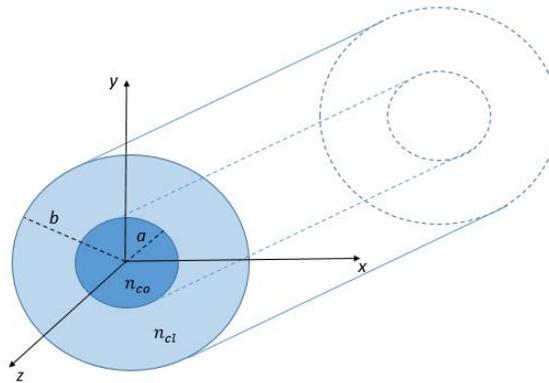


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 2.1.2 Canal óptico

O meio responsável por conduzir o sinal óptico até seu destino é a fibra óptica, que consiste em uma estrutura cilíndrica composta por duas camadas dielétricas sobrepostas concentricamente, sendo a região mais interna denominada núcleo e a mais externa a casca. As dimensões do núcleo de fibras monomodo padrão (*Standard Single Mode Fiber - SSMF*) são na faixa de  $2 - 8 \mu\text{m}$  de raio, enquanto que a casca geralmente possui valores de raio maiores do que  $80 \mu\text{m}$ , já em relação ao comprimento, tais estruturas podem atingir dimensões continentais, a depender da situação. Tanto a casca como o núcleo são feitos de sílica ( $\text{SiO}_2$ ), a qual possui um índice de refração em torno de 1,45 (AGRAWAL, 2010).

**Figura 5 – Representação da estrutura de uma fibra óptica.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

A análise da fibra óptica parte da resolução das equações de Maxwell sobre sua geometria, devendo ser obedecida, antes de tudo, a condição de reflexão total  $n_{co} > n_{cl}$ , em que  $n_{co}$  é o índice de refração do núcleo e  $n_{cl}$  o da casca. A solução geral do campo é composta por uma série de soluções individuais, chamadas de modos, as quais definem uma configuração transversal exclusiva, e sua existência depende da geometria, da diferença entre os índices de refração da casca e do núcleo, assim como da faixa de frequência utilizada (OKAMOTO, 2006). Em geral, classifica-se os modos propagantes numa fibra em três grupos: híbridos (HE e EH  $\rightarrow H_z \neq 0$  ou  $E_z \neq 0$ ), transversal-elétrico (TE  $\rightarrow E_z = 0$ ) e transversal-magnético (TM  $\rightarrow H_z = 0$ ).

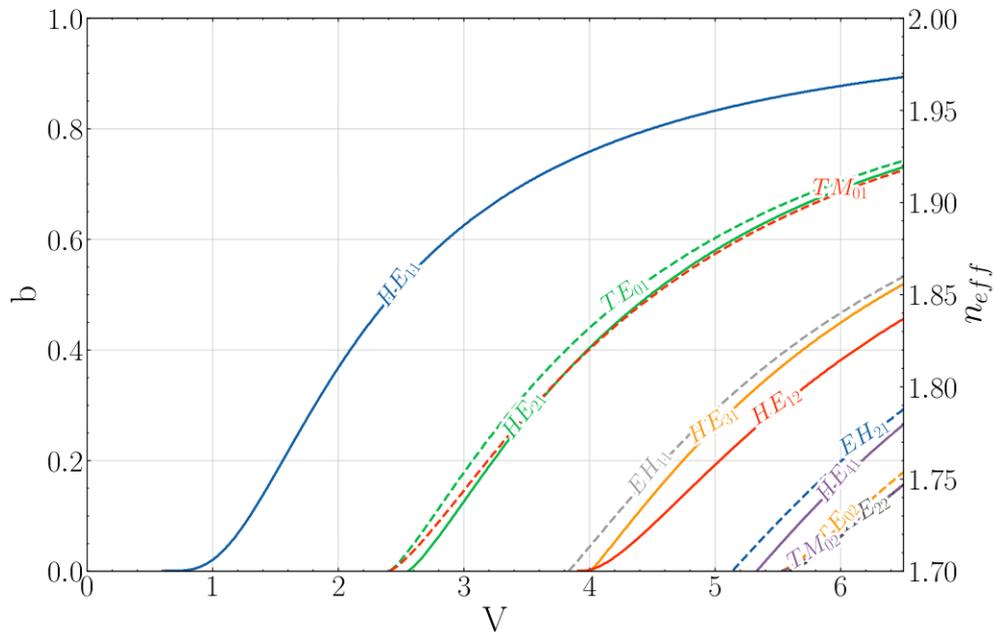
Assim como todo guia de onda, a fibra óptica também tem uma equação característica que deve ser resolvida visando obter os índices de refração efetivos  $n_{eff}$  de cada modo, e também sua condição de propagação. A equação (2.5), deduzida em Snyder e Love (1983), é obtida por meio de manipulações da equação de Maxwell na geometria da fibra, sendo  $J_m(u)$  e  $K_m(v)$ ,

respectivamente, as funções de Bessel de primeira espécie e de segunda espécie modificada, e, a partir dela, podemos plotar a curva característica da Figura 6 que nos dá a ordem dos modos propagantes, sendo as grandezas auxiliares frequência normalizada  $V$ , constante de propagação normalizada  $b$  e os parâmetros modais  $u$  e  $v$  definidas abaixo:

$$(n_{eff}m)^2 \left(\frac{V}{uv}\right)^4 = \left(n_{co}^2 \frac{J'_m(u)}{uJ_m(u)} + n_{cl}^2 \frac{K'_m(v)}{vK_m(v)}\right) \left(\frac{J'_m(u)}{uJ_m(u)} + \frac{K'_m(v)}{vK_m(v)}\right) \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} b = \frac{n_{eff}^2 - n_{cl}^2}{n_{co}^2 - n_{cl}^2} \\ V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_{co}^2 - n_{cl}^2} \end{cases} \quad (2.6) \quad \begin{cases} u^2 = a^2 k_0^2 (n_{co}^2 - n_{eff}^2) \\ v^2 = a^2 k_0^2 (n_{eff}^2 - n_{cl}^2) \end{cases} \quad (2.7)$$

**Figura 6 – Curva característica de uma fibra óptica.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste trabalho, os modelos computacionais empregados assumiram fibras SSFM, ou seja, aquelas que tem apenas o modo fundamental ( $HE_{11}$ ) propagado. Ao atravessar a fibra, o sinal sofre com uma série de efeitos inevitáveis e que podem ser compensados por outros mecanismos, e um destes efeitos mais destacados é a dispersão, que consiste no espalhamento do pulso no tempo, e sua causa está atrelada a três principais fatores (OKAMOTO, 2006):

- **Dispersão modal:** presente em fibras multimodo, essa dispersão ocorre devido ao fato dos modos viajarem na fibra com velocidades diferentes, chegando ao seu fim em diferentes instantes, espalhando o pulso.
- **Dispersão de modo de polarização:** a birefringência é um efeito que faz com que a onda possua diferentes índices de refração de acordo com a direção em que se propaga, e é

ocasionada por imperfeições na fibra. Devido à birefringência, as ondas polarizadas nos eixos  $x$  e  $y$  alcançam o fim da fibra em intervalos de tempo distintos, levando à dispersão do sinal.

- **Dispersão cromática:** neste caso, a dispersão origina-se da dependência da velocidade de grupo em relação à frequência, e como os pulsos do sinal possuem uma certa largura de banda, uma parte dele chega primeiro ao fim da fibra do que o outro, causando espalhamento.

Dentre essas, a dispersão cromática é a que mais acomete as fibras monomodo, e, matematicamente, podemos ter uma estimativa do alargamento  $\Delta T$  que esta ocasiona a um sinal com banda  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  ao propagar-se por uma distância  $L$  da fibra:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \frac{L}{v_g(\omega_2)} - \frac{L}{v_g(\omega_1)} = L \left( \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_2} - \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_1} \right) = \\ &= L \frac{\left( \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_2} - \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_1} \right)}{\Delta\omega} \Delta\omega \approx L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \end{aligned} \quad (2.8)$$

Sendo  $\Delta\omega \approx -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda$ , reescrevemos a equação (2.8) abaixo, em que  $D$  [ps/(km · nm)] é o parâmetro de dispersão:

$$\Delta T = -L\beta_2 \frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda = LD\Delta\lambda \quad (2.9)$$

Outro ponto que deve ser levado em conta na propagação na fibra é a não-linearidade, a qual começa a ter seu efeito percebido no momento em que a intensidade do campo eletromagnético atinge um certo limiar (SINGH; SINGH, 2007). Considerando que a não-linearidade está presente, devemos reescrever a expressão do índice de refração efetivo, agora dependente de um termo adicional:

$$n'_{eff} = n_{eff} + n_2 |E(t)|^2 \quad (2.10)$$

Essa mudança na expressão do  $n_{eff}$  é o que se chama de efeito Kerr. Para verificar sua influência no sinal, basta lembrar da expressão da fase de uma onda eletromagnética, dada por:

$$\phi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} n'_{eff} z = \frac{2\pi}{\lambda} (n_{eff} + n_2 |E(t)|^2) z = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} z + \frac{2\pi}{\lambda} n_2 |E(t)|^2 z = \phi_L + \phi_{NL}(t) \quad (2.11)$$

A componente não-linear da fase pode ser reescrita como na equação (2.12), em que  $A_{eff}$  é a área efetiva da fibra, e  $\gamma$  [W<sup>-1</sup>/km] o parâmetro de não-linearidade.

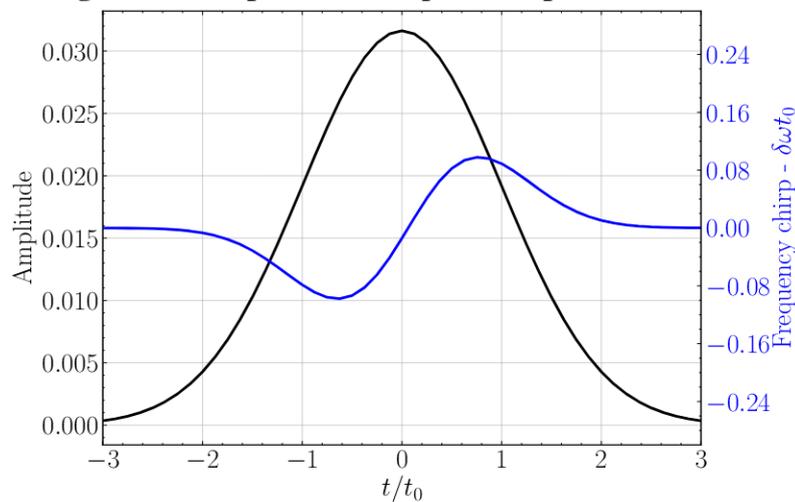
$$\phi_{NL}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} n_2 |E(t)|^2 z = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} P(t) z = \gamma P(t) z \quad (2.12)$$

Tal fenômeno em que a potência do sinal influencia na sua própria fase é conhecido como automodulação de fase (*Self-Phase Modulation* - SPM). Como há uma dependência temporal na fase, conseqüentemente, haverá também na frequência, ou seja, o SPM induz *chirp* no sinal, o que pode intensificar ainda mais os efeitos negativos da dispersão.

$$\omega = \frac{d(\omega_0 t - \phi(t))}{dt} = \omega_0 - \frac{d\phi_{NL}(t)}{dt} = \omega_0 - \gamma z \frac{dP(t)}{dt} \quad (2.13)$$

Na Figura 7, vemos como a frequência aumenta na parte mais a direita do pulso, enquanto que reduz na esquerda, seguindo a equação (2.13).

**Figura 7 – Amplitude e chirp de um pulso com SPM.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

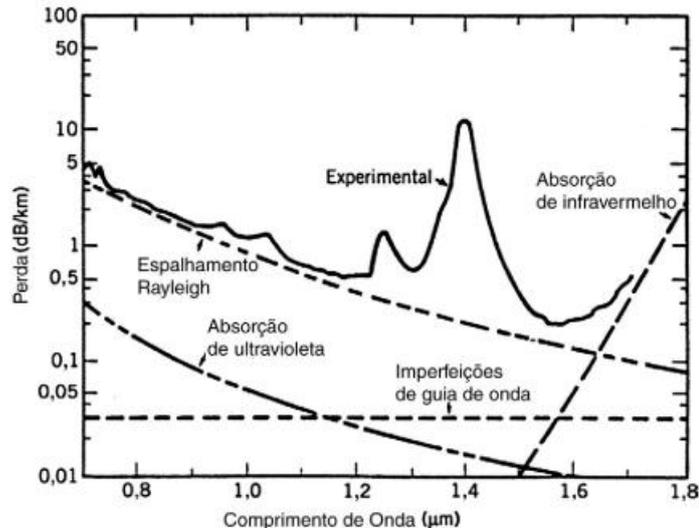
Apesar das não-linearidades e da dispersão serem grandes limitantes à capacidade da fibra, por muitos anos o grande impedimento das comunicações ópticas foi outro: a atenuação do sinal. O primeiro impasse diz respeito às perdas por absorção do material, visto que a depender da frequência da onda eletromagnética, esta acaba sendo absorvida pelas moléculas do material, levando à dificuldade em encontrar tanto um dielétrico com baixa absorção como também uma faixa de comprimentos de onda em que atuem bem os outros componentes do sistema.

Além da absorção, destaca-se também as perdas devido ao espalhamento de Rayleigh, fenômeno no qual a onda é desviada por moléculas de tamanho menor do que o comprimento de onda, oriundas muitas vezes de imperfeições e impurezas da fibra, havendo também perdas devido a pressões mecânicas e dobras (AGRAWAL, 2010). Matematicamente, as perdas são entendidas como um processo exponencial, portanto, a potência do sinal óptico em um enlace obedece a equação (2.14), em que  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação da fibra.

$$\frac{dP(z)}{dz} = -\alpha P(z) \rightarrow P(z) = P(0)e^{-\alpha z}, \quad \alpha[\text{dB/km}] \approx 4,343\alpha \quad (2.14)$$

Atualmente, as fibras convencionais apresentam uma perda de 0,2 dB/km para transmissões em  $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$ , o que pode ser considerado, a primeira vista, um valor muito baixo, porém, para uma transmissão de 1000 km, por exemplo, há uma perda de 200 dB, o que inviabiliza a comunicação, pois o nível de potência do sinal recebido pode ficar tão baixo que sua distinção com o ruído é impossibilitada.

**Figura 8 – Perdas na fibra em função do comprimento de onda.**



Fonte: Agrawal (2010).

Para implementar um controle de perdas de potência do sinal, utiliza-se o amplificador óptico. Este dispositivo amplifica o sinal na fibra, compensando as perdas de potência durante a propagação, aplicando um ganho limitado a uma certa banda, por isso é importante a escolha correta do amplificador de acordo com as taxas de transmissão utilizadas (OKAMOTO, 2006). Entre os tipos de amplificador, destaca-se o amplificador de fibra dopada com érbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier* - EDFA).

Em geral, sistemas ópticos de transmissão são compostos de diversos trechos de fibra intercalados com amplificadores ópticos para compensar as perdas, porém, o EDFA não somente amplifica o sinal como também lhe acrescenta ruído óptico, o que pode comprometer sua recepção. Denominado ruído de emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission* - ASE), este ruído é modelado como um processo gaussiano branco com densidade espectral de potência  $N_{ASE}$  dada na equação (2.15), em que  $G_{lin}$  é o ganho linear do amplificador,  $h$  a constante de Planck,  $F_c$  a frequência central da portadora óptica e  $n_{sp}$  o fator de emissão espontânea.

$$N_{ASE} = (G_{lin} - 1)hF_c n_{sp} \quad (2.15)$$

$$n_{sp} = \frac{G_{lin}F_n - 1}{2 \cdot (G_{lin} - 1)} \quad (2.16)$$

em que  $n_{sp}$  depende da figura de ruído  $F_n$ , definida como a razão entre a relação sinal-ruído óptica (*Optical Signal to Noise Ratio* - OSNR) do sinal antes e depois da amplificação. Matematicamente, a OSNR é definida na equação (2.17), em que  $P_s$  é a potência média do sinal e  $B_{ref}$  a banda de referência (em geral, adota-se  $B_{ref} = 12,5$  GHz) (ESSIAMBRE *et al.*, 2012).

$$OSNR = \frac{P_s}{2N_{ASE}B_{ref}} \quad (2.17)$$

### 2.1.3 Receptor óptico

A parte final do sistema óptico é o receptor, onde deve ocorrer a conversão optoeletrônica do sinal, e o posterior processamento dos bits de informação. Entre os componentes do receptor estão o fotodiodo, circuitos de filtros RF e de amplificadores, além dos sistemas digitais para o processamento dos dados.

O componente que converte o sinal do regime óptico para o elétrico é o fotodiodo, com destaque para o tipo PIN, o qual consiste basicamente em duas camadas de semicondutores dopados do tipo P e N separadas por uma camada de semicondutor intrínseco. Estando a junção inversamente polarizada, no momento em que o sinal óptico atinge o semicondutor central, os fótons acabam por gerar pares elétron-lacunas, e, devido à ação do campo, o elétron é enviado para a região N e a lacuna para a P, configurando uma corrente reversa, a qual a de ser diretamente proporcional à potência óptica aplicada, permitindo assim que a conversão optoeletrônica aconteça (AGRAWAL, 2010).

A relação entre a corrente gerada e a potência óptica aplicada é a chamada responsividade  $R$  [A/W], e esta depende do comprimento de onda do sinal e da eficiência quântica  $\eta$ , dada como a razão entre a quantidade de pares elétron-lacuna e o número de fótons que os geraram. Outro parâmetro importante do fotodiodo é a sua banda de operação, visto que este atua como um filtro passa-baixa, eliminando as frequências acima de  $B_r$  [Hz].

A expressão da corrente elétrica na saída do fotodiodo é dada pela equação (2.18), em que  $E(t)$  é o campo elétrico do sinal recebido e  $i_n(t)$  a corrente devido ao ruído presente na

fotodeteccção.

$$i_{PD}(t) = I_{PD}(t) + i_n(t) = R \cdot |E(t)|^2 + i_n(t) \quad (2.18)$$

A partir desta corrente que o fotodiodo detecta a envoltória do sinal, havendo a necessidade de que o sinal óptico transmitido seja sempre maior/igual a 0 em um esquema de detecção direta. O ruído é um dos fatores que mais afeta no desempenho da fotodeteccção, e podemos classificá-lo de acordo com sua origem em duas classes:

- **Ruído térmico:** proveniente da agitação térmica dos elétrons presentes nos circuitos eletrônicos do receptor, esse tipo de ruído pode ser modelado como um processo gaussiano estacionário de média nula e densidade espectral de potência:

$$S_T(f) = \frac{2k_b T}{R_L} \quad (2.19)$$

em que  $T$  a temperatura dos circuitos,  $R_L$  a resistência de carga externa e  $k_b$  a constante de Boltzmann (AGRAWAL, 2010). Sendo  $B_r$  a banda do receptor, a potência do ruído térmico é calculada como:

$$\sigma_T^2 = \int_{-B_r}^{B_r} S_T(f) df = \frac{4k_b T B_r}{R_L} \quad (2.20)$$

- **Ruído de disparo:** os fótons captados no fotodiodo chegam de acordo com uma distribuição discreta de Poisson, e, devido a flutuações na quantidade de fótons recebidos, surge o ruído de disparo (ou quântico) (AGRAWAL, 2010). Para um nível de potência óptica recebida mais elevado, pode-se modelar esse ruído como gaussiano, de modo que a densidade espectral de potência segue a expressão:

$$S_s(f) = q\bar{I}_{PD} = q \cdot \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E[I_{PD}(t)] dt \quad (2.21)$$

em que  $q$  é a carga elétrica fundamental. A potência do ruído de disparo é então:

$$\sigma_s^2 = \int_{-B_r}^{B_r} S_s(f) df = 2q\bar{I}_{PD}B_r \quad (2.22)$$

É importante também acrescentar a esta equação a corrente de escuro  $I_d$ , corrente reversa presente mesmo quando não há incidência de fótons no fotodiodo, assim:

$$\sigma_s^2 = 2q(\bar{I}_{PD} + I_d)B_r \quad (2.23)$$

## 2.2 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS ORTOGONAIS

Nos sistemas de comunicação tradicionais, é comum que a informação seja modulada em uma única portadora, sendo utilizadas outras de frequências distintas quando se deseja enviar sinais em outro canal, estando essas portadoras bem espaçadas o suficiente para que o espectro de uma não interfira no da outra. Esse modelo de transmissão é conhecido como Multiplexação por Divisão de Frequência (*Frequency Division Multiplexing* - FDM), e traz como principal vantagem a simplicidade de implementação, porém, em alguns casos tais sistemas possuem baixa eficiência espectral devido à alta ocupação de banda (PROAKIS; SALEHI, 2008).

Uma alternativa a esse modelo é a modulação multiportadora, na qual a informação é paralelizada e enviada de forma separada em várias portadoras que não necessitam estar separadas por um intervalo de guarda, e para que isso seja possível, tais portadoras devem ser ortogonais entre si. A esse tipo de sistema é que chamamos de OFDM.

Na Figura 9, temos a representação de um transmissor OFDM convencional. A informação, após ser paralelizada, passa a ter uma taxa de bits  $R_n = R_b/N_s$ , em que  $N_s$  é o número de subportadoras utilizadas na transmissão, e, considerando  $T$  o tempo de símbolo antes da paralelização, o tempo de símbolo OFDM deverá ser  $T_s = N_s T$ . Cada símbolo desse bloco  $[X_0, X_1, \dots, X_{N_s-1}]$  passa então por um filtro formatador de pulso  $g_T(t)$ , e depois é multiplicado por um conjunto de portadoras de frequência  $f_k$ , que obedece a condição de ortogonalidade abaixo:

$$\int_0^T \cos(2\pi f_n t + \phi_n) \cos(2\pi f_m t + \phi_m) dt = 0, \text{ se } f_n - f_m = \frac{k}{T}, k = 1, 2, 3, \dots, N_s \quad (2.24)$$

Considerando o pulso  $g_T(t) = \text{rect}(t/T_s)$ , o sinal OFDM terá a seguinte forma:

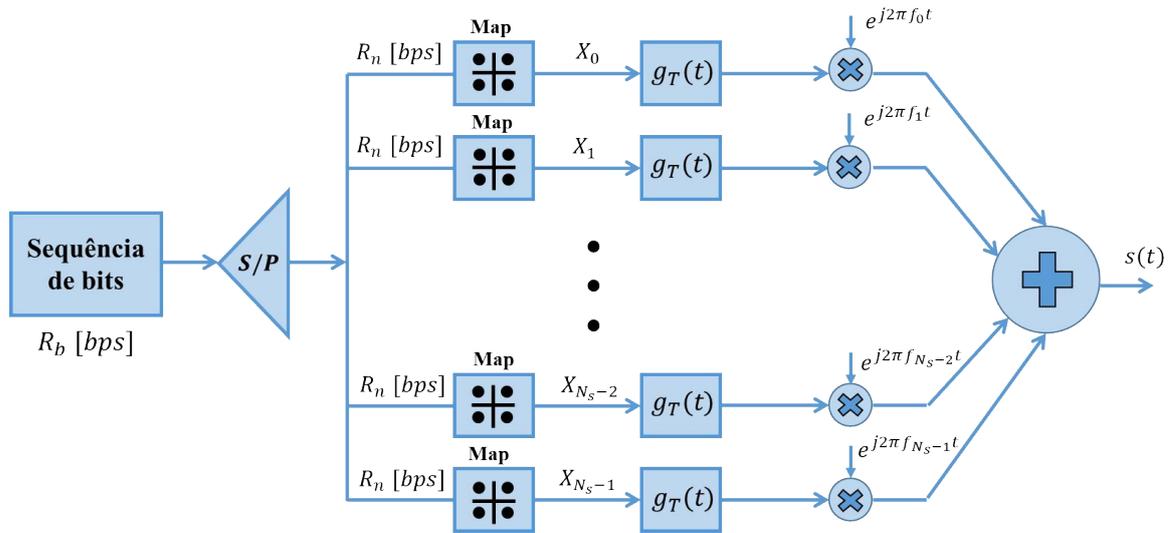
$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} X_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.25)$$

Caso o sinal  $s(t)$  seja discretizado em intervalos  $t = nT = nT_s/N_s$ , e lembrando que  $f_k = k/T_s$ , chega-se em um resultado interessante exibido na equação (2.26): o sinal OFDM discreto é a IDFT aplicada ao conjunto de símbolos  $X_k$  (o termo  $1/\sqrt{N_s}$  é adicionado por convenção) (ARMSTRONG, 2009).

$$s[n] = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{k=0}^{N_s-1} X_k e^{j\frac{2\pi kn}{N_s}} \quad (2.26)$$

No geral, o sinal OFDM em banda base no domínio do tempo é complexo. Porém, pode-se aproveitar as propriedades da IDFT para gerar um sinal puramente real, bastando estabe-

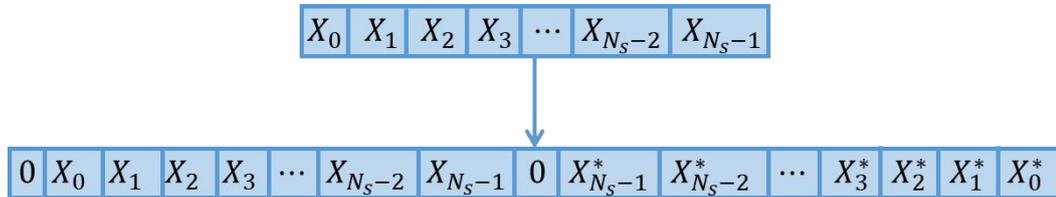
**Figura 9 – Transmissor elementar de um sistema OFDM.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

lecer uma simetria hermitiana no bloco de símbolos OFDM antes da transformada (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008). Tal simetria está descrita na Figura 10.

**Figura 10 – Simetria hermitiana aplicada em um bloco de símbolos OFDM.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

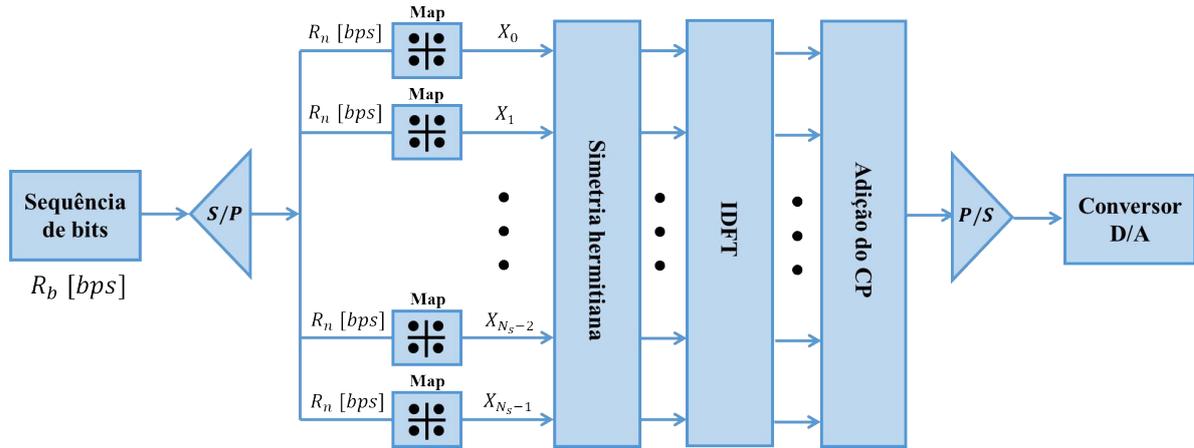
Neste caso, os blocos de IDFT devem ter um tamanho  $N_{IDFT} = 2N_s + 2$ . O sinal OFDM  $s(t)$  tem então a forma seguinte:

$$s(t) = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{N_{IDFT}-1} X_k e^{j2\pi f_k t} \right\} = \sum_{k=0}^{N_{IDFT}-1} \left[ \Re[X_k] \cos\left(\frac{2\pi k t}{T_s}\right) - \Im[X_k] \sin\left(\frac{2\pi k t}{T_s}\right) \right] \quad (2.27)$$

É usual também a adição de uma banda de guarda aos símbolos transmitidos chamada de prefixo cíclico. O processo consiste em adicionar ao começo do pacote (já processado pelo bloco IDFT)  $G$  símbolos redundantes  $[X_{N_{IDFT}-G}, X_{N_{IDFT}-G-1}, \dots, X_{N_{IDFT}-1}]$ , logo, o conjunto  $[X_{N_{IDFT}-G}, \dots, X_{N_{IDFT}-1}, X_0, X_1, \dots]$  será transmitido (ARMSTRONG, 2009), isso com o intuito de prevenir as interferências intersimbólica e entre portadoras.

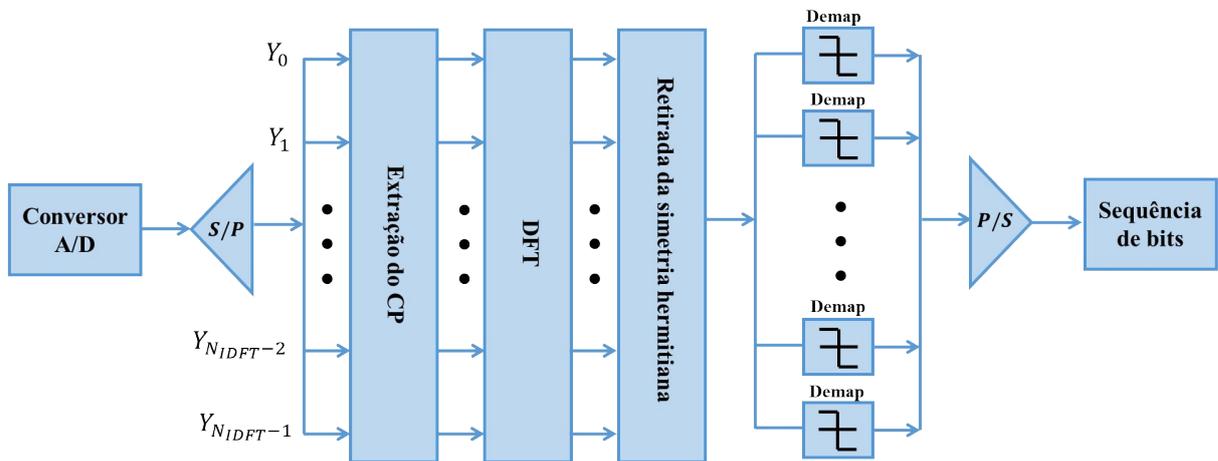
No receptor OFDM ocorrerão basicamente as operações inversas do transmissor: extração do prefixo cíclico, aplicação da operação inversa da IDFT (DFT), e retirada da simetria hermitiana, obtendo os blocos de símbolos originais que serão então demapeados e processados.

**Figura 11 – Transmissor OFDM convencional.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 12 – Receptor OFDM convencional.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

O OFDM convencional garante uma transmissão com maior eficiência espectral, com boa resiliência a problemas de interferência intersimbólica (devido ao prefixo cíclico) e também forma um esquema fácil de equalizar (ao longo do trabalho será detalhado um desses métodos) e de estimar os efeitos do canal. Apesar dessas vantagens, o OFDM tem como principal defeito a alta variação temporal da amplitude do seu sinal, o que pode instigar efeitos não-lineares em amplificadores ou mesmo no próprio canal, degradando a transmissão. Uma figura de mérito que mede esse efeito é a PAPR, definida como (SANTOS *et al.*, 2022):

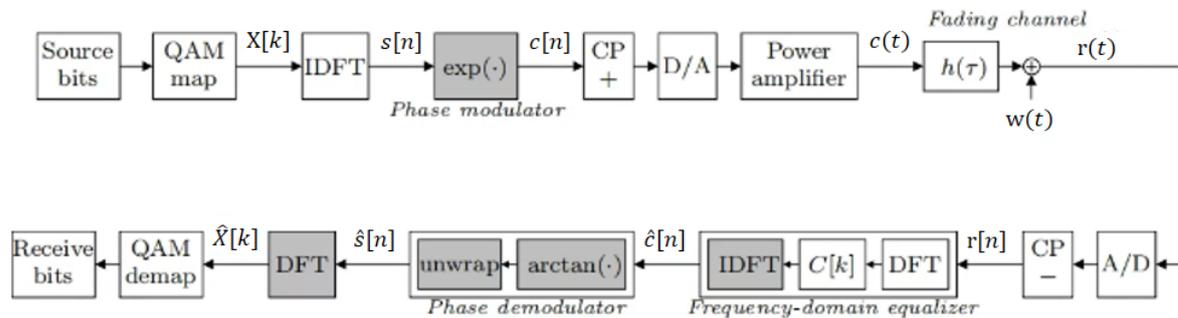
$$PAPR = \max_{0 < t < T} \frac{|s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad (2.28)$$

Sinais de alta PAPR possuem como principal característica a presença de muitos picos, e, no caso do OFDM, esse perfil é resultado da soma das múltiplas senóides no domínio do tempo (SILVA, 2011).

## 2.2.1 OFDM em envelope constante

Com o intuito de atenuar a degradação do sinal OFDM causada pela sua alta PAPR, foram propostas diversas técnicas, tais como clipagem e janelamento de pico, adição de pré-distorções, códigos corretores etc. (ZHANG *et al.*, 2021). Dentre essas, uma que se destaca pela simplicidade é o OFDM com envelope constante (*Constant Envelope OFDM - CE-OFDM*), a qual consegue, por meio de uma modulação em fase, reduzir a PAPR do sinal a seu valor mínimo.

**Figura 13 – Estrutura original do transmissor e receptor CE-OFDM.**



Fonte: Adaptado de Thompson et al. (2008).

Proposta por Thompson et al. (2008), essa técnica se diferencia do OFDM convencional por enviar o sinal  $s(t)$ , da equação (2.27), na fase de  $c(t)$ , em que  $h$  é o índice de modulação de fase e  $A$  a amplitude do sinal transmitido.

$$c(t) = Ae^{j2\pi h \cdot s(t)} \quad (2.29)$$

Por ser uma exponencial complexa, o sinal  $c(t)$  tem uma potência constante e uma PAPR de 0 dB, diferentemente de  $s(t)$ , que, por ser oriundo de uma operação de IDFT, possui valores de PAPR > 11 dB. O receptor desse sistema, exibido na Figura 13, tem uma complexidade maior devido a um trecho de demodulação de fase adicional, o qual inclui um bloco de extração de fase com a função  $\arctan(\cdot)$ , e um bloco  $\text{unwrap}(\cdot)$  para retirada de descontinuidades da fase.

Apesar da redução da PAPR ser uma grande vantagem desse sistema, vem atrelado a isso a redução da eficiência espectral da transmissão, visto que sinais CE-OFDM possuem uma banda maior do que o OFDM convencional, além disso, esses sinais sofrem com um efeito de limiar em seu desempenho, já que necessitam de uma SNR mínima razoavelmente alta para uma boa performance (AHMED *et al.*, 2012).

### 2.2.2 OFDM óptico em detecção direta

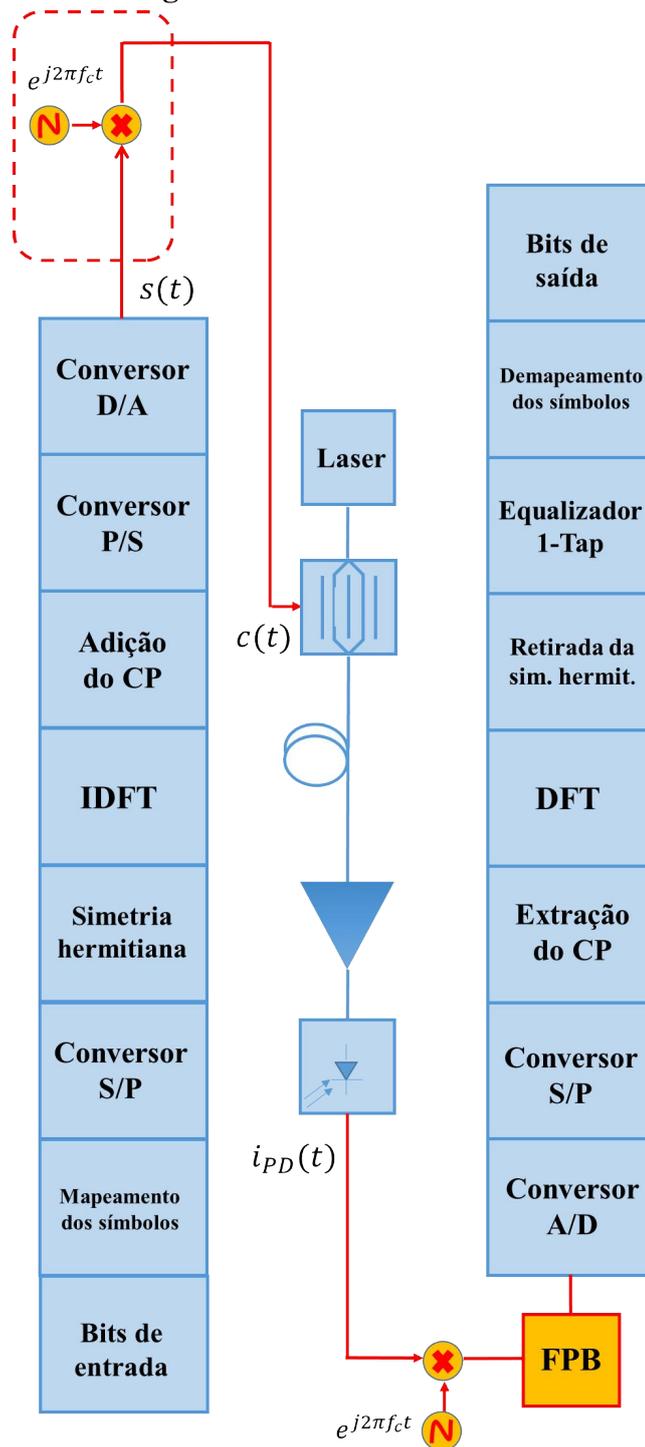
O OFDM é uma técnica já bem consolidada na área de comunicações sem-fio, visto sua capacidade de se sobrepôr aos efeitos negativos da transmissão em canais de multipercurso. Nos últimos anos, foi crescente o interesse de pesquisadores em investigar a aplicação de esquemas OFDM também em sistemas ópticos visando as vantagens prometidas pela modulação multiportadora (ZHANG *et al.*, 2021).

A adaptação do OFDM em um esquema óptico de detecção direta é o chamado DDO-OFDM. Assim como em sistemas IM/DD convencionais, é enviado para a fibra um sinal juntamente com uma portadora óptica, o que permite que no receptor haja a detecção de envoltória pelo fotodiodo. Diferentemente dos sistemas com detecção direta comuns, o DDO-OFDM permite a transmissão de constelações mais complexas, isso sem a adição de moduladores extras ou de lasers osciladores locais (como em sistemas coerentes), movendo a complexidade da transmissão e recepção do domínio elétrico/óptico para o digital (ARMSTRONG, 2009).

Outro ponto importante que justifica o interesse no OFDM óptico é a possibilidade de lidar com o problema da dispersão a partir da estimação e posterior equalização do canal, eliminando a necessidade de métodos mais complicados como a adição de fibras compensadoras. A estimação do canal também permite ao projetista verificar quais subportadoras estão sendo mais ou menos degradadas, sendo possível aproveitar melhor as faixas de frequência disponíveis baseado nesse critério. Apesar dessas vantagens, a alta PAPR do DDO-OFDM é um empecilho, visto que efeitos não-lineares podem ser excitados na fibra e no modulador, degradando a qualidade do sinal.

Há várias arquiteturas de implementação para o DDO-OFDM, e na Figura 14 é apresentada a escolhida para este trabalho. Após a geração do sinal OFDM, este modula em amplitude uma portadora de frequência  $f_c$ , o que vai distanciar o espectro original da portadora óptica, criando uma banda de guarda nessa zona. Isso justifica-se pelo cuidado de evitar os efeitos da distorção de intermodulação (*Intermodulation Distortion* - IMD) ocasionadas pela modulação óptica, sendo que outros modelos de DDO-OFDM implementam essa banda de guarda zerando as subportadoras próximas à portadora óptica (SILVA, 2011).

Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 2.2.3 OFDM óptico em detecção direta com envelope constante

A adaptação do sistema CE-OFDM, descrito na seção 2.2.1, para um sistema óptico é o chamado CE-DDO-OFDM, e na Figura 15, vemos o diagrama de blocos desse esquema. O sinal OFDM real, equação (2.27), modula agora a fase de uma portadora, portanto, o sinal que entra no modulador de Mach-Zehnder é  $c(t)$ , em que  $h$  é o parâmetro de modulação de fase,  $A$  a

amplitude do sinal e  $f_c$  a frequência central da portadora elétrica.

$$c(t) = A \cos(2\pi f_c t + 2\pi h \cdot s(t)) \quad (2.30)$$

A partir da equação (2.4), podemos obter a expressão da amplitude do campo elétrico na saída do MZM, em que  $P_{in}$  é a potência oriunda do laser, e  $f_0$  a frequência central da portadora óptica (SANTOS *et al.*, 2022).

$$E_{MZM}(t) = \sqrt{P_{in}} \cos(2\pi f_0 t) \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) \quad (2.31)$$

Simplificando a influência do canal, desprezando os efeitos da dispersão e da não-linearidade, e também atribuindo como fonte de ruído dominante a oriunda da amplificação, modelado como um ruído gaussiano branco  $n(t) = n_i(t) \cos(2\pi f_0 t) - n_q(t) \sin(2\pi f_0 t)$ , podemos calcular analiticamente uma expressão para a corrente elétrica na saída do fotodiodo. Como descrito na seção 2.1.3, o fotodiodo é um dispositivo de resposta quadrática, portanto, sendo  $G_A$  o ganho de amplificação, a corrente do fotodiodo a de ser proporcional ao quadrado do campo  $E_{PD}(t)$  que este recebe:

$$\begin{aligned} E_{PD}^2(t) &= (\sqrt{G_A} \cdot E_{MZM}(t) + n(t))^2 = G_A \cdot P_{in} \cos^2(2\pi f_0 t) \cos^2\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) + \\ &+ n_i^2(t) \cos^2(2\pi f_0 t) + n_q^2(t) \sin^2(2\pi f_0 t) - 2n_i(t)n_q(t) \cos(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_0 t) + \\ &+ 2n_i(t) \cdot \sqrt{G_A P_{in}} \cos^2(2\pi f_0 t) \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) - 2n_q(t) \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) \cdot \\ &\cdot \sqrt{G_A P_{in}} \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

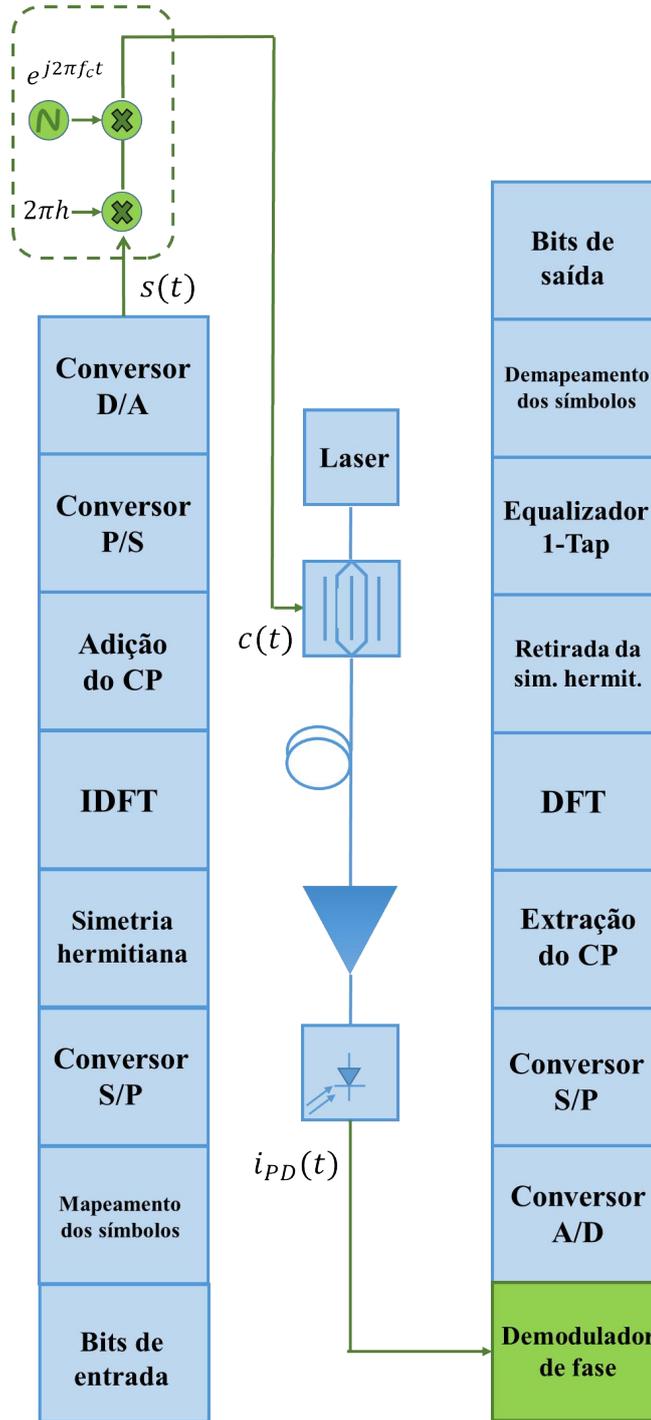
Utilizando algumas identidades trigonométricas<sup>1</sup>, e depois eliminando os termos de altas frequências, filtrados pela banda do fotodetector, a corrente pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} i_{PD}(t) &= \frac{R \cdot G_A \cdot P_{in}}{2} \cos^2\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) + n_i(t)R \cdot \sqrt{G_A P_{in}} \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) \\ &+ R \frac{n_i^2(t) + n_q^2(t)}{2} = \frac{R \cdot G_A \cdot P_{in}}{4} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi}(c(t) + V_b)\right)\right) + n_i(t)R \cdot \sqrt{G_A P_{in}} \cdot \\ &\cdot \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) + V_b)\right) + R \frac{n_i^2(t) + n_q^2(t)}{2} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Na sequência, utiliza-se a expansão de Taylor de primeira ordem da função  $\cos(af(t) + b) \approx \cos(b) - af(t) \sin(b)$ , assim:

<sup>1</sup>  $\sin^2(x) = \frac{1 - \cos(2x)}{2}$ ,  $\cos^2(x) = \frac{1 + \cos(2x)}{2}$ ,  $2 \sin(x) \cos(x) = \sin(2x)$

Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema CE-DDO-OFDM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\begin{aligned}
 i_{PD}(t) = & \frac{R \cdot G_A \cdot P_{in}}{4} \left( 1 + \cos\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right) - \frac{\pi c(t)}{V_\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right) \right) + n_i(t) R \cdot \sqrt{G_A P_{in}} \cdot \\
 & \cdot \left( \cos\left(\frac{\pi V_b}{2V_\pi}\right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_b}{2V_\pi}\right) \right) + R \frac{n_i^2(t) + n_q^2(t)}{2} = \frac{R \cdot G_A \cdot P_{in}}{4} \left( 1 + \cos\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right) \right) + \\
 & + R \frac{n_i^2(t) + n_q^2(t)}{2} + K_1 \cos(2\pi f_c t + 2\pi h s(t)) + K_2(t) n_i(t)
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

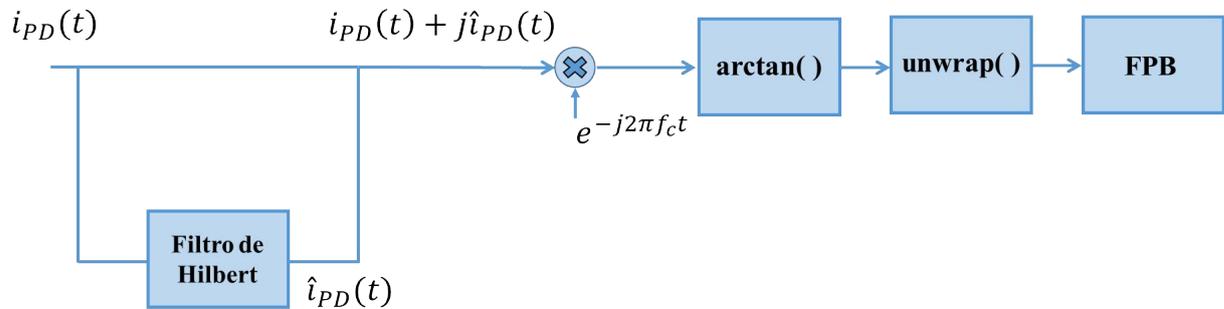
Filtrando o nível DC e desprezando  $n_i(t)$  e  $n_q(t)$  frente à portadora elétrica, podemos escrever a expressão final da corrente  $i_{PD}(t)$  como:

$$i_{PD}(t) = K_1 \cos(2\pi f_c t + 2\pi h \cdot s(t)) + K_2(t)n_i(t) \quad (2.35)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = \frac{A \cdot R \cdot G_A \cdot P_{in} \pi \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right)}{4V_\pi} \\ K_2(t) = R \sqrt{G_A P_{in}} \cdot \left( \cos\left(\frac{\pi V_b}{2V_\pi}\right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_b}{2V_\pi}\right) \right) \end{array} \right. \quad (2.36)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = \frac{A \cdot R \cdot G_A \cdot P_{in} \pi \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right)}{4V_\pi} \\ K_2(t) = R \sqrt{G_A P_{in}} \cdot \left( \cos\left(\frac{\pi V_b}{2V_\pi}\right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi V_b}{2V_\pi}\right) \right) \end{array} \right. \quad (2.37)$$

**Figura 16 – Demodulador de fase.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 16, temos o diagrama de blocos do demodulador de fase do sistema CE-DDO-OFDM. Seu funcionamento é baseado na propriedade da transformada de Hilbert em que  $\mathbb{H}\{\cos(\omega t + \phi(t))\} \approx \sin(\omega t + \phi(t))$  para  $\omega \gg \phi(t)$

$$\begin{aligned} (i_{PD}(t) + j\hat{i}_{PD}(t)) \cdot e^{-j2\pi f_c t} &= (K_1 \cos(2\pi f_c t + 2\pi h \cdot s(t)) + K_2(t)n_i(t)) + j(K_1 \operatorname{sen}(2\pi f_c t + \\ &+ 2\pi h \cdot s(t)) + \mathbb{H}\{K_2(t)n_i(t)\}) \cdot e^{-j2\pi f_c t} = K_1 \cos(2\pi h \cdot s(t)) + \\ &+ K_2(t)n_i(t) \cos(2\pi f_c t) + \mathbb{H}\{K_2(t)n_i(t)\} \operatorname{sen}(2\pi f_c t) + \\ &j[K_1 \operatorname{sen}(2\pi h \cdot s(t)) - K_2(t)n_i(t) \operatorname{sen}(2\pi f_c t) + \\ &+ \mathbb{H}\{K_2(t)n_i(t)\} \cos(2\pi f_c t)] = N(t) + jD(t) \end{aligned} \quad (2.38)$$

As partes real e imaginária do sinal resultante são encaminhadas para o bloco  $\arctan()$ , resultando no seguinte sinal:

$$\hat{s}(t) = \arctan\left(\frac{N(t)}{D(t)}\right) \quad (2.39)$$

$$\begin{cases} N(t) = K_1 \sin(2\pi h \cdot s(t)) - K_2(t)n_i(t) \sin(2\pi f_c t) + \mathbb{H}\{K_2(t)n_i(t)\} \cos(2\pi f_c t) & (2.40) \\ D(t) = K_1 \cos(2\pi h \cdot s(t)) + K_2(t)n_i(t) \cos(2\pi f_c t) + \mathbb{H}\{K_2(t)n_i(t)\} \sin(2\pi f_c t) & (2.41) \end{cases}$$

No caso em que o ruído é inexistente ( $n_i(t) = 0$ ), então  $\hat{s}(t) = 2\pi h \cdot s(t)$ , como esperado. O bloco *unwrap* é útil para a retirada de ambiguidades na fase detectada quando seu valor ultrapassa  $\pm\pi$  rad. Por fim, o sinal passa por um filtro passa-baixa para a diminuição do impacto de ruído de mais alta frequência.

### 3 METODOLOGIA

Nesta seção, detalha-se a metodologia aplicada no desenvolvimento das simulações do sistemas OFDM ópticos implementados, de acordo com o que foi traçado nos objetivos da seção 1.1.2.

As atividades desenvolvidas no presente trabalho consistem em simulações numéricas realizadas na linguagem de programação *Python*, no ambiente computacional *Jupyter Notebook*. No repositório disponível em <[https://github.com/daniel7fontes/TCC\\_OFDM\\_ComOpt](https://github.com/daniel7fontes/TCC_OFDM_ComOpt)> e nos anexos A, B e C está apresentada a coleção de códigos desenvolvida, e, nas próximas subseções serão explicados os principais pontos que nortearam sua escrita.

Foram implementados tanto o esquema CE-DDO-OFDM como o DDO-OFDM, a título de comparação do desempenho de ambos sob um canal com ruído gaussiano branco aditivo (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*) e um canal óptico. A implementação da DFT foi realizada com funções do algoritmo da transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*).

O ponto de partida inicial foi a elaboração de funções que implementassem um sistema OFDM convencional, em seguida, estas foram acopladas a outros modelos numéricos para simulação do transmissor, do receptor e do canal de um sistema OFDM óptico. Além de tais códigos, foram utilizadas um conjunto de funções de diferentes pacotes e de bibliotecas disponíveis em *Python*: para a análise e coleta de dados, e também computação científica, foram aplicados módulos das bibliotecas *numpy* (HARRIS *et al.*, 2020) e *scipy* (VIRTANEN *et al.*, 2020), já para a visualização e construção de gráficos e figuras a *matplotlib* (HUNTER, 2007) e *SciencePlots* (GARRETT, 2021), e, por fim, para a modelagem dos componentes ópticos e formatação dos sinais digitais foi importante o pacote *OptiCommpy* (SILVA; HERBSTER; MATRES, 2022).

#### 3.1 MODELO DO TRANSMISSOR ÓPTICO

O modelo do transmissor óptico elaborado para a simulação, presente no Anexo B, inicia com a geração de uma sequência aleatória de bits, que logo é mapeada em símbolos de uma constelação M-QAM, e tal conjunto de símbolos é então normalizado e encaminhado para o módulo responsável pela modulação OFDM (Anexo A). Neste bloco ocorre a paralelização dos símbolos M-QAM em vários quadros de comprimento igual ao tamanho da IFFT com o tamanho do prefixo cíclico, depois a eles são acopladas as portadoras piloto de forma igualmente

espaçadas, em seguida, é aplicada a simetria hermitiana e a IFFT, adicionado o prefixo cíclico e, finalmente, estes símbolos são sequencializados em um único conjunto.

A parte seguinte é a escolha do pulso utilizado na transmissão, e, devido a sua resiliência à interferência intersimbólica, o pulso do tipo cosseno-levantado (*Root-raised cosine - RRC*) foi adotado nas simulações. Sua resposta em frequência e ao impulso estão nas equações (3.1) e (3.2), com destaque para o fator de *roll-off*  $0 < \alpha < 1$ , que, quando aumenta, eleva também a atenuação dos lóbulos laterais mas também a largura de banda do sinal (PROAKIS; SALEHI, 2008).

$$H(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\}, & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$h(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T) \cos(\pi \alpha t/T)}{\pi t/T \sqrt{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}} \quad (3.2)$$

Antes da formatação do pulso, os símbolos OFDM passam por um aumento na taxa de amostragem (*upsampling*) a depender da quantidade de amostras por símbolo (*Samples per Symbol - SpS*) desejada, passando em seguida pelo filtro formatador de pulso para originar a representação do sinal no domínio analógico.

Este sinal será aplicado no bloco do MZM, mas, caso o esquema seja CE-DDO-OFDM, ele deve antes modular a fase de uma portadora elétrica de frequência  $f_c$  e amplitude  $A$ . Caso o sistema for DDO-OFDM, o sinal modula então a amplitude desta mesma portadora, mas desta vez multiplicada por um ganho  $g$ , como ilustrado na Figura 18d. Após isso, o sinal é encaminhado ao canal.

### 3.2 MODELO DO CANAL

Na seção 2.1.2, foi vista uma série de impactos que o canal óptico confere ao sinal que por ele se propaga, tais como dispersão, perdas e não-linearidades. Matematicamente, pode-se expressar a influência destes efeitos em um pulso  $A(z, t)$  que se propaga na fibra por meio da equação não-linear de Schrödinger (*Nonlinear Schrödinger equation - NLSE*), equação (3.3), sendo  $\beta_2 = \frac{\partial \beta}{\partial \omega}$  relacionada à dispersão,  $\alpha$  o coeficiente de perda,  $\gamma$  o coeficiente de

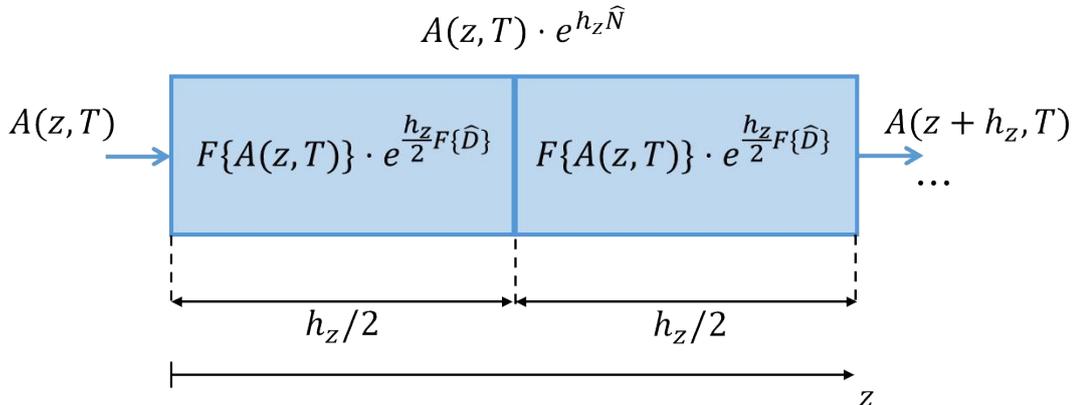
não-linearidade, e  $T = t - z/v_g$  (AGRAWAL, 2010).

$$j \frac{\partial A(z, T)}{\partial z} + \frac{j\alpha}{2} A(z, T) - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(z, T)}{\partial T^2} + \gamma |A|^2 A(z, T) = 0 \quad (3.3)$$

Por ser uma equação diferencial parcial não-linear, não é possível obter sua solução geral analítica, sendo necessária a aplicação de um método numérico para tal. O algoritmo utilizado neste trabalho para a solução da equação (3.3) é o *Split-Step Fourier* (SSF), o qual tem como princípio a subdivisão do enlace de fibra em várias partes relativamente pequenas de comprimento  $h_z$ , de modo que em cada etapa desta os efeitos lineares e não-lineares possam ser considerados separadamente. Para um melhor entendimento, reescrevamos a equação (3.3) em função dos operadores  $\hat{N}$  e  $\hat{D}$ , definidos como:

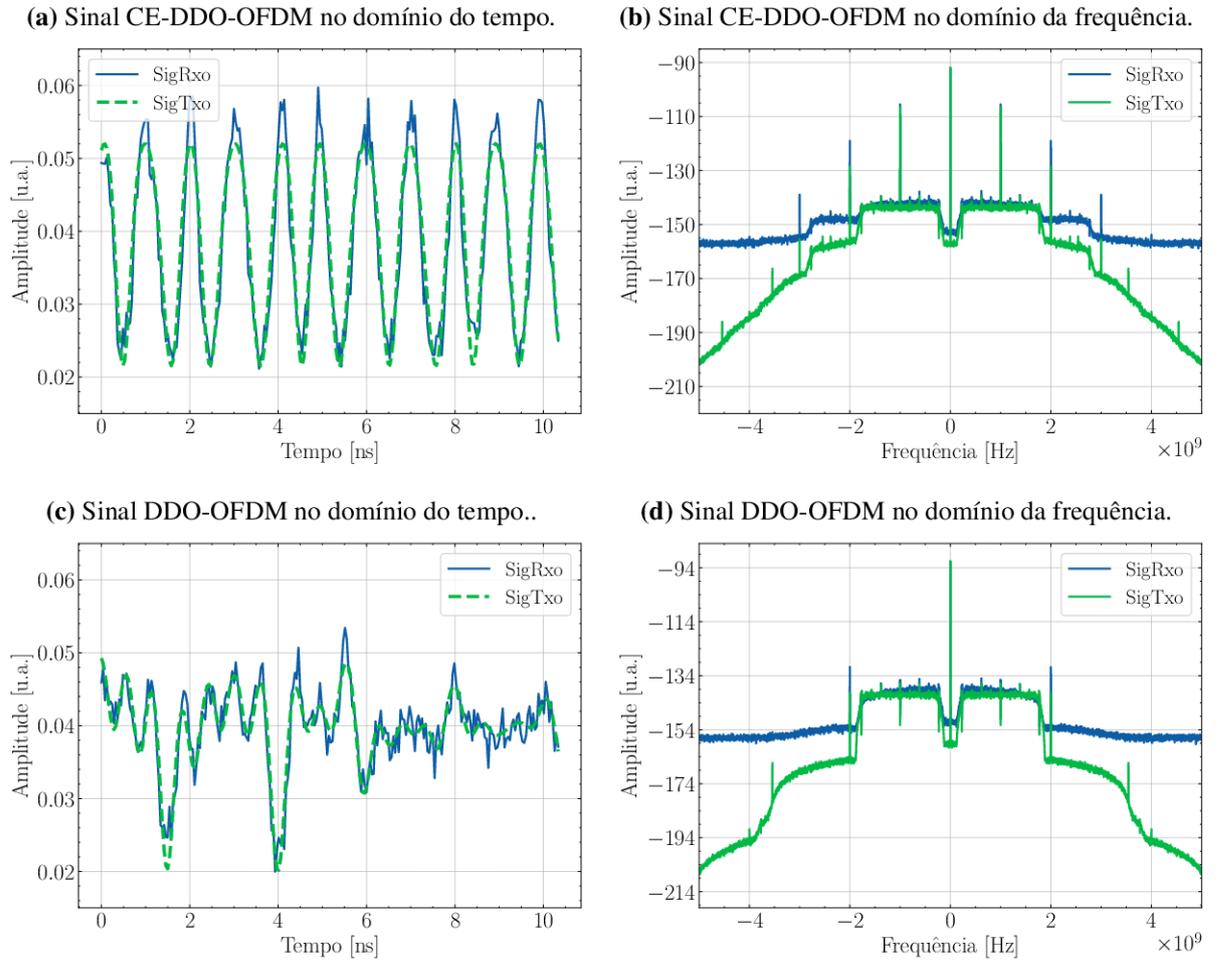
$$\frac{\partial A(z, T)}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A(z, T) \rightarrow \begin{cases} \hat{D} = -\frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} \\ \hat{N} = j\gamma |A|^2 \end{cases} \quad (3.4)$$

**Figura 17 – Ilustração do método SSF aplicado a um trecho de fibra.**



Ao desprezarmos um dos operadores, a equação é simplificada e passa a ter uma solução exponencial. Em parte do intervalo  $h_z$ , despreza-se o operador não-linear  $\hat{N}$ , e calcula-se a solução de  $A(z, T)$  no domínio da frequência, em seguida, retorna-se ao domínio do tempo, e calcula-se a expressão ignorando o operador linear  $\hat{D}$ . O processo é repetido até atingir o comprimento do enlace desejado. Na Figura 18, são exibidos os perfis típicos dos sinais CE e DDO-OFDM no domínio do tempo e da frequência, antes (sigTxo) e depois (sigRxo) de 1000 km de fibra, obtidos a partir do método SSF.

Além do canal óptico, um canal AWGN é utilizado para análises *Back-to-Back* (B2B), ou seja, apenas com os modelos do transmissor e do receptor óptico sem a fibra, sendo tal estudo útil na avaliação dos efeitos da modulação óptica, podendo-se controlar a potência

**Figura 18 – Sinais ópticos típicos transmitidos e recebidos.**

Fonte: Elaborada pelo autor.

de ruído ( $\sigma^2$ ) aplicado a partir da especificação da relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR), da frequência de amostragem  $F_a$ , da banda do sinal  $B$  e de sua potência média  $P_{sig}$ :

$$\sigma^2 = \frac{F_a P_{sig}}{B SNR_{lin}} \quad (3.5)$$

### 3.3 MODELO DO RECEPTOR ÓPTICO

O modelo do receptor implementado simula tanto a detecção pelo fotodiodo como também a demodulação dos símbolos OFDM. Na primeira etapa, um bloco representando o fotodetector coleta o sinal da fibra, e retorna o sinal conforme a equação (2.35) acrescida do ruído térmico e de disparo, modelados como ruídos gaussianos, além disso, um filtro passa-baixa é aplicado representando o efeito de atenuação das altas frequências de um fotodetector.

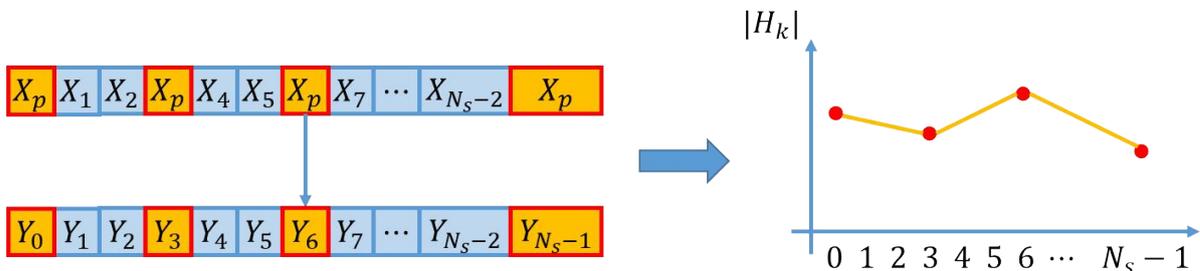
O sinal é então normalizado e tem seu nível DC extraído. Após isso, caso o esquema de transmissão seja CE-DDO-OFDM, a demodulação de fase ocorre conforme o esquema da

Figura 16, em seguida, o sinal passa por filtro casado com o intuito de garantir a melhor SNR possível na recepção (PROAKIS; SALEHI, 2008). Caso o sinal seja DDO-OFDM, este é multiplicado por uma portadora de mesma frequência, e depois filtrado pelo filtro casado.

A próxima etapa consiste no processo na redução da taxa de amostragem (*downsampling*) a uma amostra por símbolo. Esse conjunto de amostras é então enviado para o demodulador OFDM, onde novamente paraleliza-se a informação em blocos de tamanho  $G + N_{FFT}$  ( $G$  o número de símbolos do prefixo cíclico), depois retira-se o prefixo cíclico de cada bloco e aplica-se a FFT. A simetria hermitiana dos blocos é retirada ao descartarmos a metade inferior dos símbolos de cada bloco.

Na sequência, realiza-se a estimação e a equalização dos efeitos do canal, o que é feito por meio das portadoras piloto que são agrupadas inicialmente nos blocos do transmissor, e que ao chegar no receptor são separadas. No estimador é calculada a razão  $H_k = Y_k/X_p$  para as portadoras piloto, enquanto que a resposta do canal para as outras subportadoras é obtida por meio de uma interpolação linear. A equalização é feita multiplicando os blocos de símbolos  $Y_k$  pelo inverso da função do estimador, corrigindo então modificações de amplitude e de fase ocasionadas pelo canal.

**Figura 19 – Método de estimação do canal.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, métricas de desempenho são calculadas para avaliar a qualidade da transmissão, sendo nesse trabalho utilizadas a taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER) e a SNR. A BER é calculada por meio da comparação direta entre os bits transmitidos e recebidos, sendo calculada como a razão entre o número de bits errados e a quantidade de bits transmitidos, já a SNR é estimada a partir do quociente entre a potência dos símbolos recebidos sobre a diferença entre a potência recebida e transmitida.

## 4 RESULTADOS

Nesta seção, serão apresentados uma série de resultados de desempenho obtidos sob diferentes condições dos sistemas ópticos OFDM, a começar por um estudo inicial da implementação do OFDM tradicional sob um canal AWGN, em seguida com o modelo do CE-OFDM.

Posteriormente, os sistemas CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM são testados em esquemas B2B e com a presença da fibra, sendo analisadas a influência do ruído e da modulação óptica na escolha dos parâmetros, e também o efeito do acúmulo de dispersão cromática e de efeitos não-lineares.

### 4.1 DESEMPENHO EM UM CANAL AWGN

Antes de iniciar o estudo sobre o desempenho do CE-DDO-OFDM em um canal óptico, é fundamental validarmos o funcionamento das funções básicas do modelo OFDM. Para isso, são realizados testes de transmissão e recepção do sinal sob um canal AWGN, seguindo uma configuração de parâmetros a ser repetida nas simulações subsequentes.

#### 4.1.1 OFDM convencional

Seguindo o modelo descrito na seção 2.2, foi transmitido um sinal OFDM real obedecendo a lista de parâmetros detalhados na Tabela 1, adaptada de Santos et al. (2022). A modulação base utilizada na geração dos símbolos originais é do tipo M-QAM.

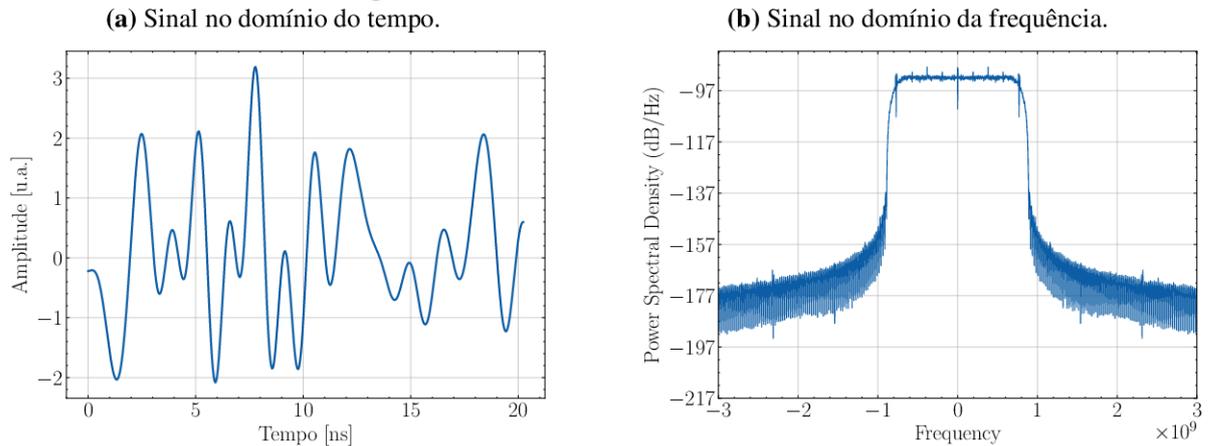
**Tabela 1 – Parâmetros do sinal OFDM transmitido.**

Grandeza	Parâmetro	Valor
Taxa de transmissão	$R_b$	3,0 Gb/s
Núm. de símbolos da const.	$M$	16
Tamanho da FFT	$N_{FFT}$	512
Tamanho do prefixo cíclico	$G$	4
Total de subportadoras	$N_s$	255
Largura de banda	$B_W$	1,54 GHz
Espaçamento entre subportadoras	$\Delta_s$	3,01 MHz
Duração do símbolo OFDM	$T_s$	0,33 $\mu$ s
Duração do prefixo cíclico	$T_g$	2,59 ns

Fonte: Adaptado de Santos et al. (2022).

O pulso escolhido para a transmissão foi do tipo cosseno-levantado, com *roll-off*  $\alpha = 0,15$  e SpS = 16, sendo transmitidos 129.536 bits. Na Figura 20, vemos um trecho do sinal transmitido no domínio do tempo e no da frequência, podendo-se notar que sua amplitude varia bastante, e que também possui um espectro com uma atenuação de  $-50$  dB nos lóbulos laterais.

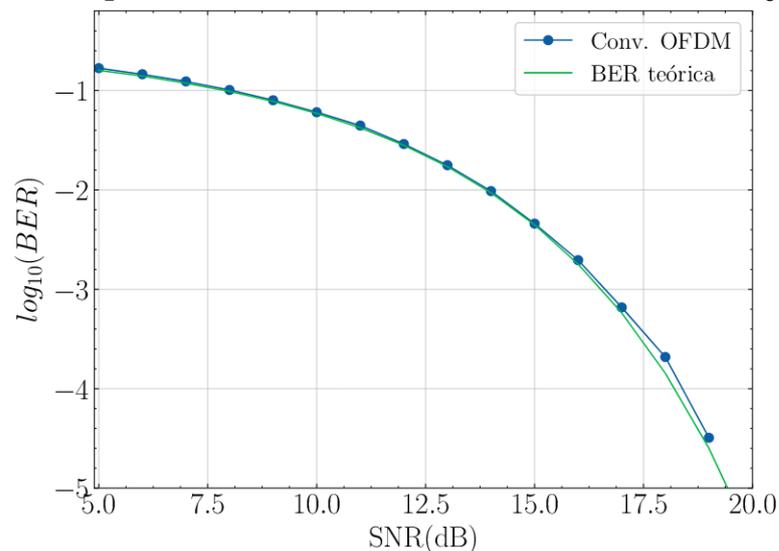
**Figura 20 – Sinal OFDM convencional.**



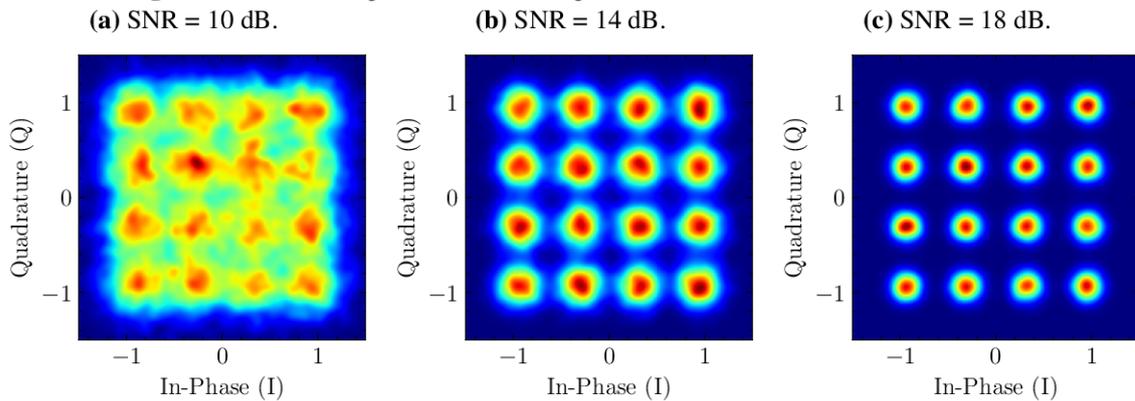
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para esta configuração, foi definida uma simulação em que se controla a SNR do sinal recebido em um canal AWGN. O resultado da BER  $\times$  SNR coincide com o desempenho teórico para a modulação 16-QAM no canal AWGN, evidenciando que os modelos numéricos foram implementados corretamente. Na Figura 22, pode-se notar a evolução da constelação à medida que a SNR muda, inicialmente estando os símbolos recebidos bem espalhados devido à ação do ruído gaussiano, notando-se uma diminuição na dispersão à medida que a SNR aumenta.

**Figura 21 – Desempenho BER  $\times$  SNR do sinal OFDM com modulação 16-QAM.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

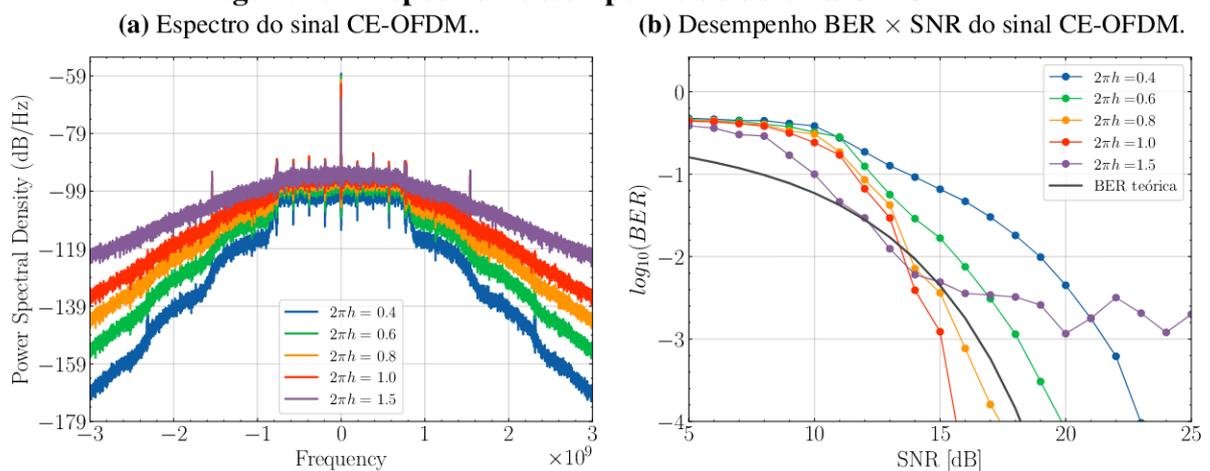
**Figura 22 – Evolução da constelação do sinal OFDM convencional.**

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.1.2 OFDM em envelope constante

Seguindo a parametrização proposta na Tabela 1, foi feito um estudo do desempenho do CE-OFDM sob um canal AWGN, sistema representado na Figura 13.

Pela sua característica de exponencial complexa, o sinal transmitido tem uma potência constante, e portanto uma PAPR = 0 dB, como visto na seção 2.2.1. Em contrapartida, devido às características da modulação em fase, o espectro desse tipo de modulação ocupa uma banda maior quando comparado ao OFDM convencional. Quanto maior índice de modulação de fase  $h$ , mais largo tende a ser o espectro do sinal modulado, como ilustrado na Figura 23a.

**Figura 23 – Espectro e desempenho do sistema CE-OFDM.**

Fonte: Elaborada pelo autor.

Em relação à taxa de erro de bit, na Figura 23b fica claro que o aumento, até um certo ponto, do índice de modulação melhora o desempenho do sistema, que chega a superar o desempenho teórico do OFDM convencional em um canal AWGN, porém, tal comportamento

observa-se somente para valores de SNR > 13 dB, já para valores menores do que este a BER do sistema é sempre maior do que  $10^{-2}$  para qualquer valor de  $h$ . O que justifica esse fenômeno de limiar é um efeito comum em demoduladores de fase, o *cycle slip*, gerado a partir de erros induzidos pelo ruído no demodulador de fase, mais especificadamente na função *unwrap*, fazendo com que esta aplique saltos de múltiplos de  $2\pi$  nos valores de fase coletados, degradando drasticamente o desempenho do sistema quando a SNR é baixa (AHMED *et al.*, 2012).

A partir de  $2\pi h = 1,5$ , o desempenho não evolui, passando a ficar estagnado em um valor fixo de BER independentemente do aumento da SNR. Isso ocorre devido a limitações da função  $\arctan(\cdot)$ , já que a fase que esta detecta ( $\phi(t) = 2\pi h \cdot s(t)$ ) passa a ter valores maiores, o que pode gerar um efeito de *wrapping*, degradando o sinal recebido.

## 4.2 ANÁLISE EM B2B ÓPTICO

Nesta seção, apresenta-se a análise dos esquemas OFDM implementados com um sistema óptico em B2B, ou seja, sem considerar a inclusão de um enlace de fibra entre o transmissor e o receptor óptico, tanto no sistema CE-DDO-OFDM como no DDO-OFDM. É importante frisar que nesses conjuntos de simulações os efeitos de ruído do fotodetector foram ignorados, isso para evitar a necessidade de uma avaliação de sensibilidade de potência nesse dispositivo, o que não está no escopo deste trabalho, desse modo, considera-se que a fonte de ruído dominante é o de amplificação (ASE).

### 4.2.1 Desempenho em função da OSNR

A primeira parte do estudo consiste em levantar as curvas de desempenho dos esquemas CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM sob um canal AWGN, utilizando agora como figura de mérito a OSNR, que se relaciona com a SNR pela equação (4.1) (ESSIAMBRE *et al.*, 2012). Na Tabela 2, estão apresentados os parâmetros ópticos da simulação, enquanto que a parametrização do sinal OFDM é a mesma apresentada na Tabela 1.

$$OSNR [dB] = SNR + 10 \log_{10} \left( \frac{B_w}{2 \cdot 12.5 [GHz]} \right) \quad (4.1)$$

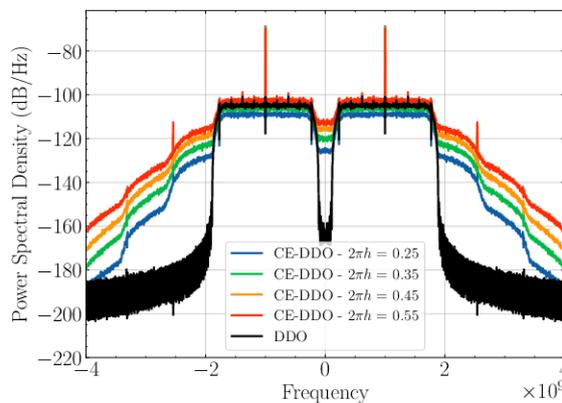
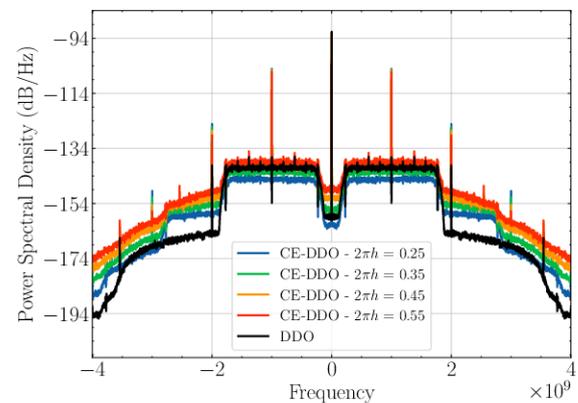
Nos gráficos da Figura 24, vê-se um perfil de espectro distinto do apresentado na Figura 23a, isso porque neste tem-se a inclusão da portadora elétrica, que desloca os espectros na frequência  $f_c$ , garantindo um sinal real (equação (2.30)) na entrada do MZM. Outro detalhe é a presença de um nível DC no espectro pós-MZM, o que é esperado já que o modulador está

**Tabela 2 – Parâmetros do sinal OFDM transmitido.**

Parâmetros do MZM		
Tensão de bias	$V_b$	-2,0 V
Tensão de chaveamento	$V_\pi$	4,0 V
Frequência da port. óptica	$F_c$	193,4 THz
Potência do sinal óptico	$P_i$	2 dBm
Parâmetros da portadora elétrica		
Amplitude	$A$	1,15
Ganho do DDO	$g$	0,45
Frequência	$f_c$	1,0 GHz

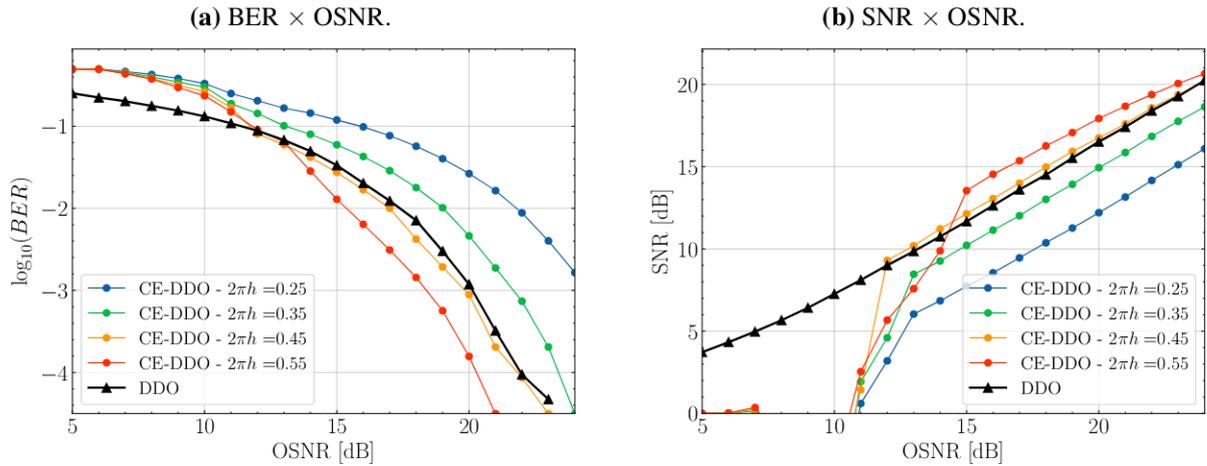
Fonte: Elaborado pelo autor.

polarizado em  $V_b = -\frac{V_\pi}{2}$ , região de máxima linearidade do modulador, e, pela Figura 4b, nota-se que a variação do sinal modulante gera um sinal óptico de média não-nula, requisito importante em sistemas IM/DD.

**Figura 24 – Espectros do CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM pré e pós MZM.****(a)** Espectros dos sinais CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM.**(b)** Espectros dos sinais CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM pós MZM.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 25, tem-se tanto o desempenho da  $BER \times OSNR$ , quanto a  $SNR$  no receptor  $\times OSNR$ . No primeiro gráfico, percebe-se mais uma vez o efeito de melhora no desempenho do sistema com o aumento do índice de modulação  $h$ , e no segundo, reafirma-se o que foi dito na seção 4.1.2, que o desempenho do CE-OFDM possui uma característica de limiar, em que é necessário um valor de  $SNR$  mínimo para que o receptor consiga demodular corretamente o sinal, e, de fato, a partir de 14 dB de  $OSNR$  é que a relação com a  $SNR$  torna-se linear, diferentemente do DDO-OFDM, em que tal fenômeno não se observa.

**Figura 25 – Desempenho do CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM em canal AWGN.**

Fonte: Elaborado pelo autor.

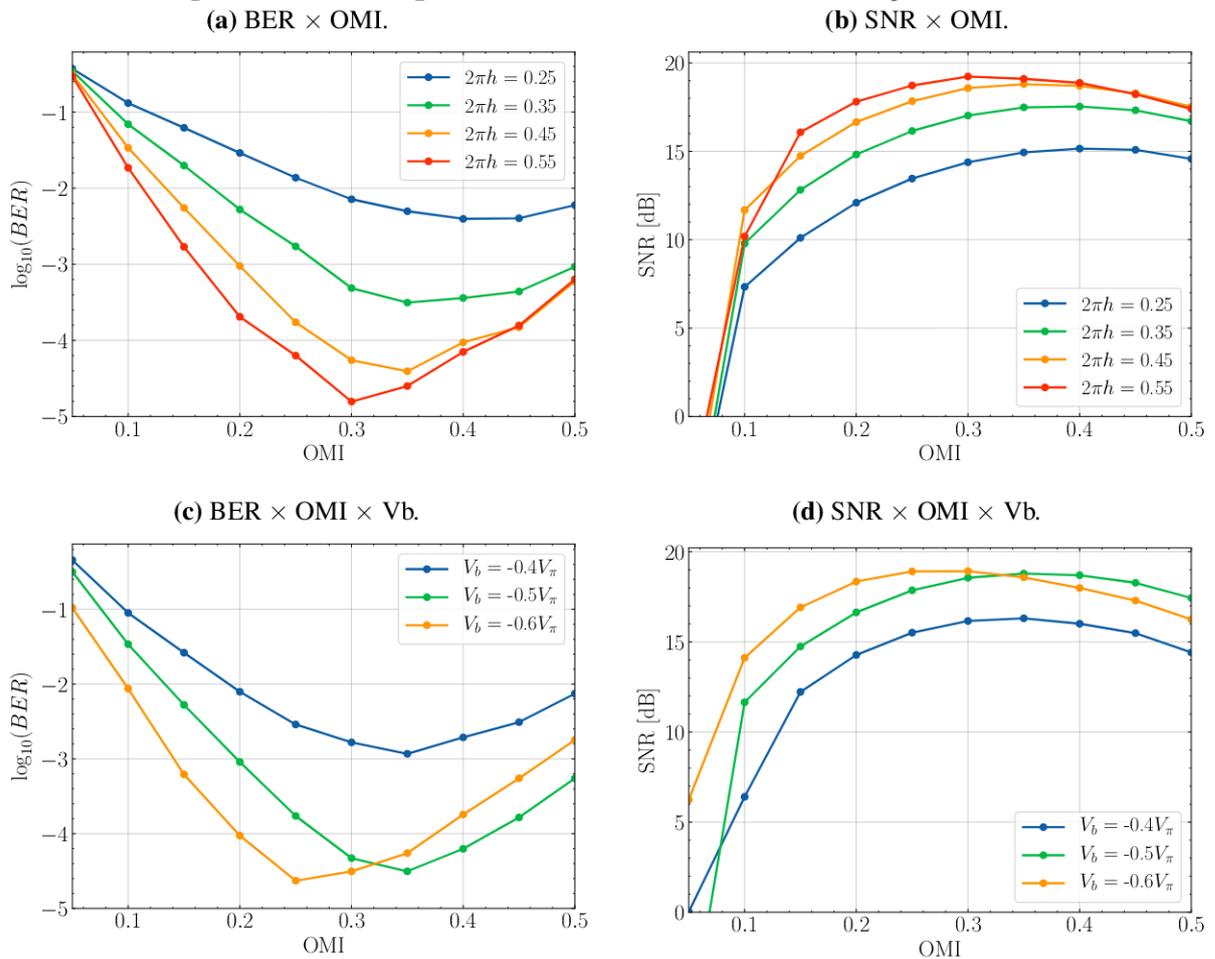
#### 4.2.2 Desempenho da transmissão em função da polarização do MZM

Devido à natureza não-linear do MZM, a modulação óptica pode infringir uma série de distorções ao sinal transmitido, sendo necessário ajustar os parâmetros do sinal modulante. Com o intuito de avaliar o desempenho da modulação óptica, foram feitas simulações, ainda em B2B, verificando a influência da amplitude  $A$  do sinal CE-DDO-OFDM que aciona o MZM no desempenho do sistema, isso via o índice de modulação óptica (*Optical Modulation Index - OMI*), definido na equação (4.2), em que  $V_{in}$  é o sinal modulante aplicado no MZM.

$$OMI = \frac{(V_{in})_{RMS}}{V_{\pi}} \quad (4.2)$$

Utilizando ainda os mesmos parâmetros das Tabelas 1 e 2, variando o índice modulação e a amplitude, e fixando a OSNR do sinal recebido em 20 dB, foram obtidos os resultados de desempenho da Figura 26. Da Figura 26a, nota-se uma degradação do desempenho tanto no início como no fim da curva, o que se explica pelo fato de que valores baixos de OMI, ou seja, sinais CE-DDO-OFDM de baixa amplitude, sofrem mais com o ruído. Já a penalidade no desempenho observada para valores altos de OMI é um efeito oriundo justamente da não-linearidade do MZM, pois sinais de amplitude alta alcançam a região de saturação do modulador. As mesmas conclusões podem ser aplicadas ao resultado da Figura 26b.

Outra conclusão diz respeito ao valor de OMI que otimiza o desempenho para cada índice  $h$ . Com o aumento do parâmetro  $h$ , o valor ótimo da OMI diminui, indicando que sinais com baixo índice de modulação possuem menor resiliência ao ruído, devendo ter portanto amplitudes maiores para compensar esse efeito.

**Figura 26 – Desempenho do CE-DDO-OFDM em função da OMI.**

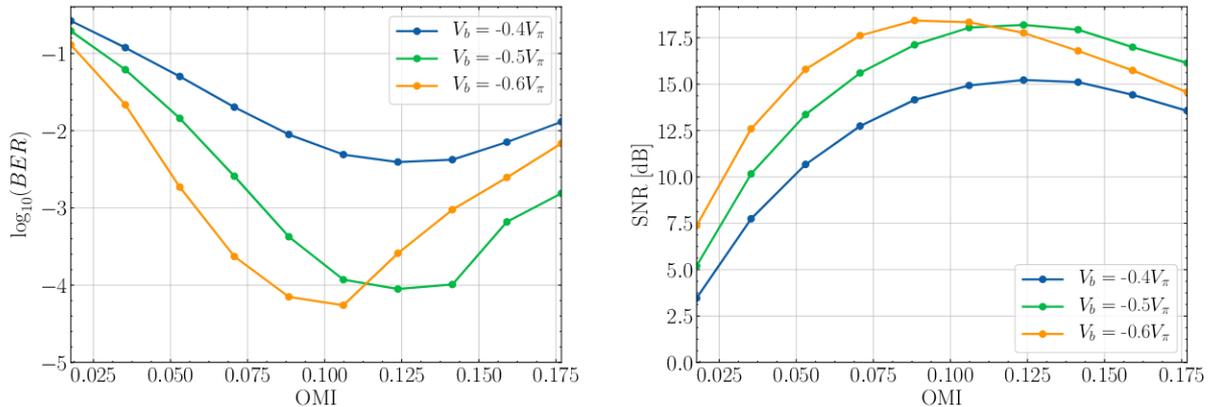
Fonte: Elaborado pelo autor.

As simulações posteriores foram feitas fixando-se  $2\pi h = 0,45$ , OSNR = 20 dB e variando o valor de  $V_b$  do modulador. Sabe-se que a mudança na tensão de *bias* movimentava o ponto de operação da curva da Figura 4a, aproximando o sinal da zona inferior ou superior de saturação do MZM, e o resultado da Figura 26c mostra que o deslocamento do  $V_b$  para um valor mais próximo de  $-V_\pi$  melhorou o desempenho do sistema. Isso acontece porque, nesta condição, a potência da portadora óptica é reduzida, e a sensibilidade do receptor aumenta, porém, se reduzirmos ainda mais a tensão de *bias*, atingiremos uma zona em que a não-linearidade afetará fortemente o sinal, devendo haver um equilíbrio entre essas propriedades.

O mesmo estudo foi realizado com o sistema DDO-OFDM, no qual a OMI é controlada por um ganho  $g$  adicionado ao sinal antes deste ser aplicado no modulador. As conclusões à respeito da melhoria do desempenho para uma tensão de *bias* menor são as mesmas para o caso DDO-OFDM, como mostra a Figura 27, porém, é interessante notar que esses sistemas sofrem uma degradação do desempenho com uma OMI ainda muito baixa (a partir de OMI = 0,125 a BER já é crescente), enquanto que com envelope constante o sinal só começa a piorar com

uma OMI de cerca de 0,35. Isso é explicado pela alta PAPR do DDO, responsável por saturar o modulador mais rapidamente, sendo essa resiliência do CE-DDO à saturação um destaque positivo a seu favor.

**Figura 27 – Desempenho do DDO-OFDM em função da OMI e do  $V_b$ .**  
(a) BER  $\times$  OMI. (b) SNR  $\times$  OMI.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3 ANÁLISE COM O CANAL ÓPTICO

Feita a análise do sistema em B2B, partiu-se então para um estudo com a inclusão do canal óptico, simulando-o como um conjunto de *spans* de fibras SSMF alternadas em série com amplificadores EDFA com ganho suficiente para compensar as perdas do trecho correspondente. Os dados do canal e do receptor estão exibidos na Tabela 3.

**Tabela 3 – Parametrização do canal e do receptor**

Parâmetros do canal		
Atenuação	$\alpha$	0,2 dB/km
Parâmetro de dispersão	$D$	16 ps/(nm · km)
Coef. de não-linearidade	$\gamma$	1,3 W <sup>-1</sup> /km
Comprimento dos spans	$L_{span}$	100 km
Figura de ruído do EDFA	$NF$	5,0 dB
Parâmetros do receptor		
Responsividade	$R$	1 A/W
Banda de recepção	$B_r$	2,5 GHz

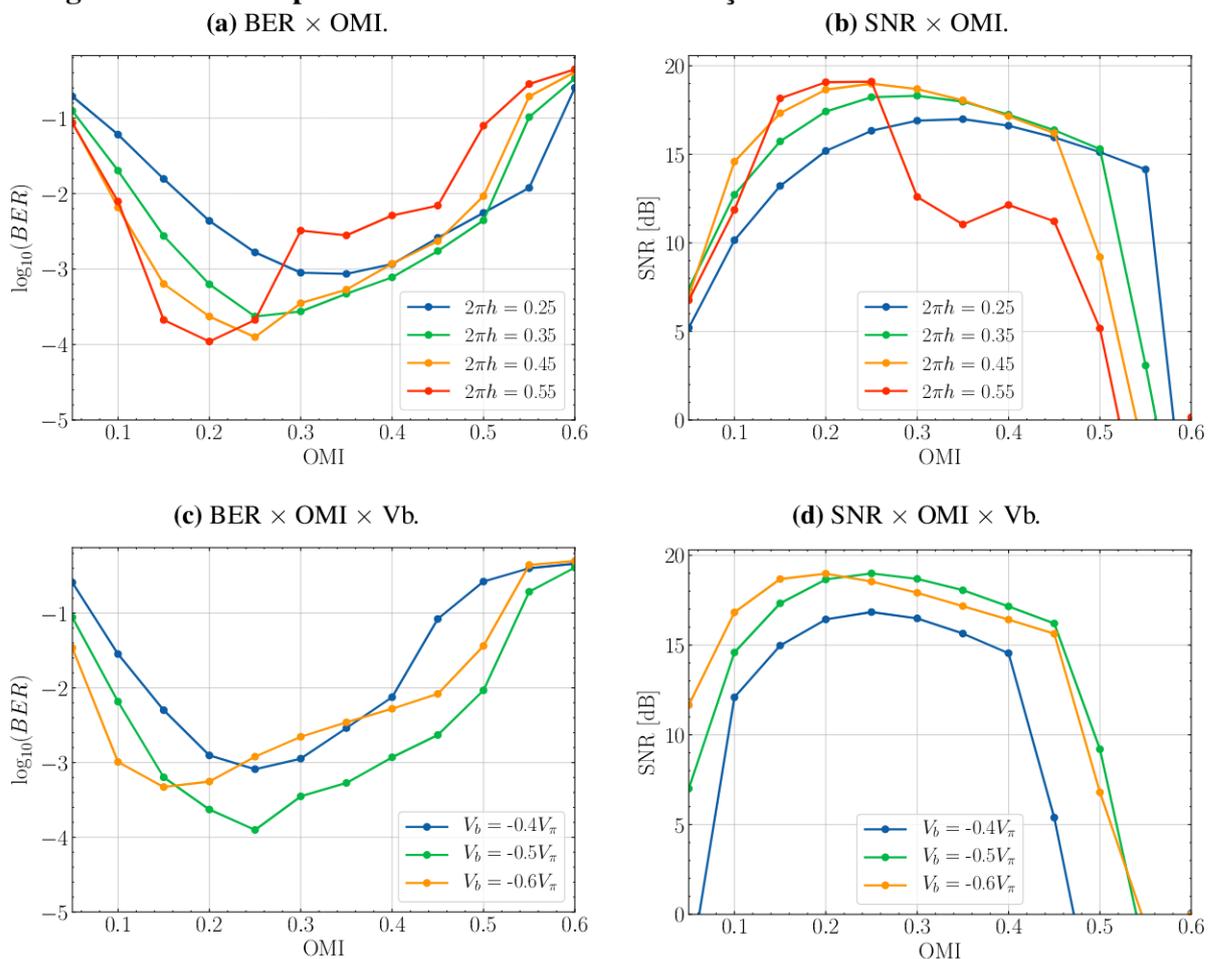
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3.1 Desempenho da transmissão em função da polarização do MZM

Assim como no canal AWGN, foi realizado um conjunto de testes dos sinais CE e DDO-OFDM variando a OMI aplicada no modulador, o índice de  $h$  e a tensão  $V_b$ . Os testes foram feitos considerando 10 *spans* de 100 km cada (1000 km no total). O sinal transmitido teve sua potência fixada em 2 dBm, e, antes de enviado à fibra, lhe é adicionada uma quantidade de ruído óptico para fixar sua OSNR em 30 dB, valor considerado razoável em transmissões reais.

Nas Figuras 28a e 28b, temos o resultado do desempenho do CE-DDO-OFDM variando o índice  $h$  e a OMI, mantendo o  $V_b$  na posição de  $-\frac{V_\pi}{2}$ . Comparando-se estes resultados aos obtidos para o canal AWGN das Figuras 26a e 26b, nota-se que a conclusão à respeito da diminuição do valor da OMI com o aumento do  $h$  é a mesma, mas agora os valores ótimos de OMI (0,20 – 0,35) são menores do que os obtidos no canal AWGN (0,30 – 0,45), o que é justificado pelo fato do ruído ser o fator predominante na análise anterior, situação essa em que sinais de maior amplitude se sobressaem.

**Figura 28 – Desempenho CE-DDO-OFDM em função da OMI em 1000 km de fibra.**

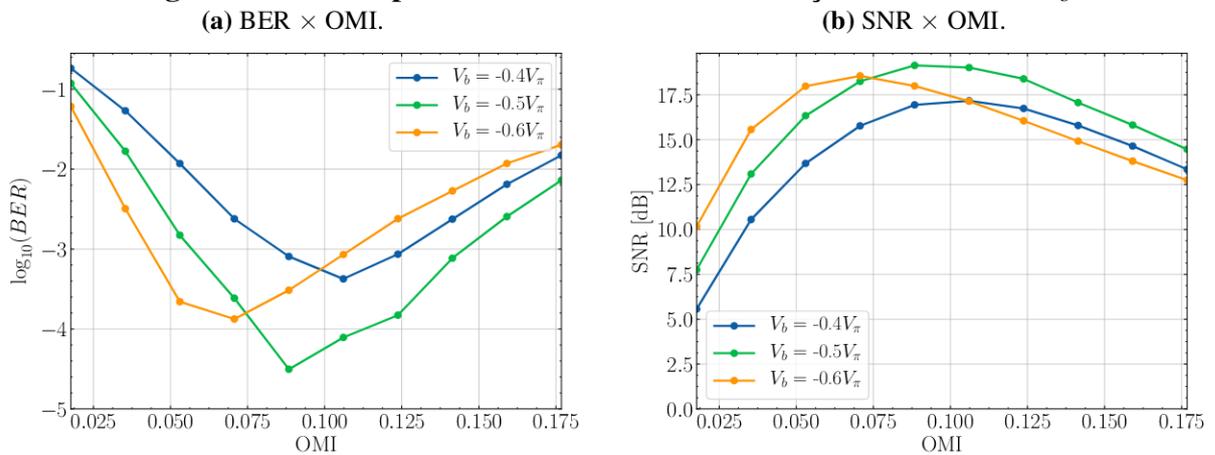


Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se que o aumento de  $h$  leva à melhora do desempenho até certo ponto, visto que a partir de  $2\pi h = 0,55$  o comportamento do sinal passa a ser mais afetado pelas não-linearidades da modulação em fase, gerando uma certa instabilidade nos resultados obtidos.

Fixando-se  $2\pi h = 0,45$ , foi feita uma variação do  $V_b$  para os três valores apresentados nas Figuras 28c e 28d. Aqui percebe-se uma nova divergência em relação ao resultado no canal AWGN, visto que agora o caso em que  $V_b = -0,5V_\pi$ , ou seja, situação em que a linearidade é máxima no MZM, é a melhor escolha para o sistema com fibra. A conclusão é a mesma para o caso do DDO-OFDM, como mostra a Figura 29,

**Figura 29 – Desempenho do DDO-OFDM em função da OMI e do  $V_b$ .**



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.3.2 Desempenho da transmissão em função do acúmulo de dispersão cromática

Nesta seção, são discutidos os resultados de um conjunto de simulações objetivando avaliar o efeito da dispersão cromática no desempenho do sistema. Para isso, a potência óptica na entrada da fibra foi fixada em 2 dBm e, mantendo o mesmo padrão do sinal OFDM e das características do canal apresentados nas Tabelas 1, 2, e 3, foram coletadas as taxas de erro de bit e a SNR na recepção do sinal ao passar por  $N_{spans}$  de 100 km, com  $1 < N_{spans} < 30$ . É importante frisar que os resultados aqui mostrados consideram apenas o efeito da dispersão cromática e do ruído ASE, desprezando-se os efeitos não-lineares, i.e. considerando  $\gamma = 0 \text{ W}^{-1}/\text{km}$  no modelo do canal óptico assumido para a fibra.

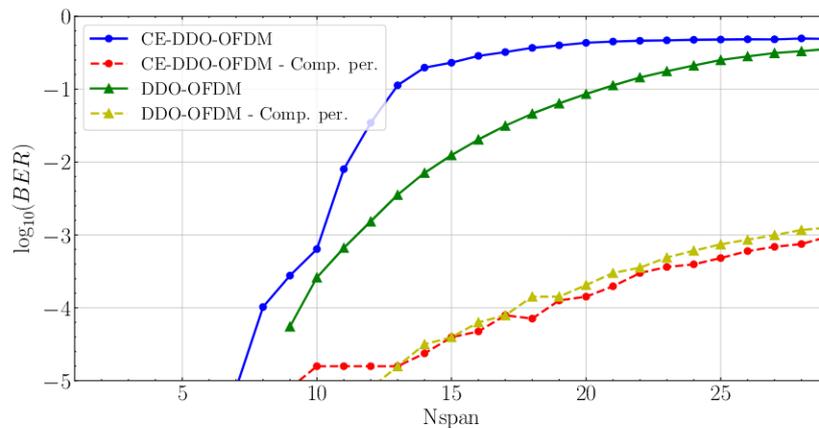
Na Figura 30, tem-se os resultados de desempenho em duas configurações: 1) ao final de cada *span* é adicionado um compensador de dispersão (basicamente, um trecho de código que aplica uma dispersão negativa pelo mesmo comprimento do *span*); 2) enlaces sem compensação.

Nota-se que a dispersão cromática tem um efeito negativo crescente nos dois modelos sem compensação na medida em que o número de *spans* aumenta, já que a dispersão vai se acumulando e degradando o sinal, limitando seu alcance. Observa-se na Figura 30b que a SNR do sinal CE-DDO-OFDM recebido despenca a partir de 1000 km, assim como a taxa de erro de bit se eleva, sendo este fenômeno um reflexo do efeito de limiar desse sistema, ocasionado, neste caso, pela influência da dispersão cromática que degradou o sinal a ponto do demodulador de fase ter seu funcionamento comprometido.

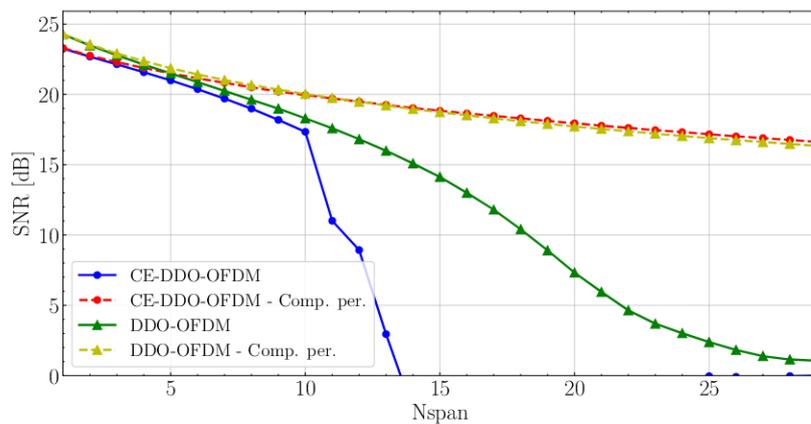
Ao verificar o resultado do desempenho com compensação periódica percebe-se novamente o impacto da dispersão acumulada, uma vez que os dois sistemas só atingem uma BER de  $10^{-3}$  com 30 *spans*, enquanto que sem compensação, atingiu-se essa mesma taxa de erro em torno de apenas 10 *spans*. A aplicação da compensação também praticamente igualou o desempenho de ambos, já que agora o efeito de limiar não ocorreu.

**Figura 30 – Desempenho do DDO-OFDM em função da OMI e do  $V_b$ .**

(a) BER  $\times$  Nspans.



(b) SNR  $\times$  Nspans.



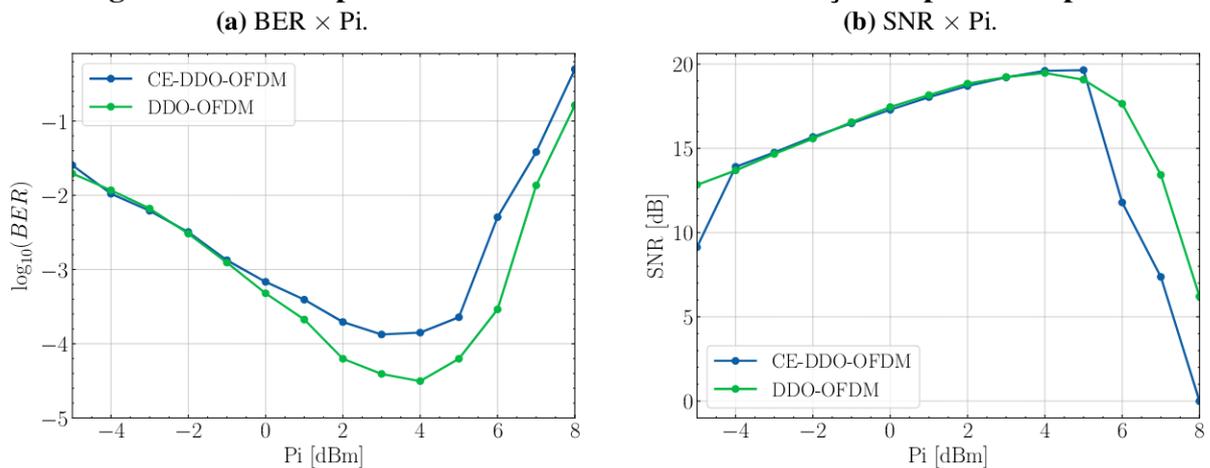
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3.3 Desempenho da transmissão em função do acúmulo de efeitos não-lineares

Feito o estudo da influência da configuração do modulador e do acúmulo de dispersão cromática, é avaliado nesta seção o desempenho do sistema variando a potência óptica na entrada do canal, comparando os dois tipos de modulação sem compensação de dispersão. O critério utilizado nesta comparação foi manter os parâmetros que garantem o desempenho B2B equivalente tanto no CE como no DDO-OFDM, e, a partir da Figura 25a, percebe-se que isso ocorre para  $2\pi h = 0,45$  e  $A = 1,15$  para o CE, e  $g = 0,45$  para o DDO. Os outros parâmetros relativos ao comprimento da fibra (1000 km), polarização do modulador ( $V_b = -0,5V_\pi$ ) e banda do receptor são mantidos iguais.

Obedecendo a esse critério, nota-se que em níveis de potência óptica baixa ( $-5$  a  $0$  dBm), o desempenho dos dois esquemas é praticamente igual, obedecendo uma ordem decrescente de BER na medida que a potência aumenta, o que é esperado já que, na zona de atuação linear da fibra, um sinal com maior potência garante uma relação sinal-ruído maior. Porém, tal comportamento começa a mudar quando a potência atinge um valor de cerca de  $5$  dBm, isso devido à excitação dos efeitos não-lineares da fibra, e a BER se eleva de forma abrupta.

**Figura 31 – Desempenho do CE e DDO-OFDM em função da potência óptica.**



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, um conjunto de modelos de simulação foi desenvolvido visando testar e parametrizar sistemas OFDM ópticos, nos esquemas de detecção direta convencional e de detecção direta com envelope constante.

Por meio das simulações feitas, avaliou-se a influência da polarização do modulador no desempenho do CE-DDO-OFDM, primeiro em um esquema B2B, depois com enlaces de fibra, ficando clara a sua resiliência aos efeitos não-lineares do MZM, bem superior ao DDO-OFDM neste aspecto. Observou-se o efeito de limiar, comum em sistema com modulação em fase, e também a influência do índice  $h$ , que ao ser aumentado melhora, até certo ponto, o desempenho do sistema, tendo como ônus a redução de sua eficiência espectral.

Em relação à resiliência às não-linearidades da fibra, viu-se que apesar de manter uma PAPR baixa, seu desempenho não superou o do DDO, pelo menos com base no critério de comparação adotado: os dois sistemas partem para a fibra com mesmo desempenho em B2B, evidenciando que há situações em que a superioridade do CE-DDO-OFDM, neste quesito, não se concretiza.

A parametrização do OFDM óptico testado foi adaptada de Santos et al. (2022), onde é apresentado um resultado experimental no qual o desempenho do CE é superior ao DDO-OFDM no regime não-linear, diferentemente da conclusão obtida das simulações deste trabalho, porém, como não fica claro o critério de parametrização do DDO-OFDM utilizado na comparação do artigo, a discrepância dos resultados pode ser justificada pela impossibilidade de reproduzir as mesmas condições do experimento.

Há uma série de outros parâmetros que influenciam no desempenho, tais como a frequência da portadora elétrica, o tamanho da  $N_{FFT}$  e do prefixo cíclico, e também a quantidade e a distribuição das portadoras piloto, sendo o estudo de uma otimização geral do modelo de envelope constante um interessante tópico para trabalhos posteriores. Além disso, seria possível a expansão dos modelos para sistemas de detecção coerente, visto que há versões com envelope constante em sistemas coerentes.

## REFERÊNCIAS

- AGRAWAL, G. P. **Fiber-optic Communication Systems**. Rochester: Wiley, 2010. v. 4. 603 p.
- AHMED, A. U.; THOMPSON, S. C.; CHI, D. W.; ZEIDLER, J. R. Subcarrier based threshold performance enhancement in Constant Envelope OFDM. **MILCOM 2012 - 2012 IEEE Military Communications Conference**, IEEE, 2012.
- ARMSTRONG, J. OFDM for Optical Communications. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 27, n. 3, p. 189–204, 2009.
- ESSIAMBRE, R. J.; KRAMER, G.; WINZER, P. J.; FOSCHINI, G. J.; GOEBEL, B. Capacity Limits of Optical Fiber Networks. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 28, n. 4, p. 662–701, 2012.
- GARRETT, J. D. garrettj403/SciencePlots. Zenodo, 2021. Disponível em: <<http://doi.org/10.5281/zenodo.4106649>>.
- HARRIS, C. R.; MILLMAN, K. J.; WALT, S. J. Van der; GOMMERS, R. Array programming with NumPy. **Nature**, v. 585, p. 357–362, 2020.
- HUNTER, J. D. Matplotlib: A 2D graphics environment. **Computing in Science & Engineering**, v. 9, n. 3, p. 90–95, 2007.
- OKAMOTO, K. **Fundamentals of optical waveguides**. Oxford: Elsevier, 2006. v. 2. 561 p.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital Communications**. Nova Iorque: McGraw-Hill, 2008. v. 5. 1150 p.
- SANTOS, C.; OLIARI, V.; ROCHA, H.; PONTES, M.; SEGATTO, M.; OKONKWO, C.; ALVARADO, A.; SILVA, J. Experimental demonstration of Constant-Envelope OFDM to reduce intermodulation impairments and increase robustness against fiber nonlinearities. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 40, n. 15, p. 4983–4989, 2022.
- SCHMIDT, J. C.; LOWERY, A. J.; ARMSTRONG, J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using Direct Detection Optical OFDM. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 26, n. 1, p. 196–203, 2008.
- SILVA, E. P. da; HERBSTER, A.; MATRES, J. edsonportosilva/OptiCommPy. Zenodo, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.5281/zenodo.7425071>>.
- SILVA, J. A. L. **Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD**. Dissertação (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2011.
- SINGH, S. P.; SINGH, N. Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications. **Progress in Electromagnetics Research**, v. 73, p. 249–275, 2007.
- VIRTANEN, P.; GOMMERS, R.; OLIPHANT, T. E.; HABERLAND, M. SciPy 1.0: Fundamental algorithms for scientific computing in Python. **Nature methods**, v. 17, p. 261–272, 2020.
- ZHANG, X.; BABAR, Z.; PETROPOULOS, P.; HAAS, H.; HANZO, L. The evolution of optical OFDM. **Communications Surveys and Tutorials**, IEEE, v. 23, n. 3, p. 1430–1457, 2021.

**ANEXOS**

## ANEXO A – Códigos para modulação e demodulação OFDM

**Código-fonte 1 – Bloco do modulador OFDM.**

```

1 def modulateOFDM(Nfft, Ns, N, Nz, G, K, pilot, symbTx):
2     """
3     OFDM symbols modulator.
4     Parameters
5     -----
6     Nfft      : scalar
7                 size of IFFT
8     Ns        : scalar
9                 number of subcarriers
10    N          : scalar
11                number of information subcarriers
12    Nz         : scalar
13                number of nulls subcarriers
14    G          : scalar
15                cyclic prefix length
16    K          : scalar
17                number of pilot carriers per OFDM block
18    pilot      : complex-valued scalar
19                symbol chose for pilot carriers
20    symbTx     : complex-valued array
21                symbols sequency transmitted
22
23    Returns
24    -----
25    symbTx      : complex-valued np.array
26                symbols sequency transmitted
27    symbTx_OFDM : complex-valued np.array
28                OFDM symbols sequency transmitted
29    """
30
31    Int = int(N/K)
32    carriers = np.arange(0, N)
33    pilot_carriers = np.append(carriers[0::Int], carriers[-1])
34
35    symbTx_P = np.zeros( (int(len(symbTx)/N), Nfft + G), complex)

```

```

36     aux = 0
37
38     for i in range(len(symbTx_P)):
39         # Pilot subcarriers inclusion
40         symbTx[int(aux):int(aux + N)][pilot_carriers] = pilot
41
42         symbTx_P[i, G : G + Nfft] = hermit( np.concatenate( (symbTx[
43 int(aux):int(aux + N)], np.zeros(int(Nz)) ) ) )
44
45         aux = aux + N
46
47         # IFFT operation
48         symbTx_P[i, G : Nfft + G] = ifft(symbTx_P[i, G:Nfft + G])*np.
49 sqrt(Nfft)
50
51         # Cyclic prefix adition
52         symbTx_P[i,:] = np.concatenate((symbTx_P[i,Nfft:Nfft + G],
53 symbTx_P[i,G:Nfft + G]))
54
55         # Parallel -> Serial conversion
56         symbTx_OFDM = np.squeeze(symbTx_P.reshape(1,len(symbTx_P[0])*len(
57 symbTx_P)))
58
59         aux = 0
60         for r in range(int(len(symbTx)/N)):
61             symbTx[aux:aux + N][pilot_carriers] = np.nan
62             aux += N
63
64         symbTx = symbTx[~np.isnan(symbTx)]
65
66     return symbTx_OFDM, symbTx

```

### Código-fonte 2 – Bloco do demodulador OFDM.

```

1 def demodulateOFDM(Nfft, Ns, N, Nz, G, K, pilot, symbRx_OFDM):
2     """
3     OFDM symbols demodulator.
4     Parameters
5     -----
6     Nfft          : scalar

```

```

7         size of IFFT
8     Ns         : scalar
9                 number of subcarriers
10    N         : scalar
11                 number of information subcarriers
12    Nz         : scalar
13                 number of nulls subcarriers
14    G         : scalar
15                 cyclic prefix length
16    K         : scalar
17                 number of pilot carriers per OFDM block
18    pilot      : complex-valued scalar
19                 symbol chose for pilot carriers
20    symbRx_OFDM : complex-valued array
21                 OFDM symbols sequency received
22
23    Returns
24    -----
25    symbRx      : complex np.array
26                 symbols sequency received equalized
27    symbRx_neq  : complex np.array
28                 symbols sequency received without equalization
29    H_abs       : np.array
30                 channel amplitude estimated
31    H_pha       : np.array
32                 channel phase estimated
33    ""
34
35    Int = int(N/K)
36    carriers = np.arange(0, N)
37    pilot_carriers = np.append(carriers[0::Int], carriers[-1])
38
39    symbRx_P = np.zeros((int(len(symbRx_OFDM)/(Nfft+G)), Nfft),
40                        complex)
41
42    aux = 0
43    H_abs_F = 0
44    H_pha_F = 0

```

```

45     for i in range(len(symbRx_P)):
46         # Cyclic prefix extraction
47         symbRx_P[i,0:Nfft] = symbRx_OFDM[aux+G:aux+Nfft+G]
48         aux = aux + Nfft + G
49
50         # FFT operation
51         symbRx_P[i,:] = fft(symbRx_P[i,:])/np.sqrt(Nfft)
52
53     # Channel estimation
54     for i in range(len(symbRx_P)):
55         H_est = symbRx_P[i,1:1 + N][pilot_carriers] / pilot
56
57         H_abs = interp1d(carriers[pilot_carriers], np.abs(H_est), kind
58 = 'linear')(carriers)
59         H_pha = interp1d(carriers[pilot_carriers], np.angle(H_est),
60 kind = 'linear')(carriers)
61
62         H_abs_F += H_abs
63         H_pha_F += H_pha
64
65     H_abs = H_abs_F/len(symbRx_P)
66     H_pha = H_pha_F/len(symbRx_P)
67
68     # Parallel -> Serial conversion
69     symbRx_S      = np.zeros(int(len(symbRx_P)*N), complex) #
70 Equalized symbols
71     symbRx_S_neq = np.zeros(int(len(symbRx_P)*N), complex) # Non
72 equalized symbols
73     aux = 0
74
75     for i in range(len(symbRx_P)):
76         # Removal of hermitian symmetry and equalization
77         symbRx_S[int(aux):int(aux + N)]      = symbRx_P[i,1:1 + N]/(
78 H_abs*np.exp(1j*H_pha))
79         symbRx_S_neq[int(aux):int(aux + N)] = symbRx_P[i,1:1 + N]
80         aux = aux + N
81
82     symbRx      = symbRx_S
83     symbRx_neq = symbRx_S_neq

```

```
79
80     # Removal of pilot subcarriers information
81     aux = 0
82     for r in range(int(len(symbRx)/N)):
83         symbRx[aux:aux + N][pilot_carriers] = np.nan
84         aux += N
85     symbRx = symbRx[~np.isnan(symbRx)]
86
87     aux = 0
88     for r in range(int(len(symbRx_neq)/N)):
89         symbRx_neq[aux:aux+N][pilot_carriers] = np.nan
90         aux += N
91     symbRx_neq = symbRx_neq[~np.isnan(symbRx_neq)]
92
93     return symbRx, symbRx_neq, H_abs, H pha
```

## ANEXO B – Códigos do transmissor e receptor CE-DDO-OFDM e DDO-OFDM.

**Código-fonte 3 – Bloco do transmissor OFDM óptico.**

```

1 def Tx(paramTx):
2     """
3     OFDM transmissor (Tx).
4     Parameters
5     -----
6     paramTx : parameter object (struct)
7         Parameters of the OFDM transmissor.
8
9     paramTx.SpS: samples per symbol [default: 16]
10    paramTx.Rs: symbols rate [default: 1.5e9]
11    paramTx.Fa: sampling frequency [default: 24e9]
12    paramTx.Fc: optical carrier frequency [Hz] [default: 193.4e12 Hz]
13    paramTx.Scheme: OFDM scheme ["CE-DDO-OFDM", "DDO-OFDM"] [default:
14    "CE-DDO-OFDM"]
15
16    paramTx.M: number of constellation symbols [default: 16]
17    paramTx.Nfft: size of IFFT [default: 512]
18    paramTx.Ns: number of subcarriers [default: 255]
19    paramTx.N: number of information subcarriers [default: 255]
20    paramTx.Nz: number of null subcarriers [default: 0]
21    paramTx.G: cyclic prefix length [default: 4]
22    paramTx.K: number of pilot carriers per OFDM block [default: 4]
23
24    paramTx.g: gain in the signal before the MZM [default: 1.0]
25    paramTx.Vpi: MZM switching voltage [V] [default: 4.0 V]
26    paramTx.Vb: MZM bias voltage [V] [default: -2.0 V]
27    paramTx.Pi_dBm: optical signal power [dBm] [default: 0 dBm]
28
29    paramTx.H: phase modulation parameter [default: 0.35/(2*pi)]
30    paramTx.fc: electrical carrier frequency [Hz] [default: 1e9 Hz]
31    paramTx.A: electrical carrier amplitude [default: 1]
32
33    Returns
34    -----
35    sigTxo : np.array

```

```

35         optical signal.
36     sigTx : np.array
37           time-domain baseband OFDM signal
38     sigSig : np.array
39           time-domain modulated signal (CE-DDO-OFDM or DDO-OFDM)
40     symbTx : complex-valued np.array
41           symbols sequency transmitted
42     t      : np.array
43           time vector
44     pulse  : np.array
45           pulse chose in transmission
46     pilot  : complex-valued scalar
47           symbol chose for pilot carriers
48     ""
49
50     # Transmission parameters
51     paramTx.SpS = getattr(paramTx, "SpS", 16)
52     paramTx.Rs  = getattr(paramTx, "Rs", 1.5e9)
53     paramTx.Fa  = getattr(paramTx, "Fa", 24e9)
54     paramTx.Fc  = getattr(paramTx, "Fc", 193.4e12)
55     paramTx.Scheme = getattr(paramTx, "Scheme", "CE-DDO-OFDM")
56
57     # OFDM parameters
58     paramTx.M    = getattr(paramTx, "M", 16)
59     paramTx.Nfft = getattr(paramTx, "Nfft", 512)
60     paramTx.Ns   = getattr(paramTx, "Ns", 255)
61     paramTx.N    = getattr(paramTx, "N", 255)
62     paramTx.Nz   = getattr(paramTx, "Nz", 0)
63     paramTx.G    = getattr(paramTx, "G", 4)
64     paramTx.K    = getattr(paramTx, "K", 4)
65
66     # Optical carrier parameters
67     paramTx.g     = getattr(paramTx, "g", 1.0)
68     paramTx.Vpi  = getattr(paramTx, "Vpi", 4.0)
69     paramTx.Vb   = getattr(paramTx, "Vb", -2.0)
70     paramTx.Pi_dBm = getattr(paramTx, "Pi_dBm", 0)
71
72     # Electrical carrier parameters
73     paramTx.H    = getattr(paramTx, "H", 0.35/(2*pi))

```

```

74 paramTx.fc = getattr(paramTx, "fc", 1e9)
75 paramTx.A  = getattr(paramTx, "A", 1)
76
77 Scheme = paramTx.Scheme
78 SpS = paramTx.SpS
79 Rs = paramTx.Rs
80 Fc = paramTx.Fc
81 Fa = paramTx.Fa
82 Ta = 1/Fa          # Sampling period
83
84 M = paramTx.M
85 Nfft = paramTx.Nfft
86 Ns = paramTx.Ns
87 N = paramTx.N
88 Nz = paramTx.Nz
89 G = paramTx.G
90 K = paramTx.K
91
92 H = paramTx.H
93 fc = paramTx.fc
94 A = paramTx.A
95
96 g = paramTx.g
97 Vpi = paramTx.Vpi
98 Vb = paramTx.Vb
99 Pi_dBm = paramTx.Pi_dBm
100 Pi = 10**((Pi_dBm/10)*1e-3)
101
102 # Symbols constellation definiton
103 constType = 'qam'
104 constSymb = GrayMapping(M, constType)
105 bitMap = demodulateGray(constSymb, M, constType)
106 bitMap = bitMap.reshape(-1, int(np.log2(M)))
107
108 # Random bits sequency
109 bits = np.random.randint(2, size = Ns*2**9)
110
111 # Mapping bits -> symbols
112 symbTx = modulateGray(bits, M, constType)

```

```

113     symbTx = pnorm(symbTx)
114
115     # Pilot carriers
116     pilot = max(symbTx.real) + 1j*max(symbTx.imag)
117
118     # OFDM symbols generation
119     symbTx_OFDM, symbTx = modulateOFDM(Nfft, Ns, N, Nz, G, K, pilot,
120     symbTx)
121
122     # Pulse choice
123     pulse = pulseShape('rrc', SpS, alpha = 0.15)
124     pulse = pnorm(pulse)
125
126     # CE-DDO-OFDM
127     if(Scheme == "CE-DDO-OFDM"):
128         # Pulse formatation
129         sigTx = firFilter(pulse, upsample(symbTx_OFDM.real, SpS))
130         sigTx = pnorm(sigTx)
131         t = np.arange(0, sigTx.size)*Ta
132
133         # Optical modulation
134         sigTx_CE = A*np.cos(2*pi*fc*t + 2*pi*H*(sigTx.real))
135         Ai = np.sqrt(Pi) * np.ones(len(sigTx))
136         sigTxo = mzm(Ai, sigTx_CE, Vpi, Vb)
137         sigSig = sigTx_CE
138
139     # DDO-OFDM
140     else:
141         # Pulse formatation
142         sigTx = firFilter(pulse, upsample(symbTx_OFDM.real, SpS))
143         sigTx = pnorm(sigTx)
144         t = np.arange(0, sigTx.size)*Ta
145
146         # Optical modulation
147         sigTx_DD = g*sigTx.real*np.cos(2*pi*fc*t)
148         Ai = np.sqrt(Pi) * np.ones(len(sigTx_DD))
149         sigTxo = mzm(Ai, sigTx_DD, Vpi, Vb)
150         sigSig = sigTx_DD

```

```
151 return sigTxo, sigTx, sigSig, symbTx, t, pulse, pilot
```

#### Código-fonte 4 – Bloco do receptor OFDM óptico.

```
1 def Rx(ipd, pilot, pulse, t, paramRx):
2     """
3     OFDM receiver (Rx).
4     Parameters
5     -----
6     paramRx : parameter object (struct), optional
7         Parameters of the OFDM receiver.
8
9     paramRx.SpS: samples per symbol [default: 16]
10    paramRx.Fa: sampling frequency [default: 24e9]
11    paramRx.H: phase modulation parameter [default: 0.35/(2*pi)]
12    paramRx.fc: electrical carrier frequency [Hz] [default: 1e9 Hz]
13    paramRx.Scheme: OFDM scheme ["CE-DDO-OFDM", "DDO-OFDM"] [default:
14    "CE-DDO-OFDM"]
15
16    paramTx.Nfft: size of IFFT [default: 512]
17    paramTx.Ns: number of subcarriers [default: 255]
18    paramTx.N: number of information subcarriers [default: 255]
19    paramTx.Nz: number of null subcarriers [default: 0]
20    paramRx.G: cyclic prefix length [default: 4]
21    paramRx.K: number of pilot carriers per OFDM block [default: 4]
22
23    Returns
24    -----
25    symbRx      : complex-valued np.array
26                  symbols sequency received
27    symbRx_neq  : complex-valued np.array
28                  symbols sequency received with no equalization
29    sigRx       : np.array
30                  received signal after processing
31    H_abs       : np.array
32                  channel amplitude estimated
33    H_pha       : np.array
34                  channel phase estimated
35    """
```

```

35
36 paramRx.SpS = getattr(paramRx, "SpS", 16)
37 paramRx.Fa  = getattr(paramRx, "Fa", 24e9)
38 paramRx.H   = getattr(paramRx, "H", 0.35/(2*pi))
39 paramRx.fc  = getattr(paramRx, "fc", 1e9)
40 paramRx.Scheme = getattr(paramRx, "Scheme", "CE-DDO-OFDM")
41
42 paramRx.Nfft = getattr(paramRx, "Nfft", 512)
43 paramRx.Ns   = getattr(paramRx, "Ns", 255)
44 paramRx.N    = getattr(paramRx, "N", 255)
45 paramRx.Nz   = getattr(paramRx, "Nz", 0)
46 paramRx.G    = getattr(paramRx, "G", 4)
47 paramRx.K    = getattr(paramRx, "K", 4)
48
49 # Receiver parameters
50 SpS = paramRx.SpS
51 Scheme = paramRx.Scheme
52 Fa  = paramRx.Fa
53 H   = paramRx.H
54 fc  = paramRx.fc
55
56 Nfft = paramRx.Nfft
57 Ns   = paramRx.Ns
58 N    = paramRx.N
59 Nz   = paramRx.Nz
60 G    = paramRx.G
61 K    = paramRx.K
62
63 # Decimation parameters
64 paramDec = parameters()
65 paramDec.SpS_in = SpS
66 paramDec.SpS_out = 1
67
68 # DC level extraction
69 I_Rx = ipd - ipd.mean()
70 I_Rx = I_Rx/np.std(I_Rx)
71
72 # CE-DDO-OFDM
73 if(Scheme == "CE-DDO-OFDM"):

```

```

74     signal_a = hilbert(I_Rx) * np.exp(-1j*2*pi*fc*t)
75     sigRx = np.unwrap((np.arctan2(signal_a.imag, signal_a.real)),
axis = 0)/(2*pi*H)
76     sigRx = sigRx - sigRx.mean()
77
78     # Matched filter and downsampling
79     sigRx = firFilter(pulse, sigRx)
80     sigRx = pnorm(sigRx)
81     symbRx_OFDM = decimate(sigRx.reshape(-1,1), paramDec) #
downsampling to 1 sample per symbol
82     symbRx_OFDM = np.squeeze(symbRx_OFDM)
83     symbRx_OFDM = pnorm(symbRx_OFDM)
84
85     # DD-OFDM
86     else:
87         sigRx = firFilter(pulse, I_Rx*np.cos(2*pi*fc*t))
88         sigRx = pnorm(sigRx)
89         symbRx_OFDM = decimate(sigRx.reshape(-1,1), paramDec) #
downsampling to 1 sample per symbol
90         symbRx_OFDM = np.squeeze(symbRx_OFDM)
91         symbRx_OFDM = pnorm(symbRx_OFDM)
92
93     # OFDM demodulation
94     symbRx, symbRx_neq, H_abs, H_pha = demodulateOFDM(Nfft, Ns, N, Nz,
G, K, pilot, symbRx_OFDM)
95
96     return symbRx, symbRx_neq, sigRx, H_abs, H_pha

```

## ANEXO C – Códigos de funções variadas e bibliotecas importadas.

**Código-fonte 5 – Funções variadas.**

```

1 import numpy as np
2
3 from scipy.fftpack      import fft, ifft
4 from scipy.constants   import pi
5 from scipy.signal      import hilbert
6 from scipy.interpolate import interp1d
7
8 from optic.modulation  import modulateGray, demodulateGray,
   GrayMapping
9 from optic.dsp         import pulseShape, lowPassFIR, firFilter, pnorm
   , decimate
10 from optic.metrics    import signal_power
11 from optic.models     import mzm
12 from optic.core       import parameters
13
14 from commpy.utilities  import upsample
15
16
17 def PAPR(N, sig):
18     """
19     PAPR (Peak to Average Power Ratio).
20     Parameters
21     -----
22     N : scalar
23         number of symbols in a OFDM block
24     Returns
25     -----
26     PAPR : scalar
27         PAPR of a signal
28     """
29
30     L = 1000
31     return 10*np.log10( max(sig[0:L*N])**2/signal_power(sig[0:L*N]) )
32
33

```

```

34 def hermit(V):
35     """
36     Hermitian simmetry block.
37     Parameters
38     -----
39     V : complex-valued np.array
40         input array
41
42     Returns
43     -----
44     Vh : complex-valued np.array
45         vector with hermitian simmetry
46     """
47
48     Vh = np.zeros(2*len(V) + 2, complex)
49
50     Vh[1:len(V)+1] = V
51
52     for j in range(len(V)):
53         Vh[len(Vh) - j - 1] = np.conjugate(V[j])
54
55     return Vh
56
57
58 def calcSymbolRate(M, Rb, Nfft, K, G, hermitSym = True):
59     """
60     # Calculate the symbol rate of a given OFDM configuration
61
62     Every 'Nfft + G' samples sent to the channel will have a total
63     of 'nDataSymbols' carrying information. Thus, in average, per
64     sample sent to the channel (i.e. per channel use) we have a total
65     of 'symbPerChannelUse' information symbols sent, where:
66     symbPerChannelUse = nDataSymbols/(Nfft + G)
67     In bits, we have: bitsPerChannelUse = symbPerChannelUse * np.log2(
68     M)
69     Thus, if the bit rate is set to Rb, the symbol rate is:
70     Rs = Rb / bitsPerChannelUse
71     """

```

```
72     if not hermitSym:
73         nDataSymbols = (Nfft-K)
74     else:
75         nDataSymbols = (Nfft//2 - 1 - K)
76
77     return Rb / (nDataSymbols/(Nfft + G) * np.log2(M))
```