

Vinícius Oliari Couto Dias

**Análise de Desempenho da Técnica OFDM
com Envelope Constante em Sistemas Ópticos
de Detecção Direta**

Brasil

2016

Vinícius Oliari Couto Dias

Análise de Desempenho da Técnica OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos de Detecção Direta

Projeto de Graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Bacharel em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Centro Tecnológico

Engenharia Elétrica

Orientador: Jair Adriano Lima Silva

Brasil

2016

Vinícius Oliari Couto Dias

Análise de Desempenho da Técnica OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos de Detecção Direta/ Vinícius Oliari Couto Dias. – Brasil, 2016-52 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Jair Adriano Lima Silva

Projeto de Graduação – Universidade Federal do Espírito Santo – UFES
Centro Tecnológico
Engenharia Elétrica, 2016.

1. DDO-CE-OFDM 2. BER I. Jair Adriano Lima Silva II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. Centro Tecnológico. IV. Análise Teórica do Desempenho de Sistemas DDO-CE-OFDM

Vinícius Oliari Couto Dias

Análise de Desempenho da Técnica OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos de Detecção Direta

Projeto de Graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Bacharel em Engenharia Elétrica.

Brasil, 14 de dezembro de 2016:

Jair Adriano Lima Silva
Orientador

Marcelo Eduardo Vieira Segatto
Convidado 1

Helder Roberto de Oliveira Rocha
Convidado 2

Brasil
2016

Resumo

O uso de técnicas para redução de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) em sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) têm-se mostrado bastante expressivo em pesquisas atuais. Aqui, especial interesse está na técnica denominada CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*) que reduz a PAPR de sinais OFDM para apenas 3 dB. Com isso, é possível reduzir efeitos de não linearidades tanto de moduladores ópticos quanto da fibra, providenciando ganhos no desempenho de sistemas ópticos com detecção direta que empregam tais sinais CE-OFDM.

Neste trabalho apresenta-se uma análise teórica de um sistema CE-OFDM em sistemas ópticos com detecção direta IMDD (*Intensity-Modulation and Direct-Detection*), visando obter uma equação para a taxa de erro de bits BER (*Bit-Error-Rate*) em função da razão entre a potência óptica do sinal e a potência óptica do ruído OSNR (*Signal-to-Noise Ratio*). Para tal, usam-se modelagens analíticas dos dispositivos e técnicas de modulação para representar o sistema analiticamente para determinar a SNR do sistema e assim poder relacioná-la com a taxa de erro. Apresenta-se também uma validação da equação obtida através de simulações numéricas do sistema via código Matlab, e espera-se no futuro realizar experimentos para comprovar a validade da equação. Os resultados apresentados demonstram a acurácia da equação deduzida.

Abstract

Technics to reduce the PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) have played an important role on recent researches on fiber optics transmission. Here, there is a special focus to the technic named CE-OFDM (Constant Envelop OFDM), which reduces the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signal PAPR to only 3 dB. Such reduction leads to lower non-linear effects from the optical modulator and from the fiber itself, providing improvements on the performance of direct detection optical systems that use CE-OFDM.

A theoretical analysis of a CE-OFDM system on IMDD (Intensity Modulation and Direct Detection) optical systems is provided by this work, aiming achieve an equation that relates the bit error ratio (BER) and the optical signal to noise power ratio (OSNR). To do so, there is the need to use analytical models of the devices to represent the system analytically to obtain the system SNR (Signal to Noise Ratio), and then relate it with the BER. There is also a numerical validation of the obtained equation, by Matlab code, and as a future work, there is the possibility of experimental validation. The results show the accuracy of the deducted equation.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Configuração Ideológica de um Sistema Transmissor OFDM (SILVA, 2011)	20
Figura 2 – Configuração de um Sistema Transmissor OFDM com Simetria Hermittiana (SILVA, 2011)	22
Figura 3 – Configuração Ideológica de um Sistema Receptor OFDM (SILVA, 2011)	23
Figura 4 – Configuração de um Sistema Receptor OFDM, na qual $L = 2N$, devido à simetria Hermetiana da Transmissão (SILVA, 2011)	24
Figura 5 – Comparação entre sistemas com e sem prefixo cíclico (SILVA, 2011) . .	25
Figura 6 – Sistema transmissor e receptor com CP (SILVA, 2011)	26
Figura 7 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM I. A geração de sinais OFDM com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o <i>Zero Padding</i> . IFFT - <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> , CP - <i>Cyclic Prefix</i> , P/S - Conversão Paralelo para Serial, DAC - <i>Digital-to-Analog Converter</i> , ADC - <i>Analog-to-Digital Converter</i> , S/P - Conversão Serial para Paralelo, FFT - <i>Fast Fourier Transform</i> , CP^{-1} - Remoção do CP. (SILVA, 2011)	28
Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM II. A geração dos sinais OFDM com coeficientes reais e da banda guarda é realizada com a modulação analógica adicional. OL - Oscilador Local, Re - parte Real, Im - parte Imaginária, I - <i>In-phase</i> , Q - <i>Quadrature</i> . (SILVA, 2011) . .	29
Figura 9 – Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder (SILVA, 2011)	31
Figura 10 – Espectros de potência de sinais OOFDM na saída do modulador óptico MZM para diferentes pontos de polarização do mesmo. (SILVA, 2011) .	32
Figura 11 – Curva de CCDF da PAPR para os sistemas CE-OFDM e OFDM convencional (DIAS V. O. C.; PEREIRA, 2016)	33
Figura 12 – Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM em configuração <i>back-to-back</i> . O conversor digital para analógico DAC (<i>Digital-to-Analog Converter</i>) de um gerador de onda arbitrário AWG (<i>Arbitrary Waveform Generator</i>) provê ao MZM um sinal CE-OFDM de banda lateral dupla DSB (<i>Double-Side Band</i>). Um conversor ADC (<i>Analog-to-Digital Converter</i>) de um osciloscópio digital DSO (<i>Digital Sampling Oscilloscope</i>) captura o sinal proveniente do fotodetector PD (<i>Photodetector</i>). (SILVA, 2011) .	35
Figura 13 – Sistema CE-OFDM considerado na modelagem teórica (Fonte: Próprio autor)	36

Figura 14	– Sinal CE-OFDM transmitido para uma OSNR de 35 dB. a) Sinal CE-OFDM no domínio do tempo. b) Constelação 4-QAM recebida. c) Espectro do sinal CE-OFDM. (Fonte: Próprio autor)	44
Figura 15	– Gráfico de BER \times OSNR da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)	45
Figura 16	– Gráfico de BER \times OMI da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)	45
Figura 17	– Sinal na saída do MZM para OMI de 0,4 (Fonte: Próprio autor)	46
Figura 18	– Gráfico de BER \times OSNR da equação teórica e da simulação para OMI de 0,2 (Fonte: Próprio autor)	46
Figura 19	– Gráfico de BER \times OSNR da equação teórica e da simulação para OMI de 0,4 (Fonte: Próprio autor)	47
Figura 20	– Gráfico de BER \times V_{bias}/V_{π} da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)	47
Figura 21	– Gráfico de BER \times OSNR para $V_{\text{bias}}/V_{\pi} = 0,7$ da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)	48

Lista de tabelas

Tabela 1 – Tabela dos parâmetros do sistema (Fonte: Próprio Autor)	44
--	----

Lista de abreviaturas e siglas

OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i>
W-LAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
IMDD	<i>Intensity Modulation and Direct Detection</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
CE-OFDM	<i>Constant-Envelope OFDM</i>
ISI	<i>Intersymbol interference</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
DDO-OFDM	<i>Direct-Detected Optical OFDM</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
OOFDM	<i>Optical OFDM</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
OL	<i>Oscilador Local</i>
DDO-CE-OFDM	<i>Direct-Detected Optical Constant-Envelope OFDM</i>

FDE	<i>Frequency Domain Equalizer</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator</i>
DSB	<i>Double-Side Band</i>
DSO	<i>Digital Sampling Oscilloscope</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
OMI	<i>Optical Modulation Index</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>

Sumário

1	Introdução	17
1.1	Objetivo Geral	18
1.2	Objetivos Específicos	18
1.3	Lista de Publicações	18
1.4	Organização do Texto	18
2	Modulação OFDM	19
2.1	Conceito Básico	19
2.2	Transmissor OFDM	20
2.3	Receptor OFDM	23
2.4	Extensão Cíclica	24
3	OFDM em sistemas ópticos IMDD	27
3.1	Implementação de Sistemas DDO-OFDM	27
3.2	Polarização Elétrica do Modulador Óptico	30
3.3	A PAPR de um sinal OFDM	31
4	Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas IMDD	35
4.1	Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM	35
4.2	Análise Teórica	36
4.2.1	Modelo de Transmissão	36
4.2.2	Modelo de Recepção	37
4.3	Dedução da Equação de Desempenho BER <i>versus</i> OSNR	38
5	Validação da Expressão Analítica	43
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	49
	Referências	51

1 Introdução

A utilização da multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) tem sido utilizada em vários sistemas de comunicação atualmente. Como exemplo, pode-se citar as redes locais W-LAN (*Wireless Local Area Network*), redes metropolitanas WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), sistemas de transmissão de TV Digital, sistemas ópticos, dentre outros. O principal fator que a permitiu ser utilizada em tantas aplicações foi sua capacidade de transmitir dados a altas taxas de transferência em canais com *fading* multipercurso severo (NEE R. V.; PRASAD, 2000). Já em sistemas ópticos, outro importante fator para sua utilização foi a compensação de dispersão introduzida pela fibra (SILVA, 2011).

No entanto, uma das principais desvantagens do uso do OFDM convencional em sistemas ópticos é sua alta taxa de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), que acaba gerando distorções não-lineares tanto no domínio óptico quanto no eletrônico (ZHOU J.; QIAO, 2015). Uma das formas de tentar combater esse efeito é utilizando sinais com envelope ou envoltória constante, que ao limitar as variações do sinal, obtêm-se sinais com PAPR igual a 3 dB, (SILVA, 2011).

Em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity Modulation and Direct Detection*), utiliza-se com frequência o modulador óptico MZM (*Mach-Zehnder Modulator*). Sua polarização é de extrema importância, pois interfere diretamente na linearidade dos sinais na saída do modulador e também na potência do sinal enviado, sendo assim uma das fontes de distorções não-lineares do sistema (SILVA, 2011) (DIAS V. O. C.; SILVA, 2014).

Em 2003, uma técnica que reduz o PAPR do sinal OFDM para 0 dB foi proposta para sinais OFDM (THOMPSON S. C.; PROAKIS, 2003), (THOMPSON, 2004), denominada CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*). Tal técnica baseia-se em modular o sinal OFDM na fase de uma portadora, e assim atribuí-lo uma envoltória constante, de modo a limitar o pico e manter a média do sinal. Em 2011, o CE-OFDM foi proposto para sistemas ópticos, como uma alternativa para diminuir os efeitos não lineares tanto da fibra quanto do MZM (SILVA, 2011).

Devido à ampla gama de efeitos a serem combatidos para elevar a taxa de transmissão e diminuir a taxa de erro de transmissão, os sistemas ópticos IMDD com sinais OFDM ainda são tema de muitos estudos e pesquisa atualmente. Porém, para tal tipo de estudo, além de simulações e experimentos, é de grande importância uma modelagem matemática, visto que trata-se de sistemas ainda em desenvolvimento.

1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste Projeto de Graduação é realizar uma análise teórica de um sistema IMDD CE-OFDM, obtendo-se uma base matemática para determinar o desempenho com base nos parâmetros utilizados no sistema.

1.2 Objetivos Específicos

Especificamente, pretende-se neste Projeto de Graduação realizar um estudo analítico da proposta, mostrando sua implementação por meio de equações, de modo a obter-se uma expressão fechada para a taxa de erro do sistema. Além disso, realizar simulações computacionais para validar a técnica e compará-la com o sistema convencional.

Pretende-se também avaliar o efeito da polarização do MZM nos sistemas IMDD com sinais multiportadoras sem e com envelope constante.

1.3 Lista de Publicações

- DIAS, V. O. C.; SILVA, J. A. L.; SEGATTO, M. E. V.; ROCHA, H. R. O. "Análise Teórica da Polarização de Mach-Zehnders para Atender às Condições de Injetividade em Sistemas DDO-CE-OFDM". MOMAG 2014: 16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2014, Curitiba-PR.
- DIAS, V. O. C.; PEREIRA, E. V. ; SEGATTO, M. E. V. ; SILVA, J. A. L. . "Comparando Eficientes Técnicas de Redução de PAPR para Combate aos Efeitos Não-Lineares de Mach-Zehnders em Sistemas Ópticos CO-OFDM". MOMAG 2016: 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica LAWOFS 2016 - Latin American Workshop on Optical Fiber Sensors, 2016, Porto Alegre-RS.

1.4 Organização do Texto

Este trabalho começa com uma descrição da modulação OFDM no capítulo 2. Em seguida, é apresentada tal modulação em sistemas ópticos IMDD, no capítulo 3, e sua aplicação em sistemas com envelope constante, no capítulo 4, na qual também consta a modelagem analítica e a dedução da fórmula $BER \times OSNR$ para tais sistemas. Por fim, é apresentada uma validação numérica da expressão analítica no 5 e as conclusões e trabalhos futuros no 6.

2 Modulação OFDM

Diversos sistemas de transmissão possuem um efeito denominado multipercorso, que consiste em obter no receptor várias réplicas de um sinal com amplitude e atrasos diferentes. Quando a comunicação é dada em taxas mais altas que os diferentes atrasos induzidos no sinal, o espalhamento multipercorso excede o período do símbolo, ocasionando uma elevada interferência intersimbólica (ISI), sendo necessários mecanismos para reduzir seus efeitos.

Para amenizar os efeitos da seletividade em frequência do canal, utilizam-se técnicas de equalização, as quais podem ser complexas para sistemas uniportadora. No caso de sistemas com multiportadoras ortogonais, a resposta em frequência do sinal em cada uma é praticamente plana, o que diminui drasticamente a equalização.

Outro efeito que afeta tais tipos de sistema é a interferência intercanal (ICI), dada no domínio da frequência. Em 1971, Weinstein e Ebert ([WEINSTEIN S. B.; EBERT, 1971](#)) propõem a utilização da transformada discreta de Fourier, DFT (Discrete Fourier Transform), para gerar e receber sinais OFDM. Para combater a ICI, eles sugeriram a utilização de um intervalo de guarda entre os símbolos OFDM e funções janelas do tipo cosseno levantado na filtragem do sinal. Porém, isso não garantia mais a ortogonalidade das portadoras.

Assim, com o intuito de manter as portadoras ortogonais, Peled e Ruiz ([PELED A.; RUIZ, 1980](#)) propõem a utilização do prefixo cíclico, CP (*Cyclic Prefix*). Nesse método, ao invés de deixar o intervalo de guarda vazio, introduzia-se nele uma extensão cíclica do sinal OFDM com um CP maior que a resposta do impulso do canal, o que ocasiona uma perda de potência, mas elimina a ISI.

2.1 Conceito Básico

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é realizada por meio da transformada de Fourier Discreta, sendo a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) utilizada na transmissão e a DFT (*Discrete Fourier Transform*) na recepção. Para um sinal discreto x de tamanho N , sua DFT é dada por:

$$X_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad \forall n \in [0, N-1] \quad (2.1)$$

e a IDFT do sinal X de tamanho n é dada por:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \quad \forall k \in [0, N-1]. \quad (2.2)$$

A implementação computacional da DFT e da IDFT é realizada por meio da FFT (*Fast Fourier Transform*) e da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), que são algoritmos rápidos de implementação cada uma, respectivamente.

2.2 Transmissor OFDM

Com base no conceito de OFDM, o sinal transmitido é obtido atribuindo aos canais diferentes portadoras ortogonais entre si. Antes dessa etapa, cada canal usualmente tem seus bits modulados em constelações quantizadas QAM (Quadrature Amplitude Modulation), e então passa por um filtro que definirá o formato do pulso a ser modulado. Tal processo é exemplificado na figura 1, para uma modulação 4-QAM.

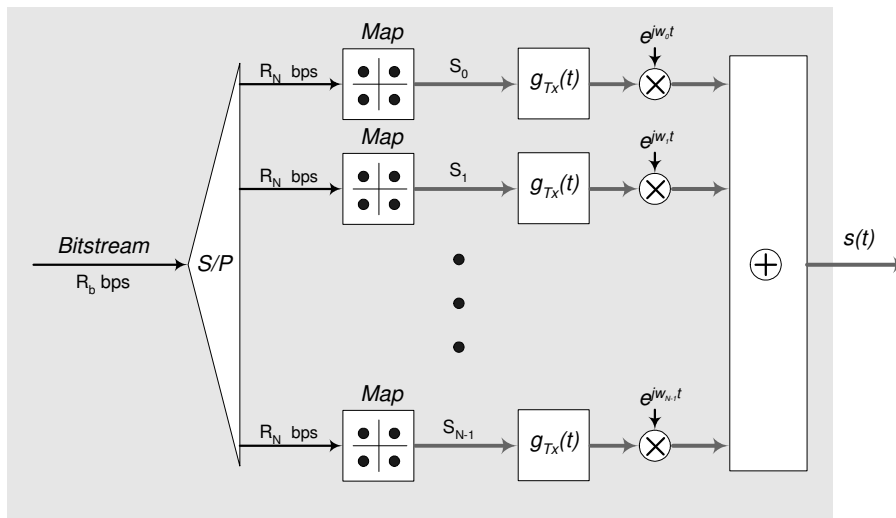


Figura 1 – Configuração Ideológica de um Sistema Transmissor OFDM (SILVA, 2011)

Os filtros de transmissão ($g_{Tx}(t)$) e recepção ($g_{Rx}(t)$) utilizados, que determinarão o formato do pulso, são iguais e dados pelo pulso retangular, com duração T_N :

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right), \quad (2.3)$$

cujos espectros (G_{Tx} e G_{Rx} , respectivamente) são dados por:

$$G_{Tx}(f) = G_{Rx}(f) = T_N \text{sinc}(\pi f T_N) \quad (2.4)$$

Cada portadora na frequência w_i está expressa por uma exponencial complexa, e^{jw_it} . Porém, denotando $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$, tem-se para cada portadora i a frequência dada por $f_i = i\Delta_f$ ($i = 0, \dots, N - 1$) de modo que $w_i = 2\pi f_i = 2\pi i\Delta_f$.

O sinal $s(t)$ na saída do transmissor é então expresso por:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} S_i \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) e^{j2\pi f_i t} \quad (2.5)$$

Dessa maneira, considerando o produto interno $\langle f, g \rangle$ entre duas funções dada por:

$$\langle f, g \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{f(x)} g(x) dx, \quad (2.6)$$

nota-se a ortogonalidade entre as portadoras moduladas pelos sinais S_i no domínio do tempo, já que, para $m, n \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$ e considerando idealmente $\text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) = 1$ para $t \in [0, T_N]$:

$$\begin{aligned} \left\langle S_m \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) e^{j2\pi f_m t}, S_n \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) e^{j2\pi f_n t} \right\rangle &= \int_0^{T_N} \overline{S_m S_n} e^{j2\pi f_m t} e^{j2\pi f_n t} dt \\ &= \overline{S_m} S_n \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_m t} e^{j2\pi f_n t} dt \\ &= \overline{S_m} S_n \int_0^{T_N} e^{j2\pi (f_n - f_m) t} dt \\ &= \overline{S_m} S_n \int_0^{T_N} e^{j2\pi \frac{(n-m)}{T_N} t} dt = \begin{cases} 0, & \text{se } m \neq n \\ \overline{S_m} S_n T_N, & \text{se } m = n \end{cases} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Já no domínio da frequência, o conceito de ortogonalidade se dá quando o máximo de uma função coincide com o zero da outra. Assim, basta analisar que para a função sinc, considerando a propriedade de deslocamento na frequência, e $m \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$:

$$\text{sinc}(\pi(f - f_m)T_N) = \begin{cases} 1, & \text{se } f = f_m \text{ (máximo da função)} \\ 0, & \text{se } f = kf_m \forall k \in \mathbb{Z}, k \neq m \end{cases} \quad (2.8)$$

Considerando agora o sinal $s(t)$ amostrado N vezes, com amostras $t = n\frac{T_N}{N}$, $n \in$

$\{0, \dots, N - 1\}$, pode-se expressar o sinal discreto $s[n]$ por:

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi f_i t} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi \frac{i}{T_N} \frac{nT_N}{N}} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{j2\pi \frac{ni}{N}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

que é justamente a IDFT dos símbolos s_i . Como computacionalmente implementa-se a IFFT, sendo S o sinal $[S_0, \dots, S_i, \dots, S_{N-1}]$, pode-se escrever:

$$s[n] = \text{IFFT}\{S\} \quad (2.10)$$

Porém, o sinal $s[n]$ assim computado é complexo, e certos canais de comunicação (como o MZM de um braço) exigem um sinal real como entrada. Para que o sinal $s(t)$ de saída seja real, uma alternativa é utilizar a simetria Hermitiana no sinal S , cuja IFFT passará a ser real devido à simetria da transformada de Fourier (PROAKIS, 1995), (RUIZ A.; CIOFFI, 1980):

$$S^H = [0, S_0, S_1, \dots, S_{N-1}, 0, S_{N-1}^*, \dots, S_1^*, S_0^*] \quad (2.11)$$

A desvantagem de utilizar a simetria Hermitiana é que a banda do sinal será dobrada, já que ela insere o sinal S^* como redundância. Porém, na recepção, basta apenas recuperar $[0, S_0, S_1, \dots, S_{N-1}]$.

A nova configuração do sistema pode ser representada de acordo com a figura 2:

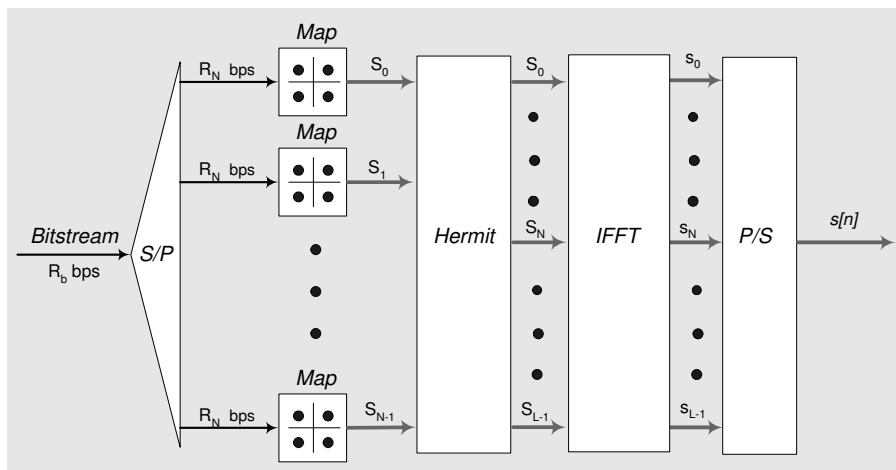


Figura 2 – Configuração de um Sistema Transmissor OFDM com Simetria Hermitiana (SILVA, 2011)

2.3 Receptor OFDM

O modelo ideológico do receptor OFDM é representado pela figura 3.

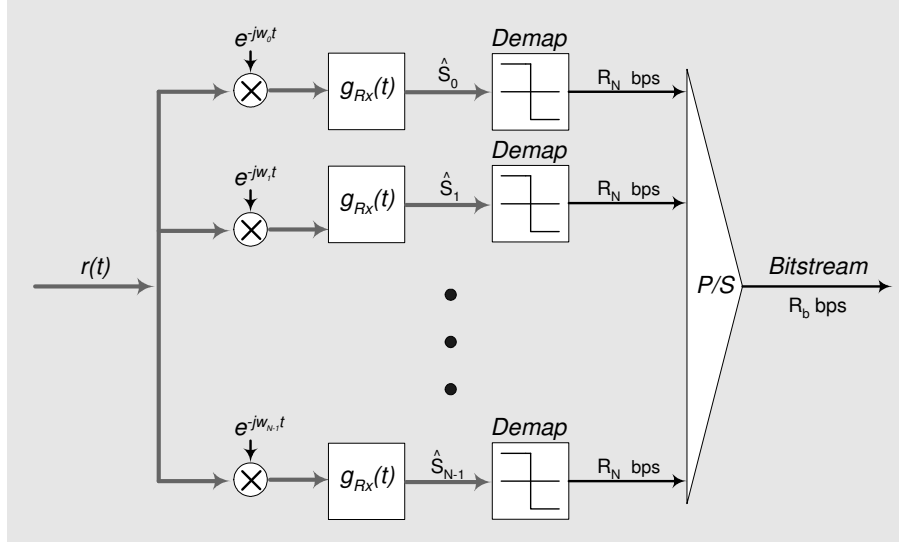


Figura 3 – Configuração Ideológica de um Sistema Receptor OFDM (SILVA, 2011)

Cada sinal é separado de acordo com sua portadora w_i , que é retirada logo em seguida por uma multiplicação por $e^{-jw_i t}$. Após essa etapa, cada sinal é convoluído com o filtro de recepção $g_{R_x}(t)$, gerando os sinais \hat{S}_i :

$$\begin{aligned}
 \hat{S}_i(t) &= [r(t)e^{-j2\pi f_i t}] * g_{R_x}(t) \\
 &= [r(t)e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}}] * \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \\
 &= \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau)e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_N}\right) dx
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Cada \hat{S}_i é então amostrado em $t = 0$, o que resulta em:

$$\hat{S}_i(t)|_{t=0} = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} r(\tau)e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} dx \tag{2.13}$$

A equação 2.13 representa a transformada de Fourier do sinal r . Porém, o espectro de $r(t)$ é amostrado em frequências $f_n = \frac{n}{T_a}$ (SILVA, 2011). Portanto, substituindo a integral por um somatório, fazendo $\tau = nT_a$ e $d\tau = T_a dn = T_a$, tem-se:

$$\hat{S}_i(t)|_{t=0} = \frac{T_a}{T_N} \sum_{n=0}^{N-1} r(nT_a)e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}} \tag{2.14}$$

O período de amostragem T_a é dado por $T_a = \frac{T_N}{N}$, assim o sinal $r(t)$ recebido é amostrado como $r[i] = r(iT_a)$ (periódico, de período T_N). Pode-se então escrever 2.14 como:

$$\hat{S}_i = \hat{S}[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j2\pi \frac{in}{N}}, \quad (2.15)$$

que é a DFT do sinal amostrado $r[n]$ (DINIZ P. S. R.; SILVA, 2004). Portanto, analogamente à transmissão, pode-se dizer que:

$$\hat{S}[i] = \frac{1}{N} \text{FFT}\{r[n]\} \quad (2.16)$$

O sistema OFDM de recepção é então representado pela figura 4.

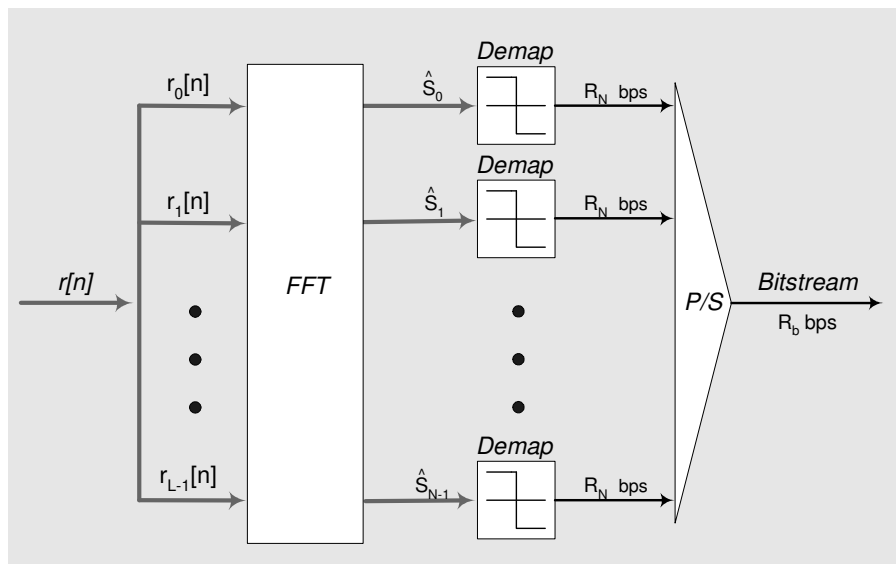


Figura 4 – Configuração de um Sistema Receptor OFDM, na qual $L = 2N$, devido à simetria Hermetiana da Transmissão (SILVA, 2011)

Dessa forma, não é necessário um oscilador pra cada símbolo a ser transmitido, o que reduz a complexidade de transmissão e recepção.

2.4 Extensão Cíclica

A utilização de uma banda de guarda entre os símbolos é suficiente para eliminar a ISI provocada pelo canal. Porém, para manter a ortogonalidade entre as subportadoras, utiliza-se um prefixo cíclico, CP (*Cyclic Prefix*) do sinal, o que elimina também a ICI (PINTO E. L.; ALBUQUERQUE, 2002), (SILVA, 2011), (PROAKIS, 1995).

Portanto, fazendo o intervalo de guarda T_g no qual será inserido o CP igual ao máximo atraso do canal (τ_{max}), a energia de um símbolo não interfere no símbolo consecutivo, como exemplificado na figura 5.

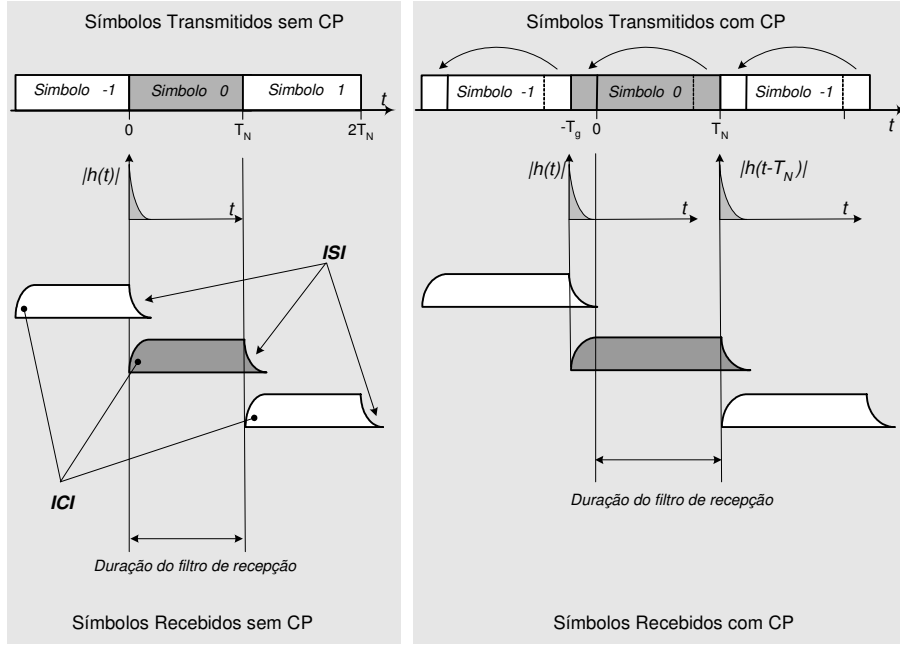


Figura 5 – Comparação entre sistemas com e sem prefixo cíclico (SILVA, 2011)

Porém, ao inserir o CP, o tempo de símbolo passará a valer $T = T_N + T_g$, e a nova resposta impulsiva do filtro de transmissão utilizado em cada subportadora do transmissor passa a ser $g_{T_x} = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N + T_g}\right)$. A mudança dos filtros acarreta em perda na SNR (*Signal-to-noise ratio*) devido ao descasamento deles com os filtros da recepção, e o aumento no tempo de símbolo ocasiona uma perda na eficiência, já que representa uma redundância no sinal transmitido:

$$\mu = \frac{T_N}{T_N + T_g} \log_2(M) \text{ bit/s/Hz} \quad (2.17)$$

A inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal transmitido $s[n]$ com a resposta impulsiva do canal $h[n]$ em uma convolução circular (PROAKIS, 1995), (HANZO L.; WEBB, 2000), (HARA S.; PRASAD, 2003), ou seja:

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k] s[n - k]_N \quad (2.18)$$

na qual $s[n - k]_N$ ($[n - k]_N$ sendo o valor $n - k$ módulo N , ou seja, o resto da divisão por N) representa uma versão periódica de $s[n - k]$ com período N e o operador \otimes representa a convolução circular. Conhecendo-se $h[n]$ no receptor, o sinal transmitido $s[n]$ pode ser recuperado fazendo

$$\hat{s}[n] = \text{IDFT}\{S[i]\} = \text{IDFT}\left\{\frac{R[i]}{H[i]}\right\}, \quad (2.19)$$

pois pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação no domínio da frequência:

$$\text{DFT}\{r[n]\} = \text{DFT}\{s[n] \otimes h[n]\} \implies R[i] = S[i]H[i] \quad (2.20)$$

para $0 \leq i \leq N - 1$.

Portanto, o sistema básico de transmissão e recepção do sinal OFDM é representado pela Figura 6 (SILVA, 2011), (PROAKIS, 1995).

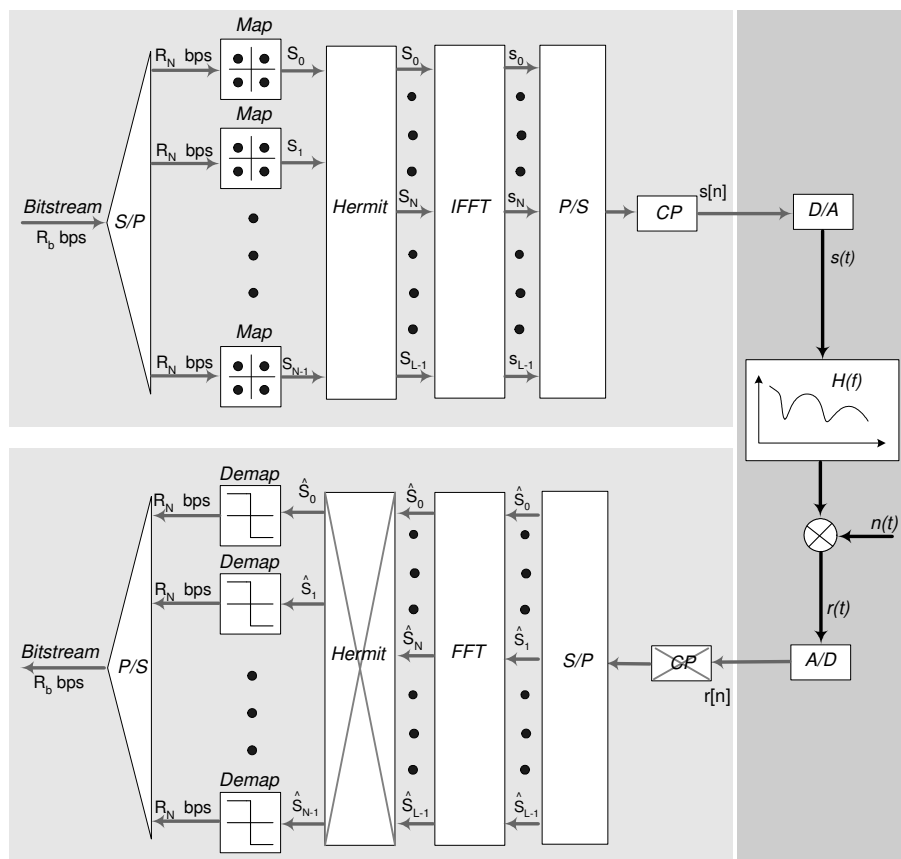


Figura 6 – Sistema transmissor e receptor com CP (SILVA, 2011)

3 OFDM em sistemas ópticos IMDD

Nos últimos anos, a utilização de OFDM em sistemas ópticos cresceu consideravelmente, principalmente pela capacidade da técnica em compensar eletronicamente a dispersão total em longos enlaces (*long-haul*) de fibra (SHIEH W.; DJORDJEVIC, 2010). Aliado a isso, o desenvolvimento das tecnologias de processamento digital de sinais a altas taxas de transferências também contribuiu para o despertar de interesses pela transmissão linear de sinais OFDM que modulam um laser diretamente ou modulam a intensidade deste através de um modulador externo.

3.1 Implementação de Sistemas DDO-OFDM

Na literatura existem vários tipos de transmissores e receptores IMDD, utilizados tanto em experimentos em laboratórios quanto em simulações computacionais (LOWERY A. J.; ARMSTRONG, 2007), (SCHMIDT B. J. C.; LOWERY, 2008), (JANSEN, 2009), (PENG, 2009). Nesta seção serão apresentados dois tipos de sistemas DDO-OFDM (*Direct-Detected Optical OFDM*), sendo que os dois utilizam o MZM de um braço, que exige uma entrada de sinal real.

No primeiro sistema, denominado DDO-OFDM I, para tornar o sinal real, utiliza-se a Simetria Hermitiana, aplicada antes da modulação OFDM, que torna o sinal na saída da IFFT real. Porém, isso resulta em ineficiência espectral, pois é necessário dobrar o número de portadoras, sendo metade delas com informação redundante.

No segundo sistema, denominado DDO-OFDM II, utiliza-se de osciladores em quadratura para tornar o sinal real. A parte real do sinal OFDM é convertida para analógica e então multiplicado por um oscilador A , em RF (*Radio Frequency*). Já a parte imaginária também é convertida para analógica, mas multiplicada por um oscilador B defasado de 90° do oscilador A . Os sinais são então somados, e a recuperação se dá utilizando o fato dos dois osciladores serem ortogonais matematicamente. A desvantagem desse método é a necessidade de osciladores em RF para modular novamente o sinal.

A banda de guarda que separa a portadora óptica do sinal OOFDM (*Optical OFDM*) é obtida no sistema DDO-OFDM I após zerarem-se (*Zero Padding*) algumas subportadoras na entrada do modulador elétrico IFFT, enquanto que na implementação DDO-OFDM II esta tarefa é reservada à modulação analógica adicional.

As Figuras 7 e 8 ilustram os sistemas DDO-OFDM I e DDO-OFDM II, respectivamente.

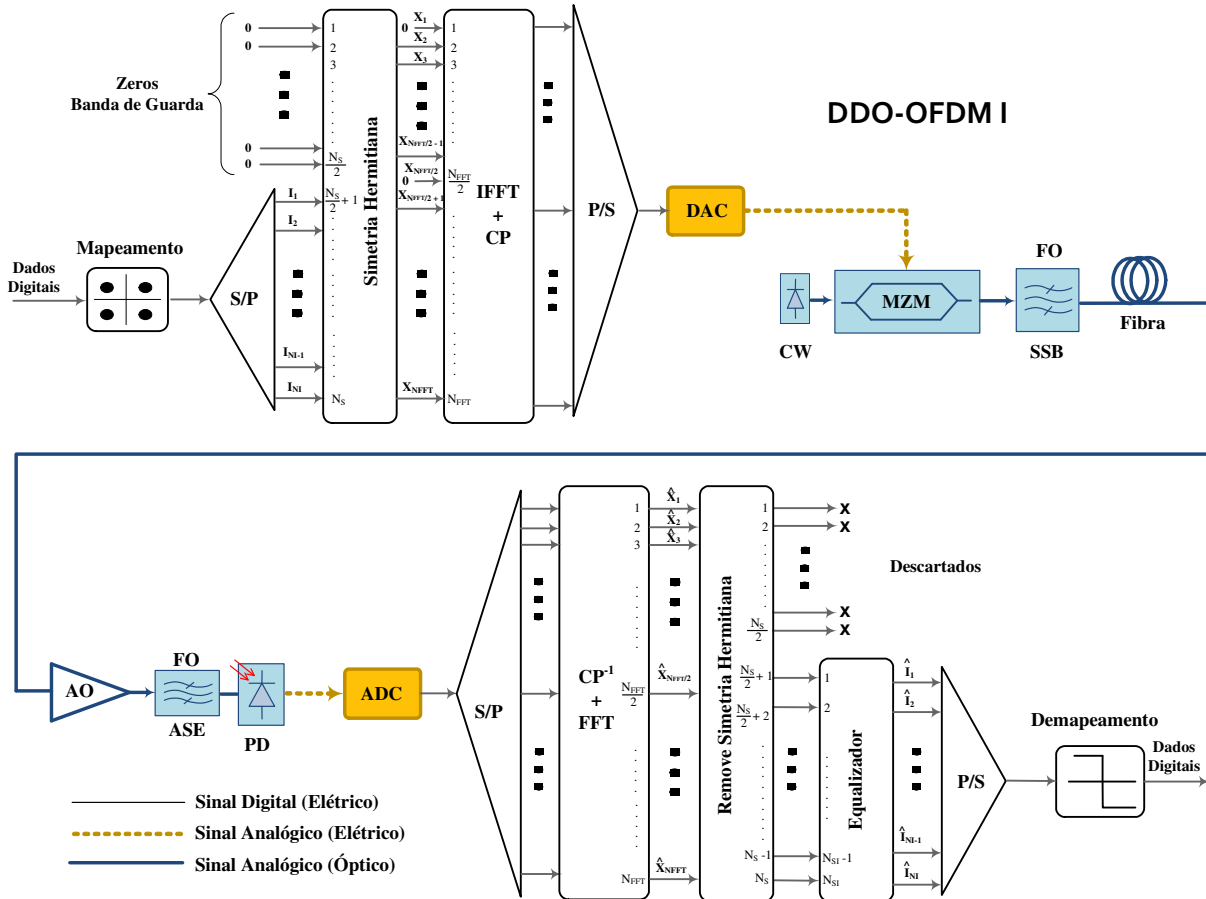


Figura 7 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM I. A geração de sinais OFDM com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o Zero Padding. IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*, CP - *Cyclic Prefix*, P/S - Conversão Paralelo para Serial, DAC - *Digital-to-Analog Converter*, ADC - *Analog-to-Digital Converter*, S/P - Conversão Serial para Paralelo, FFT - *Fast Fourier Transform*, CP^{-1} - Remoção do CP. (SILVA, 2011)

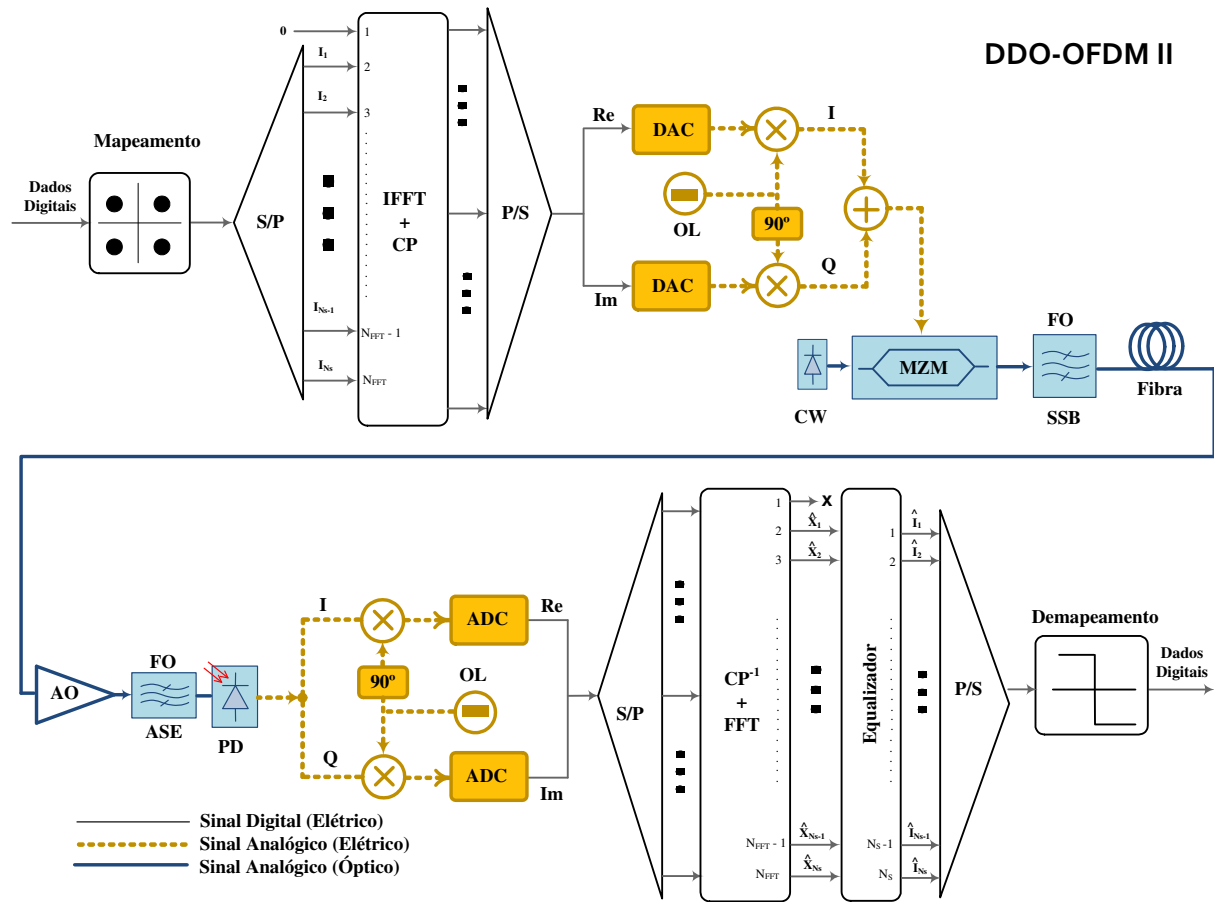


Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM II. A geração dos sinais OFDM com coeficientes reais e da banda guarda é realizada com a modulação analógica adicional. OL - Oscilador Local, Re - parte Real, Im - parte Imaginária, I - *In-phase*, Q - *Quadrature*. (SILVA, 2011)

3.2 Polarização Elétrica do Modulador Óptico

A modulação do Mach-Zehnder é de extrema importância no compromisso que envolve as distorções não lineares do MZM e a sensibilidade do receptor em sistemas DDO-OFDM (LEIBRICH, 2009), (BARROS D. J. F.; KAHN, 2008). As distorções não lineares predominam se o MZM for polarizado no ponto de máxima transferência de potência, ou seja, próximo da saturação, devido aos altos valores de PAPR dos sinais OFDM. Se este for polarizado na região de máxima linearidade, ou seja, em quadratura, reduzem-se os níveis de potência de sinal inserido na fibra e conseqüentemente a sensibilidade do receptor (SILVA, 2011).

Sistemas de comunicações ópticas necessitam de moduladores de intensidade externos, uma vez que a modulação direta de um laser implicitamente modula a frequência instantânea da portadora óptica, fenômeno este denominado *chirp*, que limita o desempenho do sistema. A estrutura dos moduladores externos electro-ópticos, normalmente baseados em interferômetros de Mach-Zehnder, consiste de um divisor de potência óptica (*splitter*) de 3 dB na entrada de dois braços (*dual-drive*), munidos de moduladores de fase que através de eletrodos independentes inserem uma diferença na fase dos sinais elétricos moduladores (RF) nos guias de onda e de um acoplador de potência óptica de 3 dB na saída. A potência óptica é transmitida mediante a interferência construtiva entre os sinais na junção de saída sendo que o campo elétrico $E_0(t)$ do sinal óptico na saída do MZM relaciona-se com o do sinal óptico de entrada $E_i(t)$ conforme

$$\begin{aligned} E_0(t) &= \frac{E_i(t)}{2} \left(e^{j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}} \right) \\ &= \frac{E_i(t)}{2} e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \left[e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} \right] \\ &= E_i(t) \cos \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t)) \right] e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde $V_1(t)$ e $V_2(t)$ são os sinais elétricos moduladores e V_π a tensão aplicada aos eletrodos para induzir um desvio de fase a π radianos entre os sinais nos guias de onda dos dois braços do modulador externo (KAMINOW I. P.; LI, 2008), (SHIEH W.; DJORDJEVIC, 2010). Se forem utilizados sinais RF complementares nos braços do modulador (configuração *push-pull*), ou seja, considerando-se as relações $V_1(t) = \frac{V(t)+4V_\pi}{2}$, $V_2(t) = \frac{-V(t)+4V_\pi}{2}$ e $V(t) = s(t) + V_{\text{bias}}$ para $s(t)$ o sinal OFDM e V_{bias} a tensão de polarização do MZM, a equação 3.1 reduz-se para

$$E_0(t) = E_i(t) \cos \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (s(t) + V_{\text{bias}}) \right], \quad (3.2)$$

equação esta que governa a função de transferência de um modulador externo MZM de um único braço (HO, 2005).

Em termos de intensidade óptica, a relação de potência entre a entrada e saída do MZM é dada por

$$\frac{|E_0(t)|^2}{|E_i(t)|^2} = \cos^2 \left[\frac{\pi(s(t) + V_{\text{bias}})}{2V_\pi} \right] \quad (3.3)$$

A curva característica referente a função de transferência de potência de um modulador óptico de um braço para diferentes pontos de polarização é mostrada na Figura 9. A região central de polarização do MZM compreende os pontos da função característica no intervalo $V_\pi/2 \leq V_{\text{bias}} \leq V_\pi$.

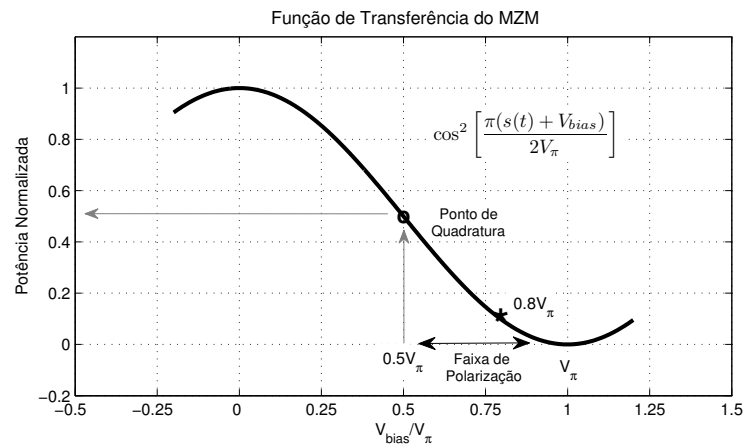


Figura 9 – Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder (SILVA, 2011)

Percebe-se pela Figura 9 que a polarização no ponto de quadratura $V_{\text{bias}} = V_\pi/2$, para V_π a tensão de chaveamento do MZM, explora a máxima linearidade do modulador sob o desperdício de potência em uma portadora óptica. Reduz-se a potência da portadora polarizando o MZM em $V_{\text{bias}} > V_\pi/2$, com a adversidade da inserção de não linearidades no sinal óptico pelo próprio MZM. A Figura 10 mostra o espectro de frequências de sinais OFDM ópticos na saída do modulador para diferentes valores de polarização. Nota-se que a diferença entre as potências instantâneas da portadora óptica e do sinal de dados DSB diminui à medida que o valor de V_{bias} aproxima-se de V_π , até a ausência da portadora óptica em $V_{\text{bias}} = V_\pi$.

3.3 A PAPR de um sinal OFDM

Dada a modelagem do MZM, é extremamente importante determinar a faixa de variação do sinal OFDM para que ele sofra o mínimo de distorções devido a não-linearidades. Porém, o sinal deve ter uma potência significativa para evitar perdas na recepção, não sendo possível reduzi-lo demasiadamente para conter sua variação. Para comparar o desempenho de dois sinais nesse quesito, utiliza-se a PAPR (*Peak to Average Power Ratio*).

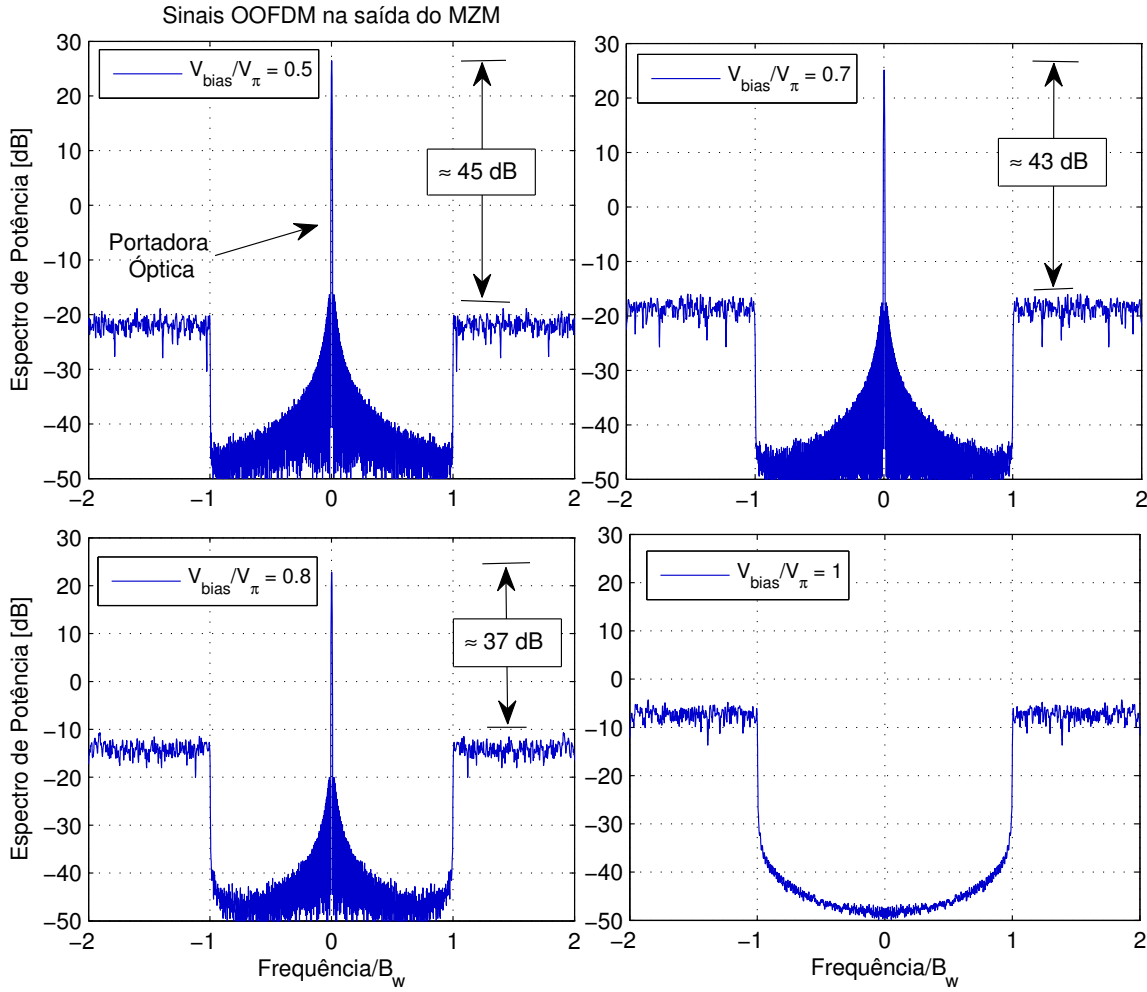


Figura 10 – Espectros de potência de sinais OOFDM na saída do modulador óptico MZM para diferentes pontos de polarização do mesmo. (SILVA, 2011)

A relação entre a potência máxima e a potência média de sinais OFDM com ou sem simetria Hermitiana deve ser analisada estatisticamente, pois em um determinado intervalo de tempo T esta depende da aleatoriedade dos N subsímbolos de dados $\{X_k\}_{k=0}^N$ que compõem o sinal OFDM. Assim, a razão PAPR é matematicamente definida por

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\mathcal{P}_s} \quad (3.4)$$

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N_{DFT}-1} |s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}, \quad (3.5)$$

para os sinais de tempo contínuo e discreto respectivamente. $\mathcal{P}_s = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2$ representa a potência média do sinal e $E[\cdot]$ o valor esperado. Observa-se a partir de (3.5) que o PAPR depende exclusivamente da característica randômica da potência instantânea do sinal $|s(t)|^2$, uma vez que a potência média é constante. Ou seja, a análise do parâmetro PAPR deve ser estatística, bastando lembrar que os símbolos de informação de um sinal

OFDM são aleatoriamente selecionados de um diagrama de constelação de M números complexos. É importante salientar que, dos M^N sinais OFDM únicos, alguns poderão ter valores de PAPR relativamente altos, valores esses que, embora com probabilidade extremamente pequena, podem ser iguais a N quando todos os subsímbolos $|X_k| = 1$ estiverem em alinhamento de fase, uma vez que neste caso, $\max|s(t)|^2 = N^2$ e $\mathcal{P}_s = N$ (HAN S. H.; LEE, 2005), (OCHIAI H.; IMAI, 2001).

Uma maneira de comparar dois sistemas de maneira mais detalhada em relação à PAPR, utiliza-se as curvas de CCDF da PAPR. Nelas, consegue-se estimar a probabilidade da PAPR de um determinado sinal exceder um determinado limiar x . Uma comparação entre o sistema CE-OFDM e o OFDM convencional pode ser vista na figura 11. Uma análise mais detalhada é encontrada em (DIAS V. O. C.; PEREIRA, 2016).

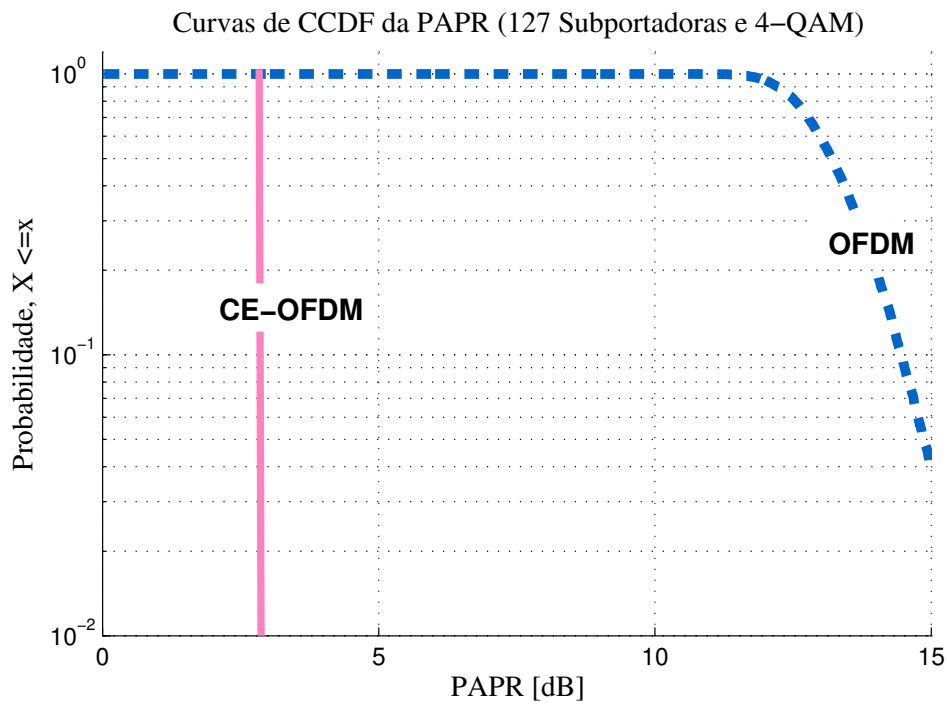


Figura 11 – Curva de CCDF da PAPR para os sistemas CE-OFDM e OFDM convencional (DIAS V. O. C.; PEREIRA, 2016)

4 Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas IMDD

Visando reduzir a PAPR para amenizar os aspectos não lineares do MZM e evitar o ceifamento do sinal, além de outros benefícios como redução de não linearidades na fibra, (SILVA, 2011) propoz a utilização da constante envelope em sistemas ópticos. Como nessa técnica o sinal OFDM é modulado na fase de uma portadora, sua PAPR pode ser considerada a mesma de uma cossenóide, ou seja, 3 dB. Sendo assim, é possível saber os valores máximos e mínimos do sinal CE-OFDM, e com isso determinar precisamente a faixa de variação no MZM.

4.1 Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM

A Figura 12 apresenta a topologia de um sistema DDO-CE-OFDM. A pequena diferença reside na inserção da equalização eletrônica no domínio da frequência pelo bloco FDE (*Frequency Domain Equalizer*) que, após a remoção do prefixo cíclico, corrige desvios de fase introduzidos no sistema. Através de sinais CE-OFDM conhecidos no receptor, este efetua a multiplicação no domínio da frequência entre os sinais de dados e um conjunto de coeficientes de um atraso (*one tap equalizer*) obtidos com o auxílio da sequência de treinamento.

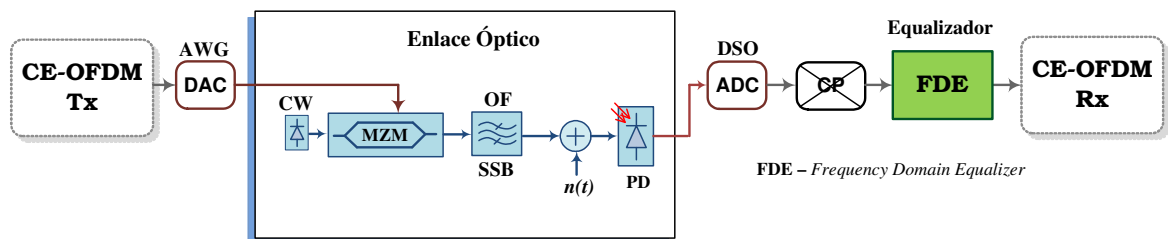


Figura 12 – Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM em configuração *back-to-back*. O conversor digital para analógico DAC (*Digital-to-Analog Converter*) de um gerador de onda arbitrário AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) provê ao MZM um sinal CE-OFDM de banda lateral dupla DSB (*Double-Side Band*). Um conversor ADC (*Analog-to-Digital Converter*) de um osciloscópio digital DSO (*Digital Sampling Oscilloscope*) captura o sinal proveniente do fotodetector PD (*Photodetector*). (SILVA, 2011)

Na configuração *back-to-back*, o sistema da Figura 12 emprega um filtro óptico na concepção de um sinal CE-OFDM de banda lateral única SSB. Alternativamente, uma configuração que emprega a transformada de Hilbert e um modulador MZM em quadratura poderia ser usada. O ruído aditivo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) é

inserido para simular os efeitos do ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) e embora não representado na Figura 12, um filtro óptico passa bandas é normalmente empregado para limitar os efeitos dos ruídos fora da banda de interesse. A propagação em enlace de fibras ópticas em regime linear é objeto de estudo de seções posteriores.

4.2 Análise Teórica

Nesta seção será feita uma análise teórica da transmissão e recepção de um sinal CE-OFDM, em DSB, baseada no trabalho de (LEIBRICH, 2009). Na modelagem, será considerado o MZM, a adição de um ruído AWGN representando o ruído inserido pelo amplificador na saída do modulador óptico e a detecção IMDD. Uma representação esquemática do sistema considerado é vista na figura 13.

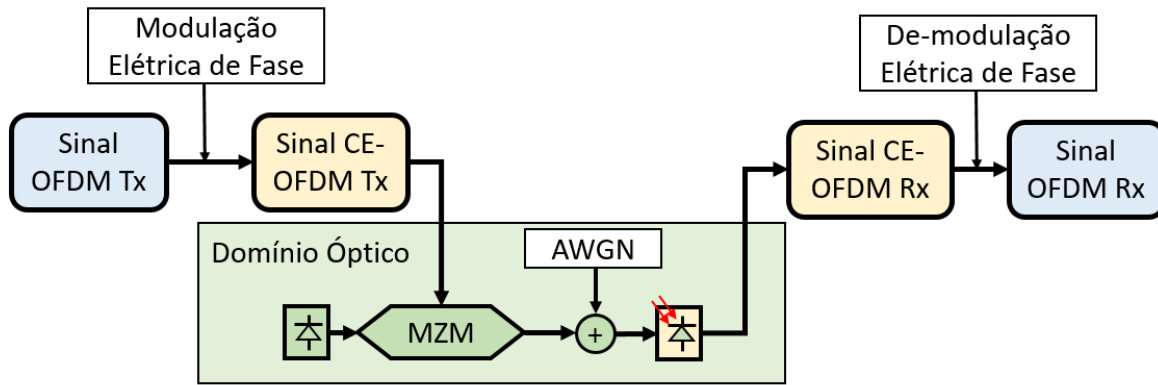


Figura 13 – Sistema CE-OFDM considerado na modelagem teórica (Fonte: Próprio autor)

4.2.1 Modelo de Transmissão

O sinal OFDM será representado por $s(t)$. Como a aplicação da constante envelope consiste de modular tal sinal OFDM na fase de uma portadora, o sinal CE-OFDM $c(t)$ é dado por:

$$c(t) = A \cos(\omega t + 2\pi h s(t)) \quad (4.1)$$

na qual A denota a amplitude da constante envelope, ω é a frequência da portadora elétrica e h é o índice de modulação de fase.

De acordo com a modelagem do MZM, o campo óptico em sua saída ($E_{MZM}(t)$) é dado substituindo em 3.3 o sinal OFDM por $c(t)$:

$$E_{MZM}(t) = \cos\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}}(c(t) - V_{\text{bias}})\right) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t) \quad (4.2)$$

na qual P representa a potência do laser na entrada óptica do MZM e f_c a frequência da portadora óptica.

O sinal $E_{MZM}(t)$ é passado por um amplificador de ganho G . Na modelagem, ele introduzirá um ruído AWGN ao sinal, de banda $B_0 > 2\Delta f N_c$ (onde N_c é o número de subportadoras e Δf o desvio de frequência entre elas), resultando num sinal amplificado $E_{PIN}(t)$ dado por

$$E_{PIN}(t) = \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) - V_B)\right) \sqrt{2GP} \cos(2\pi f_c t) + n_i(t) \cos(2\pi f_c t) + n_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.3)$$

na qual $n_i(t)$ e $n_q(t)$ representam as componentes em fase e quadratura, respectivamente, do ruído introduzido pelo amplificador em banda passante. Sua variância é dada por $\sigma_n^2 = N_{ASE} B_0$, com a densidade espectral de potência do ruído em banda passante (dois lados do espectro) dado por $N_{ASE}/2$.

4.2.2 Modelo de Recepção

Na recepção, utiliza-se um fotodiodo, que captura a potência do sinal. Matematicamente, a corrente i_{PIN} na saída do fotodiodo é dada por RE_{PIN}^2 , onde R é a responsividade do fotodiodo. Computando o termo E_{PIN}^2 , tem-se

$$\begin{aligned} E_{PIN}^2 = & \cos^2\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) - V_B)\right) 2GP \cos^2(2\pi f_c t) + \\ & + n_i^2 \cos^2(2\pi f_c t) + n_q^2 \sin^2(2\pi f_c t) + \\ & + 2 \left\{ \cos^2(2\pi f_c t) n_i(t) \sqrt{2GP} \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) - V_B)\right) + \right. \\ & \left. + n_q^2(t) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \left[n_i(t) + \sqrt{2GP} \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(c(t) - V_B)\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Porém, nesse sinal há muitas componentes que estão na frequência $2f_c$ que podem ser filtradas e desconsideradas. Portanto, utilizando as identidades

$$\sin(\theta) \cos(\theta) = \frac{1}{2} \sin(2\theta) \quad (4.5)$$

$$\sin^2(\theta) = \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} \quad (4.6)$$

$$\cos^2(\theta) = \frac{1 + \cos(2\theta)}{2}, \quad (4.7)$$

tem-se, acrescentando a responsividade R do fotodiodo e filtrando as componentes em $2f_c$:

$$\begin{aligned} i_{PIN} &= R \left[GP \cos^2 \left(\frac{\pi}{2V_\pi} (c(t) - V_B) \right) + n_i(t) \sqrt{2GP} \cos \left(\frac{\pi}{2V_\pi} (c(t) - V_B) \right) + \frac{1}{2} (n_i^2(t) + n_q^2(t)) \right] \\ &= \frac{R}{2} \left\{ GP \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} (c(t) - V_B) \right) \right] + 2n_i(t) \sqrt{2GP} \cos \left(\frac{\pi}{2V_\pi} (c(t) - V_B) \right) + n_i^2(t) + n_q^2(t) \right\} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Nessa etapa, o sinal $c(t)$ ainda está inserido dentro de um operador cosseno, o que dificulta a extração do sinal analiticamente. Visto isso, será considerada a aproximação de primeira ordem da série de Taylor da função cosseno, dada por

$$\cos(K_1 c(t) + K_2) \approx \cos(K_2) - K_1 c(t) \text{sen}(K_2) \quad (4.9)$$

Aplicando tal aproximação na equação 4.8, obtém-se:

$$\begin{aligned} i_{PIN} &= \frac{R}{2} \left\{ GP \left[1 + \cos \left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) - \frac{\pi c(t)}{V_\pi} \text{sen} \left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) \right] + \right. \\ &\quad \left. + 2n_i(t) \sqrt{2GP} \left[\cos \left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \text{sen} \left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) \right] + n_i^2(t) + n_q^2(t) \right\} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Ainda pode-se considerar que $n_i^2(t) + n_q^2(t)$ é muito pequeno, simplificando 4.10 para

$$\begin{aligned} i_{PIN} &= \frac{R}{2} \left\{ GP \left[1 + \cos \left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) - \frac{\pi c(t)}{V_\pi} \text{sen} \left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) \right] + \right. \\ &\quad \left. + 2n_i(t) \sqrt{2GP} \left[\cos \left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \text{sen} \left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Filtra-se então a componente DC em 4.11, o que resulta em:

$$\begin{aligned} i_{PIN} &= \frac{R}{2} \left\{ GP \left[-\frac{\pi c(t)}{V_\pi} \text{sen} \left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) \right] + \right. \\ &\quad \left. + 2n_i(t) \sqrt{2GP} \left[\cos \left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \text{sen} \left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.3 Dedução da Equação de Desempenho BER *versus* OSNR

Na equação 4.12, o sinal $c(t)$ já aparece multiplicado pelos termos da equação ao invés de dentro do cosseno. Isso é importante para determinar a SNR (relação sinal/ruído),

pois se a equação for composta de um termo representando o sinal somado a outro termo representando o ruído, a SNR é dada dividindo a potência do primeiro termo pela do segundo. Porém, o sinal OFDM de fato é o $s(t)$, que está dentro do $c(t)$ de acordo com a equação 4.1. Sendo assim, será necessário outro artifício para extrair o sinal $s(t)$ e obter um termo referente ao sinal (que varie linear com tal) somado a um termo referente ao ruído.

O artifício matemático utilizado será multiplicar i_{PIN} por uma cossenóide na frequência w , para então utilizar uma aproximação da série de Taylor para obter o sinal $s(t)$. Para simplificar as contas, será considerado que o primeiro termo da equação 4.12, o que não depende de $n_i(t)$ está associado ao sinal de fato, e o segundo termo, o que é multiplicado por $n_i(t)$, está associado ao ruído.

Multiplicando o termo do sinal por $\cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right)$, obtem-se que:

$$\begin{aligned}
\sqrt{P_s} &= \frac{R}{2} GP \left[-\frac{\pi c(t)}{V_\pi} \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) \right] \\
&= \frac{R}{2} GP \left[-\frac{\pi A \cos(wt + 2\pi h s(t))}{V_\pi} \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) \right] \\
&= \frac{R}{2} GP \left\{ -\frac{\pi A}{2V_\pi} \left[\cos(2wt + 2\pi h s(t)) + \cos\left(2\pi h s(t) - \frac{\pi}{2}\right) \right] \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \right\} \\
&= \frac{R}{2} GP \left\{ -\frac{\pi A}{2V_\pi} [\cos(2wt + 2\pi h s(t)) + \text{sen}(2\pi h s(t))] \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \right\}
\end{aligned} \tag{4.13}$$

na qual P_s representa a potência do termo do sinal recebido ($\sqrt{P_s}$ foi utilizado como abuso de notação, já que a potência P_s para o cálculo da SNR utiliza a média em um período e não o valor instantâneo. O mesmo tipo de notação será utilizada para o caso do termo do ruído).

Pode-se então filtrar a componente com frequência $\frac{2w}{2\pi}$. Agora, realiza-se a aproximação de primeira ordem da série de Taylor da função seno, dada por:

$$\text{sen}(\theta) \approx \theta, \tag{4.14}$$

resultando em

$$\begin{aligned}
\sqrt{P_s} &= \frac{R}{2} GP \left[-\frac{\pi A}{2V_\pi} \text{sen}(2\pi h s(t)) \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \right] \\
&\approx \frac{R}{2} GP \left[-\frac{\pi A}{2V_\pi} 2\pi h s(t) \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) \right]
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Como era desejado, a equação 4.15 depende linearmente de $s(t)$. Agora, resta obter

a potência do ruído P_n . Multiplicando o termo do ruído por $\cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right)$, obtém-se

$$\sqrt{P_n} = \frac{R}{2} \left\{ 2\sqrt{2GP} \left[\cos\left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) \right] \right\} \quad (4.16)$$

Na equação 4.16 surge o termo $\cos(wt + 2\pi h s(t)) \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right)$, que já foi calculado nas equações referentes ao sinal. Utilizando a mesma abordagem, ou seja, filtrando as componentes de frequência $\frac{2w}{2\pi}$ e realizando a aproximação de primeira ordem da função de Taylor do seno, obtém-se que

$$\sqrt{P_n} = \frac{R}{2} \left\{ 2\sqrt{2GP} \left[\cos\left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi A}{4V_\pi} \text{sen}\left(-\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) 2\pi h s(t) \right] \right\} \quad (4.17)$$

Sendo a $\text{SNR} = \left(\frac{S}{N}\right)_{PIN} = \frac{P_s}{P_n}$, ou seja, a potência do sinal sobre a potência do ruído, pode-se determinar a expressão analítica para SNR. Atentando-se ao fato de que, ao elevar a equação 4.17 ao quadrado, o valor médio de uma função $\cos(wt + \alpha)$ vale 0 e o de uma função $\cos^2(wt + \alpha)$ vale $\frac{1}{2}$, e denotando a potência do sinal $s(t)$ por σ_s^2 , obtém-se que:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{PIN} &= \frac{\frac{(GP)^2 \pi^2 A^2 (2\pi h)^2 \sigma_s^2}{4V_\pi^2} \text{sen}^2\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right)}{\sigma_n^2 8GP \left[\frac{\cos^2\left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right)}{2} + \frac{\pi^2 A^2}{16V_\pi^2} (2\pi h)^2 \sigma_s^2 \text{sen}^2\left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) \right]} \\ &= \frac{(2\pi h)^2 \sigma_s^2 \pi^2 A^2 \text{sen}^2\left(\frac{\pi V_B}{V_\pi}\right) GP}{\sigma_n^2 \left[16V_\pi^2 \cos^2\left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) + 2\pi^2 A^2 (2\pi h)^2 \sigma_s^2 \text{sen}^2\left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi}\right) \right]} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Para a análise do desempenho do sistema é necessário escrever a SNR em função da OSNR, para então analisar a dependência $\text{BER} \times \text{OSNR}$. Para tal, utiliza-se da equação

$$\text{OSNR} = \frac{P_{med} B_0}{2\sigma_n^2 B'_0} \Rightarrow \sigma_n^2 = \frac{P_{med} B_0}{2\text{OSNR} B'_0} \quad (4.19)$$

onde P_{med} representa a potência média do sinal óptico e B'_0 é a largura de banda de referência, que vale $B'_0 = 12,5$ GHz. Sendo assim, considerando a potência dada principalmente pela portadora óptica (desconsiderando a potência do ruído), fazendo $s(t) = 0$ em 4.3, obtém-se

$$P_{med} = \frac{GP}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2 \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (A \cos(wt) - V_B) \right] dt \quad (4.20)$$

Para simplificar as contas, seja I_{med} tal que $P_{med} = GPI_{med}$, ou seja:

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2 \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (A \cos(wt) - V_B) \right] dt \quad (4.21)$$

Substituindo a equação 4.21 em 4.19 e a equação 4.19 em 4.18, obtém-se

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{PIN} = \left(\frac{B'_0}{B_0} \right) \left(\frac{2OSNR}{P_{med}} \right) \frac{(2\pi h)^2 \sigma_s^2 \pi^2 A^2 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right) GP}{2 \left[8V_\pi^2 \cos^2 \left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) + \pi^2 A^2 (2\pi h)^2 \sigma_s^2 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) \right]} \quad (4.22)$$

Dado que a banda elétrica do sinal B_e precisa ser menor que $B_0/2$, pode-se substituir $B_0 \approx 2B_e$ na equação 4.22, obtendo-se

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{PIN} = \left(\frac{B'_0}{2B_e} \right) \left(\frac{OSNR}{I_{med}} \right) \frac{(2\pi h)^2 \sigma_s^2 \pi^2 A^2 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right)}{\left[8V_\pi^2 \cos^2 \left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) + \pi^2 A^2 (2\pi h)^2 \sigma_s^2 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) \right]} \quad (4.23)$$

Por fim, para um sistema QPSK, a sua BER (taxa de erro de bits) é dada por $BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \text{SNR}} \right)$. Portanto, para tal sistema:

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{B'_0}{2B_e} \right) \left(\frac{OSNR}{I_{med}} \right) \frac{(2\pi h)^2 \sigma_s^2 \pi^2 A^2 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi V_B}{V_\pi} \right)}{\left[8V_\pi^2 \cos^2 \left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) + \pi^2 A^2 (2\pi h)^2 \sigma_s^2 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi V_B}{2V_\pi} \right) \right]}} \right) \quad (4.24)$$

5 Validação da Expressão Analítica

O sistema CE-OFDM considerado apresenta vários parâmetros que influenciam diretamente no desempenho do sistema. Os principais são: o índice de modulação de fase h da constante envelope; a polarização do MZM; e o índice de modulação óptica (OMI). Os dois primeiros já foram definidos ao longo do texto. Com relação ao OMI, nesse sistema o seu valor está basicamente determinado pelo valor da amplitude A da constante envelope. Seu valor para um sinal cujo valor RMS é V_{RMS} pode ser calculado em sistemas ópticos IMDD fazendo

$$\text{OMI} = \frac{V_{RMS}}{V_{\pi}}. \quad (5.1)$$

Portanto, como um sinal constante envelope $A \cos(\omega t + s(t))$ tem seu valor RMS predominantemente dado pelo RMS da cossenóide, tem-se $V_{RMS} = \frac{A}{\sqrt{2}}$ e logo

$$\text{OMI} = \frac{A}{\sqrt{2}V_{\pi}}. \quad (5.2)$$

O sinal transmitido CE-OFDM dado por $A \cos(\omega t + s(t))$ pode ser visto na figura 14. Nela é possível notar que o sinal no domínio do tempo apresenta uma amplitude limitada, que é a principal vantagem da constante envelope. É possível ver também a deformação na constelação recebida causada pelo ruído para uma relação sinal ruído óptica de 35 dB. Por fim, no espectro do sinal é exemplificada a ampliação da banda do sinal OFDM devido ao método CE-OFDM. Nele também é visível a necessidade da banda de guarda, cuja razão com a banda do sinal foi de 1.

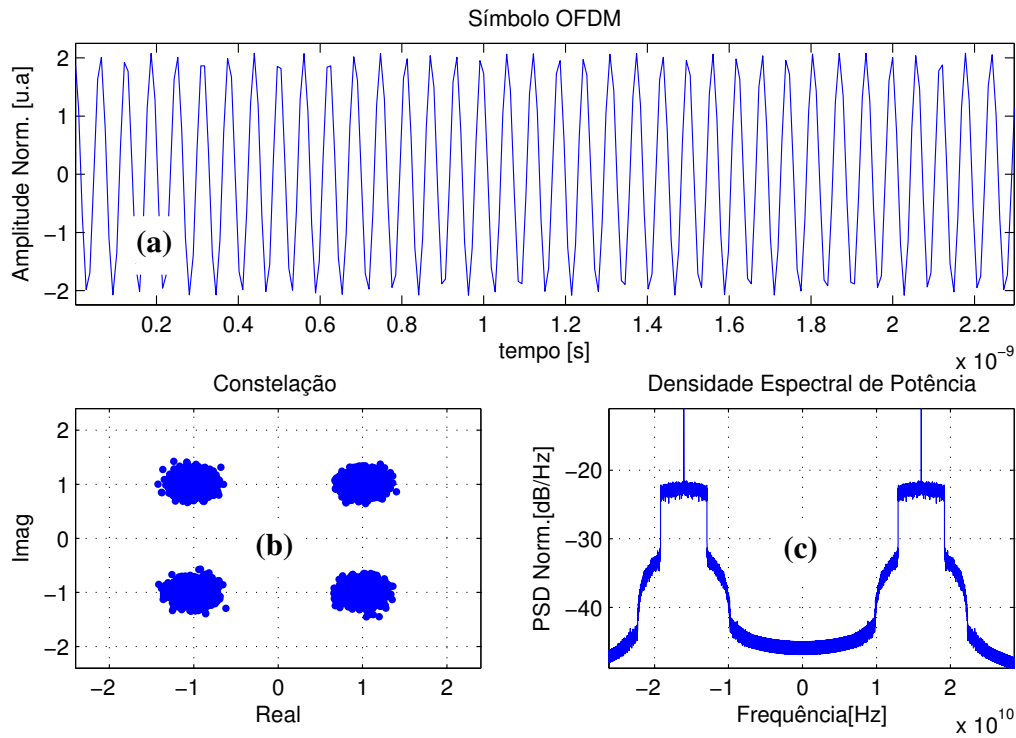


Figura 14 – Sinal CE-OFDM transmitido para uma OSNR de 35 dB. a) Sinal CE-OFDM no domínio do tempo. b) Constelação 4-QAM recebida. c) Espectro do sinal CE-OFDM. (Fonte: Próprio autor)

Foi então feita uma simulação com o objetivo de verificar a validade da equação ao variar alguns parâmetros. Primeiramente, foi verificada a variação do valor da taxa de erro ao variar a OSNR, como pode ser visto na figura 15. Os principais parâmetros da simulação podem ser vistos na tabela 1.

Parâmetro	Valor
$2\pi h$	1
OMI	0,3
A	2,079 V
N_{FFT}	1024
N_s	511
B_e	10,7 GHz
B_0	21,4 GHz
B'_0	12,5 GHz
V_π	4,9 V
V_{bias}	2,45 V
σ_s	0,2148
f_c	16,05 GHz

Tabela 1 – Tabela dos parâmetros do sistema (Fonte: Próprio Autor)

Na figura 15 é possível notar que a equação prevê bem o comportamento do sistema para tal ponto de operação, já que seu valor fica bem próximo dos obtidos na simulação.

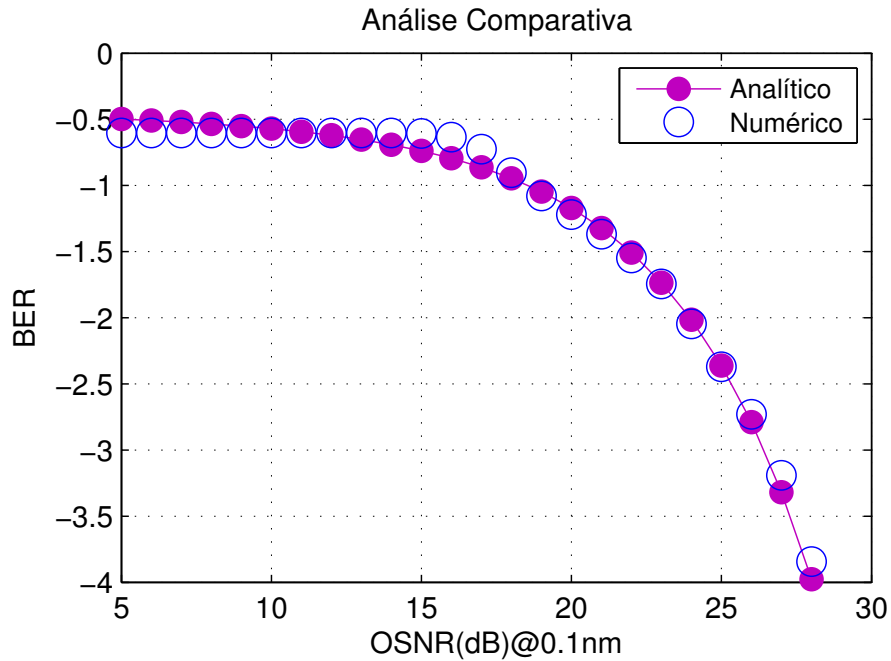


Figura 15 – Gráfico de BER \times OSNR da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)

Foi então feita uma nova simulação para determinar a validade da equação ao variar o valor de OMI. Para tal, fixou-se uma SNR de 25 dB, que para o valor de OMI 0,3 resulta em, aproximadamente, uma taxa de erro de $2,5 \times 10^{-3}$ dB. O gráfico de BER \times OMI é visto na figura 16.

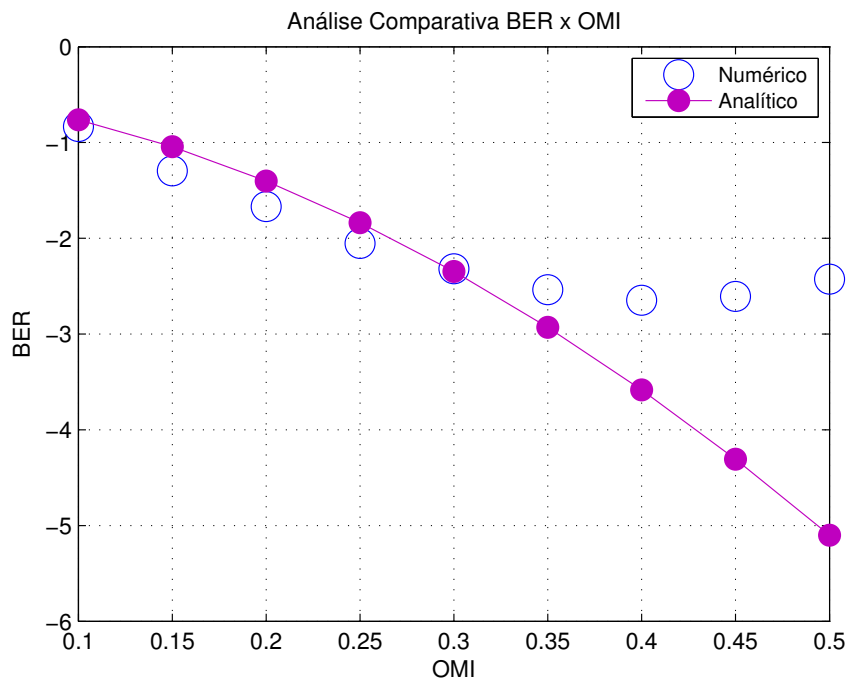


Figura 16 – Gráfico de BER \times OMI da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)

Na figura 16 é possível notar que a equação aproxima o desempenho do sistema apenas para uma certa faixa de valores de OMI. Para valores de OMI muito altos, a equação não consegue prever a não linearidade do Mach Zehnder, como o ceifamento do sinal, já que foram utilizadas aproximações lineares para deduzir a expressão. Na figura 17 tem-se o sinal no domínio do tempo na saída do MZM para o ponto ótimo de OMI de 0,4, e é possível ver que para esse valor já começa a ocorrer ceifamento do sinal.

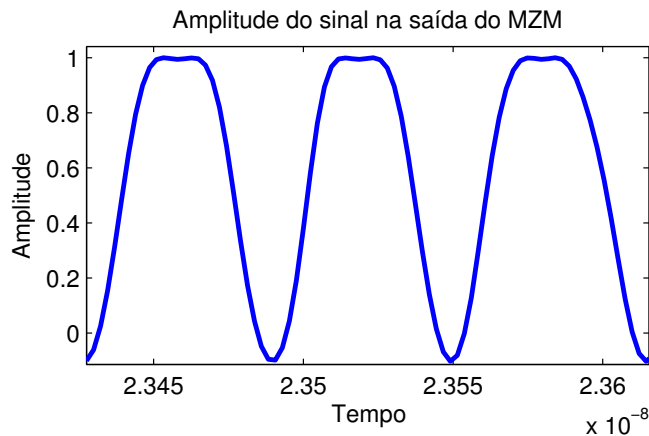


Figura 17 – Sinal na saída do MZM para OMI de 0,4 (Fonte: Próprio autor)

Para ilustrar a variação da BER com a OSNR com valores de OMI diferentes, simulou-se também o sistema para os valores de OMI de 0,2 e 0,4, nas figuras 18 e 19, respectivamente.

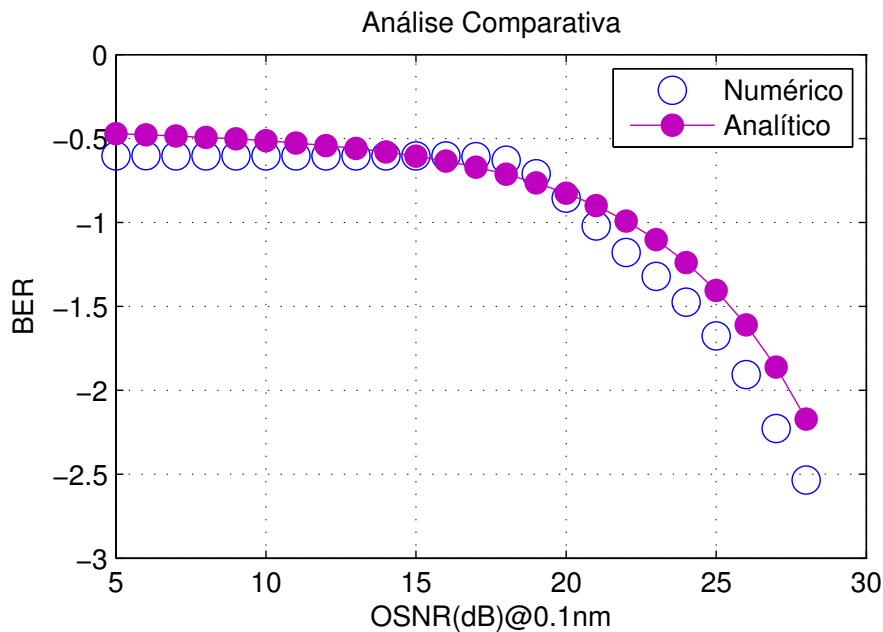


Figura 18 – Gráfico de BER \times OSNR da equação teórica e da simulação para OMI de 0,2 (Fonte: Próprio autor)

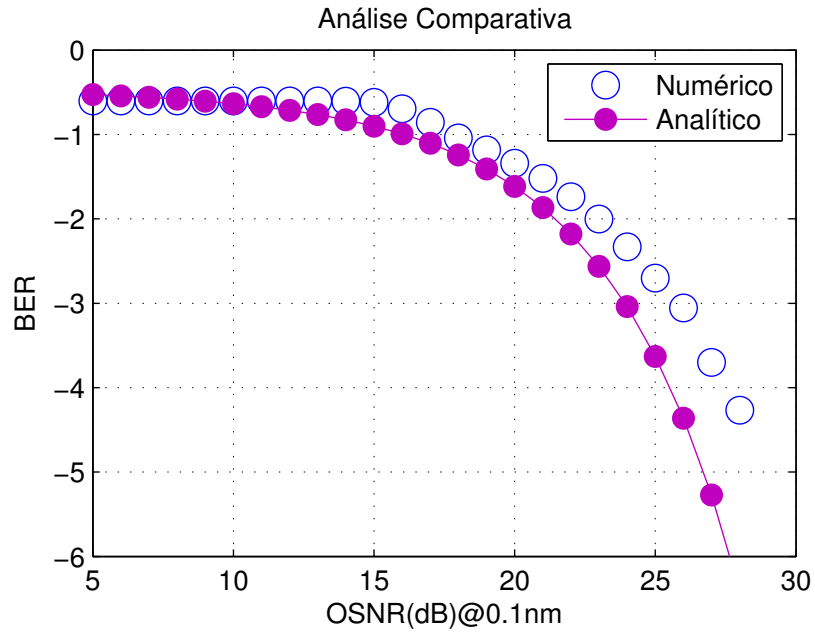


Figura 19 – Gráfico de BER \times OSNR da equação teórica e da simulação para OMI de 0,4 (Fonte: Próprio autor)

Novamente, é possível verificar na figura 19 que o ceifamento do sinal não é contemplado pela equação teórica, já que a performance numérica é pior do que a analítica para valores consideráveis de OSNR.

Por fim, variou-se o valor de V_{bias} para verificar a não linearidade do Mach Zehnder ao variar sua polarização, como pode ser visto na figura 20. Para tal, foi mantido constante o valor de OMI em 0,3 e o de OSNR em 25 dB.

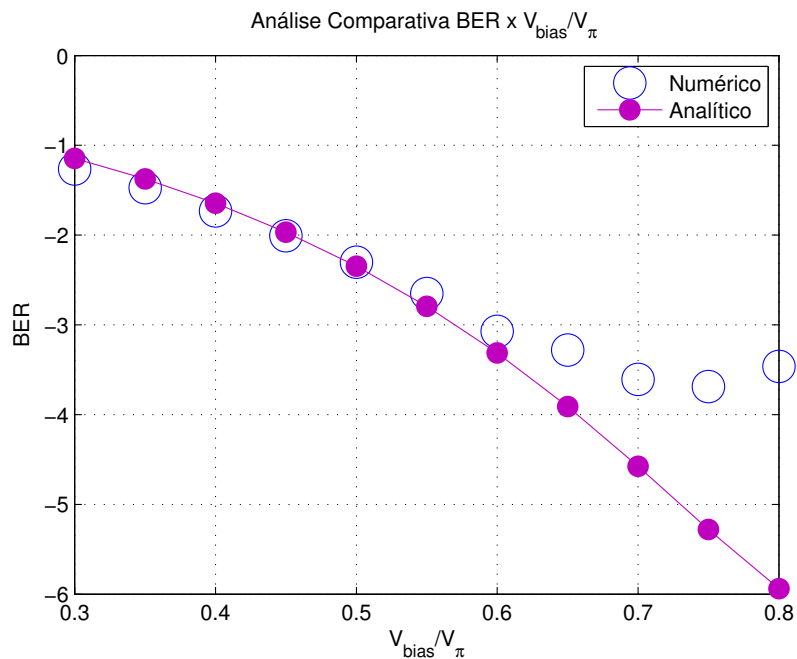


Figura 20 – Gráfico de BER \times V_{bias}/V_{π} da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)

Nesse caso, é possível ver que para valores mais baixos de V_{bias}/V_{π} a equação prevê o desempenho do sistema, porém, para valores mais altos, a equação não retrata os efeitos de não linearidade do MZM. Para ilustrar tal fato, simulou-se a curva de BER \times OSNR para um valor de $V_{\text{bias}}/V_{\pi} = 0,7$, com OMI= 0,3, como pode ser visto na figura 21.

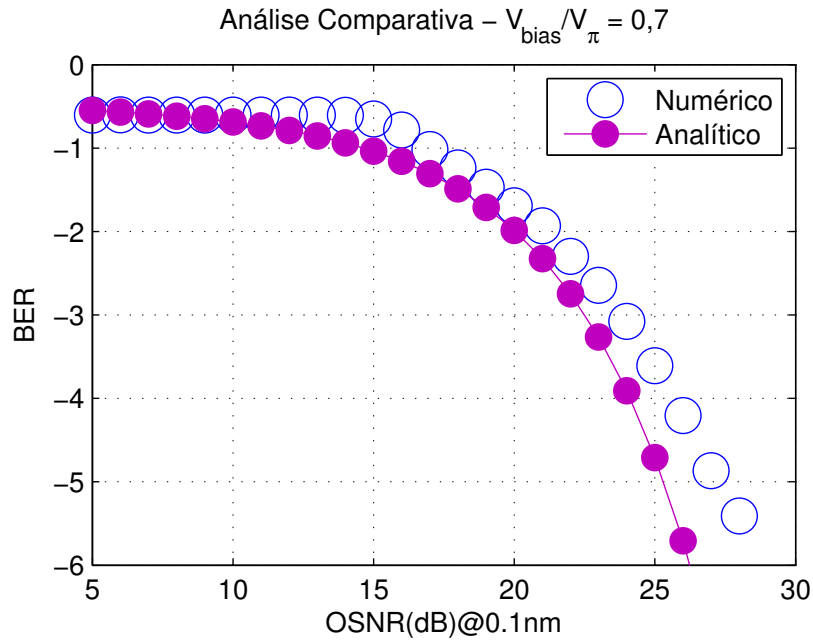


Figura 21 – Gráfico de BER \times OSNR para $V_{\text{bias}}/V_{\pi} = 0,7$ da equação teórica e da simulação (Fonte: Próprio autor)

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Devido às fontes de não linearidades numa transmissão em um sistema óptico, como a fibra e o próprio modulador MZM, técnicas para combater tal efeito são extremamente necessárias, visto que muitas vezes deseja-se aumentar a potência entregue à fibra. Visando resolver este problema, a técnica de modulação CE-OFDM de fato desempenha um papel importante nesse contexto, pois a PAPR de um sinal é um dos principais fatores que influenciam a queda de desempenho devido a não linearidades.

No entanto, realizar simulações sempre que se quiser transmitir um sinal nesse tipo de modulação pode levar tempos significativos, os quais são drasticamente poupados ao utilizar uma equação fechada para desempenho. Assim, a dedução da equação feita neste trabalho tem importante significância. Para tal, foi necessário estabelecer:

- Um modelo analítico para o modulador Mach Zehnder, além do ruído aditivo gaussiano gerado pelo amplificador;
- Modelar a recepção do sinal, feita pelo fotodetector
- Utilizar simplificações que permitissem obter o sinal OFDM recuperado somado linearmente com uma parcela de ruído;
- Obter a relação sinal ruído, dependente da OSNR;
- Determinar a equação da BER em função da SNR, e por consequência, em função da OSNR.

Feito isso, foi necessário montar o sistema via código Matlab, para poder validar a equação obtida. Então, simulou-se o desempenho do sistema variando fatores como a OSNR, a polarização do MZM e o valor de OMI, e verificou-se na equação se esta conseguia obter os mesmos valores de desempenho para cada ponto de operação escolhido.

Um ponto de operação que a equação conseguiu prever o desempenho de forma mais exata foi para $OMI = 0,3$ e $V_{\text{bias}}/V_{\pi} = 0,5$. Nesse ponto de operação, o MZM operava em regime bastante linear, devido à sua polarização. Além disso, o valor de OMI considerado era tal que não ocorria ceifamento do sinal, mas ainda assim conseguia entregar um nível considerável de potência ao modulador.

Ao considerar pontos fora da zona linear do MZM, como alta polarização e altos valores de OMI, a equação já não prevê o desempenho com tanta eficácia. Porém, isso já era esperado, pois para conseguir obter a equação em uma forma aditiva de ruído e sinal, foram necessárias simplificações que consideravam o sistema linear.

Em relação aos trabalhos futuros, é interessante a simplificação da equação, visto que foi notado que o segundo termo que depende do sinal na parcela do ruído da equação é muitas vezes não significativa para um ponto de operação $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$. Pretende-se ainda realizar experimentos que comprovem tanto a simulação quanto a equação teórica, e posteriormente inserir a contribuição da fibra tanto no modelo analítico quanto no numérico. Também pretende-se propor uma nova técnica de transmissão e recepção, que melhore a eficiência de banda ou o desempenho do sistema.

Referências

- BARROS D. J. F.; KAHN, J. M. Optimized dispersion compensation using orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 16, 2008. Citado na página 30.
- DIAS V. O. C.; PEREIRA, E. d. V. S. M. E. V. S. J. A. L. Comparando eficientes técnicas de redução de papr para combate aos efeitos não-lineares de mach-zehnders em sistemas Ópticos co-ofdm. *MMOMAG 2016: 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica LAWOFs 2016 - Latin American Workshop on Optical Fiber Sensors, Porto Alegre - RS*, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 33.
- DIAS V. O. C.; SILVA, J. A. L. S. M. E. V. R. H. R. O. Análise teórica da polarização de mach-zehnders para atender às condições de injetividade em sistemas ddo-ce-ofdm. *MOMAG 2014: 16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Curitiba-PR.*, 2014. Citado na página 17.
- DINIZ P. S. R.; SILVA, E. A. B. N. S. L. *Processamento Digital de Sinais*. [S.l.]: Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2004. ISBN 8536304189. Citado na página 24.
- HAN S. H.; LEE, J. H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE Wireless Communications*, 2005. Citado na página 33.
- HANZO L.; WEBB, W. K. T. *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. [S.l.]: Baffins Lane, England: John Wiley and Sons, 2000. ISBN 0471492396. Citado na página 25.
- HARA S.; PRASAD, R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. [S.l.]: Artech House, 2003. ISBN 1580534821. Citado na página 25.
- HO, K.-P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. [S.l.]: Springer, 2005. ISBN 978-0387-24392-4. Citado na página 30.
- JANSEN, S. L. e. a. 100gbe: Qpsk versus ofdm. *Optical Fiber Technology*, 2009. Citado na página 27.
- KAMINOW I. P.; LI, T. W. A. E. *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*. [S.l.]: Elsevier, 2008. ISBN 978-0-12-374172-1. Citado na página 30.
- LEIBRICH, J. e. a. Impact of modulator bias on the osnr requirement of direct-detection optical ofdm. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, n. 15, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 36.
- LOWERY A. J.; ARMSTRONG, J. Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation. *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf.*, 2007. Citado na página 27.

- NEE R. V.; PRASAD, R. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. [S.l.]: Artech House, Inc. Norwood, MA, USA, 2000. ISBN 0890065306. Citado na página 17.
- OCHIAI H.; IMAI, H. On the distribution of peak-to-average power ratio in ofdm signals. *IEEE Transactions on Communi*, p. 282–89, 2001. Citado na página 33.
- PELED A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *IEEE International Conference on ICASSP '80.*, v. 5, p. 964–967, 1980. Citado na página 19.
- PENG, W. e. a. Theoretical and experimental investigations of direct-detected rf-tone-assisted optical ofdm systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 10, 2009. Citado na página 27.
- PINTO E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. 1, 2002. Citado na página 24.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communication*. [S.l.]: Singapore: McGraw-Hill, Inc., 1995., 1995. ISBN 0070517266. Citado 4 vezes nas páginas 22, 24, 25 e 26.
- RUIZ A.; CIOFFI, J. M. K. S. Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel. *IEEE Trans. Commun.*, v. 40, n. 6, p. 1012–1029, 1980. Citado na página 22.
- SCHMIDT B. J. C.; LOWERY, A. J. A. J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical ofdm. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 1, 2008. Citado na página 27.
- SHIEH W.; DJORDJEVIC, I. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*. [S.l.]: Elsevier, 2010. ISBN 978-0-12-374879-9. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 30.
- SILVA, J. A. L. *Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2011. Citado 14 vezes nas páginas 9, 17, 20, 22, 23, 24, 25, 26, 28, 29, 30, 31, 32 e 35.
- THOMPSON, S. C. e. a. Constant envelope binary ofdm phase modulation: Spectral containment, signal space properties and performance. *IEEE Milcom*, p. 1129–1135, 2004. Citado na página 17.
- THOMPSON S. C.; PROAKIS, J. G. Z. J. R. Constant envelope binary ofdm phase modulation. *IEEE Milcom*, p. 621–26, 2003. Citado na página 17.
- WEINSTEIN S. B.; EBERT, P. M. Data transmission by frequency-division multiplexing using discrete fourier transform. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, n. 5, p. 628–634, 1971. Citado na página 19.
- ZHOU J.; QIAO, Y. Low-papr asymmetrically clipped optical ofdm for intensity-modulation/direct-detection systems. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 3, 2015. Citado na página 17.