

Thiago Machado de Almeida

**Aumento da Eficiência Espectral de Sistemas  
DDO-OFDM através de Otimização via  
Algoritmo Genético**

**Vitória**

**Abril 2014**

Thiago Machado de Almeida

**Aumento da Eficiência Espectral de Sistemas  
DDO-OFDM através de Otimização via Algoritmo  
Genético**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Dissertação de Mestrado**  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Orientador: Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva  
Coorientador: Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto

Vitória  
Abril 2014

---

Thiago Machado de Almeida

Aumento da Eficiência Espectral de Sistemas DDO-OFDM através de Otimização via Algoritmo Genético/ Thiago Machado de Almeida. – Vitória, Abril 2014-

112 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva

– **Dissertação de Mestrado**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, Abril 2014.

1. OFDM Óptico. 2. Detecção Direta. 3. Eficiência Espectral. 4. Otimização.
5. Algoritmo Genético I. Jair Adriano Lima Silva. II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. Aumento da Eficiência Espectral de Sistemas DDO-OFDM através de Otimização via Algoritmo Genético

**Thiago Machado de Almeida**

**Aumento da Eficiência Espectral de Sistemas DDO-OFDM  
através de Otimização via Algoritmo Genético**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 25 de abril de 2014.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

**Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador

---

**Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Co-orientador

---

**Prof. Dr. Moisés Renato Nunes Ribeiro**  
Universidade Federal do Espírito Santo

---

**Prof. Dr. Renato Tannure Rotta de Almeida**  
Instituto Federal do Espírito Santo

---

**Dr. Neil Guerrero González**  
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações

*Este trabalho é dedicado à todas as pessoas curiosas que se divertem com ciência e tecnologia.*

# Agradecimentos

- A DEUS por criar tudo perfeitamente e dar a possibilidade do homem vivenciar o ambiente que o cerca junto a curiosidade e necessidade de descobrir como as coisas funcionam mesmo que todo conhecimento desvendado pela humanidade seja um pequeno ponto em um imenso círculo no universo das verdades.

- Aos meus pais, Marinês e Edmo, que fizeram de mim o que sou hoje, fruto de todo investimento, educação e conselhos realizados para o meu crescimento e valorização familiar a fim de manter as próximas gerações. A minha irmã Gabriella, que sempre esteve ao meu lado em todos os momentos junto ao seu grande apoio e discussões em difíceis decisões.

- Ao meu orientador Jair, que com sua enorme paciência, dedicação e esforço conseguiu me passar uma pequena parte do seu conhecimento e usando toda sua motivação conseguiu tornar realidade o avanço da pesquisa na área de telecomunicações tornando possível a realização deste trabalho que deixa aqui, grandes contribuições.

- Ao Helder que compartilhou seus conhecimentos e mudou o destino desta dissertação quando propôs a otimização do modelo do sistema óptico implementado agregando valor de forma significativa a este trabalho.

- Ao professor Marcelo Segatto que me deu a primeira oportunidade de interagir com a ciência a partir da confiança em projetos de iniciações científicas de transferência tecnológica que mudou toda a trajetória.

- Ao professor Moisés que sempre se mostrou disposto e interessado questionando diferentes pontos durante o desenvolvimento influenciando e fazendo parte neste trabalho.

- À professora Maria José que além de disponibilizar os equipamentos ópticos, compartilhou um pouco do seu conhecimento em fenômenos físicos da óptica.

- Ao doutorando Reginaldo que se atreveu a estudar a mesma área deste trabalho enriquecendo partes desta dissertação que uma mente sozinha pensando não conseguiria desvendar muitos pontos.

- À equipe labtel que sempre muito disposta, incentivadora e amiga que influenciou bastante nesta jornada.

- Ao programa de pós graduação em engenharia elétrica PPGEe e ao CNPQ pela bolsa que patrocinou os estudos e pesquisas.

*“A tarefa não é tanto ver aquilo que ninguém viu, mas pensar o que ninguém ainda pensou sobre aquilo que todo mundo vê”.*  
*(Arthur Schopenhauer)*

# Resumo

A técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) aplicado em sistemas de comunicações ópticas de elevadas taxas de transmissão tornou-se interessante principalmente pela sua capacidade em compensar eletronicamente os efeitos das dispersões cromática (*Chromatic Dispersion* - CD) e de polarização de modo (*Polarization Mode Dispersion* - PMD) em enlaces de fibra monomodo padrão (*Standard Single-Mode Fiber* - SSMF). Entretanto, a inserção de sinais OFDM em enlaces com modulação por intensidade e detecção direta (*Intensity-Modulated and Direct-Detected* - IMDD) requer a utilização de uma banda de guarda entre a portadora óptica e a banda de sinal, para evitar interferências de produtos de intermodulação gerados por batimentos presentes na detecção direta do sinal óptico. Com largura de banda igual à banda de sinal, esta banda de guarda reduz consideravelmente a eficiência de sistemas ópticos DDO-OFDM (*Direct-Detection Optical OFDM*). Esta dissertação de mestrado consiste em melhorar a eficiência espectral de tais sistemas através da aplicação de uma heurística de otimização de parâmetros essenciais ao desempenho do sistema que, visa minimizar a supracitada banda de guarda sem comprometer o desempenho do sistema como um todo. A otimização via algoritmo genético sugerido permitiu uma economia de até 15% (0.3 GHz em um total de 2.0 GHz) na largura total do sistema. A transmissão de sinais OFDM em uma plataforma experimental implementada para validação de sistemas DDO-OFDM permitiu validar a otimização aqui proposta.

**Palavras-chaves:** OFDM Óptico, Detecção Direta, Eficiência Espectral, Otimização, Algoritmo Genético.

# Abstract

The orthogonal frequency division multiplexing OFDM technique applied to the high rate optical communication transmission systems has become interesting mainly for its ability to electronically compensate for the effects of chromatic dispersion CD and polarization mode dispersion PMD through long range links. However, insertion of OFDM signals inside intensity modulation direct detection links requires the use of a band guard  $B_G$  to avoid intermodulation products caused by the beating between the light source and the photodiode therefore the setting of various optical and electrical parameters for successfully transmission.

This work consists in the search for the spectral efficiency of the transmitted signals to minimize the guard band  $B_G$  needed using one heuristic based on Mono-Objective optimization. Through the genetic algorithm, from the sensitive variables one seek for optimized values is performed. For the validation, an experimental platform is implemented using real high capacity conversion equipments to perform A/D and D/A tasks. As well, characterization of all inserted devices into the short range optical link was made.

**Key-words:** Optical OFDM, Direct Detection, Spectral Efficiency, Experimental, Genetic Algorithm, Mono-objective.

# Listas de ilustrações

Figura 1 – Componentes principais de um sistema óptico de comunicação . . . . .	20
Figura 2 – Fluxograma de ilustração da sequência do arquivo principal. . . . .	23
Figura 3 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.	26
Figura 4 – Divisão do espectro de frequências em $N$ subcanais . . . . .	27
Figura 5 – Configuração de um transmissor multiportadora. . . . .	28
Figura 6 – Configuração de um receptor multiportadora. . . . .	29
Figura 7 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras. . . .	31
Figura 8 – Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos subsímbolos mapeados conforme modulação por subportadora de- sejada. . . . .	32
Figura 9 – Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Fi- gura 8 para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro <i>But- terworth</i> de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central $f_c \approx 91$ MHz. . . . .	33
Figura 10 – Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que re- move a simetria Hermitiana pois se considerou $N = \frac{L}{2}$ subsímbolos OFDM na entrada do bloco <i>Demap</i> . . . . .	35
Figura 11 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A in- serção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI. . . . .	36
Figura 12 – Sistema OFDM básico. . . . .	37
Figura 13 – Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em $\Delta_f$ (sem ICI) e espaçadas em $\Delta_f + \delta_f$ (com ICI). Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento com zero das demais. . . . .	39
Figura 14 – Degradação na SNR devido ao desvio de freqüência para $\Delta_f = 312.5\text{KHz}$ .	40
Figura 15 – Diagrama de constelação ilustrativo. . . . .	41
Figura 16 – EVM e BER versus SNR de um sistema OFDM com mapeamento 16- QAM em canal que insere ruído aditivo Gaussiano branco. . . . .	44

Figura 17 – Transmissão multiportadora OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta DDO-OFDM típico. CW - <i>Continuous Wave</i> , MZM - <i>Mach-Zehnder Modulator</i> , FO - Filtro Óptico, SSB - <i>Single-Side Band</i> , AO - Amplificador Óptico, ASE - <i>Amplified Spontaneous Emission</i> , PD - <i>Photodetector</i> . . . . .	46
Figura 18 – Espectros óptico e elétrico de sinais OFDM nas detecções direta e co- rente Homódino. Recomenda-se reservar uma banda de guarda $B_G$ no mínimo igual a largura de banda do sinal $B_w = B$ . SSB - <i>Single-Side Band</i> , LO - <i>Local Oscillator</i> , PD - <i>Photodetector</i> . . . . .	47
Figura 19 – 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. . . . .	49
Figura 20 – 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, <i>Re</i> - parte Real, <i>Im</i> - parte Imaginária, <i>I</i> - <i>In-phase</i> , <i>Q</i> - <i>Quadrature</i> . . . . .	50
Figura 21 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM III. Neste são gerados sinais OFDM com coeficientes complexos e a banda de guarda imple- mentada pelo <i>zero padding</i> . . . . .	51
Figura 22 – Curvas de tolerância à dispersão em km de fibra SMF ( $D = 16 \text{ ps/nm/km}$ ) para projeto de $T_g$ e $T_s$ em sistemas OOFDM para as taxas de trans- missão (a) $R_b = 10 \text{ Gb/s}$ e (b) $40 \text{ Gb/s}$ , com $M = 16$ e $\varepsilon_{TS} + \varepsilon_g = 8\%$ . . . . .	53
Figura 23 – Transmissão de sinais OFDM em $L = 1000 \text{ km}$ de fibra com $D = 16 \text{ ps/nm.km}$ e atenuação $\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$ , de um sistema DDO-OFDM. (a) Curvas para projeto dos parâmetros $T_g$ e $T_s$ para um determinado comprimento de fibra. (b) Diagramas de constelação antes e depois da equalização em $1000 \text{ km}$ de fibra SMF. (c) Diagramas de constelação depois da equalização para $T_g = 0.74$ e $1.6 \text{ ns}$ em $2000 \text{ km}$ de fibra SMF padrão. (d) Espectro óptico de potência do sinal DDO-OFDM SSB na entrada da fibra. (e) Espectro elétrico de potência do sinal na saída do Fotodetector. . . . .	54
Figura 24 – Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder. . . . .	56
Figura 25 – Espectros de potência de sinais OOFDM na saída do modulador óptico MZM para diferentes pontos de polarização do mesmo. . . . .	57
Figura 26 – Sistema DDO-OFDM implementado . . . . .	59

Figura 27 – Equipamentos AWG e DPO utilizados respectivamente, para conversões A/D e D/A . . . . .	60
Figura 28 – Amplificador Filtro Passa-Baixas. . . . .	61
Figura 29 – Resposta em potência do laser por corrente em uma temperatura constante. . . . .	62
Figura 30 – Estrutura física do modulador óptico MZM e propagação do feixe de luz.	62
Figura 31 – Aparato experimental para levantamento da curva do MZM . . . . .	63
Figura 32 – Curva característica de transferência de potência do MZM . . . . .	64
Figura 33 – Características físicas das fibras SSMF obtidas a partir do OTDR. . . . .	65
Figura 34 – Curva característica de resposta do fotoreceptor. . . . .	65
Figura 35 – Estrutura elétrica/óptica/elétrica utilizada nas transmissões dos sinais.	66
Figura 36 – Arquitetura do transmissor de sinais OFDM com simetria hermitiana. .	67
Figura 37 – Estrutura de dados de entrada na IFFT com simetria hermitiana. . . .	68
Figura 38 – Operação de deslocamento de espectro pela FFT/IFFT. . . . .	68
Figura 39 – Processo de adição do intervalo de guarda e conversão paralelo para serial. . . . .	69
Figura 40 – Distorções harmônicas causadas por <i>aliasing</i> e filtro para evitar interferências. . . . .	70
Figura 41 – Sinais OFDM transmitidos. . . . .	71
Figura 42 – Arquitetura do receptor de sinais OFDM com simetria hermitiana. .	72
Figura 43 – Sinais OFDM recebidos. . . . .	74
Figura 44 – Constelação mostrando os símbolos transmitidos e recebidos. . . . .	75
Figura 45 – Métodos de deslocamento em frequência. . . . .	76
Figura 46 – Arquitetura do transmissor de sinais OFDM com modulação adicional.	77
Figura 47 – Estrutura dos dados junto à IFFT. . . . .	78
Figura 48 – Sinais OFDM transmitidos com modulação adicional. . . . .	79
Figura 49 – Sinais OFDM recebidos. . . . .	79
Figura 50 – Arquitetura do receptor de sinais OFDM com modulação adicional. .	80
Figura 51 – Constelação mostrando os símbolos transmitidos e recebidos com <i>EVM</i> = –17.18 dB e constelação livre de erros. . . . .	81
Figura 52 – Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder e pontos de polarização . . . . .	85
Figura 53 – Variação proposta da banda de guarda do sistema DDO-OFDM. . . . .	86
Figura 54 – Influência do $I_G$ no projeto de sistemas DDO-OFDM. . . . .	87
Figura 55 – Meio físico de propagação dos sinais propostos. . . . .	91
Figura 56 – Densidade espectral de potência óptica com ruído adicionado. . . . .	91
Figura 57 – Diagrama de blocos da evolução do processo do algoritmo genético implementado. . . . .	93

Figura 58 – Configuração experimental do sistema DDO-OFDM II à taxa de $R_b = 1.83$ Gbps.	96
Figura 59 – Densidade espectral de potência e constelação dos resultados experimentais do sistema DDO-OFDM II otimizado.	97
Figura 60 – OSNR @ BER = $10^{-3}$ versus banda de guarda para sistemas DDO-OFDM convencionais e otimizados em transmissões B2B, 20 km e 40 km com 4, 8 e 16-QAM.	99
Figura 61 – Imagem do <i>laser</i> -DFB utilizado.	108
Figura 62 – Configuração dos pinos do encapsulamento do <i>laser</i> .	108
Figura 63 – Diagrama de blocos das partes funcionais do Laser DFB.	109
Figura 64 – Placa de circuito impressa do controlador do Laser DFB.	109
Figura 65 – Levantamento do feixe de luz do laser no analisador de espectro óptico.	110

# **Lista de tabelas**

Tabela 1 – Parâmetros OFDM - DDO-OFDM I . . . . .	75
Tabela 2 – Parâmetros OFDM - DDO-OFDM II . . . . .	80
Tabela 3 – Estrutura Padrão do Algoritmo Genético . . . . .	88
Tabela 4 – Formulação do problema . . . . .	90
Tabela 5 – Algoritmo Genético para Sistemas DDO-OFDM . . . . .	94
Tabela 6 – Parâmetros OFDM como restrições. . . . .	95
Tabela 7 – Resultados da Simulação do sistema DDO-OFDM otimizado . . . . .	95
Tabela 8 – Parâmetros OFDM - DDO-OFDM I . . . . .	98
Tabela 9 – Resultados da Simulação do sistema DDO-OFDM otimizado para a formulação do problema. . . . .	98

# Lista de abreviaturas e siglas

A/D	Analog-to-Digital
ADC	Analog-to-Digital Converter
AO	Amplificador Óptico
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arbitrary Waveform Generator
B2B	Back-to-back
BER	Bit Error Rate ou Bit Error Ratio
BG	Banda de Guarda
BW	Bandwith
CO-OFDM	Coherent Optical OFDM
CP	Cyclic Prefix
CW	Continuous Wave
D/A	Digital-to-Analog
DAC	Digital-to-Analog Converter
DCF	Dispercion Compensating Fiber
DDO-OFDM	Direct Detection Optical - OFDM
DDS	Direct Digital Synthesis
DFB	Distributed-Feedback
DFT	Discrete Fourier Transform
DPO	Digital Phosphor Oscilloscope
DSB	Double-Side Band
EVM	Error Vector Magnitude
FFT	Fast Fourier Transform

FO	Filtro Óptico
GI	Guard Interval
GVD	Group Velocity Dispersion
ICI	Inter Channel Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMD	Intermodulation Distortion
IMDD	Intensity Modulation and Direct Detection
ISI	Intersymbol-Interference
LO	Local Oscillator
MC	Monte Carlo Simulation
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NRZ	Non-Return-to-Zero
OTDR	Optical Time Domain Reflectometer
OOFDM	Optical OFDM
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
P/S	Parallel to Serial
PD	Photodetector
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keyring
S/P	Serial to Parallel
SMF	Single-Mode Fiber
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SSB	Sigle Side Band
SSBI	Signal-to-Signal Beating Interferences

SSMI      Signal-to-Signal Mixing Interferences

VSSB-OFDM    Virtual Single-Side-Band - OFDM

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>19</b>
1.1	Objetivo Geral	21
1.2	Objetivos Específicos	21
1.3	Metodologia	22
1.4	Principais Contribuições	23
1.5	Organização do Texto	23
1.6	Lista de Publicações	24
<b>2</b>	<b>MODULAÇÃO MULTIPORTADORA OFDM</b>	<b>25</b>
2.1	Concepção Básica	25
2.2	Configuração do Sistema Multiportadora	26
2.2.1	Modelo de Transmissão	27
2.2.2	Modelo de Recepção	29
2.3	A Multiplexação OFDM	30
2.3.1	Transmissor OFDM	31
2.3.2	Receptor OFDM	33
2.3.3	Extensão Cíclica	34
2.4	Desafios da Modulação Multiportadora	37
2.4.1	Razão Potência de Pico e Potência Média do Sinal	38
2.4.2	Desvio de Freqüência	38
2.5	Métricas de Avaliação de Desempenho de Sistemas OFDM	40
2.5.1	Medição do Vetor de Erro de Magnitude EVM	40
2.5.2	Relações Matemáticas entre SNR, EVM e BER	42
<b>3</b>	<b>TRANSMISSÃO OFDM EM SISTEMAS ÓPTICOS IMDD</b>	<b>45</b>
3.1	Sistemas Ópticos DDO-OFDM	45
3.2	Implementação de Sistemas DDO-OFDM	48
3.3	Projeto de parâmetros OOFDM	50
3.4	Polarização Elétrica do Modulador Óptico	53
<b>4</b>	<b>DEMONSTRAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DDO-OFDM</b>	<b>58</b>
4.1	Sistema Modulação por Intensidade/Detecção Direta (IM/DD)	58
4.2	Caracterização dos Dispositivos	59
4.2.1	Equipamentos Conversores A/D e D/A	59
4.2.2	Amplificador e Filtro Passa-Baixas ( <i>Low-Pass Filter - LPF</i> )	60
4.2.3	Laser DFB ( <i>Distributed-Feedback Laser - DFB</i> )	61

4.2.4	Modulador Óptico <i>Mach-Zehnder</i> (MZM) . . . . .	61
4.2.5	Fibra Óptica . . . . .	63
4.2.6	Detector Óptico . . . . .	64
<b>4.3</b>	<b>Configurações DDO-OFDM . . . . .</b>	<b>66</b>
4.3.1	DDO-OFDM I . . . . .	66
4.3.1.1	<i>Correlação dos Sinais Transmitido e Recebido</i> . . . . .	72
4.3.1.2	<i>Inserção de Zeros no Domínio do Tempo</i> . . . . .	73
4.3.1.3	Estimação de Canal . . . . .	73
4.3.1.4	Resultados da Transmissão pelo sistema DDO-OFDM I . . . . .	74
4.3.2	DDO-OFDM II . . . . .	74
4.3.2.1	Resultados de Transmissão pelo Sistema DDO-OFDM II . . . . .	78
<b>4.4</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>78</b>
<b>5</b>	<b>OTIMIZAÇÃO DO DESEMPENHO DE SISTEMAS DDO-OFDM . . . . .</b>	<b>83</b>
<b>5.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>83</b>
<b>5.2</b>	<b>Escolha dos Parâmetros Relevantes para a Otimização do Sistema DDO-OFDM . . . . .</b>	<b>84</b>
<b>5.3</b>	<b>Otimização Mono-Objetivo via Algoritmo Genético . . . . .</b>	<b>87</b>
5.3.1	Algoritmos Genéticos . . . . .	87
5.3.1.1	Mecanismos de Seleção . . . . .	89
5.3.1.2	Operador de Cruzamento . . . . .	89
5.3.1.3	Operador de Mutação . . . . .	90
<b>5.4</b>	<b>Formulação do Problema e OSNR como Parâmetro Quantificador . . . . .</b>	<b>90</b>
<b>5.5</b>	<b>O Algoritmo Genético Aplicado ao Problema . . . . .</b>	<b>92</b>
<b>5.6</b>	<b>Resultados e Discussões . . . . .</b>	<b>94</b>
5.6.1	Resultados de Simulações . . . . .	94
5.6.2	Resultados de Experimentos . . . . .	95
5.6.3	Adicionando a Eficiência Espectral na Formulação do Problema . . . . .	96
<b>5.7</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>101</b>
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>103</b>
	<b>ANEXOS . . . . .</b>	<b>107</b>
	<b>ANEXO A – <i>DISTRIBUTED FEEDBACK LASER</i> . . . . .</b>	<b>108</b>

# 1 Introdução

Ao longo do eixo de frequências do espectro eletromagnético existem apenas dois intervalos que têm sido amplamente utilizados para a transmissão em banda larga pelos modernos sistemas de comunicação. O primeiro se estende de 100 kHz a 300 GHz representando as rádios freqüências e é utilizado diariamente em aplicações tais como, redes locais sem fio, redes de acesso, radiodifusão, telefonia móvel, entre outras. Já o segundo intervalo encontra-se na região de onda de luz infravermelha, ou seja, de 30 a 300 THz, possuindo assim uma janela de transmissão com enorme largura de banda. Os vários terahertz de banda mostram que os sistemas de ondas luminosas podem fornecer uma capacidade impressionante, que pode alcançar centenas de terabits por segundo na transmissão. É por isto que os sistemas de redes de comunicações ópticas formam os chamados *backbones* de comunicação, principalmente quando se fala em rede de transporte de longo alcance ([SHIEH; DJORDJEVIC, 2010](#)).

Recentemente, as comunicações via fibras ópticas alcançaram as redes de acesso denominadas *Fiber-to-the-home*, *Fiber-to-the-curb* ou *Fiber-to-the cabinet* através das técnicas de multiplexação em redes ópticas passivas (*Pasive Optical Network - PON*) ([KANONAKIS; TOMKOS, 2012](#)).

Cada sinal utilizado para transmitir informação se propaga em um meio característico cujas propriedades intrínsecas causam distorções e atenuações no formato da onda eletromagnética transmitida. Além disso, para cada meio físico, são necessárias diferentes técnicas de codificação/modulação específicas a fim de obter sucesso na transmissão. Um sinal que transporta informação possui uma determinada largura de banda composta por diversas componentes de frequência que viajam no meio em velocidades diferentes, ocasionando assim defasagens que distorcem o sinal propagado. Nos meios de comunicação sem fio, o efeito do multipercurso<sup>1</sup> ocorre devido as reflexões dos sinais nos obstáculos inseridos no meio, ocasionando distorções no sinal recebido devido as diferenças de fase desses sinais quando somados no receptor. Na fibra, este tipo de distorção é conhecido como dispersão cromática (*Chromatic Dispersion - CD*) provocada pela variação do índice de refração para cada componente de frequência, dadas as diferentes velocidades de propagação das mesmas.

A modulação/multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM*) é atrativa para as comunicações ópticas, principalmente devido a sua resistência à dispersão cromática da fibra. Além disso, transmissão de sinais OFDM em sistemas ópticos com detecção direta (*Direct Detection Optical -*

---

<sup>1</sup> Multipercurso: propagação de um mesmo sinal por diversos caminhos

*OFDM - DDO-OFDM*) é um forte candidato para enlaces de curto alcance, tais como, redes de acesso PON e *data centers* devido a sua simplicidade na arquitetura do receptor, quando comparado com o modelo de detecção coerente (*Coherent Optical OFDM - CO-OFDM*). Entretanto, as desvantagens provenientes da inserção de uma banda de guarda igual a banda de sinal, que ocasiona uma ineficiência espectral e da transmissão da portadora óptica que restringem a ampla aplicação dos sistemas DDO-OFDM em enlaces de médio e longo alcances (KANONAKIS; TOMKOS, 2012). Portanto, pesquisas que visam reduzir essa largura de banda de guarda bem como as que retratam aspectos que retratam a redução da potência da portadora óptica são de extrema valia no que tange a adoção do sistema DDO-OFDM nos diversos tipos de enlaces ópticos.

A Figura 1 ilustra um modelo básico de sistemas de comunicação em fibra óptica explorado ao longo desta dissertação. Neste, sinais de luz com intensidade contínua (*Continuous Wave - CW*) são codificados/modulados por sinais elétricos multiportadoras OFDM através de um modulador óptico Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Modulator - MZM) a partir de sinais RF codificados de uma fonte de informação. Em seguida, o sinal óptico na saída do modulador é propagado em um enlace de fibra. Ao final do enlace, um fotodetector converte os sinais ópticos capturados para sinais elétricos. Esses sinais elétricos são amplificados e demodulados conforme regras de um receptor multiportadora convencional. (SENIOR, 2009).

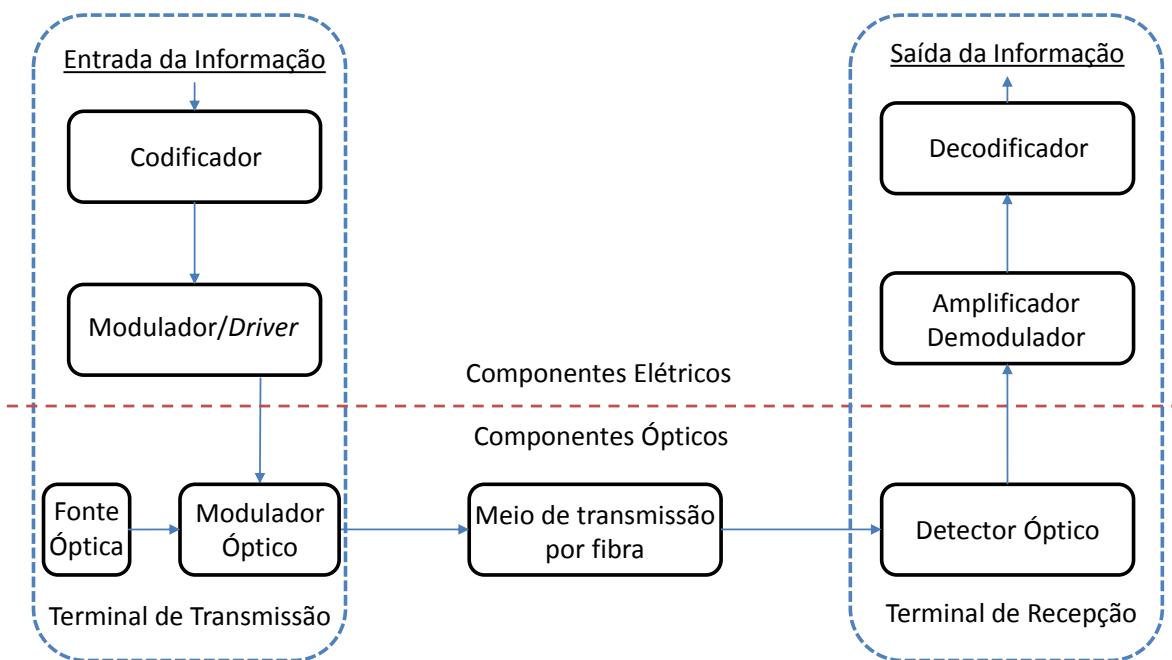


Figura 1 – Componentes principais de um sistema óptico de comunicação

As vantagens do desempenho da tecnologia de detecção coerente são consideráveis quando comparada com a detecção direta. Com detecção coerente, a informação de fase do sinal óptico é preservado depois da detecção óptica-elétrica, permitindo que os efei-

tos de distorções ópticas tais como, dispersão cromática (*Chromatic Dispersion - CD*) e dispersão por modo de polarização (*Polarization Mode Dispersion - PMD*), possam ser compensados eletronicamente. Esta estrutura, ainda requer equalizadores adaptativos que consistem em um processador digital de sinais (*Digital Signal Processing - DSP*) onde, na indústria pode ser implementado em tecnologias CMOS *Complementary metal-oxide-semiconductor ASIC Application Specific Integrated Circuit* que prevê baixo custo quando produzidos em larga escala. Embora essas características possuam vantagens significativas quando comparado com sistema de detecção direta, é necessário ter em mente que, fundamentalmente, um sistema coerente requer muito mais complexidades eletro-ópticas do que em sistemas de detecção direta. Sistemas coerentes de 40G/100G. Em algumas aplicações, usar detecção coerente é justificável, mesmo que os transponders possuam custos elevados. Casos onde valores de PMD podem ser facilmente compensados assim como, ocorre ganho de 2-3 dB em OSNR possibilitando maiores distâncias em enlaces transoceânicos e longos enlaces terrestres. As vantagens do sistema coerente surgem de fato após taxas de 100G. E mesmo que o sistema coerente torne estável e integrado no padrão OIF (*Optical Internetworking Forum*), sistemas de detecção direta de 40G podem sobreviver e ser uma tecnologia dominante em redes metro/regionais e redes nacionais pequenas onde 100G de coerente não poderão ser tão eficiente globalmente quando se insere também custos e complexidade ([SAUNDERS, 2010](#)).

Pretende-se com esta dissertação analisar o comportamento de um aparato experimental de curto alcance com detecção direta no qual, propagam sinais multiportadoras através de transmissores e receptores desenvolvidos por software. O objetivo principal é variar parâmetros de projeto através de um algoritmo de busca visando aumentar o desempenho do sistema como ponto chave a eficiência espectral do sinal transmitido.

## 1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como principal finalidade tomar conta do aumento da eficiência espectral de sinais multiportadora transmitidos em sistemas ópticos com detecção direta e modulação por intensidade de curto alcance. Com isso, algoritmos de busca de soluções de parâmetros otimizados através de simulações são validados no sistema experimental proposto.

## 1.2 Objetivos Específicos

De forma mais específica, os estudo apresentado neste texto consiste na construção de transponders multiportadora OFDM definidos por *software* que interagem tanto com um sistema óptico simulado quanto com uma plataforma experimental equivalente de modulação por intensidade e detecção direta. Isto, objetiva em buscar valores adequados

para os parâmetros que definem o projeto a partir de algoritmos de otimização Mono-Objetivo introduzidos pelo algoritmo genético a fim de obter maior eficiência espectral nos sinais transmitidos. Como ideia de validar o sistema proposto, o sistema introduzido é integrado à uma plataforma experimental com equipamentos conversores A/D (*Analog-to-Digital Converter*) e D/A (*Digital-to-Analog Converter*) de altas taxas de conversão.

Além disso, alguns parâmetros mais sensíveis às respostas do sistema, tais como: desvio padrão do sinal  $\sigma_s$ , ponto de polarização do modulador  $V_{bias}$ , banda de guarda  $B_G$ , intervalo de guarda  $I_G$  um fator de escala da taxa de amostragem  $n_{samp}$  são exemplificados e variados em função de obter uma transmissão com melhor eficiência espectral.

Entretanto, por se tratar de um trabalho com forte apelo experimental, são caracterizados todos os dispositivos contidos nos experimentos, sendo levantados seus limites e curvas de operação. Além disso, para realizar os experimentos são utilizados equipamentos de alto desempenho quais sejam, um gerador de forma de onda arbitrário (*Arbitrary Waveform Generator - AWG*) modelo AWG7122C e um osciloscópio digital (*Digital Phosphor Oscilloscope- DPO*) modelo DPO71604C cujo correto funcionamento acarretou no desenvolvimento de códigos de interação com/entre os mesmos. Códigos nos quais, realizam a interação do sistema projetado com a simulação podendo ser facilmente multiplexado para se conectar com os equipamentos reais.

### 1.3 Metodologia

Este trabalho possui como proposta obter melhores desempenhos em sistemas DDO-OFDM com foco na eficiência espectral dos sinais transmitidos.

A partir de códigos herdados de (SILVA, 2011) que descrevem modelos de um sistema eletro/óptico, transponders OFDM foram implementados por *software* e integrado à uma rotina chamada “arquivo principal” onde, seu funcionamento é ilustrado na Figura 2. Este arquivo principal, descreve um modelo de execução que acopla os modelos computacionais e a chamada da execução experimental em uma só execução. Para isso, foram caracterizados todos dispositivos inseridos na configuração experimental e implementados códigos de interação com os equipamentos de alto desempenho, via *ethernet*. Os equipamentos utilizados foram um gerador de forma de onda arbitrário do modelo AWG7122C e um osciloscópio modelo DPO71604C, com capacidades de conversões D/A e A/D respectivamente, 24 GS/s e 100 GS/s. Esses equipamentos, interagem em tempo real via MATLAB por meio de códigos de acesso desenvolvidos neste trabalho e que são integrados com um código com modelo padrão para chamada de funções e parâmetros. Com isso, foi implementada uma heurística de busca de parâmetros otimizados com objetivo de aumentar a eficiência do enlace de detecção direta. Com os parâmetros obtidos, foram então, validados no sistema proposto.

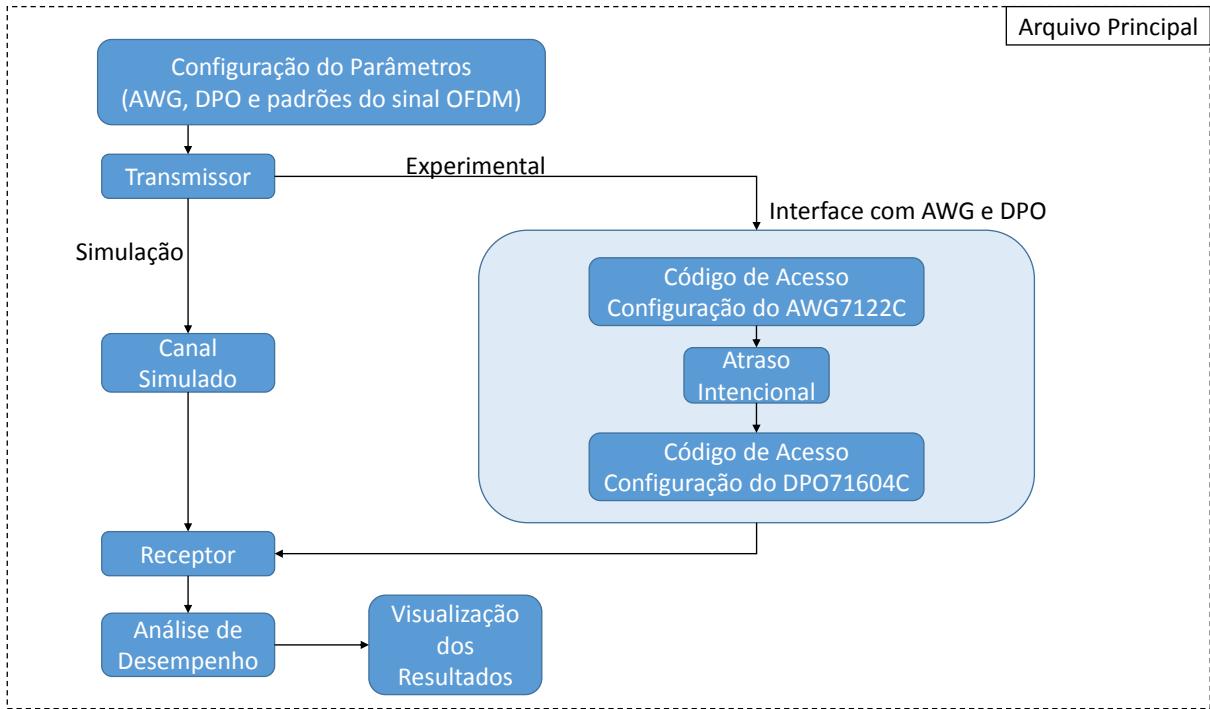


Figura 2 – Fluxograma de ilustração da sequência do arquivo principal.

## 1.4 Principais Contribuições

As contribuições deste trabalho são dadas pelo aumento da eficiência espectral no sinal transmitido dado pela diminuição da banda de guarda  $B_G$  a partir de uma heurística de otimização.

Além disso, uma plataforma experimental foi implementada para validação dos resultados dos parâmetros de projeto utilizados no sistema desenvolvido. O que gerou um modelo de execução ilustrado pela Figura 2. Este modelo integra o sistema simulado com equipamentos reais através de códigos de interação implementados durante a implementação do sistema.

Em adição, todos os componentes do sistema implementado foram caracterizados proporcionando conhecimento, facilidade de calibração e alinhamento com modelos computacionais que fazem parte da simulação.

Por fim, a construção do *driver* de controle do laser DFB utilizado e suas descrições de funcionamento detalhadas apêndice A.

## 1.5 Organização do Texto

O restante desta dissertação está organizado da seguinte maneira: os conceitos básicos sobre os quais se sustentam a teoria de modulação e multiplexação OFDM são apresentados no capítulo 2. A descrição e formulação matemática dos sinais OFDM trans-

mistidos no meio óptico são introduzidos no capítulo 3. O capítulo 4 descreve a caracterização dos dispositivos inseridos no sistema e funcionamento interno dos transponders para gerar sinais que se enquadram no sistema de transmissão. Já o capítulo 5 demonstra o problema científico abordando a principal contribuição deste trabalho onde, insere-se a necessidade da obtenção de parâmetros otimizados via algoritmo genético, visando um melhor desempenho na qualidade da transmissão e aumento da eficiência espectral. As conclusões e os trabalhos futuros são expostos no capítulo 6.

## 1.6 Lista de Publicações

- Helder R. de O. Rocha, Thiago M. de Almeida, Marcelo E. V. Segatto and Jair A. L. Silva, “**Mono-Objective Optimization for Direct Detection Optical OFDM Transmissions in Short-Range Links**”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, July 2013 SI-2, Vol. 12, p113* <http://www.jmoe.org>
- Thiago M. de Almeida, Reginaldo B. Nunes, Helder R. de O. Rocha, Marcelo E. V. Segatto, and Jair A. L. Silva “**Performance Optimization of DDO-OFDM Systems Through Genetic Algorithms**”, *BRICS-CCI and CBIC 2013*.
- Thiago M. de Almeida, Helder R. de O. Rocha, Maria J. Pontes, Moisés R. N. Ribeiro, Marcelo E. V. Segatto, Jair A. L. Silva, “**Performance Optimization of DDO-OFDM Transmissions in Short-Haul Links Through Genetic Algorithms**”, *Workinnova 2012, Denmark-South America Workshop on Photonics Technologies*.

## 2 Modulação Multiportadora OFDM

A recepção de diversas réplicas de um sinal com amplitudes e atrasos diferentes caracteriza o fenômeno denominado multipercorso, causador da interferência intersimbólica, ISI (*Intersymbol-Interference*). O espalhamento multipercorso do canal excede o período do símbolo transmitido quando a comunicação se realiza a taxas superiores àquelas relacionadas aos diferentes atrasos introduzidos pelo canal, o que significa que mecanismos que amenizam a distorção de sinal decorrente da ISI devem ser usados.

Técnicas de equalização são utilizadas em sistemas de transmissão com uma portadora, visando a redução dos efeitos degradantes que a seletividade em frequência do canal provoca no sinal transmitido. Ao dividir o espectro disponível em vários subcanais ortogonais, a transmissão com múltiplas portadoras torna-se uma alternativa mais atraente, uma vez que reduz drasticamente a complexidade da equalização em portadora única, haja vista a consequente resposta em frequência quase plana de cada subcanal.

### 2.1 Concepção Básica

A modulação multiportadora divide a sequência de dados a serem transmitidos em várias subsequências, que paralelamente moduladas em igual número de portadoras<sup>1</sup> são transmitidas simultaneamente em subcanais idealmente ortogonais. A quantidade  $N$  de subcanais ou de subsequências é escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subsequência,  $NT_s$ , seja maior que o espalhamento multipercorso,  $\tau_{max}$ , do canal  $h(t)$ , isto é, de forma que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação, conforme ilustra a Figura 3. Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é  $T_s$  - já que com resposta em frequência quase plana, os subcanais apenas sofrem influências de *fading* multipercorso relativamente plano<sup>2</sup> (HARA; PRASAD, 2003), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (BINGHAM, 1990).

Considere um sistema de modulação linear (uniportadora) que transmite símbolos QPSK à taxa  $R_s = 0.5 \text{ MS/s}$ , correspondente a largura de banda passante  $B = 0.5 \text{ MHz}$ , em um canal com atraso máximo  $\tau_{max} = 6 \mu\text{s}$ . Com a duração de um símbolo  $T_s = \frac{1}{R_s} = 2 \mu\text{s}$  menor que o atraso máximo do canal, este sistema sofre severos efeitos de multipercorso. No domínio da frequência diz-se que o sinal é distorcido pela seletividade

<sup>1</sup> Denominadas subportadoras

<sup>2</sup> Salienta-se que, em sua plenitude, a modulação multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) emprega uma extensão cíclica que devidamente estimado, permite considerar plana a resposta em frequência de cada subcanal. A análise deste artifício, assim como a plena descrição da modulação OFDM são realizadas em seções posteriores.

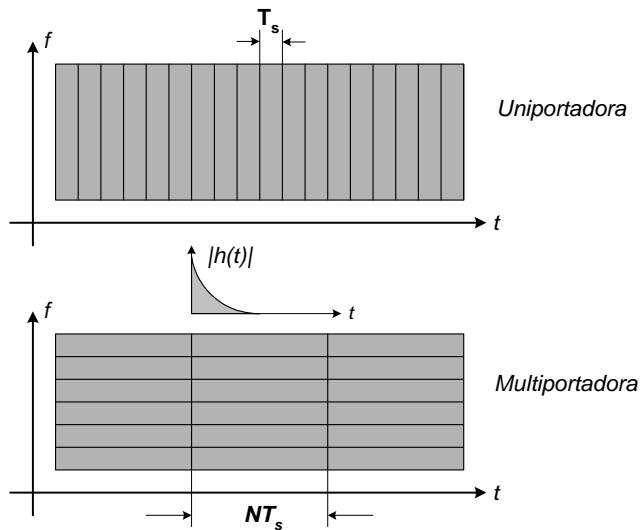


Figura 3 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.

em frequência, uma vez que a largura de banda de coerência do canal  $B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \approx 167$  kHz é menor que  $B$ , o que requer um modelo de estimativa de canal mais preciso para amenizar os “nulos” da resposta em frequência. Tais efeitos são drasticamente minimizados se a idéia de dividir a banda larga em  $N$  subcanais que linearmente modulados constituem  $N$  subsistemas paralelos com  $B_N = \frac{B}{N}$  e  $R_N \approx \frac{R_s}{N}$  for posta em prática. Com  $N = 10$  no sistema exemplificado, um novo símbolo de duração  $T_N \approx \frac{1}{B_N} = 20 \mu s$  maior que  $\tau_{max}$  se faz presente, diminuindo assim a ISI. Fazendo  $N$  suficientemente grande - a ponto de tornar  $B_N$  muito menor que  $B_c$  - reduz-se muito a influência da seletividade em frequência do canal, além de diminuir a taxa de símbolos na mesma proporção. Portanto, se muito menor quer dizer pelo menos dez vezes menos, significa que para  $B_N = \frac{B}{N} = 0.1 \times B_c$  pode-se no exemplo acima escolher um valor para  $N$  igual a  $N = \frac{B}{0.1 \times B_c} = \frac{0.5 \times 10^6}{0.1 \times 167 \times 10^3} \approx 30$  subportadoras, valor este que reduz significativamente a seletividade em frequência ao fazer a largura de banda de cada subportadora estreita o suficiente para tornar o *fading* multipercuso quase plano, conforme mostra a Figura 4.

Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o número de subportadoras, já que aumentá-las significa aumentar a interferência entre subcanais adjacentes, a ICI e consequentemente a complexidade do sistema ([SILVA et al., 2003](#)), ([DEZAN, 2004](#)).

## 2.2 Configuração do Sistema Multiportadora

A concepção acima descrita permite afirmar que um sistema multiportadora constitui-se de  $N$  sistemas convencionais cujas taxas de transmissão são  $N$  vezes menores. Os modelos de transmissão e recepção são discutidos nas seções seguintes.

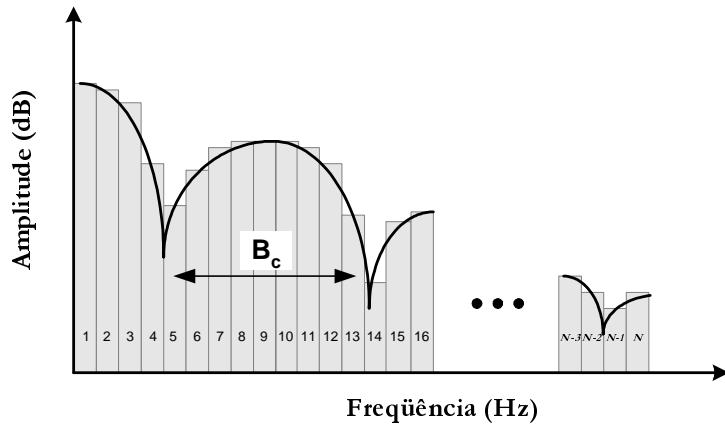


Figura 4 – Divisão do espectro de frequências em  $N$  subcanais

### 2.2.1 Modelo de Transmissão

A Figura 5 mostra o processo básico de transmissão multiportadora em banda base. A sequência de *bits* de entrada, ou o *bitstream*, gerada à taxa  $R_b$ , é dividida em  $N$  subsequências através do bloco conversor serial para paralelo (S/P). Contendo  $m$  *bits*, cada subsequência é mapeada em um símbolo complexo  $s_i = a_i + jb_i$ , conforme constelação desejada (bloco Map), onde  $M = 2^m$  é a quantidade de pontos da constelação. Após conversão tempo discreto para tempo contínuo por um filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$ , cada símbolo<sup>3</sup>  $s_i(t)$  é modulado por uma subportadora de frequência  $f_i$  ocupando uma largura de banda  $B_N$ . Somados, tais subsímbolos formam o sinal multiportadora a ser transmitido no canal após conversão paralelo para serial (bloco P/S) (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (CIOFFI, 2003).

Observe pela Figura 5 que a taxa de transmissão em cada subsequência,  $R_N = \frac{R_b}{N}$  é inversamente proporcional ao número de subportadoras, a duração de cada subsímbolo é  $T_N = N \times T_s$  e a largura de banda de cada subcanal é  $B_N = \frac{B}{N}$  onde  $B$  é a largura de banda necessária à transmissão da sequência de bits (*bitstream*) original.

Matematicamente, o sinal na saída do transmissor é dado por (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) e^{j2\pi f_i t} \quad (2.1)$$

onde  $s_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal  $i$  centrado na frequência  $f_i = f_0 + B_{N(i)}$  para subportadoras não sobrepostas,  $i = 1, \dots, N - 1$ ,  $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi}$  e  $j = \sqrt{-1}$ .

Se o “janelamento” realizado pelo filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$  for feito por um pulso do tipo *cosseno* levantado com um fator de *rolloff*  $\beta$  ( $0 < \beta < 1$ ), o tempo de cada subsímbolo é  $T_N = \frac{1+\beta}{B_N}$ . Na prática, a limitação na duração de tais pulsos (prevenção contra ISI) provoca um adicional na largura de banda de cada subcanal de  $\frac{\epsilon}{T_N}$ , separando

<sup>3</sup> Cada símbolo paralelo é também chamado de subsímbolo

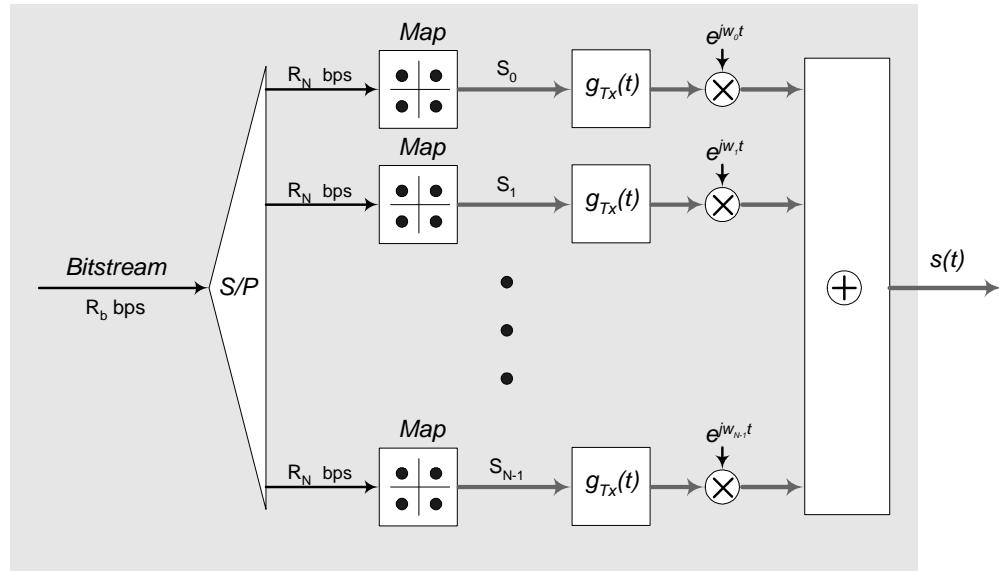


Figura 5 – Configuração de um transmissor multiportador.

os subcanais em  $\frac{1+\beta+\epsilon}{T_N}$  e tornando a largura de banda total  $B$  igual a

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N}. \quad (2.2)$$

A implementação da Figura 5 usa o espectro de frequências de forma ineficiente. A ineficiência espectral pode ser eliminada se uma particular sobreposição espectral for realizada. Consegue-se preservar a ortogonalidade das subportadoras espaçando-as em  $\frac{1}{T_N}$  na frequência de maneira a centralizar a subportadora  $i$  na frequência  $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$  e a reduzir a faixa de frequências total necessária a

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}, \quad (2.3)$$

onde a aproximação se dá ao fato de  $N$  ser suficientemente grande, enquanto que  $\beta$  e  $\epsilon$  não afetam a banda do sistema como um todo.

Para ilustrar a eficiência espectral conseguida, considere o exemplo analisado na seção anterior, onde os valores de  $N$ ,  $B_N$  e  $T_N$  são 30 subportadoras, 16.7 KHz e 60  $\mu$ s respectivamente. Supondo que o filtro de transmissão é do tipo *cosseno* levantado com  $\beta = 1$ , e excesso de largura de banda provocado pela limitação temporal do subsímbolo,  $\frac{\epsilon}{T_N} = 0.1$ , a largura de banda total quando os subcanais são sobrepostos é

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N} = \frac{30 + 1 + 0.1}{0.00006} = 0.518 MHz \approx 0.5 MHz,$$

o que é metade da largura de banda necessária quando os mesmos subcanais não são sobrepostos,

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} = \frac{30(1 + 1 + 0.1)}{0.00006} = 1.05 MHz.$$

A particular sobreposição de espectros acima referida é possível fazendo com que a frequência central de uma subportadora se localize no cruzamento por zero das demais. Se o sinal na recepção for amostrado na frequência da subportadora, mantém-se a ortogonalidade e consequentemente não ocorrerá ICI (HANZO; WEBB; KELLER, 2000). Um outro benefício advindo desta tarefa é o de não mais se utilizar possíveis filtros analógicos precisos (complexos) na recepção do sinal. A divisão das subportadoras sobrepostas - cujos espectros não têm mais a banda limitada - é realizada via processamento digital. (BINGHAM, 1990).

## 2.2.2 Modelo de Recepção

A separação das subportadoras sobrepostas requer a estrutura de recepção mostrada na Figura 6, que depois de separá-las, as demodula e filtra usando um banco de filtros de recepção  $g_{Rx}(t)$  idêntico<sup>4</sup> ao do transmissor  $g_{Tx}(t)$ . O demapeamento (bloco Demap) é realizado nos símbolos estimados e a conseguinte conversão paralelo para serial fornece a seqüência de bits de saída.

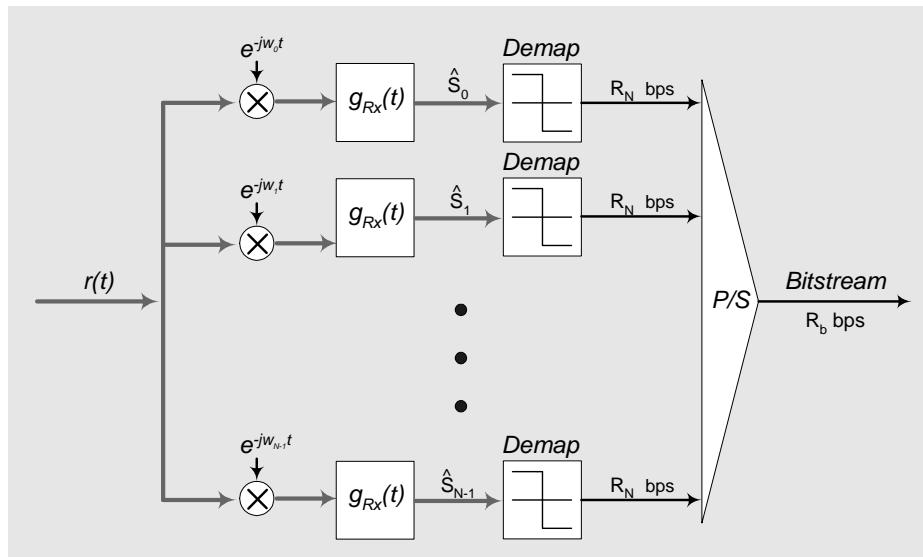


Figura 6 – Configuração de um receptor multiportadora.

Desprezando os efeitos do canal  $h(t)$  e do ruído  $n(t)$ , e considerando o sinal através de um filtro de recepção retangular no intervalo  $[0, T_N]$ , cada símbolo na entrada do bloco demapeador é estimado como (KLENNER, 2004), (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002),

<sup>4</sup> Para maximizar a SNR, os filtros de transmissão e recepção devem ser casados.

$$\begin{aligned}
\hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt & (2.4) \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left( \sum_{j=0}^{N-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot T_N \cdot s_i \\
&= s_i & (2.5)
\end{aligned}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam  $N$  moduladores e demoduladores respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora completamente inviável em termos de custo, tamanho e consumo de potência. A próxima seção descreve em linhas gerais, a solução desse problema.

## 2.3 A Multiplexação OFDM

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma forma de implementação digital do sistema multiportadora, onde a modulação e a demodulação são realizadas via transformada discreta de Fourier inversa e direta respectivamente. Ou seja, é a técnica de multiplexação por divisão de frequências, onde as subportadoras são ortogonais entre si e a modulação/demodulação é feita usando a IDFT/DFT (*Inverse Discrete Fourier Transform/ Direct Discrete Fourier Transform*) (CIOFFI, 2003). Para isso e para combater distorções relacionados à ISI e à ICI, o OFDM usa como filtros de transmissão e recepção nas Figuras 5 e 6 respectivamente, o filtro retangular

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right), \quad (2.6)$$

cujos espectros são dados por

$$G_{Tx}(f) = G_{Rx}(f) = T_N \cdot \text{sinc}(\pi f T_N). \quad (2.7)$$

Observe pela Figura 7 que os zeros da função *sinc* são posicionados nas frequências  $f_i = \frac{i}{T_N}$  com  $i = 1, \dots, N - 1$ , e que para transmissão sem interferência intercanal, ou seja, para obtenção de ortogonalidade entre as subportadoras, o espectro de cada subcanal é localizado nos zeros dos vizinhos escolhendo como distância entre subcanais,  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$  de maneira que ao subcanal  $i$  é associado a frequência  $f_i = i \cdot \Delta_f$ .

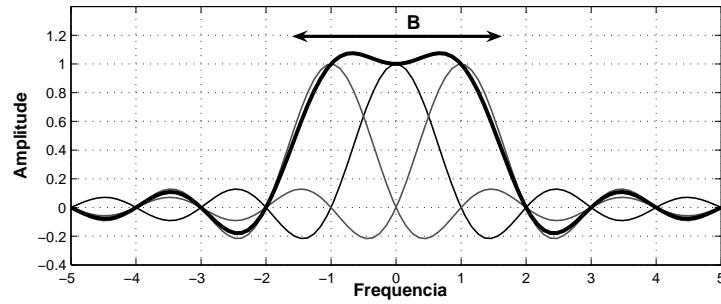


Figura 7 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras.

Analogamente, no domínio do tempo a ortogonalidade é mantida se as subportadoras tiverem um número de ciclos inteiro e múltiplo de  $\Delta f$  em um intervalo de símbolo.

### 2.3.1 Transmissor OFDM

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores da Figura 5 por uma IDFT, considere a equação (2.1). Substituindo  $g_{Tx}(t)$  pelo impulso retangular da equação (2.6), tem-se que (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{j2\pi f_i t}. \quad (2.8)$$

Com um símbolo de duração  $T_N$  amostrado  $N$  vezes,  $t = n \frac{T_N}{N}$  ( $0 < t < T_N$ ) e sabendo que,  $f_i = i \cdot \Delta_f = \frac{i}{T_N}$ ,  $\text{rect}(\frac{t}{T_N}) = 1$  (caso ideal), o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor é

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{i}{T_N} n \frac{T_N}{N}} \\ s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N}}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

para  $0 \leq n \leq N-1$ . Observa-se que a equação (2.9) nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), pode-se portanto escrever que

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

A transformada discreta de fourier traz consigo as vantagens das propriedades inherentes, nomeadamente, a linearidade, simetria, convolução circular, deslocamento, ortonormalidade dos autovetores da matriz de transformação, entre outras (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004).

Para transmissão em canais com fio em banda base, necessita-se de um sinal real<sup>5</sup> na saída do bloco IDFT. Para isso, aproveita-se da propriedade de simetria da transformada para aplicar a simetria Hermitiana na sequência de entrada do mesmo bloco (PROAKIS, 1995), (RUIZ; CIOFFI; KASTURIA, 1992). Assim, para  $N$  par<sup>6</sup> e  $L = 2N + 2$ , faz-se,

$$s_i = [0, s_0, s_1, \dots, s_{N-2}, s_{N-1}, 0, s_{N-1}^*, s_{N-2}^*, \dots, s_0^*], \quad (2.11)$$

onde  $s_i^*$  é o complexo conjugado do subsímbolo  $s_i$ . Portanto, a simetria Hermitiana resulta no conjunto de subsímbolos,

$$s_i = [s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}}, \dots, s_{L-1}], \quad (2.12)$$

para  $0 \leq i \leq L - 1$  e  $s_0$  e  $s_{\frac{L}{2}}$  (nível DC e frequência de Nyquist) zerados por conveniência. Vale lembrar que na recepção interessam apenas os  $\frac{L}{2} - 1$  primeiros símbolos:

$$s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}-1}.$$

A Figura 8 ilustra a nova configuração para o transmissor da Figura 5, onde o bloco *Hermit* faz a simetria Hermitiana para que a operação IFFT gere coeficientes reais na sua saída.

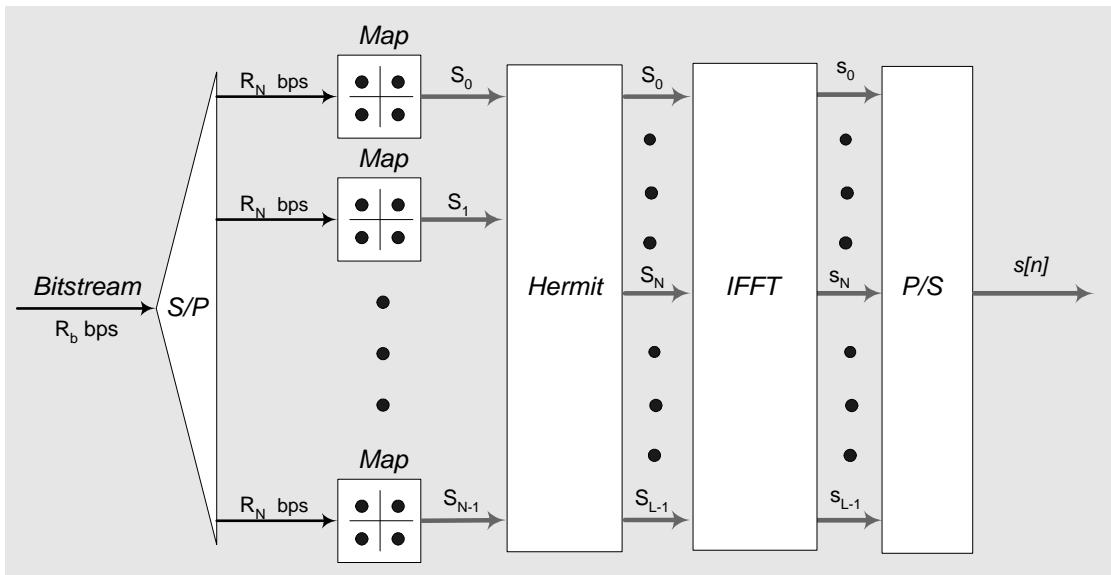


Figura 8 – Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos subsímbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.

<sup>5</sup> Para o presente trabalho, usam-se sequências reais na entrada do canal (canais *wireline* ou *wired*).

<sup>6</sup> Assume-se também que toda sequência na entrada da IFFT é par e potência de dois. Se não o for o mesmo bloco funcional a completará com zeros.

Empregando a transformada discreta inversa de Fourier na sequência simétrica, a saída pode ser alternativamente expressa como.

$$s[n] = \sum_{i=0}^{L-1} \left( a_i^2 + b_i^2 \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (2.13)$$

onde  $a_i$  e  $b_i$  são os componentes real e imaginário do subsímbolo complexo  $s_i = a_i + jb_i$ .

A Figura 9 mostra parte de uma sequência dada pela equação 2.13, bem como o seu espectro de potência.<sup>7</sup>

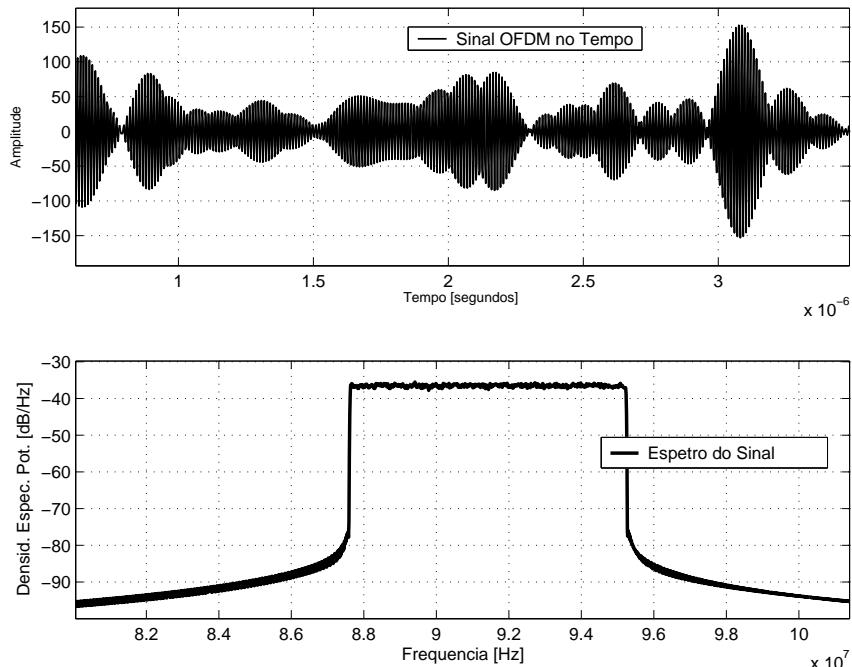


Figura 9 – Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 8 para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$  retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro Butterworth de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central  $f_c \approx 91$  MHz.

### 2.3.2 Receptor OFDM

Pela Figura 6, fica claro que

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\pi f_i t}] * g_{Rx}(t), \quad (2.14)$$

onde  $w_i = 2\pi f_i$ . Sabendo-se que  $f_i = i \cdot \Delta_f = \frac{i}{T_N}$ ,  $g_{Rx} = \text{rect}(\frac{t}{T_N})$ , tem-se que,

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}}] * \text{rect} \left( \frac{t}{T_N} \right).$$

<sup>7</sup> Note que para se transmitir uma sequência de dados com coeficientes reais e de tamanho  $N$ , necessita-se de uma operação IDFT com  $L = 2N$  pontos.

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução<sup>8</sup> obtém-se

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T_N}\right) d\tau,$$

que amostrado em  $t = 0$  fornece

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} = \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} d\tau. \quad (2.15)$$

A equação (2.15) representa uma série de *Fourier*, uma vez que o espectro de  $r(t)$  é amostrado em frequências  $f_n = \frac{n}{T_a}$  (KLENNER, 2004). Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis,  $\tau = nT_a$ ,  $d\tau = dn \cdot T_a$ , a equação (2.15) se transforma em

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r(nT_a) \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}}. \quad (2.16)$$

Com o período de amostragem  $T_a$  dado por  $T_a = \frac{T_N}{N}$ , o sinal recebido  $r(t)$  é amostrado como  $r[i] = r(iT_a)$ . Ou seja, o sinal recebido é periódico em  $T_N$  sendo cada período amostrado em  $T_a$ . Reescrevendo a equação (2.16) como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{i \cdot n}{N}}, \quad (2.17)$$

obtém-se a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004), onde  $0 \leq i \leq N - 1$ . Conclui-se, de forma similar à transmissão que,

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot FFT\{r[n]\}, \quad (2.18)$$

e que a configuração do receptor OFDM pode ser a mostrada na Figura 10.

Depois da operação FFT, considera-se apenas a primeira metade dos subsímbolos na entrada do demapeador.

Elimina-se com isso, a necessidade dos  $N$  osciladores ou demoduladores inerentes à recepção multiportadora proposta na secção 2.2.2, reduzindo a complexidade de implementação. Usando os algoritmos rápidos da transformada discreta de Fourier aliado ao avanço das técnicas de processamento de sinais, um sistema de transmissão e recepção OFDM é perfeitamente possível de ser implementado.

### 2.3.3 Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercorso, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em

---

<sup>8</sup>  $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t - \tau)d\tau$

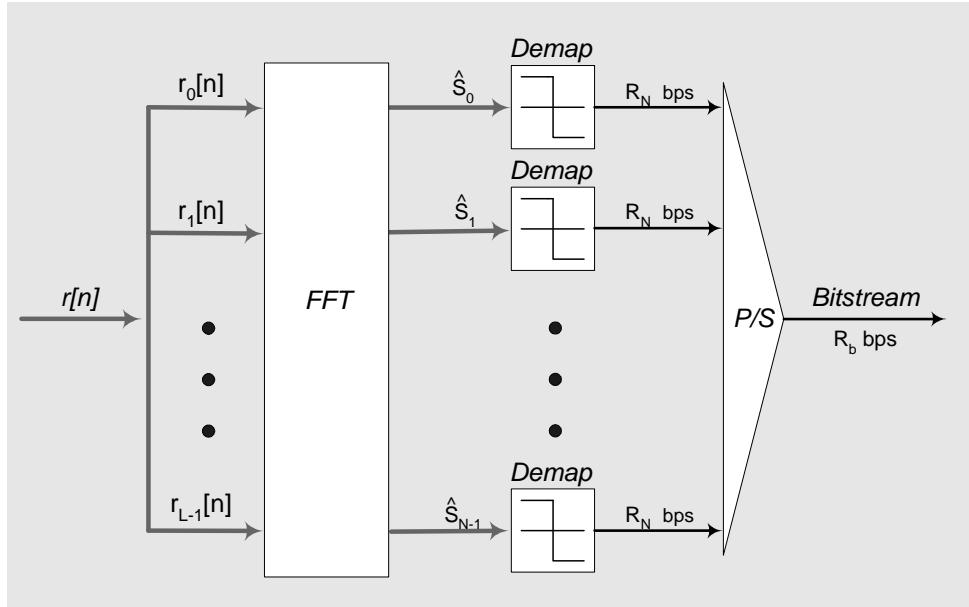


Figura 10 – Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou  $N = \frac{L}{2}$  subsímbolos OFDM na entrada do bloco *Demap*.

um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usado. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004), (PROAKIS, 1995). A Figura 11 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico, CP (*cyclic Prefix*).

Note-se na Figura 11 que a duração do intervalo de guarda  $T_g$  tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal  $\tau_{max}$ . Isso impede que parte da energia de um símbolo OFDM precedente seja "captada" pelo símbolo OFDM corrente.

Observe-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para  $T = T_N + T_g$  e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para  $g_{Tx} = rect(\frac{t}{T_N+T_g})$ . O último efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

$$\mu = \frac{T_N}{T_N + T_g} = \frac{T_N}{T_N + T_g} \cdot \log_2(M) \text{ bps/Hz}, \quad (2.19)$$

uma vez que o conteúdo do CP é uma repetição do final do símbolo para o início do mesmo, por isso não contém informação útil e é removido na recepção.

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal de saída do transmissor  $s[n]$  com a resposta impulsiva do canal  $h[n]$  em

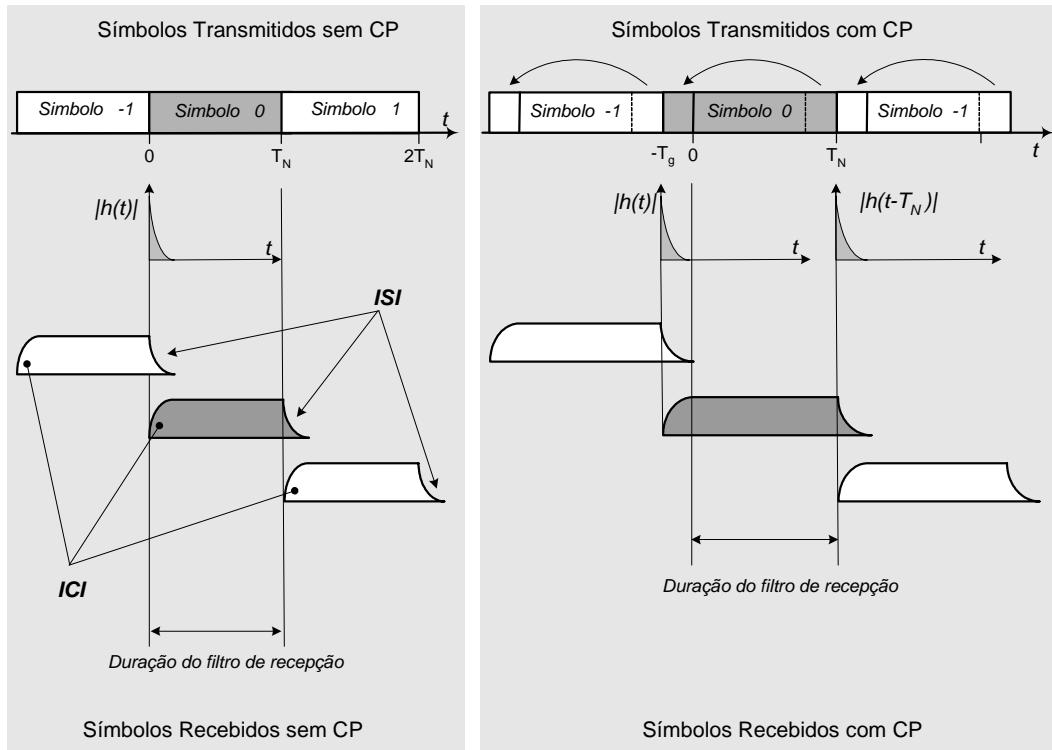


Figura 11 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI.

uma convolução circular ([PROAKIS, 1995](#)), ([HANZO; WEBB; KELLER, 2000](#)), ([HARA; PRASAD, 2003](#)), ou seja,

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k] s[n - k]_N, \quad (2.20)$$

onde  $s[n - k]_N$  ( $[n - k]_N$  significa  $[n - k] \text{modulo} N$ ) é uma versão periódica de  $s[n - k]$  com período  $N$  e o operador  $\otimes$  designa a operação convolução circular. Conhecendo-se  $h[n]$  no receptor, o sinal transmitido  $s[n]$  pode ser recuperado a partir de

$$\hat{s}[n] = IDFT\{S[i]\} = IDFT\left\{\frac{R[i]}{H[i]}\right\}, \quad (2.21)$$

já que pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação em frequência:

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i], \quad (2.22)$$

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

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação OFDM conforme mostrado na Figura 12 ([KLENNER, 2004](#)), ([PROAKIS, 1995](#)).

Observe que as informações redundantes inerentes à simetria Hermitiana e ao intervalo de guarda são extraídas na recepção. Vale informar que o bloco *hermit* se torna desnecessário se a intenção for obter na saída do transmissor subsímbolos OFDM complexos.

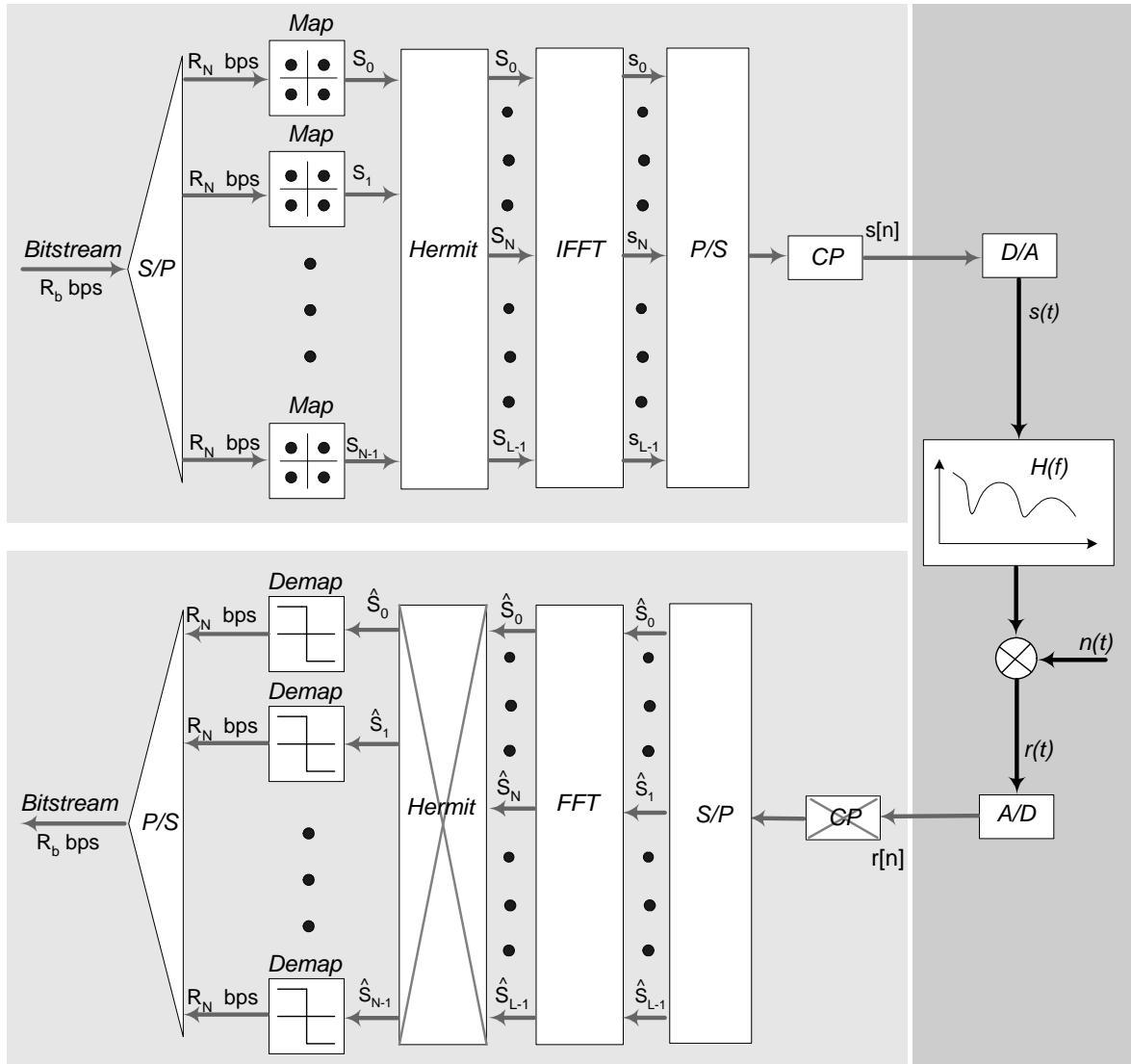


Figura 12 – Sistema OFDM básico.

## 2.4 Desafios da Modulação Multiportadora

Assim como todo o sistema de comunicação, a multiplexação OFDM tem suas deficiências ou então seus desafios. A quantidade de subportadoras, por exemplo, é um argumento que deve ser cuidadosamente determinado, pois dele depende o correto funcionamento do sistema em termos de taxa de erro de bits, relação potência do sinal e potência do ruído, sincronismo, entre outros. Para não fugir ao escopo deste trabalho,

descreve-se nesta secção, de forma bem sucinta, os dois principais desencorajadores da escolha da modulação multiportadora.

### 2.4.1 Razão Potência de Pico e Potência Média do Sinal

A qualidade de qualquer sistema de comunicação também se relaciona com a razão entre a potência de pico e potência média, PAR (*Peak to Average power Ratio*) do sinal transmitido, que nos tempos contínuo e discretos é definido por (HANZO; WEBB; KELLER, 2000),

$$PAR = \frac{\max|s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]}, \quad (2.23)$$

$$PAR = \frac{\max|s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}. \quad (2.24)$$

Além de aumentar a complexidade do conversor A/D, um valor alto de PAR obriga o amplificador de potência da transmissão a trabalhar na região não linear (valor médio e valor de pico muito distantes) provocando distorção no sinal a ser transmitido.

Mostra-se que em um sistema OFDM de  $N$  subportadoras, o valor máximo do PAR é  $N$ . Portanto, aumentar  $N$ , no intuito de aumentar a robustez contra seletividade em freqüência, também significa aumentar a PAR. Observe a ampla variação da amplitude do sinal OFDM no tempo para  $N = 512$  subportadoras na Figura 9.

Existem na literatura inúmeros métodos que visam solucionar este inconveniente. Ceifamento (*clipping*) do sinal OFDM em uma determinada amplitude, cancelamento de picos do sinal e codificação de canal são algumas das várias técnicas pesquisadas (HANZO; WEBB; KELLER, 2000).

### 2.4.2 Desvio de Freqüência

Erros de sincronismo e o descasamento entre os osciladores (filtros) de transmissão e recepção são algumas das causas de perda de ortogonalidade das subportadoras, o que na prática significa que a separação em freqüência de tais portadoras não é precisamente  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$ . Um deslocamento de freqüência  $\delta_f$  (inteiro não múltiplo de  $\Delta_f$ ) faz com que a amostragem dos subsímbolos na recepção seja feita em freqüências  $f_n + \delta_f$  para  $0 \leq n \leq N - 1$ , conforme ilustra a Figura 13.

A potência total da interferência intercanal no canal  $i$  é quantizada em (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (CIOFFI, 2003), conforme,

$$ICI_i = \sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx C_0(T_N \cdot \delta_f)^2, \quad (2.25)$$

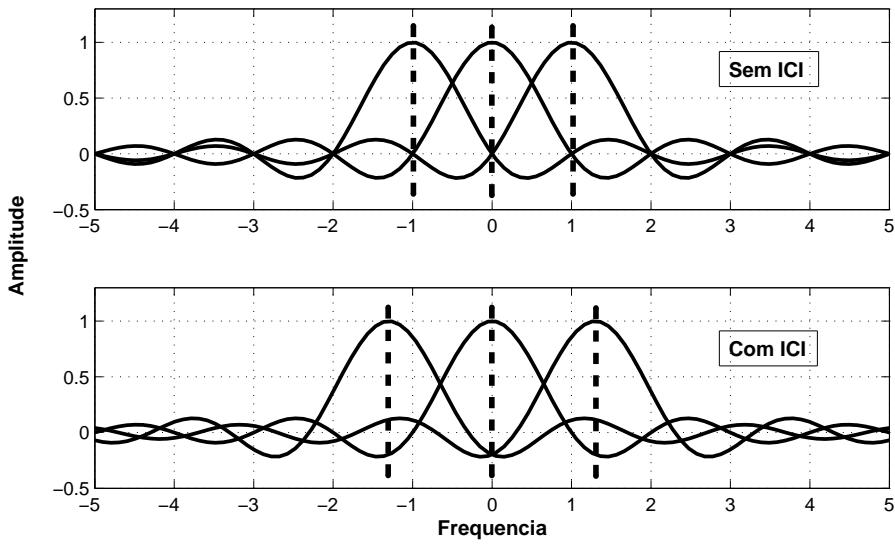


Figura 13 – Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em  $\Delta_f$  (sem ICI) e espaçadas em  $\Delta_f + \delta_f$  (com ICI). Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento com zero das demais.

onde  $C_0$  é uma constante e  $I_m$  a ICI, que, entre duas subportadoras  $x_i(t)$  e  $x_{i+m}(t)$  é o produto interno dado por,

$$I_m = \int_0^{T_N} x_i(t) \cdot x_{i+m}(t) dt = \frac{T_N(1 - e^{-j2\pi(\delta_f + m)})}{j2\pi(\delta_f + m)}, \quad (2.26)$$

para os sinais da subportadora  $i$ , e da subportadora interferente definidos como,<sup>9</sup>

$$x_i(t) = e^{j\frac{2\pi i t}{T_N}} \quad (2.27)$$

e

$$x_{i+m}(t) = e^{j\frac{2\pi(i+m)t}{T_N}}, \quad (2.28)$$

sendo que este último demodulado com desvio de freqüência  $\delta_f$ , podendo ser assim reescrito como

$$x_i(t) = e^{j\frac{2\pi(i+m+\delta_f)t}{T_N}}. \quad (2.29)$$

Analizando a equação 2.25 conclui-se primeiramente que aumentar  $T_N$  (o mesmo que diminuir  $\Delta_f$ ) aumenta a ICI em uma relação quadrática. O mesmo se pode dizer acerca do aumento de  $\delta_f$ . Em segunda instância e embora de forma indireta pode-se concluir que o aumento da quantidade de subportadoras  $N$  aumenta a potência da ICI, uma vez que para uma mesma largura de banda, aumentar  $N$  significa diminuir  $\Delta_f$  e portanto aumentar  $\delta_f$ .

<sup>9</sup> Desprezando o subsímbolo e a freqüência da subportadora.

Em um canal AWGN, o desvio de freqüência  $\delta_f$  provoca uma degradação,  $\gamma$ , na relação potência do sinal e potência do ruído, SNR. Para  $\delta_f \ll \Delta_f$ ,  $\gamma$  é matematicamente escrita como, (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)

$$\gamma = \frac{10}{3\ln(10)} \left(\frac{\pi\delta_f}{\Delta_f}\right)^2 \cdot SNR, \quad (2.30)$$

o qual exprime o valor que deve ser adicionado à SNR para manter o desempenho da BER do sistema sem ICI. A Figura 14 mostra o seu comportamento com a variação de  $\delta_f$  para alguns valores de SNR e  $\Delta_f = 312.5$  KHz.<sup>10</sup>

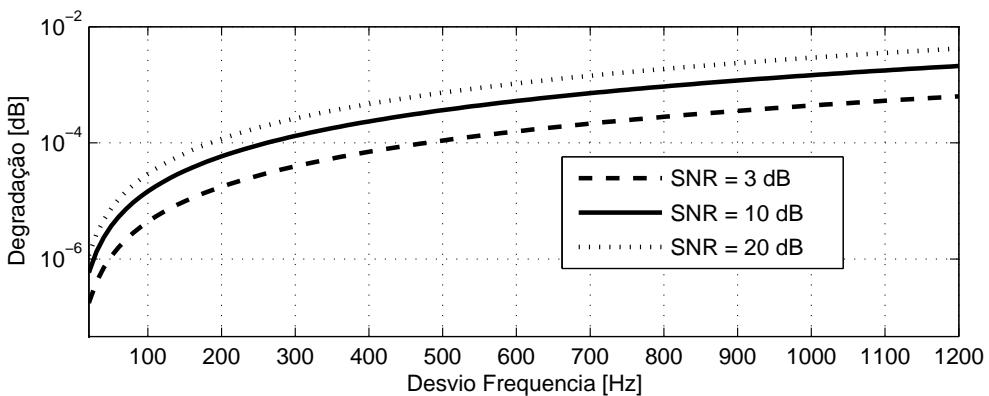


Figura 14 – Degradação na SNR devido ao desvio de freqüência para  $\Delta_f = 312.5$  KHz.

## 2.5 Métricas de Avaliação de Desempenho de Sistemas OFDM

As métricas mais utilizadas para avaliação do desempenho dos sistemas de comunicação a nível de camada física são a taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER) e o vetor de erro de magnitude (*Error Vector Magnitude* - EVM). A medição da taxa de erro de bit BER, via contagem direta de bits recebidos erroneamente em comparação com os transmitidos, é a mais utilizada na literatura. Porém, o aumento das taxas de transmissão e a consequente redução de valores de BER requisitados, aumentou consideravelmente o custo computacional envolvido na medição desta métrica. Uma alternativa para a análise dos sistemas acima supracitados é a EVM, uma vez que avaliações realizadas a nível de símbolos reduzem o referido custo computacional.

### 2.5.1 Medição do Vetor de Erro de Magntude EVM

Descreve-se nesta subseção os conceitos relacionados com a medição da métrica EVM. Para tanto, considere o quadrante da Figura 15, onde são apresentados o vetor de

<sup>10</sup> Espaçamento em freqüência do padrão IEEE 802.11a.

referência  $X_k$  relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas  $X_I = 1$  e  $X_Q = j$ , para  $j = \sqrt{-1}$  assim como o vetor  $Y_k$  medido com coordenadas  $Y_I$  e  $Y_Q$ . O vetor da distância euclidiana  $D_k = Y_k - X_k$ , o qual representa o erro entre tais sinal. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos  $2^m$  possíveis símbolos gerados pela combinação de  $m$  bits, qualquer distorção inerente da transmissão, cria uma distância escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro  $E_k = |Y_k| - |X_k|$  e o erro de fase  $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$  são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM (SILVA; VALENTIM; SEGATTO, 2009) (ZHAO; BAXLEY, 2006).

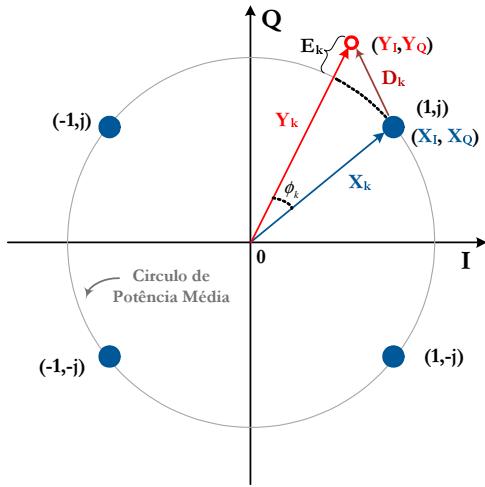


Figura 15 – Diagrama de constelação ilustrativo.

Portanto, como distância escalar - magnitude do vetor diferença - entre dois fasores, a EVM pode ser definida como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos, matematicamente expresso pela relação,

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.31)$$

onde  $N$  representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos,  $X_k = X_I + jX_Q$  e  $Y_k = Y_I + jY_Q$  os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006), (MCKINLEY1 et al., 2004). Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |D_k|^2}{X_{max}^2}}. \quad (2.32)$$

Para comparar os símbolos transmitidos e recebidos é necessário normalizá-los de tal forma que o valor médio quadrático da amplitude de todos os possíveis símbolos da constelação seja unitário. Para tal, divide-se a potência de cada símbolo medido  $P_{Y_k}$  pela

potência média do total destes,  $P_{Y_{média}}$ , obtendo-se  $P_{Y_{média}} = \frac{P_{Y_k}}{N}$ , sendo

$$P_{Y_{média}} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [(Y_I)^2 + (Y_Q)^2]}{N} \quad (2.33)$$

para  $Y_I$  e  $Y_Q$  os componentes em fase e quadratura dos níveis de tensão dos  $N$  símbolos recebidos. Da mesma maneira obtém-se  $P_{X_{média}} = \frac{P_{X_k}}{M}$ , onde

$$P_{X_{média}} = \frac{\sum_{p=1}^m \left[ \sum_{q=1}^m (2p - 1 - m)^2 + (2q - 1 - m)^2 \right]}{M} \quad (2.34)$$

é a amplitude média quadrática normalizada dos  $M = 2^m$  possíveis símbolos da constelação de  $m$  níveis,  $1 \leq p \leq m$  e  $1 \leq q \leq m$ . Com isso, o valor RMS da EVM torna-se igual a

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{I_n} - X_{I_n}|^2 + |Y_{Q_n} - X_{Q_n}|^2}{P_{X_{média}}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.35)$$

onde  $Y_{I_n} = Y_I \cdot |A_2|$ ,  $X_{I_n} = X_I \cdot |A_1|$ ,  $Y_{Q_n} = Y_Q \cdot |A_2|$ ,  $X_{Q_n} = X_Q \cdot |A_1|$ , para  $A_1 = \sqrt{\frac{M}{P_{X_{média}}}}$  e  $A_2 = \sqrt{\frac{N}{P_{Y_{média}}}}$  os fatores de normalização dos símbolos únicos e dos símbolos medidos, respectivamente.

### 2.5.2 Relações Matemáticas entre SNR, EVM e BER

A medição direta da potência do sinal sobre a potência do ruído permite prever a quantidade de bits errados ou não no processo de decisão do receptor ([SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006](#)). Existem tabuladas na literatura inúmeras relações probabilísticas que numericamente descrevem o comportamento de sinais com modulação digital em canais com ruído gaussiano. Para tanto, considere a transmissão em canais AWGN de sinais uni/multiportadoras, com modulação M-QAM de sequência de bits codificados com código de Gray e com detecção coerente. A probabilidade de erro de bits, ou taxa de erro de bits é dada por

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot erfc \left( \sqrt{\frac{3 \cdot SNR}{(2M - 2)}} \right) \quad (2.36)$$

onde  $erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_x^\infty e^{-y^2} dt$  é dado em função erro complementar,  $M$  é o tipo de modulação empregada (para 16-QAM,  $M = 16$ ) e a SNR matematicamente descrita pela razão

$$SNR = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(X_I)^2 + (X_Q)^2] \quad (2.37)$$

para  $X_I$  e  $X_Q$  os componentes em fase e quadratura do sinal transmitido,  $n_I$  e  $n_Q$  as amplitudes em fase e quadratura do ruído gaussiano de densidade espectral de potência

igual a  $\frac{N_0}{2}$  (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). Em sistemas amostrados à taxa de símbolos, a SNR pode ser definida por

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M)E_b}{N_0}, \quad (2.38)$$

onde  $E_s = \log_2(M)E_b$  é a energia de cada símbolo constelação e  $E_b$  é a energia de cada bit. Em um canal com ruído gaussiano branco, a relação entre a SNR e a EVM é dada por

$$EVM \approx \left[ \frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[ \frac{N_0}{E_s} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.39)$$

que em dB torna-se  $EVM \approx -20 \times \log_{10}(SNR)$  (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). Assim, sabendo que  $SNR \approx \frac{1}{(EVM^2)}$  reescreve-se 2.36 como

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot erfc \left( \sqrt{\frac{3}{EVM^2 \cdot (2M - 2)}} \right) \quad (2.40)$$

como relação matemática entre BER e a EVM medida diretamente de diagramas de constelações quadradas M-QAM.

A Figura 16 mostra tais relações obtidas através da simulação de um sistema OFDM de  $N_{OFDM} = 100$  sinais de  $N = 1024$  subportadoras moduladas em  $16 - QAM$  em um canal AWGN para variados valores de SNR.

A relação empírica entre a EVM e a SNR refere-se ao resultado da simulação, ou seja, à EVM obtida via simulação computacional aplicada à relação 2.39. O traço referente ao EVM versus SNR teórico consiste em aplicar os valores de SNR dados como entrada na equação 2.39. O comportamento empírico do gráfico de desempenho BER versus SNR provém da simulação do sistema OFDM parametrizado conforme descrito anteriormente. Os traços teórico e semi-empírico são provenientes do uso das equações 2.36 e 2.40 respectivamente.

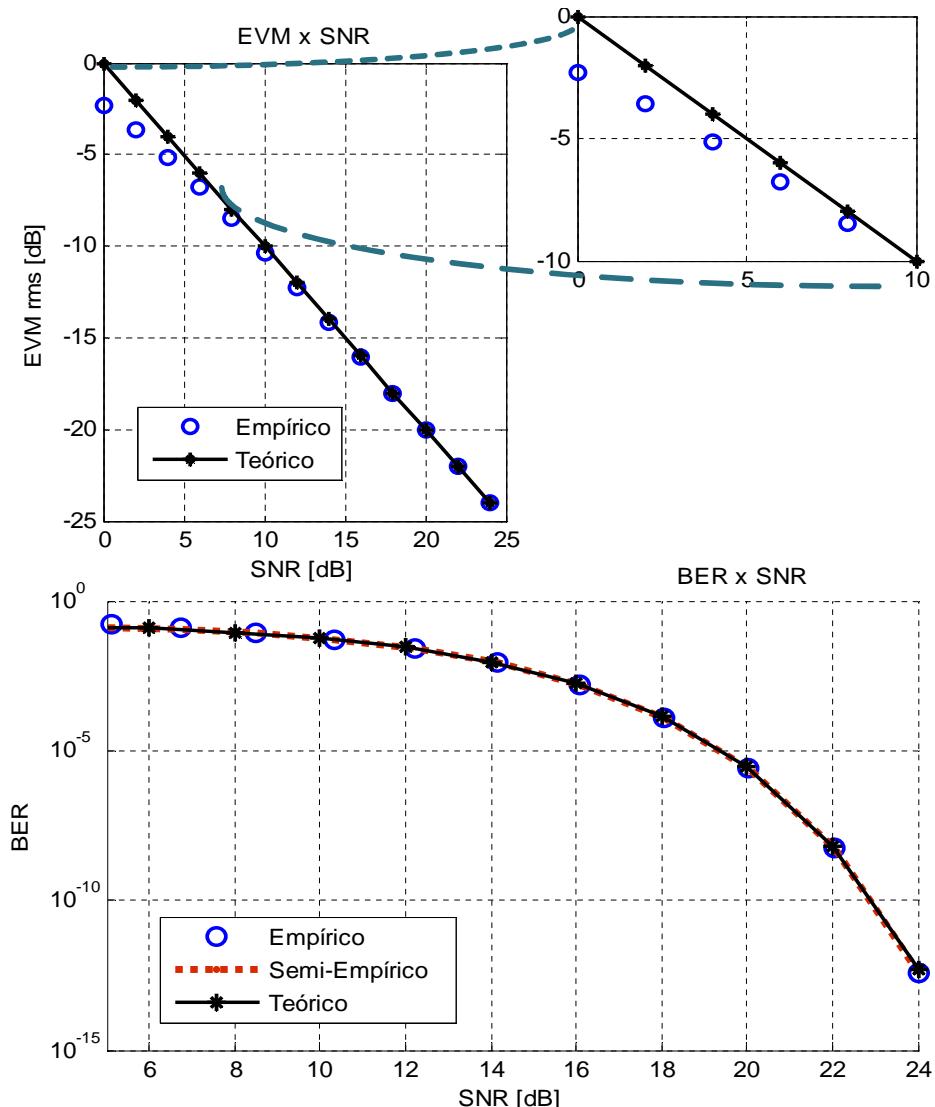


Figura 16 – EVM e BER versus SNR de um sistema OFDM com mapeamento 16-QAM em canal que insere ruído aditivo Gaussiano branco.

# 3 Transmissão OFDM em Sistemas Ópticos IMDD

A aplicação da técnica OFDM em sistemas de comunicações ópticas aumentou consideravelmente nos últimos anos, principalmente pela capacidade da técnica em compensar eletronicamente a dispersão total em longos enlaces (*long-haul*) de fibra (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). O crescente 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. Além disso, a crescente demanda das redes ópticas pelo aumento das taxas de transferência conduziu os pesquisadores a ensaios laboratoriais como prova de viabilidade da referida técnica nos mais variados tipos de redes (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008), (JANSEN et al., 2008), (PENG et al., 2009a), (COURA; SILVA; SEGATTO, 2009).

## 3.1 Sistemas Ópticos DDO-OFDM

Existem hoje duas grandes linhas de pesquisas em sistemas multiportadoras ópticas OOFDM (*Optical OFDM* ou *OFDM Optics*), que diferenciam-se essencialmente pela recepção do campo óptico representante do sinal OOFDM. Se o componente de frequência óptica do receptor, ao qual o sinal OOFDM é misturado, for um oscilador local, então, o sistema é denominado sistema CO-OFDM (*Coherent Optical OFDM*) (JANSEN et al., 2009). Se este for transmitido juntamente com o sinal OOFDM, ao sistema dá-se o nome de sistema óptico OFDM com detecção direta DDO-OFDM (*Direct Detection Optical OFDM*) (SCHMIDT et al., 2009), (LEIBRICH et al., 2009). O diagrama ilustrado na Figura 17 apresenta detalhes de sistemas da transmissão de sinais multiportadoras OFDM em sistemas ópticos com detecção direta normalmente encontrado na literatura. Os sinais oriundos do transmissor OFDM (OFDM Tx) modulam a intensidade (potência instantânea) de um laser CW (*Continuous Wave*) através de um modulador óptico externo MZM (*Mack-Zehnder Modulator*) de um braço. Na saída do MZM com apenas um braço utiliza-se um filtro óptico SSB (*Single-Side Band*) de forma a inserir na fibra um sinal OOFDM de banda lateral única. A transmissão de sinais OFDM em longos enlaces de fibra SMF (*Single-Mode Fiber*) sem fibras compensadoras de dispersão DCF (*Dispersion Compensating Fiber*) é facilitado perante a deteção de campos ópticos de banda lateral única SSB, uma vez que os desvios de fase dependentes da frequência causados pela dispersão cromática no sinal óptico, traduzidos para o domínio elétrico nas subportadoras

do sinal OFDM, são corrigidos por um banco de multiplicadores complexos nas subportadoras normalmente denominado equalizador de um atraso (*one tap equalizer*). Um filtro de redução da banda do ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) se faz necessário após amplificação óptica realizada no final de cada *span* de fibra SMF.

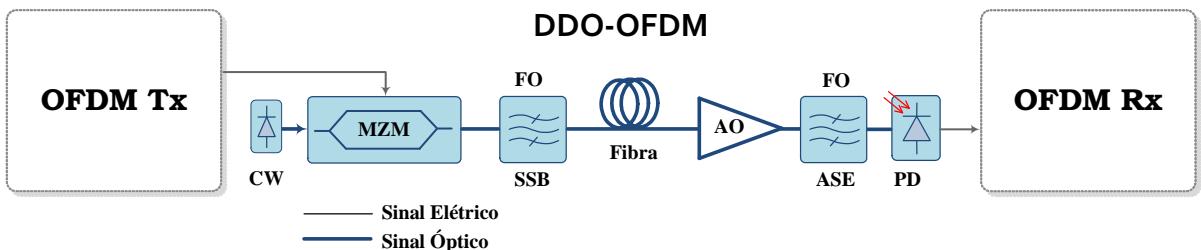


Figura 17 – Transmissão multiportadora OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta DDO-OFDM típico. CW - *Continuous Wave*, MZM - *Mach-Zehnder Modulator*, FO - Filtro Óptico, SSB - *Single-Side Band*, AO - Amplificador Óptico, ASE - *Amplified Spontaneous Emission*, PD - *Photodetector*.

Observa-se na Figura 17 a inexistência de fibras compensadoras de dispersão, presença obrigatória nos longos enlaces ópticos atualmente implantados.

Embora seja mais sensível a ruídos de fase provocados por desvios entre os osciladores locais do transceptor óptico, as pesquisas apontam para a adoção da deteção coerente CO-OFDM em sistemas ópticos de longas distâncias (*long-haul*), por melhorar consideravelmente a sensitividade<sup>1</sup> do receptor. Esta indicação baseia-se também no fato da deteção direta desperdiçar boa parte da potência na transmissão da portadora óptica<sup>2</sup>, além de reservar uma banda de guarda entre a portadora óptica e o sinal OFDM para combater produtos de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortion*) gerados pelo fotodiodo na recepção (LOWERY, 2008). A Figura 18 ilustra bem o melhor aproveitamento da potência e do espectro dos sistemas CO-OFDM. Entretanto, o custo benefício que advém do reduzido número de componentes empregados na recepção em sistemas DDO-OFDM vem motivando os interessados em sua aplicação também nas comunicações em longas distâncias. As investigações realizadas nesta Dissertação enquadram-se nesta linha de pesquisa, mais especificamente na transmissão em fibras monomodais SMF de sinais OFDM que linearmente modulam em intensidade o campo óptico de um laser CW, através de moduladores externos MZM, sendo os sinais OFDM ópticos de banda lateral única detectados por um único fotodetector.

Assim sendo, considerando apenas o efeito linear da dispersão, após propagação

<sup>1</sup> A sensitividade do receptor é a potência de entrada no receptor que garante uma taxa de erro de bits prefixada (normalmente,  $BER = 10^{-9}$  em sistemas ópticos).

<sup>2</sup> Ao atribuir à portadora óptica metade da potência do sinal inserido na fibra registra-se uma inerente perda 3 dB na relação sinal ruído óptica OSNR (*Optical Signal-to-Noise Ratio*).

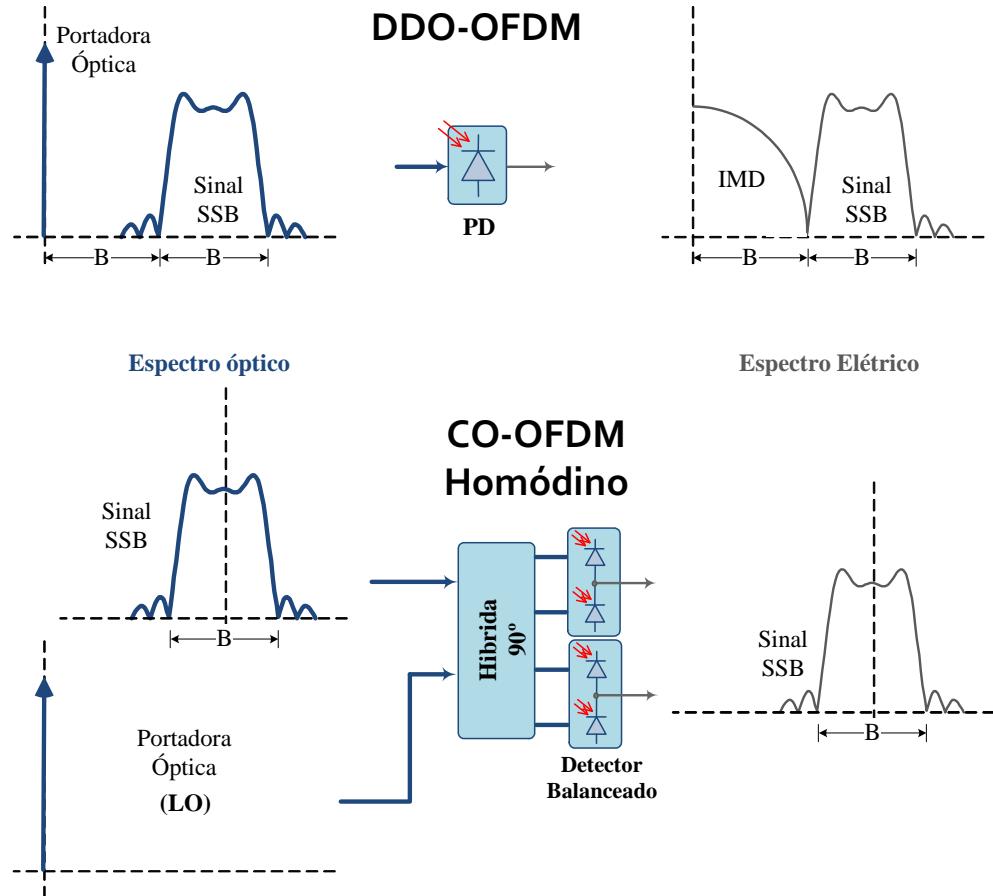


Figura 18 – Espectros óptico e elétrico de sinais OFDM nas detecções direta e coerente Homodíodo. Recomenda-se reservar uma banda de guarda  $B_G$  no mínimo igual a largura de banda do sinal  $B_w = B$ . SSB - Single-Side Band, LO - Local Oscillator, PD - Photodetector

em fibras SMF com resposta em frequência

$$H_f(w) = e^{jw^2(\frac{\beta_2}{2})L_f}, \quad (3.1)$$

para  $j = \sqrt{-1}$ ,  $w = 2\pi f$ , sendo  $f$  a frequência do sinal elétrico,  $\beta_2$  o parâmetro GVD (*Group Velocity Dispersion*) e  $L_f$  o comprimento da fibra; e posterior filtragem pelo filtro ASE de resposta em frequência  $H_{FO}$ , o sinal detectado pode ser escrito como

$$y_{det}(t) = |E(t)|^2 = |(A + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)|^2 \quad (3.2)$$

$$= [(A + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)] \cdot [(A + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)]^* \quad (3.3)$$

$$= |A|^2 + As(t)e^{j2\pi f_b t} \otimes h(t) + As^*(t)e^{-j2\pi f_b t} \otimes h^*(t) + |s(t) \otimes h(t)|^2, \quad (3.4)$$

onde  $E(t)$  representa o campo elétrico do sinal óptico na entrada do fotodetector composto pelo sinal OOFDM SSB centrado em  $f_b$  e matematicamente representado por  $s(t)e^{j2\pi f_b t}$ , e pela componente DC  $A$  que caracteriza a portadora óptica (BARROS; KAHN, 2010). A resposta impulsiva de todo o canal óptico  $h(t)$  é dada pela transformada inversa de Fourier

de  $H(w) = H_f(w) \cdot H_{FO}(w)$ . Conclui-se a partir da expansão realizada que os efeitos dos produtos de intermodulação  $|s(t) \otimes h(t)|^2$  gerados na detecção direta são eliminados mediante a concepção de uma banda de guarda com largura mínima igual à largura de banda do sinal OFDM óptico SSB conforme ilustrado na Figura 18.

### 3.2 Implementação de Sistemas DDO-OFDM

Existem na literatura diversas e variadas implementações de transmissores e receptores OFDM utilizados em simulações computacionais e em experimentos em laboratórios de sistemas OFDM óptico com deteção direta IMDD (DDO-OFDM) ([LOWERY; ARMSTRONG, 2007](#)), ([SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008](#)), ([JANSEN et al., 2009](#)), ([PENG et al., 2009a](#)). Os diagramas de blocos de três das principais e mais empregadas nesta linha de estudos são apresentados e explanados nesta seção. Em ambos os sistemas DDO-OFDM apresentados nas Figuras 19 e 20 é disponibilizado na entrada do enlace óptico um sinal OFDM analógico com banda lateral dupla DSB (*Double-Side Band*) com coeficientes reais por apenas um conversor digital-analógico DAC (*Digital-to-Analogue Converter*) no sistema DDO-OFDM I e por um par destes no DDO-OFDM II. Isso demanda um filtro óptico passa bandas na saída do MZM de único um braço para a concepção de um sinal OFDM SSB óptico.

A principal diferença entre estes dois transceptores está na geração dos sinais OFDM com coeficientes reais. Enquanto o primeiro emprega a simetria Hermitiana na entrada do modulador IFFT, o segundo utiliza "misturadores" analógicos (*Electrical IQ mixer*) para modular em amplitude uma portadora de rádio frequência RF (*Radio Frequency*) com as partes real e imaginária dos sinais OFDM de coeficientes complexos obtidos na saída do modulador IFFT. Ou seja, a ineficiência espectral de um é contrabalançada pela modulação adicional do outro. Conforme ilustram as Figuras 19 e 20, a banda de guarda que separa a portadora óptica do sinal OOFDM 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.

Uma alternativa de implementação que elimina o filtro óptico SSB usado nas duas primeiras é ilustrada no diagrama de blocos da Figura 21. Denominado DDO-OFDM III este sistema usa um modulador óptico externo Mach-Zehnder em quadratura e portanto de dois braços para fazer a conversão eletro-óptico dos sinais OFDM analíticos de coeficientes complexos e de banda lateral única concebidos pela transformada de Hilbert. Portanto, assim como no sistema DDO-OFDM II, este utiliza um par de DAC's na saída do bloco transmissor, embora usa apenas um na recepção.

O sinal SSB é concebido pela transformada de Hilbert aplicada aos  $N_{FFT}$  coefi-

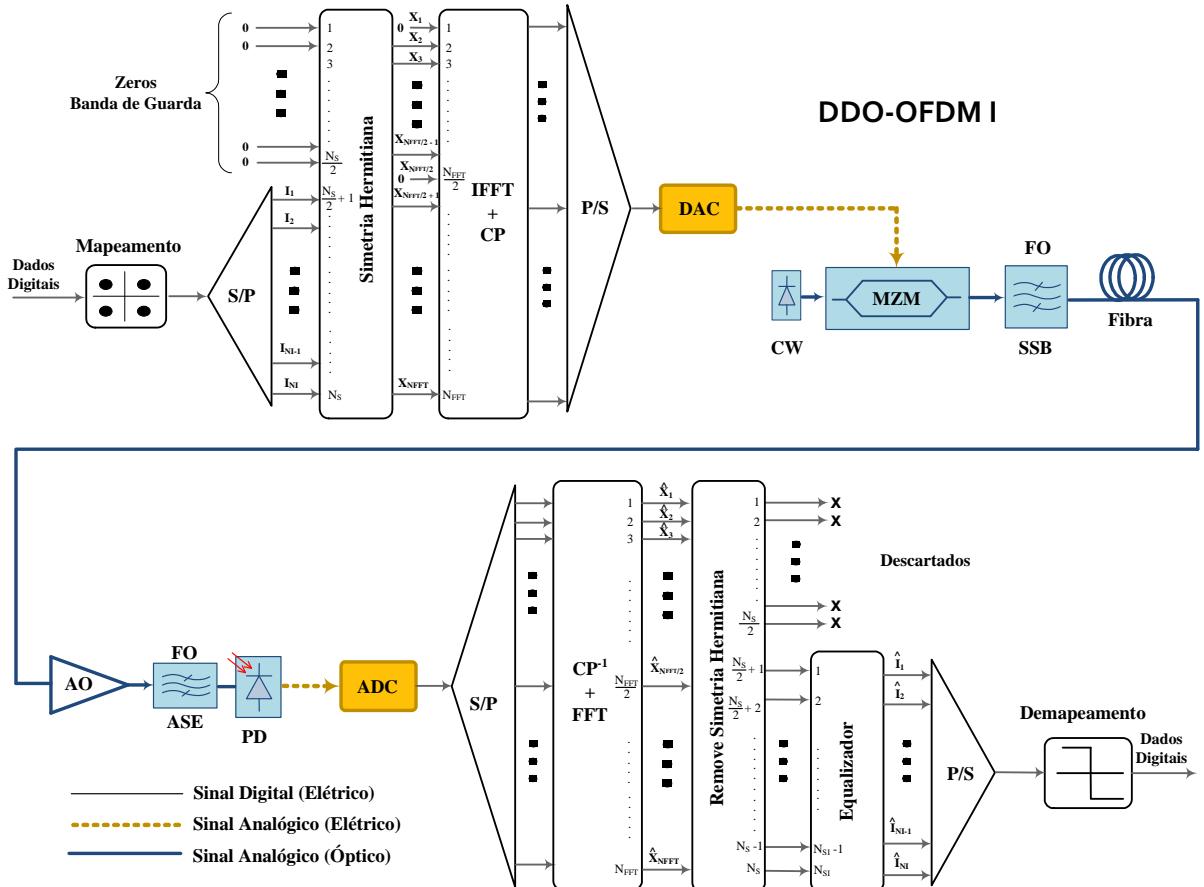


Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM I. A geração de sinais OFDM com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o *Zero Padding*. *IFFT* - *Inverse Fast Fourier Transform*, *CP* - *Cyclic Prefix*, *P/S* - Conversão Paralelo para Serial, *DAC* - *Digital-to-Analog Converter*, *ADC* - *Analog-to-Digital Converter*, *S/P* - Conversão Serial para Paralelo, *FFT* - *Fast Fourier Transform*, *CP<sup>-1</sup>* - Remoção do CP.

cientes de entrada do modulador/multiplexador IFFT que consiste em zerar metade das suportadoras na entrada do modulador. Assim, o vetor  $X$  na de entrada do IFFT pode ser descrito como

$$X = [X_1 \dots X_{N_{FFT}}] \quad (3.5)$$

$$= [X_1 \dots X_{N_{FFT}/2}, 0 \dots 0] \quad (3.6)$$

$$= [0 \dots 0, I_1 \dots I_{N_s}, 0 \dots 0], \quad (3.7)$$

para  $N_s = N_{FFT}/4$ . O *zero padding* é aplicado na primeira quarta parte dos coeficientes para prover a banda de guarda. Portanto, enquanto o sistema DDO-OFDM II utiliza todos os coeficientes de um modulador IFFT de  $N_{FFT} = 1024$  pontos como subportadoras de informação, os sistemas DDO-OFDM I e DDO-OFDM III usam apenas  $N_s = N_{FFT}/4 = 256$  para tal.

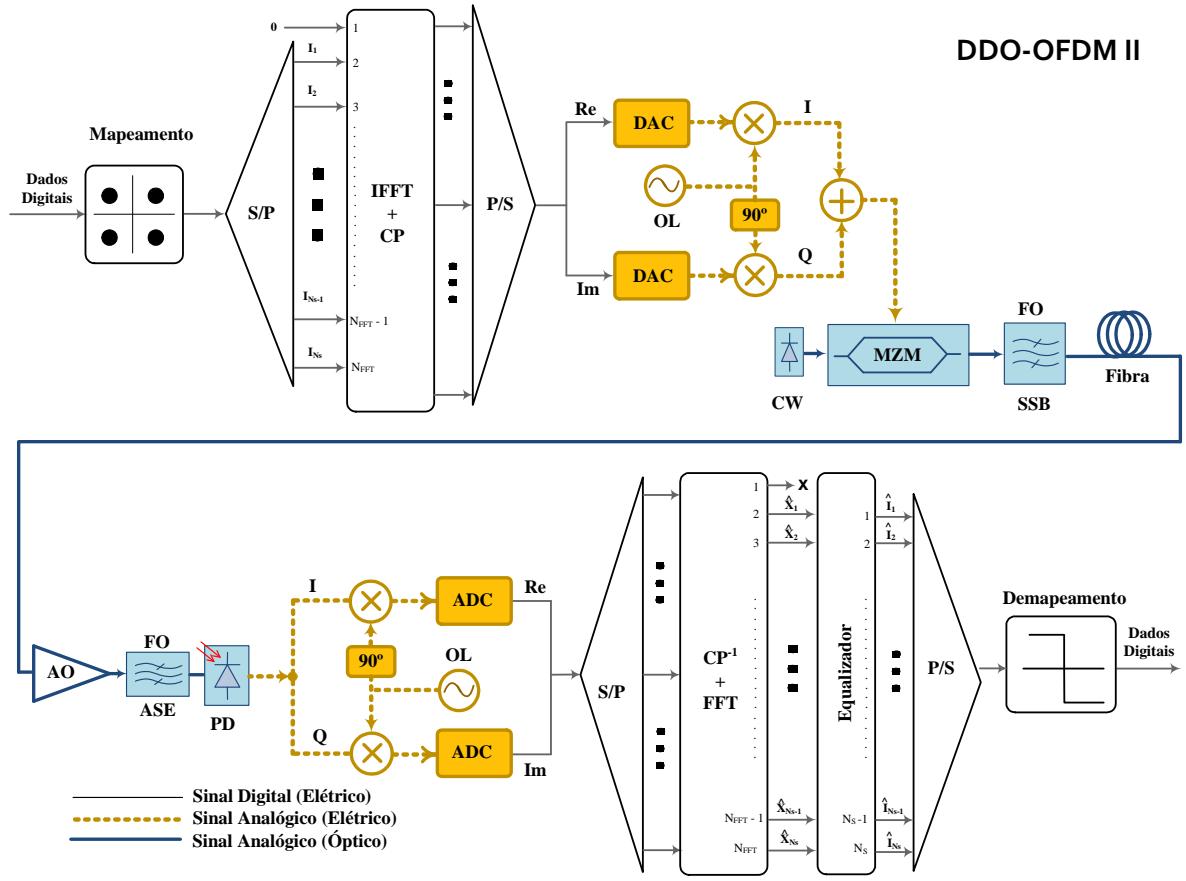


Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM II. A geração dos sinais OFDM com coeficientes reais e da banda guarda é realizada com a modulação analógica adicional. OL - Oscilador Local,  $Re$  - parte Real,  $Im$  - parte Imaginária,  $I$  - *In-phase*,  $Q$  - *Quadrature*.

### 3.3 Projeto de parâmetros OOFDM

Sabe-se que a inserção do prefixo cíclico CP virtualmente elimina a interferência intersimbólica ISI em sistemas de transmissão OFDM, além de auxiliar no sincronismo de símbolos. Também conhecido como extensão cílica ou como intervalo de guarda, consiste em copiar as últimas  $N_g$  amostras do símbolo OFDM para o início do mesmo. Por isso, tal artifício introduz redundâncias no sistema que aumentam a largura de banda do sinal a ser transmitido, fazendo com que o menor CP seja desejável ao mesmo tempo em que previne a ISI. Em sistemas de comunicações ópticas que transmitem sinais OFDM, este compromisso torna-se latente em minimizar-se tanto os efeitos de ISI provocados por dispersão cromática, quanto a redundância oriunda do uso do CP. Desprezando-se os efeitos da dispersão por polarização de modo PMD (*Polarization Mode Dispersion*), uma boa estimativa de duração do intervalo de guarda,  $T_g$  é dada por (JANSEN et al., 2008)

$$T_g \geq D \cdot B_W \cdot \frac{c}{f^2}, \quad (3.8)$$

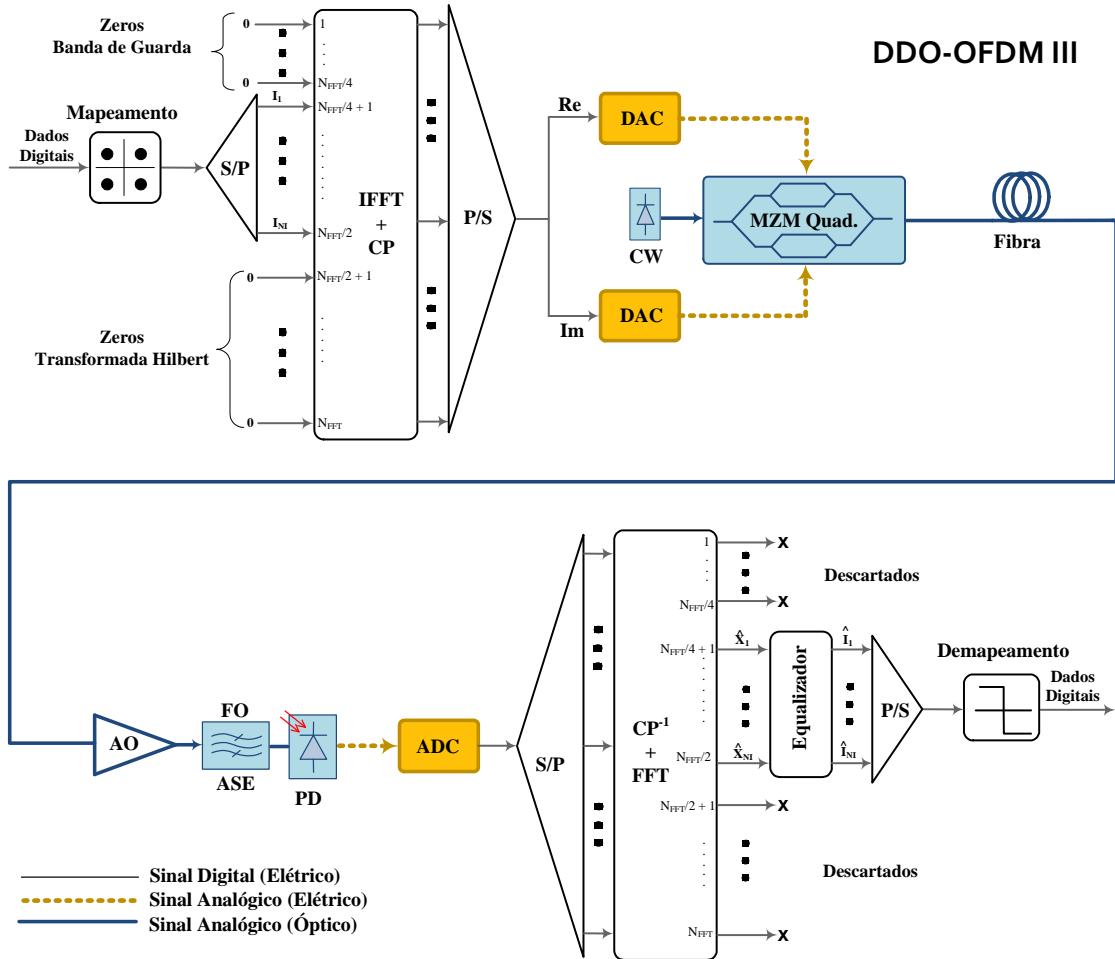


Figura 21 – Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM III. Neste são gerados sinais OFDM com coeficientes complexos e a banda de guarda implementada pelo *zero padding*.

onde  $D$  representa a dispersão cromática total em  $[ps/(nm \cdot km)]$ ,  $B_w = R_{Nominal} / \log_2(M)$  a largura de banda do sinal OFDM em Hz; para  $R_{Nominal}$  a taxa de transmissão nominal do sistema em b/s e  $M$  o nível de modulação por subportadora;  $c$  a velocidade da luz em m/s e  $f = \frac{c}{\lambda}$  a frequência da portadora óptica em Hz; para  $\lambda$  o comprimento de onda do sinal óptico (JANSEN et al., 2009). A taxa de transmissão  $R_b$  é dada por

$$R_b = \frac{B_w}{N_{FFT}} \cdot \frac{N_s \log_2(m)}{1 + G} \quad (3.9)$$

em outras palavras, cada subportadora  $N_s$  que transporta dados da banda efetiva  $\frac{B_w}{N_{FFT}}$  transporta  $\log_2(m)$  bits de dados. E um cabeçalho adicional como penalidade de  $(1 + G)$  deve ser perdido pelo prefixo cíclico, desde que isto consiste de uma informação redundante e sacrifica a transmissão dos símbolos de dados atuais. E assim, entenda-se por taxa de transmissão nominal aquela medida antes da codificação, relacionada com a taxa

de transmissão usual  $R_b$  conforme

$$R_{Nominal} = R_b \cdot (1 + \varepsilon_{FEC}) \cdot (1 + \varepsilon_{TS}) \cdot (1 + \varepsilon_g), \quad (3.10)$$

onde  $\varepsilon_{FEC}$  ( $\approx 7\%$ ),  $\varepsilon_{TS}$  ( $\approx 4\%$ ) e  $\varepsilon_g$  ( $\approx 4\%$ ) são as redundâncias inseridas por codificação, símbolos de treinamento e prefixo cíclico respectivamente. A partir das equações (3.8) e (3.10) e, sabendo que  $\varepsilon_g = \frac{T_g}{T_s - T_g}$ , onde  $T_s$  é a duração total do símbolo OFDM, obtém-se a relação

$$D = \frac{f^2}{c} \frac{\log_2(M)}{R_b \cdot (1 + \varepsilon_{FEC}) \cdot (1 + \varepsilon_{TS})} \cdot \frac{T_g T_s - T_g^2}{T_s}, \quad (3.11)$$

que determina o comprimento de um enlace de fibra SMF em sistemas OOFDM sem compensação óptica de dispersão. Parâmetros de um sinal OFDM podem então ser facilmente determinados com a ajuda das curvas da Figura 22, as quais ilustram esta tolerância à dispersão cromática em quilômetros de fibra SMF em sistemas OOFDM que compensam eletronicamente a dispersão via equalização. Observa-se nestas curvas que, conforme apontado pela equação (3.11), para um mesmo valor de  $T_g$ , o alcance de tais sistemas aumenta com  $T_s$  para uma determinada taxa de transferência e nível de modulação nas subportadoras. Observa-se também que a citada tolerância diminui drasticamente com a taxa de transmissão de tal forma que de 4000 km em 10 Gb/s caiu para aproximadamente 1000 km em 40 Gb/s para valores de  $T_s$  e  $T_g$  iguais a 40 e 1.6 ns respectivamente.

Como exemplo de ilustração de projeto de parâmetros, considere a transmissão DDO-OFDM a 10 Gb/s em um enlace de 1000 km de fibra SMF com  $D = 16 \text{ ps/nm/km}$ . Com a conveniente escolha de  $\varepsilon_{TS} + \varepsilon_g = 8\%$ , estabelece-se  $R_{Nominal}$  e  $B_W$  em aproximadamente 11.57 Gb/s e 5.79 GHz para  $M = 4\text{-QAM}$ . Calcula-se a partir de (3.8) a duração mínima do intervalo de guarda  $T_g \approx 0.74 \text{ ns}$  em  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ . Com o auxílio da curva de 1000 km da Figura 23.a) determina-se  $T_s \approx 19.3 \text{ ns}$ . Com  $T_u \approx T_s - T_g = 18.6 \text{ ns}$  obtém-se as  $N_s = 107$  subportadoras de informação necessárias para a transmissão fazendo  $N_s = T_u \cdot R_{Nominal} / \log_2(M)$ , espaçadas em  $\Delta_f = T_u^{-1} \approx 54 \text{ MHz}$ . Conclui-se portanto que, uma IFFT de  $N_{FFT} = 512$  pontos é necessária para gerar o sinal OFDM com simetria hermitiana e banda de guarda proveniente do preenchimento com zeros de  $N_z = N - N_s = 148$  subportadoras "inativas", para  $N = (N_{FFT}/2) - 1 = 255$ . A largura de banda total e a taxa de amostragem do sistema são respectivamente  $B_{Wt} = B_G + B_W \approx 11.6 \text{ GHz}$  e  $f_s \approx 23 \text{ GS/s}$ . O efeito dos desvios de fase nos 107 subsímbolos QAM dos 100 sinais OFDM transmitidos, provocados pela dispersão cromática dos 1000 km de fibra, é mostrado no diagrama de constelação da Figura 23.b). Este diagrama também ilustra a compensação eletrônica de dispersão realizada nos subsímbolos por um simples equalizador de um atraso com coeficientes de equalização concebidos pelos símbolos de treinamento conhecidos no receptor. A degradação no desempenho do sistema parametrizado, denunciada pelo diagrama da Figura 23.c), deve-se à duplicação do comprimento do enlace. Para 2000

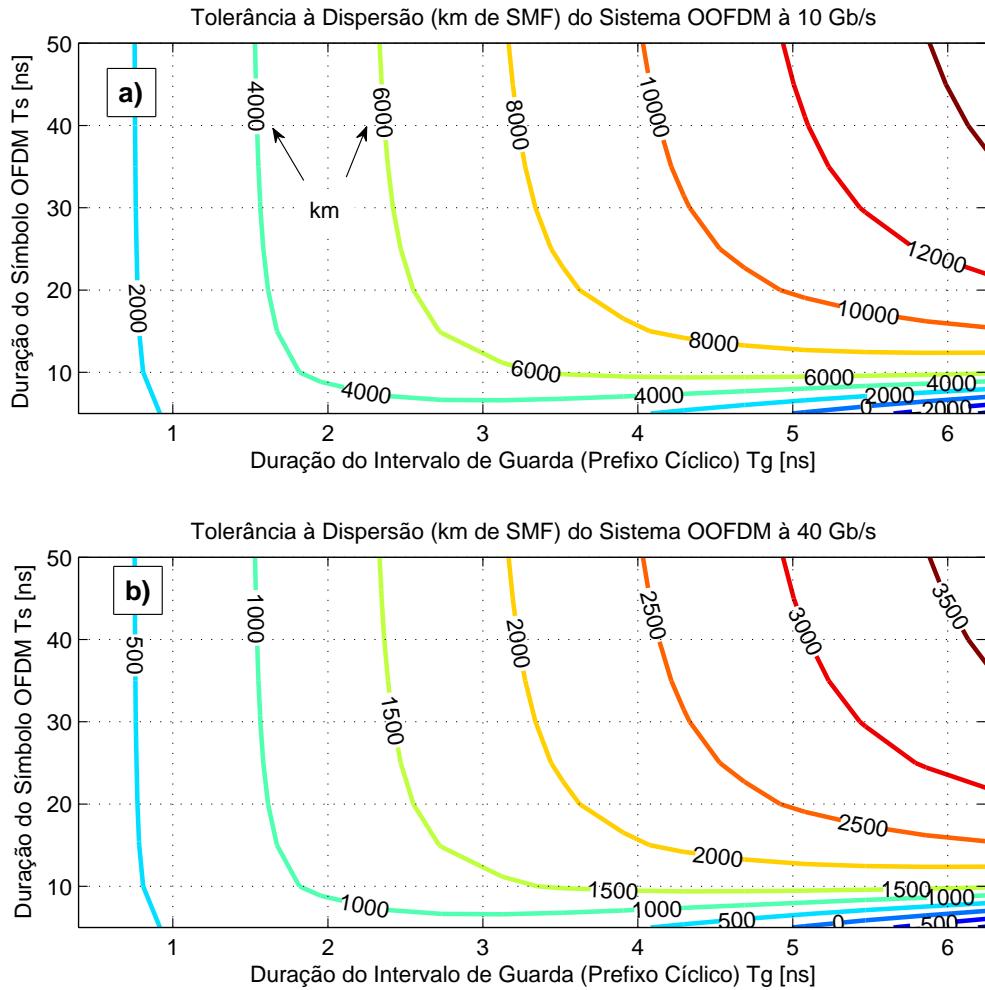


Figura 22 – Curvas de tolerância à dispersão em km de fibra SMF ( $D = 16 \text{ ps/nm/km}$ ) para projeto de  $T_g$  e  $T_s$  em sistemas OOFDM para as taxas de transmissão (a)  $R_b = 10 \text{ Gb/s}$  e (b)  $40 \text{ Gb/s}$ , com  $M = 16$  e  $\varepsilon_{TS} + \varepsilon_g = 8\%$ .

km de fibra, a duração do prefixo cílico  $T_g$  deve ser no mínimo igual a 1.6 ns, conforme ilustram os pontos (cor verde) da constelação rotulados por  $T_g = 1.6 \text{ ns}$ . A banda de guarda  $B_G$ , característica de sistemas DDO-OFDM e destacada na Figura de espectro de potência 23.d), é justificada pelos produtos de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortion*) mostrados na Figura 23.e) gerados pelo "batimento" entre as subportadoras.

### 3.4 Polarização Elétrica do Modulador Óptico

A polarização do Mach-Zehnder é de fundamental importância no compromisso que envolve as distorções não lineares do MZM e a sensitividade do receptor em sistemas DDO-OFDM (LEIBRICH et al., 2009), (BARROS; KAHN, 2008). As distorções não lineares predominam se o MZM for polarizado no ponto de máxima transferência de potência, ou

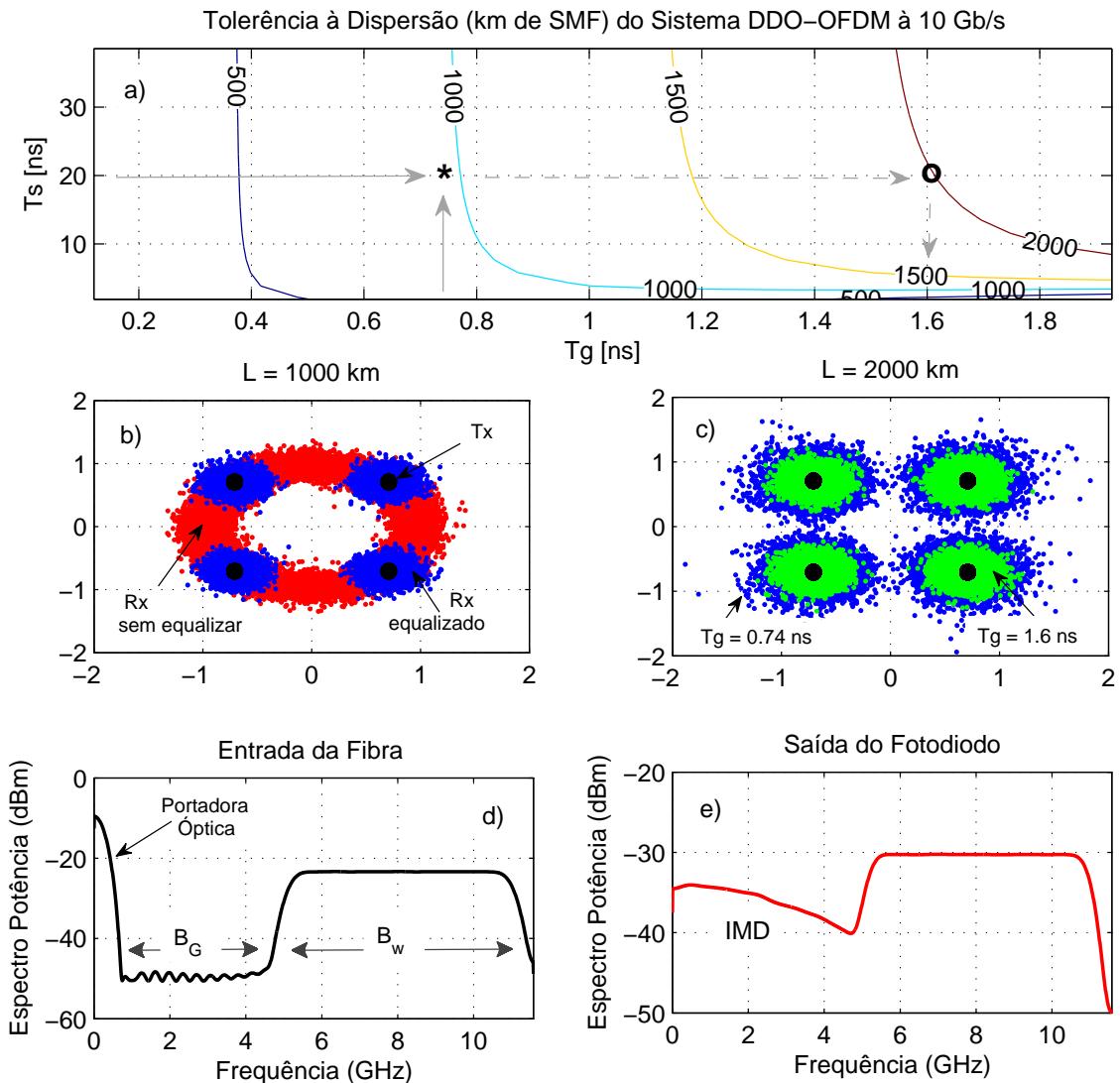


Figura 23 – Transmissão de sinais OFDM em  $L = 1000$  km de fibra com  $D = 16$  ps/nm.km e atenuação  $\alpha = 0.2$  dB/km, de um sistema DDO-OFDM. (a) Curvas para projeto dos parâmetros  $T_g$  e  $T_s$  para um determinado comprimento de fibra. (b) Diagramas de constelação antes e depois da equalização em 1000 km de fibra SMF. (c) Diagramas de constelação depois da equalização para  $T_g = 0.74$  e 1.6 ns em 2000 km de fibra SMF padrão. (d) Espectro óptico de potência do sinal DDO-OFDM SSB na entrada da fibra. (e) Espectro elétrico de potência do sinal na saída do Fotodetector.

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 consequentemente a sensitividade do receptor. Considera-se neste trabalho que a polarização, que define a potência da portadora óptica necessária nas transmissões com detecção direta, pode ser classificada em polarização elétrica e polarização óptica. Na elétrica escolhe-se um ponto na curva característica do MZM que provê a portadora na sua saída, enquanto que na óptica o MZM é polarizado no ponto de intensidade nula e a portadora é inserida no domínio óptico.

Os 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. Este fenômeno é denominado *chirp* que limita o desempenho do sistema. A estrutura dos moduladores externos electro–ópticos, normalmente baseados em interferômetros de Mach-Zehnder, consistem 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 de radio frequência 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

$$\begin{aligned}
 E_0(t) &= \frac{E_i(t)}{2} \left( e^{j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}} \right) \\
 &= \frac{E_i(t)}{2} \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \cdot \left[ e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} \right] \\
 &= E_i(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \cdot \left[ \frac{e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)}}{2} \right] \\
 &= E_i(t) \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t)) \right] \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)}, \tag{3.12}
 \end{aligned}$$

onde  $V_1(t)$  e  $V_2(t)$  são os sinais elétricos moduladores e  $V_\pi$  a tensão aplicada aos eletrodos para induzir um desvio de fase a  $\pi$  radianos entre os sinais nos guias de onda dos dois braços do modulador externo (KAMINOW; LI; WILLNER, 2008), (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). Se forem utilizados sinais RF complementares nos braços do modulador (configuração *push-pull*), ou seja, considerando-se as relações

$$V_1(t) = V(t) + V_\pi/2, \quad V_2(t) = -V(t) + V_\pi/2 \quad \text{e} \quad V(t) = s(t) + V_{bias}$$

para  $s(t)$  o sinal OFDM e  $V_{bias}$  a tensão de polarização do MZM, a equação (3.12) reduz-se para

$$E_0(t) = E_i(t) \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} (s(t) + V_{bias}) \right], \quad (3.13)$$

equação esta que governa a função de transferência de um modulador externo MZM de um único braço (HO, 2005). Ressalta-se que dois destes moduladores podem ser associados de modo a conceber o denominado modulador em quadratura<sup>3</sup> utilizado no transceptor DDO-OFDM III ilustrado na Figura 21 e muito útil na conversão direta para o domínio óptico de sinais em banda base com coeficientes complexos, portanto, sem deslocamento para uma frequência intermediária. Em termos de intensidade óptica, a relação de potência entre a entrada e saída do MZM é dada por

$$\frac{|E_0(t)|^2}{|E_i(t)|^2} = \cos^2 \left[ \frac{\pi(s(t)+V_{bias})}{2V_\pi} \right]. \quad (3.14)$$

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 24. A região central de polarização do MZM compreende os pontos da função característica no intervalo  $V_\pi/2 \leq V_{bias} \leq V_\pi$ .

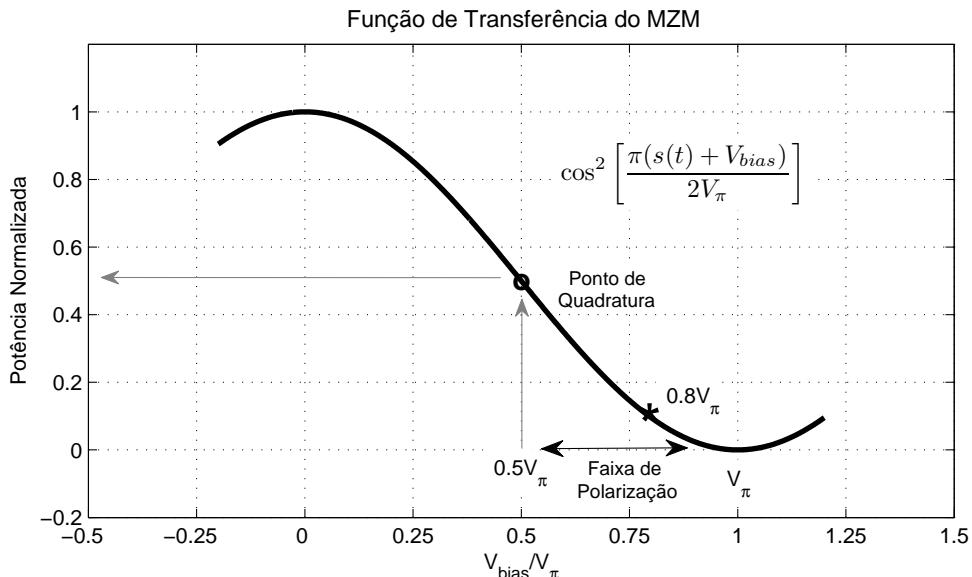


Figura 24 – Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder.

Percebe-se pela Figura 24 que a polarização no ponto de quadratura  $V_{bias} = V_\pi/2$ , para  $V_\pi$  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<sup>4</sup>

<sup>3</sup> Os campos ópticos na saída dos dois MZM's de um braço são adicionados em quadratura.

<sup>4</sup> Embora não carregue informação, a portadora óptica é indispensável em sistemas IMDD.

polarizando o MZM em  $V_{bias} > V_\pi/2$ , com a adversidade das inserções de não linearidades no sinal óptico pelo próprio MZM. A Figura 25 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 a medida que o valor de  $V_{bias}$  aproxima-se de  $V_\pi$ , até a ausência da portadora óptica em  $V_{bias} = V_\pi$ .

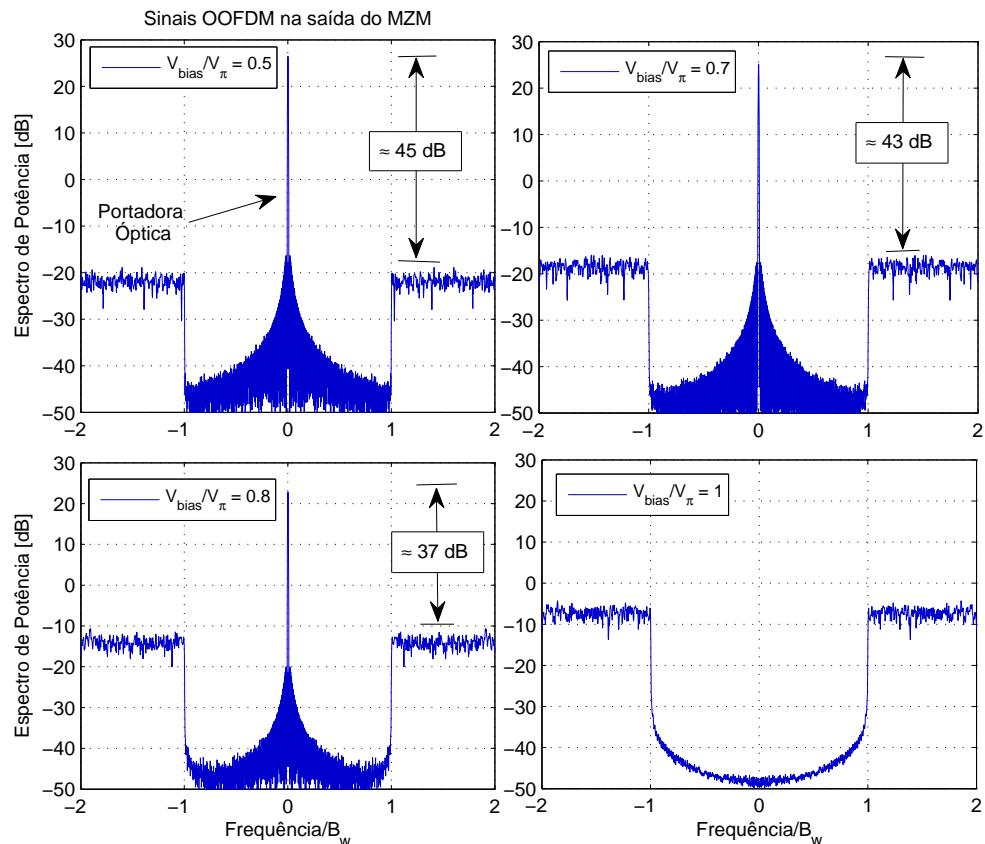


Figura 25 – Espectros de potência de sinais OOFDM na saída do modulador óptico MZM para diferentes pontos de polarização do mesmo.

# 4 Demonstração Experimental do Sistema DDO-OFDM

O sucesso da transferência de informação na forma de propagação de luz em uma fibra óptica requer uma plena interação nas junções entre os dispositivos de um sistema óptico. Este capítulo descreve as características dos dispositivos, pontos de operação, configurações implementadas e modelos de algoritmos de transmissão e recepção que se adaptam ao sistema de transmissão de sinais OFDM com modulação de intensidade e detecção direta (DDO-OFDM).

## 4.1 Sistema Modulação por Intensidade/Detecção Direta (IM/DD)

O sistema elétrico/óptico/elétrico de transmissão de informação implementado neste trabalho possui como modelo de recepção a detecção direta que utiliza apenas um fotodetector por ser de menor complexidade e possuir um menor custo quando comparado com a detecção coerente. Embora tenha adotado o modelo de detecção direta, o modelo de transmissão é feito utilizando um modulador externo ao *laser* do tipo MZM. Como canal de transmissão são utilizadas separadamente, duas fibras monomodo padrão (*Standard Single Mode Fiber - SSMF*) de 20 e 40 km. Com isso, o sistema de comunicação é dividido em duas partes: a parte física composta pelos dispositivos elétricos e ópticos que possui pouca ou nenhuma flexibilidade em relação à variação de seus parâmetros característicos e a parte que é composta pelo transmissor e receptor, no que se refere ao processamento das formas de onda em intensidade e tempo discretos definidos por algoritmos implementados e configurados *offline* via *software* de computação MATLAB®. A Figura 26 ilustra a divisão das partes mostrando a configuração implementada.

Os sinais OFDM preparados pelo algoritmo de geração implementado no MATLAB® são transmitidos por um protocolo de instrumentação que trabalha sobre o *Ethernet* e que se comunica com o conversor digital para analógico (*Digital-to-Analogue Converter - DAC*) do AWG7122C da Tektronix de 24 GS/s. O sinal de RF na saída do AWG é amplificada e filtrada por um filtro de 3 GHz até chegar ao modulador óptico MZM. Este, por sua vez, modula um sinal óptico CW proveniente de um laser centrado em  $\lambda_c = 1545,3$  nm. Após propagação em enlaces de 20 e 40 km de fibra, monomodo padrão, os sinais ópticos são convertidos para o domínio elétrico por um único fotodetector PIN de 10 GHz, com pré-amplificação. Um osciloscópio digital de 100 GS/s (DPO71604C) captura e digitaliza os sinais de corrente realizando a conversão anaógica para digital (*Analog-to-Digital - A/D*) e os envia ao bloco OFDM Rx do computador pessoal (*Personal Computer - PC*)

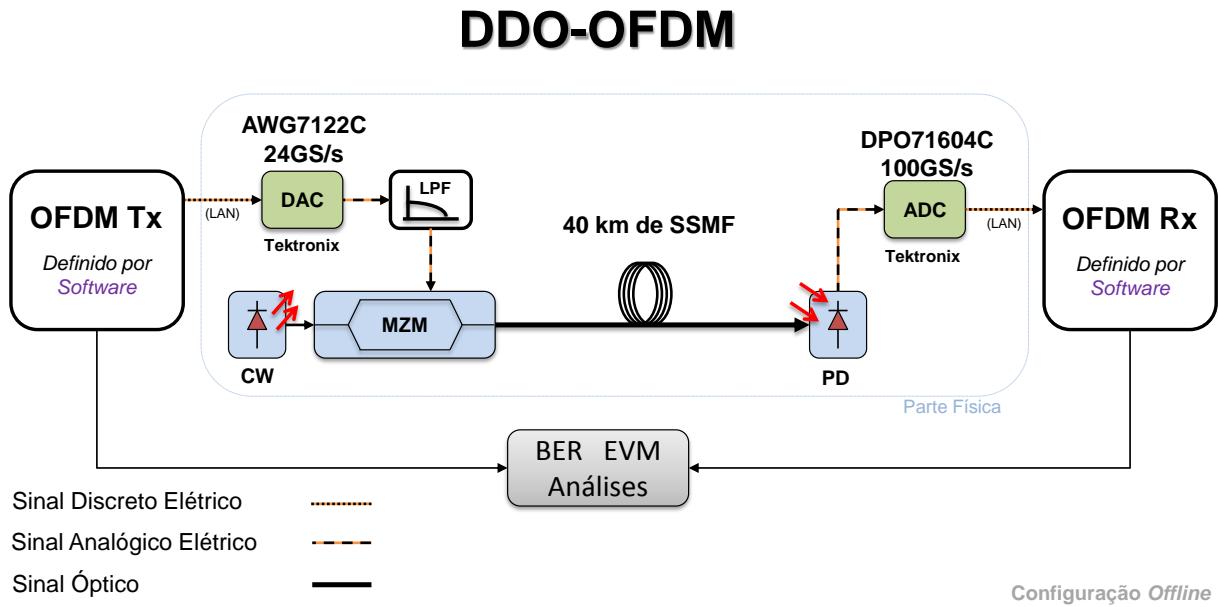


Figura 26 – Sistema DDO-OFDM implementado

via protocolo de instrumentação sobre ethernet. As análises de desempenho BER e EVM são realizadas *offline* no PC com uma rotina computacional desenvolvida em MATLAB®.

No entanto, para o sistema alcançar uma confiabilidade e segurança no transporte das informações é essencial que todos componentes do sistema sejam compatíveis entre si e com seus respectivos desempenhos individuais. Antes de introduzir todo o sistema elétrico e óptico implementado torna-se necessário levantar as principais características de cada dispositivo inserido no sistema óptico elétrico que formam a parte física do experimento.

## 4.2 Caracterização dos Dispositivos

Cada dispositivo possui seus pontos e limites de operação. O levantamento das características dos dispositivos torna-se necessário uma vez que o ajuste de seus parâmetros físicos são causas de um melhor desempenho do sistema de transmissão e recepção (BINH, 2010).

### 4.2.1 Equipamentos Conversores A/D e D/A

Os equipamentos que realizam as conversões D/A e A/D são respectivamente o gerador forma de onda arbitrária (*Arbitrary Waveform Generator* - AWG) AWG7122C e o osciloscópio DPO71604C ambos da Tectronix®. O osciloscópio possui taxa de amostragem máxima de 100 GS/s e largura de banda de recepção de 16 GHz enquanto o AWG tem 24 GS/s. O limite da frequência dos sinais gerados está na conversão realizada pelo DAC. O teorema da amostragem de *Nyquist-Shannon* diz que para recuperar um sinal de largura de banda de  $B$  Hz é necessário ter uma taxa amostragem de no mínimo  $F_S \leq 2B$ . Como

a recíproca é verdadeira, o D/A é limitado em gerar sinais de largura de banda de até  $B = 12$  GHz. Entretanto, o número de amostras que compõem os sinais vão diminuindo nas componentes de maior frequência até chegar em duas amostras por ciclo no limite em  $B = 12$  GHz. A Figura 27 ilustra os equipamentos utilizados nas configurações para realização das conversões A/D e D/A.



Figura 27 – Equipamentos AWG e DPO utilizados respectivamente, para conversões A/D e D/A.

É importante notar que, mesmo existindo um filtro passa-baixas RC analógico, não ajustável para variação de frequência, na saída do conversor D/A para transformar as amostras do sinal discreto em analógico, não é possível obter um sinal com uma curva suave existindo pontos de descontinuidade no sinal analógico convertido que inserem diversas componentes de frequência no sistema. No entanto, o ideal é sempre reamostrar o sinal transmitido à taxa de amostragem máxima do AWG fazendo com que o sinal fique mais fiel possível possuindo sempre o máximo número de pontos por ciclo, evitando que as distorções harmônicas conhecidas como *aliasing* fiquem o mais distante possível do sinal transmitido em relação ao eixo das frequências.

#### 4.2.2 Amplificador e Filtro Passa-Baixas (*Low-Pass Filter - LPF*)

Com objetivos de amplificar o sinal proveniente do conversor D/A e de eliminar as repetições por *aliasing* proporcionais à taxa de amostragem, usou-se um amplificador LPF. Dentre suas características, as que se destacam são sua largura de banda de operação variando de 50 a 3000 MHz. Uma baixa figura de ruído de 1.1 dB e saída máxima de potência de 17.5 dBm. As Figuras 28a e 28b, respectivamente, ilustra o dispositivo e mostra a curva de ganho da resposta em frequência do dispositivo para alimentações com 3 e 5 Volts.

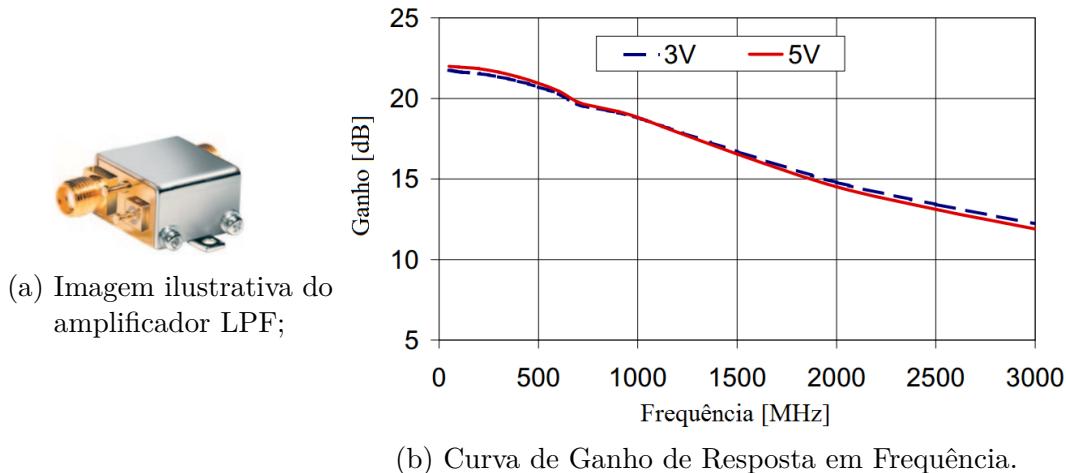


Figura 28 – Amplificador Filtro Passa-Baixas.

#### 4.2.3 Laser DFB (*Distributed-Feedback Laser - DFB*)

Por ser um componente óptico muito utilizado, e estar disponível no laboratório de pesquisa, o laser DFB semicondutor foi utilizado como fonte óptica operando no modo CW e centrado em  $\lambda_c = 1545,3$ . Lasers semicondutores são classificados principalmente por suas estruturas. A fim de conseguir a transmissão de elevada taxa de bits, é necessário limitar-se à largura espectral do laser e minimizar a constante do tempo de subida (BINH, 2010).

O laser DFB é utilizado neste trabalho como fonte óptica contínua e modulado por um modulador óptico externo. O circuito de controle das variáveis físicas do laser foi desenvolvido no próprio laboratório de Telecomunicações da UFES (LabTel). Consiste em injetar potência na forma de corrente elétrica verificando a potência óptica gerada a partir do fotodíodo interno. Ao mesmo tempo verifica e controla a temperatura interna do laser através de um termistor e uma pastilha peltier, respectivamente. Isso, para que a resposta da potência óptica relativa à corrente elétrica possua uma curva quase linear mantendo seu ponto de operação e comprimento de onda durante a transmissão. A Figura 29 foi gerada experimentalmente levantando a resposta da potência do laser DFB em relação a corrente dada uma temperatura constante controlada. Os detalhes dos circuitos de controle do laser DFB encontram-se no apêndice A.

Utilizado no modo CW, o *laser* DBF com a temperatura interna controlada, apresentou potência óptica  $P_o = 3,05$  dBm com a corrente de  $I_L = 77,5$  mA e o comprimento de onda estabilizou-se em  $\lambda_c = 1545,3$  nm.

#### 4.2.4 Modulador Óptico *Mach-Zehnder* (MZM)

Embora seja possível modular a fonte óptica do *laser* DFB diretamente variando a corrente do mesmo com um circuito elétrico, nos experimentos realizados foi utilizado o

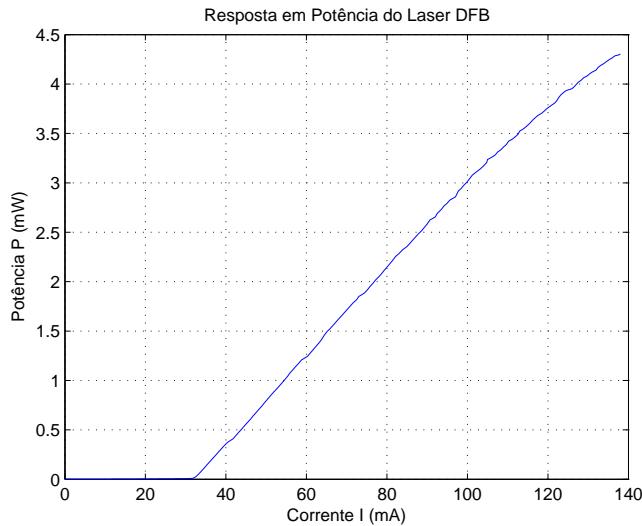


Figura 29 – Resposta em potência do laser por corrente em uma temperatura constante.

modulador óptico externo do tipo MZM que modula a onda de luz externamente ao laser, o que evitou o fenômeno de *chirp*<sup>1</sup> característico da modulação direta.

Internamente, o MZM divide o feixe coerente de luz provinda do laser em um divisor de 3 dB em dois braços conforme Figura 30.

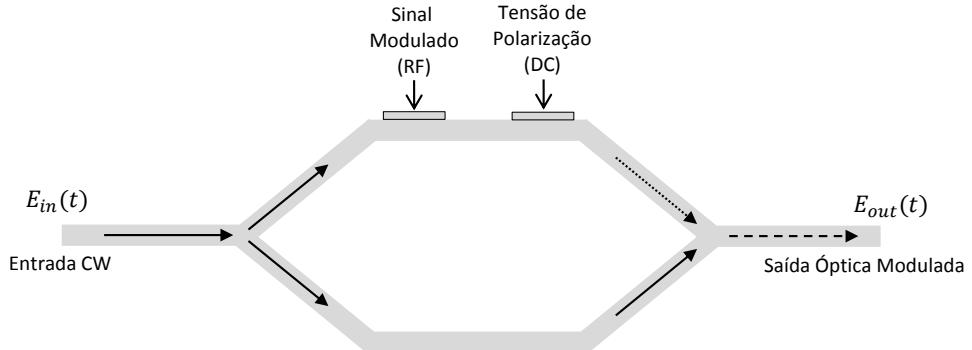


Figura 30 – Estrutura física do modulador óptico MZM e propagação do feixe de luz.

Neste trecho do feixe dividido, com a presença de sinal na entrada de RF, o índice de refração de um dos braços é alterado proporcionalmente à amplitude do sinal RF inserido. Mudando o índice de refração do meio, o sinal é propagado alterando então, a velocidade de propagação da onda em um dos ramos. Logo o sinal é recombinação em um combinador de 3 dB onde ocorre interferência destrutiva do sinal dado por diferença de fase da sua fontes de luz. Para que isso ocorra, é necessário que a onda de luz esteja polarizada com o campo elétrico E paralelo na entrada do MZM. Os dois pontos de polarização do MZM mais utilizados são o de máxima linearidade ou ponto de quadratura e o de máxima transferência de potência elétrica para óptica, que consiste no ponto de máxima não linearidade (BINH, 2009).

<sup>1</sup> Variação da frequência de um pulso óptico proporcional ao aumento tempo.

A equação analítica que descreve matematicamente a curva de transferência de potência do MZM é dada por

$$P_{out} = \sqrt{P_0} \cdot \cos^2 \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} (-V_{bias} + 2V(t) + \Delta V_1) \right] \quad (4.1)$$

onde  $P_0$  é a máxima potência óptica na saída do modulador, ou potência de saída do *laser*,  $V_{bias}$  é o ponto de polarização do modulador,  $V_\pi = 4.7$  V é a tensão aplicada resultando numa diferença de deslocamento de fase de  $\pi$  entre os dois guias de onda do modulador,  $V(t)$  é a tensão ou sinal RF aplicado no braço do modulador e  $\Delta V_1$  é a tensão de *offset* usada para ajustar a fase da curva (ALVES et al., 2011).

Entretanto, cada MZM possui valores de parâmetros físicos diferentes que devem ser levantados para obter sucesso no processo de transmissão. A curva característica do modulador é levantada utilizando o diagrama de blocos da Figura 31 que mostra a configuração experimental do procedimento.

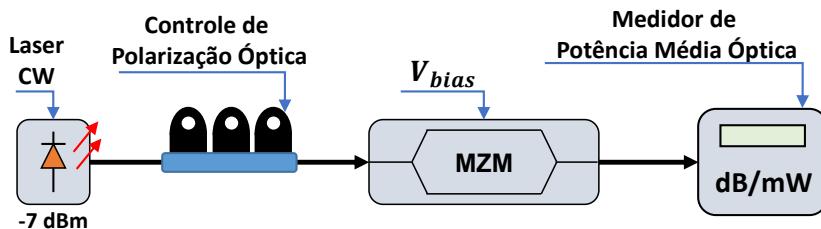


Figura 31 – Aparato experimental para levantamento da curva do MZM

Os passos para caracterização do MZM são seguidos da seguinte forma: primeiramente, a polarização óptica é ajustada, manualmente, de forma que o campo elétrico do feixe de luz fique alinhado à sensibilidade de entrada do MZM para haver maior transferência de potência óptica. Em seguida, a tensão de polarização  $V_{Bias}$  é variada e é observada a potência óptica média de saída através do medidor de potência óptica. Assim, é obtida a curva de forma experimental. Com isso, pontos de máximo e mínimo são obtidos e encontradas a tensão  $V_\pi$ , responsável por um desvio de fase de  $\pi$  radianos entre os braços do guia de onda MZM e a de tensão de polarização  $V_{bias}$ . Esses valores são substituídos nos parâmetros da equação analítica (4.1) para gerar a curva teórica do dispositivo. A Figura 32 ilustra a sobreposição das curvas teóricas e experimentais do MZM obtidas.

Ressalta-se que esta função característica foi gerada ajustando-se os valores de  $V_{bias} = 4.7V$  e  $\Delta V_1 = -2.3V$ , fazendo  $V(t) = 0$  para  $\lambda_c = 1545, 3$ .

#### 4.2.5 Fibra Óptica

O canal óptico de propagação da luz utilizado é uma fibra monomodo padrão (*Standard Single Mode Fiber - SSMF*) do padrão G.652 da ITU-T possuindo valores

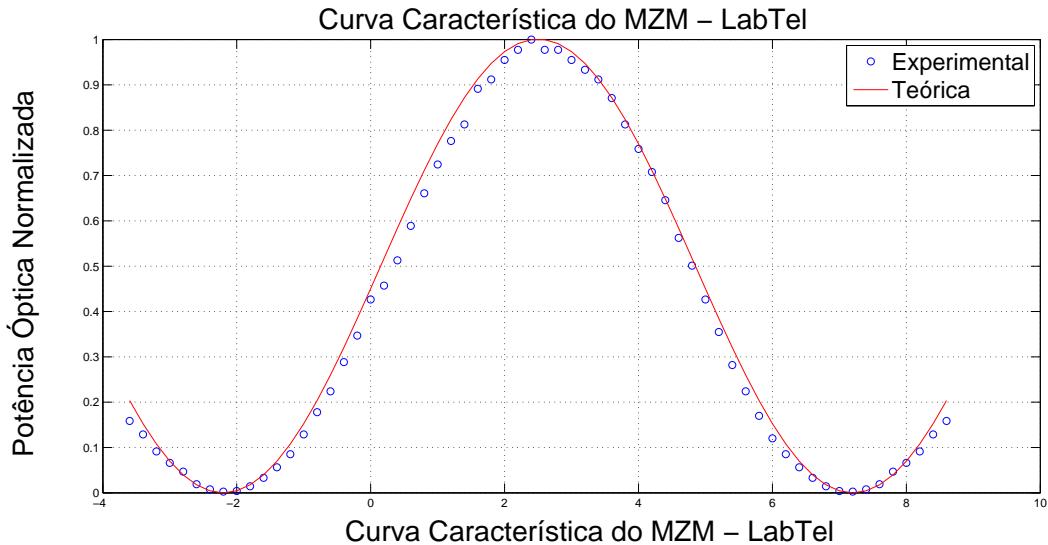


Figura 32 – Curva característica de transferência de potência do MZM

típicos de atenuações de 0.5 dB/km a 1310 nm e 0.2 dB/km a 1550 nm. Embora a fibra SSMF tenha baixa perda para propagações na janela de comprimento de onda de 1550 nm, o que torna-a adequada para comunicações ópticas de longa distância, ela mostra valores relativamente elevados de dispersão cromática nesta janela de comprimento de onda. Em sistemas ópticos de alta taxa de transmissão, dispersão cromática introduz uma significante distorção na forma de onda do sinal, pela qual ocorre degradação significativa no desempenho do sistema. A fibra SSMF-28 utilizada possui valores de dispersão zero para comprimentos de onda de  $1304 \text{ nm} \leq \lambda_0 \leq 1324 \text{ nm}$  e  $D \leq 18.0 [\text{ps}/(\text{nm}.\text{km})]$  para a janela de transmissão utilizada em  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ . As Figuras (33a) e (33b) ilustram as características físicas das fibras de 20 e 40 km que retratam os aspectos de emendas por fusão, atenuação e tamanho físico extraídas de um OTDR, (*Optical Time Domain Reflectometer*) com comprimento de onda em  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ .

#### 4.2.6 Detector Óptico

O fotodetector é um componente essencial num sistema de comunicação via fibra óptica, pois é um dos elementos fundamentais que determinam o desempenho global do sistema. Isso por si só, justifica o levantamento de algumas informações do dispositivo tais como velocidade de resposta e eficiência quântica.

A eficiência quântica  $\eta$ , é dada pela relação entre o número de pares de elétrons gerados, pela energia incidente no fóton  $E_i = h \cdot \nu$  conforme,

$$\eta = \frac{\frac{I_p}{q}}{\frac{P_o}{h\nu}} = \frac{I_p h\nu}{P_o q} \quad (4.2)$$

em que  $I_p$  é a fotocorrente,  $P_o$  é a potência óptica incidente,  $h$  é constante de Planck,  $\nu$  é a frequência de radiação e  $q$  é a carga de um elétron.

No	Dist(km)	Type	Loss(dB)	Reflect(dB)	dB/km	Cum. Loss(dB)
1	12.6114km		0.119	***.***	0.191	2.411
2	20.1073km	Fiber End		-14.522	0.185	3.918
<hr/>						
A : 20.1073 km	dB/km Loss		Total Events:	2		
B : 20.1073 km	***.***		Fiber Length:	20.1073 km		
A->B : 0.0000 km	Refl	-14.523	Total Loss:	3.918 dB		

No	Dist(km)	Type	Loss(dB)	Reflect(dB)	dB/km	Cum. Loss(dB)
1	25.5333km		0.196	***.***	0.188	4.797
2	37.6216km		0.096	***.***	0.193	7.328
3	38.1855km	Fiber End		-18.686	0.202	7.538
<hr/>						
A : 38.1855 km	dB/km Loss		Total Events:	3		
B : 38.1917 km	-0.813		Fiber Length:	38.1855 km		
A->B : 0.0061 km	Refl	-18.690	Total Loss:	7.538 dB		

(a) Fibra de 20 km;

(b) Fibra de 40 km.

Figura 33 – Característica físicas das fibras SSMF obtidas a partir do OTDR.

Para o diodo PIN utilizado, a faixa de sensibilidade para os comprimentos de onda vão de  $1280 \text{ nm} \leq \lambda \leq 1580 \text{ nm}$ , com sensibilidade de detecção até  $-20 \text{ dBm}$  e potência máxima de recepção de 2 dBm. Possui frequências de corte  $f_1 = 30 \text{ kHz}$  e  $f_2 = 9 \text{ GHz}$  e responsividade  $\mathfrak{R} = 0,8 \text{ A/W}$ . O fotoreceptor já possui um circuito interno que pré amplifica o sinal recebido e sua curva característica de resposta em tensão de pico pela entrada óptica de um sinal NRZ (*Non-Return-to-Zero*) é mostrado na Figura 34.

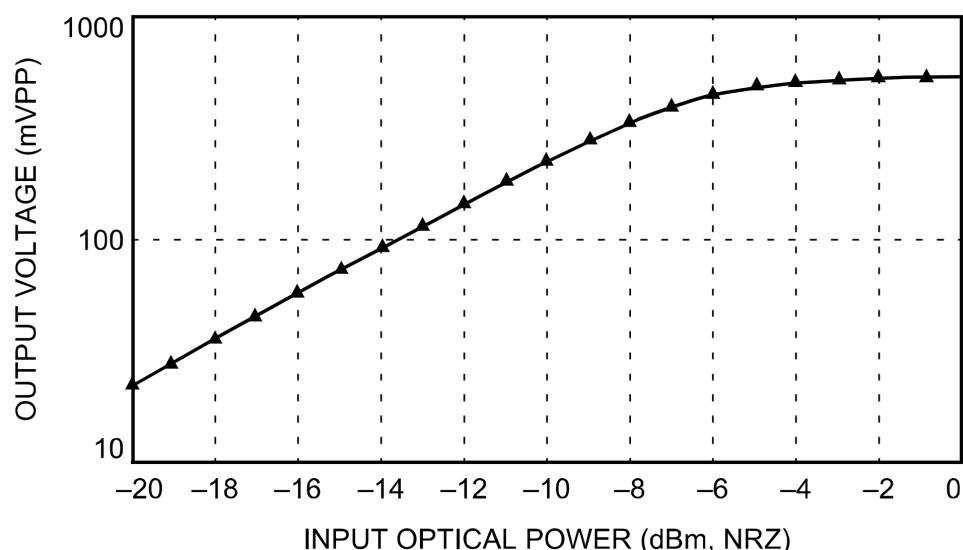


Figura 34 – Curva característica de resposta do fotoreceptor.

## 4.3 Configurações DDO-OFDM

Embora tenha sido mencionado três diferentes formas de transmissão de sinais OFDM em sistemas de detecção direta na seção 3.2, somente as duas primeiras configurações foram implementadas neste trabalho devido à inexistência do dispositivo MZM de dois “braços” no laboratório. Os sistemas de transmissão implementados podem ser separados em duas partes: uma parte física e uma parte de processamento de sinais desenvolvida por um algoritmo que trabalha *offline*. Para as duas configurações, o sistema elétrico/óptico/elétrico não é alterado. As diferenças de implementações estão no algoritmo de geração do sinal e nos parâmetros utilizados. É importante ressaltar que, os sistemas foram implementados não com o intuito de comparar seus desempenhos, mas sim com a finalidade de observar a liberdade da variação dos parâmetros de projeto que alteram de forma significativa a qualidade da transmissão dos sinais no sistema físico. A importância está em disponibilizar dois sistemas DDO-OFDM diferentes, para futuramente serem explorados em implementações oportunas.

A Figura 35 representa o canal elétrico/óptico/elétrico de transmissão representado pelo filtro passa baixas (*Low Pass Filter - LPF*), pelo modulador óptico MZM, pelo canal de fibra SSMF com 40 km de comprimento, pelo fotodetector e pelos equipamentos que realizam as conversões D/A e A/D.

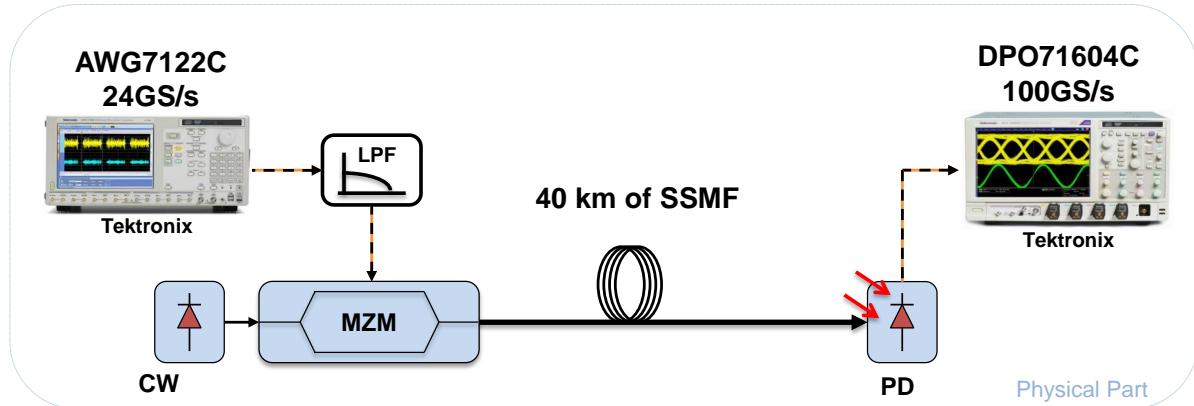


Figura 35 – Estrutura elétrica/óptica/elétrica utilizada nas transmissões dos sinais.

### 4.3.1 DDO-OFDM I

Esta primeira configuração implementa um sistema de transmissão de sinais OFDM utilizando simetria hermitiana para prover somente coeficientes reais na saída da IFFT. A Figura 36 descreve de forma genérica, por meio de blocos, o funcionamento do algoritmo que implementa a modulação OFDM no processo *offline* do lado do transmissor. Os bits gerados aleatoriamente são agrupados em grupos de  $n = \log_2(M)$  bits e mapeados em símbolos elétricos com nível de modulação  $M$ -QAM. Para garantir que não haja produtos de intermodulação IMD provindas do processo de fotodetecção, é adicionada uma

banda de guarda (*Guard Band -  $B_G$* ) com preenchimento com zeros (ou *zero padding*) com espaçamento do mesmo tamanho da banda de informação  $B_W$ . O bloco de simetria hermitiana realiza a função de duplicar o vetor de símbolos de dados com uma sequência invertida dos símbolos com complexo conjugado. É importante notar para que neste caso, com uma IFFT de  $N_{IFFT}$  pontos, o número máximo de pontos possíveis de se utilizar para as subportadoras que transportam a informação é de  $N_S = \frac{N_{IFFT}}{4}$  o que reduz a eficiência na taxa de transmissão. O fator  $\frac{1}{4}$  leva em consideração também a inserção da banda de guarda.

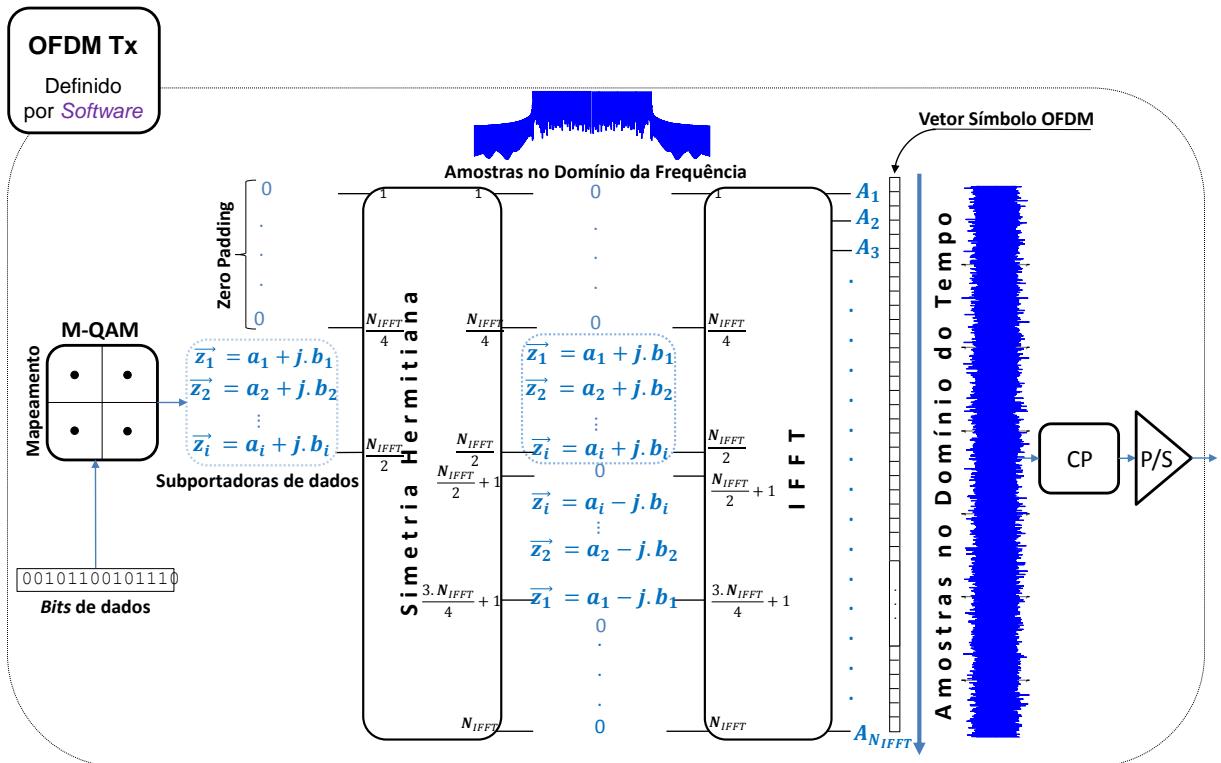


Figura 36 – Arquitetura do transmissor de sinais OFDM com simetria hermitiana.

É possível observar de forma mais clara a partir da Figura 37 a estrutura espectral dos símbolos elétricos que formam a simetria hermitiana na entrada da IFFT. Cada ponto representa uma subportadora variando de 0 Hz até a frequência máxima de transmissão  $B_c$  contendo  $\frac{N_{IFFT}}{2}$  pontos, sendo metade destes pontos distribuídos para o *zero padding* e a outra metade,  $N_S$ , para as subportadoras de informação, obtendo então, um espaçamento entre subportadoras de  $\Delta f = \frac{B_W}{N_S}$ . O espectro conjugado invertido é inserido na outra metade dos pontos da IFFT e assim, obtém-se na saída um vetor de pontos no domínio do tempo com apenas coeficientes reais com um total de  $N_{IFFT}$  pontos igual ao vetor frequêncial.

Ocorre que a estrutura de entrada dos dados nos blocos IFFT e FFT é de uma forma contrária ao que ocorre na realidade devido às construções matemáticas ditadas pelo software MATLAB®. Para visualizar corretamente o espectro de frequências é necessário

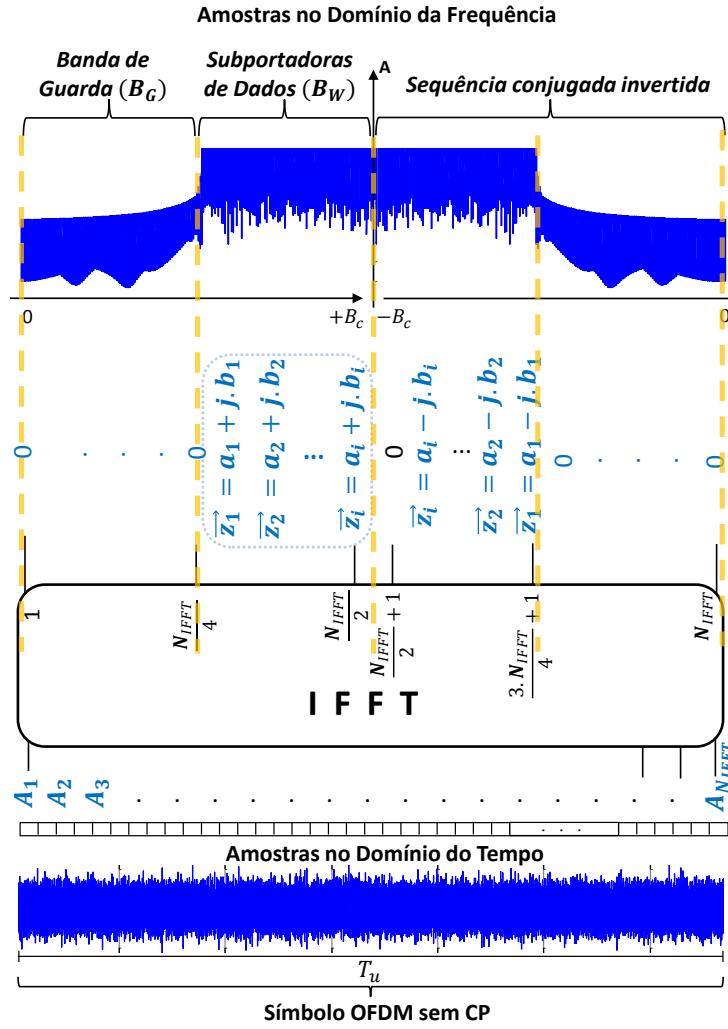


Figura 37 – Estrutura de dados de entrada na IFFT com simetria hermitiana.

realizar a operação de deslocamento como mostrado na Figura 38 onde as frequências negativas são projetadas para a esquerda e as positivas para a direita onde se encontram as subportadoras úteis de informações.

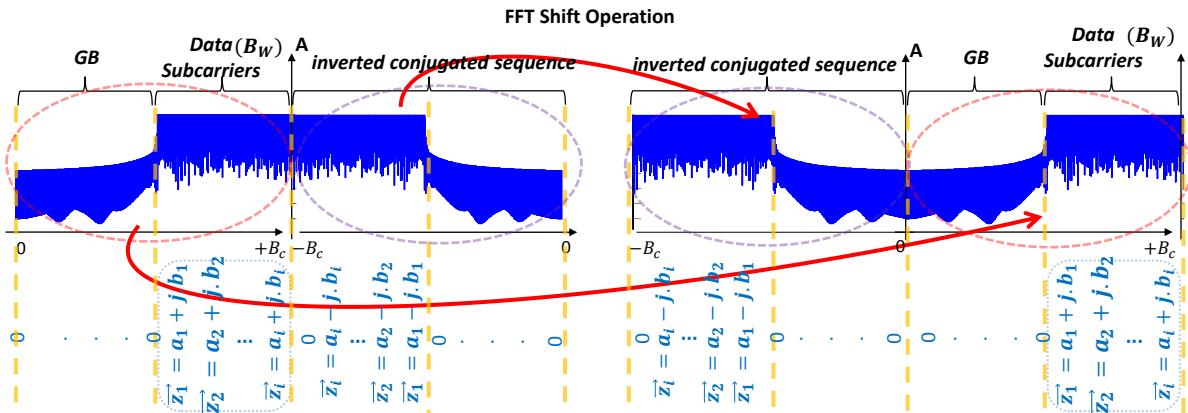


Figura 38 – Operação de deslocamento de espectro pela FFT/IFFT.

Durante o processamento *offline* na transmissão é interessante armazenar os sím-

bolos OFDM no domínio do tempo em uma matriz e assim buscar as últimas amostras definidas pelo tamanho do intervalo de guarda e copiar para o início do símbolo criando o prefixo cíclico ou intervalo de guarda  $I_g$  a fim de evitar interferência intersímbólica (ISI) e intercanal (ICI). O tempo do intervalo de guarda é definido pelo canal quando há multipercorso em transmissões sem fio ou dispersão cromática em transmissões ópticas, definido pela equação

$$T_g \geq D \cdot B_w \cdot \frac{c}{f_0^2} \quad (4.3)$$

onde  $D$  é a quantidade total de dispersão cromática,  $c$  é a velocidade da luz e  $f_0$  a frequência da portadora óptica, que será melhor abordada no Capítulo 5

A Figura 39 mostra o processo de acúmulo dos símbolos OFDM no domínio do tempo provenientes da IFFT junto ao processo de inserção do CP e concatenação dos símbolos seguido de conversão de paralelo para serial. A concatenação de todos símbolos OFDM no domínio do tempo cria um quadro OFDM contendo  $n_s = 10$  símbolos agrupados para o experimento com simetria hermitiana.

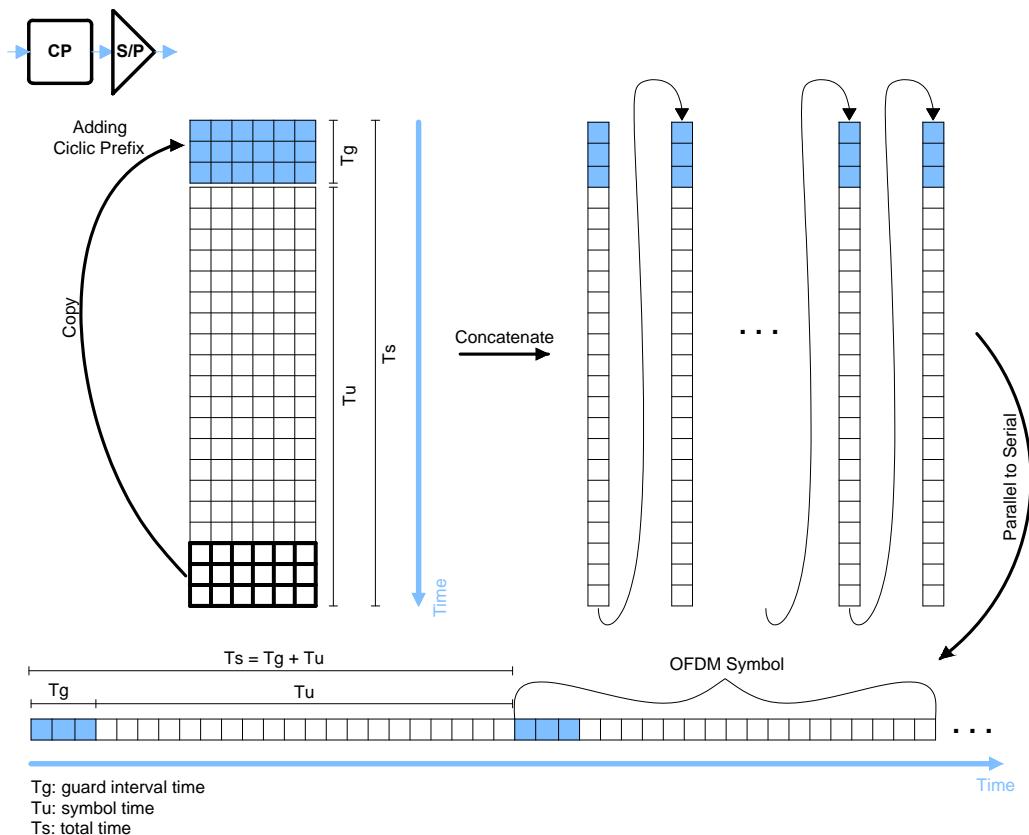


Figura 39 – Processo de adição do intervalo de guarda e conversão paralelo para serial.

O sinal OFDM no domínio do tempo e parâmetros de controle do equipamento são enviados para o AWG por um protocolo de comunicação de instrumentação via rede e por fim é realizada a conversão digital para analógico. Já no AWG, o sinal é reproduzido a

uma taxa de amostragem de  $F_s = 2 \cdot B_c$  e o quadro OFDM vira um tipo de sinal periódico devido ao *loop* de reprodução do AWG e o que viabiliza a captura pelo osciloscópio. Depois do AWG o sinal guiado por um cabo coaxial passa pelo amplificador e filtro passa-baixas chegando ao modulador MZM, polarizado elétricamente com  $V_{bias} = 4,7$  Volts que modula o feixe coerente de luz emitido pelo laser CW que por fim é propagado através da fibra óptica SSMF.

Entretanto, o filtro analógico acoplado à saída do conversor D/A do AWG não é ajustável para qualquer frequência ocasionando em distorções no sinal conhecidas como *aliasing* que possuem componentes harmônicas múltiplas da taxa de amostragem do sinal enviado. Essas componentes também são inseridas no sistema de transmissão fazendo com que na recepção ocorra interferência do sinal de interesse com as distorções causando deterioração na qualidade da transmissão. Portanto, na construção da estrutura dos dados de entrada da IFFT são anuladas  $N_z$  portadoras de maior frequência para que sirva como filtro, criando um espaçamento entre sinal de interesse e as distorções de alta frequência. A Figura 40 mostra o sinal gerado no domínio da frequência com taxa de amostragem  $F_S = 4$  GS/s e o mesmo superamostrado três vezes a uma taxa de amostragem de  $F_{Sa} = 12$  GS/s o que torna possível a visualização das componentes de distorção harmônica que se repetem periodicamente no espectro de frequências.

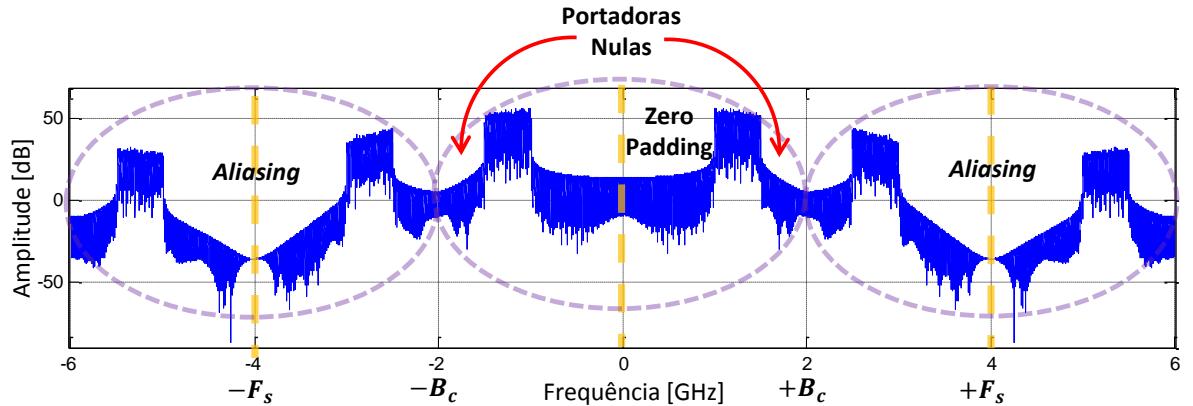


Figura 40 – Distorções harmônicas causadas por *aliasing* e filtro para evitar interferências.

O sinal preparado para ser transmitido nesse meio é mostrado nas Figuras 41a e 41b que representam respectivamente, o domínio do tempo e o domínio da frequência.

Na recepção o sinal óptico propagado pela fibra é convertido para um sinal elétrico analógico no fotodiodo e então, convertido para um sinal discreto através do osciloscópio (ADC) à uma taxa de amostragem  $F_{S-dpo} \geq 2 \cdot B_c$  que busca um número de pontos definido como sendo maior ou igual ao número de pontos total do quadro OFDM enviado para o AWG. As amostras recebidas são recolhidas novamente via rede com o protocolo de comunicação do equipamento e processado *offline* no PC.

O modelo da arquitetura de recepção é descrito pela Figura 42 onde os parâmetros

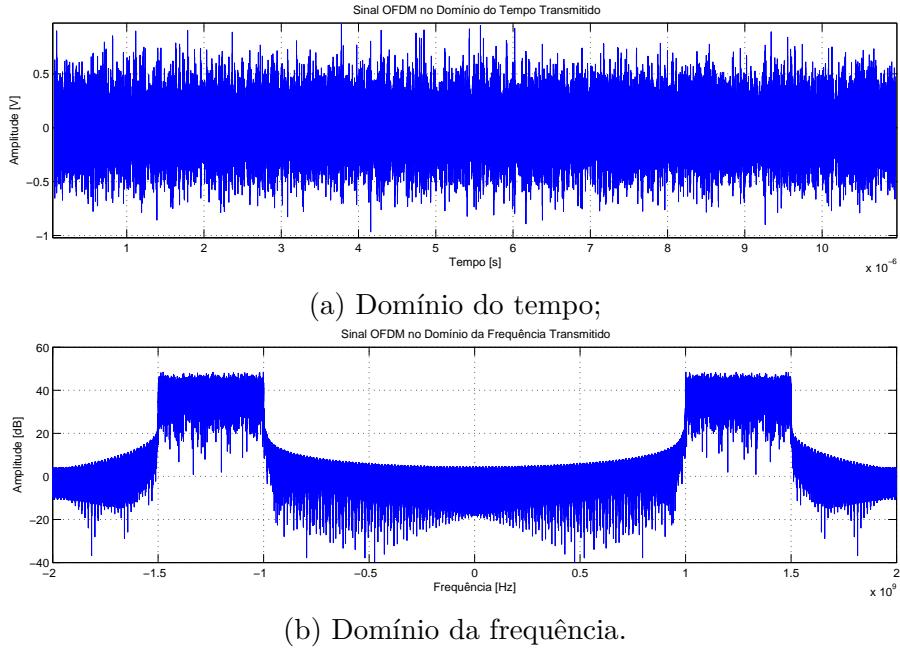


Figura 41 – Sinais OFDM transmitidos.

de sincronismo, taxa de amostragem  $F_S$ , número de símbolos no quadro OFDM, tamanho do prefixo cíclico (CP), número de pontos da FFT, estrutura das subportadoras que incluem a banda de guarda  $B_G$ , localização da posição das subportadoras que transportam os dados e nível de modulação (M) são os mesmos configurados no transmissor. O quadro OFDM recebido é filtrado digitalmente, reamostrado, sincronizado e após remoção do CP de cada símbolo realiza-se o processo inverso relativo à Figura 39. Posteriormente, cada símbolo OFDM no domínio do tempo contendo exatamente  $N_{FFT}$  pontos é processado pela FFT e assim obtido os símbolos elétricos no domínio da frequência com fase e módulo distorcidos pelos efeitos inerentes do canal de transmissão. O *zero padding* e a simetria hermitiana são então removidos e recupera-se as  $N_S$  subportadoras de dados da faixa de pontos da FFT de  $\frac{N_{FFT}}{4} + 1$  até  $\frac{N_{FFT}}{2}$ . O demapeamento dos símbolos é realizado após equalização no domínio da frequência por um equalizador de um atraso da sequência de treinamento composta pelos  $n_t$  primeiros símbolos OFDM transmitidos.

O AWG envia cada amostra do quadro OFDM armazenada em sua memória da primeira à última amostra na taxa de amostragem de  $F_s$ . Na última amostra o AWG zera seu contador e volta a retransmitir novamente o quadro OFDM partindo da primeira amostra criando um sinal periódico do transitório OFDM. Isso possibilita que o osciloscópio capture o quadro OFDM por existir esta periodicidade característica. Então, para recuperar o sinal transmitido a taxa de amostragem do DPO é configurada para  $F_{S-dpo} = \alpha \cdot F_s$ , sendo  $\alpha$  um número inteiro positivo. Com isso, o número de amostras capturadas  $n_d$  se elevam para  $n_d = \alpha \cdot n_s$  em relação às amostras geradas pelo AWG e após a captura o sinal é reamostrado para a taxa de amostragem  $F_S$  do AWG para se enquadrar nos parâmetros de processamento da arquitetura do receptor.

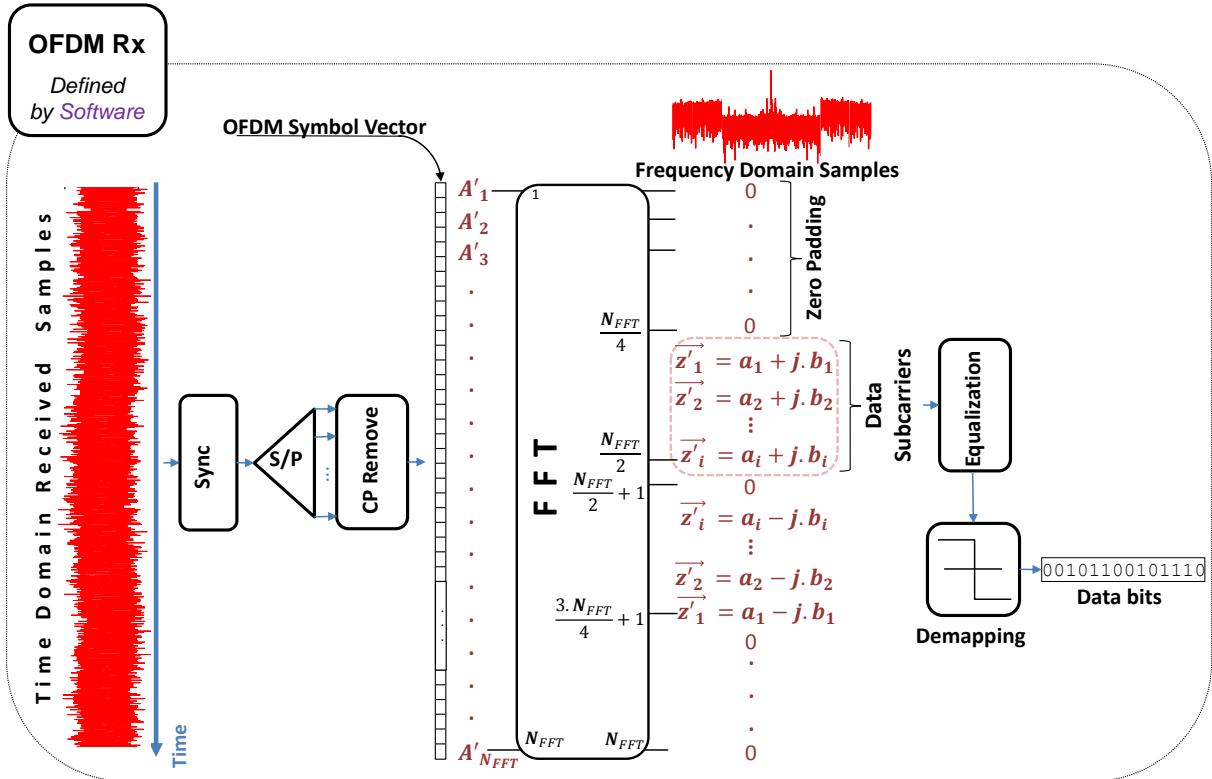


Figura 42 – Arquitetura do receptor de sinais OFDM com simetria hermitiana.

Além disso, o quadro OFDM transmitido, por possuir uma característica periódica nesse sistema de transmissão experimental, tem um intervalo de duração de  $\Delta t = \frac{1}{F_s} \cdot n_s$  que corresponde a base do período de captura para o DPO. No entanto, ocorre que na captura o osciloscópio não consegue identificar quais são as primeiras e últimas amostras do quadro, podendo elas estarem no meio do quadro capturado. Com isso, é necessário encontrar esses pontos para remontar o quadro para iniciar o processamento. Neste trabalho, para o processo de sincronismo de quadro OFDM, foram adotados dois modelos. Um modelo que realiza a correlação entre o sinal gerado e recebido e outro que consiste na inserção de zeros entre quadros OFDM.

#### 4.3.1.1 Correlação dos Sinais Transmitido e Recebido

O processo de sincronismo por correlação consiste em realizar a correlação cruzada entre os sinais recebido e transmitido a fim de encontrar o primeiro ponto ou *start point* do quadro OFDM do sinal recebido. A correlação cruzada é realizada entre os sinais  $s_{Rx}(t)$  e  $s_{Tx}(t)$  e é definida como a integral do produto da função conjugada  $s_{Rx}^*(t)$  com  $s_{Tx}(t)$ , com o último deslocado de uma distância  $\Delta t$ , conforme

$$s_{Rx}(t) \star s_{Tx}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_{Rx}^*(t) s_{Tx}(t + \Delta t) dt. \quad (4.4)$$

Empregando a transformada de Fourier temos a seguinte relação para a correlação

cruzada dos sinais

$$\mathcal{R}_{s_{Rx}s_{Tx}} = \mathcal{F}^{-1}[\hat{S}_{Rx}^*(f)\hat{S}_{Tx}(f)] \quad (4.5)$$

o que mostra que no domínio da frequência a correlação é a multiplicação dos sinais e o ponto de maior amplitude absoluta indica onde se encontra a amostra de maior coincidência que corresponde ao ponto de início do quadro OFDM.

#### 4.3.1.2 Inserção de Zeros no Domínio do Tempo

O outro método de sincronismo utilizado é a inserção de zeros no domínio do tempo que separa quadros OFDM para identificar o ínicio e fim da transmissão. Assim, é possível identificar o ponto de ínicio quando há presença de sinal a partir de um algoritmo de reconhecimento de padrão que encontra a primeira e última amostras. A importância deste procedimento é que o mesmo enquadraria-se no processo de sincronismo real devido a não necessidade de possuir uma cópia do sinal gerado no receptor como na sincronização por correlação.

O sinal recebido do osciloscópio, representado pela Figura 43a é um sinal discreto, não sincronizado, com modulações de baixa frequência, ruídos e efeitos provindos do sistema. Após realizar um processamento digital no sinal, passando um filtro digital passa baixa e reamostrando obtemos no domínio do tempo o sinal ilustrado na Figura 43b e na Figura 43c no domínio da frequência.

#### 4.3.1.3 Estimação de Canal

A estimação do canal é realizada com símbolos de treinamento que são padronizados e conhecidos pelas arquiteturas de transmissão e recepção. Conhecendo os símbolos de treinamento (primeiros 4 símbolos OFDM transmitidos) o receptor verifica a variação do módulo e fase equaliza todas as portadoras recebidas através de um equalizador de um atraso (*one tap equalizer*). Portanto, seja o sinal,  $s_{Tx}(t)$  o sinal transmitido,  $H(f)$  a resposta em frequência do canal de comunicação,  $N(f)$  o ruído do sistema,  $S_{Rx}(f)$  o sinal recebido no receptor e  $Eq(f)$  o canal estimado através dos símbolos de treinamento temos que,

$$\begin{aligned} S_{Tx}(f) &= \mathcal{F}\{s_{Tx}(t)\}; \\ S_{Rx}(f) &= H(f) \cdot S_{Tx}(f) + N(f); \\ Eq(f) &= \frac{1}{H(f)}; \\ S_{Rx}(f) &= Eq(f) \cdot \{H(f) \cdot S_{Tx}(f) + N(f)\}; \\ S_{Rx}(f) &= S_{Tx}(f) + Eq(f) \cdot N(f). \end{aligned} \quad (4.6)$$

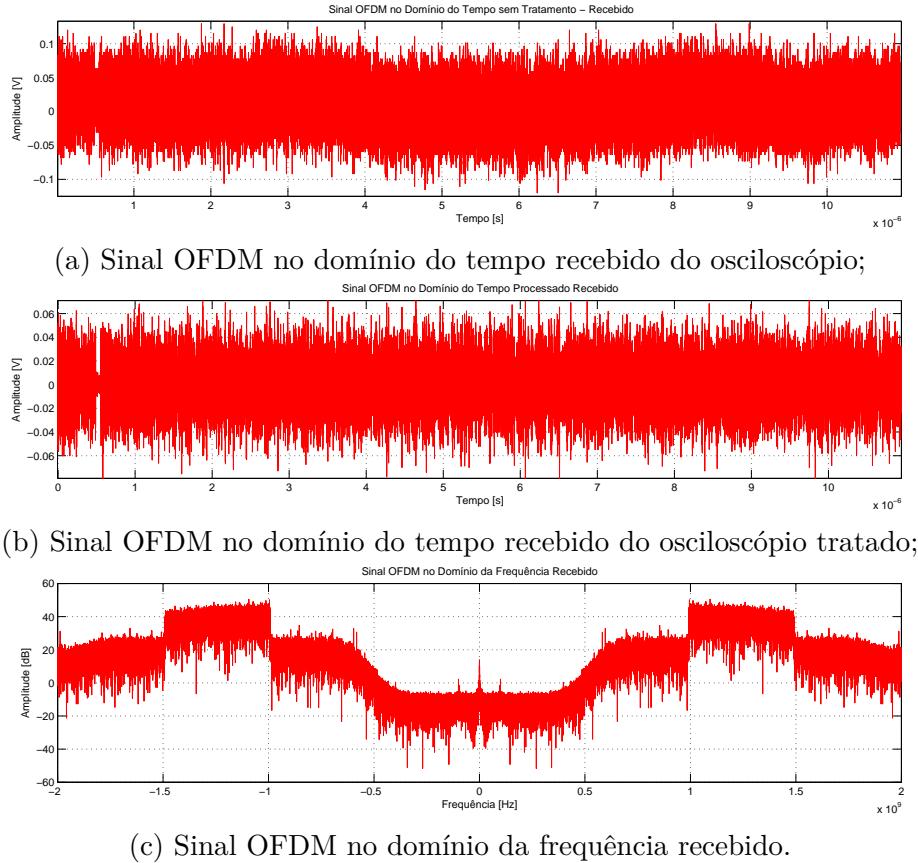


Figura 43 – Sinais OFDM recebidos.

Conforme a equação 4.6 é possível notar a desvantagem da amplificação do ruído que é multiplicado pela equalização do canal e somado ao sinal recebido.

#### 4.3.1.4 Resultados da Transmissão pelo sistema DDO-OFDM I

A uma taxa de transmissão de  $R_b = 1.9$  Gbps em 40 km de fibra SSMF e índice de modulação 16-QAM foram obtidos no sistema DDO-OFDM I valores de  $EVM = -17.28$  dB e  $BER = 23.8 \times 10^{-3}$ . Os parâmetros de projeto para o experimento DDO-OFDM I são descritos na Tabela 1.

A Figura 44 representa a constelação dos símbolos enviados e recebidos.

#### 4.3.2 DDO-OFDM II

Nesta segunda configuração, a estrutura dos símbolos na entrada no bloco IFFT não obedece uma regra específica, como a simetria hermitiana utilizada no primeiro experimento, aproveitando-se de quase todos os pontos dos blocos IFFT e FFT. A consequência disto é a geração de coeficientes reais e complexos no domínio do tempo na saída do IFFT.

Tabela 1 – Parâmetros OFDM - DDO-OFDM I

<b>Parâmetros OFDM - DDO-OFDM I</b>	
Nível de Modulação $M = 2^n$	16 QAM
Frequência máxima de transmissão $B_c$	2.0 GHz
Taxa de amostragem $F_S = 2 \cdot F_s$	4 GS/s
Banda de Guarda $B_G$	1.0 GHz
Largura de Banda do sinal $B_w$	500 MHz
Espaçamento das subportadoras $\Delta_f = \frac{B_w}{N_s}$	1.95 MHz
Número pontos $N_{FFT}$	4096
Número de subportadoras $N_s$	512
Tempo de símbolo $T_u$ sem $I_g$	$1.024 \mu\text{s}$
Intervalo de guarda $T_g = \frac{1}{64} \cdot T_u$	$0.016 \mu\text{s}$
Tempo total do símbolo OFDM $T_s = T_u + I_g$	$1.040 \mu\text{s}$
Taxa de bit por segundo $R_b = \frac{B_w}{N_{FFT}} \cdot \frac{N_s \log_2(m)}{1+G}$	1.9 Gbps

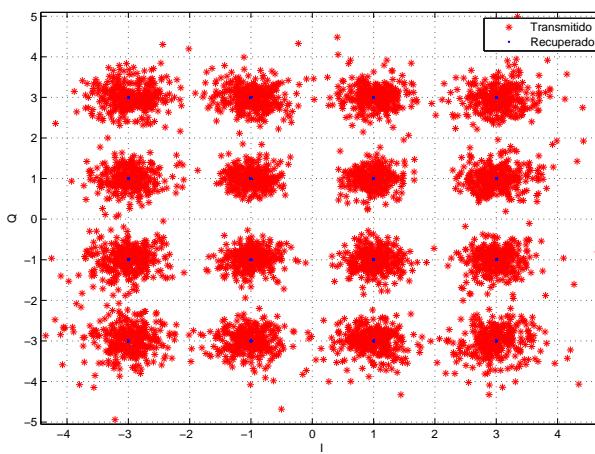


Figura 44 – Constelação mostrando os símbolos transmitidos e recebidos.

Os dois sinais gerados fazem com que seja necessário o uso de um MZM de dois braços que dividiria internamente o feixe de luz coerente em dois polarizando em 90 graus opticamente um deles somando-os posteriormente. Além disso, seria necessário uma detecção coerente para recuperar os sinais ópticos por dispositivos que não estão disponíveis no laboratório. No entanto, com um sinal complexo na saída da IFFT é possível realizar uma modulação adicional que realiza a multiplicação dos sinais por uma portadora elétrica, sendo um defasado de 90 graus, e a posterior soma, para realizar o deslocamento do sinal em frequência da banda base para a banda passante centrada na frequência da portadora elétrica. Dois métodos de deslocamento em frequência são mostrados na Figura 45. Na primeira (Figura 45a) utilizam-se os dois canais do AWG sendo cada um de 12 GS/s e um módulo físico que realiza analógicamente o deslocamento em frequência. Na Figura 45b é necessário apenas um canal e utilizando o canal de *interleave* do AWG que comuta internamente os dois canais fazendo com que o gerador de forma de onda arbitrário produza

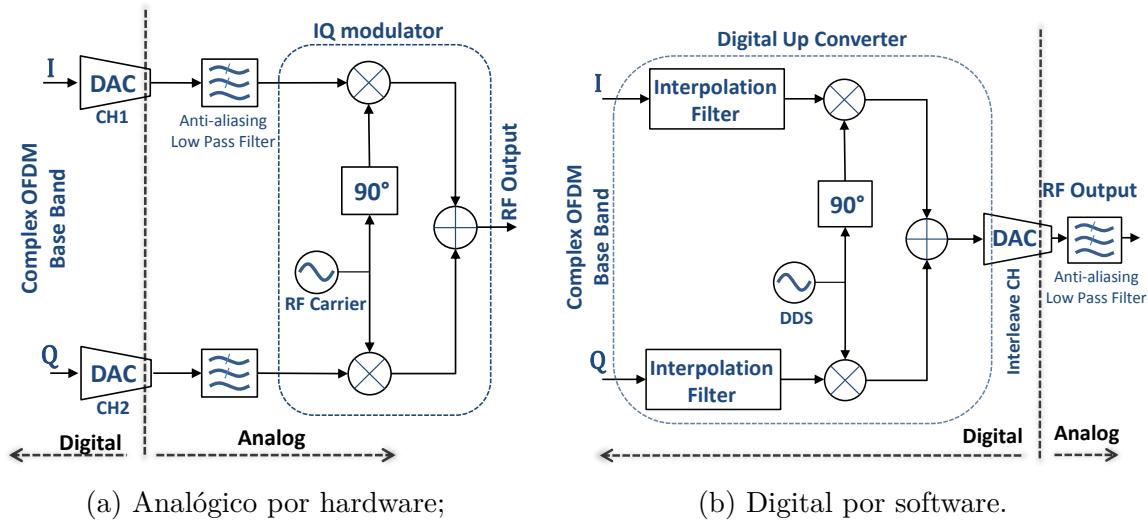


Figura 45 – Métodos de deslocamento em frequência.

um sinal com até o dobro da capacidade de cada canal chegando assim à uma taxa de amostragem de 24 GS/s. Logo, por não existir o modulador analógico, a segunda opção tornou-se viável visto que, com uma taxa de amostragem alta do AWG é possível realizar este tipo de modulação adicional matematicamente por *software* aumentando-se o número de amostras do sinal e consequentemente sua taxa de amostragem.

A arquitetura de transmissão representada pela Figura 46 mostra o processamento dos sinais com modulação adicional realizada por *software*. Os *bits* são agrupados e mapeados em grupos de  $n = \log_2(M)$  *bits* até preencher um vetor de  $N_s$  símbolos elétricos de informação. Esse vetor é reestruturado antes de ser aplicado à entrada da IFFT de forma a gerar na saída do bloco da transformada um sinal cujo espectro elétrico é centralizado na frequência zero com largura de banda de transmissão  $B_W$  e com frequência máxima  $B_{ca}$ . O posterior deslocamento em frequência é realizado com o auxílio de uma “portadora digital” (*Direct Digital Synthesis - DDS*) conforme ilustra a Figura 45b.

Os dados a serem enviados representados por símbolos são trocados de posição devido a operação de deslocamento da IFFT conforme mostrado na Figura 38. Além disso, alguns símbolos que deveriam ser transportados por subportadoras de maior frequências são anulados a fim de não serem atenuados pelo filtro de interpolação digital passa-baixas necessário para a modulação adicional e evitando também a interferência do sinal com as distorções harmônicas de *aliasing*. Assim é realizado a transformada inversa e após a aplicação da modulação adicional o espectro elétrico é deslocado.

A modulação adicional realizada de forma digital requer uma interpolação dos vetor de amostras do sinal no domínio do tempo. Isso porque o sinal gerado com frequência máxima na banda base de por exemplo  $B_c = 250$  MHz terá seu espectro elétrico deslocado para a frequência central de  $F_c = 1.25$  GHz e sua nova frequência máxima com espectro elétrico deslocado será de  $B_{ca} = F_c + B_c = 1.5$  GHz. Entretanto, como a frequência

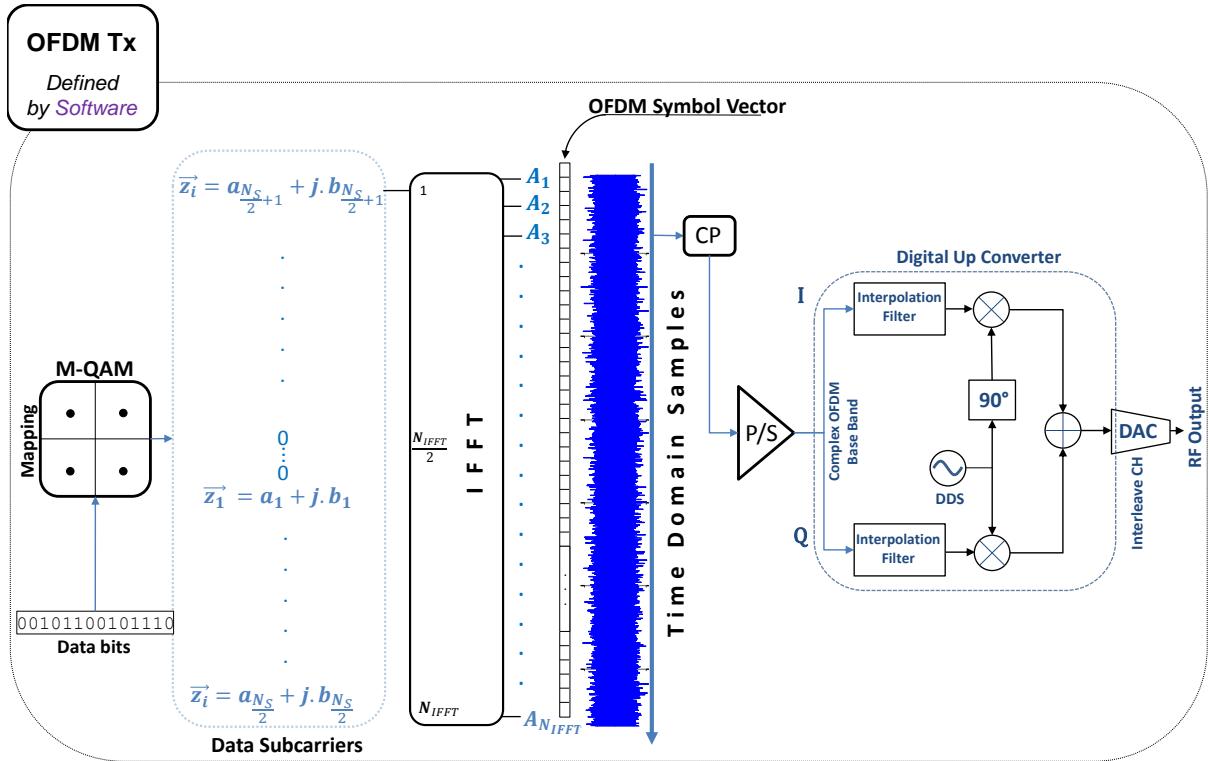


Figura 46 – Arquitetura do transmissor de sinais OFDM com modulação adicional.

máxima do sinal está multiplicada por  $n_{samp} = 6$  a sua taxa de amostragem altera para  $F_{sa} = n_{samp} \cdot F_s = 3$  GS/s. A interpolação do sinal na banda base é fundamental para que seja possível a multiplicação do sinal pela portadora de forma digital. O sinal gerado e transmitido é mostrado nas Figuras 48a e 48b que representam respectivamente, os sinais no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Então, o quadro do sinal OFDM é propagado pelo mesmo sistema físico utilizado anteriormente. O modulador óptico MZM modula o feixe de luz CW com o sinal de RF recebido pelo AWG que é propagado pela fibra óptica SSMF com  $L = 40$  km. O sinal é convertido de elétrico para óptico pelo foto receptor com pré-amplificador interno e capturado pelo osciloscópio que realiza a conversão A/D. As amostras colhidas pelo osciloscópio são enviadas para o computador a partir de um protocolo de instrumentação do equipamento e processadas de forma *offline*.

O sinal capturado é apresentado na Figura 49 que mostra o sinal recebido no domínio do tempo e no domínio da frequência nas Figuras 49a e 49b respectivamente.

O modelo da arquitetura de recepção é representado na Figura 50 onde o sinal recebido é reamostrado e as regras de sincronismo são as mesmas descritas no experimento da seção 4.3.1.1. O sinal é então deslocado para a banda base e os símbolos do quadro OFDM são identificados e convertidos de série para paralelo preenchendo uma matriz de vetores para facilitar a remoção do prefixo cíclico. Após aplicação da FFT nos símbolos OFDM no domínio do tempo sem intervalo de guarda são recuperados os dados e realizada

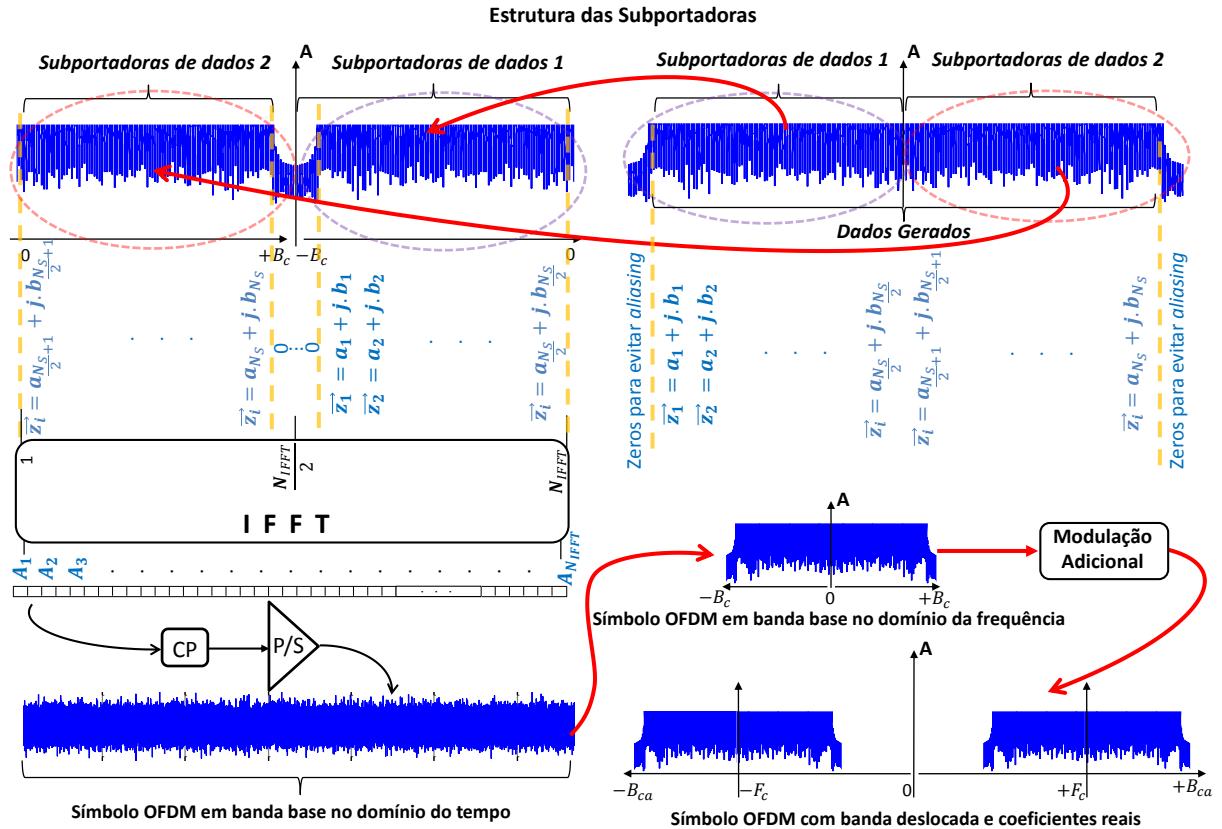


Figura 47 – Estrutura dos dados junto à IFFT.

a operação de deslocamento para reorganizar os dados. É realizada a equalização do sinal a partir do símbolos de treinamento, seguida pelo demapeamento e a recuperação do *bits* de informação.

#### 4.3.2.1 Resultados de Transmissão pelo Sistema DDO-OFDM II

A Tabela 2 mostra os parâmetros de projeto utilizados para o experimento DDO-OFDM II. Para o nível de modulação utilizado nesse experimento de 4-QAM a constelação recebida foi livre de erros e a  $EVM = -17.18$  dB. A constelação dos símbolos transmitidos e recuperados são mostrados na Figura 51.

## 4.4 Considerações Finais

Apesar do objetivo não ser o de comparar os desempenhos dos sistemas descritos na subseções anteriores, é importante ressaltar que embora a técnica descrita na seção 4.3.2 ser mais eficiente no uso dos pontos dos blocos FFT/IFFT torna-se necessário a utilização da modulação adicional para misturar os sinais real e complexo junto a uma portadora digital. Entretanto, ao realizar a modulação adicional a taxa de amostragem do sistema

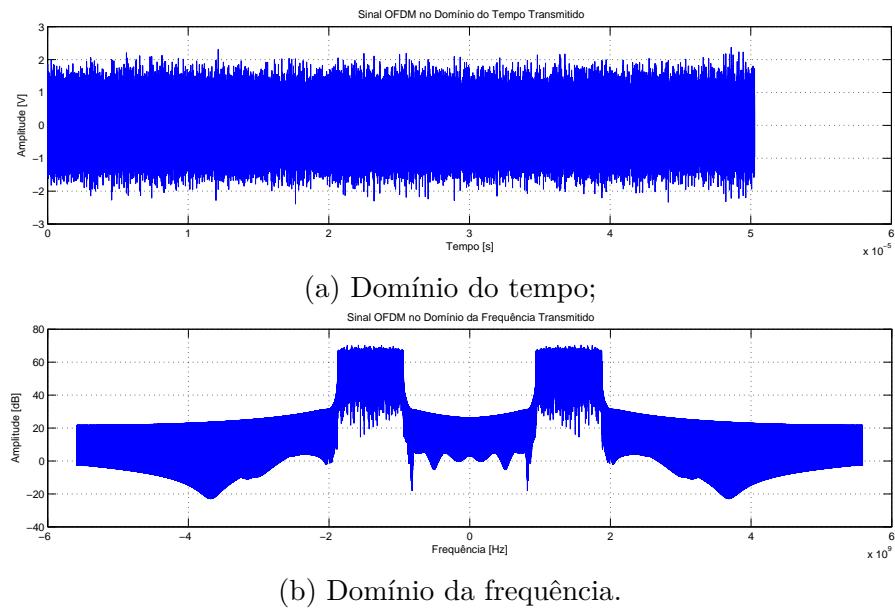


Figura 48 – Sinais OFDM transmitidos com modulação adicional.

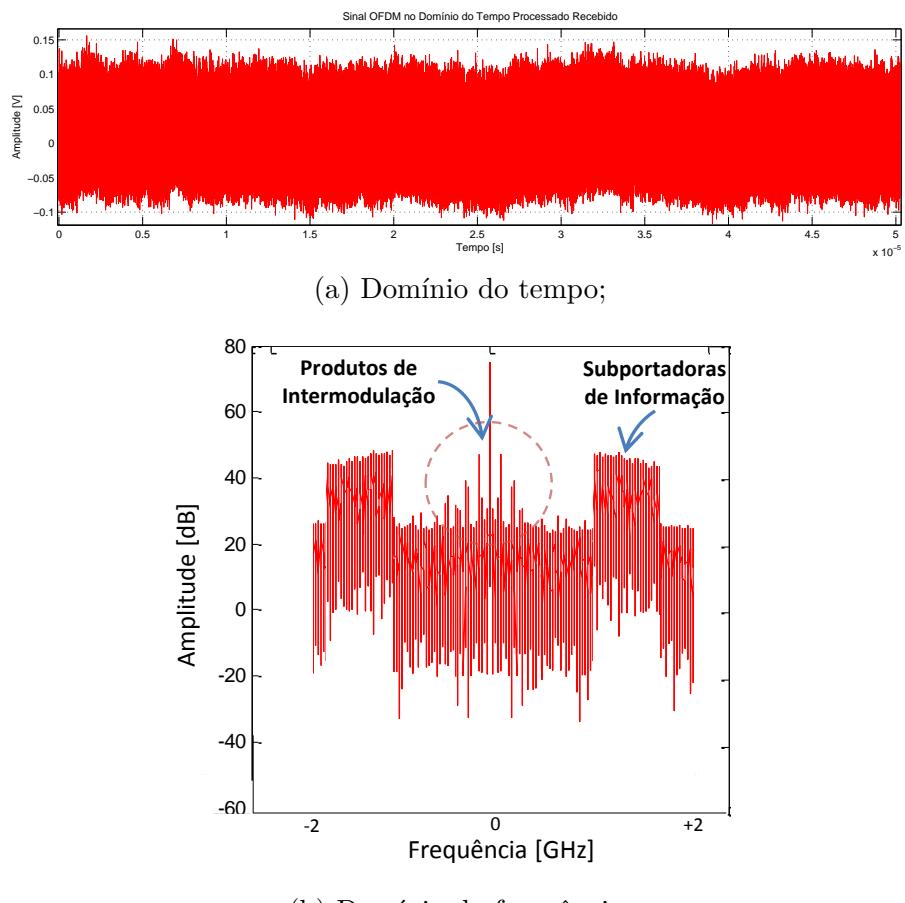


Figura 49 – Sinais OFDM recebidos.

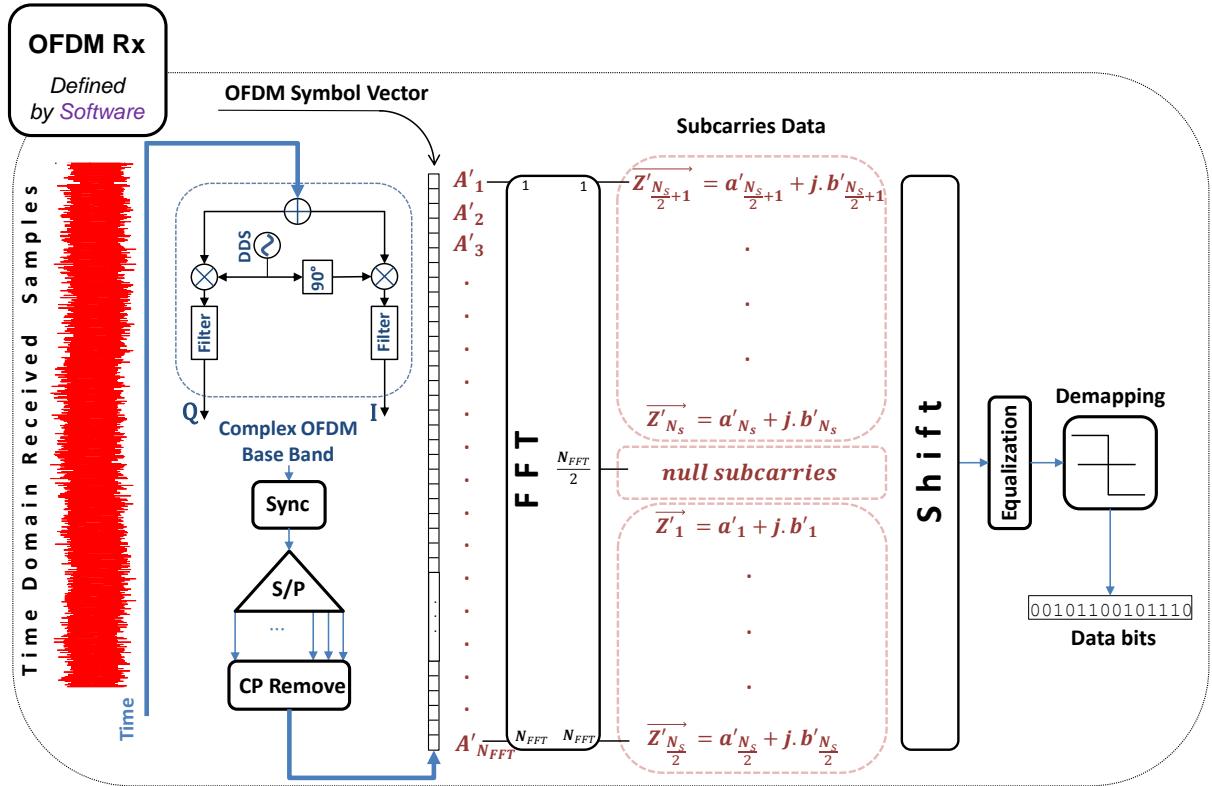


Figura 50 – Arquitetura do receptor de sinais OFDM com modulação adicional.

Tabela 2 – Parâmetros OFDM - DDO-OFDM II

Parâmetros OFDM - DDO-OFDM II	
Nível de Modulação $M = 2^n$	4 QAM
Banda de Guarda $B_G$	910 MHz
Largura de Banda do sinal $B_w$	1.0 GHz
Frequência central $F_c = B_G + \frac{pe.BW}{2}$	1.41 GHz
Frequência máxima do sinal $B_c = B_G + B_W$	1.91 GHz
Taxa de amostragem $F_S$	11.17 GS/s
Espaçamento das subportadoras $\Delta_f = \frac{B_W}{N_s}$	1.95 MHz
Número pontos $N_{FFT}$	1024
Número de subportadoras $N_s$	512
Tempo de símbolo $T_u$ sem $I_g$	512.0 ns
Intervalo de guarda $T_g = \frac{1}{64} \cdot T_u$	8.0 ns
Tempo total do símbolo OFDM $T_s = T_u + I_g$	520.0 ns
Taxa de bit por segundo $R_b = \frac{B_w}{N_{FFT}} \cdot \frac{N_s \log_2(m)}{1+G}$	1.83 Gbps

aumenta significativamente sendo necessários dispositivos A/D e D/A mais aperfeiçoados. Ou seja, existe um compromisso maior entre o número de pontos usados e a diminuição da banda efetiva de transmissão. Já o sistema que utiliza a simetria hermitiana permite empregar uma maior banda efetiva na transmissão, para uma menor taxa de amostragem.

É fato que, quanto maior a taxa de amostragem de um dispositivo, maior é a capacidade de transmissão de informação em determinado intervalo de tempo. A taxa

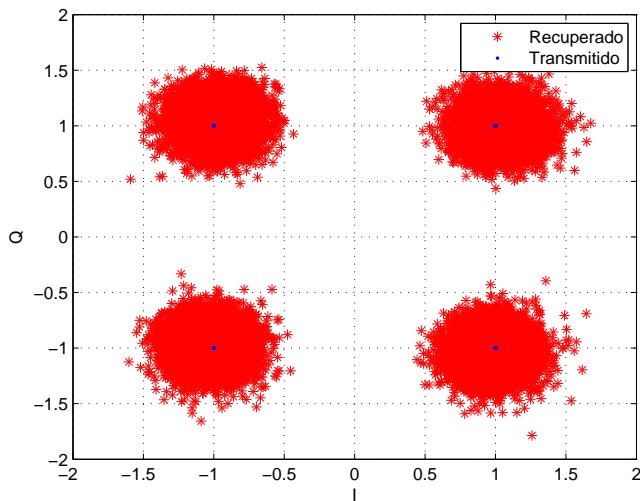


Figura 51 – Constelação mostrando os símbolos transmitidos e recebidos com  $EVM = -17.18$  dB e constelação livre de erros.

mínima para a recuperação de uma portadora deve buscar no mínimo duas amostras por ciclo, ou seja,  $F_S \geq 2 \cdot B_c$  segundo o teorema de Nyquist. Dois pontos por ciclo implica em obter na recepção uma forma de onda quadrada ou triangular com a mesma frequência da portadora, porém com adição de descontinuidades. Essas descontinuidades inserem diversas componentes harmônicas no sinal, acarretando em um espalhamento da potência no espectro de frequências fazendo com que a potência da portadora recuperada seja atenuada degradando a qualidade da transmissão. Portanto, apesar do AWG possuir uma taxa de amostragem de 24 GS/s, construir um sinal com frequência máxima de 12 GHz não é interessante visto que, teríamos duas amostras por ciclo e descontinuidades no sinal, o que não representa uma componente senoidal de frequência única. Quanto mais pontos são inseridos no ciclo da onda mais fiel é o sinal e menor é a frequência máxima para a mesma taxa de amostragem máxima que o DAC comporta. Isto melhora a qualidade do sinal a ser transmitido e, consequentemente o desempenho do sistema, com a desvantagem da diminuição da largura de banda e a redução da taxa de transmissão.

Entretanto, ocorre que, para um sinal multiportadora, as componentes de menores frequências são mais fiéis à senoide que as representa, por possuírem mais pontos por ciclo. Já as componentes de maiores frequências possuem menos pontos por ciclo possuindo descontinuidades consideráveis. Portanto, observou-se que é importante trabalhar sempre com o DAC na sua capacidade máxima de taxa de amostragem e sinais com máxima frequência bem menores que a taxa de Nyquist. Isso, faz com que a nova componente de frequência máxima de um sinal multiportadora tenha mais pontos por ciclo, diminuindo assim distorções causadas por descontinuidades.

Por fim, observou-se durante os experimentos descritos neste capítulo que encontrar o melhor valor para cada parâmetro envolvido no desempenho de ambos os sistemas

é extremamente difícil devido à relação não linear entre os mesmos. Além disso, a grande quantidade de parâmetros de tais sistemas dificulta a otimização dos mesmos para o objetivo de obter maior eficiência espectral. Assim, a aplicação de algoritmos de otimização se faz presente na elaboração de um projeto de sistema que designa um melhor valor de intervalo de guarda, quantidade de subportadoras, potência de sinal óptico, banda de guarda, ponto de polarização do MZM, entre outros.

# 5 Otimização do Desempenho de Sistemas DDO-OFDM

O estudo apresentado neste capítulo é dedicado ao emprego de um algoritmo genético para a otimização dos parâmetros do sistema DDO-OFDM II em enlaces de curto alcance para reduzir a banda de guarda do sistema e consequentemente aumentar sua eficiência espectral.

## 5.1 Introdução

Após o desenvolvimento da plataforma de transmissão e realizado uma etapa de testes do sistema óptico experimental com detecção direta, foi observado que a variação de alguns parâmetros do extenso número que compõem as características de formação do sinal OFDM, assim como das propriedades de transmissão, afetam significativamente a qualidade da transmissão. Eles são responsáveis pela quantidade de potência do sinal na entrada da fibra, pela sensibilidade do receptor, pela robustez contra dispersão cromática da fibra e pela eficiência espectral do sistema. Uma sensibilidade aceitável no receptor depende da potência média do sinal elétrico e do ponto de polarização  $V_{bias}$  do modulador externo MZM ([LEIBRICH et al., 2009](#)), ([WEI-REN et al., 2009](#)).

Além disso, um índice de modulação óptica (*Optical Modulation Index - OMI*) aceitável é necessário para superar a potência óptica do sinal (em especial a potência da portadora óptica desperdiçada) e distorções não lineares ([WEI-REN et al., 2009](#)). Sabe-se que a eficiência global do sistema DDO-OFDM é afetada pela banda de guarda  $B_G$  necessária para evitar a interferência de batimento do sinal (*signal-to-signal beat interference - SSBI* ou *subcarries-to-subcarries mixing interference - SSMI*) presente na recepção óptica. A literatura diz que, para uma banda efetiva de transmissão  $B_W$  é necessária uma banda de guarda  $B_G = B_W$  para garantir que não haja interferência ([LEIBRICH et al., 2009](#)). Entretanto, foi observado que as interferências por batimento se concentravam próximos às baixas frequências motivando uma tentativa de diminuição desta banda a fim de maximizar o uso do espectro, junto ao equilíbrio entre o intervalo de guarda total, com o objetivo de tolerar a dispersão cromática da fibra.

Sabendo que muitas vezes os parâmetros de projeto estão interligados de forma não linear, tornou-se interessante o estudo e utilização de um algoritmo de otimização na tentativa de encontrar valores razoáveis que melhoram o desempenho do sistema dentro de uma vasta gama de parâmetros de configuração e suas faixas de variações que compõem o sistema de transmissão.

Este capítulo enfatiza o desempenho aprimorado de sistemas DDO-OFDM em enlaces de curto alcance com parâmetros otimizados por um algoritmo genético (*Genetic algorithm* - GA) mono-objetivo. Também será mostrado a transmissão experimental otimizada com um sinal OFDM de dupla faixa lateral com  $R_b = 1.83$  Gb/s por 40 km de fibra sem compensação óptica da dispersão cromática.

## 5.2 Escolha dos Parâmetros Relevantes para a Otimização do Sistema DDO-OFDM

Sabe-se que o desempenho do sistema óptico de modulação de intensidade e detecção direta estudado depende de um extenso número de parâmetros que envolvem as características dos sinais OFDM tais como, ponto de polarização do modulador óptico, deficiências na fotodetecção direta, etc. Estudos teóricos e experimentais apresentados em (LEIBRICH et al., 2009), (WEI-REN et al., 2009) e (PENG et al., 2009b) revelam pontos relevantes do projeto entre potência do sinal transmitido, sensibilidade de recepção, robustez contra CD e eficiência espectral global do sistema. Excluindo o prefixo cíclico em uma configuração óptica B2B, um único símbolo OFDM de um sinal DDO-OFDM real pode ser escrita como

$$s(t) = \sqrt{\frac{\sigma_s^2}{N_{FFT}}} \cdot \sum_{k=1}^{N_{FFT}} \{ \Re_e[X_k] \cdot \cos(2\pi k \Delta f t) + \Im_m[X_k] \cdot \sin(2\pi k \Delta f t) \}, \quad (5.1)$$

onde  $\sigma_s^2$  é a potência média e  $X_k$  representa os símbolos complexos de dados transmitidos pelas  $N_{FFT}$  subportadoras espaçadas com frequência de  $\Delta f$ . De acordo com (LEIBRICH et al., 2009), o campo óptico na saída de um MZM caracterizado pela sua tensão de chaveamento  $V_\pi$  e polarizado por  $V_{bias}$  é um sinal de banda passante centralizado na frequência  $f_0$  e pode ser dado por

$$E_{MZM} = \cos \left[ \frac{\pi}{2} \frac{(s(t) + V_{bias})}{V_\pi} \right] \cdot \sqrt{2P} \cdot \cos(2\pi f_0 t), \quad (5.2)$$

sendo  $P$  a potência do *laser* de sinal CW conectado na entrada óptica do MZM.

Nota-se a partir das equações (5.1) e (5.2) que a potência média do sinal OFDM e o ponto de polarização do MZM,  $V_{bias}$ , aliam uma importante regra no desempenho do sistema DDO-OFDM. Essa relação denota a transferência de potência óptica dada pelo índice de modulação óptico interligado à amplitude do sinal elétrico gerado, ou melhor, ao seu desvio padrão  $\sigma_s$  dado por  $OMI = (V_{in})_{RMS}/V_\pi$ . Um olhar mais atento na Figura 52 revela que a polarização do MZM no seu ponto de quadratura mostra que o modulador óptico opera na região de máxima linearidade. Embora isso resulte em um aumento na amplitude do sinal elétrico na entrada do MZM, metade da potência óptica é desperdiçada pela portadora óptica. Polarizar o MZM acima do ponto de quadratura proporciona maior

potência óptica da portadora na saída do modulador. Em contrapartida, entra-se numa região de não linearidade caso ocorra picos do sinal transmitido ao entrar na zona de máxima potência da curva característica. Já polarizando o modulador abaixo do ponto de quadratura e logo acima da tensão nula, reduz a perda de potência pela portadora óptica. Porém, ao mesmo tempo são introduzidos termos de alta ordem provindos da região não linear dada pela curva da função transferência do MZM.

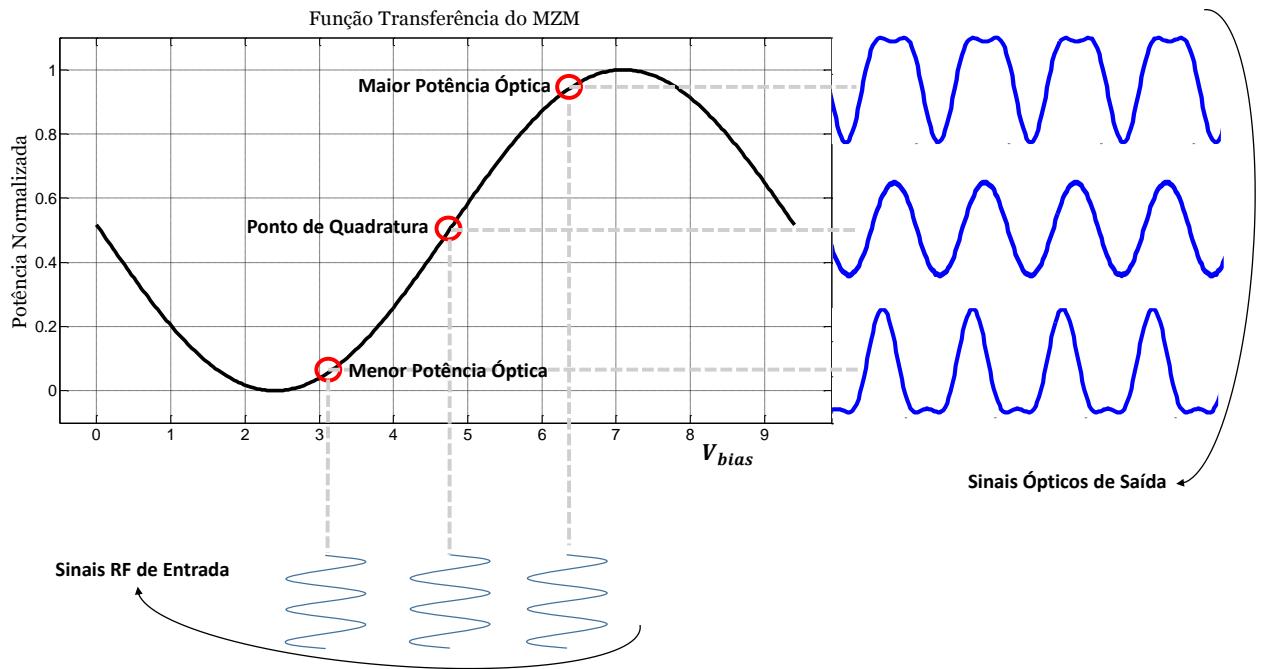


Figura 52 – Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder e pontos de polarização

Alternativamente, o sinal óptico dado por (5.2) pode ser expresso como

$$E_{MZM}(t) = A + e^{j2\pi(f_0+B_G)t} \cdot \sum_{k=1}^{N_{FFT}} X_k e^{j2\pi(k\Delta f)t}, \quad (5.3)$$

onde  $A$  é uma constante representando a portadora óptica e  $B_G$  a banda de guarda entre a portadora óptica e o sinal OFDM. Em B2B, a fotocorrente na saída do fotodíodo é computada pelo quadrado de  $|E_{MZM}(t)|^2$  resultando em

$$\begin{aligned} i_{pin}(t) \propto |E_{MZM}(t)|^2 &= |A|^2 + 2\Re [A \cdot e^{j2\pi(f_0+B_G)t}] + \underbrace{\left[ \sum_{k=1}^{N_{FFT}} X_k e^{j2\pi(k\Delta f)t} \right]}_{OFDM\ signal} \\ &+ \underbrace{\sum_{k=1}^{N_{FFT}} \sum_{l=1}^{N_{FFT}} X_k X_l^* e^{j2\pi[(k-1)\Delta f]t}}_{SSBI\ or\ SSMI}, \end{aligned} \quad (5.4)$$

onde  $*$  demonstra a operação complexo conjugado do termo. Resultado do batimento entre as subportadoras OFDM, o termo de distorção de intermodulação por baixa frequência

IMD que aparece em (5.4) degrada o sinal. As penalidades dessas deficiências são denominadas na literatura por interferência por batimento sinal-sinal (*signal-to-signal beating interferences* - SSBI ou *signal-to-signal mixing interferences* - SSMI) podem ser minimizadas se uma banda de guarda  $B_G$  for alocada. Aqui, uma abordagem entre degradação não linear do sinal e eficiência espectral do sistema são levadas em conta. Vale notar que, em sistemas DDO-OFDM convencionais uma banda  $B_G = B_W$  é recomendada, mostrada na Figura 53a. Durante os procedimentos experimentais do capítulo 4, notou-se que a banda de guarda  $B_G$  não necessariamente deveria seguir esta igualdade, o que justificou adicionar este parâmetro aos algoritmos de otimização obtendo valores que não causassem interferências com o sinal transmitido. A Figura 53b ilustra o espectro elétrico original com os produtos de intermodulação em uma banda menor que  $B_W$  e a evolução para o espectro elétrico do sinal deslocado para  $f'_c$  agora com uma menor frequência máxima do sinal  $B'_c$ . Outra abordagem que existe em sistemas ópticos OFDM está relacionados à

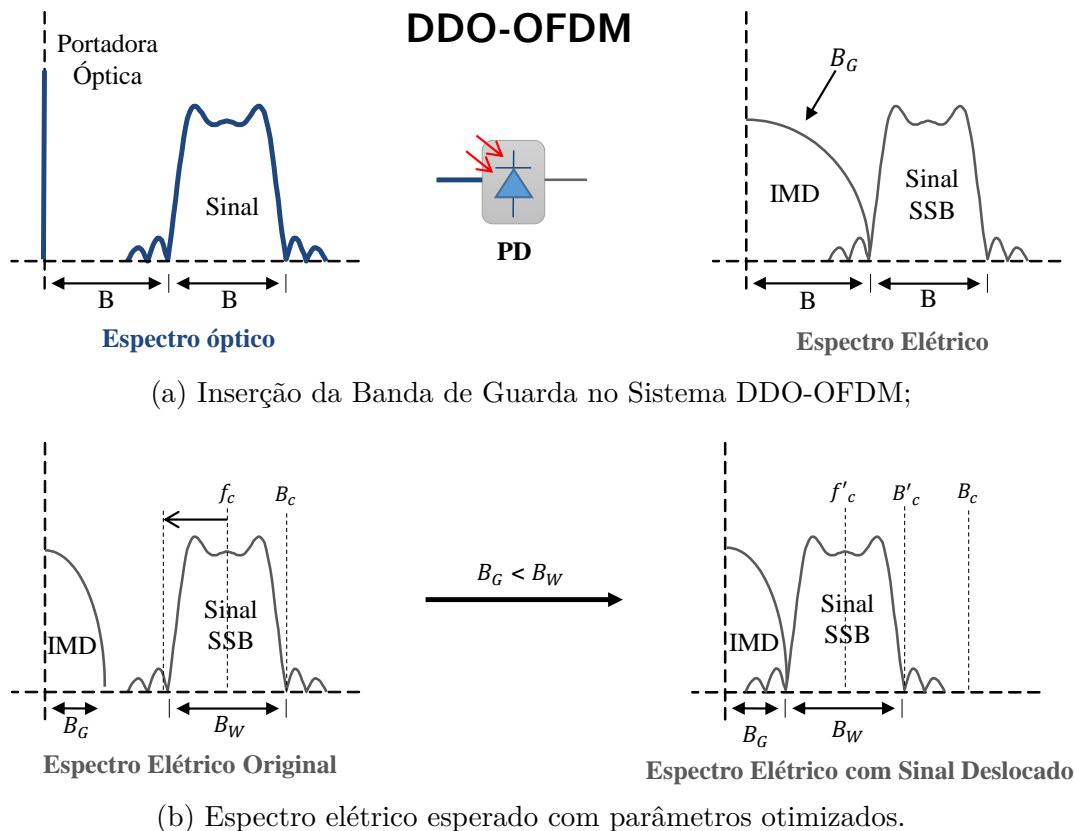


Figura 53 – Variação proposta da banda de guarda do sistema DDO-OFDM.

inserção do prefixo cíclico no início de cada sinal transmitido. Uma redundância dada por  $\epsilon_g = T_g / (T_s - T_g)$  para  $T_g$  o intervalo de guarda e  $T_s$  o tempo total do símbolo OFDM é, introduzida no início de cada sinal OFDM. Aqui, um curto prefixo cíclico escolhido deve minimizar ou até mesmo eliminar todos os efeitos causados pela interferência intersimbólica (ISI) no sistema que, por outro lado compensa o deslocamento na sincronização do

símbolo. Uma boa estimativa para a eficácia deste intervalo de guarda é

$$T_g \geq D \cdot B_w \cdot \frac{c}{f_0^2}, \quad (5.5)$$

onde  $D$  é a quantidade total de dispersão cromática,  $c$  é a velocidade da luz e  $f_0$  a frequência da portadora óptica.

Entretanto, como trata-se de enlaces de curto alcance, efeitos causados pela dispersão cromática são mínimos podendo diminuir o  $I_G$  porém, não eliminando-o, em virtude de possuir um sinal cíclico viabilizando o uso da convolução circular (MITRA, 2001). A Figura 54a mostra curvas para uma dada distância, valores de tempo de símbolo versus tempo de guarda. Já a Figura 54b demonstra a influência do intervalo de guarda na qualidade da recepção do sinal OFDM.

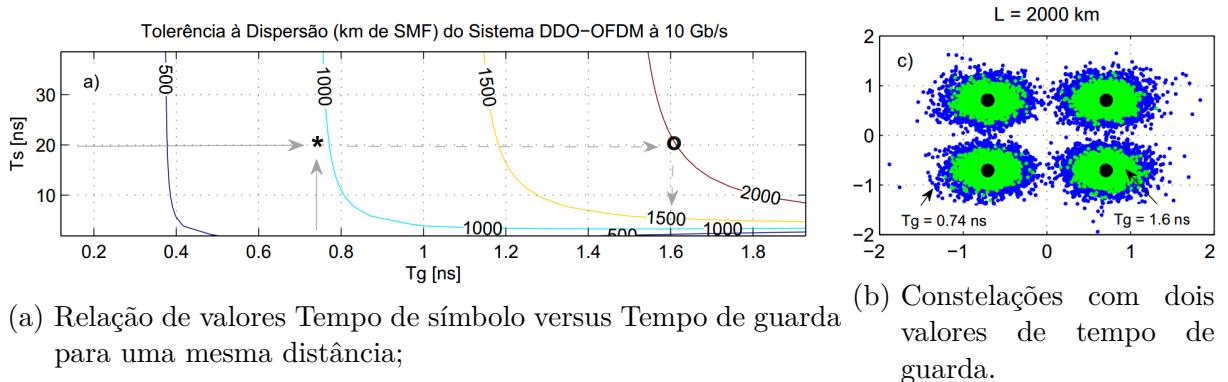


Figura 54 – Influência do  $I_G$  no projeto de sistemas DDO-OFDM.

Por fim, a última variável escolhida para o processo de otimização é um número multiplicador da taxa de amostragem do sinal, dada por  $n_{samp}$ . A taxa de amostragem é um parâmetro que se relaciona diretamente com a frequência máxima do sinal. As portadoras de maiores frequências possuem menos pontos por ciclo criando distorções na recuperação do sinal. O aumento da taxa de amostragem do sinal pode melhorar a qualidade do sinal transmitido porém, exigir maior capacidade de processamento no lado do transmissor. Um valor aceitável para  $n_{samp}$  é buscado no algoritmo de otimização para obter melhores resultados na transmissão.

### 5.3 Otimização Mono-Objetivo via Algoritmo Genético

Otimização mono-objetiva significa otimizar um problema bem definido sujeito ao detimento de outros pontos e restrições conhecidas a partir de uma única função objetiva.

#### 5.3.1 Algoritmos Genéticos

Proposto por John Holland em 1975, algoritmos genéticos (*Genetic Algorithms* - GA) são algoritmos de busca de propósito geral utilizados para otimizar soluções de

problemas formulados que usam princípios inspirados pela população genética natural. A ideia básica é manter soluções candidatas de um problema específico gerado sob qualquer critério sólido provindo de uma solução espacial buscada, normalmente chamada de população de cromossomos, usando seleção, cruzamento e mutação como operadores genéticos.

Um GA começa com uma população de cromossomos gerados aleatoriamente, e avança em direção a cromossomos com melhores características através da aplicação de operadores genéticos, modelados sobre os processos genéticos que ocorrem na natureza. A população sofre evolução de uma forma de seleção natural. Durante iterações sucessivas, denominadas gerações, cromossomos na população são classificados para a sua adaptação, como soluções, e na base destas avaliações, uma nova população de cromossomos é formado por meio de um mecanismo de seleção e operadores genéticos específicos, tais como cruzamento e mutação. Uma avaliação ou função *fitness*, denominado aptidão da solução, deve ser elaborado para cada problema a ser resolvido. Dado um cromossomo particular, uma solução, a função de *fitness* retorna uma única aptidão numérica, que é suposta ser proporcional à utilidade ou adaptação da solução que esse cromossomo representa. A Tabela 3 a seguir mostra a estrutura de uma sequência de um GA generalizado.

Tabela 3 – Estrutura Padrão do Algoritmo Genético

<b>Procedimento de um Algoritmo Genético</b>	
1:	<b>inicia(1);</b>
2:	$t = 0;$
3:	inicializa $P(t);$
4:	avalia $P(t);$
5:	<b>Enquanto</b> (não atinge a condição)
6:	<b>inicia(2)</b>
7:	$t = t + 1;$
8:	seleciona $P(t)$ de $P(t - 1);$
9:	recombina $P(t);$
10:	avalia $P(t);$
11:	<b>Fim(2);</b>
12:	<b>Fim (1);</b>

Neste procedimento,  $P(t)$  descreve uma população na iteração  $t$ . Embora existam diversas possibilidades de se estruturar um algoritmo genético, a Tabela 3 denota as três principais operações:

I . avaliação da aptidão de cada população individualmente;

- II . formação de um conjunto de indivíduos por meio de um tipo de seleção;
- III . recombinação através de operadores de cruzamento e mutação.

### 5.3.1.1 Mecanismos de Seleção

Considere uma população  $P$  com cromossomos  $C_1, \dots, C_N$ . O mecanismo de seleção produz uma população intermediária,  $P'$ , com cópias dos cromossomos em  $P$ . O número de cópias recebidas de cada cromossomo depende da sua aptidão; cromossomos com melhores características normalmente têm melhores chances de contribuirem com suas cópias para  $P'$ . O mecanismo de seleção consiste em duas etapas, a seleção por cálculo de probabilidade e o algoritmo de amostragem. A seleção por cálculo de probabilidade é dita da forma que para cada cromossomo  $C_i$  de uma população  $P$ , a probabilidade,  $p_s(C_i)$ , de incluir a cópia de cada cromossomo em  $P'$  é calculada. O mecanismo de seleção mais conhecido é o de seleção proporcional (Holland, 1975; Goldberg, 1989a) onde a probabilidade  $p_s(C_i)$ ,  $i = 1, \dots, N$  é calculada como

$$p_s(C_i) = \frac{f(C_i)}{\sum_{j=1}^N f(C_j)}. \quad (5.6)$$

Dessa maneira, cromossomos com aptidão acima da média possuem maiores tendências de repassar suas cópias do que os com baixa aptidão.

Uma abordagem diferente e utilizada neste trabalho é a seleção por torneio onde os cromossomos são escolhidos em uma combinação dois a dois e o que tiver maior aptidão da dupla é selecionado. Após a seleção, é feito a recombinação dos indivíduos com melhores características através da aplicação dos operadores de cruzamento e mutação a fim de obter descendentes melhorados, podendo também com menor probabilidade, obter indivíduos gerados com qualidade de aptidão menor que dos pais.

### 5.3.1.2 Operador de Cruzamento

O operador de cruzamento é o método para compartilhar informações entre cromossomos. Ele combina as características de dois cromossomos pais para formarem dois descendentes, com a possibilidade desses cromossomos selecionados para realizar a operação de gerarem filhos com melhores características. O operador cruzamento não é geralmente aplicado em todos os pares de cromossomos na população intermediária.

O operador cruzamento realiza uma função central no algoritmo genético. De fato, pode ser considerado um dos operadores que definem as características, do algoritmo e esse é um dos componentes principais que levam em conta a melhoraria da evolução do comportamento de um GA (Liepins et al., 1992). Definições para esse operador e para

o operador de mutação são escolhidos de forma bem particular para cada representação trabalhada.

### 5.3.1.3 Operador de Mutação

O operador mutação arbitrariamente altera um ou mais componentes, ou genes, de um cromossomo selecionado a fim de aumentar a variabilidade estrutural da população. O papel da mutação nos GAs é recuperar material genético perdidos ou inexplorado na população e prevenir uma convergência prematura do GA em soluções que poderiam possuir melhores características. Isto assegura que a probabilidade de buscar qualquer ponto no espaço de busca nunca possa ser zero. Cada uma das posições de cada cromossomo na população sofre uma alteração aleatória de acordo com a probabilidade definida pela probabilidade de mutação,  $p_m$ .

## 5.4 Formulação do Problema e OSNR como Parâmetro Quantificador

Para otimizar o desempenho do sistema DDO-OFDM simulado, a formulação do problema implica em minimizar a relação sinal ruído óptica (*Optical Signal-to-Noise ratio* - OSNR) a uma taxa de erro de bit de  $BER = 10^{-3}$ , sujeito a um conjunto de restrições de parâmetros elétricos e ópticos. Portanto, esta formulação pode ser expressa como mostrado na Tabela 4, onde  $\sigma_s$  é o desvio padrão do sinal OFDM gerado,  $V_{bias}$  é o ponto de polarização do modulador MZM,  $B_G$  é a banda de guarda óptica,  $GI$  ou  $I_G$  é proporcional ao  $CP$ ,  $n_{samp}$  é um fator de super amostragem,  $V_\pi$  é a tensão de chaveamento do MZM,  $B_W$  a largura de banda do sinal de banda lateral (excluindo  $B_G$ ) e  $X$  é um número inteiro de tal modo que  $X_{min} \leq X \leq X_{max}$ .

Tabela 4 – Formulação do problema

Mín. OSNR @ $BER = 10^{-3}$ Sujeito a
$0.01 \times V_\pi \leq \sigma_s \leq 0.25 \times V_\pi$
$0.5 \times V_\pi \leq V_{bias} \leq V_\pi$
$0.1 \times B_W \leq B_G \leq B_W$
$(2^{X_{máx}})^{-1} \leq GI = (2^X)^{-1} \leq (2^{X_{mín}})^{-1}$
$1 \leq n_{samp} \leq 6$
$V_\pi = 5V, X_{máx} = 10, X_{mín} = 2$

A Figura 55 demonstra a estrutura do sistema simulado. Diferentemente do sistema experimental, no sistema proposto para a otimização foi incluído um amplificador óptico

(AO) e filtro óptico (FO) antes do fotodetector. Embora a densidade espectral de potência do ruído da emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission - ASE*) tem uma dependência com a frequência que varia em toda banda C (na qual possui largura de 4400 GHz) (BECKER; OLSSON, 1999), a largura de banda dos sinais utilizados nesta dissertação são pequenas, menores que 50 GHz, o que pode-se considerar que a densidade espectral de potência é constante com a largura de banda do sinal. Como resultado, o ruído usado nas simulações são modelados como um ruído aditivo Gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*) (CARVALHO, 2009).

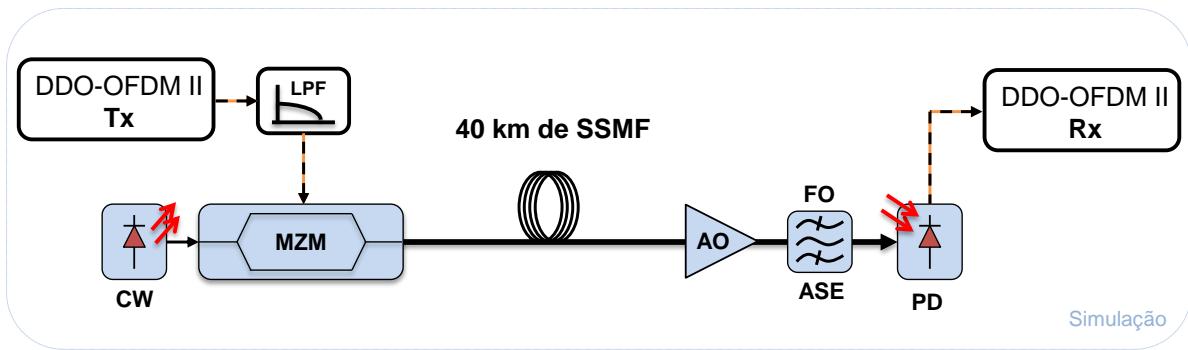


Figura 55 – Meio físico de propagação dos sinais propostos.

Para especificar a tolerância de um formato de modulação para uma determinada ASE, uma OSNR é introduzida. Isto, especifica a OSNR mínima necessária para alcançar uma determinada BER (KAMINOW; LI; WILLNER, 2008). A Figura 56 ilustra a potência de sinal  $P_S$  e a potência de ruído gerada  $P_N$ . Portanto, a OSNR sendo a razão das potências ópticas do sinal com o ruído pode ser dada por

$$OSNR = \frac{P_S}{P_N}, \quad (5.7)$$

onde o ruído óptico é dado numa banda de referência  $B_{Ref}$ .

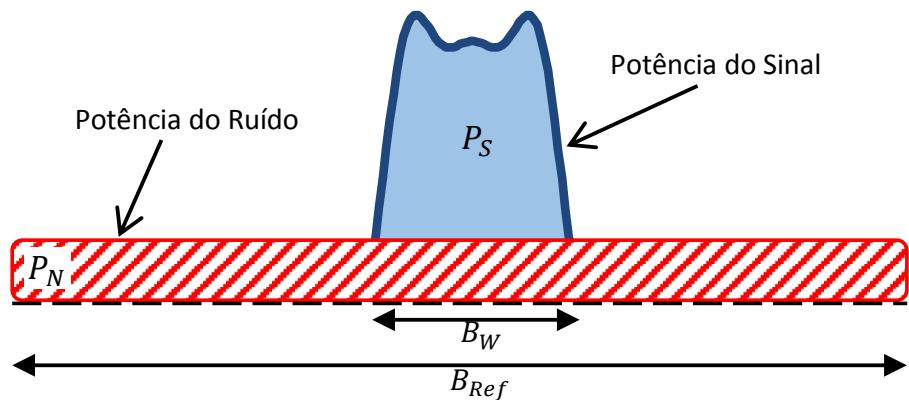


Figura 56 – Densidade espectral de potência óptica com ruído adicionado.

Mais precisamente, a relação sinal ruído óptica (*Optical Signal-Noise-Ratio* - OSNR) é definida como

$$OSNR = \frac{P}{2B_{Ref}N_{ASE}}, \quad (5.8)$$

onde  $P$  é a potência média do sinal, total mesmo se houver o caso de polarização multiplexada,  $B_{Ref}$  é uma referência da largura de banda óptica, normalmente escolhida como 0.1 nm, ou 12.5 GHz em 1550 nm e  $N_{ASE}$  é a densidade de potência espectral da ASE em cada eixo de polarização óptica. Outra quantidade comumente utilizada em comunicações digitais é a SNR por bit (PROAKIS, 2007). Esta, é definida como a razão  $\frac{E_b}{N_0}$ , onde  $E_b$  é a energia por bit e  $N_0$  é a densidade espectral de potência de ruído. A relação entre SNR e OSNR é dada por

$$OSNR = \frac{pR_S}{2B_{Ref}} \cdot SNR, \quad (5.9)$$

onde  $p = 1$  para um sinal com polarização simples, neste caso trabalhado, e  $p = 2$  para um sinal de polarização multiplexada e  $R_S$  é a taxa de símbolo. É possível notar que, a relação entre OSNR e SNR depende somente da informação da taxa de símbolo e independe se o sinal possui polarização multiplexada ou não. (ESSIAMBRE et al., 2010).

## 5.5 O Algoritmo Genético Aplicado ao Problema

Neste trabalho é utilizado o algoritmo genético com codificação de número real com um processo que inicia com uma população  $P_F$  gerada de uma ordem aleatória por  $N = 30$  soluções possíveis para  $\sigma_s$ ,  $V_{bias}$ ,  $B_G$ ,  $I_G$ , e  $n_{samp}$  como mostrado na Figura 57. Cada cromossomo tem um *fitness* que avalia a qualidade de cada solução da população e pode ser expressa como

$$Fit^{(i)} = \frac{100}{[(OSNR \text{ se } BER \leq 10^{-3}) \cup (1000 \text{ se } BER > 10^{-3})]}$$

onde a quantidade 100 é relacionada com a maximização do *fitness* do algoritmo genético proposto e a quantidade 1000 é uma restrição projetada quando as simulações MC<sup>1</sup> não convergem.

Então, uma nova população  $P_S$  de cromossomos com melhores propriedades genéticas são produzidas utilizando operadores genéticos como seleção, cruzamento e mutação. Baseados num procedimento de competição, um processo determinístico de seleção por meio de um torneio seleciona cromossomos com melhores *fitness* para comporem a nova população. Em cada seleção, estes escolhem com um número aleatório a quantidade de 4 cromossomos e selecionam aquele que possui a melhor carga genética qualificada pelo parâmetro *fitness* (DREO; PETROWSKI; TAILLARD, 2003).

<sup>1</sup> ampla classe de algoritmos computacionais que dependem da iteração repetida para obter resultados numéricos de uma distribuição probabilística.

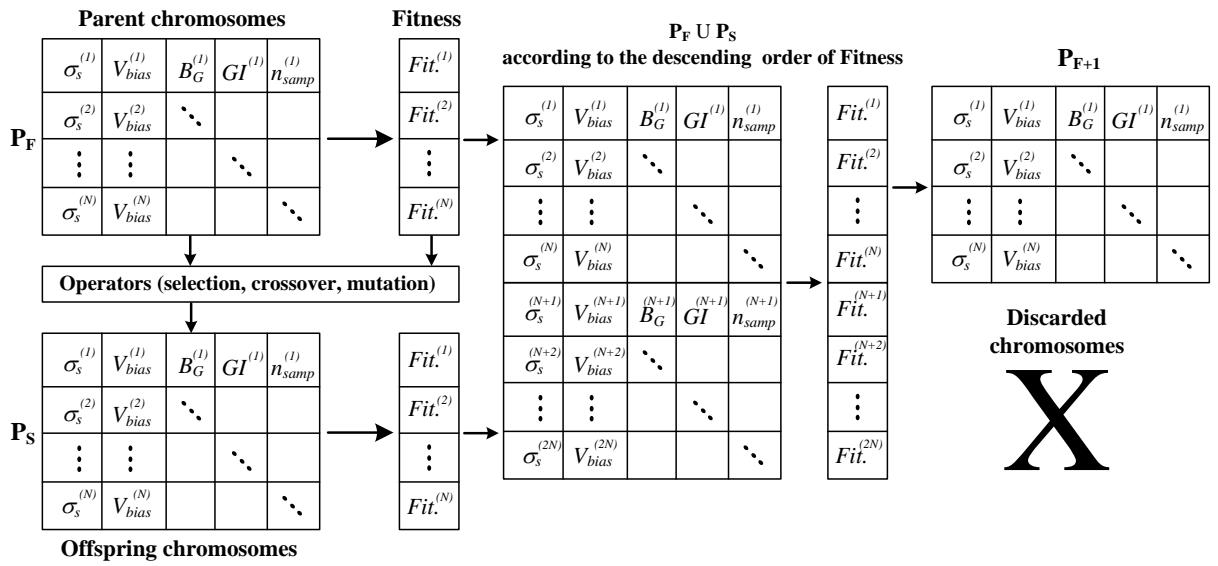


Figura 57 – Diagrama de blocos da evolução do processo do algoritmo genético implementado.

Operadores de cruzamento são aplicados de uma forma aleatória no qual, um número aleatório é escolhido. Um cruzamento entre um par de cromossomos ocorre se o número aleatório é menor do que uma taxa de cruzamento eleito igual a 0.95. O operador de cruzamento é um método compartilhado que combina características de dois cromossomos pais para formar dois filhos que podem ter melhores propriedades genéticas. O método (*Blend Crossover- $\alpha$* ) é usado para criar o componente cromossomo filho  $z_i$  expresso por

$$z_i = x_i - \alpha (y_i - x_i) + (1 + 2\alpha) \cdot (y_i - x_i) \cdot u(0, 1), \quad (5.10)$$

onde  $x_i$  e  $y_i$  representam os  $i$ ths componentes dos pais dos cromossomos x e y respectivamente,  $\alpha = 0.4$  é o coeficiente do limite dos filhos e  $u(0, 1)$  é o coeficiente que define os limites dos filhos e  $u(0, 1)$  indica uma parte aleatória distribuída uniformemente no intervalo  $(0, 1)$  (JANSEN et al., 2009). O operador de mutação consiste na adição de um ruído aleatório com média zero  $N(0, 1)$  em cada componente  $p_i$  de um cromossomo de acordo com

$$p_i = p_i + \sigma_i \cdot N(0, 1), \quad (5.11)$$

onde  $\sigma_i$  é a variância do  $i$ -ésimo componente de um cromossomo. Uma mutação de um componente ocorre se um número aleatório gerado é menor que uma taxa de mutação igual a 0.05 (MICHALEWICZ; SCHENAUERY, 1996).

Como representado na Figura 57, um procedimento especial é utilizado a fim de preservar a melhor solução encontrada. Uma matriz  $R = P_F \cup P_S$  classificada de acordo com a ordem decrescente de *fitness* é gerada depois da avaliação do *fitness* da população  $P_S$ . A população  $P_F + 1$  é composta pelas primeiras  $N = 30$  melhores soluções de R. A Tabela 5 ilustra o pseudo-código do algoritmo genético implementado.

Tabela 5 – Algoritmo Genético para Sistemas DDO-OFDM

<b>Algoritmo Genético para Sistemas DDO-OFDM</b>	
1:	inicia $iter, N;$
2:	Geração Aleatória de $P_F(iter);$
3:	Calcula a aptidão de todos cromossomos $\in P_F(iter);$
4:	<b>while</b> $iter < 50$ <b>do</b>
5:	seleção por torneio de $P_S$ a partir de $P_F;$
6:	aplicar cruzamento $BLX - \alpha$ em $P_S;$
7:	aplicar a mutação Gaussiana em $P_S;$
8:	Verificar os limites dos genes de $P_S;$
9:	Calcular a aptidão de todos cromossomos $\in P_S(iter);$
10:	gerar $R(iter) = P_F \cup P_S;$
11:	classificação descendente de $R(iter);$
12:	$P_F(iter+1) =$ primeiras $N$ soluções de $R(iter);$
13:	<b>end while</b>
14:	melhor solução = primeira solução de $P_F(iter+1);$

## 5.6 Resultados e Discussões

Esta seção examina o desempenho aprimorado do sistema DDO-OFDM com enlaces de pequeno alcance com parâmetros otimizados como proposto pelo algoritmo genético mono-objetivo. Os resultados de simulações e transmissão experimental de um sistema de comunicação óptico otimizado a taxa de  $R_b = 1.83$  Gb/s em condições de B2B, 20 e 40 km de fibra SSMF sem compensação óptica de dispersão são discutidos. Além disso, a formulação do problema que considera a maximização da eficiência espectral do sinal transmitido também é levado em consideração.

### 5.6.1 Resultados de Simulações

A fim de otimizar parâmetros críticos foram conduzidos simulações de Monte Carlo do sistema de transmissão DDO-OFDM na configuração B2B óptico e através de 20 e 40 km de fibra SSMF. Os parâmetros OFDM utilizados em todas simulações conduzidas são resumidos na Tabela 6. A Tabela 7 descreve os parâmetros otimizados pelo algoritmo genético proposto.

Tabela 6 – Parâmetros OFDM como restrições.

Parâmetro	Valor
Taxa de Bit (Gb/s)	3.56
$B_W$ (GHz)	1.0
Tamanho da FFT	1024
Subportadoras	512
Sub espaçamento (MHz)	1.95

Tabela 7 – Resultados da Simulação do sistema DDO-OFDM otimizado

Parâmetro	4-QAM			8-QAM			16-QAM		
	B2B	20 km	40 km	B2B	20 km	40 km	B2B	20 km	40 km
$\sigma_s$	0.13	0.14	0.11	0.09	0.08	0.06	0.08	0.08	0.08
$V_{bias}$	4.30	4.30	4.50	4.56	4.57	4.72	4.60	4.60	4.58
$B_G$	0.79	0.87	0.91	0.82	0.85	0.81	0.85	0.80	0.87
$n_{samp}$	3.30	3.10	3.60	3.80	3.16	3.21	3.13	3.24	3.09
OSNR (dB)	5.10	5.20	5.10	9.50	9.40	9.20	11.1	11.3	11.2

Os resultados descritos na Tabela 7 mostram que o desempenho do sistema DDO-OFDM aumenta quando os parâmetros críticos são otimizados. O valor de 11.3 dB de OSNR com  $BER = 10^{-3}$  foi alcançado para transmissões em 20 km com a redução de 20% ( $B_G = 0.8B_W$ ) na banda de guarda. Como esperado, a potência média do sinal OFDM reduziu quando o nível de modulação da subportadora aumentou.

### 5.6.2 Resultados de Experimentos

A Figura 58 mostra a configuração experimental do sistema DDO-OFDM II utilizada como prova de conceito que serve para comprovar a adequação do algoritmo de otimização proposto.

A densidade espectral de potência e a constelação recebida para o B2B com a  $EVM \approx -14.9$  dB, mostrada na Figura 58, confirmam a adequação da otimização dos parâmetros através do algoritmo genético projetado. A Figura 59 mostra que os valores de EVM alcançados para transmissões DDO-OFDM através de 20 e 40 km de SSMF sem compensação foram de aproximadamente -15.5 e -17.2 dB respectivamente.

Vale notar que a diferença na banda de guarda óptica do espectro OFDM recebido mostrado na Figura 59, é uma consequência natural do processo de otimização, como projetado pelos parâmetros otimizados representados na Tabela 7 para modulação de subportadora com 4-QAM utilizados em todos experimentos de otimização conduzidos.

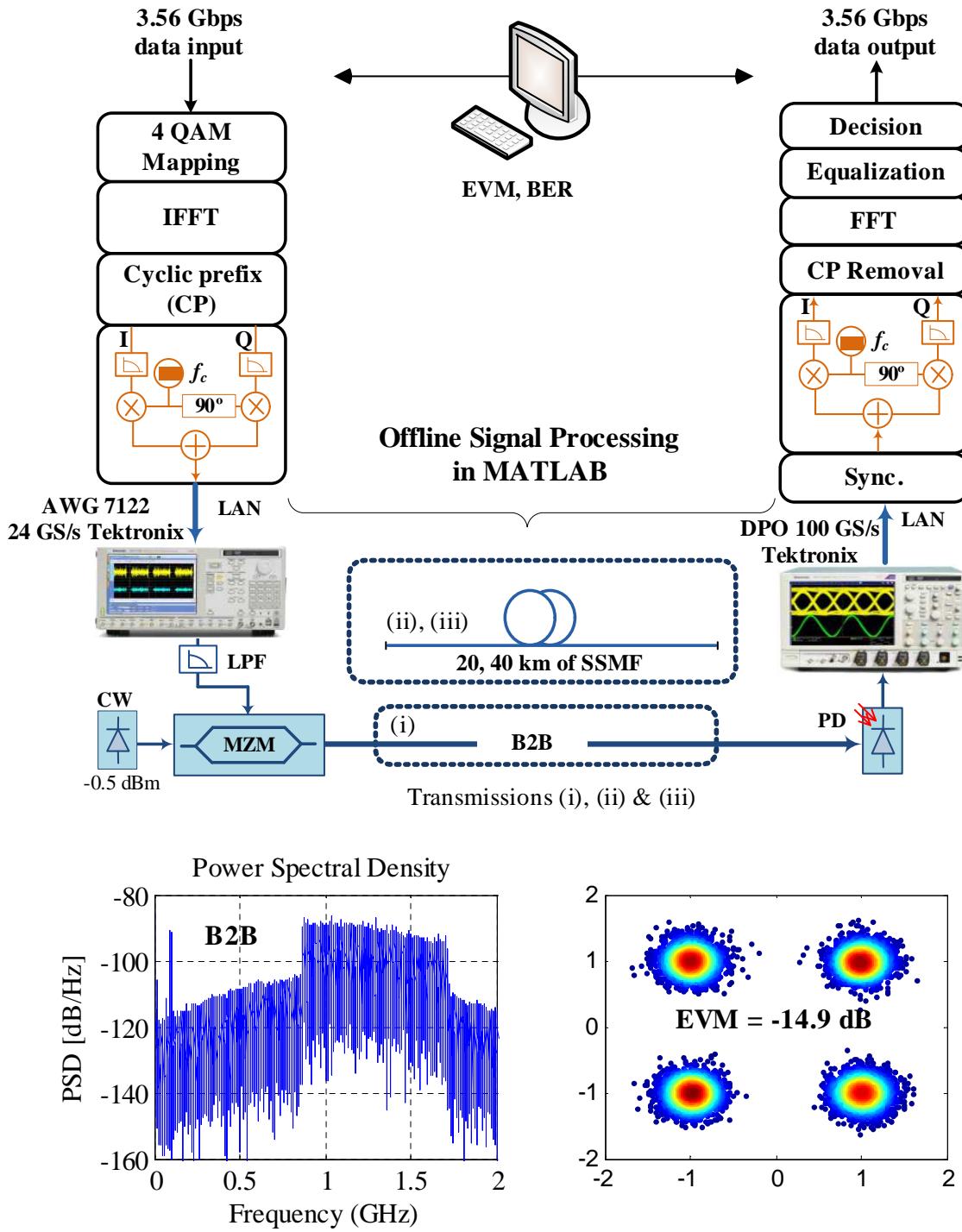


Figura 58 – Configuração experimental do sistema DDO-OFDM II à taxa de  $R_b = 1.83$  Gbps.

### 5.6.3 Adicionando a Eficiência Espectral na Formulação do Problema

Resultados obtidos por (PENG et al., 2009b) demonstram a obtenção de uma banda de guarda dada por  $B_G \approx 0.35B_W$  utilizando um sinal OFDM com banda lateral virtual (*Virtual Single Side Band - OFDM* VSSB-OFDM) em um sistema óptico de comunicação com frequência ajustável. Projetado para enlaces de fibra de longas distâncias, sua

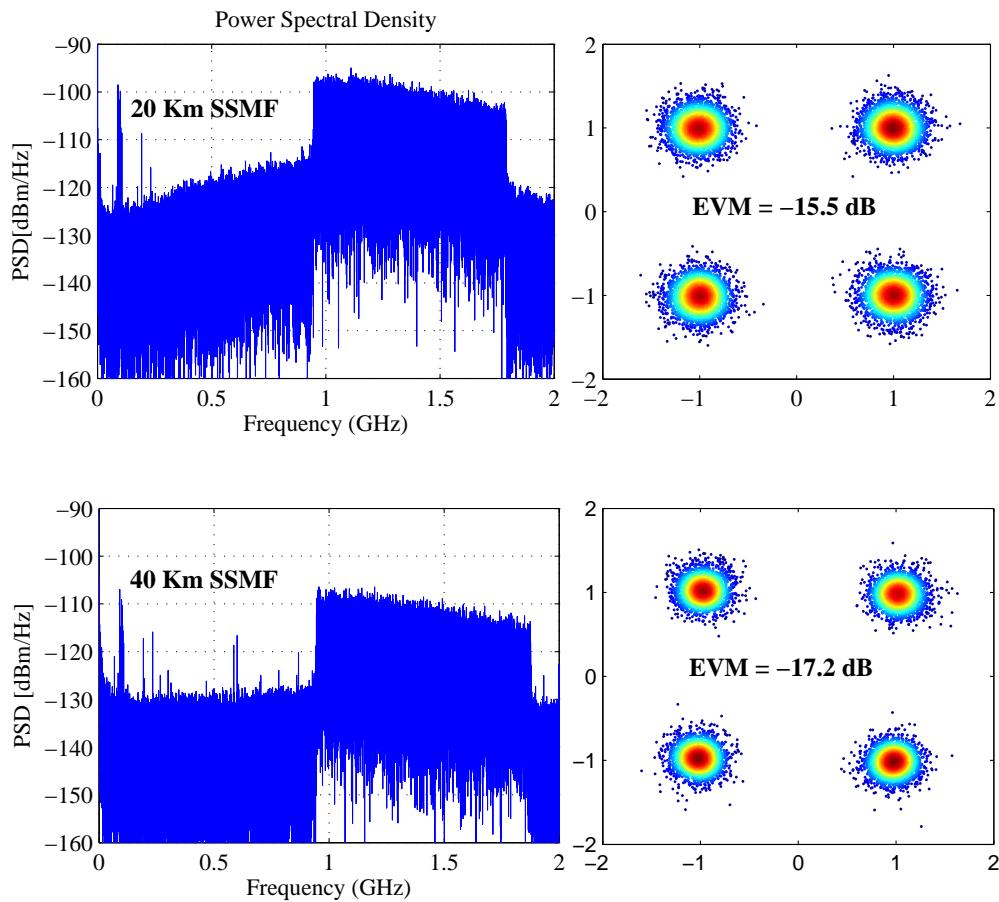


Figura 59 – Densidade espectral de potência e constelação dos resultados experimentais do sistema DDO-OFDM II otimizado.

eficiência espectral está associada a um aumento da complexidade necessária no receptor para reduzir o SSBI no sinal desejado.

É fácil perceber a partir da Figura 59 que a redução da banda de guarda obtida da otimização do sistema através do algoritmo genético aplicado à primeira formulação é no máximo igual a 20%. Uma nova formulação do problema que considera a eficiência espectral é abordada nesta seção a fim de aumentar eficiência espectral de todo o sistema. Portanto, um termo  $\frac{B_G}{B_W}$  é adicionado em uma nova função objetivo que facilita o processo de seleção quando soluções fechadas são obtidas. Isto significa que, no caso de duas soluções fechadas geradas (semelhante OSNR a um  $BER = 10^{-3}$ ), o algoritmo genético escolherá o cromossomo com o menor valor de  $\frac{B_G}{B_W}$ . A nova formulação, assim como ele está associado com o *fitness* está detalhada na Tabela 8.

Os resultados descritos na Tabela 9 mostram que este novo método garante um máximo aumento adicional em torno de 18% na eficiência espectral geral, a qual ocorre nas transmissões DDO-OFDM em condições de B2B para um mapeamento das subportadoras em 4-QAM. É possível notar que, em quase todas simulações realizadas com essa nova

formulação, a relação alcançada com OSNR para um  $BER = 10^{-3}$  foi a mesma registrada nos resultados das simulações da formulação inicial. Aqui também, como esperado, a potência média do sinal OFDM decresce quando o nível de modulação das subportadoras aumenta e  $V_{bias}$  por volta de  $0.9 \cdot V_\pi$  é um bom ponto de polarização para o MZM.

Tabela 8 – Parâmetros OFDM - DDO-OFDM I

<b>Min. OSNR @<math>BER = 10^{-3} + \left(\frac{B_G}{B_W}\right)</math></b>	<b>Sujeito a</b>
$0.01 \times V_\pi \leq \sigma_s \leq 0.25 \times V_\pi$	
$0.5 \times V_\pi \leq V_{bias} \leq V_\pi$	
$0.1 \times B_W \leq B_G \leq B_W$	
$\left(2^{X_{máx}}\right)^{-1} \leq GI = \left(2^X\right)^{-1} \leq \left(2^{X_{mín}}\right)^{-1}$	
$1 \leq n_{samp} \leq 6$	
$V_\pi = 5V, X_{máx} = 10, X_{mín} = 2$	
<b>Fitness associado</b>	
$Fit^{(i)} = \frac{100}{\left[\left(OSNR + \left(\frac{B_G}{B_W}\right) \text{ se } BER \leq 10^{-3}\right) \cup (1000 \text{ se } BER \leq 10^{-3})\right]}$	

Também é possível notar que o parâmetro  $I_G$  dado pelo prefixo cílico não é descrito nas Tabelas 7 e 9 devido a sua insignificância obtida na otimização.

Tabela 9 – Resultados da Simulação do sistema DDO-OFDM otimizado para a formulação do problema.

Parâmetro	4-QAM			8-QAM			16-QAM		
	B2B	20 km	40 km	B2B	20 km	40 km	B2B	20 km	40 km
$\sigma_s$	0.13	0.12	0.13	0.06	0.07	0.07	0.09	0.10	0.07
$V_{bias}$	4.30	4.34	4.25	4.72	4.61	4.63	4.60	4.53	4.60
$B_G$	0.66	0.69	0.80	0.75	0.80	0.78	0.74	0.74	0.77
$n_{samp}$	3.55	3.48	3.25	3.34	3.28	3.93	3.35	3.36	3.31
OSNR (dB)	5.20	5.10	5.10	9.30	9.40	9.50	11.1	11.4	11.2

Uma comparação entre o sistema OFDM óptico de modulação por intensidade anterior (convencionalmente denominado DDO-OFDM, para  $OMI = \sigma_s^2 = 0.1$ ,  $V_{bias} = 0.9 \cdot V_\pi$  e  $n_{samp} = 4$ ) e um sistema DDO-OFDM com parâmetros fundamentais otimizados pelo algoritmo genético proposto na última formulação do problema é mostrada na Figura 60. Como esperado, a banda de guarda de frequência pode ser reduzida no máximo 50% ( $B_G = 0.5 \times B_W$ ) da largura de banda efetiva do sinal em sistemas OFDM ópticos convencionais com mapeamento das subportadoras de 4-QAM e configuração B2B, com um valor

de OSNR aceitável de aproximadamente 2 dB quando comparado com 20% de redução na mesma conjuntura do sistema. A simulação de MC não converge para  $B_G > 0.5 \cdot B_W$ . Uma redução adicional de 20% é fornecida pela otimização proposta ocorre com o mesmo desempenho do sistema ( $OSNR = 5.2$  dB com  $BER = 10^{-3}$ ). Esse ganho adicional na eficiência espectral também ocorre em transmissões de sinais OFDM compostos por subportadoras mapeadas em 4-QAM em 20 km de fibra. Em B2B, o pior caso ocorre no enlace de fibra de comprimento igual a 40 km onde o desempenho e a eficiência espectral do sistema são exatamente os mesmos.

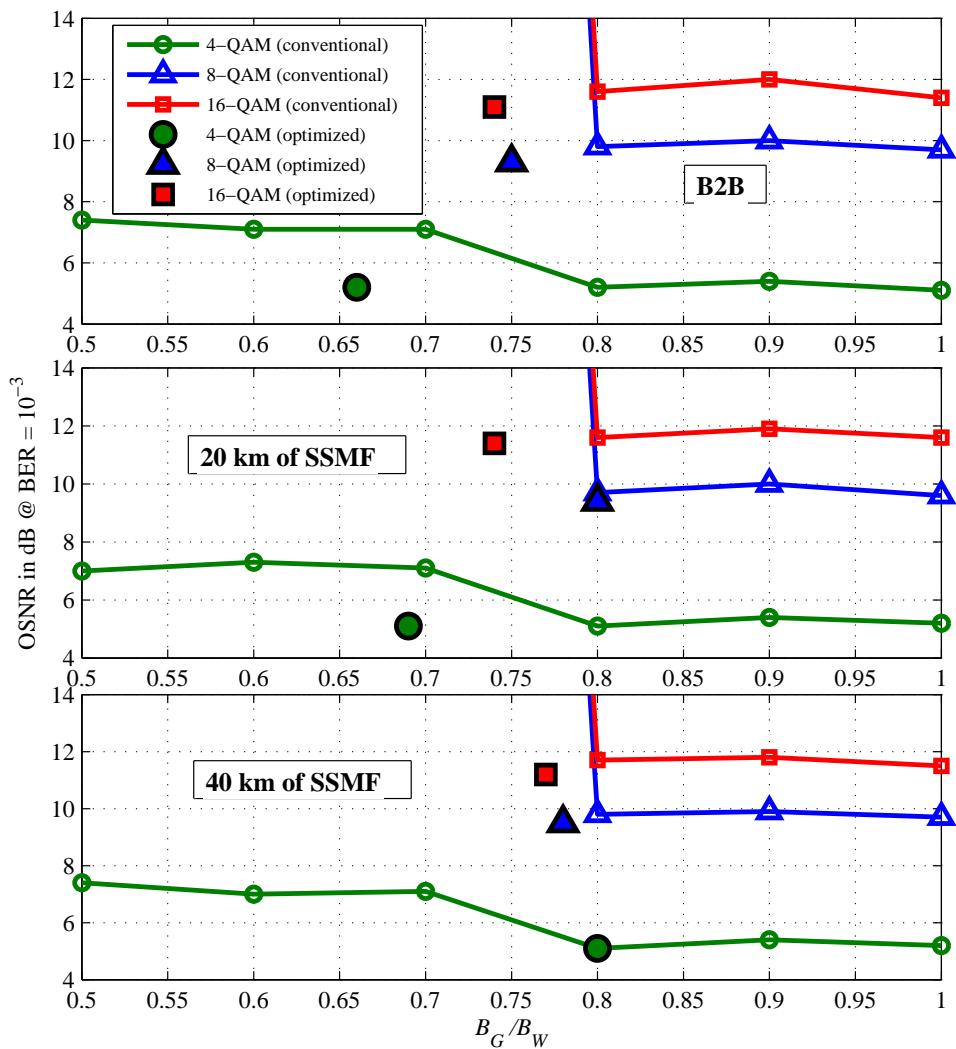


Figura 60 – OSNR @  $BER = 10^{-3}$  versus banda de guarda para sistemas DDO-OFDM convencionais e otimizados em transmissões B2B, 20 km e 40 km com 4, 8 e 16-QAM.

Como mostrado na Figura 60, a convergência da simulação MC permite um máximo de redução na banda de guarda de 20% para ambos mapeamentos 8 e 16-QAM, para B2B, 20 e 40 km de fibra SSMF. Nesses casos o máximo ganho adicional no espectro é fornecido pela otimização alcançada em 8% em um ganho de 0.5 dB no desempenho do sistema ( $OSNR = 11.1$  dB em um  $BER = 10^{-3}$  para uma mapeamento de 16-QAM

com B2B). Aqui, o pior caso da otimização ocorre para um mapeamento das portadoras em 8-QAM e transmissão através de 20 km no qual a eficiência espectral é exatamente a mesma registrada no sistemas convencionais, além de um ganho na otimização de 0.3 dB na relação OSNR.

## 5.7 Considerações Finais

A otimização de sistemas DDO-OFDM via o algoritmo genético proposto mostrou-se necessária devido à grande quantidade de parâmetros envolvidos no desempenho de tais sistemas. Ganhos na relação OSNR para taxas de um  $BER = 1 \times 10^{-3}$  foram encontrados mesmo com redução na largura de banda de guarda (aumento da eficiência espectral) que chegam aos 50%.

## 6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Este trabalho veio com a proposta de melhorar o desempenho de sistemas de detecção direta em enlaces ópticos de curto alcance, mais especificamente, no aumento da eficiência espectral dos sinais transmitidos. O problema científico principal desta dissertação direciona-se ao fato de que nesses enlaces há uma interferência no fotodetector causada pelo batimento do *laser*, surgindo então, a necessidade de se utilizar uma banda de guarda  $B_G$  igual a banda do sinal útil  $B_w$ . Porém, os experimentos práticos demonstraram a não necessidade desta igualdade assim como notou-se a existência de intervalos de variação em alguns parâmetros de projeto que interagem entre si de forma não linear mostrando serem bastante sensíveis ao desempenho do sistema. Entretanto, para direcionar os fatos foram necessárias algumas etapas: o desenvolvimento de uma rotina chave que manipula todo o sistema, modelos de transponders adaptados ao sistema óptico de detecção direta, modelos computacionais do sistema de transmissão, configuração experimental para validação, implementação códigos de interação com equipamentos reais, criação de uma heurística de busca de valores otimizados para obter melhor desempenho.

Com o algoritmo Mono-Objetivo voltado para otimização dos parâmetros de projeto, foi obtido como resultado principal uma banda guarda  $B_G$  reduzida para 70% do seu valor anterior ou da banda de informação  $B_w$ , ou seja, alcançando uma economia de 30% dela ou uma eficiência espectral global de 15% no sinal transmitido.

Para a validação dos resultados, o sistema DDO-OFDM II foi executado na configuração experimental trabalhando com uma transmissão de 90 símbolos OFDM, operando com frequência máxima na saída do conversor D/A 1.91 GHz, uma largura de banda de 1.0 GHz, nível de modulação 4 QAM nas subportadoras, e taxa de transmissão de 1.83 Gbps. O desempenho obtido foi para uma EVM de  $-17.18$  dB em constelação livre de erros ( $BER = 0$ ).

A partir da plataforma de testes desenvolvida e a estrutura de códigos para interação com equipamentos e processamento *offline* apresenta-se portanto como um importante ferramental para futuras provas de conceitos oriundas de inúmeras ideias e possibilidades no que tange à comunicação de modernos sistemas de telecomunicação em comunicações via fibra óptica e não só. Alguns trabalhos relativos a redes ópticas passiva com sinais OFDM para explorar escalabilidade de distribuição de banda para diversos usuários, relativos à transmissão de sinais multiportadoras com envelope constante, e também relacionados à transmissão de sinais de Rádio LTE (*Long-term Evolution*) vêm aproveitando-se desta plataforma de experimentos.

Como trabalho futuro, sugere-se aqui experimentos que consistem em variar a po-

tência do sinal do laser CW de forma averiguar o seu efeito no estímulo de não linearidades da fibra, nos sinais multiportadoras OFDM com e sem envoltória constante, bem como nas distorções provocadas por produtos de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortions*). Consegue-se observar rapidamente que em enlaces de curto alcance, a largura de banda causada pela interferência do batimento do laser no receptor é severamente influenciada pela potência óptica da fonte óptica.

## Referências

- ALVES, T. et al. Performance comparison of ofdm-uwb radio signals distribution in long-reach pons using mach-zehnder and linearized modulators. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, VOL. 29, NO. 6, p. 1311–1320, 2011. Citado na página 63.
- 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 53.
- BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Comparision of orthogonal frequency-division multiplexing and on-off keying in amplified direct-detection single-mode fiber systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 12, 2010. Citado na página 47.
- BECKER, P.; OLSSON, N. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Fundamentals and Technology*. [S.l.]: Academic Press, 1999. ISBN 0-12-084590-3. Citado na página 91.
- BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, v. 28, n. 5, p. 5–14, Maio 1990. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 29.
- BINH, L. N. *Digital Optical Communications*. [S.l.]: CRC Press, 2009. ISBN 978-1-4200-8205-0. Citado na página 62.
- BINH, L. N. *Optical Fiber Communications Systems : Theory and Practice with MATLAB and Simulink Models*. [S.l.]: CRC Press, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 61.
- CARVALHO, F. M. W. F. de. *Optical core networks using OFDM signals*. Dissertação (mathesis) — Universidade Técnica de Lisboa, Novembro 2009. Citado na página 91.
- CIOFFI, J. M. Digital communications, chapter 4: Multichannel modulation. Notas de aula não publicadas. Disponível em <http://www.stanford.edu/class/ee379c/>, Acesso em 08/08/2006. 2003. Citado 3 vezes nas páginas 27, 30 e 38.
- COURA, D. J. C.; SILVA, J. A. L.; SEGATTO, M. E. V. A bandwidth scalabel OFDM passive optical network for future access network. *Photon Netw Commun*, 2009. Citado na página 45.
- DEZAN, T. L. *Comparação das Técnicas de Modulação Multiportadoras aplicadas às Comunicações via Rede Elétrica*. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, ES, Brasil, Março 2004. Citado na página 26.
- DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B.; NETTO, S. L. *Processamento Digital de Sinais*. Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2004. ISBN 8536304189. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 34.
- DREO, J.; PETROWSKI, A.; TAILLARD, E. *Metaheuristics for Hard Optimization: methods and Case Studies*. [S.l.]: Springer, 2003. ISBN 13 978-3-540-23022-9. Citado na página 92.

- ESSIAMBRE, R.-J. et al. Capacity limits of optical fiber networks. *Journal of Lightwave Technology*, Vol 28, No 4, p. 662–701, February 15 2010. Citado na página 92.
- HANZO, L.; WEBB, W.; KELLER, T. *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. Baffins Lane, England: John Wiley and Sons, 2000. ISBN 0471492396. Citado 5 vezes nas páginas 25, 27, 29, 36 e 38.
- HARA, S.; PRASAD, R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2003. ISBN 1580534821. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 36.
- HO, K.-P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. [S.l.]: Springer, 2005. ISBN 978-0387-24392-4. Citado na página 56.
- JANSEN, S. L. et al. 121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000-km of SSMF. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 3, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 45, 48 e 93.
- JANSEN, S. L. et al. Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 1, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 50.
- JANSEN, S. L. et al. 100GBE: QPSK versus OFDM. *Optical Fiber Technology*, 2009. Citado na página 51.
- KAMINOW, I. P.; LI, T.; WILLNER, A. E. *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*. [S.l.]: Elsevier, 2008. ISBN 978-0-12-374172-1. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 91.
- KANONAKIS, K.; TOMKOS, I. An ofdma-based optical access network architecture exhibiting ultra-high capacity and wireline-wireless convergence. *IEEE, Communications Magazine*, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- KLENNER, P. Communications technology laboratory, the OFDM multi carrier system. Notas de aula não publicadas. Disponível em <http://www.ant.uni-bremen.de/whomes/klenner/> Acesso em 08/08/2006. 2004. Citado 6 vezes nas páginas 27, 29, 31, 34, 35 e 36.
- LEIBRICH, J. et al. Impact of modulator bias on the OSNR requirement of direct-detection optical OFDM. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, n. 15, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 45, 53, 83 e 84.
- LOWERY, A. J. Amplified-spontaneous noise limit of optical OFDM lightwave systems. *Optics Express*, v. 16, 2008. Citado na página 46.
- LOWERY, A. J.; ARMSTRONG, J. Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation. *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf.*, 2007. Citado na página 48.
- MCKINLEY1, M. D. et al. Evm calculation for broadband modulated signals. *64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, FL*, p. 45–52, 2004. Citado na página 41.

MICHALEWICZ, Z.; SCHOENAUERY, M. Evolutionary algorithms for constrained parameter optimization problems. *Evolutionary Computation*, p. 1–32, 1996. Citado na página 93.

MITRA, S. K. *Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach*. Second edition. [S.l.]: McGraw-Hill Science Engineering Math, 2001. ISBN 072513780, 9780072513783. Citado na página 87.

PENG, W. et al. Theoretical and experimental investigations of direct-detected RF-tone-assisted optical OFDM systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 10, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 48.

PENG, W.-R. et al. Spectrally efficient direct-detected ofdm transmission incorporating a tunable frequency gap and an iterative detection techniques. *LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, p. 5723–5735, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 84 e 96.

PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A técnica de transmissão OFDM. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. 1, Junho 2002. Citado 4 vezes nas páginas 29, 31, 35 e 40.

PROAKIS, J. G. *Digital Communication*. Singapore: McGraw-Hill, Inc., 1995. ISBN 0070517266. Citado 3 vezes nas páginas 32, 35 e 36.

PROAKIS, M. S. J. *Digital Communications*. 5th edition. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Science Engineering Math, 2007. ISBN 0072957166, 9780072957167. Citado na página 92.

RUIZ, A.; CIOFFI, J. M.; KASTURIA, S. Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel. *IEEE Trans. Commun.*, v. 40, n. 6, p. 1012–1029, Junho 1992. Citado na página 32.

SAUNDERS, R. *When does coherent vs direct detection make sense for 40G/100G network deployments?* 2010. Disponível em: <<http://www.lightwaveonline.com/blogs/lightwave-guest-blog/2010/09/when-does-coherent-vs-direct-detection-make-sense-for-40g100g-network-deployments.html>>. Citado na página 21.

SCHMIDT, B. J. C.; LOWERY, A. J.; ARMSTRONG, 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 2 vezes nas páginas 45 e 48.

SCHMIDT, B. J. C. et al. 100 Gbit/s transmission using single-band direct-detection optical ofdm. *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf. Paper PDPC3*, 2009. Citado na página 45.

SENIOR, J. M. *Optical Fiber Communications Systems : Principles and Practice*. Third edition. [S.l.]: PEARSON Prentice Hall, 2009. ISBN 978-0-13-032681-2. Citado na página 20.

SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, p. 19–21, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 e 43.

- SHIEH, W.; DJORDJEVIC, I. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*. [S.l.]: Elsevier, 2010. ISBN 978-0-12-374879-9. Citado 3 vezes nas páginas [19](#), [45](#) e [55](#).
- SILVA, J. A. L. *Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2011. Citado na página [22](#).
- SILVA, J. A. L.; VALENTIM, B. L.; SEGATTO, M. E. V. Avaliação de efeitos não lineares em sistemas OFDM pela figura de mérito EVM. *XXVII Simpósio Barsileiro de Telecomunicações - SBrT 2009*, Setembro 2009. Citado na página [41](#).
- SILVA, J. L. et al. Técnica OFDM aplicada a power line communications. *II Citenel.*, v. 2, p. 1071–1074, Novembro 2003. Citado na página [26](#).
- WEI-REN, P. et al. Theoretical and experimental investigations of direct-detected RF-tone-assisted optical OFDM systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 10, p. 1332–1339, 2009. Citado 2 vezes nas páginas [83](#) e [84](#).
- ZHAO, C.; BAXLEY, R. J. Error vector magnitude analysis for ofdm systems. *Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference*, p. 1830–1834, 2006. Citado na página [41](#).

## Anexos

## ANEXO A – *Distributed Feedback Laser*

A fonte de luz óptica utilizada é provinda do dispositivo *laser*-DBF com encapsulamento DIP-14 ilustrado na Figura 61.

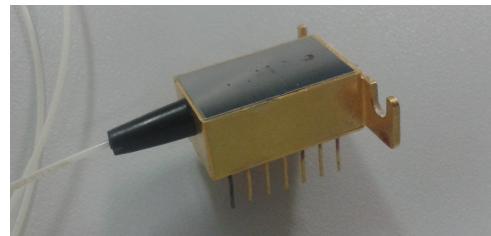


Figura 61 – Imagem do *laser*-DFB utilizado.

A pinagem do dispositivo é encontrada segundo a Figura 62. Além disso, é importante observar que apesar do *laser* possuir uma pequena sintonia do seu comprimento de onda quando inserido uma diferença de corrente  $\Delta i$  entre os terminais anodos traseiro e frontal, o circuito construído curto-circuita esses terminais, 6 e 9, para diminuir a complexidade do *hardware* de forma que seu funcionamento não seja afetado.

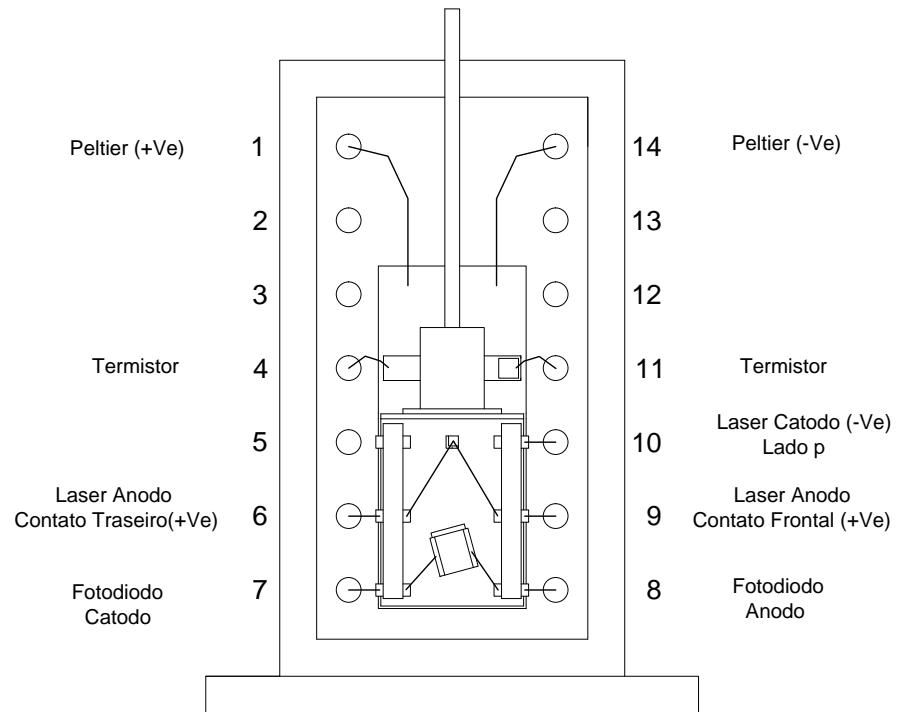


Figura 62 – Configuração dos pinos do encapsulamento do *laser*.

*Lasers*-DFB possui sensores óptico e térmico integrados em seu encapsulamento sendo respectivamente um fotodiodo e um termistor. Eles servem para verificar a potência

óptica de saída e a temperatura interna do dispositivo. Junto a isso, existem entradas de correntes para alimentação do *laser* e de uma pastilha Peltier acoplada ao laser para prover um gradiente de temperatura resfriando o dispositivo de forma a manter as condições ideais de temperatura para operação. A variação do comprimento de onda e a atenuação da potência óptica média são facilmente notados ao aumentar a potência do *laser* sem realizar o controle de temperatura podendo degradar o dispositivo. Os periféricos inseridos no encapsulamento são apresentados na Figura 63

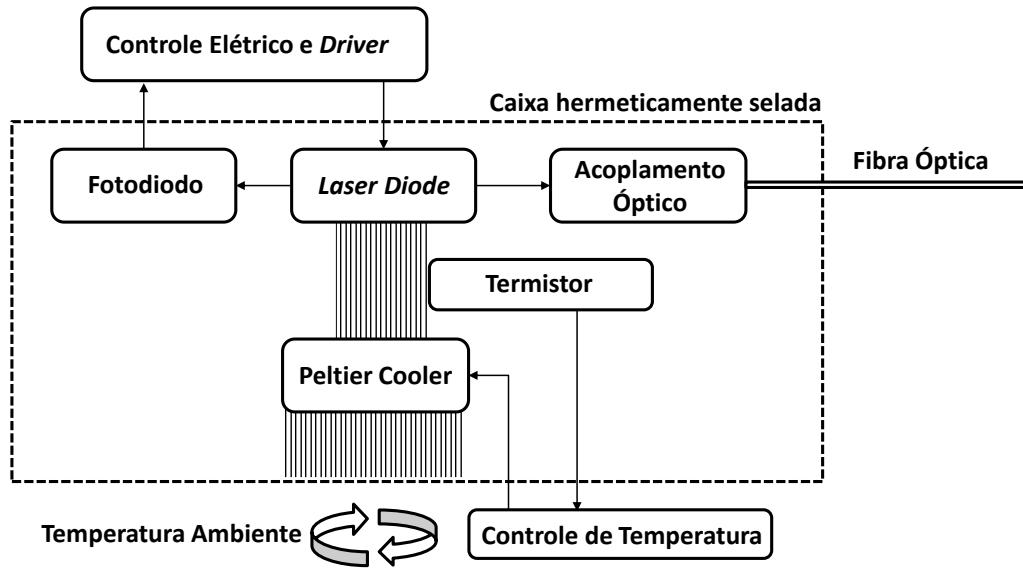


Figura 63 – Diagrama de blocos das partes funcionais do Laser DFB.

A placa projetada segundo o esquemático do circuito mostrado na última página é ilustrado segundo a Figura 64.

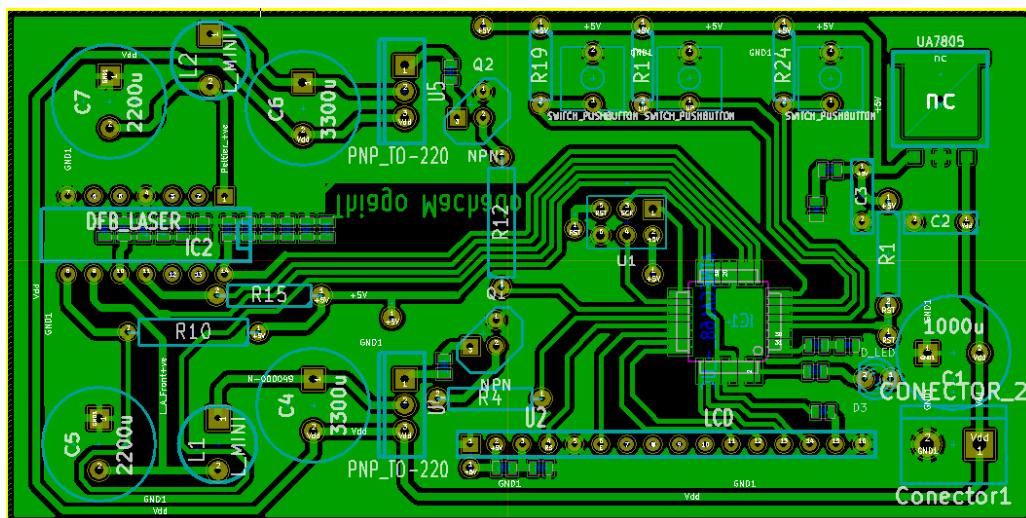


Figura 64 – Placa de circuito impressa do controlador do Laser DFB.

O levantamento da potência espectral a fim de encontrar o comprimento de onda central emitido pelo laser é realizado pelo analisador de espectro óptico do modelo MS9740A

e ilustrado na Figura 65 possuindo uma potência óptica média de  $P_0 = 3.27 \text{ dBm}$  estabilizado como comprimento de onda central  $\lambda_c = 1545,3 \text{ nm}$

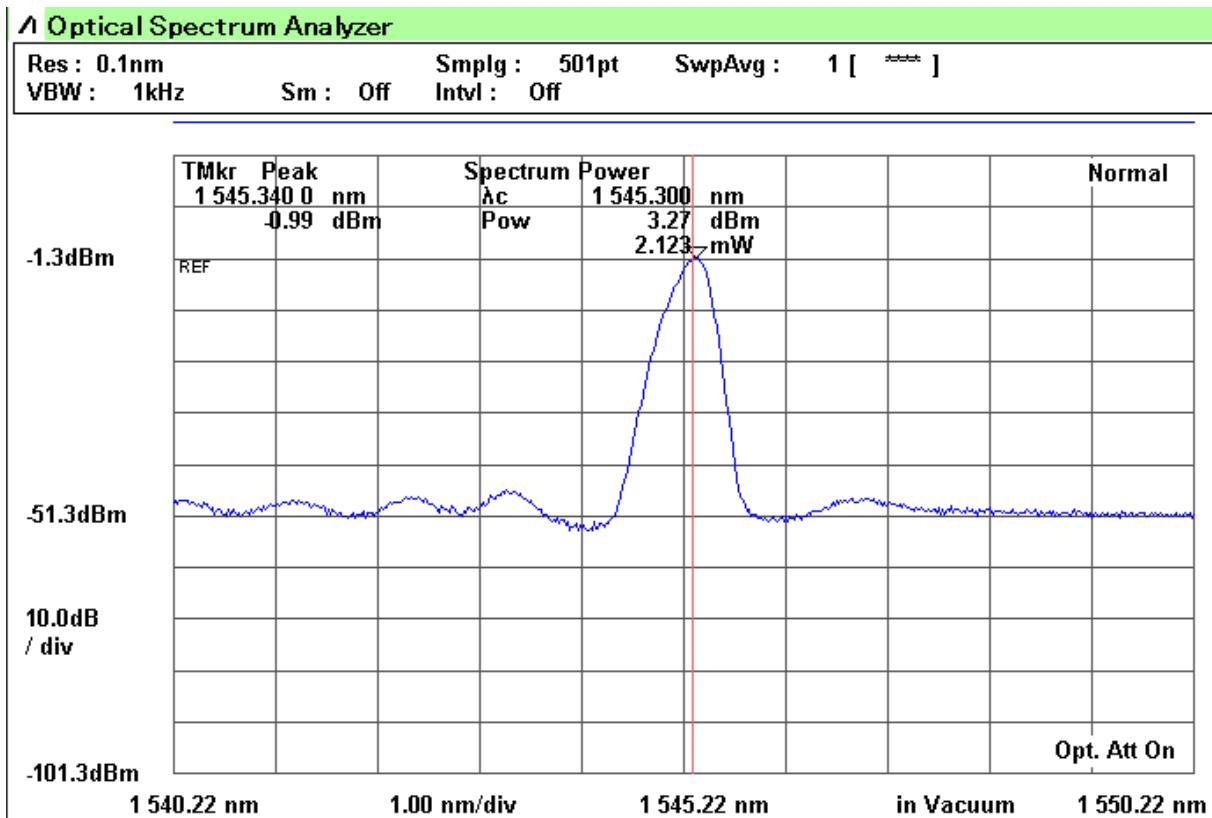


Figura 65 – Levantamento do feixe de luz do laser no analisador de espectro óptico.

O princípio de funcionamento do *driver* que alimenta o *laser* consiste em uma fonte de corrente microprocessada que converte sinais PWM em sinais de corrente contínua lisa, para que não insira modulações na fonte óptica funcionando como CW. O circuito realiza a leitura das variáveis corrente do *laser*  $I_L$ , corrente da pastilha Peltier  $I_P$  junto com leituras da potência óptica vinda do fotodetector interno  $P_0$  e temperatura interna  $T_h$  a partir do termistor. Ao injetar corrente no *laser* sua temperatura aumenta rapidamente e um algoritmo realiza um controle PID injetando uma corrente na pastilha Peltier normalizando a temperatura. Foi observado que ao aumentar a corrente  $I_L$ , o comprimento de onda varia de forma não linear, porém, estável quando não há variação de  $I_L$ . Com isso, experimentos que necessitam da variação da potência óptica requerem que o sistema funcione em um ponto de operação com uma corrente nominal  $I_L \approx 77,5 \text{ mA}$  e um atenuador óptico variável para que mantenha sempre o mesmo comprimento de onda  $\lambda_c = 1545,3 \text{ nm}$  e temperatura controlada via algoritmo de controle integrado ao sistema.

As imagens a seguir mostram a variação do comprimento de onda  $\lambda_c$  do *laser* e da potência  $P_0$  com a variação da corrente  $I_L$ .

