



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica



TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TRANSMISSÃO MULTIPORTADORAS PARA SISTEMAS ÓPTICOS
A ALTÍSSIMAS TAXAS

ALUNO: PEDRO LEONARDO FALCÃO COSTA

ORIENTADOR: JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS

Campina Grande, Paraíba
Outubro de 2012

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica

TRANSMISSÃO MULTIPORTADORAS PARA SISTEMAS ÓPTICOS
A ALTÍSSIMAS TAXAS

*Proposta de Trabalho de Conclusão de Curso apresentada ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande, em cumprimento parcial às
exigências para Obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.*

ALUNO: _____
Pedro Leonardo Falcão Costa

ORIENTADOR: _____
Professor Dr. José Ewerton Pombo de Farias

Campina Grande
Outubro de 2012

Dedico este trabalho à minha mãe,
que me deu tantas forças e sempre
me apoiou nessa longa caminhada
de graduação.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, pela minha vida e pelo dom da perseverança, que me permitiu concluir este trabalho.

Agradeço também à minha mãe, Francisca Euda, por ter se esforçado tanto para me proporcionar uma boa educação, por ter me alimentado com saúde, força e coragem, as quais que foram essenciais para superação de todas as adversidades ao longo desta caminhada.

Agradeço também a todos meus amigos, Yonatha, Daniel, Diego, Camila, Karina, Naelso, Higor, Bruno, Raphael, Vagner, Fausto e Cintya que com todo carinho e apoio, não mediram esforços para eu chegar a esta etapa da minha vida.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma, passaram pela minha vida e contribuíram para a construção de quem sou hoje.

SUMÁRIO

Agradecimentos	iii
Lista de acrônimos	1
1 Introdução	2
1.1 O espectro útil.....	2
1.2 OFDM	3
1.3 OFDM óptico.....	3
1.4 Objetivos	6
1.5 Metodologia.....	7
2 Princípios do OFDM	8
2.1 Formulação matemática e a transformada de Fourier	9
2.2 Prefixo cíclico para OFDM	11
2.3 DWDM e eficiência espectral.....	14
3 Rede óptica flexível.....	17
3.1 OFDM flexível.....	17
4 Arquitetura do sistema CO-OFDM.....	20
4.1 CO-OFDM.....	20
4.1.1 Ponto-a-Ponto CO-OFDM	21
4.1.2 tipos de conversão no CO-OFDM	23
4.1.3 modulador óptico I/Q para conversão linear	25
4.1.4 Conversão direta na recepção CO-OFDM e supressão de ruído	26
5 Sistemas simulados e resultados	28
5.1 CO-OFDM com detecção direta monocanal	28
5.2 DWDM/CO-OFDM de 5 canais	29
5.3 Implementando no simulador	30
5.3.1 Geração DWDM.....	30
5.3.2 Geração OFDM	31
5.3.3 Blocos do domínio óptico	32
5.3.4 Recepção e análise	32
5.4 Resultados das simulações	33
6 Conclusões	36
7 Referências Bibliográficas	37

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - OFDM adaptativo e/ou flexível	4
Figura 2 - Ilustração simples de dispersão cromática	5
Figura 3 - Diagrama conceitual de SDOT	6
Figura 4 – Sinc(f)	8
Figura 5 - sobreposição espectral com ortogonalidade	8
Figura 6 - (a) FDM, (b) OFDM	9
Figura 7 – correlator genérico.....	10
Figura 8 - Sinais OFDM (a) sem prefixo cíclico no transmissor, (b) sem prefixo cíclico no receptor, (c) com prefixo cíclico no transmissor, e (d) com prefixo cíclico no receptor.	13
Figura 9 - Sinal completo no domínio do tempo para um símbolo OFDM	14
Figura 10 – Diagrama conceitual do sistema DWDM.....	14
Figura 11 – Canal OFDM ampliado do espectro DWDM	16
Figura 12 - Modulador/demodulador I/Q na conversão de um sinal de valor complexo c para sinal de valor real z	16
Figura 13 - Sistema OFDM flexível com taxa de transmissão em função do número de subportadoras.....	18
Figura 14 - Nível de modulação em função da distância de transmissão.	18
Figura 15 - Operação de roteamento de um sistema OFDM flexível.	19
Figura 16 - Alocação espectral de um sistema OFDM flexível.....	19
Figura 17 - Diagrama conceitual de um sistema CO-OFDM.....	21
Figura 18 - Diagramas conceituais para dois modos de conversão.	24
Figura 19 - Diagrama conceitual de um detector coerente CO-OFDM.....	26
Figura 20 - Diagrama do sistema CO-OFDM simulado de detecção direta.....	28
Figura 21 - Sistema CO-OFDM com 5 canais DWDM.....	29
Figura 22 - DWDM/CO-OFDM simulado no VPItransmissionMaker.....	31
Figura 23 - comparativo da constelação recebida para 20 km e 80 km de fibra respectivamente para o primeiro sistema.	33
Figura 24 - Espectro óptico dos 5 canais DWDM	34
Figura 25– Comparativo entre as constelações recebidas pelo segundo sistema, com e sem processamento pelo DSP para 200 km e 1600 km de fibra respectivamente.	34

LISTA DE ACRÔNIMOS

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ROADM – Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexers

WLAN – Wireless Local Area Network

CO-OFDM – Coherent Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

DSL – Digital subscriber Loop

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

LTE – Long-Term Evolution

RF – Radio Frequency

PAPR – Peak-to-Average Power Ratio

EDFA – Erbium-Doped Fiber Amplifier

PMD – Polarization Mode Dispersion

SDOT – Software-Defined Optical Transmission

DSP – Digital Signal Processor

DWDM – Dense Wavelength DIvision Multiplexing

IFFT – Inverse Fast Fourier Transformation

FFT – Fast Fourier Transformation

ISI – Inter-Symbol Interference

ICI – Inter-Carrier Interference

DFT – Discrete Fourier Transform

QoT – Quality of Transmission

BV OXC – Bandwidth Variable Optical Corss-Connects

MZM – Mach-Zehnder Modulator

ASN – Amplified Spontaneous Noise

RIN – Relative Intensity Noise

BER – Bit Error Rate

1 INTRODUÇÃO

O avanço tecnológico experimentado pelas redes de computadores tem exigido dos sistemas de telecomunicações a capacidade de atender aos constantes aumentos das taxas de transmissão para os diversos sistemas de informação. Nesse quadro, as redes ópticas se apresentam como a alternativa tecnológica mais viável e assim, as fibras ópticas já tomaram lugar dos cabos de cobre em todos os segmentos, exceto os de acesso da infraestrutura das redes de telecomunicações e aumentaram potencialmente a capacidade e a confiabilidade dos sistemas de comunicação existentes.

Existem duas tendências que são cada vez mais evidentes nas redes ópticas de hoje: (i) a taxa de transmissão por canal aumenta rapidamente e já é praticamente uma realidade comercial a taxa de 100 Gb/s como padrão, e (ii) as redes dinamicamente reconfiguráveis, que hoje são realizáveis graças à implantação de ROADMs (*Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexers*) [1]. O OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) óptico, que será a técnica de comunicação estudada neste trabalho, surge como uma ótima alternativa para atender essas tendências entre outros problemas e desafios que serão discutidos e detalhados posteriormente.

1.1 O ESPECTRO ÚTIL

Pode-se dividir o espectro eletromagnético útil em duas grandes janelas que são largamente utilizadas nas comunicações modernas. A primeira delas, conhecida por começar em ondas longas de rádio até as ondas milimétricas, opera na faixa de 100 kHz até 300 GHz aproximadamente. A segunda janela opera na região de infravermelho desde 30 THz até 300 THz. A primeira janela é o suporte para as aplicações utilizadas normalmente todos os dias, incluem rádio e televisão, *wireless local area networks* (WLANs) e telefonia celular entre outras menos comuns. Normalmente, a taxa de transmissão para esta faixa é abaixo dos Gb/s. Por outro lado, a segunda janela opera com enorme largura de faixa, os sistemas ópticos podem prover capacidades de dezenas de Tb/s. De fato, sistemas de comunicações ópticos, em particular sistemas de fibra óptica, tornaram-se indispensáveis como suporte a infraestruturas de informação modernas. A nível mundial, os usuários querem que a fibra chegue cada vez mais perto das suas casas. O tráfego da internet aumenta espantosamente

cerca de 75% por ano, isto certamente pressiona o estudo e desenvolvimento de infraestruturas de comunicação cada vez mais rápidas e robustas [2].

As técnicas de modulação digitais, genericamente, podem ser classificadas em duas categorias. A primeira por modulação monoportadora, em que os dados são transmitidos por uma principal e única portadora. Este é formato de modulação "convencional" que é empregado em comunicações ópticas por mais de três décadas. A modulação monoportadora passou por um crescimento muito grande nos últimos anos e muitas variantes foram exploradas até as detecções coerentes.

A segunda categoria é a técnica de multiportadora, em que os dados são transmitidos por várias subportadoras de espaçamento muito próximo chegando à sobreposição espectral.

1.2 OFDM

O OFDM é a classe especial de sistemas multiportadoras que vem ganhando bastante atenção da comunidade de comunicações ópticas, especialmente pelas propostas de transmissão *long-haul* com detecção coerente.

Experimentos de transmissão *coherent optical* OFDM (CO-OFDM) em taxas de 100 Gb/s tem sido realizados por vários grupos de cientistas no mundo e colocam o CO-OFDM na corrida para próxima geração de *ethernet transport*.

O OFDM emergiu como técnica líder do domínio da radiofrequência ou RF e tem evoluído rapidamente neste campo. Esta técnica é dominante em quase todos os principais padrões de comunicações, incluindo WLAN (*wireless Local Area Network*) (IEEE 802.11 a/g, também conhecido por Wi-Fi), padrões de áudio e vídeo digitais (DAV/DAB) e *digital subscriber loop* (DSL). Outro dado importante é que dois padrões que competem na quarta geração de redes móveis, são eles *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX, ou IEEE 802.16) e *Long-Term Evolution* (LTE), ambos adotaram OFDM como técnica de transmissão.

1.3 OFDM ÓPTICO

Embora o desenvolvimento do OFDM óptico tenha sido bastante recente, ela herda a controvérsia que a comunidade *wireless* debateu por mais de uma década sobre a supremacia da monoportadora ou multiportadora. É conhecido que o OFDM necessita de menos esforço

computacional devido a utilização da transformada rápida de Fourier (diretamente e inversamente), mas transmissões monoportadoras podem também chegar nesse mesmo patamar de simplicidade com outras técnicas como o prefixo cíclico em transmissão bloqueada. A vantagem mais relevante do uso de OFDM óptico está relacionada à três características que são pertinentes a modulação de multiportadoras:

- Primeiro, relacionado à capacidade de particionamento no espectro útil e/ou viável (Figura 1), devido à independência de suas subportadoras e por possibilitarem sobreposição espectral sem danos relativos à recuperação da informação. Esta característica fornece enorme flexibilidade e eficiência espectral aos sistemas de comunicação.

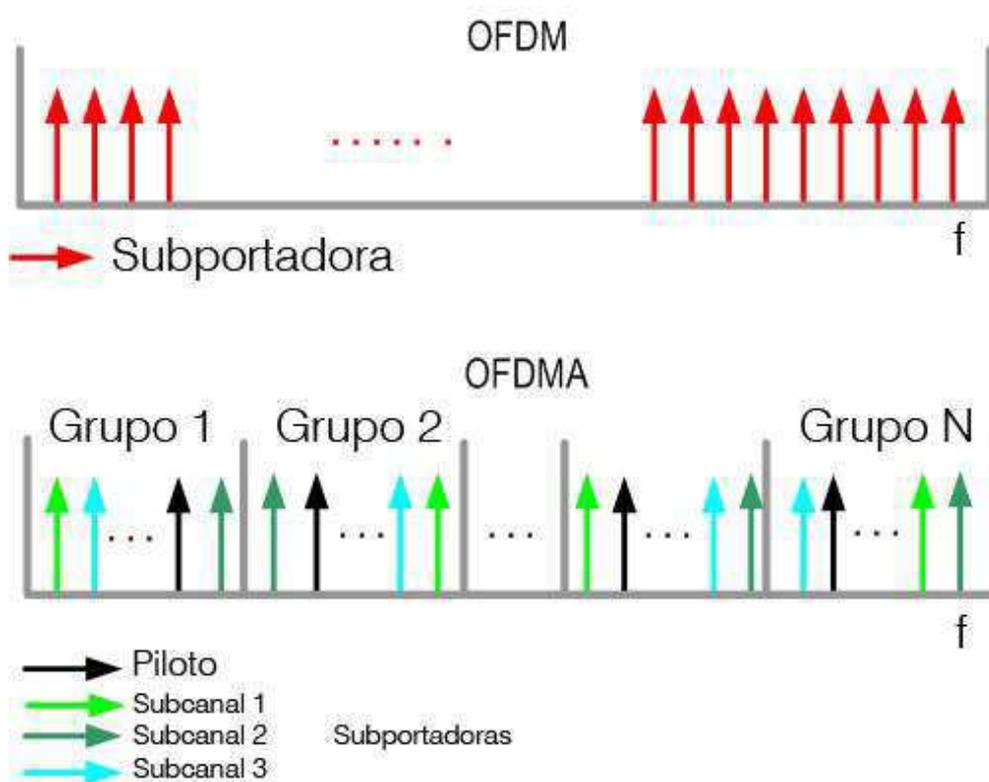


Figura 1 - OFDM adaptativo e/ou flexível

- Segunda característica é a adaptação de subportadoras piloto simultaneamente com os suportes de dados. Isto permite uma forma rápida e conveniente de estimar fase e amplitude do sinal.

- Terceiro é que se utilizar conversão direta, a exigência de largura de banda elétrica pode ser bastante reduzida para o transceptor CO-OFDM, e isso é extremamente atraente para projetos de circuitos de alta velocidade onde a largura de banda elétrica praticamente dita o custo.

O OFDM óptico possui semelhanças e diferenças comparados com RF. O óptico sofre principalmente por dois problemas bastante conhecidos, alto *peak-to-average power ratio* (PAPR) e sensibilidade à ruído de fase/frequência. Além disso, canais ópticos possuem seus próprios problemas, a não-linearidade de canal e dispersão cromática (Figura 2) que são problemas complexos e inexistentes nos sistemas RF [3].

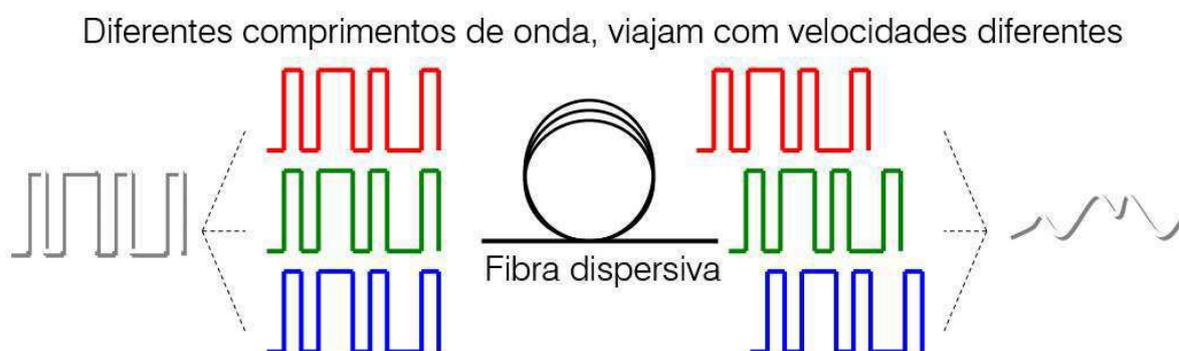


Figura 2 - Ilustração simples de dispersão cromática

Nos sistemas RF a não-linearidade ocorre no amplificador de potência, onde não pode ser utilizado um filtro passa-faixa para cortar o que excede a banda. No entanto, sistemas OFDM ópticos utilizam EDFA (*Erbium-doped Fiber Amplifier*) que é o amplificador óptico mais predominante e perfeitamente linear independentemente do nível de saturação, geralmente é acompanhado de multiplexadores com filtros passa-faixa podendo cortar o excedente de banda.

O-OFDM foi proposto primeiramente para combater dispersão cromática, logo foi estendido para combate à diversidade de detecção de polarização e tem se mostrado resistente a PMD (*Polarization Mode Dispersion*). O primeiro experimento de transmissão utilizando O-OFDM foi para 1000 km com taxa de 8 Gb/s [4]. Hoje os experimentos são na ordem de centenas de gigabits por segundo e dezenas de milhares de quilômetros.

É importante ressaltar que a ascensão de um conceito ou técnica ao status de tecnologia provada está normalmente associada ao aprimoramento de outras, fato que acontece com o OFDM. Por exemplo, o uso de transmissão óptica definida por *software* (SDOT) (Figura 3) possibilita novas funcionalidades que contribuem para mitigação da dispersão cromática, estimação de parâmetros do canal, estimação de fase de portadora, monitoração de desempenho óptico, uso de taxas de transmissão variáveis e a escolha de diferentes formatos de modulação. Tais funcionalidades podem ser implementadas através de *software* em conjunto com DSPs (processadores digitais de sinais).

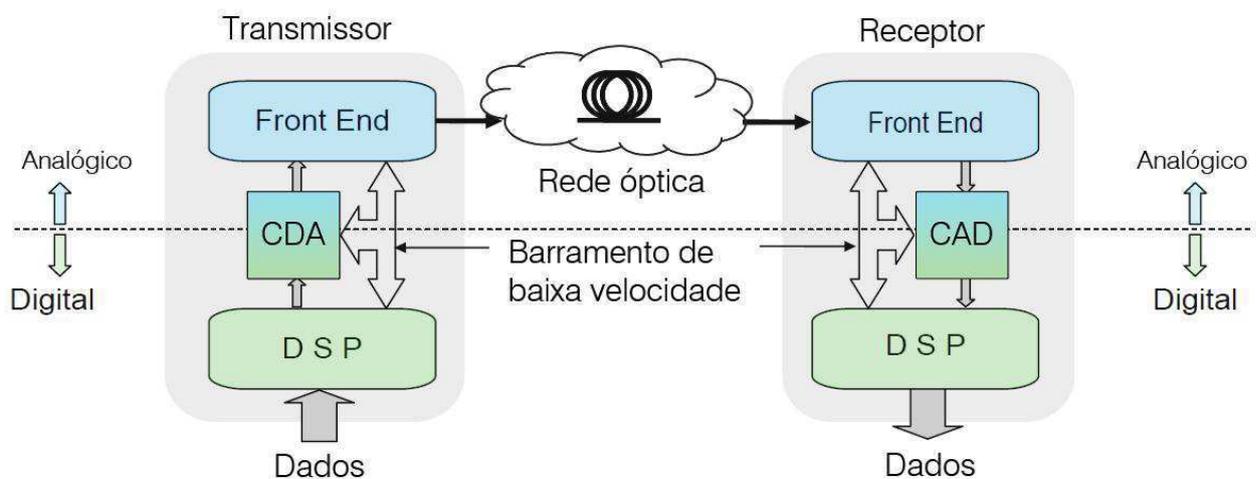


Figura 3 - Diagrama conceitual de SDOT

1.4 OBJETIVOS

Esse trabalho tem o objetivo de obter resultados de simulações de enlaces ópticos de altíssimas taxas utilizando a técnica de OFDM óptico em conjunto com DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) para algumas simulações. Dos resultados das simulações serão extraídas informações que provam a eficiência dos sistemas e mostram seus limites de transmissão.

Antes de apresentar os sistemas simulados e suas características funcionais, os capítulos intermediários têm com objetivo expor a teoria necessária para compreensão da técnica de transmissão e sua fundamentação matemática.

1.5 METODOLOGIA

Antes de implementar a técnica de transmissão estudada neste trabalho, foi feito um estudo de embasamento teórico bastante reforçado baseado em trabalhos de pesquisadores especialistas e buscando sempre informação mais atualizada possível. Foram feitos um total de cinco seminários sobre transmissão óptica e suas particularidades. Estes seminários foram abertos ao público, analisados e aprovados pelo professor orientador.

Todas as simulações são feitas na plataforma VPItransmissionMaker 8.6. É um software muito poderoso capaz de simular praticamente todos os tipos de sistemas ópticos que existem. Dois sistemas baseados em CO-OFDM são implementados para simulação. O primeiro utiliza puramente a técnica OFDM sem deslocamento de espectro, apenas um canal e sem DSP na recepção. O segundo sistema utiliza DWDM de cinco canais, cada canal sendo um subsistema OFDM independente e com DSP na recepção. Para ambos os sistemas são comprovadas a ocupação teórica de banda, eficiência espectral, capacidade de recuperação de informação com utilização de DSP e limites físicos de comprimento de fibra em que o sinal possa ser recuperado com fidelidade ao sinal da fonte.

2 PRINCÍPIOS DO OFDM

A Figura 4 exemplifica o espectro de uma subportadora. Este pulso é resultado da transformada de Fourier da seguinte função definida no tempo:

$$\prod(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (1)$$

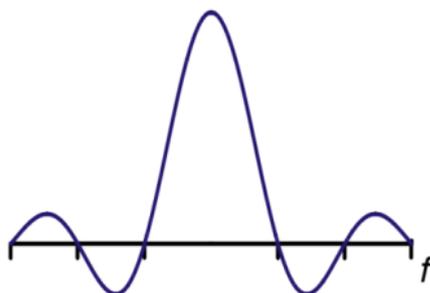


Figura 4 – Sinc(f)

A eficiência espectral é obtida quando a disposição espectral das subportadoras é feita de tal forma que cada uma delas seja alocada cuidadosamente em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais conforme ilustra a Figura 5.

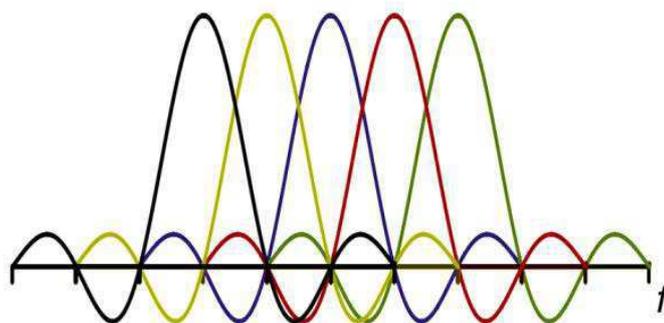


Figura 5 - sobreposição espectral com ortogonalidade

Embora exista sobreposição espectral de subportadoras moduladas, a informação poderá ser recuperada através de um dispositivo correlator adequado. É possível demonstrar que com sincronização de relógio bem precisa, a saída deste correlator terá somente a informação da subportadora desejada e as projeções das demais são nulas, em outras palavras, existe ortogonalidade dos sinais (Figura 5). Observando a comparação de um

espectro FDM e um OFDM (Figura 6), podemos constatar economia de banda de aproximadamente 50% [3].

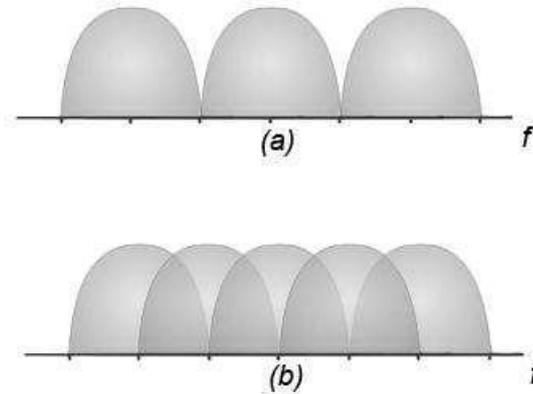


Figura 6 - (a) FDM, (b) OFDM

2.1 FORMULAÇÃO MATEMÁTICA E A TRANSFORMADA DE FOURIER

A formulação matemática para o sinal transmitido e recuperado é mostrada a seguir:

O sinal OFDM no tempo é dado genericamente por [3]:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sb}} c_{ki} s_{ki}(t - iT_s) \quad (2)$$

onde: c_{ki} é o i -ésimo símbolo de informação da k -ésima subportadora, N_{sb} é o número de subportadoras. T_s é o tempo de símbolo. $s_k(t)$ é a forma de onda da k -ésima subportadora, definido como:

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (3)$$

A figura 7 mostra o esquema da geração até o correlator genérico.

A ortogonalidade pode ser verificada segundo o produto interno entre duas subportadoras quaisquer dadas por:

$$\langle s_k, s_l \rangle \equiv \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = e^{(j\pi(f_k - f_l)T_s)} \cdot \frac{\text{sen}(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (4)$$

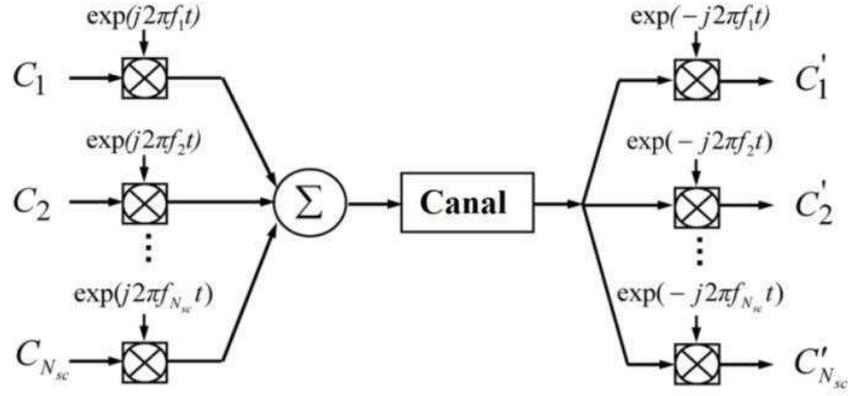


Figura 7 – correlador genérico

Então podemos ver que $\langle s_k, s_l \rangle = 1$ somente quando $k = l$ e $\langle s_k, s_l \rangle = 0$ para qualquer $k \neq l$. Seguindo a condição que $f_k - f_l = m \frac{1}{T_s}$, obteremos ortogonalidade com as frequências espaçadas com múltiplos do inverso do tempo de símbolo, onde m representa a m -ésima amostra de $s(t)$. Assumindo que $s(t)$ é amostrado em cada intervalo de T_s/N_{sb} e temporariamente omitindo o índice ‘i’ em (2) para focar a atenção no símbolo OFDM temos:

$$s_m = \sum_{k=1}^{N_{sb}} c_k s_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N_{sb}}} \quad (5)$$

Na condição de ortogonalidade que $f_k = \frac{k-1}{T_s}$ temos que:

$$s_m = \sum_{k=1}^{N_{sb}} c_k s_k e^{j2\pi \frac{(k-1)(m-1)}{N_{sb}}} = F^{-1}\{c_k\} \quad (6)$$

Esta equação é a transformada inversa de Fourier com $m \in [1, N_{sb}]$. Para recuperação do sinal conseqüentemente temos a transformada de Fourier direta

$$c'_k = F\{r_m\} \quad (7)$$

onde c'_k é o símbolo de informação recuperado e r_m o sinal recebido. Observando as duas últimas equações, podemos concluir que esta técnica necessita de implementação de transformada direta e inversa de Fourier que é executada de maneira muito eficiente por algoritmos de IFFT e FFT que reduz o número de multiplicações complexas para uma escala quase linear com o número de subportadoras.

2.2 PREFIXO CÍCLICO PARA OFDM

Foi comentado no capítulo anterior algumas desvantagens e problemas que o sinal OFDM sofre ao longo do canal. Uma técnica bastante efetiva para correção de problemas é a inserção de um prefixo cíclico no sinal, que foi proposta para resolver os problemas ISI (*Inter-Symbol Interference*) e ICI (*Inter-Carrier Interference*).

Consideremos dois símbolos consecutivos OFDM que são submetidos a um canal de dispersão com um atraso de propagação t_d . Por simplicidade, cada símbolo OFDM inclui apenas duas subportadoras, representadas respectivamente por "subportadora rápida" e "subportadora lenta". A Figura 8a mostra que dentro de cada símbolo OFDM, as duas subportadoras na transmissão. A figura 8b mostra os mesmos sinais OFDM Após a recepção, em que a subportadora lenta é atrasada por t_d contra a subportadora rápida. Nós selecionamos uma janela DFT (*Discrete Fourier Transform*) contendo um símbolo OFDM completo para a subportadora rápida. É evidente que devido à dispersão de canal, a subportadora lenta cruzou limite o símbolo levando a interferência com o símbolo OFDM vizinho, ou ISI assim chamada. Além disso, porque a forma de onda OFDM na janela DFT para a subportadora lenta é incompleta, a condição crítica de ortogonalidade para as subportadoras (Eq. 4) é perdida, resultando em uma ICI.

A Figura 8c mostra a inserção de um prefixo cíclico por extensão cíclica da forma de onda OFDM no intervalo de guarda, ΔG . Como mostrado na Figura 8c, a forma de onda no intervalo de guarda é essencialmente uma cópia idêntica do que na janela de DFT, com o tempo que passou para frente por t_s . A Figura 8d mostra o sinal OFDM com o intervalo de guarda na recepção. Vamos supor que os sinais percorreram o mesmo canal dispersivo, e a mesma janela DFT é selecionada contendo um símbolo OFDM completo para a forma de onda da subportadora rápida. Pode ser visto a partir da Figura 8d que um símbolo de OFDM completo para a subportadora lenta é também mantido na janela DFT porque uma porção do prefixo cíclico se moveu para a janela DFT para substituir a parte idêntica que se deslocou para fora. Como tal, o símbolo OFDM para a subportadora lenta é uma cópia quase idêntica da forma de onda transmitida com um deslocamento de fase adicional. Esta mudança de fase é tratada através de estimação de canal e será subsequentemente removido para uma decisão de símbolo. Agora chegamos à condição importante para OFDM livre de ISI e ICI, dada por $t_d < \Delta G$.

Pode ser visto que, para recuperar o símbolo de informação OFDM adequadamente, existem dois procedimentos críticos que precisam de ser realizadas: (i) seleção de uma janela de DFT apropriada e (ii) estimativa do desvio de fase para cada subportadora, chamado estimativa de canal ou recuperação de subportadora. Ambos os procedimentos de processamento de sinal são realizados por DSPs.

Uma forma elegante para descrever o prefixo cíclico é manter o mesmo formato da Equação (2) e estender a forma de pulso da (Eq. 3) para o formato com intervalo de guarda dado por

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (-\Delta G < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq -\Delta G, t > T_s) \end{cases} \quad (8)$$

O símbolo OFDM correspondente no domínio do tempo é ilustrado na Figura 9, que mostra um símbolo OFDM completo composto por um período de observação e um prefixo cíclico. A forma de onda com o período de observação será usada para recuperação da informação dos símbolos no domínio da frequência.

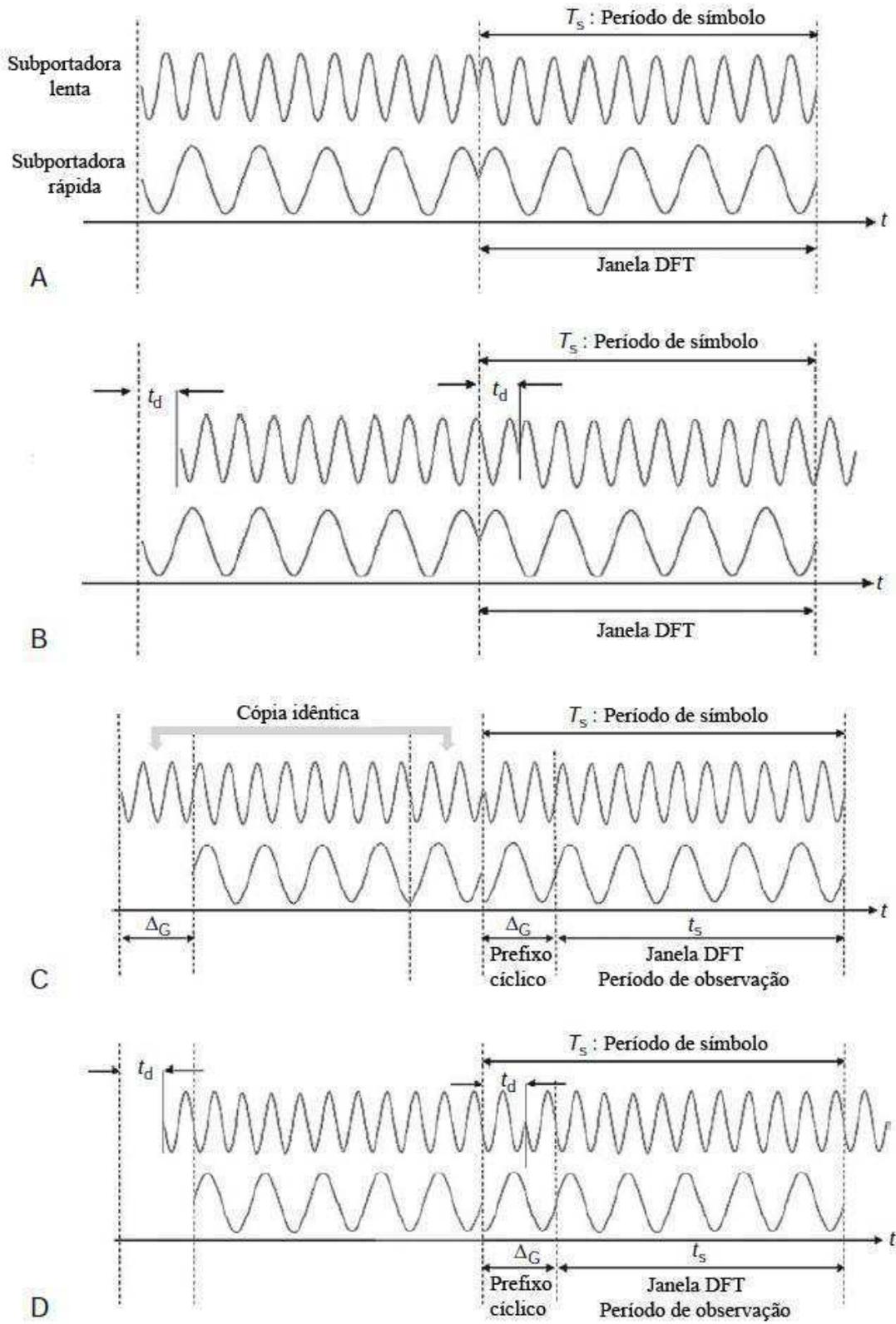


Figura 8 - Sinais OFDM (a) sem prefixo cíclico no transmissor, (b) sem prefixo cíclico no receptor, (c) com prefixo cíclico no transmissor, e (d) com prefixo cíclico no receptor.

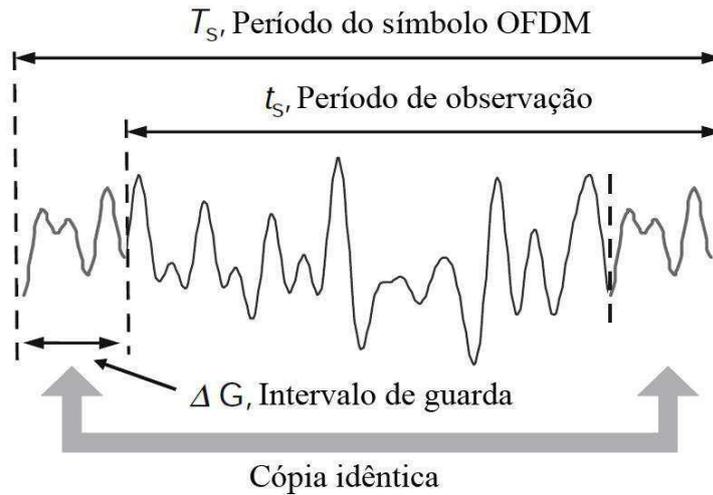


Figura 9 - Sinal completo no domínio do tempo para um símbolo OFDM

2.3 DWDM E EFICIÊNCIA ESPECTRAL

No canal de fibra óptica, temos uma largura de faixa muito ampla em que podemos trabalhar a transmissão de informação. O sistema principal proposto neste trabalho consiste em utilizar transmissão OFDM em cada canal de um sistema DWDM óptico. Utilizando transmissão coerente (16-QAM), grande eficiência espectral e altíssimas taxas agregadas são obtidas.

A Figura 10 ilustra um sistema DWDM onde cada canal transporta um sinal independente. A saída do MUX DWDM é acoplada a uma fibra óptica. A depender da distância entre MUX e DEMUX, estágios de amplificação óptica (p.ex., um *booster* e outro(s) *inline*) poderão ser utilizados.

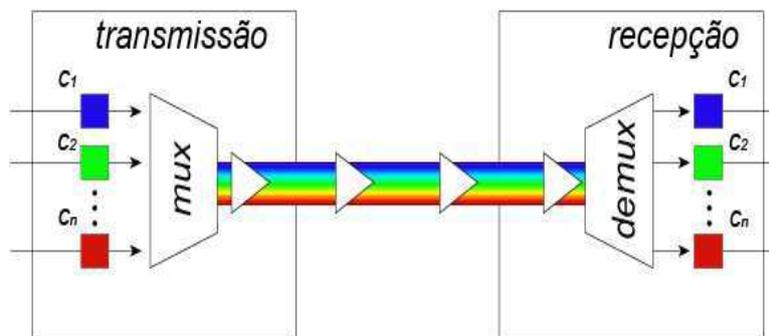


Figura 10 – Diagrama conceitual do sistema DWDM

Realizando a associação dessas duas técnicas propostas, temos que saber qual a banda que o sinal OFDM irá ocupar no espectro para poder então espaçar os canais DWDM apropriadamente no sentido de não haver sobreposição de canais.

Em sistemas OFDM coerentes, N_{sb} subportadoras são transmitidas em cada período T_s de símbolo OFDM, então a taxa total R é dada por:

$$R = \frac{N_{sb}}{T_s} \quad (9)$$

A largura de banda ocupada por cada canal OFDM é dada por:

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_s} + \frac{N_{sb} - 1}{t_s} \quad (10)$$

onde t_s é o tempo de observação, se assumirmos um grande número de subportadoras utilizadas, a eficiência espectral η pode ser aproximada por:

$$\eta = 2 \frac{R}{B_{OFDM}} = 2\alpha, \quad \alpha = \frac{t_s}{T_s} \quad (11)$$

O fator 2 é devido as duas polarizações na fibra, utilizando α aproximadamente 8/9 [7] obtemos eficiência η em torno de 7,0 bit/s/Hz para 16-QAM ($\eta = 2*8/9*4$). A figura 6 exemplifica o espectro do sistema DWDM com OFDM por canal.

Na recuperação do sinal, antes do correlator, é posto um filtro na frequência central do canal a ser demodulado.

Logo no início e também no fim do processamento digital do sinal OFDM este é representado na forma de um valor complexo, mas durante a transmissão o sinal OFDM se torna um sinal de valor real. Matematicamente essa transformação envolve um multiplicador complexo (*Mixer*) ou modulador/demodulador IQ, onde a conversão pode ser expressa por

$$S_E(t) = Re\{S(t)e^{j2\pi f_E t}\} = Re\{S(t)\} \cdot \cos(j2\pi f_E t) - Im\{S(t)\} \cdot \sen(j2\pi f_E t) \quad (12)$$

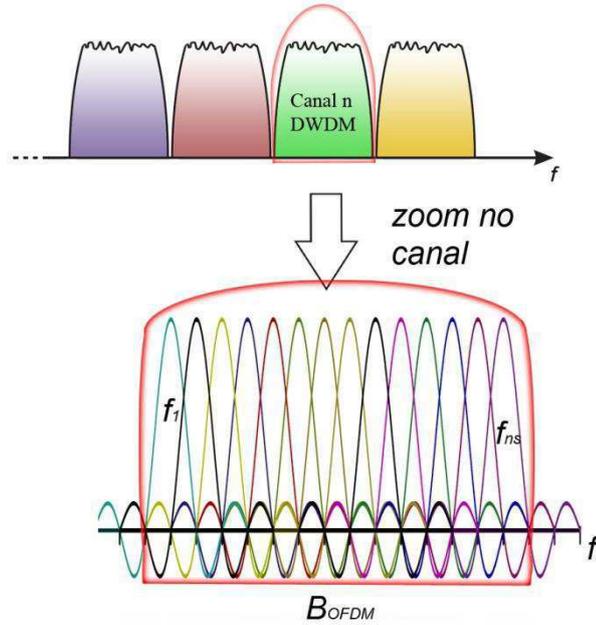


Figura 11 – Canal OFDM ampliado do espectro DWDM

onde $S_E(t)$ é o sinal de valor real na frequência central f_E , $S(t)$ é o sinal com valor complexo e Re e Im são as partes real e imaginária respectivamente. Tradicionalmente o modulador IQ é constituído por multiplicadores e defasadores de 90° como podemos observar na Figura 12.

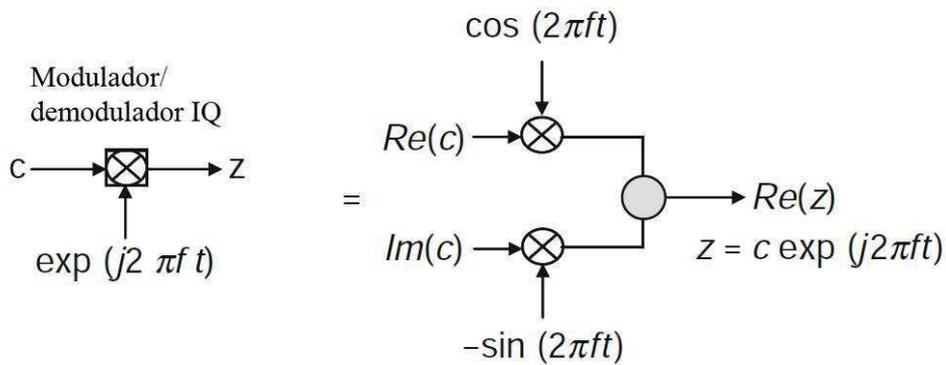


Figura 12 - Modulador/demodulador I/Q na conversão de um sinal de valor complexo c para sinal de valor real z.

3 REDE ÓPTICA FLEXÍVEL

O crescimento contínuo do tráfego IP em combinação com aplicações emergentes de alta taxa de transmissão, como vídeo de alta definição por demanda, TV de alta definição, *cloud computing*, entre outras, requerem infraestrutura de rede ótimo custo-benefício e escaláveis. Para atender as necessidades crescentes de capacidade, recentes inovações, principalmente em técnicas de modulação e equalização digitais no domínio elétrico, tem permitido alcançarmos 40 ou até 100 Gbps com melhorias em alcance em tradicionais redes fixas DWDM.

Embora comprimentos de onda roteados DWDM ofereçam vantagens já bem conhecidas, esta técnica sozinha ainda apresenta desvantagem devido à granularidade. Atualmente, sistemas WDM exigem alocação completa de um determinado canal, mesmo quando o tráfego entre os nós ativos não preenchem sua total capacidade. Granularidade a nível de comprimento de onda é um problema cujo a expectativa é ainda piorar mais com aumento da implantação das redes de altas capacidades de transmissão, ou seja, os 100 Gbps mencionados.

Levando em conta este problema muito importante, para atender o ótimo custo-benefício e escalabilidade, é necessário implantar um sistema que torne a rede óptica flexível, ou seja, adaptável à demanda e com granularidade o mais reduzida possível. O OFDM é uma excelente alternativa para este tipo de sistema, pois distribui a informação em várias subportadoras de baixa taxa de transmissão como discutido no capítulo anterior, as subportadoras dão a liberdade de alocação elástica, dependendo do que o sistema precisa no momento. Este é outro fator que engrandece a ideia de eficiência espectral no OFDM.

3.1 OFDM FLEXÍVEL

Nessa seção são apresentados, de maneira breve, os elementos básicos de uma rede óptica OFDM elástica. Em adição às vantagens da distribuição para baixas taxas de transmissão pelas subportadoras e detecção coerente que será posteriormente discutida no próximo capítulo, é importante lembrar que OFDM trás um benefício único que é a sobreposição espectral. Na Figura 13 temos um exemplo de um sistema elástico que governa a taxa de transmissão total em função da alocação de subportadoras, considerando taxa e modulação fixa por subportadora OFDM.

Outro grau de flexibilidade em um sistema OFDM está relacionado ao sinal poder ser gerado tanto no domínio óptico quanto elétrico. Em ambos os casos, principalmente no domínio elétrico que se utiliza de DSPs, podemos utilizar a infraestrutura física existente e praticamente não interferir no *hardware* de processamento local, apenas é realizada uma

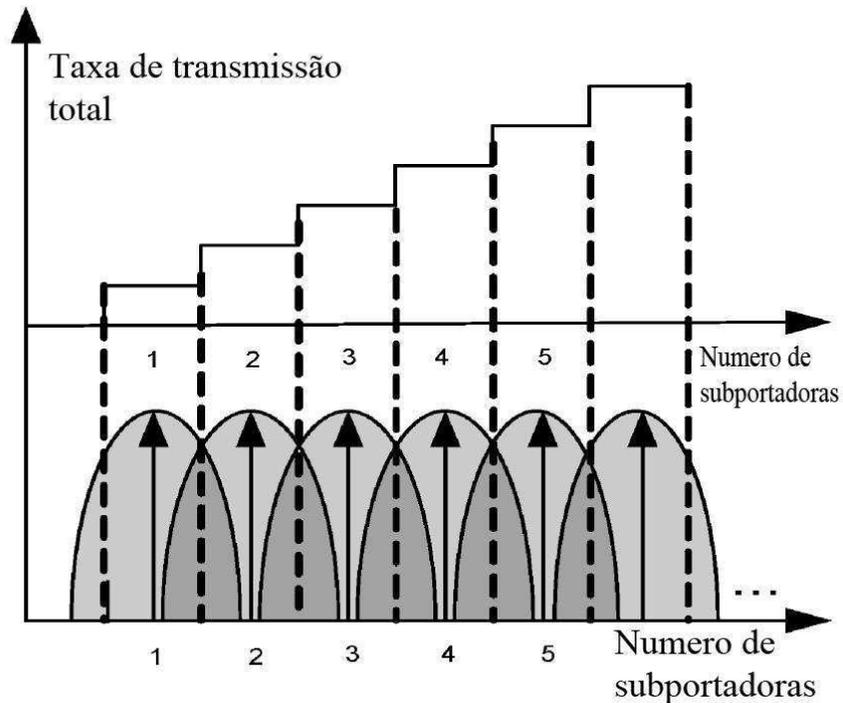


Figura 13 - Sistema OFDM flexível com taxa de transmissão em função do número de subportadoras

atualização. Em contraste com redes tradicionais WDM, podemos utilizar o mesmo modulador I/Q para diferentes modulações por subportadora. A escolha do nível de modulação é relativo à QoT (*quality of transmission*) ou qualidade de transmissão. Uma suposição comum em OFDM é que a distância de transmissão óptica é governada pelo fator de QoT, então dado um determinado comprimento de enlace óptico, podemos ver qual nível de modulação podemos utilizar (Figura 14). Podemos observar que quanto mais curto é o enlace, maior é o nível de modulação que podemos utilizar sem desrespeitar o QoT.

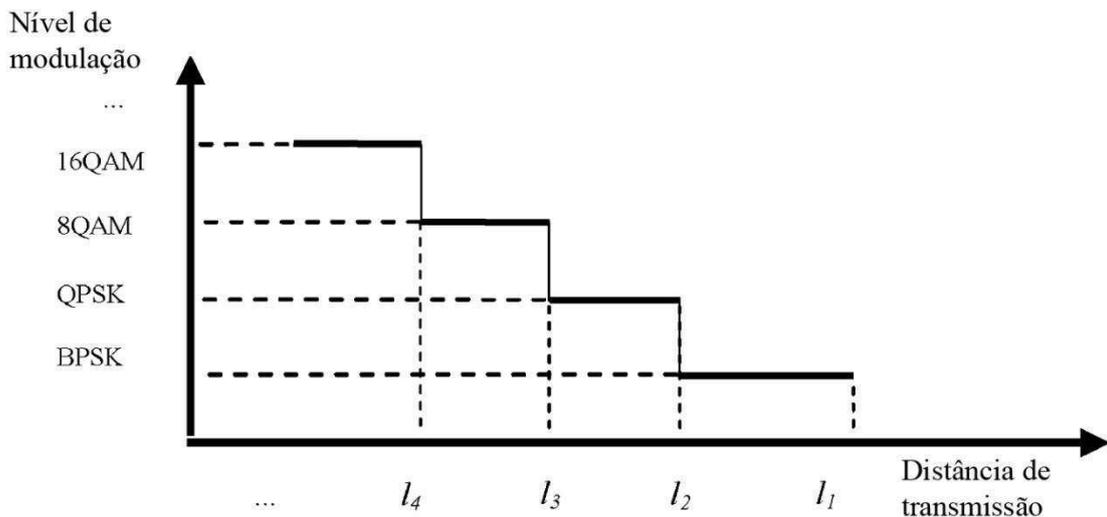


Figura 14 - Nível de modulação em função da distância de transmissão.

Baseado no que foi dito, podemos atribuir dois graus principais de flexibilidade, (i) utilização espectral e (ii) formato de modulação. Uma vez que são determinadas quais características desses dois graus serão utilizadas, os BV OXCs (*Bandwidth Variable Optical Cross-connects*) são os grandes responsáveis pela organização do espectro para administrar a flexibilidade do sistema. Para evitar efeitos de interferência, uma apropriada separação espectral é feita para diferentes caminhos de informação, são as *guardbands* que verificamos na Figura 16, poderíamos atribuir um nível de modulação diferente para cada cor de espectro nas figuras a seguir. Na Figura 15 é mostrada uma operação de roteamento de um sistema flexível OFDM.

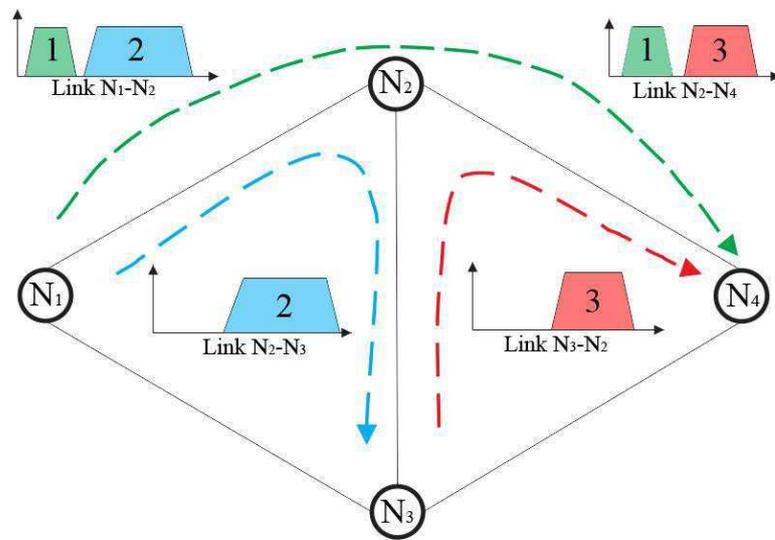


Figura 15 - Operação de roteamento de um sistema OFDM flexível.

A aplicação do OFDM não implica em anular o uso de WDM, e vice versa. Ambas as tecnologias podem coexistir numa rede. Nos segundo sistema simulado neste trabalho, iremos comprovar a coexistência OFDM/DWDM e poderemos observar o poder da união dessas duas tecnologias.

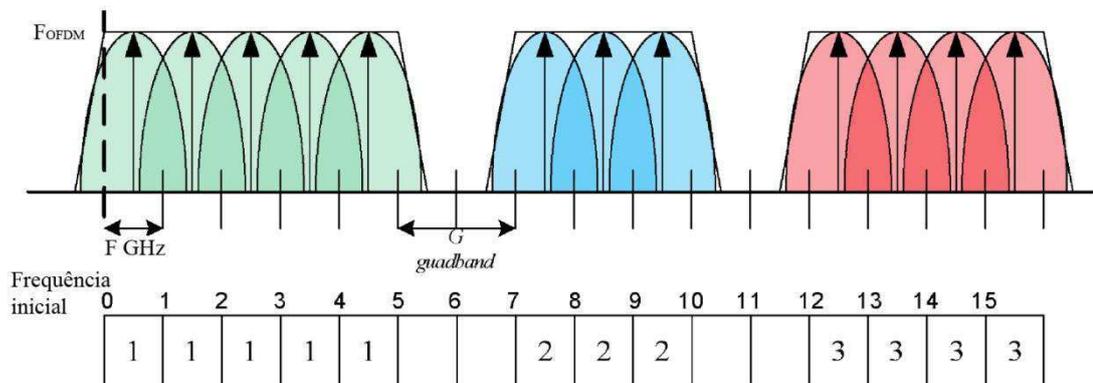


Figura 16 - Alocação espectral de um sistema OFDM flexível.

4 ARQUITETURA DO SISTEMA CO-OFDM

Um dos pontos fortes do OFDM é a sua rica variação e facilidade a uma vasta gama de aplicações. Esta rica variação resulta das intrínsecas vantagens do OFDM, incluindo robustez, facilidade da estimação e mitigação dinâmicas de canal, alta eficiência espectral e flexibilidade.

Apesar do fato que o OFDM tem sido extensivamente estudado no domínio da radio frequência (RF), é surpreendente que o primeiro relatório sobre OFDM óptico só apareceu na literatura aberta em 1996; Pan e Green [8] apresentaram uma análise de desempenho de um sistema híbrido AM/OFDM em fibra óptica. A falta de interesse sobre desenvolver OFDM óptico no passado era devido ao poder de processamento não ter atingido um ponto necessário para técnica, hoje temos circuitos integrados em um único *chip* que realiza todas as tarefas de processamento.

Podemos dividir OFDM óptico em dois grupos principais de acordo com suas técnicas de detecção, (i) detecção direta e (ii) detecção coerente que origina a sigla CO-OFDM (*coherent optical - orthogonal frequency division multiplexing*). Esta última foi escolhida para realização deste trabalho e é o foco de estudo de sua arquitetura neste capítulo, pois embora detecção direta tenha sido a técnica de comunicações ópticas durante as últimas duas décadas, progresso na prospectiva de pesquisa tem indicado inequivocamente que o futuro das comunicações ópticas é a detecção coerente.

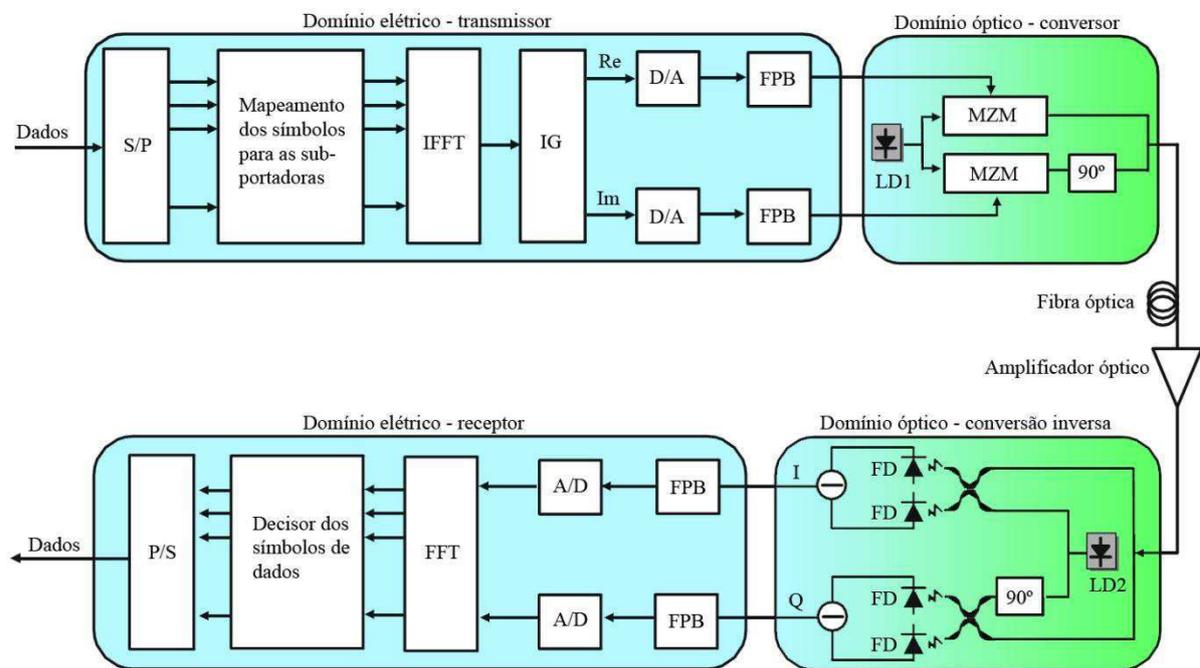
4.1 CO-OFDM

CO-OFDM representa o que há de melhor em desempenho na sensibilidade do receptor, eficiência espectral e robustez contra dispersão por polarização, mas requer a mais alta complexidade do projeto do transceptor. O princípio do CO-OFDM permanece o mesmo do que foi visto até aqui: alcançar uma alta eficiência espectral através da sobreposição de espectro das subportadoras. Nas subtópicos seguintes é descrita a arquitetura detalhada do sistema simulado neste trabalho, desde a geração do sinal, até sua recepção.

4.1.1 PONTO-A-PONTO CO-OFDM

Em geral, um modelo de transmissão OFDM descreve a evolução do sinal através do transmissor, canal de transmissão e receptor. Desta forma é apresentado o modelo do sistema CO-OFDM para podermos entender todo o caminho e processamento do sinal em cada parte específica do sistema, desde sua geração ate recepção.

Na Figura 17 está ilustrado um diagrama conceitual de um sistema CO-OFDM completo, a análise matemática do processamento do sinal partirá da expressão (3) em (2) citadas no capítulo 2.



S/P: Serial/paralelo IG: intervalo de guarda (I)FFT: (*Inverse*) *Fast Fourier Transform* D/A: Digital/Analógico
 FPB: Filtro Passa Baixas MZM: *Mach-Zehnder Modulator* FD: Fotodiodo LD: Laser Diodo

Figura 17 - Diagrama conceitual de um sistema CO-OFDM

A equação 13 a seguir é então obtida considerando agora a inserção do prefixo cíclico (intervalo de guarda) conforme foi visto na equação 9 do capítulo 2.

$$s_B(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sb}} c_{ki} \Pi(t - iT_s) e^{j2\pi f_k(t - iT_s)} \quad (13)$$

O sinal é então convertido de digital para analógico (conversor D/A) e em seguida submetido a um filtro passa baixa (FPB) como *anti-aliasing*. A Figura 13 mostra a arquitetura

de conversão direta (com relação a conversão, dois tipos básicos de arquiteturas serão discutidos posteriormente). Subsequentemente o sinal passa por um modulador óptico IQ constituído por dois moduladores Mach-Zehnder, um para cada polarização, e na saída de um deles está um defasador de 90° para os valores em quadratura. O sinal banda básica é então convertido para o domínio óptico e é dado por:

$$E(t) = e^{j(\omega_{LD1}t + \phi_{LD1})} * s_B(t) \quad (14)$$

onde ω_{LD1} e ϕ_{LD1} são respectivamente a frequência e fase do laser de transmissão. O sinal convertido $E(t)$ passa pelo meio óptico com uma resposta ao impulso $h(t)$, então o sinal óptico recebido torna-se

$$E'(t) = e^{j(\omega_{LD1}t + \phi_{LD1})} * s_B(t) \otimes h(t) \quad (15)$$

onde \otimes é o operador de convolução. O sinal $E'(t)$ é convertido novamente para o domínio elétrico pela ação do arranjo de fotodiodos, a conversão direta deste sinal pode ser expressa por

$$r(t) = e^{j(\omega_{off}t + \Delta\phi)} r_0(t), \quad r_0(t) = s_B(t) \otimes h(t) \quad (16)$$

$$\omega_{off} = \omega_{LD1} - \omega_{LD2}, \quad \Delta\phi = \phi_{LD1} - \phi_{LD2} \quad (17)$$

onde ω_{off} e $\Delta\phi$ são respectivamente o desvio de frequência e desvio de fase entre os lasers de transmissão e recepção.

No receptor (domínio elétrico) o sinal é primeiramente amostrado com auxílio do conversor analógico/digital. Então o sinal precisa passar pelos três seguintes níveis de sincronização sofisticada antes da decisão de símbolos ser realizada.

1. Sincronização FFT em que os símbolos OFDM são adequadamente delineados para evitar interferência intersimbólica.
2. Sincronização de frequência, ou seja, os desvios ω_{off} e $\Delta\phi$ são estimados, compensados e preferencialmente ajustados para um pequeno valor inicial.
3. Recuperação das subportadoras, onde cada subportadora do canal é estimada e compensada.

Assumindo conclusão bem-sucedida na duas primeiras etapas supracitadas, o sinal que passa pela janela FFT torna-se

$$r_{ki} = e^{j\phi_i} H_{ki} c_{ki} + n_{ki} \quad (18)$$

onde r_{ki} é o símbolo de informação recebido, ϕ_i é a fase do símbolo OFDM ou CPE (*Common Phase Error*), H_{ki} é a equação de função de transferência do canal no domínio da frequência e n_{ki} é o ruído aleatório. O terceiro passo de sincronização supracitado envolve estimação do CPE e da função de transferência H_{ki} . Uma vez estimados, um valor estimado para c_{ki} denominado agora por \hat{c}_{ki} é encontrado pelo método do zero-forçado por

$$\hat{c}_{ki} = \frac{H_{ki}^*}{|H_{ki}|^2} e^{-j\phi_i} r_{ki} \quad (19)$$

onde \hat{c}_{ki} é usado na decisão dos símbolos que subsequentemente é mapeado para o ponto mais próximo da constelação original relativo a sequência de bits gerada.

A breve descrição do sistema CO-OFDM até este ponto foi deixado de fora a inserção da subportadora piloto ou símbolo piloto, onde a proporção dessas subportadoras especiais são de valores conhecidos ao receptor. O propósito dessas subportadoras é auxiliar a sincronização no terceiro nível enumerado anteriormente.

4.1.2 TIPOS DE CONVERSÃO NO CO-OFDM

As cooperações entre comunicações ópticas coerentes e OFDM são duas: OFDM leva às comunicações coerentes a eficiência computacional e facilidade de estimação de fase e de canal. Comunicações coerentes trazem ao OFDM uma linearidade muito necessária nas fases de conversão eletro-óptico e óptico-elétrico. Consequente uma transformação linear é a palavra-chave para implementação do CO-OFDM.

Dois sistemas genéricos de modos de conversão estão ilustrados na Figura 14 por blocos funcionais e focadas exclusivamente nas conversões E/O e O/E, pois os outros componentes do sistema de transmissão podem ser visualizados na Figura 18.

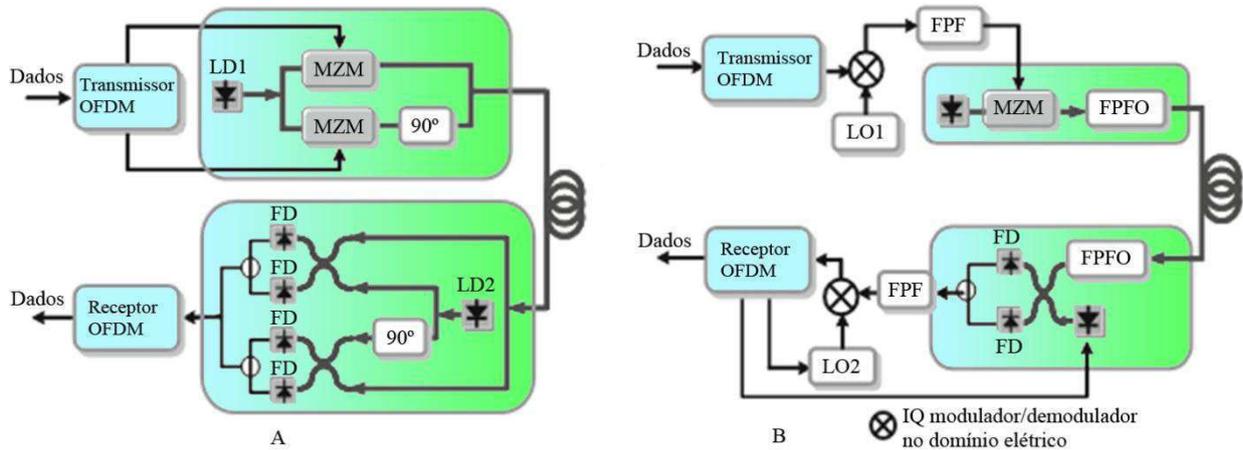


Figura 18 - Diagramas conceituais para dois modos de conversão.

Sendo um dos principais desafios para CO-OFDM, as conversões precisam ser as mais lineares possíveis. Têm sido proposto e analisado por polarização, que os moduladores de Mach-Zehnder no ponto nulo, que uma conversão óptico-elétrica pode ser conseguida. Não esquecendo das não-linearidades que o sistema pode causar ao sinal, na seção 4.1.3 será discutido a conversão na recepção e veremos que também é possível obter uma conversão linear.

A Figura 18.a e 18.b ilustram, respectivamente, os modos conversão direta e por frequência intermediária (IF) para sistemas CO-OFDM.

Na arquitetura de conversão direta (Figura 18.a), o transmissor óptico usa um modulador I/Q óptico pela combinação de dois MZMs para conversão eletro-óptica das partes real e imaginária do sinal OFDM complexo $s(t)$ da equação (2). Na conversão direta óptico-elétrica o receptor OFDM óptico utiliza dois pares de sensores balanceados e um defasador de 90° óptico para efetuar a detecção I/Q óptica. Em seguida é feito o processamento do sinal no domínio elétrico. As vantagens da arquitetura de conversão direta são (i) a eliminação da necessidade de um filtro de rejeição de imagem, tanto o transmissor quanto no receptor e (ii) redução significativa da largura de banda elétrica necessária para o transmissor e o receptor.

Na arquitetura de conversão por frequência intermediária, primeiro o sinal OFDM de banda básica é deslocado para frequência intermediária f_{LO1} no domínio elétrico e depois convertido para o domínio óptico por um único MZM. O sinal OFDM óptico na recepção é

primeiro convertido na frequência intermediária f_{LO2} e então a detecção elétrica I/Q é efetuada.

Na arquitetura CO-OFDM podemos utilizar os dois tipos de conversão ao mesmo tempo de forma intercalada, então temos na realidade quatro tipos de montagens possíveis. O termo conversão óptico-elétrica direta significa detecção homódina e o termo conversão óptico-elétrica por IF significa detecção heteródina.

4.1.3 MODULADOR ÓPTICO I/Q PARA CONVERSÃO LINEAR

Na arquitetura de conversão direta CO-OFDM (Figura 18.a), duas subportadoras complexas são aplicadas na entrada do modulador óptico I/Q, podemos exemplificá-las como $v_1 = v \cdot e^{j\omega_1 t}$ e $v_2 = v \cdot e^{j\omega_2 t}$, então o sinal óptico na saída do modulador fica

$$E(t) = A \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_I + V_{DC}}{V_\pi}\right) \cdot e^{j(\omega_{LD1}t + \phi_{LD1})} + A \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_Q + V_{DC}}{V_\pi}\right) \cdot e^{j(\omega_{LD1}t + \frac{\pi}{2} + \phi_{LD1})} \quad (20)$$

onde A é uma constante proporcional, V_I e V_Q são as partes real e imaginária do sinal piloto complexo para cada MZM e são expressas por $V_I = v \cdot (\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)$ e $V_Q = v \cdot (\sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t)$, V_{DC} é a tensão DC da curva do modulador, V_π é tensão de comutação de meia-onda. Podemos rearranjar a equação (20) pra saída do modulador sendo

$$E(t) = e^{j(\omega_{LD1}t + \phi_{LD1})} \cdot E^B(t) \quad (21)$$

$$E^B(t) = \cos\left[\frac{M}{2}(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) + \frac{\phi}{2}\right] + j \cos\left[\frac{M}{2}(\sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t) + \frac{\phi}{2}\right] \quad (22)$$

onde $M = v\pi/V_\pi$ é definido como índice de modulação, $\phi = V_{DC}\pi/V_\pi$ é o deslocamento de fase estático. Na condição ótima de tensão de polarização nula do modulador, $V_{DC} = V_\pi$ e a equação (21) expandida torna-se

$$E(t) = -\frac{AM}{2}(V_I + jV_Q) \cdot e^{j(\omega_{LD1}t + \phi_{LD1})} = -\frac{AM}{2}S(t) \cdot e^{j(\omega_{LD1}t + \phi_{LD1})} \quad (23)$$

onde $S(t) = V_I + jV_Q$ é o sinal OFDM banda básica complexo. Isto implica dizer que na saída do modulador existe apenas uma relação linear deste sinal centrado na frequência $\omega_{LD1}/2\pi$.

4.1.4 CONVERSÃO DIRETA NA RECEPÇÃO CO-OFDM E SUPRESSÃO DE RUÍDO

Na Figura 19 temos um detector coerente de seis portas com dois pares de fotodetectores. Os principais propósitos da detecção coerente são (i) recuperar linearmente os componentes I e Q do sinal de entrada, e (ii) suprimir ou anular o ruído. O propósito das quatro portas de saída do detector é gerar um defasamento de 90° para os componentes I e Q do sinal nas quatro combinações possíveis de rotação, e um defasamento de 180° para uma detecção balanceada.

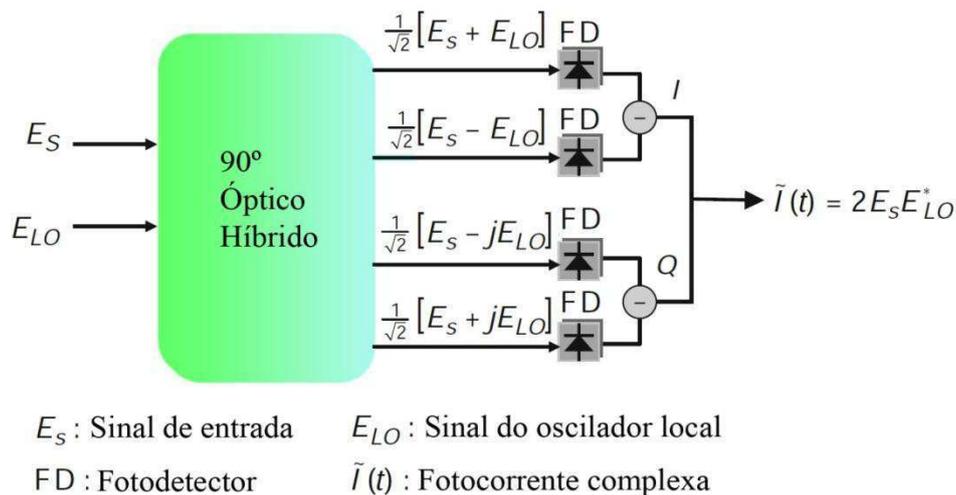


Figura 19 - Diagrama conceitual de um detector coerente CO-OFDM

O sinal de entrada E_S é decomposto em duas componentes decorrentes de um processo natural na fibra: (i) o sinal recebido sem ASN (*amplified spontaneous noise*), E_r e (ii) quando existe ASN, n_o , temos então

$$E_S = E_r + n_o \quad (24)$$

Os sinais de corrente do componente I após o fotodetector e antes do operador de subtração são da forma

$$I_1 = |E_1|^2 = \frac{1}{2} \{ |E_S|^2 + |E_{LO}|^2 + 2\text{Re}\{E_S E_{LO}^*\} \} \quad (25)$$

$$I_2 = |E_2|^2 = \frac{1}{2} \{ |E_S|^2 + |E_{LO}|^2 - 2\text{Re}\{E_S E_{LO}^*\} \} \quad (26)$$

$$|E_S|^2 = |E_r|^2 + |n_o|^2 + 2\text{Re}\{E_r n_o^*\} \quad (27)$$

$$|E_{LO}|^2 = I_{LO}(1 + I_{RIN}(t)) \quad (28)$$

onde I_{LO} e $I_{RIN}(t)$ são respectivamente potencia média e RIN (*relative intensity noise*) do laser do oscilador local. Os termos do lado direito da equação (27) representam os ruídos sinal-sinal, sinal-ASE e ASE-ASE respectivamente. Com a detecção balanceada, usando as equações (25) e (26), a componente I da fotocorrente de saída torna-se

$$I_I(t) = I_1 - I_2 = 2\text{Re}\{E_S E_{LO}^*\} \quad (29)$$

onde podemos perceber claramente o mecanismo de supressão de ruídos porque os três termos de ruído da equação (27) e o RIN da (28) são completamente canceladas pela detecção balanceada. De forma similar obtemos a componente Q da fotocorrente no outro par de fotodetectores

$$I_Q(t) = I_3 - I_4 = 2\text{Im}\{E_S E_{LO}^*\} \quad (30)$$

Usando os resultados obtidos em (29) e (30), a fotocorrente complexa $\tilde{I}(t)$ composta pelas duas componentes I e Q tem a forma

$$\tilde{I}(t) = I_I(t) + jI_Q(t) = 2E_S E_{LO}^* \quad (31)$$

O processo de conversão óptico-elétrica por meio da detecção coerente torna-se bastante notável: a fotocorrente complexa $\tilde{I}(t)$ é, em essência, uma réplica linear do sinal complexo de entrada, que é deslocado em frequência por uma frequência do oscilador local. Esta conversão linear é de fundamental importância para a técnica CO-OFDM que assume linearidade em todos os estágios do processamento dos sinais [5].

5 SISTEMAS SIMULADOS E RESULTADOS

Segundo a arquitetura de conversão direta detalhada no capítulo 4, foram simulados dois sistemas usando CO-OFDM. Todos os cálculos para obtenção de parâmetros e largura de faixa ocupada pelos sistemas são baseados nos princípios de OFDM detalhados no capítulo 2.

5.1 CO-OFDM COM DETECÇÃO DIRETA MONOCANAL

O primeiro (Figura 20) e mais simples sistema deste trabalho simula um enlace óptico de apenas um canal OFDM com 128 subportadoras e modulação 16-QAM por subportadora. Alguns dos parâmetros físicos utilizados são listados a seguir:

- Taxa de transmissão por polarização (direto ou quadratura): 112 Gbit/s;
- Taxa de transmissão total: 224 Gbit/s;
- Banda ocupada por este canal: $\cong 33$ GHz para $\alpha = 8/9$;
- OSNR (relação sinal-ruído óptica) na entrada do receptor: 26 dB;
- Largura de linha dos lasers (do transmissor e do receptor): 10 kHz;
- Fator de queda (*roll-off factor*) do filtro formatador (cosseno levantado): 0,2;
- Frequência óptica central usada na simulação: 193,1 THz;

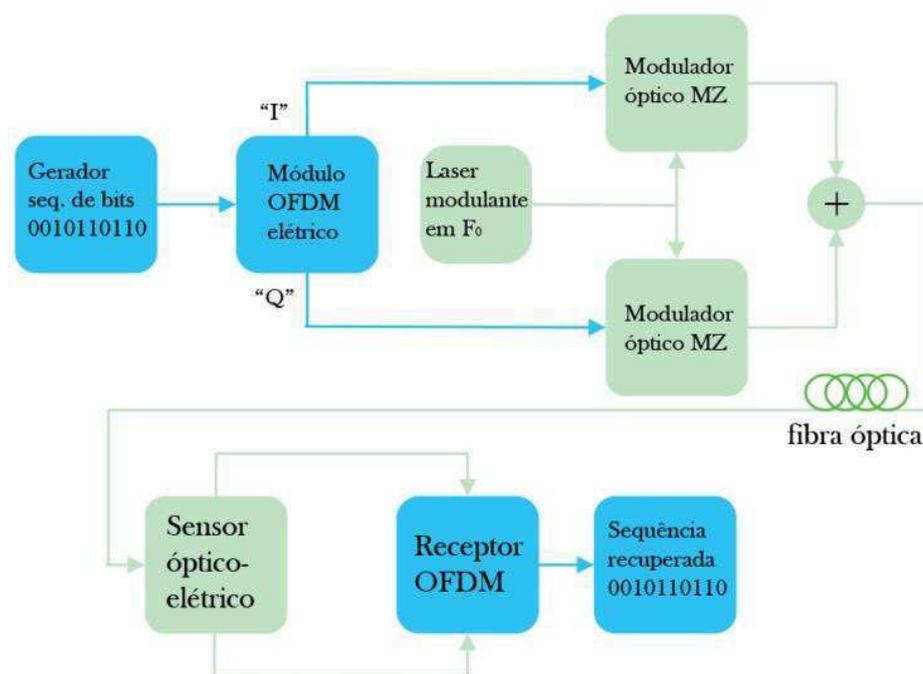


Figura 20 - Diagrama do sistema CO-OFDM simulado de detecção direta

5.2 DWDM/CO-OFDM DE 5 CANAIS

O segundo sistema (figura 21) é um pouco mais complexo, sendo uma expansão do primeiro sistema. São 5 canais DWDM, cada um deles conduz um sistema CO-OFDM independente. Apenas um canal dos cinco é analisado devido aos outros serem cópias para demonstração do sistema DWDM. Cada sistema CO-OFDM possui taxa de transmissão de 112 Gbit/s por polarização e, conseqüentemente, cada canal DWDM ocupa 33 GHz de faixa. Um DSP é empregado na recuperação da informação. O módulo DSP realiza a amostragem do sinal elétrico em cada saída do receptor óptico (saída I ou saída Q) e recupera o relógio do sinal. Calcula a taxa de erro de símbolo (SER) e a magnitude do vetor-erro (EVM) para cada canal (I ou Q). O formato de modulação escolhido é o 16-QAM.

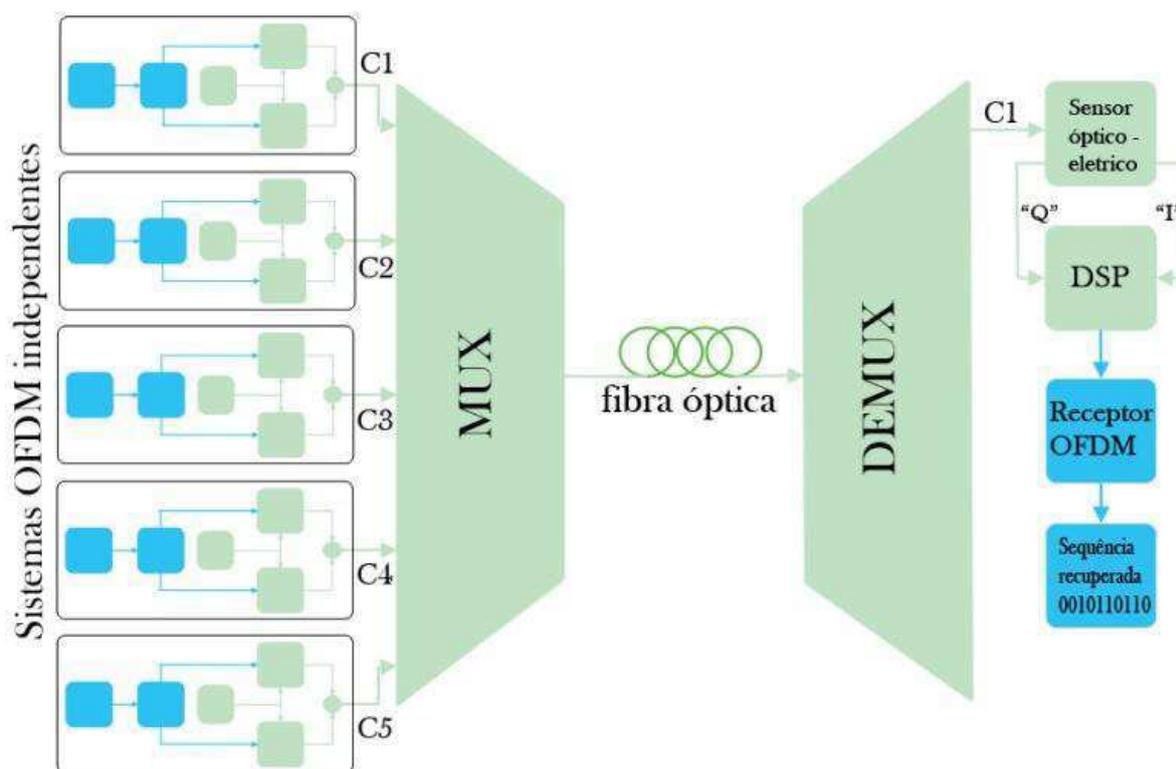


Figura 21 - Sistema CO-OFDM com 5 canais DWDM

Outros parâmetros físicos utilizados neste experimento (figura 17) são:

- Taxa de transmissão por polarização (direto ou quadratura) : 112 Gbit/s;
- Taxa de transmissão total: $5 \times 224 \text{ Gbit/s} = 1,12 \text{ Tbit/s}$;
- Banda ocupada pelos canais : $\cong 165 \text{ GHz}$ para $\alpha = 8/9$;
- OSNR (relação sinal-ruído óptica) na entrada de um dos receptores: 26 dB;

- Largura de linha dos lasers (do transmissor e do receptor): 10 kHz;
- Fator de queda (*roll-off factor*) do filtro formatador (cosseno levantado): 0,2;
- Frequência óptica central usada na simulação: 193,1 THz;
- Fibra óptica utilizada: (i) Atenuação: 0,2 dB/km, (ii) Dispersão cromática: 16 ps/nm.km; (iii) Área do núcleo: $80 \times 10^{-6} \text{ mm}^2$; (iv) Comprimento da fibra: variável durante as simulações em função da BER calculada.

5.3 IMPLEMENTANDO NO SIMULADOR

A plataforma VPItransmissionMaker 8.6 possui uma biblioteca bastante abrangente para simulações de enlaces ópticos. Temos um menu ao lado esquerdo da tela inicial que possui a lista de todos os blocos funcionais que podemos arrastar para área de trabalho e posteriormente podemos editar os parâmetros físicos e lógicos de cada bloco de acordo com os objetivos da simulação desejada. Nesta seção serão discutidos brevemente cada bloco funcional e os microssistemas que eles formam estão destacado em cores para melhor compreensão comparando com a teoria anteriormente discutida.

Apenas a análise do segundo sistema será exposta nessa seção, pois trata-se de uma expansão do primeiro sistema e sua compreensão abrange a compreensão da primeira montagem.

Na Figura 22 temos a tela da área de trabalho da plataforma VPItransmissionMaker 8.6 com o sistema DWDM/CO-OFDM 5 canais, o subsistema verde é responsável pelos canais DWDM, o subsistema azul é relativo geração OFDM e o subsistema laranja é relativo a recepção e recuperação de dados. Os outros blocos fora dos subsistemas principais estão todos no domínio óptico e são referentes às características de fibra, amplificadores, polarização (obedecendo a condição de sobreposição) e um bloco para determinar OSNR (*Optical Signal-To-Noise Ratio*) que é a relação sinal-ruído óptica.

5.3.1 GERAÇÃO DWDM

Neste subsistema temos de início o laser onde é editado o parâmetro para frequência central de trabalho 193,1 THz, ligado ao MZM que tem a função de alocação dos cinco

canais onde ajusto a largura de cada canal para 33 GHz que é o resultado obtido no cálculo para largura de banda disponível na equação (10) com acréscimo de 1GHz para cada lateral devido ao espaçamento entre canais necessário para não haver sobreposição nos padrões DWDM. Em seguida temos um par DEMUX/MUX para multiplexação elétrica desses canais alocados de forma que fiquem disponíveis para serem preenchidos com as informações moduladas em OFDM que serão geradas no próximo subsistema, neste par de blocos podemos editar o parâmetro de quantos canais serão multiplexados e sua respectiva frequência central que é a previamente editada no laser.

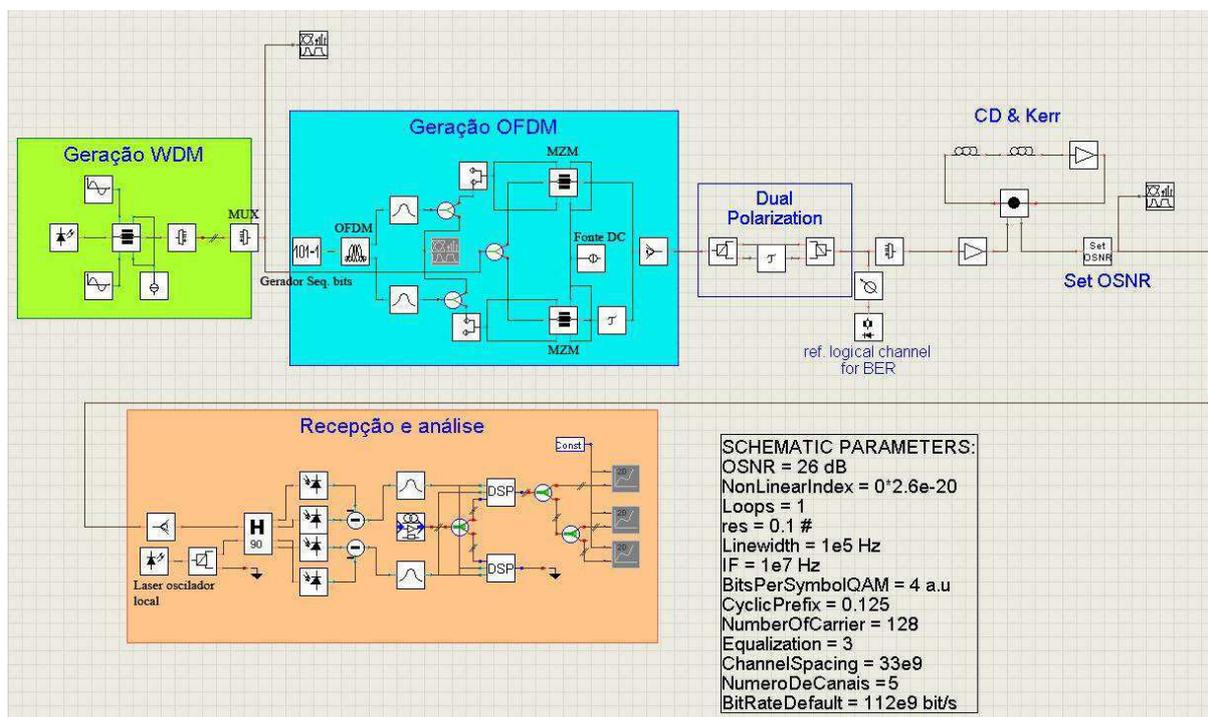


Figura 22 - DWDM/CO-OFDM simulado no VPItransmissionMaker

5.3.2 GERAÇÃO OFDM

Este subsistema é iniciado com um bloco que gera uma sequência pseudoaleatória de bits, que onde podemos editar em que formato será mapeada no bloco seguinte, e foi escolhida a sequência em codificação GRAY. Logo em seguida temos o bloco mais importante do subsistema, o OFDM, neste bloco temos o todo controle das características de modulação utilizada nas subportadoras (16-QAM), do número de subportadoras (128), da taxa de transmissão por polarização (112 Gbit/s) e do prefixo cíclico (0,125). Em seguida as

componentes I e Q do sinal OFDM são direcionadas para um par de MZMs onde são moduladas para as frequências centrais de cada canal previamente alocados no subsistema anterior, percebe-se que na saída do MZM de baixo, responsável pela modulação da componente Q do sinal OFDM, existe um bloco defasador “ τ ” que está editado para 90°. É importante informar que até antes da entrada dos MZMs, todo sistema estava no domínio elétrico e que até a recepção o sistema é de domínio óptico.

5.3.3 BLOCOS DO DOMÍNIO ÓPTICO

Temos o subsistema *Dual Polarization* que é responsável pela sobreposição espectral óptica respeitando a condição de sobreposição das subportadoras e novamente com defasamento de 90° entre as componentes I e Q ópticas. Em seguida temos a inserção do referencial lógico para obtenção da BER do canal 1, neste ponto poderíamos escolher qualquer um dos 5 canais para o cálculo da BER, no entanto, como são réplicas e sofrem praticamente os mesmos processos do início ao fim, o estudo de um deles nos trará a resposta praticamente igual a do restante. Por fim temos o conjunto de blocos que representam o meio de propagação óptico, as fibras e amplificadores ópticos. Nestes blocos podemos modificar os parâmetros físicos da fibra e ganhos no amplificador, os parâmetros físicos da fibra já foram previamente descritos e está programada para simular dois efeitos não-lineares que mais afetam o OFDM, são eles: (i) CD (*chromatic dispersion*) relativo a dispersão cromática e (ii) efeito *Kerr* ou o efeito eletro-óptico quadrático, é uma mudança no índice de refração de um material em resposta à intensidade de um campo elétrico. Estes dois efeitos são tratados e a recuperação da informação é feita com auxílio final dos DSPs.

5.3.4 RECEPÇÃO E ANÁLISE

O primeiro bloco deste subsistema é o detector coerente de seis portas que tem a função previamente descrita na seção 4.1.4. Em seguida temos as componentes I e Q do sinal elétrico que passam por blocos de cosseno levantado logo antes de entrarem nos blocos DSP, onde é realizada a recuperação e tratamento do sinal devido as não-linearidades sofridas durante o percurso. No bloco DSP em especial é utilizado um algoritmo de estimação de canal chamado de estimação por subportadoras piloto com compensação de CD e Kerr. Os

blocos seguintes de cores mais escuras são apenas mostradores de constelação, diagrama de olho, BER e outras funções menos relevantes para este trabalho.

5.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Relativo ao primeiro sistema, a Figura 23 abaixo tem objetivo comparativo de mostrar a constelação recebida para 20 km e 80 km de fibra. Suas respectivas BER foram de $0,169 \times 10^{-9}$ e $0,526 \times 10^{-6}$. Lembrando que neste sistema não foi aplicado um dispositivo DSP que realizasse a recuperação da informação de maneira otimizada, o objetivo deste primeiro sistema foi apenas de verificar o quanto o sinal sofre penalidade no meio óptico função do comprimento da fibra. Considerei a BER na ordem mínima de 10^{-9} como critério de início das simulações e uma BER na ordem de 10^{-6} como critério de fim das simulações como sendo o limite de qualidade mínimo atingido devido ao comprimento da fibra do sistema obedecendo as condições fixas iniciais de transmissão e recepção dos sinais.

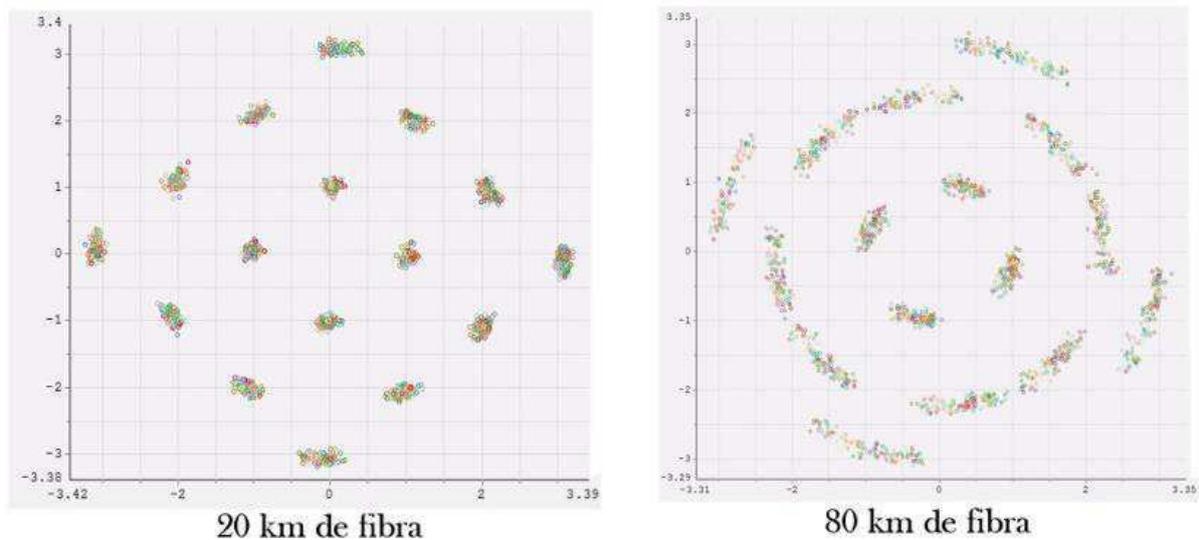


Figura 23 - comparativo da constelação recebida para 20 km e 80 km de fibra respectivamente para o primeiro sistema.

Na tabela 1 podemos acompanhar a evolução das simulações para diferentes comprimentos de fibra para este primeiro sistema monocanal.

Tabela 1- BER em função do comprimento de fibra do sistema 1

	20 km	30 km	40 km	50 km	60 km	70 km	80 km
BER	$0,17 \times 10^{-9}$	$0,91 \times 10^{-9}$	$0,48 \times 10^{-8}$	$0,88 \times 10^{-7}$	$0,10 \times 10^{-7}$	$0,12 \times 10^{-6}$	$0,52 \times 10^{-6}$

Relativo ao segundo sistema, a figura 24 mostra o espectro dos cinco canais ocupados no espectro. A largura de um canal apenas, é a mesma largura do espectro do primeiro sistema.

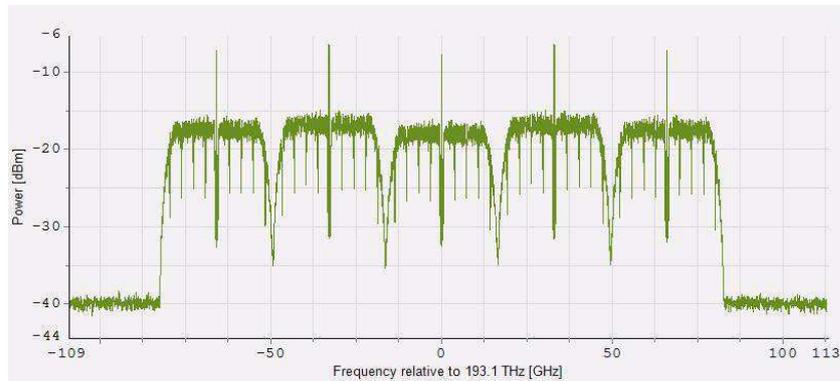


Figura 24 - Espectro óptico dos 5 canais DWDM

Na figura 25 são ilustradas as constelações na forma como elas são recebidas e ao lado esquerdo mostram como ficaram após o tratamento do sinal pelo DSP para os comprimentos de 200 km e 1.600 km de fibra respectivamente. Suas BER foram de $0,221 \times 10^{-9}$ e $0,844 \times 10^{-6}$ respectivamente.

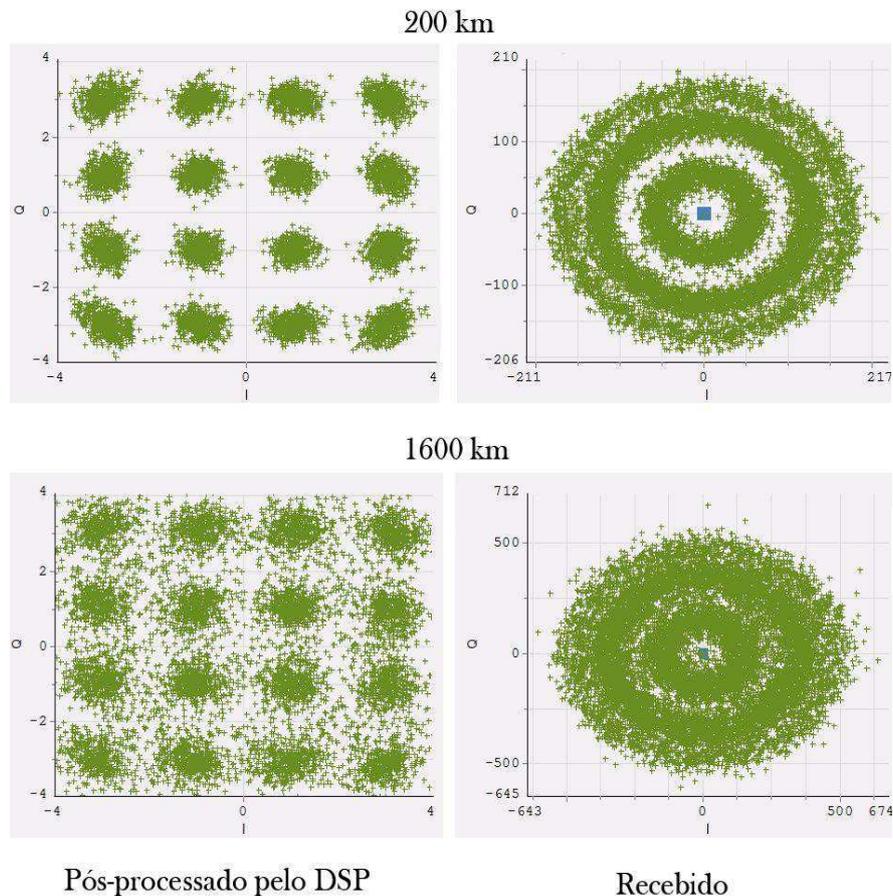


Figura 25– Comparativo entre as constelações recebidas pelo segundo sistema, com e sem processamento pelo DSP para 200 km e 1600 km de fibra respectivamente.

Seguindo o mesmo critério de início e parada das simulações a Tabela 2 foi obtida levando em consideração apenas os valores de BER com o sinal processado pelos DSPs, pois sem o mesmo atuando e para os comprimentos de fibra atingidos, os resultados de BER foram simplesmente inaceitáveis devido o sinal apresentar constelação totalmente destruída.

Tabela 2- BER em função do comprimento de fibra do sistema 2

	200 km	500 km	800 km	1100 km	1400 km	1600 km
BER	$0,22 \times 10^{-9}$	$0,81 \times 10^{-9}$	$0,55 \times 10^{-8}$	$0,98 \times 10^{-7}$	$0,10 \times 10^{-7}$	$0,12 \times 10^{-6}$

6 CONCLUSÕES

Apresentamos uma análise da técnica de transmissão OFDM no contexto de sistemas ópticos de transmissão mono e multicanal (DWDM). É evidenciada a superioridade de OFDM com relação aos sistemas tradicionais de uma portadora com relação principalmente a eficiência espectral, flexibilidade no uso do espectro óptico e taxa total de transmissão. Outras vantagens oferecidas por OFDM em sistemas ópticos de transmissão existem, porém estão fora do escopo deste artigo.

Dois sistemas usando OFDM foram avaliados por meio de simulações. Resultados numéricos para o desempenho são apresentados para cada um dos sistemas. O melhor desempenho atingido foi no segundo sistema simulado que obteve uma taxa total de transmissão de 1,12 Tbit/s (5 canais OFDM) com uma extensão de fibra de 200 km. Podemos observar claramente a importância dos dispositivos de estimação de canal para um sistema óptico CO-OFDM, pois apesar da altíssima taxa de transmissão total e eficiência espectral de aproximadamente 7,0 bit/s/Hz (considerada excelente), longas distâncias só são atingidas com forte poder de processamento digital de sinal.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] T. Omiya, K. Toyoda, M. Yoshida, e M. Nakazawa, “400 Gbit/s Frequency-Division-Multiplexed and Polarization-Multiplexed 256 QAM-OFDM Transmission over 400 km with a Spectral Efficiency of 14 bit/s/Hz”, IEEE/OSA OFC/NFOEC 2012 Technical Digest, Paper OM2A.7.

[2] Melle S, Jaeger J, Perkins D, Vusirikala V. Market drivers and implementation options for 100-gbe transport over the WAN. IEEE Applications Practice 2007;45:18–24.

[3] K. Christodoulopoulos, I. Tomkos, e E. A. Varvarigos, “Elastic Bandwidth Allocation in Flexible OFDM-Based Optical Networks”, IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol. 29, No. 9, Maio 2011, pp. 1354-1366.

[4] S. William, “OFDM for Flexible High-Speed Optical Networks”, IEEE, Journal of Lightwave technology. Vol. 29. No. 10. May 15, 2011.

[5] M. Yiran , Y. Qi, T. Yan, C. Simin, and S. William, Member, IEEE, "1-Tb/s Single-Channel Coherent Optical OFDM Transmission With Orthogonal-Band Multiplexing and Subwavelength Bandwidth Access", journal of lightwave technology, vol. 28, no. 4, february 15, 2010.

[6] K. Kazuro, Optical Fiber Telecommunications, editora Elsevier, 2008. Cap.3 "Coherent optical communication systems".

[7] S. William, D.Ivan. OFDM for Optical Communications, Editora Elsevier, 2010.

[8] Pan Q, Green RJ. Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise. IEEE Photon Technol Lett 1996;8:278–80.