



Universidade Federal do Pará
Centro Tecnológico
Departamento de Engenharia Elétrica e Computação

SIMULAÇÃO DE REDES ÓPTICAS UTILIZANDO O SOFTWARE OPTISYSTEM: ESTUDO DE CASOS PARA REDES WDM E SCM

Clenilson Rodrigues da Silveira

1º Semestre / 2006

CENTRO TECNOLÓGICO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
BELÉM - PARÁ

Universidade Federal do Pará
Departamento de Engenharia Elétrica e Computação
Curso de Engenharia Elétrica

Clenilson Rodrigues da Silveira

**SIMULAÇÃO DE REDES ÓPTICAS
UTILIZANDO O SOFTWARE OPTISYSTEM:
ESTUDO DE CASOS PARA REDES WDM E
SCM**

TRABALHO SUBMETIDO AO COLEGIADO
DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE
ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Belém
2006

SIMULAÇÃO DE REDES ÓPTICAS UTILIZANDO O SOFTWARE OPTISYSTEM: ESTUDO DE CASOS PARA REDES WDM E SCM

Este trabalho foi julgado em __/__/____ adequado para obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista e aprovado na sua forma final pela banca examinadora que atribuiu o conceito _____.

Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa

ORIENTADOR

Msc. Claudomiro de Souza de Sales Jr.

CO-ORIENTADOR

Prof. Dr. Licinius Dimitri Sá de Alcântara.

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Dr. João Cláudio Chamma Carvalho

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Orlando Fonseca Silva

COORDENADOR DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

*Dedico à minha mãe, meus
irmãos e meus sobrinhos.*

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer em primeiro em primeiro lugar ao Deus verdadeiro, Jeová, pela dádiva da vida.

À minha mãe Maria Elisabete Rodrigues por ter-me criado inculcando valores nobres e por todo o apoio que sempre me deu ao longo da minha vida.

Ao meu pai Francisco P. da Silveira pelas palavras de encorajamento.

Ao Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa por ter acreditado em mim e sempre ter-me dado oportunidades e todo o apoio necessário para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos Eng^{os} Anderson Oliveira e Jorge Andrey Macedo, pela amizade e apoio nas horas mais difíceis, sempre dispostos a ajudar no que fosse possível.

Ao Dr. Karlo Q. Costa pela amizade e apoio durante os meus primeiros passos na iniciação científica.

Ao Prof. Dr. Rubem G. Farias por ter sido solícito em indicar-me importantes referências que utilizei neste trabalho.

Às professoras Dras. Maria José Pontes e Maria Thereza Rocco do IME pelo treinamento que ministraram sobre o software *Optisystem* e pela disposição em dirimir minhas dúvidas relacionadas com o mesmo.

Ao Prof. Dr. Marcelo Segatto da UFES por ter-me fornecido material que contribuiu de forma relevante para este trabalho.

Ao Eng^o Gérson Serra pelas importantes informações fornecidas a respeito da rede óptica do Tramoeste.

Ao Msc Claudomiro de Sales Jr. pela amizade e pelos valiosos esclarecimentos e sugestões que muito contribuíram para este trabalho.

A todos os integrantes do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LEA) pelo companheirismo.

A todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho e para minha formação acadêmica.

“Se queremos progredir, não
devemos repetir a história, mas
fazer uma história nova.”

(Mahatma Gandhi)

LISTA DE SIGLAS

APD	<i>Avalanche Photodiodes</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
BER	<i>Bit-Error Rate</i>
CATV	<i>Cable Access TV</i>
DE-MZM	<i>Dual-Electrode Mach-Zehnder Modulator</i>
DFB	<i>Distributed Feedback</i>
DGD	<i>Diferencial Group Delay</i>
DSF	<i>Dispersion Shift Fiber</i>
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
FWM	<i>Four Wave Mixing</i>
HDTV	<i>High Definition Digital TV</i>
IM	<i>Intensity Modulation</i>
IMO	<i>Índice de modulação óptica</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
Laser	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LED	<i>Light-Emitting Diodes</i>
MAN	<i>Metropolitan Area Network</i>
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i>
ODSB	<i>Optical Double Side Band</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>
OSSB	<i>Optical Single Side Band</i>
PIN	<i>Positive Intrinsic Negative</i>
PMD	<i>Polarization-Mode Dispersion</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>
SCM	<i>Subcarrier Multiplexing</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise</i>

SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i>
TDM	Time-Division Multiplexing
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i>

LISTA DE TABELAS

TABELA	Descrição	PG.
Tabela 5.1	Distância máxima de transmissão limitada por dispersão para fibra com $D = 18 \text{ ps}/(\text{nm.km})$	56
Tabela 5.2	Perdas envolvidas no enlace em cada <i>span</i>	59
Tabela 5.3	Fator Q e BER dos 4 canais após enlace de 672 km de fibra	69
Tabela 5.4	Variação máxima de ganho dos amplificadores	71

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	DESCRIÇÃO	PÁG.
Figura 2.1	Esquema básico de um sistema de comunicação óptica.....	4
Figura 2.2	Esquema do transmissor óptico com modulação externa	5
Figura 2.3	Corte longitudinal de uma fibra óptica.....	7
Figura 2.4	Fibra óptica multimodo de índice degrau	7
Figura 2.5	Fibra óptica monomodo	8
Figura 2.6	Gráfico da atenuação da fibra óptica em função do comprimento de onda	10
Figura 2.7	Alargamento e atenuação de dois pulsos adjacentes conforme eles se propagam ao longo da fibra: (a) Originalmente os pulsos de entrada estão separados; (b) os pulsos sobrepõem-se levemente e são claramente distinguíveis; (c) os pulsos sobrepõem-se significativamente e são pouco distinguíveis e (d) os pulsos sobrepõem-se fortemente e são indistinguíveis	12
Figura 2.8	Geração de FWM	16
Figura 2.9	Esquema básico de um receptor óptico	18
Figura 2.10	Esquema Básico de um EDFA	21
Figura 2.11	Configurações básicas de bombeamento em um EDFA: (a) Co-propagante, (b) Contra-propagante, (c) Bidirecional	22
Figura 2.12	(a) Sinal flutuante gerado no receptor, (b) densidades de probabilidade gaussiana dos bits 1 e 0. As áreas hachuradas mostram a probabilidade de identificação incorreta de bits	28
Figura 2.13	Oito combinações possíveis para um sinal NRZ com duração de 3-bit	30
Figura 2.14	Diagrama de olho simplificado	30
Figura 2.15	Interface gráfica de usuário do Optisystem	32
Figura 2.16	Biblioteca de componentes do Optisystem	33
Figura 2.17	Biblioteca Visualizer Library: (a) óptica, (b) elétrica	34
Figura 3.1	Esquema de sistema WDM com amplificação óptica	37
Figura 3.2	Janelas de baixa atenuação da fibra óptica monomodo padrão	38

Figura 4.1	Esquema básico de um sistema SCM digital	41
Figura 4.2	Modulação digital por banda passante	42
Figura 4.3	Espectro de potência para SCM com modulação ODSB	45
Figura 4.4	Degradação da potência da subportadora em função de sua frequência para enlace de fibra monomodo padrão de 50 km, coeficiente de dispersão $D = 17 \text{ ps}/(\text{km.nm})$ e atenuação zero	46
Figura 4.5	Diagrama esquemático da geração de modulação OSSB	48
Figura 4.6	Espectro na saída do modulador MZM de SCM com modulação OSSB	48
Figura 4.7	Variação da potência em função da frequência da subportadora para Modulação OSSB para enlace de fibra monomodo padrão de 50 km, $D = 17 \text{ ps}/(\text{km.nm})$ e atenuação zero	49
Figura 4.8	Espectro na saída do modulador de Mach-Zehnder para uma subportadora de 5 GHz (a) Com $\text{IMO} = 0.1$, (b) Com $\text{IMO} =$ $0,5$ e (c) Com $\text{IMO} = 1,0$	50
Figura 5.1	Configuração do Amplificador Óptico do Tramoeste	52
Figura 5.2	Layout do primeiro trecho da rede do Tramoeste	53
Figura 5.3	Diagrama de olho e curva do fator Q para o sinal recebido no final do 1º trecho (123,62 km)	54
Figura 5.4	Diagrama de olho para sinal de 2,5 Gb/s após 2 trechos (332,62 km) do atual enlace do Tramoeste	55
Figura 5.5	Log da BER em função da taxa de bits para enlace de 672 km de fibra com atenuação nula e dispersão $D = 18 \text{ ps}/(\text{nm.km})$..	56
Figura 5.6	Diagrama de olho e fator Q para o sinal de 2,5 Gb/s num enlace de 672 km, dispersão da fibra $D = 18 \text{ ps}/(\text{nm.km})$ e atenuação zero	57
Figura 5.7	Configuração dos amplificadores ópticos na rede do Tramoeste segundo nova proposta. Os amplificadores em linha e o pré amplificador adicionais, aparecem em destaque ...	58
Figura 5.8	Esquema do amplificador de potência de 7 dBm	60
Figura 5.9	Esquema do amplificador em linha	60
Figura 5.10	Esquema do pré-amplificador	61
Figura 5.11	Diagrama espectral dos quatro canais ópticos na saída do modulador de Mach-Zehnder.....	62

Figura 5.12	Esquema de transmissão do sistema WDM utilizado no Optisystem modulador de Mach-zehnder	63
Figura 5.13	Configuração do transmissor de cada canal WDM.....	63
Figura 5.14	Esquema de recepção do sistema WDM utilizado no Optisystem	64
Figura 5.15	Configuração dos parâmetros de ruído do fotodiodo PIN	65
Figura 5.16	Espectro dos 4 canais no final do 5º span	66
Figura 5.17	Diagrama de olho dos 4 canais no final do 5º span (522,62 km) do Tramoeste para uma potência lançada na fibra de 12 dBm. (a) canal 1, (b) canal 2, (c) canal 3 e (d) canal 4	67
Figura 5.18	Diagrama de olho e curva do fator Q após todo o enlace para os 4 canais WDM.....	69
Figura 5.19	Parâmetros dos amplificadores mostrados através do <i>Dual Port WDM Analyzer</i>	71
Figura 5.20	OSNR obtida na saída de cada amplificador	72
Figura 5.21	Diagrama espectral na saída do pré-amplificador: (a) Sinal de bombeio (980 nm) e os 4 canais WDM em meio ao ruído ASE, (b) 4 canais WDM em meio ao ruído ASE	73
Figura 5.22	Zoom do espectro dos 4 canais em meio ao ruído ASE	74
Figura 5.23	Fator Q para o canal 4 a cada span para potência transmitida de 7 dBm e 12 dBm	75
Figura 5.24	Gráfico comparativo da log da BER para o canal 4 a cada span para potência lançada na fibra de 7 dBm e 12 dBm (o 1º número refere-se ao span e o 2º à log da BER)	75
Figura 5.25	Esquema da modulação SCM OSSB	77
Figura 5.26	Esquema do transmissor de microondas com 4 portadoras elétricas com fase igual a 0º	77
Figura 5.27	Esquema do enlace utilizado na simulação com parâmetros reais referentes do trecho Tucuruí–Pacajá da rede óptica do Tramoeste	78
Figura 5.28	Esquema utilizado no Optisystem para demultiplexação das subportadoras elétricas	79
Figura 5.29	Esquema da detecção coerente de uma subportadora de 500 MHz no receptor elétrico	80
Figura 5.30	Visualização da abertura do diagrama de olho para espaçamento entre canais de 100, 200, 300, 400 e 500 MHz	81

Figura 5.31	Diagrama espectral dos 4 canais de subportadoras na saída do fotodetector. (a) para um espaçamento de 100 MHz e (b) para um espaçamento de 300 MHz	82
Figura 5.32	Diagrama espectral na saída modulador de Mach-Zehnder para 4 canais SCM, e espaçamento entre as subportadoras de 300 MHz	83
Figura 5.33	Curva do fator Q: (a) para o canal 1 (500 MHz), (b) para o canal 2 (800 MHz), (c) para o canal 3 (1100 MHz) e (d) para o canal 4 (1400 MHz)	84
Figura 5.34	Espectro dos 8 canais SCM de 155 Mb/s cada	85
Figura 5.35	Diagrama de olho e valor da BER para cada um dos oito canais obtidos no receptor. O valor da frequência do canal 1 é de 500 MHz e o espaçamento entre as subportadoras é de 300 MHz	86
Figura 5.36	Curva do fator Q para os dois canais (2 e 4 GHz) com IMO = 0,5. Taxa de dados igual a B=622 Mb/s	87
Figura 5.37	Diagrama espectral na saída do MZM para 2 canais SCM de 2,5 Gb/s cada	89
Figura 5.38	Diagrama de olho e curva do fator Q para os canais 1 e 2	89

SUMÁRIO

RESUMO	xvi
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2: SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS.....	3
2.1 - Introdução.....	3
2.2 - O Transmissor Óptico.....	4
2.3 – Fibra Óptica	6
2.3.1 – Estrutura	6
2.3.2 – Aplicações	8
2.3.3 – Fatores de Degradação do sinal Óptico na Fibra Óptica	8
2.3.3.1 – Atenuação	9
2.3.3.2 – Dispersão Cromática	10
2.3.3.3 – Dispersão por Modo de Polarização	13
2.3.3.4 – Efeitos Não Lineares	15
2.3.3.4.1– Auto-Modulação de Fase	15
2.3.3.4.2– Modulação de Fase Cruzada	16
2.3.3.4.3– Mistura de Quatro Ondas	16
2.3.3.4.4– Espalhamento Raman Estimulado	17
2.3.3.4.5 – Espalhamento Estimulado de Brillouin.....	17
2.4 – O Receptor Óptico	18
2.5 – Amplificadores Ópticos	20
2.5.1 – Amplificadores à Fibra dopada com Érbio	21
2.5.2 – Aplicações de Amplificadores Ópticos	22
2.5.3 - Ruído do Amplificador Óptico	23
2.6 – Análise de Desempenho do Sistema	26
2.6.1 - Relação Sinal-Ruído Óptica	27
2.6.2 - Taxa de Erros de Bit	27
2.6.3 - Diagrama de Olho	29
2.7 – Ferramentas de Simulação	32
2.7.1 – O Software Optisystem	32
2.7.2 – Benefícios	34
2.7.3 – Aplicações	34

CAPÍTULO 3 – WDM – MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA	36
3.1 - Fundamentos de WDM	36
3.2 - Fatores Limitantes do Sistema WDM	39
CAPÍTULO 4 - SCM - MULTIPLEXAÇÃO POR SUBPORTADORAS	40
4.1 – Conceitos Básicos de SCM	40
4.2 - Vantagens do SCM	43
4.3 - Teoria do Modulador de Mach-Zehnder de Eletrodo Dual.....	43
4.4 - Desvanecimento de Potência de Subportadora em Sistemas ODSB	45
4.5 - Geração de Sistema OSSB	47
4.6 – Influência do Índice de Modulação Óptica	49
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA O ENLACE DO TRAMOESTE	51
5.1 – O Enlace Óptico do Tramoeste	51
5.2 – Análise da Limitação do Enlace por Atenuação	53
5.3 – Análise da Limitação do Enlace por Dispersão	55
5.4 – Proposta de Mudanças no Enlace do Tramoeste	57
5.5 – Projeto dos Amplificadores Ópticos	59
5.6 – Simulações de Sistema WDM de 4 Canais de 2,5 Gb/s	61
5.6.1 - Esquema de Simulação do Sistema WDM	62
5.6.2 – Potência de Transmissão de 12 dBm	65
5.6.3 - Potência de Transmissão de 7dBm	68
5.6.3.1 - Desempenho do Sistema	68
5.6.3.2 -.. Análise dos Amplificadores Ópticos	70
5.6.4 – Análise Comparativa do Sistema para Potência de Transmissão de 7 dBm e 12 dBm	74
5.7 – Resultados de Simulações para Sistema SCM	76
5.7.1 – Descrição do Esquema de Simulação do Sistema SCM	76
5.7.2 – Sistema SCM de 4 Canais de 155 Mb/s	80
5.7.2.1 - Análise do Espaçamento de canais	80
5.7.2.2 – Sistema SCM de 8 canais de 155 Mb/s	85
5.7.2.3 – Sistema SCM de 2 Canais de 622 Mb/s	87
5.7.2.4 – Sistema SCM de 2 Canais de 2,5 GB/s	88
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	91
6.1 – Sistema WDM	91
6.1.1 - Vantagens para a Eletronorte	92

6.2 – Sistema SCM	93
6.3 - Propostas para Trabalhos Futuros	94
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95

RESUMO

A internet é a principal causa da recente explosão da atividade em sistemas de comunicações a fibra óptica. O aumento da utilização dos sistemas de comunicação pode ser verificado por meio do aumento considerável na demanda por largura de banda. Adicionalmente, houve um aumento no volume de tráfego em função do oferecimento de serviços multimídia de banda larga. Devido à elevadíssima largura de banda oferecida pela fibra óptica, os sistemas de comunicações ópticas têm cada vez mais ocupado o lugar dos sistemas baseados em fios de cobre e de cabo coaxial e estão aumentando em complexidade em uma base quase diária. O projeto e a análise destes sistemas, os quais incluem dispositivos não-lineares, são altamente complexos e extremamente consumidores de tempo. Por isso, faz-se necessário utilizar ferramentas de software avançadas para projetar e analisar redes ópticas. Este trabalho é baseado na utilização de um software comercial chamado *Optisystem*, desenvolvido pela empresa canadense *Optiwave Systems Inc.* É uma ferramenta de simulação altamente poderosa que possibilita projetar, analisar e otimizar qualquer tipo de enlace óptico na camada física. Este software foi utilizado neste trabalho para projetar e analisar a implementação de duas técnicas que visam explorar a largura de banda da fibra: a multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* - WDM) e a multiplexação por subportadoras (*Subcarrier Multiplexing* - SCM). As simulações foram realizadas baseadas nos parâmetros reais do enlace óptico da rede do Tramoeste pertencente à Eletronorte. Este trabalho propõe mudanças no enlace do Tramoeste para aumentar a sua capacidade de transmissão dos atuais 155 Mb/s para 10 Gb/s por meio do sistema WDM. São apresentadas simulações utilizando a técnica SCM que está surgindo como uma alternativa atraente e de baixo custo para transmitir sinais digitais de alta velocidade.

INTRODUÇÃO

A sociedade atual está vivendo umas das maiores revoluções já presenciadas pela humanidade. Uma revolução baseada na informação. O bem mais valioso, tanto de um indivíduo como de corporações empresariais, consiste no poder de gerar, absorver e transmitir informações. O transporte eficiente de informações tornou-se um elemento chave neste novo contexto. O aumento da utilização dos sistemas de comunicação pode ser verificado por meio do aumento considerável na demanda por largura de banda. A recente explosão da popularidade da internet e a desregulamentação dos setores públicos de telefonia em muitos países foram responsáveis por este aumento de demanda por largura de banda. Além disso, houve um aumento no volume de tráfego em função do oferecimento de serviços multimídia de banda larga. Este crescimento rápido e global por demanda de largura de banda está acelerando o desenvolvimento e a implementação de redes de comunicações ópticas. As redes de comunicações ópticas são baseadas na recente e promissora tecnologia das fibras ópticas, a qual se tornou comercial no final da década de 1970 quando passou a ser empregada na indústria de telecomunicações, em redes de dados e em CATV (*Cable Television*). As fibras ópticas caracterizam-se por fornecer elevadíssima largura de banda, baixas perdas de transmissão e imunidade à interferência eletromagnética.

Este trabalho abordará sistemas de comunicações à fibra óptica multicanais que utilizam técnicas que visam explorar a largura de banda oferecida pela fibra óptica. Serão abordadas duas técnicas: multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* – WDM) e a multiplexação por subportadoras (*Subcarrier Multiplexing* - SCM).

O trabalho está organizado da seguinte forma: o capítulo 2 explanará de modo sucinto, sobre os elementos mais importantes que constituem um sistema de comunicações à fibra óptica. Abordará sobre a importância das ferramentas de análise de desempenho de um sistema óptico. Tratará também sobre a ferramenta de simulação utilizada neste trabalho, que é o software comercial *Optisystem 4.1™*, desenvolvido pela empresa canadense *Optiwave Systems Inc.* No capítulo 3, serão

abordados os conceitos básicos sobre o sistema WDM e os fatores que limitam o desempenho do mesmo. O capítulo 4 apresentará os fundamentos básicos a cerca da técnica SCM, que vem sendo proposta como uma alternativa interessante para transmitir sinais digitais a altas taxas de bits. No capítulo 5 serão apresentados os resultados de simulações, envolvendo o projeto de um sistema WDM de 4 canais para a rede óptica do Tramoeste, pertencente à Centrais Elétricas do Norte do Brasil S/A – Eletronorte, e também os resultados obtidos de simulações de um sistema SCM digital sobre um trecho da rede do Tramoeste. No capítulo 6 serão apresentadas as conclusões resultantes das simulações dos sistemas WDM e SCM sobre a rede do Tramoeste bem como as propostas para trabalhos futuros.

SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

2.1- Introdução

A função de todo sistema de comunicações é transmitir informações de um ponto a outro distante, que podem estar separados por uns poucos quilômetros ou por distâncias transoceânicas [1] .

A informação é muitas vezes carregada por uma onda portadora eletromagnética cuja frequência pode variar de uns poucos megahertz (10^6 Hz) a diversas centenas de terahertz (10^{14} Hz) [1]. A quantidade de informação que pode ser transmitida está diretamente relacionada à faixa de frequência da portadora, por esta razão, a utilização de portadoras de maior frequência teoricamente aumenta a largura de banda de transmissão disponível e consequentemente provê uma maior capacidade de informação [2]. Portanto, esta é a motivação por trás da crescente utilização de sistemas de comunicações ópticas que utilizam como portadora, a luz, cuja frequência está na faixa de 100 THz em contraste com a frequência das portadoras de microondas que estão na faixa de 1 a 10 GHz (10^9 Hz). A largura de banda da portadora modulada pode estar acima de uns poucos por cento da frequência portadora. Tomando por exemplo, 1% como valor limite, sistemas de comunicações ópticas têm o potencial de carregar taxas de bits de cerca de 1Tb/s [1].

Todo sistema de comunicações é composto por três elementos básicos: o transmissor, o meio físico ou canal e o receptor. A Figura 2.1 apresenta o esquema básico de um sistema de comunicações a fibra óptica.

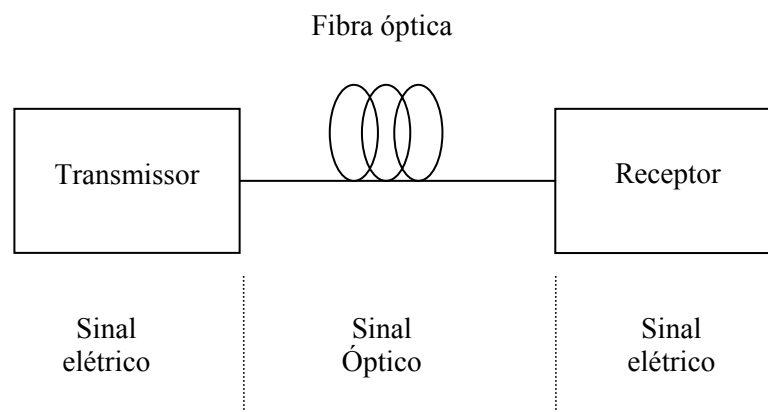


Figura 2.1 - Esquema básico de um sistema de comunicação óptica

Neste sistema, a informação é gerada no formato elétrico e é convertido para sinal óptico pelo transmissor óptico, este sinal óptico é injetado no canal que nesse caso é a fibra óptica, o sinal de luz ao chegar no receptor óptico é novamente convertido para o domínio elétrico, o qual é processado convenientemente para ser entregue ao destino final.

2.2 – O Transmissor Óptico

A função de um transmissor óptico é converter o sinal elétrico que contém a informação em um sinal óptico a fim de injetá-lo na fibra óptica. Os sistemas de transmissão por fibras ópticas do tipo digital, envolvem o uso de um codificador, onde o sinal elétrico, vindo da fonte de informação é codificado convenientemente para a transmissão óptica, este sinal por sua vez modula uma portadora óptica. A forma mais comum de modulação óptica é a modulação em intensidade (*Intensity Modulation* - IM). A modulação IM consiste em fazer com que o sinal óptico assuma o formato do sinal elétrico digital de entrada. Dessa forma, o sinal óptico de saída terá a forma de pulsos de luz, com presença ou ausência de pulso óptico conforme o sinal elétrico modulante seja o bit “1” ou “0” respectivamente. Esse formato de modulação é também chamado de *On-Off keying* (OOK). Existem dois tipos de modulação óptica: direta e externa. Na modulação direta, a saída de uma fonte

óptica é modulada por variar a injeção de corrente elétrica na sua entrada. Na modulação externa, um laser de onda contínua injeta o sinal óptico num modulador externo. A modulação externa é usada na transmissão de altas taxas de bits, devido a maior velocidade de chaveamento proporcionada pelo modulador externo. Existem dois principais grupos de moduladores externos: os moduladores de Mach-Zehnder de niobato de lítio e moduladores de eletro-absorção.

A Figura 2.2 ilustra o esquema de um transmissor óptico que utiliza modulação externa.

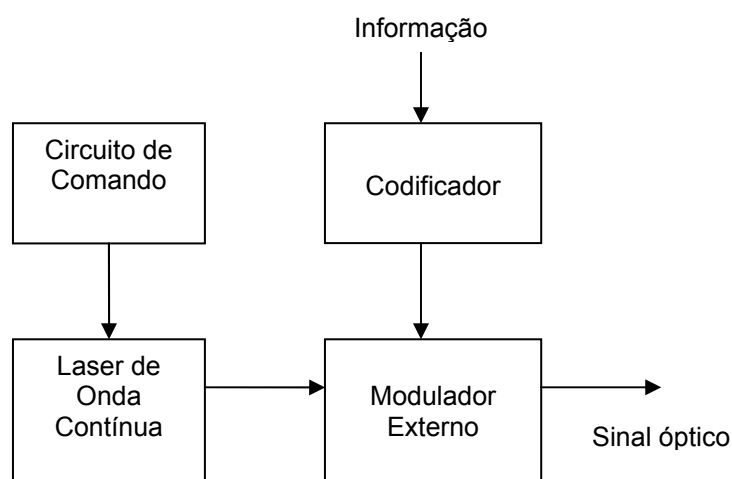


Figura 2.2 - Esquema do transmissor óptico com modulação externa.

A fonte óptica é o principal componente do transmissor óptico. As principais fontes de luz usadas em sistemas de comunicações a fibra óptica são os diodos emissores de luz (*Light-Emitting Diodes* – LEDs) e os diodos laser (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*). LEDs são mais simples de construir e geram luz incoerente e de menor potência. Os LEDs são usados para injetar feixe óptico em fibras multimodos. Os lasers por sua vez geram luz coerente, e de maior potência e são usados para injetar sinal óptico em fibras monomodos. Os lasers levam vantagem em relação aos LEDs no sentido de que eles podem ser modulados a velocidades muito altas, produzem maior potência óptica e produzem um feixe de saída com largura espacial e espectral muito menor em relação ao LED. Isto dá ao laser maior eficiência de acoplamento ao cabo de fibra óptica [3]. Um

importante parâmetro no projeto de sistemas ópticos é a potência transmitida pela fonte óptica. Esta potência pode ser expressa em unidades de dBm tendo 1 mW como referência. A potência em dBm é definida por [1]:

$$potência(dBm) = 10 \log_{10} \left(\frac{potência}{1mW} \right) \quad (2.1)$$

2.3 - Fibra Óptica

Um dos componentes mais importantes em um sistema de comunicações ópticas é a própria fibra óptica, visto que suas características de transmissão têm um papel principal em determinar o desempenho do sistema inteiro [2]. As fibras ópticas estão sendo cada vez mais utilizadas em sistemas de telecomunicações no lugar dos pares trançados de cobre e dos cabos coaxiais em virtude suas características desejáveis, a saber: as baixas perdas por atenuação, a imunidade à interferência eletromagnética, o baixo consumo de energia, o baixo peso e a pequena espessura.

2.3.1 - Estrutura

As fibras ópticas são constituídas basicamente de materiais dielétricos (isolantes), baseados em sílica (SiO_2) que permitem total imunidade a interferências eletromagnéticas. A estrutura básica das fibras são cilindros concêntricos com diâmetros apropriados para cada tipo de aplicação e com índices de refração tais que permitam o fenômeno da reflexão interna total. Possuem uma região cilíndrica composta de uma região central, denominada núcleo, por onde passa a luz; e uma região periférica denominada casca que envolve o núcleo. Para que ocorra o fenômeno da reflexão interna total é necessário que o índice de refração do núcleo, n_1 , seja maior que o índice de refração da casca, n_2 . A Figura 2.3 mostra um corte longitudinal de uma fibra óptica.

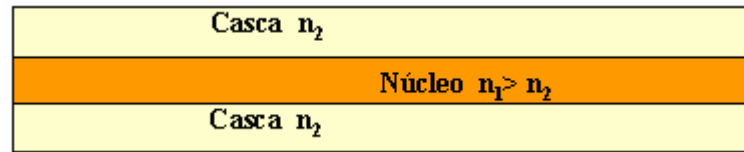


Figura 2.3 - Corte longitudinal de uma fibra óptica.

Existem duas categorias de fibras ópticas quanto aos modos propagantes: Multimodos e Monomodos. Essas categorias definem a forma como a luz se propaga no interior do núcleo.

Multimodos: As fibras multimodos possuem o diâmetro do núcleo maior do que as fibras monomodos, de modo que a luz tenha vários modos de propagação, ou seja, a luz percorre o interior da fibra óptica por diversos caminhos. As dimensões são 62,5 mm para o núcleo e 125 mm para a casca. Dependendo da variação de índice de refração entre o núcleo e a casca, as fibras multimodos podem ser classificadas em : Índice gradual e Índice degrau. A Figura 2.4 mostra uma representação da fibra multimodo de índice degrau.

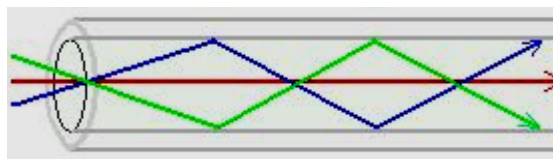


Figura 2.4 - Fibra óptica multimodo de índice degrau.

Monomodos: As fibras monomodos são adequadas para aplicações que envolvam grandes distâncias, embora requeiram conectores de maior precisão e dispositivos de alto custo. Nas fibras monomodos, a luz possui apenas um modo de propagação, ou seja, a luz percorre o interior do núcleo por apenas um caminho. As dimensões do núcleo variam entre 8 mm a 10 mm, e a casca em torno de 125 mm. A Figura 2.5 apresenta uma ilustração de uma fibra monomodo padrão transportando apenas um modo de propagação da luz.

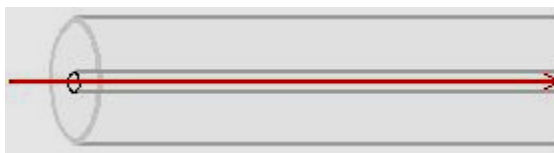


Figura 2.5 - Fibra óptica monomodo.

2.3.2 – Aplicações

O uso e a demanda por fibras ópticas têm aumentado tremendamente e as aplicações da fibra óptica são numerosas. Seu uso mais difundido é em telecomunicações, indo de redes globais a computadores pessoais. Envolvendo transmissão de voz, dados ou vídeos sobre distâncias de menos de um metro até centenas de quilômetros. Companhias de televisão a cabo usam a fibra para entregar serviços de vídeo digital e dados. A alta largura de banda provida pela fibra a torna a escolha mais adequada para transmitir sinais banda larga, tal como televisão de alta definição (*High Definition Digital TV* - HDTV) [3]. Outra importante aplicação da fibra é na indústria biomédica. Sistemas baseados em fibra óptica são usados em grande parte dos dispositivos de telemedicina moderna para transmissão de imagens de diagnóstico digitais. Outras aplicações da fibra estão nos setores espacial, militar, automobilístico e industrial.

2.3.3 - Fatores de Degradação do Sinal na Fibra Óptica

Durante a propagação, o sinal de luz sofre alguns efeitos que ocasionam a sua degradação, comprometendo assim o desempenho de transmissão do sistema de comunicações a fibra óptica. Os principais fatores de degradação do sinal óptico são lineares, tais como a atenuação, a dispersão cromática e a dispersão por modo de polarização. Existem também efeitos não lineares que deterioram o sinal óptico e que são mais relevantes em sistemas multicanaís.

2.3.3.1 – Atenuação

A atenuação é um dos principais fatores de degradação ocorrida no sinal óptico conforme ele se propaga na fibra e é portanto um fator crucial a ser levado em conta no projeto de um sistema de comunicações ópticas. É o principal parâmetro a ser considerado na determinação da distância máxima entre o transmissor e o receptor ou entre o transmissor e o amplificador em linha [2]. Os mecanismos básicos que provocam a atenuação do sinal óptico são a absorção, espalhamento, e perdas radiativas da energia óptica. A absorção está relacionada ao material da fibra, enquanto que o espalhamento está associado tanto ao material quanto às imperfeições estruturais da fibra, as perdas devido a efeitos radiativos originam-se de perturbações microscópicas e macroscópicas da geometria da fibra.

À medida que a luz se propaga através da fibra, sua potência decresce exponencialmente com a distância. Seja P_{in} a potência de entrada na fibra, a potência do sinal na saída da fibra P_{out} após percorrer uma distância L da fibra é expressa por [1], [2]:

$$P_{out} = P_{in} \exp(-\alpha L) \quad (2.2)$$

Onde α é o coeficiente de atenuação da fibra e pode ser expresso para simplicidade de cálculos, em unidades de decibéis por quilômetro (dB/km) por:

$$\alpha(dB/km) = \frac{10}{L} \log \left[\frac{P_{out}}{P_{in}} \right] \quad (2.3)$$

O coeficiente de atenuação é um parâmetro que é função do comprimento de onda, conforme ilustrado pela curva de atenuação exibida na Figura 2.6. Esta curva apresenta a curva de atenuação para a fibra monomodo padrão e para a fibra AllWave®¹ sem a atenuação causada pelos íons hidroxila na janela de 1384 nm.

¹ Fibra óptica sem a atenuação causada pelos íons hidroxila (OH⁺) na janela de 1400 nm, desenvolvida pela *Lucent Technologies*.

Para a fibra monomodo padrão existem duas janelas de baixa atenuação: a janela de 1310 nm e a janela de 1550 nm [1], [2].

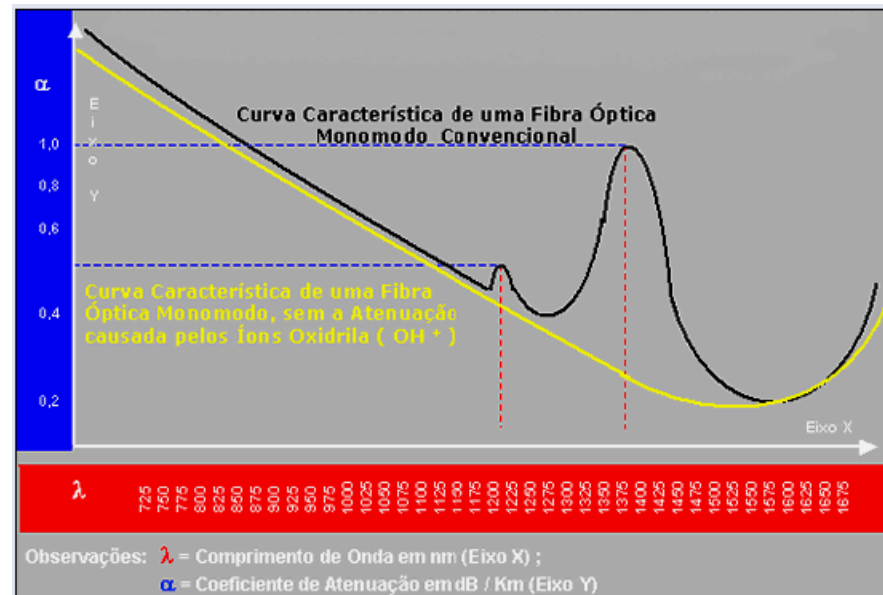


Figura 2.6 - Gráfico da atenuação da fibra óptica em função do comprimento de onda.

Para fibras operando na janela de 1310 nm o valor de α é de cerca de 0,5 dB/km e na janela de 1550 nm, o valor de α está na ordem de 0,2 dB/km.

2.3.3.2 - Dispersão Cromática

O efeito da dispersão cromática é o fator mais relevante para sistemas a fibra óptica monomodo com altas taxas de transmissão. A dispersão cromática causa o alargamento do pulso de luz conforme ele se propaga através da fibra monomodo. Uma componente espectral específica a uma frequência ω chegará na extremidade de saída de uma fibra óptica de comprimento L depois de um tempo dado por:

$$T = L/v_g \quad (2.4)$$

onde v_g é a velocidade de grupo definida por [1]:

$$v_g = (d\beta/d\omega)^{-1} = c/n_g \quad (2.5)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo que é igual a 3×10^8 m/s, n_g é o índice de refração de grupo e β é a constante de propagação da fibra que é dada por:

$$\beta = n\omega/c \quad (2.6)$$

O índice de refração n é caracterizado pelas freqüências de ressonância que dependem da oscilação dos elétrons [4]. O índice de refração de grupo, n_g , é dado por :

$$n_g = n + \frac{dn}{d\omega} \quad (2.7)$$

Visto que a velocidade de grupo é dependente da freqüência, ocorre um alargamento do pulso óptico porque as diferentes componentes espectrais do mesmo se dispersam durante a propagação e não chegam simultaneamente na saída da fibra. Se $\Delta\omega$ é a largura espectral do pulso, a extensão do alargamento do pulso para uma fibra de comprimento L é expressa por [1]:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (2.8)$$

O parâmetro $\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2}$ é conhecido como parâmetro GVD (*Group Velocity Delay*).

Ele determina o quanto um pulso óptico se alargaria durante a propagação dentro da fibra. Costuma-se expressar $\Delta\omega$ em função da variação do comprimento de onda $\Delta\lambda$.

Usando $\omega = 2\pi c/\lambda$, então $\Delta\omega = (-2\pi c/\lambda^2) \Delta\lambda$. Dessa forma obtém-se:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = DL\Delta\lambda \quad (2.9)$$

sendo

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.10)$$

Onde D é chamado parâmetro de dispersão e é expresso em ps/(km.nm). O termo *dispersão cromática* é devido a sua dependência do comprimento de onda.

O efeito da dispersão sobre a taxa de bits B pode ser estimada por se usar o critério $B \cdot \Delta T < 1$, usando ΔT da equação (2.9) resulta em:

$$BL|D|\Delta\lambda < 1 \quad (2.11)$$

A Figura 2.7 mostra o efeito causado pela dispersão cromática sobre dois pulsos adjacentes à medida que se propagam na fibra óptica. O efeito dispersivo resulta no alargamento dos pulsos ópticos fazendo com que eles se sobreponham, depois da ocorrência de um determinado número de sobreposições, os pulsos adjacentes não podem mais ser distinguidos individualmente no receptor e isto resultará em erros [2].

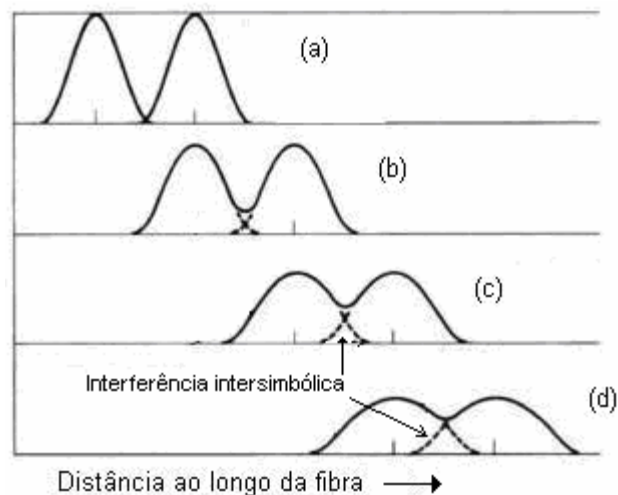


Figura 2.7 - Alargamento e atenuação de dois pulsos adjacentes conforme eles se propagam ao longo da fibra: (a) Originalmente os pulsos de entrada estão separados; (b) os pulsos sobrepõem-se levemente e são claramente distinguíveis; (c) os pulsos sobrepõem-se significativamente e são pouco distinguíveis e (d) os pulsos sobrepõem-se fortemente e são indistinguíveis.

A tolerância à dispersão é inversamente proporcional ao quadrado da taxa de bits (B) e linearmente com a distância do enlace. O comprimento máximo do enlace limitado por dispersão é dado por [5]:

$$L_D \leq \frac{K}{|D|B^2} \quad (2.12)$$

Onde D é o coeficiente de dispersão em ps/(nm.km) de transmissão da fibra, B é a taxa de dados em Gb/s e K é uma constante que depende de detalhes do transmissor e receptor, formatos de modulação e penalidade permitida.

Por isso, as propriedades dispersivas determinam o limite da capacidade de informação da fibra.

A dispersão cromática pode ser compensada ou combatida, através de várias técnicas, sendo a mais comum, a utilização de fibras com dispersão deslocada (*Dispersion Shift Fiber* - DSF). DSF é uma fibra dopada com impurezas que têm características de dispersão negativa [3].

2.3.3.3 - Dispersão por Modo de Polarização

Outra fonte de alargamento do pulso óptico é a dispersão por modo de polarização (*Polarization-Mode Dispersion* - PMD), a qual é causada pelas distorções assimétricas da fibra em relação a uma geometria cilíndrica perfeita. A fibra não é de fato um guia de onda perfeitamente cilíndrico, mas pode ser melhor descrita como um cilindro imperfeito com dimensões físicas que não são perfeitamente constantes [3]. As variações na geometria cilíndrica advêm de diversos fatores tais como *stress* mecânico exercido sobre a fibra devido as curvaturas induzidas extrinsicamente e *stress* causados durante o cabeamento, manuseio, emendas bem como imperfeições resultantes do processo de fabricação [3]. Uma propriedade fundamental de um sinal óptico é seu estado de polarização. Polarização refere-se à orientação do campo elétrico de um sinal de luz, o qual pode variar significativamente ao longo de uma fibra. A energia do sinal para um determinado comprimento de onda ocupa dois modos de polarização ortogonal. A assimetria da fibra introduz pequenas diferenças de índice de refração para os dois

estados de polarização. Esta característica é conhecida como *birrefringência*. A birrefringência ocasiona que um modo de polarização se propague mais rápido que o outro e a orientação da polarização seja rotacionada com a distância. A diferença resultante nos tempos de propagação ΔT entre os dois modos de polarização ortogonais resultará no espalhamento do pulso e é denominada PMD. Sejam v_{gx} e v_{gy} as velocidades de grupo dos dois modos de polarização ortogonal, então o atraso diferencial de tempo ΔT_{pol} entre as duas componentes durante a propagação do pulso de polarização sobre a distância L é [2]:

$$\Delta T_{pol} = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| \quad (2.13)$$

Em contraste com a dispersão cromática, o qual é um fenômeno relativamente estável ao longo da fibra, a PMD varia aleatoriamente ao longo da fibra. Uma razão principal para isto é que as perturbações que causam os efeitos da birrefringência variam com a temperatura. Por isso, ΔT_{pol} expressa pela equação (2.13) não pode ser usada diretamente para estimar a PMD. Ao invés disso, previsões estatísticas são necessárias para levar em conta seus efeitos.

Um meio útil de caracterizar a PMD para grandes comprimentos de fibra é em termos do valor médio do atraso diferencial de grupo (*Differential Group Delay* - DGD). Este pode ser calculado pela relação:

$$\langle \Delta T_{pol} \rangle \approx D_{PMD} \sqrt{L} \quad (2.14)$$

onde D_{PMD} , o qual é medida em ps/\sqrt{km} , é o parâmetro PMD médio. Valores típicos de D_{PMD} estão na faixa de 0,1 a 1,0 ps/\sqrt{km} [2].

2.3.3.4 - Efeitos Não-Lineares da Fibra Óptica

Efeitos eletromagnéticos não lineares ocorrem quando a resposta de um meio é uma função não linear da amplitude do campo eletromagnético aplicado [6]. Diversos efeitos não lineares nas fibras óptica podem conduzir a diafonia (*crosstalk*) entre canais, de forma que a intensidade e a fase de um canal são influenciados por outros canais vizinhos [1] e portanto causam maior impacto em sistemas multicanais. Existem duas categorias de efeitos não lineares existentes na fibra. A primeira abrange os processos de espalhamento não linear que são: o espalhamento Raman estimulado (*Stimulated Raman Scattering* - SRS) e o espalhamento de Brillouin estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering* - SBS). A segunda categoria origina-se de variações no índice de refração da fibra, dependentes da intensidade óptica, que produzem os efeitos tais como: auto-modulação de fase (*Self-Phase Modulation* - SPM), modulação de fase cruzada (*Cross-Phase Modulation* - XPM) e mistura de quatro ondas (*Four Wave Mixing* - FWM) [2]. Os processos SBS, SRS e FWM provocam ganhos de alguns canais enquanto diminuem a potência de outros causando assim diafonia entre canais. Já o SPM e o XPM afetam somente a fase dos sinais. Estes efeitos são abordados nas seções a seguir.

2.3.3.4.1 - Auto-Modulação de Fase

A auto-modulação de fase (SPM) é o deslocamento de fase do sinal causado por ele mesmo. Isto ocorre devido o índice de refração da fibra ter uma componente que é dependente da intensidade [1], [2]. Esse índice de refração não linear, causa um deslocamento de fase que é proporcional a intensidade do pulso. Assim, à medida que o pulso varia no tempo, o índice de refração também se torna variante no tempo. Isto conduz a diferentes deslocamentos de fase ao longo dos pulsos, causando alargamento espectral dos mesmos [2]. Portanto, os efeitos do SPM são mais pronunciados para pulsos de maior intensidade e intensificam os efeitos da dispersão cromática [2], [3].

2.3.3.4.2 - Modulação de Fase Cruzada

A modulação de fase cruzada (XPM) é o deslocamento de fase de um sinal causado pelas flutuações de intensidade de outros canais que compartilham a mesma fibra a diferentes frequências ópticas [6].

2.3.3.4.3 - Mistura de Quatro Ondas

Quando três frequências ópticas (f_1 , f_2 , e f_3) interagem em um meio não linear, eles dão origem a uma quarta frequência (f_4), que está relacionada com as demais pela relação [1]:

$$f_4 = f_1 \pm f_2 \pm f_3 \quad (2.15)$$

Este efeito é conhecido como mistura de quatro de ondas (FWM) e é uma característica da fibra óptica que afeta sistemas multicanais. Esta nova frequência óptica f_4 penaliza o sistema se ela for igual ou próxima de um canal existente, tal que o ruído interferente caia dentro da largura de banda do receptor.

Os efeitos de FWM são pronunciados com o decréscimo do espaçamento de canal dos comprimentos de onda e altos níveis de potência do sinal. Alta dispersão cromática também aumenta os efeitos de FWM [3]. A Figura 2.8 ilustra a geração da frequência óptica espúria resultante da FWM.

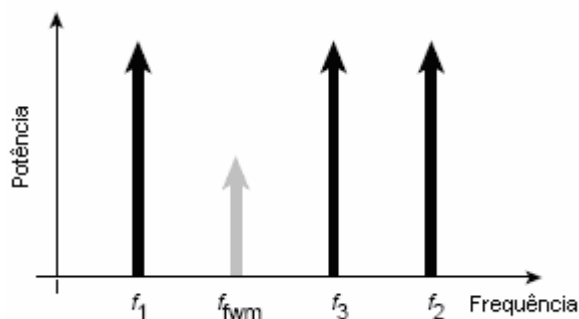


Figura 2.8 – Geração de FWM.

2.3.3.4.4 - Espalhamento Raman Estimulado

Quando a luz se propaga através da fibra, os fótons interagem com as moléculas de sílica durante a propagação. Os fótons também interagem consigo mesmos e causam efeitos de espalhamento nas direções direta e reversa de propagação da fibra. Isto resulta em uma distribuição esporádica de energia em uma direção aleatória [3].

SRS resulta em sinais com menores comprimentos de onda bombearem a amplitude dos sinais de maiores comprimentos de onda, o qual faz com que os sinais de maiores comprimentos de onda suprimam os sinais de menor comprimento de onda. SRS é pronunciado para altas taxas de bits e altos níveis de potência.

Um meio de contornar os efeitos de SRS é diminuir a potência óptica de entrada [3].

2.3.3.4.5 - Espalhamento Estimulado de Brillouin

O espalhamento estimulado de Brillouin (*Stimulated Brillouin Scattering* - SBS) é devido às propriedades acústicas da interação do fóton com a fibra. Quando a luz se propaga através da fibra, os fótons interagem com as moléculas de sílica e consigo mesmos e causam efeitos de espalhamento na direção reversa de propagação ao longo da fibra. Assim como SRS, o SBS também é pronunciado a altas taxas de bits e altos níveis de potência óptica [3].

2.4 – O Receptor Óptico

A função de um receptor óptico é garantir que o sinal transmitido chegue de forma confiável ao destino final. Por isso, o receptor óptico primeiro converte o sinal de luz em sinal elétrico. Este sinal chega bastante atenuado e distorcido devido aos ruídos ao longo da transmissão. Por isso ele passa por um estágio de amplificação eletrônica e depois um por circuito de recuperação de dados. Este circuito de recuperação de dados inclui um filtro passa-baixas e um circuito de decisão. O filtro passa-baixas tem a função de eliminar as componentes de alta frequência do sinal. O circuito de decisão, tem a função de decidir se o pulso distorcido corresponde a um bit “1” ou “0”. Após todo esse processo, o sinal é entregue ao usuário final [7].

A Figura 2.9 mostra um diagrama de blocos simplificado de um receptor óptico.

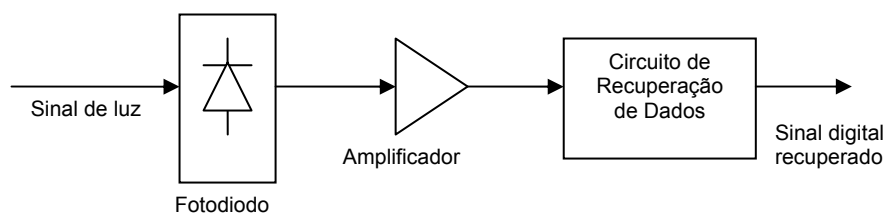


Figura 2.9 – Esquema básico de um receptor óptico

O dispositivo fotodetector, é o responsável pela detecção e conversão do sinal luminoso em sinal elétrico.

Os fotodetectores, comumente associados à tecnologia de transmissão por fibras ópticas, são os fotodiodos PIN (*Positive Intrinsic Negative*) e os fotodiodos de avalanche (*Avalanche Photodiodes - APD's*). O estágio eletrônico, associado ao fotodetector, tem a função básica de filtrar e amplificar o sinal elétrico convertido. A qualidade de um receptor óptico é medida pela sua *sensitividade*, a qual especifica a potência luminosa mínima necessária para determinado desempenho em termos de relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Rate - SNR*) ou de taxa de erros de transmissão. Além das fontes convencionais de ruído, associadas aos estágios eletrônicos, afetam o desempenho dos receptores ópticos as fontes de ruído características do processo de conversão opto-eletrônica. De um modo geral, os receptores ópticos com fotodiodos de avalanche, mais complexos, apresentam desempenho superior

aos com fotodiodos PIN. [8]. Porém, o fotodetector mais comumente usado é o PIN. A estrutura do dispositivo consiste de regiões p e n separadas por uma região intrínseca (i) levemente dopada de portadores do tipo n.

A foto-corrente I_p gerada no fotodetector é proporcional à potência óptica incidente P_o e é expressa por [1]:

$$I_p = RP_o \quad (2.16)$$

onde R é a responsividade do fotodetector que muitas vezes caracteriza o desempenho de um fotodiodo e está relacionada à eficiência quântica por:

$$R = \frac{I_p}{P_o} = \frac{\eta q \lambda}{hc} \text{ (A/W)} \quad (2.17)$$

onde, η é a eficiência quântica, q é a carga elétrica, λ é o comprimento de onda e h é a constante de Planck. A eficiência quântica é o número de pares de portadoras elétrons-lacunas gerados por fótons incidentes de energia $h\nu$.

A relação $I_p = RP_o$ leva em conta que a conversão eletro-óptica é livre de ruído. Entretanto, isto não ocorre mesmo para um receptor perfeito. Existem dois mecanismos de ruído que conduzem a flutuações na corrente mesmo quando a potência que incide no fotodetector é constante, os quais são: o ruído balístico e o ruído térmico [1]. O ruído balístico ou quântico é gerado devido a natureza estatística da produção e coleção de foto-elétrons quando um sinal óptico incide no fotodetector. A foto-corrente gerada em resposta a um sinal óptico constante pode ser escrita como [1] :

$$I(t) = I_p + i_s(t) + I_d \quad (2.18)$$

onde I_p é a corrente média, $i_s(t)$ é a flutuação de corrente relacionada ao ruído balístico e I_d é a corrente de escuro que é gerado no volume do material do fotodiodo quando nenhuma luz incide sobre ele. Matematicamente, $i_s(t)$ é um processo aleatório que pode ser aproximado pela estatística gaussiana [1]. A variância do ruído balístico pode ser expressa por [1] :

$$\sigma_s^2 = 2qI_p \Delta f \quad (2.19)$$

onde Δf é a largura de banda efetiva de ruído do receptor. O valor real de Δf depende do projeto do receptor.

O ruído térmico é resultado do movimento aleatório de elétrons que existem em qualquer condutor. Este movimento térmico aleatório de elétrons manifesta-se como uma flutuação de corrente mesmo na ausência de uma tensão aplicada. O resistor de carga na extremidade frontal do receptor óptico adiciona tais flutuações à corrente gerada pelo fotodiodo gerando então o ruído térmico [2]. A variância do ruído térmico é dada por:

$$\langle I_T^2 \rangle = \sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} \Delta f \quad (2.20)$$

2.5 - Amplificadores Ópticos

A distância de transmissão de um sistema a fibra óptica é limitado pela atenuação e dispersão da fibra. Em sistemas de longa distância, a perda por atenuação é combatida tradicionalmente com regeneradores opto-eletrônicos que fazem a conversão do sinal óptico para o domínio elétrico realizando a regeneração eletrônica do mesmo, após isso o sinal é convertido de volta para o domínio óptico [1]. Embora estes regeneradores sejam apropriados para sistemas de apenas um comprimento de onda à taxas moderadas, tornam-se muito complexos e caros para sistemas multicanais (tais como o WDM) de alta velocidade, pois exigem um repetidor para cada canal [2], [4]. Por outro lado, os amplificadores ópticos, têm a capacidade de amplificar múltiplos canais ópticos simultaneamente. Por esta razão, praticamente todos os sistemas de comunicações ópticas WDM da atualidade utilizam amplificadores ópticos para compensar as perdas na fibra. A tendência atual é projetar redes totalmente ópticas que utilizem apenas amplificadores ópticos, sem o uso de regeneração eletrônica.

Um dos parâmetros mais importantes de um amplificador óptico é o seu ganho sobre o sinal, o qual é definido por [2]:

$$G = \frac{P_{s,out}}{P_{s,in}} \quad (2.21)$$

onde $P_{s,in}$ e $P_{s,out}$ são as potências de entrada e saída respectivamente do sinal óptico sendo amplificadas.

2.5.1 - Amplificadores à Fibra Dopada com Érbio

Dentre os vários tipos de amplificadores existentes, os amplificadores dopados com érbio (EDFAs) têm atraído a atenção principal, visto que sua operação é próximo do comprimento de onda de 1550 nm e por isso são os mais utilizados nos modernos sistemas de comunicações ópticas [4].

Os amplificadores baseados em fibras dopadas baseiam-se no bombeamento de íons dentro do amplificador para estados mais energéticos onde possam voltar ao estado inicial por efeito do processo de emissão estimulada, responsável pela amplificação [9]. Para o caso das fibras dopadas a érbio, as bombas podem ser por volta dos 1480 nm ou 980 nm. A fim de combinar a saída do laser de bombeamento com o sinal de entrada, a fibra dopada é precedida por um acoplador seletivo em comprimento de onda [10]. O esquema básico de um EDFA é mostrado na Figura 2.10.

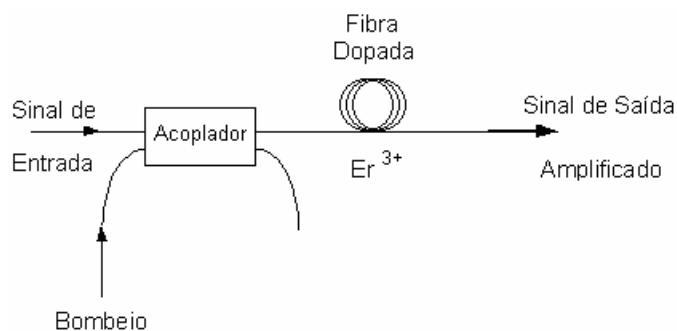


Figura 2.10 - Esquema básico de um EDFA

Os amplificadores podem ser montados em três configurações básicas de acordo com o sentido de propagação do bombeamento com relação ao sinal, conforme esquematizado na Figura 2.11.

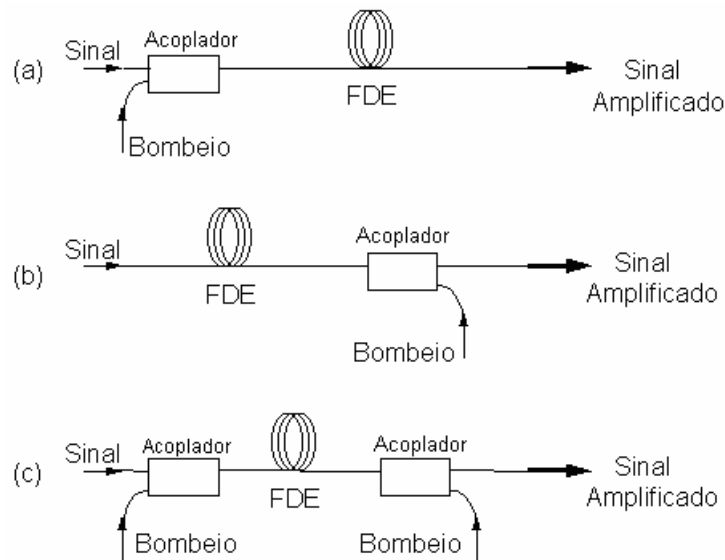


Figura 2.11 - Configurações básicas de bombeamento em uma EDFA. (a) Co-propagante; (b) Contrapropagante; (c) Bidirecional.

Na primeira geração de amplificadores, utiliza-se apenas uma bomba de laser e apenas uma fibra de amplificação, no entanto o aumento dos requisitos exige outras soluções como amplificadores de duplo estágio, mistura de tipos de amplificadores (EDFA+Raman), fontes de múltiplo comprimento de onda [9].

2.5.2 - Aplicações de Amplificadores Ópticos

Os amplificadores ópticos podem servir a diversas aplicações:

- **Amplificadores de potência ou *booster*** – Sua principal função é intensificar a potência transmitida, dessa forma aumentando a distância de transmissão. São colocados logo após o transmissor, por isso são projetados para receber na sua entrada sinais de alta potência [1], [2].
- **Amplificadores em linha** – São utilizados para compensar a perda devido a atenuação da fibra no meio de enlaces de longa distância. São projetados para fornecer um ganho para sinais de baixa potência de entrada. Normalmente o ganho de cada amplificador em linha é escolhido para compensar exatamente a perda do sinal ocorrida na seção da fibra (*span*) anterior [1], [2].

- **Pré-amplificador** – É colocado pouco antes do receptor óptico, amplificando o sinal antes da foto-deteccção dessa forma melhorando a sensibilidade do receptor [1], [2].

2.5.3 - Ruído do Amplificador Óptico

O ruído dominante gerado em um amplificador óptico é a emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission* - ASE). Este ruído é proveniente da recombinação de elétrons e lacunas no meio amplificador. O efeito do ruído ASE é adicionar flutuações de corrente à potência amplificada as quais são convertidas em flutuações de corrente durante a foto-deteccção. A densidade espectral de potência do ruído ASE é relativamente constante (ruído branco) e é dada por [1], [2]:

$$S_{ASE}(f) = [G(f) - 1] h\nu n_{sp} = \frac{P_{ASE}}{\Delta\nu_{opt}} \quad (2.22)$$

onde ν é a frequência óptica, P_{ASE} é a potência do ruído ASE em uma largura de banda $\Delta\nu_{opt}$ e n_{sp} é a emissão espontânea ou fator de inversão de população e é definida como [1],[2]:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (2.23)$$

onde N_1 e N_2 são as populações atômicas para os estados fundamentais e excitados respectivamente. Assim, n_{sp} denota quão completa é a inversão de população entre dois níveis de energia.

Visto que a ASE se origina antes do fotodiodo, ele dá origem a três diferentes componentes de ruído no receptor óptico em adição àqueles gerados no fotodetector. Isto acontece porque a foto-corrente consiste de um número de sinais provenientes do batimento entre o sinal e os ruídos ópticos em adição aos batimentos quadráticos do sinal e do ruído ASE [2]. Se o campo total óptico é a soma do campo do sinal E_s com o campo da emissão espontânea E_n então a

corrente total do fotodetector i_{tot} é proporcional ao quadrado do campo elétrico óptico:

$$i_{tot} \propto (E_s + E_n)^2 = E_s^2 + E_n^2 + 2E_s E_n \quad (2.24)$$

onde os primeiros dois termos dizem respeito unicamente ao sinal e ao ruído, respectivamente. O terceiro termo é um componente de mistura ou batimento entre o sinal e o ruído. O qual pode recair dentro da largura de banda do receptor e dessa forma degradar a SNR. Levando em conta o ruído ASE, a potência óptica incidente sobre o fotodetector será:

$$P_o = GP_{s,in} + S_{ASE}\Delta\nu_{opt} \quad (2.25)$$

Lembrando que $P_o = RI_p$ então a corrente média quadrática total do ruído balístico é [2]:

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = \sigma_{shot}^2 = \sigma_{shot-s}^2 + \sigma_{shot-ASE}^2 = 2qRS_{ASE}\Delta\nu_{opt}\Delta f \quad (2.26)$$

onde Δf é a largura de banda do receptor elétrico.

Os outros dois ruídos originam-se da mistura das diferentes frequências ópticas contidas no sinal óptico e na ASE, os quais geram dois conjuntos de batimentos de frequências. Visto que o sinal e a ASE têm frequências ópticas diferentes, o ruído proveniente do batimento do sinal com a ASE é [2]:

$$\sigma_{s-ASE}^2 = 4(RGP_{s,in})(RS_{ASE}\Delta f) \quad (2.27)$$

Além disso, visto que o ruído ASE estende-se a uma larga faixa de frequência óptica, ele pode bater consigo mesmo dando origem à corrente de ruído [2]:

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = R^2 S_{ASE}^2 (2\Delta\nu_{opt} - \Delta f) \Delta f \quad (2.28)$$

Sendo assim, a corrente de ruído média quadrática total torna-se [2]:

$$\langle i_{total}^2 \rangle = \sigma_{total}^2 = \sigma_T^2 + \sigma_{shot-s}^2 + \sigma_{shot-ASE}^2 + \sigma_{s-ASE}^2 + \sigma_{ASE=ASE}^2 \quad (2.29)$$

onde σ_T^2 é a variância do ruído térmico dada pela equação (2.20).

O ruído térmico pode ser negligenciado quando o ganho do amplificador é alto o suficiente. Além disso, visto que a potência do sinal amplificado é muito maior que a potência do ruído ASE, o ruído resultante do batimento ASE-ASE expresso pela equação (2.28) é significativamente menor que o ruído do batimento sinal-ASE. Por isso, a equação (2.27) pode ser reduzida a [2]:

$$\sigma_{shot}^2 \approx 2qRGP_{s,in}\Delta f \quad (2.30)$$

Esta aproximação em conjunto com a expressão para a densidade espectral de ruído ASE da equação (2.20) conduz a uma relação sinal-ruído (SNR) na saída do foto-detector aproximada por [2]:

$$(SNR)_{out} = \frac{\langle i_s^2 \rangle}{\sigma_{total}^2} = \frac{(RGP_{s,in})^2}{\sigma_{total}^2} \approx \frac{RP_{s,in}}{2q\Delta f} \frac{G}{1 + 2\eta n_{sp}(G-1)} \quad (2.31)$$

onde η é a eficiência quântica do foto-detector e $\langle i_s^2 \rangle$ é a foto-corrente média quadrática de entrada amplificada, dada por [2]:

$$\langle i_s^2 \rangle = (RGP_{s,in})^2 \quad (2.32)$$

Uma medida da degradação da SNR do sinal após passar pelo amplificador óptico é denominada figura de ruído (F_n), cuja definição padrão é a razão entre a SNR de entrada $(SNR)_{in}$ e a SNR de saída $(SNR)_{out}$ do amplificador óptico. Portanto, a figura de ruído é expressa por [1]:

$$F_n = \frac{(SNR)_{in}}{(SNR)_{out}} \quad (2.33)$$

Considerando a $(SNR)_{in}$ a relação sinal-ruído de um foto-detector ideal na entrada de um amplificador óptico, cujo desempenho é limitado apenas pelo ruído balístico, ela pode ser expressa por [1], [2]:

$$(SNR)_{in} = \frac{RP_{s,in}}{2q\Delta f} \quad (2.34)$$

Assim, substituindo a equação (2.33) na equação (2.34) temos que a figura de ruído pode ser expressa por [2]:

$$F_n = \frac{(SNR)_{in}}{(SNR)_{out}} = \frac{1 + 2\eta n_{sp}(G - 1)}{G} \approx 2n_{sp} \quad (2.35)$$

Esta equação mostra que a SNR de um sinal amplificado é degradado por 3 dB ($F_n = 2$) mesmo para um amplificador ideal para o qual $\eta = n_{sp} = 1$. Entretanto, para a maioria dos amplificadores reais F_n é maior que 3 dB e pode ser tão alto quanto 6 a 8 dB. É evidente que o amplificador óptico tem de ter uma figura de ruído tão baixa quanto possível [1].

2.6 - Análise de Desempenho do Sistema

O principal desafio na operação de redes ópticas, sobretudo sistemas WDM, consiste em como analisar que o sistema está funcionando adequadamente. Assim, existe uma necessidade chave, para monitorar cada canal óptico que trafega na rede, de forma inteligente, a fim de satisfazer os critérios de confiabilidade da rede e garantir uma determinada qualidade de serviço [2]. Os parâmetros chaves para monitorar o desempenho de um sistema óptico são: o comprimento de onda, a potência óptica, e a relação sinal-ruído óptica (*Optical Signal-to-Noise Rate* - OSNR). Outra importante figura de mérito para analisar o desempenho do sistema é (*Bit-Error Rate* - BER). A BER depende da OSNR. Outra ferramenta importante, é o diagrama de olho que permite visualizar as distorções do sinal no domínio do tempo [2].

2.6.1 - Relação Sinal-Ruído Óptica

A relação sinal-ruído óptica (OSNR) é um importante parâmetro de projeto.

A OSNR é a razão da potência do sinal óptico sobre a potência de ruído e é expressa em decibéis (dB) através da seguinte fórmula [3]:

$$OSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_n} \right) (\text{dB}) \quad (2.36)$$

onde P_s é a potência do sinal e P_n é a potência do ruído.

Em sistemas amplificados, o ruído é amplificado junto com o sinal. A OSNR portanto, indica a qualidade do sinal recebido. Uma das consequências de se ter uma OSNR baixa nestes sistemas, é que não importa o quão forte o sinal chegue num bom receptor, a presença de ASE degradará o sinal e introduzirá erros [3]. Embora outros dispositivos adicionem ruídos ao sistema, o ruído oriundo do amplificador óptico é considerado a principal fonte de degradação da OSNR [3]. Em sistemas WDM com vários estágios de amplificadores cascadeados, o ruído ASE torna-se um sério problema. A OSNR degrada-se ao longo do enlace, devido aos efeitos cumulativos da figura de ruído de cada estágio do amplificador [3].

2.6.2 – Taxa de Erros de Bit

O critério de desempenho para sistemas digitais é governado pela taxa de erros de bit (*Bit-Error Rate* - BER), definida como a probabilidade de identificação incorreta de um bit no circuito de decisão do receptor. Um critério comumente usado para receptores ópticos digitais é uma $BER \leq 1 \times 10^{-9}$, o que corresponde a uma média de 1 bit detectado errado a cada um bilhão de bits enviados [1].

O sinal elétrico recebido pelo circuito de decisão do receptor é amostrado num determinado instante de decisão dentro de um período de bit. O circuito de decisão irá comparar os valores amostrados com um valor de limiar e decidir que símbolo lógico foi recebido. Idealmente, o sinal amostrado excederia o valor de limiar para o bit “1”, e seria menor que o valor de limiar para o bit “0”. Entretanto, em

sistemas reais, os vários ruídos e efeitos de interferências causam desvios na tensão de saída esperada. Os valores amostrados flutuam em torno de valores médios, I_1 e I_0 , correspondendo respectivamente aos símbolos lógicos “1” e “0”. A Figura 2.12 mostra a representação de um sinal flutuante recebido pelo circuito de decisão, o qual faz a amostragem no tempo de decisão t_D determinado através de um circuito recuperador de *clock*. O circuito de decisão compara o valor amostrado I com um valor de limiar I_D e o considera bit “1” se $I > I_D$ ou bit “0” se $I < I_D$. Um erro ocorre se $I < I_D$ for bit “1” ou $I > I_D$ for bit “0” [1].

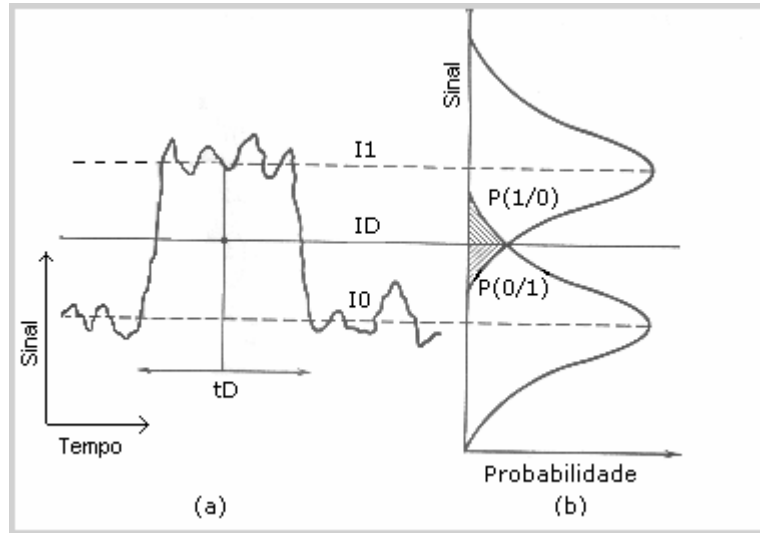


Figura 2.12 – (a) Sinal flutuante gerado no receptor, (b) densidades de probabilidade gaussiana dos bits 1 e 0. As áreas hachuradas mostram a probabilidade de identificação incorreta de bits.

A SNR está relacionada a BER através da expressão [2]:

$$BER = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)}{Q} \quad (2.37)$$

onde o símbolo Q tradicionalmente representa a SNR por simplicidade de notação. A aproximação no lado direito da equação (2.37) é válida para $BER < 10^{-3}$, sendo portanto válida para sistemas de comunicações ópticas [2].

O valor Q é definido como:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.38)$$

onde I_1 e I_0 são os valores médios das correntes do sinal detectado para os bits 1 e 0 respectivamente, e σ_1 e σ_0 são os valores da raiz média quadrática (*root-mean square* - rms) dos ruídos detectados.

Alguns valores típicos do fator Q e o valor da BER correspondente são: Q = 6 para BER = 10^{-9} , Q = 7 para BER = 10^{-12} e Q = 8 para BER = 10^{-15} .

2.6.3 - Diagrama de Olho

A técnica de medida conhecida como diagrama de olho, feita no domínio do tempo, é uma ferramenta importante para se avaliar o desempenho de um sistema digital, pois permite uma visualização da distorção na forma de onda do sinal transmitido num osciloscópio [2]. Para se utilizar esta técnica, deve-se enviar uma seqüência de dados pseudo-aleatórias no sistema, porque a natureza dos dados transmitidos em um sistema de comunicação é aleatória. O termo pseudo-aleatório significa que a combinação de “uns” e “zeros” eventualmente irá se repetir, mas é suficientemente aleatória para análise do sistema.

Para se entender como o padrão do ‘olho’ é formado, a Figura 2.13 mostra oito combinações de sinal NRZ com comprimento de 3 bits que, quando superpostas simultaneamente, formam um padrão que se assemelha a um olho [2].

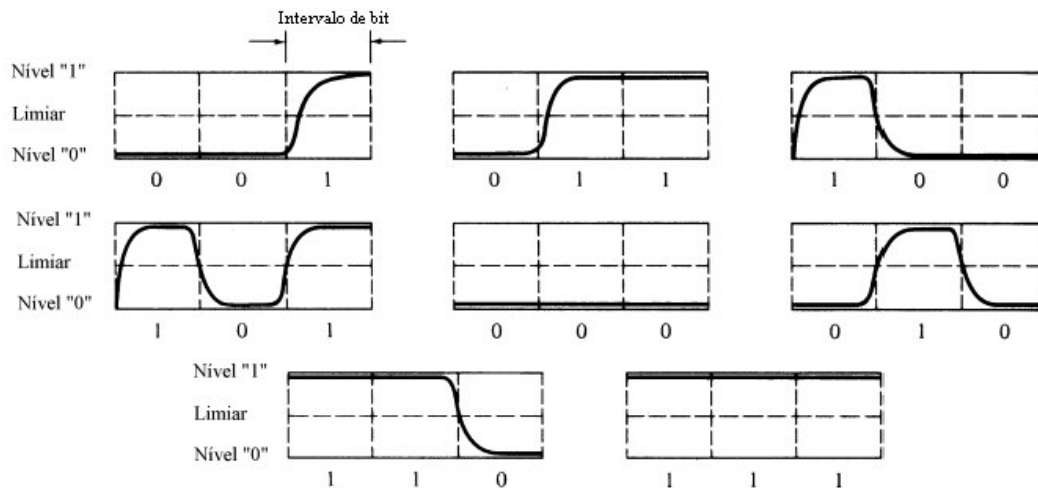


Figura 2.13 – Oito combinações possíveis para um sinal NRZ com duração de 3-bit.

Muita informação sobre o sistema pode ser extraída desta técnica. Para sua interpretação, a Figura 2.14 apresenta um esquema simplificado da mesma.

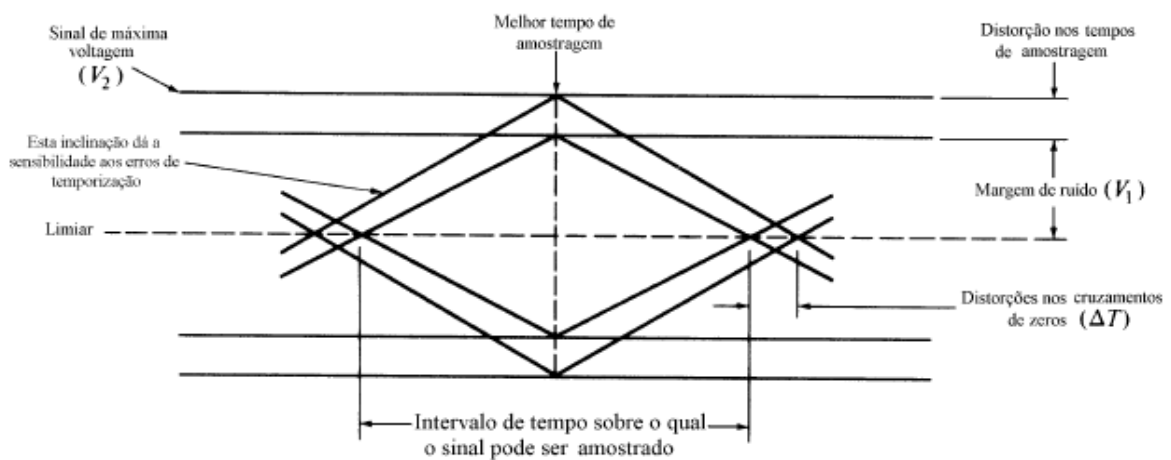


Figura 2.14 – Diagrama de olho simplificado

As informações a respeito das distorções fornecidas pelo diagrama de olho do sinal podem ser obtidas pelos seguintes parâmetros [2]:

- A largura da abertura do olho (no eixo horizontal) define o intervalo de tempo sobre o qual o sinal recebido pode ser amostrado sem erro devido à interferência intersimbólica (ISI).

- O melhor momento de amostragem é o que corresponde ao de maior abertura vertical do olho.
- A altura da abertura do olho é reduzida quando ocorre distorção na amplitude do sinal. A distorção máxima é dada pela distância vertical entre o topo da abertura do olho e o máximo nível do sinal. Quanto mais fechado o olho se tornar, mais difícil é a detecção do sinal.
- A abertura do olho, na direção vertical, no momento da amostragem mostra a margem de ruído ou a imunidade ao ruído, que corresponde à porcentagem da razão entre a tensão de pico do sinal, V_1 , para uma seqüência alternada de bits, e a máxima tensão do sinal, V_2 , medida a partir do limiar (no instante ótimo de amostragem) dada por:

$$\text{Margem de ruído (porcento)} = \frac{V_1}{V_2} \times 100\% \quad (2.39)$$

- A taxa na qual o olho se fecha, quando o instante de amostragem varia (isto é, proporcional à inclinação dos lados do diagrama de olho) determina a sensibilidade do sistema a erros de temporização. A probabilidade de ocorrência deste tipo de erro aumenta à medida que a inclinação torna-se mais acentuada.
- *Jitter* temporal (também conhecido como eixo de *jitter* ou ‘distorção de fase’) aparece devido ao ruído no receptor e à distorção do pulso na fibra. Se o sinal é amostrado no meio do intervalo de tempo de amostragem (isto é., equidistante entre os tempos de cruzamento do sinal com o nível de limiar), a distorção temporal, ΔT , no nível de limiar indica a quantidade de *jitter* presente no sinal e é dada por:

$$\text{Jitter temporal (porcento)} = \frac{\Delta T}{T_b} \times 100\% \quad (2.40)$$

- A ocorrência de não-linearidade nas características de transferência do canal deverá criar uma assimetria no diagrama de olho.

2.7 – Ferramentas de Simulação

No decorrer dos anos, têm sido empregados métodos numéricos para prever e analisar o comportamento de componentes, enlaces e redes relacionados a sistemas de fibras ópticas [2]. Atualmente, o aumento no nível de complexidade em sistemas de comunicações ópticas, torna indispensável o uso de ferramentas de simulação baseadas em computador e ferramentas de modelagem que integram componentes, enlaces e funções de rede que tornam o projeto mais barato, rápido e eficiente [2].

2.7.1 – O Software *Optisystem*

A Ferramenta de simulação utilizada neste trabalho é o software *Optisystem* 4.1TM da empresa *Optiwave Systems Inc.* É uma ferramenta de software avançada que permite projetar, analisar e otimizar virtualmente qualquer tipo de enlace de fibra óptica no nível de camada física. Possui uma interface gráfica com o usuário (*Graphical User Interface* - GUI) amigável e de fácil compreensão que controla o *layout*, componentes ópticos, modelos de componentes e apresentação de gráficos [11]. A Figura 2.15 apresenta a GUI do *Optisystem*.

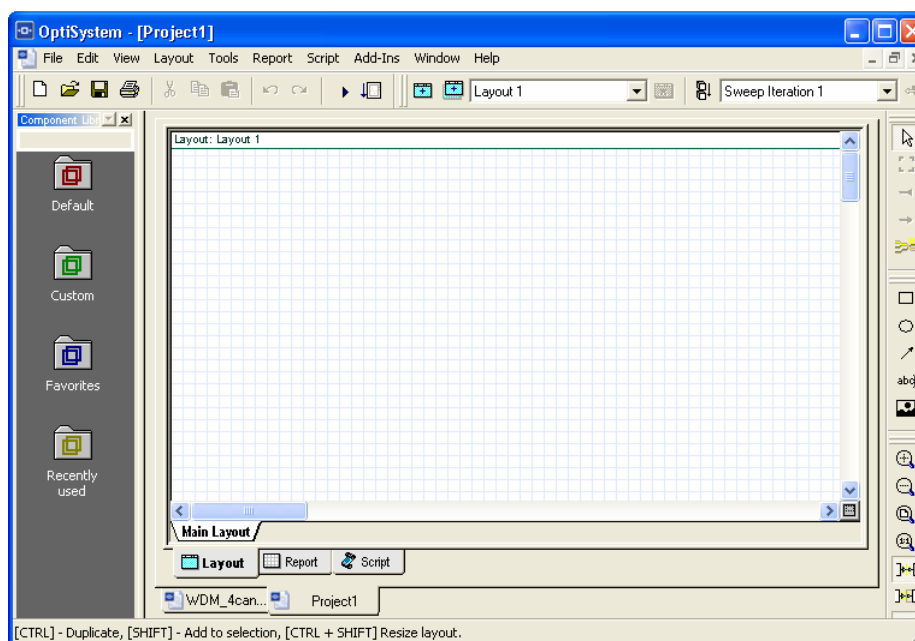


Figura 2.15 – Interface gráfica de usuário do *Optisystem*

O *Optisystem* contém uma extensa biblioteca de componentes ativos e passivos, do domínio óptico e elétrico, que reproduzem de forma realística o comportamento real, de dispositivos reais. Esta biblioteca contém cerca de 400 componentes. A Figura 2.16 mostra a biblioteca de componentes do *Optisystem*.

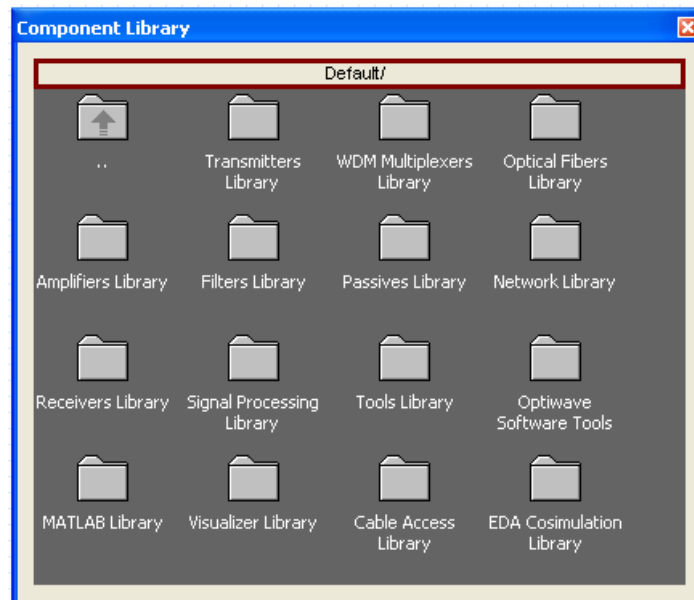


Figura 2.16 - Biblioteca de componentes do *Optisystem*

A biblioteca de componentes do *Optisystem* inclui importantes ferramentas de visualização de gráficos que permitem analisar o desempenho do sistema no domínio óptico e elétrico, tais como analisadores de espectro, osciloscópio, medidores de potência, analisador de BER e diagrama de olho entre outros. Estas ferramentas estão contidas na biblioteca de visualizadores (*Visualizer Library*). Essa biblioteca é subdividida em duas outras: óptica e elétrica, para análise no domínio óptico e elétrico, respectivamente. A Figura 2.17 apresenta os componentes contidos nestas duas subpastas do *Visualizer Library*.

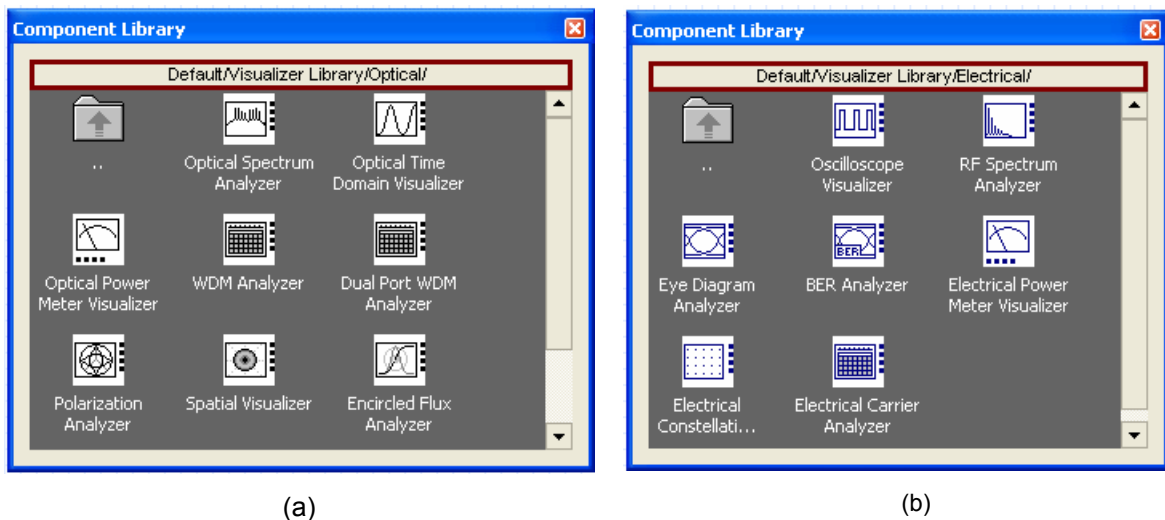


Figura 2.17 - Biblioteca *Visualizer Library*: (a) óptica, (b) elétrica

2.7.2 –Benefícios

Este software apresenta os seguintes benefícios [11]:

- Permite a criação de protótipos de baixo custo;
- Permite uma visão global do desempenho do sistema;
- Acesso direto a extensivas configurações de dados que caracterizam o sistema;
- Realiza varredura de parâmetros visando analisar o efeito de especificações de dispositivos sobre o desempenho do sistema
- Exploração automática de parâmetros e otimização;
- Redução considerável de risco de investimento ;
- Representação visual de opções de projeto e cenários para apresentar aos prospectivos consumidores.

2.7.3 –Aplicações

O *Optisystem* possibilita a automação de projeto de virtualmente qualquer tipo de enlace óptico na camada física, e análise de diversos tipos de redes ópticas, de sistemas de longa distância a redes de área metropolitana (*Metropolitan Area Network* - MANs) e redes locais (*Local Area Network* - LANs).

A grande faixa de aplicações do Optisystem incluem:

- Projeto de sistemas de comunicações ópticas desde os componentes até o nível de sistema;
- Projeto de redes de TV a cabo (CATV) ou de redes TDM/WDM;
- Projeto de anel SONET/SDH;
- Projeto de transmissor, canal, amplificador e receptor;
- Realização de estimativa da BER e as penalidades do sistema com diferentes modelos de receptor;
- Cálculos de balanço de enlace e BER de sistemas amplificados.

WDM - MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA

Em princípio, a capacidade dos sistemas de comunicação óptica pode exceder 10 Tb/s devido a alta frequência da portadora óptica (cerca de 100 THz). Entretanto, na prática, a taxa de dados é limitada a faixa 10 Gb/s devido as limitações impostas pelos efeitos dispersivos e não-lineares e pela velocidade dos dispositivos eletrônicos. Visando superar essas limitações, utilizam-se técnicas para aumentar a capacidade do sistema [1]. A transmissão de múltiplos canais sobre a mesma fibra provê uma maneira de fazer uso da capacidade sem precedentes oferecida pela fibra óptica. Uma técnica recente é a multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* - WDM) que atraiu considerável atenção nos anos 1990 e que se tornou comercialmente disponível a partir de 1996 [1].

3.1 – Fundamentos de WDM

A técnica WDM é o processo pelo qual vários sinais ópticos de comprimentos de onda diferentes são multiplexados para compartilhar a mesma fibra. Esta operação cria várias fibras virtuais, cada uma com a capacidade de carregar um sinal diferente.

Os sistemas WDM, foram objeto de interesse, desde o surgimento do primeiro sistema óptico comercial. Inicialmente, o WDM era usado na sua forma mais simples, transmitindo dois canais em diferentes janelas de transmissão, um a 1310 nm e o outro a 1550 nm, resultando em um espaçamento de canal de 250 nm. Durante os anos 1980, consideráveis esforços foram feitos no sentido de reduzir o espaçamento de canais. No entanto, foi durante a década de 1990, que os sistemas WDM foram desenvolvidos de forma agressiva. Por volta de 1996, sistemas WDM operando a uma capacidade total de 40 Gb/s tornaram-se comercialmente disponíveis [1].

Em sistemas a fibra óptica ponto-a-ponto, a taxa de bits de um único canal é muitas vezes limitado a 10 Gb/s ou menos devido à dispersão da fibra. Nestes tipos de sistemas, a técnica WDM tem como função aumentar a capacidade total da taxa de bits. A Figura 4.1 mostra um esquema básico de um sistema WDM contendo vários tipos de amplificadores ópticos. Na extremidade transmissora, existem diversos transmissores ópticos, cada um emitindo sinais em um comprimento de onda (ou frequência óptica). Os diversos canais ópticos são combinados por um multiplexador e lançados simultaneamente na fibra. Na extremidade receptora, um demultiplexador é utilizado para separar os diversos canais ópticos e enviá-los ao receptor.

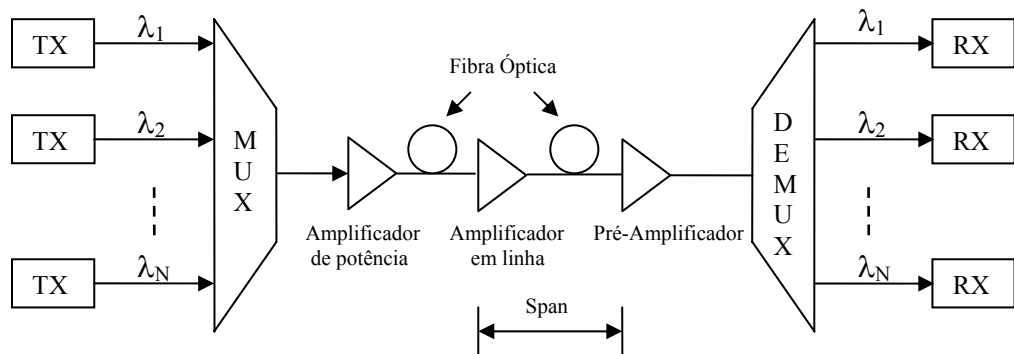


Figura 3.1 – Esquema de sistema WDM com amplificação óptica.

Quando N canais a taxas de bits B_1, B_2, \dots, B_N são transmitidos simultaneamente sobre a mesma fibra de comprimento L , o produto distância-taxa de bits total, BL , torna-se [1]:

$$BL = (B_1 + B_2 + \dots + B_N) L \quad (3.1)$$

Para iguais taxas de bits, a capacidade do sistema é aumentada por um fator de N .

O potencial do sistema WDM pode ser percebido por visualizar a curva de atenuação da fibra óptica monomodo padrão contida na Figura 4.2. Existem duas janelas de baixa atenuação: na faixa de 1270 nm a 1350 nm (janela de 1310 nm) e

de 1480 nm a 1600 nm (janela de 1550 nm). Entretanto, as fibras AllWave® apresentam uma faixa de baixa atenuação bem maior, conforme mostrada na Figura 2.6 [2].

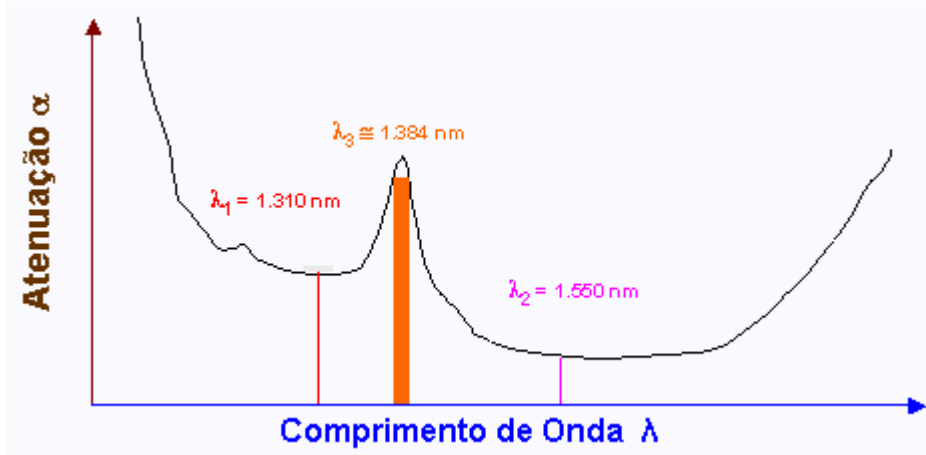


Figura 3.2 – Janelas de baixa atenuação da fibra óptica monomodo padrão.

Para encontrar a largura de banda óptica correspondente a uma largura espectral nestas regiões, usamos a relação $c = \lambda\nu$, o qual relaciona o comprimento de onda λ à frequência portadora ν , onde c é a velocidade da luz. Diferenciando esta relação temos para $\Delta\lambda \ll \lambda^2$ [2]:

$$|\Delta\nu| = \left(\frac{c}{\lambda^2} \right) |\Delta\lambda| \quad (3.2)$$

Onde o desvio em frequência $\Delta\nu$ corresponde ao desvio em comprimento de onda $\Delta\lambda$ em volta de λ . Da equação (4.2), $\Delta\nu = 14$ THz para uma banda espectral disponível de na janela de 1310 nm, cuja banda espectral disponível de $\Delta\lambda = 80$ nm. Da mesma forma, $\Delta\nu = 15$ THz, para uma banda espectral de $\Delta\lambda = 120$ nm na janela de 1550 nm. Isto é um total e largura de banda disponível na fibra de cerca de 30 THz nas duas janelas de baixa atenuação [2].

Visto que WDM é em essência uma multiplexação por divisão de frequência nas portadoras ópticas, os padrões desenvolvidos pela *International Telecommunications Union* (ITU) especificam espaçamentos de canais em termos de frequências. A recomendação ITU-T G.692 especifica os canais de uma grade de frequências referenciadas a 193.1 THz (1552,524 nm), e espaçamento de 100 GHz

(0,8 nm para 1552 nm) entre elas. Espaçamentos alternativos sugeridos incluem espaçamentos de 50 GHz (0,4 nm) e 200 GHz (1,6 nm).

3.2 - Fatores Limitantes do Sistema WDM

A capacidade final dos sistemas WDM, depende de quão próximos os canais podem ser espaçados entre si. O espaçamento pode ser tão pequeno quanto 80 GHz ou 0,6 nm para canais de 20 Gb/s. Visto que, 200 destes canais podem ser acomodados na janela de 1550 nm, cuja largura de banda é de 120 nm, a taxa agregada resultante pode atingir 4 Tb/s [1]. O espaçamento mínimo entre canais é limitado pelo efeito de diafonia entre canais (*crosstalk*). Muitos outros fatores limitam o uso da inteira janela de atenuação. Os amplificadores ópticos, essenciais para redes WDM de longo alcance limitam o número de canais à largura de banda sobre a qual os mesmos provêem ganho quase uniforme. A largura de banda dos EDFAs é limitada a 30 - 35 nm. Outros fatores que limitam o número de canais são: estabilidade e sintonia dos lasers com realimentação distribuída (*Distributed Feedback* - DFB), degradação do sinal durante a transmissão devido aos vários efeitos não-lineares e diafonia entre canais [1]

A comercialização de enlaces WDM de alta capacidade requer o desenvolvimento de muitos componentes de alto desempenho, tais como transmissores integrando múltiplos lasers DFB, multiplexadores e demultiplexadores de canais com capacidade de inserção-derivação (*add-drop*) e amplificadores de alta largura de banda com ganho uniforme [1].

SCM - MULTIPLEXAÇÃO POR SUBPORTADORAS

4.1 – Conceitos Básicos de SCM

A multiplexação por subportadoras (*subcarrier multiplexing* - SCM) é tradicionalmente usado pelas operadoras de TV a cabo para transmitir múltiplos sinais de vídeo analógico utilizando um único transmissor óptico [10].

SCM vem sendo estudada como uma alternativa atraente para transmitir sinais digitais com altas taxas de bits, explorando a alta largura de banda oferecida pela fibra óptica de forma mais eficiente. A técnica SCM consiste de duas etapas de modulação: a modulação no domínio elétrico e a modulação óptica, sendo que modulação é o processo pelo qual algumas características da portadora são variadas de acordo com a onda modulante [7]. Na primeira etapa, múltiplos sinais digitais ou analógicos modulam individualmente uma portadora elétrica senoidal, em geral na faixa de microondas. Os canais elétricos assim modulados estão apropriadamente espaçados entre si no domínio da frequência e são combinados num multiplexador ou combinador de microondas. Na segunda etapa, este sinal composto é usado para modular um sinal óptico de apenas um comprimento de onda [12]. O termo subportadoras, deve-se ao fato que, as portadoras elétricas de microondas modulam uma portadora óptica, cuja frequência é cerca de 100.000 vezes maior.

O esquema básico de um sistema SCM digital pode ser visualizado na Figura 4.1.

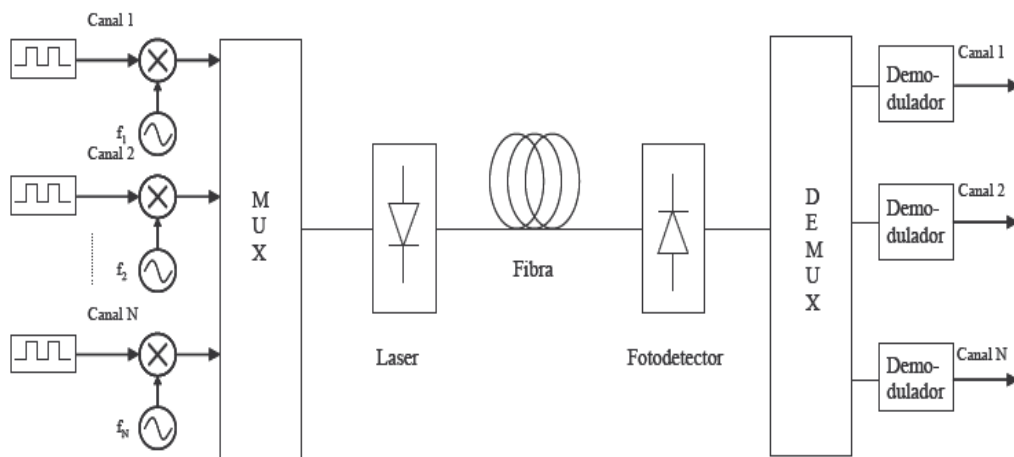


Figura 4.1 - Esquema básico de um sistema SCM digital

No caso do sistema SCM digital, o tipo de modulação utilizada no domínio elétrico é a modulação por banda passante, no qual um sinal digital modula uma portadora senoidal por alterar alguma de suas características como amplitude, fase e frequência. De acordo com a característica da portadora que é alterada pode-se obter a modulação por deslocamento em amplitude (*Amplitude Shift Keying* - ASK), modulação por deslocamento em fase (*Phase Shift Keying* - PSK) e modulação por deslocamento em frequência (*Frequency Shift Keying* - FSK). Estas técnicas podem ser resumidas da seguinte forma [7]:

- **ASK** - Nesta modulação, que é um caso particular da modulação de amplitude, a amplitude da portadora varia de acordo com o nível do impulso que se pretende transmitir. O formato mais simples deste tipo de modulação é o OOK (*On-Off Keying*) em que ocorre a ausência de portadoras para os bits “0” e presença de portadora nos bits “1”.
- **FSK** - No FSK a frequência da portadora assume valores diferentes de acordo com o nível do impulso que se pretende transmitir. Estamos perante um caso particular da modulação de frequência.
- **PSK** - A variante digital da modulação de fase atribui à portadora um número finito de fases diferentes. No caso binário representado na figura, também designado por BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), a fase alterna entre 0° e 180° de acordo com o sinal modulador.

A Figura 4.2 ilustra a modulação digital por banda passante para os formatos ASK, FSK e PSK, respectivamente.

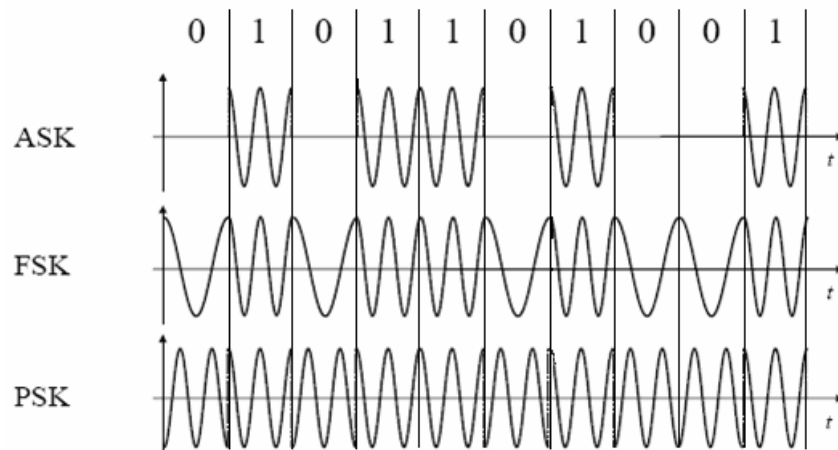


Figura 4.2 – Modulação digital por banda passante.

Além das modulações binárias apresentadas, existem também modulações multi-estado. Neste caso, em vez de se transmitir um bit de cada vez, os bits são agrupados em palavras de n bits, formando um símbolo com $M=2^n$ níveis possíveis.

Exemplos de modulações multi-estado são:

- **M-PSK** - O M-PSK é um PSK com M fases diferentes. Cada fase corresponde a uma das M palavras possíveis de $\log_2 M$ bits.
- **M-QAM** - (Quadrature Amplitude Modulation) - Na modulação M-QAM utilizam-se duas portadoras em quadratura moduladas em ASK. O sinal M-QAM é o resultado da soma dos dois sinais ASK.

A vantagem da modulação multi-estado é a sua grande eficiência espectral, pois reduz a largura de banda necessária por um fator de M .

4.2 - Vantagens do SCM

O SCM tem atraído atenção de muitos pesquisadores devido a sua implementação simples e de baixo custo. Outro ponto importante é que os dispositivos de microondas são mais maduros que os dispositivos ópticos: a estabilidade de um oscilador de microondas é bem melhor que um oscilador óptico e a seletividade de um filtro de microondas é bem melhor que a de um filtro óptico. Por isso, a maior vantagem do SCM é a habilidade de permitir um espaçamento bem menor que os tradicionais sistemas WDM, devido à alta seletividade oferecida pelos filtros de microondas. Portanto, tem-se a expectativa de que a eficiência de utilização da largura de banda do SCM seja bem maior que a de um WDM convencional [12].

4.3 – Teoria do Modulador de Mach-Zehnder de Eletrodo Dual

O modulador de Mach-Zehnder de eletrodo dual (*Dual-Electrode Mach-Zehnder Modulator* - DE-MZM) pode ser modelado como dois moduladores em paralelo, onde as amplitudes dos sinais de comando aplicados a cada eletrodo são iguais. Um sinal de onda contínua (CW) de um laser com amplitude A e frequência f_c é modulado externamente por um sinal de microondas com amplitude pico a pico $2V_{sc}$ e frequência f_{sc} , o qual é dividido e aplicado a cada eletrodo de comando. Uma diferença de fase de θ pode existir entre cada eletrodo do DE-MZM. Se o DE-MZM tem uma tensão de polarização dc de V_{dc} sobre um eletrodo enquanto o outro terminal dc é aterrado, então a saída do campo é representada por [13]:

$$E(t) = \frac{A}{2} \left\{ \cos(\omega_c t + \gamma\pi + \varepsilon\pi \cos \omega_{sc} t) + \cos(\omega_c t + \varepsilon\pi \cos[\omega_{sc} t + \theta]) \right\} \quad (4.1)$$

Onde:

$$\omega_c = 2\pi f_c,$$

$$\omega_{sc} = 2\pi f_{sc},$$

$\gamma = (V_{dc} / V_\pi)$ é a tensão de polarização normalizada,

V_π é a tensão de chaveamento do MZM,

$\xi = \frac{V_{sc}}{V_{\pi}}$ é a amplitude normalizada do sinal de comando,

Esta equação pode ser expandida em termos da função de Bessel [7] para dar:

$$\begin{aligned}
 E(t) = \frac{A}{2} \{ & J_0(\xi\pi) [\cos(\gamma\pi) + 1] \cos(\omega_c t) \\
 & - J_0(\xi\pi) \sin(\gamma\pi) \sin(\omega_c t) \\
 & - J_1(\xi\pi) \cos(\gamma\pi) \left[\begin{array}{l} \sin(\omega_c - \omega_{sc})t \\ + \sin(\omega_c + \omega_{sc})t \end{array} \right] \\
 & - J_1(\xi\pi) \sin(\gamma\pi) \left[\begin{array}{l} \cos(\omega_c - \omega_{sc})t \\ + \cos(\omega_c + \omega_{sc})t \end{array} \right] - J_1(\xi\pi) \left[\begin{array}{l} \sin\{(\omega_c - \omega_{sc})t - \theta\} \\ + \sin\{(\omega_c + \omega_{sc})t + \theta\} \end{array} \right] + \dots \} \quad (4.2)
 \end{aligned}$$

onde J_0 e J_1 são as funções de Bessel de ordem zero e de primeira ordem, respectivamente.

Quando ambos os eletrodos de RF do DE-MZM são comandados com o mesmo sinal e a diferença de fase é de $\theta = \pi$ em uma armadura, e se a tensão dc aplicada polariza o DE-MZM em quadratura ($\gamma = 1/2$), então (4.2) simplifica para:

$$\begin{aligned}
 E(t) = \frac{A}{2} \{ & J_0(\xi\pi) \cos(\omega_c t) - J_0(\xi\pi) \sin(\omega_c t) \\
 & - J_1(\xi\pi) [\cos(\omega_c - \omega_{sc})t + \cos(\omega_c + \omega_{sc})t] \\
 & + J_1(\xi\pi) [\sin(\omega_c - \omega_{sc})t + \sin(\omega_c + \omega_{sc})t] + \dots \} \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

A transformada de Fourier da autocorrelação de $E(t)$ dará a densidade espectral de potência, $S_E(\omega)$:

$$\begin{aligned}
S_E(\omega) = \frac{\pi A^2}{4} [& J_0^2(\xi\pi) \delta\{\omega + \omega_c\} \\
& + J_1^2(\xi\pi) \delta\{\omega + (\omega_c - \omega_{sc})\} \\
& + J_1^2(\xi\pi) \delta\{\omega + (\omega_c + \omega_{sc})\}]
\end{aligned} \tag{4.4}$$

onde $\delta\{\}$ representa a função delta. Este espectro consiste de uma portadora óptica em ω_c , com modulação de banda lateral dupla (*Double-Side Band* – DSB) com componentes em $\omega_c - \omega_{sc}$ e $\omega_c + \omega_{sc}$.

A Figura 4.3 apresenta o espectro na saída do modulador de Mach-Zehnder de um sistema SCM em que várias subportadoras elétricas de frequência f_{s_n} modulam uma portadora óptica de frequência f_0 com modulação óptica de banda lateral dupla (*Optical Double Side-Band* - ODSB).

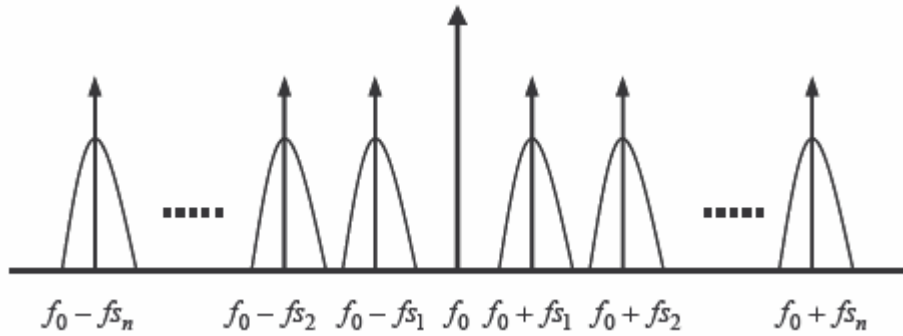


Figura 4.3 - Espectro de potência para SCM com modulação ODSB.

4.4 – Desvanecimento de Potência de Subportadora em Sistemas ODSB

Em fibra monomodo padrão, cada frequência óptica viaja através da fibra com diferentes velocidades devido à dispersão cromática da fibra. Mudanças de fase nas bandas laterais ópticas alteram a fase resultante dos sinais batidos de RF/microondas e a potência da subportadora P_{sc} da frequência de subportadora gerada f_{sc} variará aproximadamente como [13], [14]:

$$P_{sc} = Ae^{\alpha L} \cos^2\left(\frac{\pi DL\lambda_c f_{sc}}{c}\right) \tag{4.5}$$

sendo

A – Constante que contabiliza perdas e ganhos do sinal;

D - Dispersão da fibra;

L - Comprimento da fibra;

λ_c - Comprimento de onda utilizado no laser;

f_{sc} - Frequência do sinal da subportadora;

c - Velocidade da luz no vácuo;

α - atenuação da fibra.

A Figura 4.4 apresenta um gráfico da variação de potência do sinal elétrico em função da frequência da subportadora em um sistema ODSB, para uma fibra monomodo padrão de 50 km de comprimento e parâmetro de dispersão $D = 17$ ps/(km.nm), com atenuação zero.

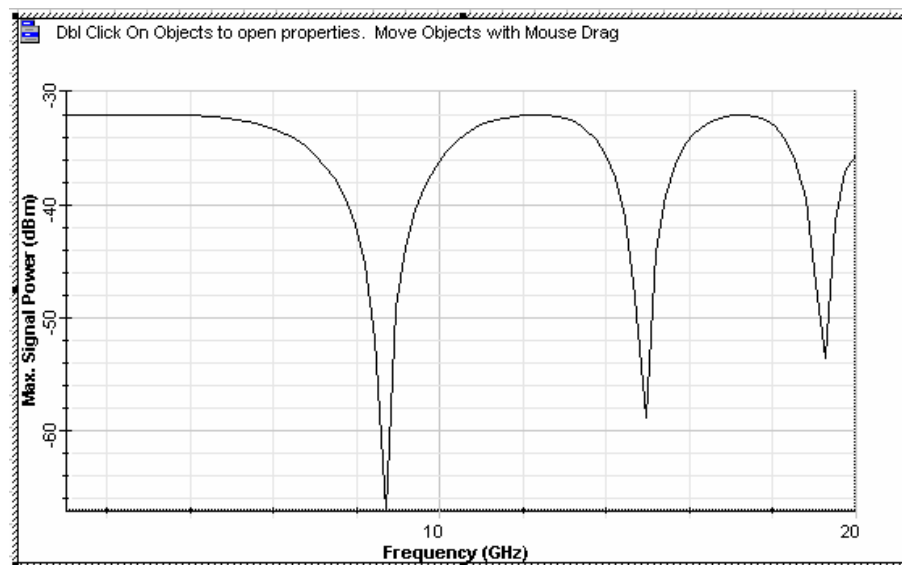


Figura 4.4 - Degradação da potência da subportadora em função de sua frequência para enlace de fibra monomodo padrão de 50 km, coeficiente de dispersão $D = 17$ ps/(km.nm) e atenuação zero.

O desvanecimento da potência da subportadora exibido na Figura 4.4 comprova o que era previsto na equação (4.5), apresentando nulos.

4.5 – Geração de Sistema OSSB

Visando combater os efeitos da dispersão, modulação óptica de banda lateral simples (*Optical Single Side Band* - OSSB) pode ser implementada [12], [13], [14], [15], [16] Quando uma diferença de fase de $\theta = \pm(\pi/2)$ é aplicada nos dois eletrodos de comando do DE-MZM, (4.2) é simplificado para [13]:

$$E(t) = \frac{A}{2} J_0(\xi\pi) \cos \omega_c t - J_0(\xi\pi) \sin \omega_c t \pm 2J_1(\xi\pi) \cos(\omega_c \pm \omega_{sc}) \quad (4.6)$$

E a densidade espectral de potência é dada por :

$$S_E(\omega) = \frac{A^2}{4} J_0^2(\xi\pi) \pi \delta(\omega + \omega_c) + \frac{A^2}{2} J_1^2(\xi\pi) \pi \delta[\omega + (\omega \pm \omega_{sc})] \quad (4.7)$$

O esquema básico utilizado para gerar o sinal OSSB é mostrado na Figura 4.5. Utiliza-se o modulador de Mach-Zehnder na configuração dual injetando nos braços do DE-MZM o sinal elétrico com defasamento de 90° entre si.

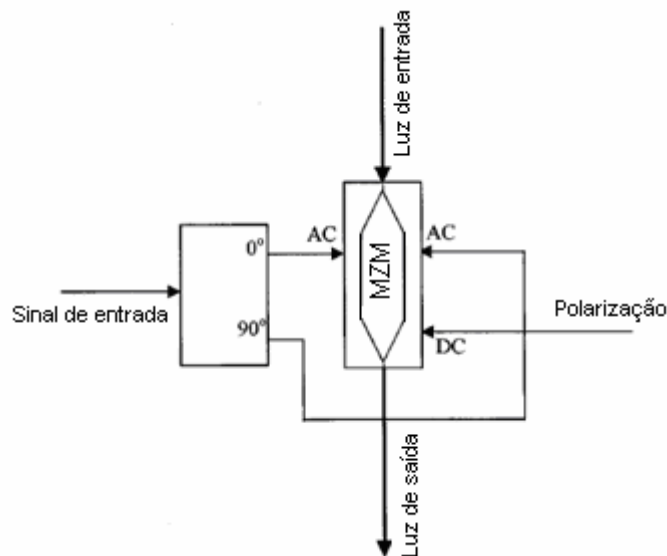


Figura 4.5 – Diagrama esquemático da geração de modulação OSSB

O espectro resultante da modulação OSSB através deste esquema é mostrado na Figura 4.6.

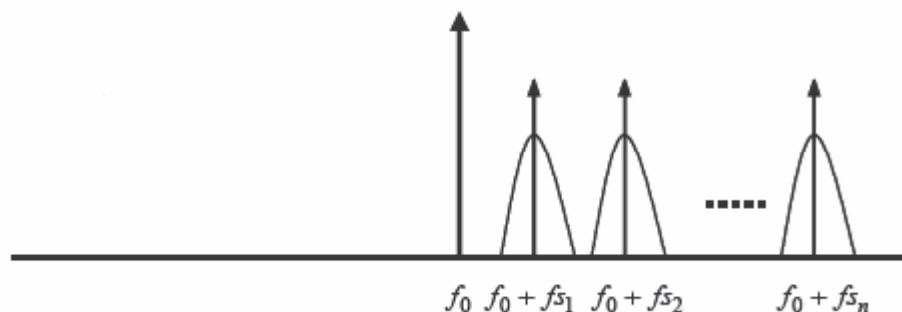


Figura 4.6 - Espectro na saída do modulador MZM de SCM com modulação OSSB

A Figura 4.7 apresenta o gráfico que mostra o comportamento do desvanecimento de potência da subportadora em função de sua frequência, este gráfico foi obtido de uma simulação no *Optisystem* em que se fez uma varredura de 50 pontos de frequência variando de 1 GHz a 20 GHz. Observa-se nesta figura que na modulação OSSB não ocorrem os nulos de potência da subportadora. Há um desvanecimento de potência máximo de 1,8 dB.

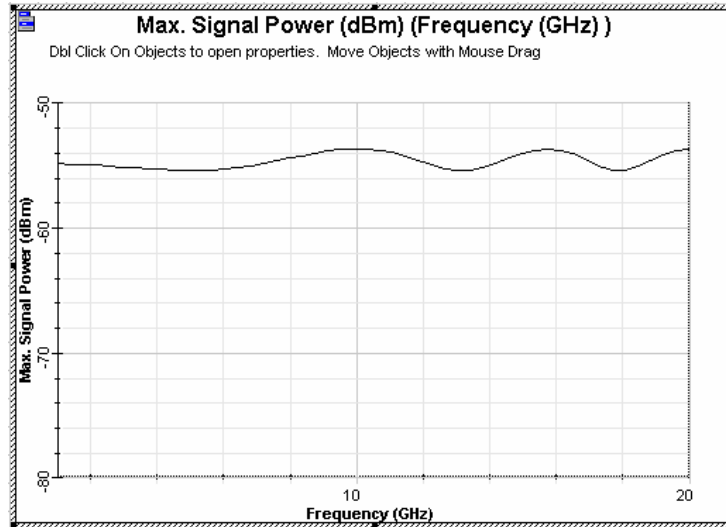


Figura 4.7 – variação da potência em função da frequência da subportadora para Modulação OSSB para enlace de fibra monomodo padrão de 50 km, $D = 17 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$ e atenuação zero.

4.6 – Influência do Índice de Modulação Óptica

O índice de modulação óptica (IMO) é um importante parâmetro para sistemas SCM e é definido como a relação entre a potência da subportadora e a potência da portadora óptica aplicada na fibra [14]:

$$IMO = \frac{\text{Potência da subportadora}}{\text{Potência da portadora óptica}} \quad (4.8)$$

Para modulação realizada através do DE-MZM o índice de modulação óptica é expresso por [12], [13], [15], [16]:

$$IMO = \xi \pi = \frac{V_{sc}}{V_{\pi}} \pi \quad (4.9)$$

Devido a função de transferência do modulador de Mach-Zehnder ter característica não-linear, quanto maior o índice de modulação, maiores são as distorções não lineares. A Figura 4.8 mostra o espectro na saída do MZM para o sinal óptico modulado por uma subportadora senoidal de 5 GHz com IMOs iguais a 0,1, 0,5 e 1.

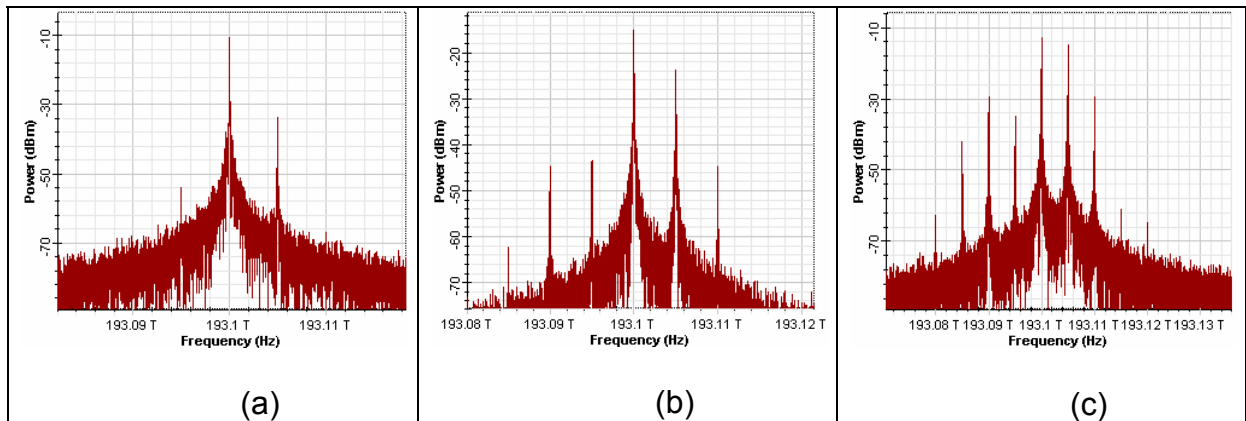


Figura 4.8 - Espectro na saída do modulador de Mach-Zehnder para uma subportadora de 5 GHz (a) Com IMO = 0,1, (b) Com IMO = 0,5 e (c) Com IMO = 1,0.

Percebe-se claramente nos gráficos da Figura 4.7 que quanto menor o índice de modulação menores são as distorções não lineares. À medida que se aumenta o índice de modulação óptica, o número de produtos de intermodulação aumenta. O IMO têm de ser bem menor que 1 para minimizar os efeitos não lineares do sistema. Entretanto, não se pode utilizar um IMO tão baixo sob pena de decréscimo excessivo na relação sinal-ruído resultando em uma degradação no sinal na recepção. Existe portanto, uma relação de compromisso entre combater os efeitos não lineares e garantir uma relação sinal-ruído adequada.

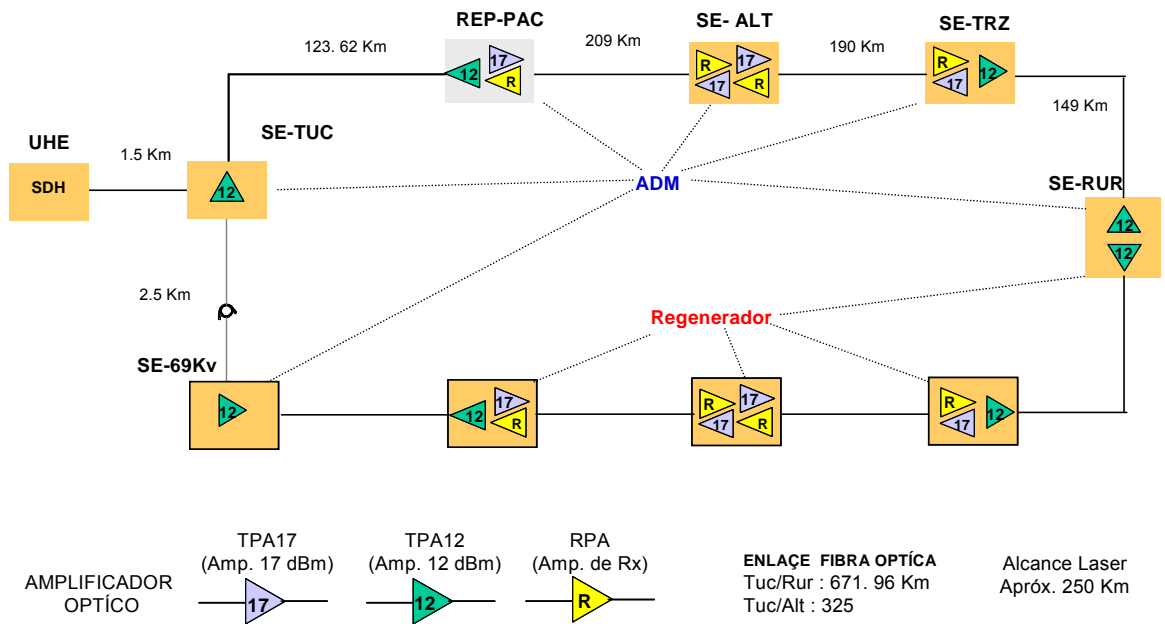
RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA O ENLACE DO TRAMOESTE

5.1 – O Enlace Óptico do Tramoeste

As simulações realizadas foram feitas sobre os parâmetros reais da rede óptica do Tramoeste das Centrais Elétricas do Norte do Brasil – Eletronorte. A rede possui um enlace total de aproximadamente 672 km de extensão. A fibra utilizada no enlace é a monomodo padrão (SMF-28) com coeficiente de atenuação $\alpha = 0,25$ dB/km e coeficiente de dispersão $D = 18$ ps/(km.nm). A Eletronorte não realizou medidas de PMD, por isso, o valor da PMD utilizado nas simulações foi de $0,5$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$, que é o valor típico para a fibra em análise. A distância entre as caixas de emendas varia de 2 a 4,5 km, sendo que cada emenda tem uma perda de 0,01 dB. Nas simulações, as perdas relativas às emendas, foram levadas em conta por considerar uma distancia de 2 km entre as mesmas, ou seja, o pior caso.

A configuração atual dos amplificadores ópticos utilizados na rede é exibida na Figura 5.1 que foi cedida pela Eletronorte.

Configuração Amplificador Óptico



UHE: Usina hidrelétrica, **SE-TUC:** Subestação de Tucuruí, **REP-PAC:** Repetidora Pacajá, **SE-ALT:** Subestação de Altamira, **SE-TRZ:** Subestação da Transamazônica, **SE-RUR:** Subestação de Rurópolis, **SDH:** *Synchronous Digital Hierarchy* (Hierarquia digital síncrona), **ADM:** *Add-drop Multiplexing* (Multiplexação insere/deriva).

Figura 5.1 - Configuração do Amplificador Óptico do Tramoeste .

A rede atual do Tramoeste da Eletronorte trabalha atualmente com uma taxa de 155 Mb/s sobre um canal óptico na janela de 1550 nm e utiliza regeneração optoeletrônica. Este tipo de regeneração é adequado para operação em único comprimento de onda e a baixas taxas tal como a utilizada na rede do Tramoeste. Entretanto, para sistemas WDM de altas taxas, este tipo de processo torna-se muito caro e complexo [2]. É adequado neste caso, que a rede tenha amplificação totalmente óptica, ou seja, que utilize apenas amplificadores ópticos que fornecem amplificação óptica multicanal. Portanto, para implementar um sistema WDM na rede da Eletronorte, faz-se necessário que a rede utilize amplificação totalmente óptica sem uso de regeneradores eletrônicos.

Primeiro foram realizadas simulações com o objetivo de analisar a limitação do enlace atual devido à atenuação e a dispersão.

5.2 – Análise da Limitação do Enlace por Atenuação

Simulou-se a transmissão de um sinal de dados em apenas um único comprimento de onda sem a regeneração opto-eletrônica, mantendo apenas os amplificadores ópticos existentes no enlace. A taxa básica de dados para WDM é 2,5 Gb/s, portanto simulou-se a transmissão de dados a essa taxa a cada trecho do enlace.

O primeiro trecho do enlace (Tucuruí a Pacajá) de cerca de 123,62 km foi simulado de acordo com as suas características atuais, cujo *layout* de simulação é mostrado na Figura 5.2.

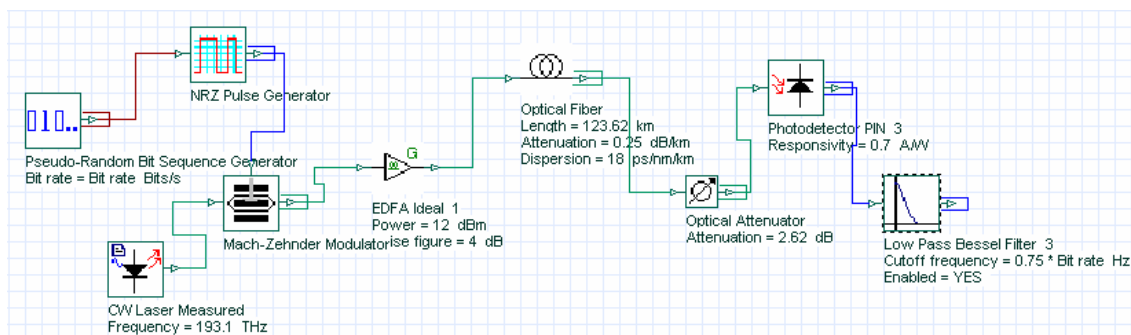


Fig. 5.2 - *Layout* do primeiro trecho da rede do Tramoeste

A Figura 5.3 apresenta o diagrama de olho e a curva do fator Q para o sinal no final do 1º trecho do enlace Tramoeste. As medições feitas pelo analisador de BER no final do enlace indicam que o sinal recebido tem um fator $Q = 27,68$ o que corresponde a uma $BER = 4,64 \times 10^{-169}$, o que significa que a transmissão do sinal de 2,5 Gb/s é altamente confiável sem qualquer alteração das características do enlace. A potência óptica recebida foi de -21,5 dBm.

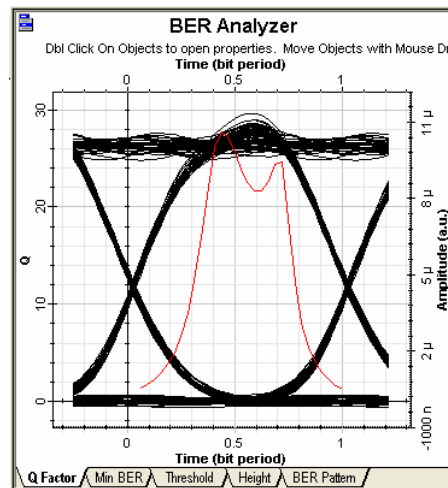


Figura 5.3 – Diagrama de olho e curva do fator Q para o sinal recebido no final do 1º trecho (123,62 km).

Simulou-se então a transmissão do sinal para dois trechos consecutivos (Tucuruí-Pacajá-Altamira), mantendo apenas os amplificadores ópticos existentes sem incluir regeneração elétrica. O diagrama de olho obtido na recepção, conforme indicado na Figura 5.4 está totalmente fechado, o que caracteriza uma degradação total do sinal recebido. Isto significa que a rede da Eletronorte na sua configuração de amplificação óptica atual sem o uso de regeneradores eletrônicos é limitada por atenuação.

Conclui-se então que, para tornar a rede do Tramoeste com amplificação totalmente óptica, devem ser adicionados outros amplificadores ópticos ao longo da rede.

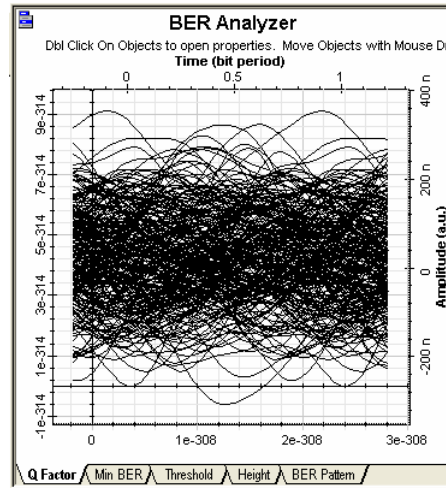


Figura 5.4 – Diagrama de olho para sinal de 2,5 Gb/s após 2 trechos (332,62 km) do atual enlace do Tramoeste.

5.3 – Análise da Limitação do Enlace por Dispersão

Foi feita análise no sentido de avaliar se o enlace seria limitado por dispersão para uma taxa de 2,5 Gb/s e portanto se haveria necessidade de se utilizar técnicas de compensação de dispersão.

Para sinais NRZ modulados externamente, a fórmula (2.12) pode ser aproximada por [6] :

$$L_D \leq \frac{10^5}{|D|B^2} \quad (5.1)$$

Utilizando a equação (5.1) são apresentadas na Tabela 5.1, as distâncias máximas de transmissão limitadas por dispersão, para taxas de dados de 2,5 Gb/s, 10 Gb/s e 40 Gb/s, para $D = 18 \text{ ps}/(\text{nm.km})$ que é o valor do coeficiente de dispersão para o enlace do Tramoeste.

Tabela 5.1 - Distância máxima de transmissão limitada por dispersão para fibra com $D = 18$ ps/(nm.km)

Taxa de dados (Gb/s)	Distância (km)
2,5	888
10	55
40	3,4

Nota-se que para uma taxa de dados de $B = 2,5$ Gb/s, não há necessidade de compensação de dispersão para o enlace da rede Tramoeste (≈ 672 km). No entanto, caso se queira aumentar a capacidade da taxa de transmissão para 10 Gb/s ou mais será necessário lançar mão de técnicas para compensar a dispersão.

A fim de comprovar essa relação, simulou-se a variação da BER em função da taxa de bits para o enlace da rede do Tramoeste. Nesta simulação a atenuação da fibra foi desconsiderada e levou-se em conta apenas os efeitos da dispersão. A Figura 5.5 revela o que a equação (5.1) previa, a distância limitada por dispersão é inversamente proporcional ao quadrado da taxa de dados. O gráfico indica que para uma $BER = 10^{-9}$ no final do enlace, a taxa máxima para um sistema TDM é de 3 Gb/s.

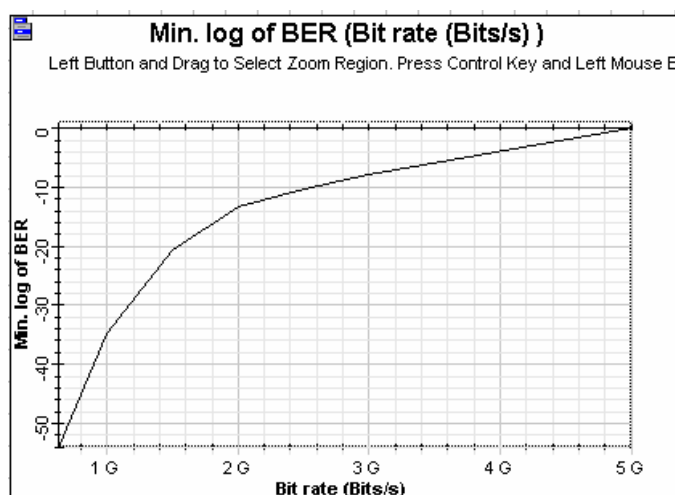


Figura 5.5 - Log da BER em função da taxa de bits para enlace de 672 km de fibra com atenuação nula e dispersão $D = 18$ ps/(nm.km).

A Figura 5.6 mostra o diagrama de olho e a curva do fator Q para o sinal de 2,5 Gb/s após 672 km de enlace de fibra óptica. Segundo este gráfico, o sinal

recebido com potência óptica de -36 dBm apresenta um fator $Q = 6,64$ e BER $1,6 \times 10^{-11}$ no instante de decisão.

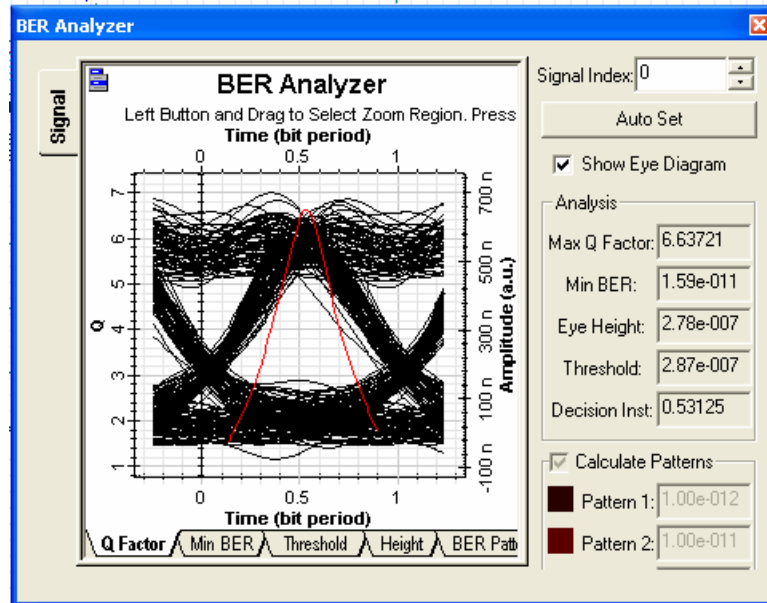


Figura 5.6 - Diagrama de olho e fator Q para o sinal de 2,5 Gb/s num enlace de 672 km, dispersão da fibra $D = 18$ ps/(nm.km) e atenuação zero.

Os gráficos comprovam assim a viabilidade de transmissão de uma taxa de 2,5 Gb/s na rede do Tramoeste sem compensação de dispersão. As simulações revelaram que a transmissão de 2,5 Gb/s no enlace do Tramoeste é limitado apenas por atenuação e não por dispersão.

5.4 – Proposta de Mudanças no Enlace do Tramoeste

A fim de tornar viável, futura implementação de um sistema WDM no enlace do Tramoeste, é necessário que sua amplificação seja totalmente óptica. Por isso, é feita nesse trabalho, uma proposta de mudança na configuração dos amplificadores ópticos no enlace do Tramoeste. Conforme foi abordado na seção 5.2, as simulações mostraram que, utilizando apenas os amplificadores existentes na rede sem o uso de regenerador eletrônico, uma taxa de 2,5 Gb/s não chega nem após o segundo trecho. O ideal seria manter os amplificadores ópticos nos locais atuais, apenas substituindo-os por outros com ganhos maiores, porém isso representaria

utilizar alguns amplificadores com um ganho altíssimo de cerca de 60 dB, valor este impraticável para EDFAs na atualidade.

Portanto, foram feitas simulações fazendo-se acréscimos de amplificadores em linha e um pré-amplificador no final do enlace em Rurópolis, conforme esquema mostrado na Figura 5.7.

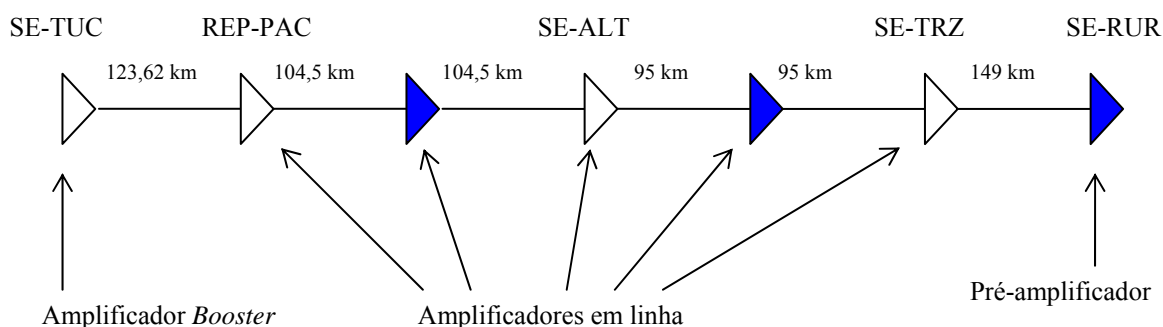


Figura 5.7 - Configuração dos amplificadores ópticos na rede do Tramoeste segundo nova proposta. Os amplificadores em linha e o pré-amplificador adicionais, aparecem em destaque.

Conforme se pode notar, é proposta a adição de dois novos amplificadores em linha, um entre Pacajá e Altamira e outro entre Altamira e Transamazônica, bem no meio desses trechos. Outra mudança foi a inclusão de um pré-amplificador em Rurópolis. Estes amplificadores adicionais aparecem na Figura 5.7 em destaque. Ao todo, são 7 amplificadores ópticos: um *booster*, 5 amplificadores em linha e um pré-amplificador.

O projeto dessa configuração de amplificação óptica foi feito levando-se em conta que se realizasse a adição de novos amplificadores ao mínimo, porque isso representará supervisão de equipamentos adicionais ao longo do enlace. Além disso, utilizou-se em todos os *spans* (trecho entre dois amplificadores) uma margem de segurança de 3 dB para prever futuras degradações nos mesmos devido ao envelhecimento, mudanças nas características dos conectores ou futuras mudanças no enlace.

As perdas levadas em conta a cada *span* estão registradas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Perdas envolvidas no enlace em cada *span*

	Comprimento (km)	Atenuação da fibra (dB)	Perdas por emendas e conectores (dB)	Margem de segurança (dB)
1º <i>span</i>	123,62	30,9	1,62	3
2º <i>span</i>	104,5	26,125	1,55	3
3º <i>span</i>	104,5	26,125	1,55	3
4º <i>span</i>	95	23,75	1,48	3
5º <i>span</i>	95	23,75	1,48	3
6º <i>span</i>	149	37,5	1,75	3

5.5 – Projeto dos Amplificadores Ópticos

Embora o Optisystem 4.1 TM contenha em sua biblioteca de componentes, amplificadores ideais, cujo ganho é planar em toda a faixa do espectro, em que se precisa apenas configurar seus valores de ganho e figura de ruído, optou-se por projetar amplificadores mais realísticos para sistemas WDM, cujo ganho é variável com o comprimento de onda.

Projetou-se amplificadores baseados em fibra dopada a érbio (EDFA) que são os tipos de amplificadores utilizados para comprimentos de onda de 1530 nm a 1560 nm (banda C). O projeto desses amplificadores levou em conta que eles atenderiam a um sistema WDM de 4 canais, alocados nas frequências 193,1, 193,3 193,5 e 193,7 THz. Houve uma preocupação em manter uma uniformidade do ganho na faixa dos 4 canais. Visando fazer uma análise do sistema para dois níveis de potência de transmissão (7 dBm e 12 dBm), foram feitos dois projetos para cada amplificador de acordo com a potência de transmissão. O projeto dos amplificadores foi feito por meio de uma ferramenta de otimização a múltiplos parâmetros, existente no Optisystem. Essa ferramenta foi utilizada para otimizar o comprimento da fibra dopada e a potência do *laser* de bombeio para fornecer a potência desejada do sinal de saída, de acordo com a potência do sinal de entrada. Os amplificadores em linha, foram projetados para compensar exatamente a perda

ocorrida no *span* anterior, mantendo a potência transmitida pelo *booster*. O pré-amplificador foi projetado para transmitir uma potência de saída de -10 dBm.

Utilizou-se para o amplificador de potência (*booster*) o esquema de bombeio bidirecional (co-propagante e contra-propagante). Nos amplificadores em linha e pré-amplificador foi utilizado o esquema de bombeio unidirecional co-propagante. Todos os *lasers* de bombeio foram de 980 nm. Os valores de potência dos *lasers* de bombeio, bem como o comprimento da fibra dopada a érbio foram obtidos através da ferramenta de otimização a múltiplos parâmetros, disponibilizada pelo software *Optisystem*. Os esquemas utilizados na modelagem dos amplificadores *booster*, em linha e pré-amplificador são mostrados nas Figuras 5.8, 5.9 e 5.10 respectivamente.

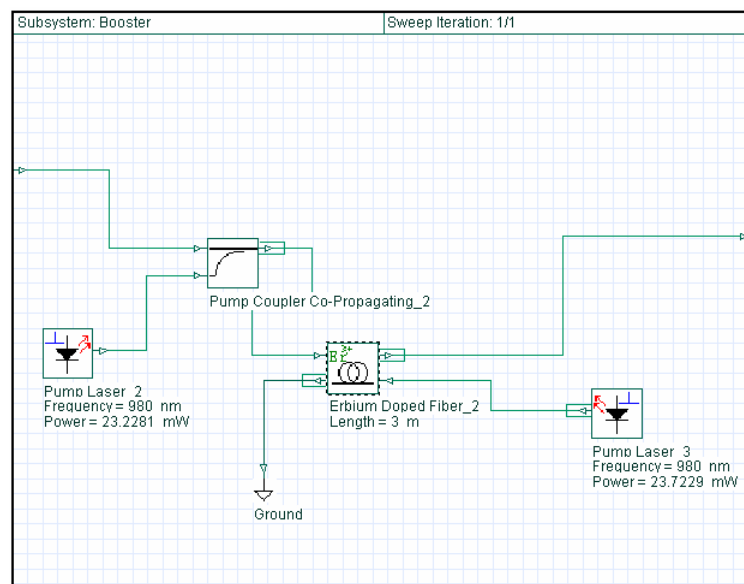


Figura 5.8 - Esquema do amplificador de potência de 7 dBm.

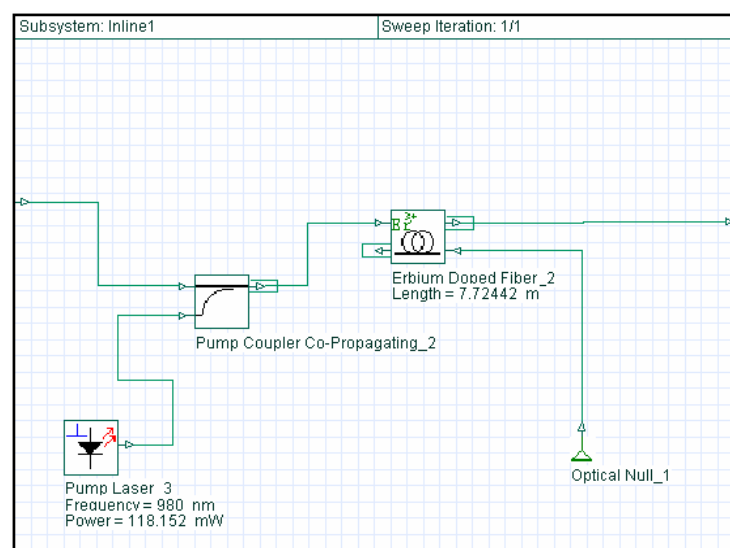


Figura 5.9 - Esquema do amplificador em linha.

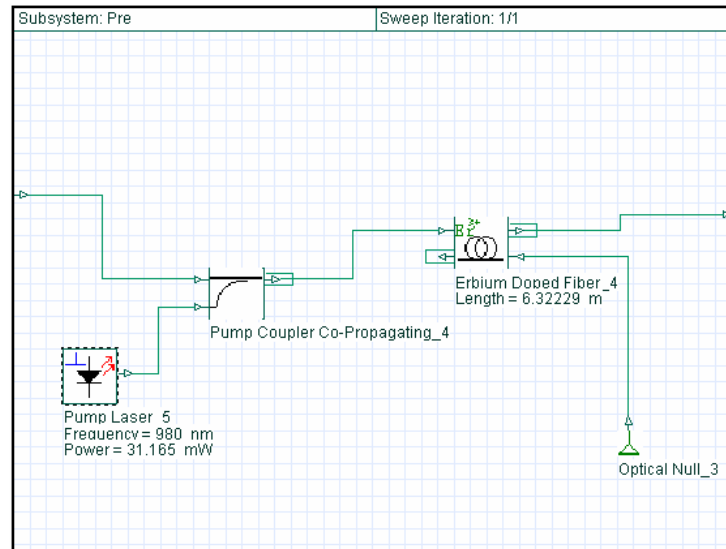


Figura 5.10 - Esquema do pré-amplificador.

5.6 – Simulações de Sistema WDM de 4 Canais de 2,5 Gb/s

Após o projeto da nova configuração óptica do Tramoeste, partiu-se para o projeto do sistema WDM sobre o enlace. Foram realizadas simulações da transmissão de 4 canais WDM com uma taxa de 2,5 Gb/s cada. Os canais estão alocados nas frequências 193,1, 193,3, 193,5 e 193,7 THz, sendo que estas frequências fazem parte da recomendação padrão ITU -T G.694 que padroniza as frequências ou comprimentos de onda que podem ser utilizados em sistemas WDM.

A Figura 5.11 mostra o espectro dos canais ópticos na saída do modulador de Mach-Zehnder.

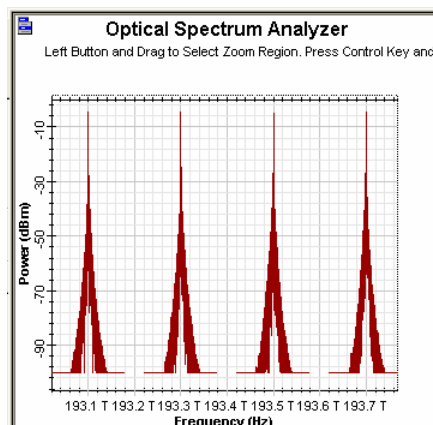


Figura 5.11 - Diagrama espectral dos quatro canais ópticos na saída do modulador de Mach-Zehnder

5.6.1 - Esquema de Simulação do Sistema WDM

A Figura apresenta o esquema utilizado no *Optisystem* no lado da transmissão. Para simular a transmissão de 4 canais WDM, foi utilizado o componente da biblioteca *Optical Transmitters* do *Component Library*, denominado Transmissor WDM (*WDM Transmitter*), que é um subsistema que reúne dentro de si vários transmissores ópticos alocados cada um numa frequência óptica. Ele permite configurar parâmetros tais como o número de canais, as frequências ópticas, o espaçamento em frequência, a potência transmitida por cada canal e o tipo de codificação do sinal elétrico. Utilizou-se também o componente *WDM Mux 4x1*, cuja função é multiplexar os 4 canais ópticos a fim de transmiti-los para o sistema. Esse componente permite também selecionar as frequências que serão multiplexadas. Os 4 canais ópticos multiplexados são injetados no *booster*, que é mostrado na Figura 5.12 como um subsistema, cuja configuração já foi mostrada na Figura 5.8 da seção 5.5.

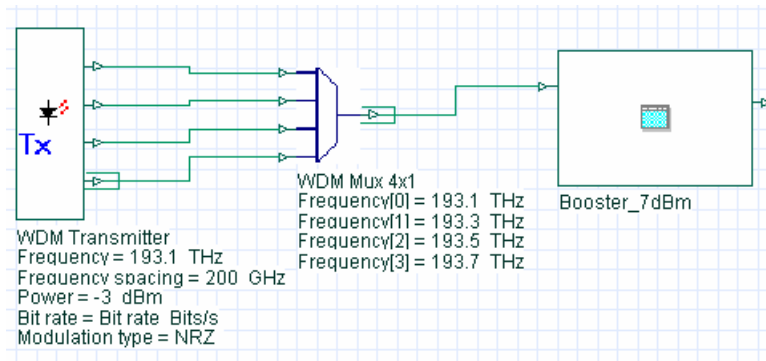


Figura 5.12 – Esquema de transmissão do sistema WDM utilizado no *Optisystem*.

A configuração de cada um dos 4 transmissores ópticos reunidos no subsistema *WDM Transmitter*, é mostrada na Figura 5.13. Foi utilizada modulação externa, através do modulador de Mach-Zehnder de braço único.

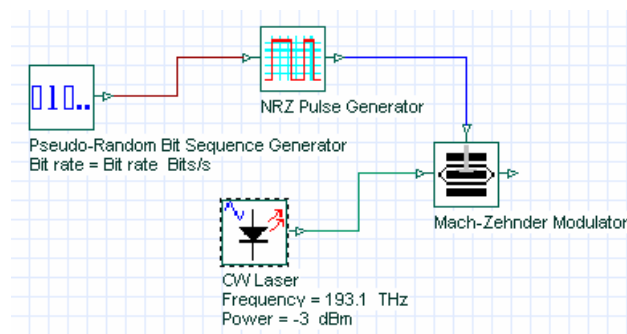


Figura 5.13 - Configuração do transmissor de cada canal WDM.

O esquema utilizado no lado da recepção é mostrado na Figura 5.14. O sinal óptico que sai da extremidade da fibra é acoplado a um pré-amplificador, cuja configuração já foi mostrada na Figura 5.10 da seção 5.5. Para demultiplexar os canais, utiliza-se o componente *WDM Demux 1X4*. Cada canal demultiplexador é então acoplado a um fotodiodo PIN, que tem a função de converter o sinal óptico para o domínio elétrico. A responsividade do fotodiodo PIN é 1 A/W, e sua corrente de escuro (*Dark current*) é 10 nA. A saída de cada fotodiodo está ligada a um filtro passa-baixas com frequência de corte de $0,75 \times$ (taxa de bits), que visa filtrar as componentes de alta frequência, recuperando assim, o sinal digital original.

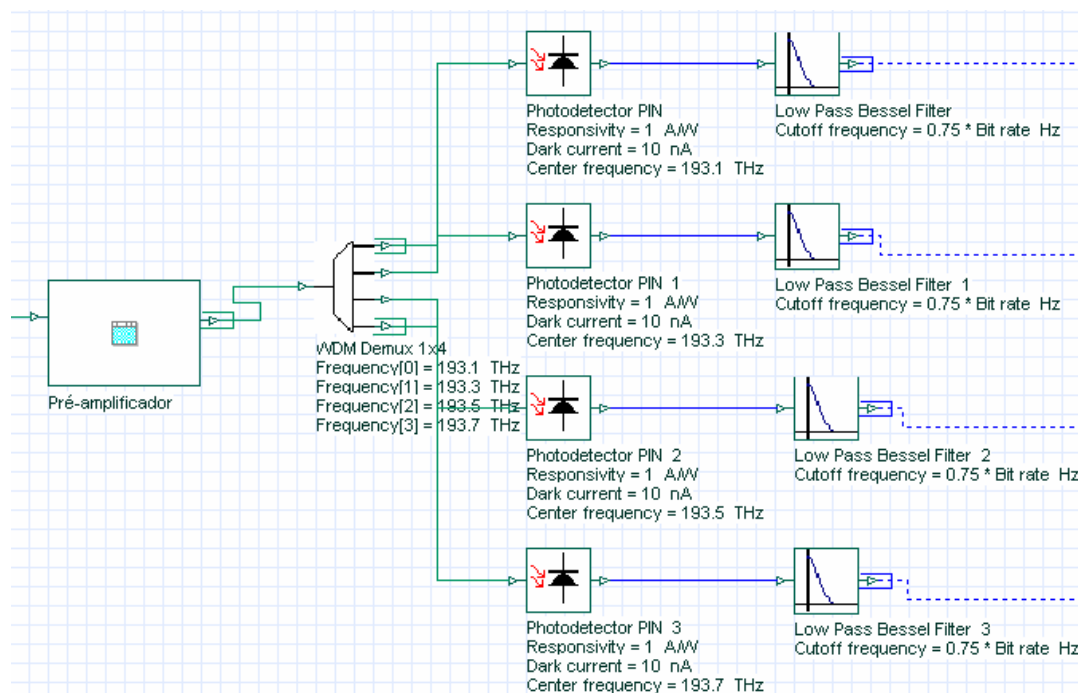


Figura 5.14 - Esquema de recepção do sistema WDM utilizado no *Optisystem*.

São levadas em conta nas simulações, os ruídos inerentes ao fotodiodo PIN. Estes ruídos podem ser selecionados na janela de propriedades do fotodiodo PIN, na aba *noise* (ruído), conforme mostrado na Figura 5.15. De acordo com o que a Figura 5.15 mostra, são selecionados todos os ruídos que são produzidos no fotodiodo, e que foram explanados na seção 2.4, tais como o ruídos térmico, balístico e os ruídos resultantes do batimento do sinal com o ruído ASE e do ruído ASE com ele mesmo. Dessa forma, o nível de realismo dos efeitos dos ruídos no desempenho do sistema é altamente satisfatório.

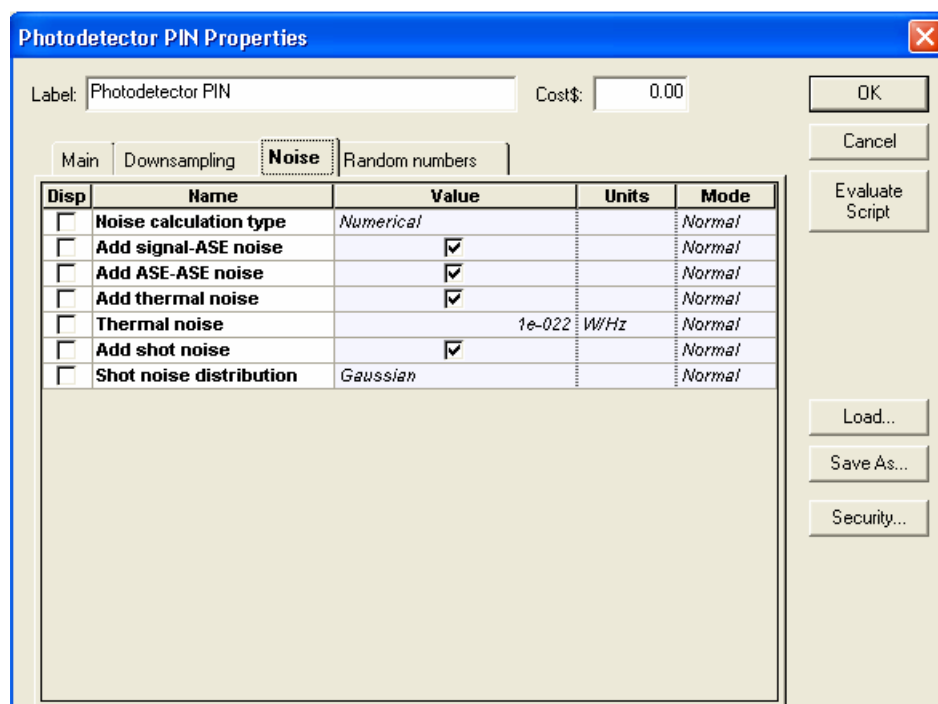


Figura 5.15 – Configuração dos parâmetros de ruído do fotodiodo PIN.

Foram realizadas simulações com dois níveis de potência transmitida na saída do *booster*. Primeiro utilizou-se uma potência de transmissão de 12 dBm e depois 7 dBm. Os resultados para os dois níveis encontram-se nas seções 5.6.2 e 5.6.3.

5.6.2 – Potência de Transmissão de 12 dBm

Primeiro utilizou-se na saída do amplificador *booster* uma potência de 12 dBm. Nessa potência de transmissão foi possível entregar os 4 canais com confiabilidade somente até o final de 3 *spans* (332,62 km), sendo que após o 4º *span* (427,62 km) foi possível a entrega de somente dois canais (canais 3 e 4) com qualidade. No final do 5º *span* já não foi possível a recepção de nenhum sinal recuperável. A Figura 5.16 mostra o diagrama espectral na entrada do fotodiodo, nota-se claramente o aparecimento de novas raias no espectro que são resultados da mistura de quatro ondas (FWM).

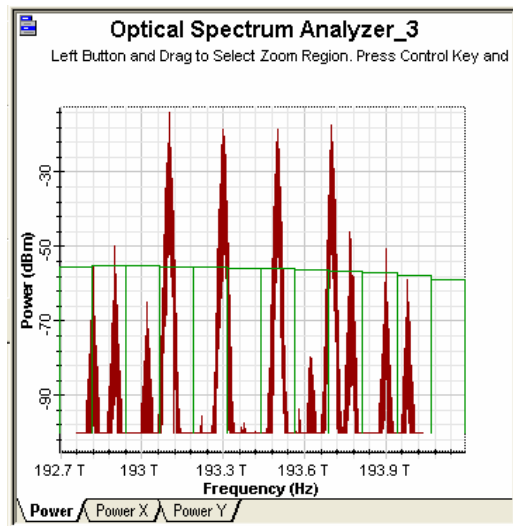


Figura 5.16 - Espectro dos 4 canais no final do 5º *span*.

A Figura 5.17 apresenta o diagrama de olho para os quatro canais no final do 5º *span*.

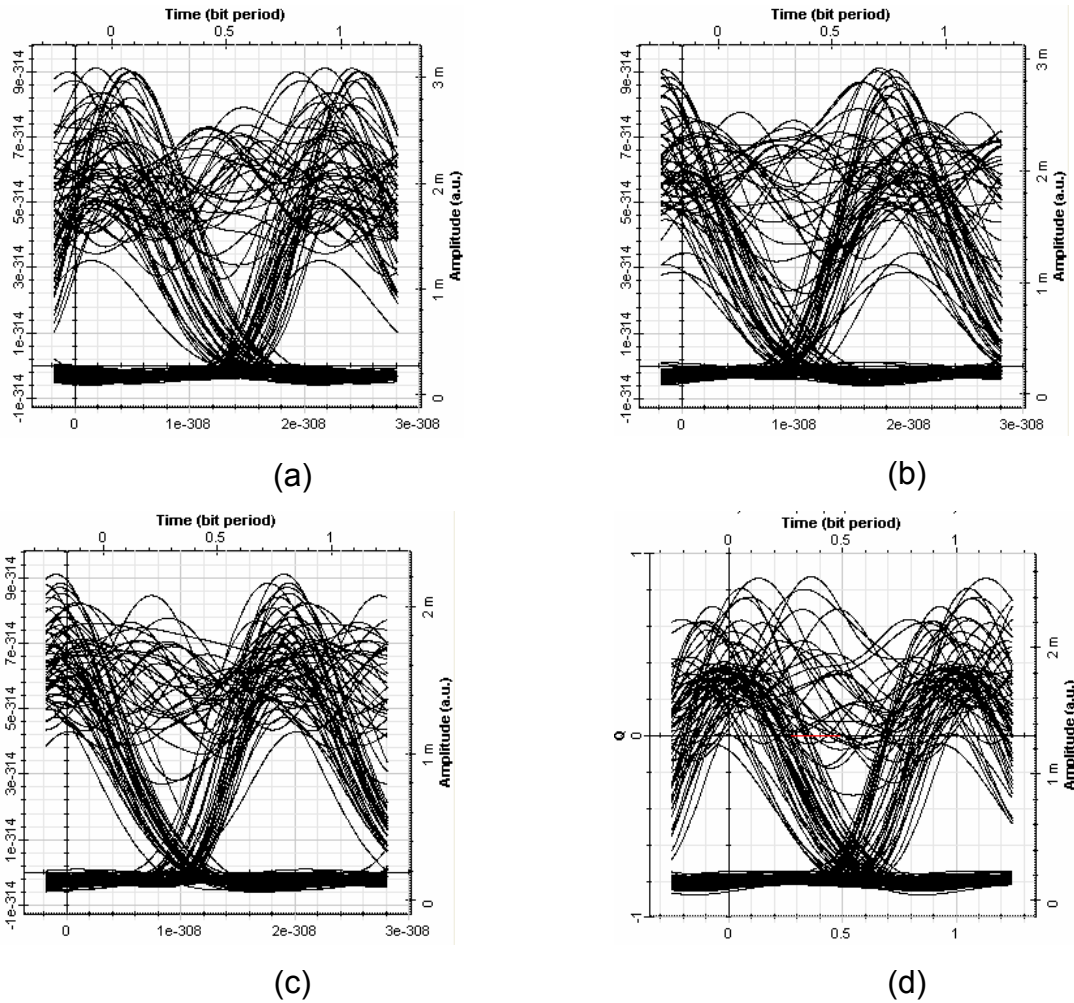


Figura 5.17 – Diagrama de olho dos 4 canais no final do 5º *span* (522,62 km) do Tramoeste para uma potência lançada na fibra de 12 dBm. (a) canal 1, (b) canal 2, (c) canal 3 e (d) canal 4.

Percebe-se nestes diagramas de olho mostrados na Figura 5.17, que os sinais recebidos sofrem forte interferência simbólica (ISI), decorrente principalmente de *jitter* temporal, provocado pela alta dispersão acumulada da fibra, pelo acúmulo de ruído ASE dos amplificadores e não-linearidades da fibra agravadas pelo alto nível de potência óptica.

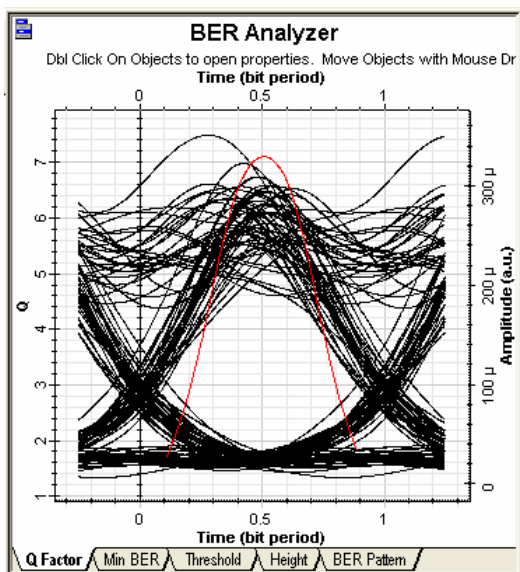
5.6.3 - Potência de Transmissão de 7dBm

Tendo em vista que com uma potência de transmissão de 12 dBm o sinal chegou irrecuperável já no penúltimo *span*, simulou-se a transmissão de sinais a uma potência de 7 dBm. Com esse nível de potência de transmissão, foi possível entregar os 4 canais com uma qualidade aceitável até o final de todo o enlace.

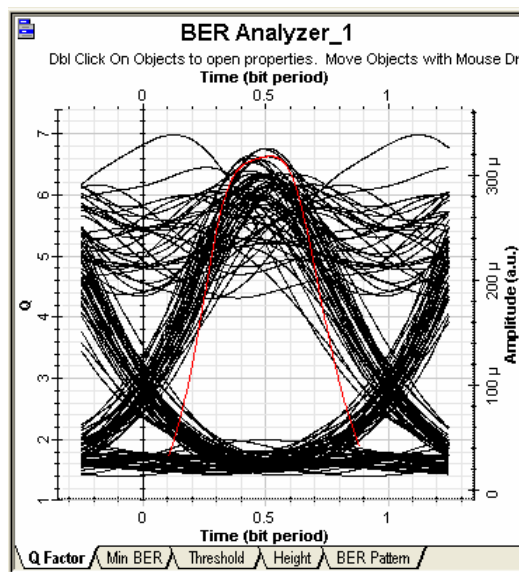
5.6.3.1 – Desempenho do Sistema

O sistema WDM, projetado com um nível de potência de transmissão de 7 dBm, apresentou um desempenho satisfatório.

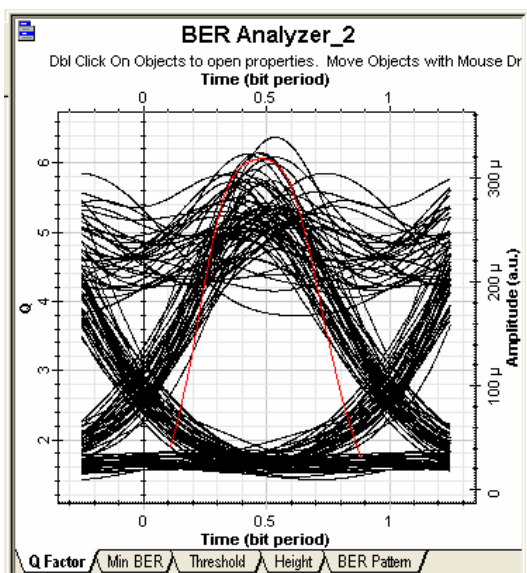
Os gráficos do diagrama de olho e fator Q dos 4 canais WDM podem ser visualizados na Figura 5.18.



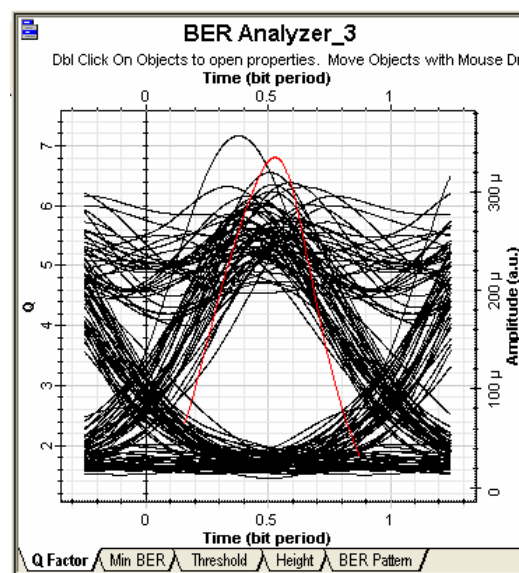
Canal 1



Canal 2



Canal3



Canal4

Figura 5.18 – Diagrama de olho e curva do fator Q após todo o enlace para os 4 canais WDM.

A Tabela 5.4 apresenta os valores do fator Q e da BER para cada canal.

Tabela 5.3 – Fator Q e BER dos 4 canais após enlace de 672 km de fibra.

Canal	Comprimento de onda (nm)	Frequência (THz)	Fator Q	BER
1	1552,52	193,1	7,1	$4,56 \times 10^{-13}$
2	1550,92	193,3	6,63	$1,31 \times 10^{-11}$
3	1549,32	193,5	6,06	$5,13 \times 10^{-10}$
4	1547,72	193,7	6,8	$4,24 \times 10^{-12}$

Conforme constatado por esses resultados, foi possível transmitir todos os 4 canais até o final de todo o enlace (≈ 672 km) com um nível de qualidade aceitável. A BER máxima foi de $5,13 \times 10^{-10}$ para o canal 3.

5.6.3.2 - Análise dos Amplificadores Ópticos

Para analisar o desempenho dos amplificadores ópticos, foi utilizado o componente disponível no Optisystem, na *Visualizer Library*, denominado *Dual Port WDM Analyzer*,. Este componente permite visualizar os parâmetros do amplificador para cada canal WDM, tais como o ganho, a figura de ruído, as potências de entrada e saída e a relação sinal-ruído óptica (OSNR). A Figura 5.19 exibe os parâmetros obtidos para cada um dos sete amplificadores (*booster*, 5 amplificadores em linha e o pré-amplificador), através do *Dual Port WDM Analyzer*. Os resultados são exibidos na ordem em que os amplificadores estão dispostos no enlace, no sentido da transmissão para a recepção, em (a) para o amplificador *booster*, em (b), (c), (d), (e) e (f) para os amplificadores em linha e em (g) para o pré-amplificador.

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	12.900933	3.95494	-5.71394	7.18699	-41.1952	48.3821
193.3	12.903109	3.97393	-5.71381	7.1893	-41.169	48.3584
193.5	12.864023	4.03556	-5.65759	7.20643	-41.1415	48.348
193.7	12.839364	4.05223	-5.71422	7.12514	-41.1452	48.2703

(a) Amplificador Booster

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	35.743935	4.15583	-28.3086	7.43538	-18.0391	25.4744
193.3	35.825925	4.14806	-28.3802	7.44574	-17.9602	25.4059
193.5	35.800884	4.25948	-28.3194	7.4815	-17.8697	25.3513
193.7	35.816668	4.24782	-28.3875	7.42922	-17.8611	25.2903

(b) Amplificador em linha 1

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	29.699103	3.57366	-23.2054	6.4937	-17.9587	24.4524
193.3	29.762334	3.45772	-23.2289	6.53346	-17.8563	24.3898
193.5	29.736285	3.58468	-23.1791	6.55721	-17.7835	24.3407
193.7	29.743814	3.41009	-23.2195	6.52429	-17.8037	24.328

(c) Amplificador em linha 2

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	29.658722	3.54912	-24.1222	5.5365	-17.9408	23.4773
193.3	29.72074	3.43201	-24.1491	5.5716	-17.8203	23.3919
193.5	29.693515	3.55762	-24.1583	5.5352	-17.7632	23.2984
193.7	29.699743	3.37718	-24.0813	5.61845	-17.8082	23.4267

(d) amplificador em linha 3

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	26.929997	3.43397	-22.6818	4.24816	-18.6494	22.8975
193.3	26.947932	3.36969	-22.6818	4.26611	-18.5335	22.7996
193.5	26.882179	3.44273	-22.6821	4.20013	-18.5396	22.7397
193.7	26.844099	3.07528	-22.6127	4.23142	-18.6607	22.8922

(e) Amplificador em linha 4

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	26.961054	3.42539	-23.975	2.98609	-19.2313	22.2173
193.3	26.979938	3.36738	-23.9703	3.00963	-19.1209	22.1305
193.5	26.915084	3.43709	-24.0357	2.87939	-19.1804	22.0598
193.7	26.878003	3.12817	-23.994	2.88396	-19.3645	22.2485

(f) Amplificador em linha 5

Dual Port WDM Analyzer						
Frequency (THz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Input Signal (dBm)	Output Signal (dBm)	Output Noise (dBm)	Output OSNR (dB)
193.1	29.904626	3.95115	-39.0201	-9.11543	-23.3523	14.2368
193.3	29.991358	3.92916	-38.977	-8.98569	-23.2624	14.2767
193.5	29.989742	4.02803	-39.1302	-9.14048	-23.1868	14.0463
193.7	30.023566	4.01514	-39.1161	-9.09252	-23.1887	14.0962

(g) Pré-amplificador

Figura 5.19 – Parâmetros dos amplificadores mostrados através do *Dual Port WDM Analyzer*.

Conforme mostra a Figura 5.19, o amplificador que apresentou maior ganho foi o amplificador em linha 1, com ganho médio de 35,8 dB. Sua figura de ruído também foi a maior, por volta de 4,2 dB.

Notou-se também, a variação da relação OSNR, ao longo do enlace. A Figura 5.20 apresenta o gráfico da OSNR à medida que ele passa por cada amplificador.

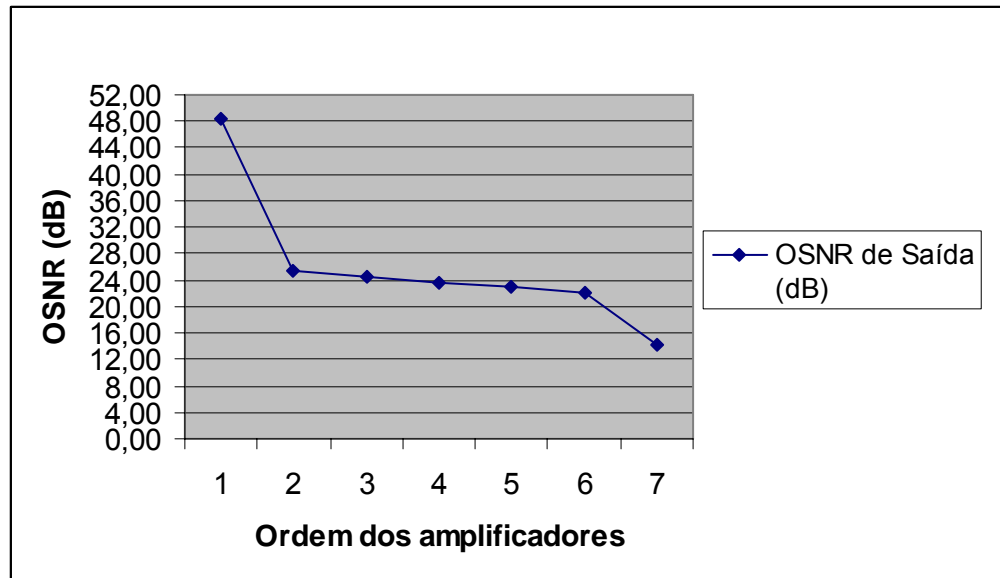


Figura 5.20 – OSNR obtida na saída de cada amplificador.

Percebe-se pela Figura 5.20, que a OSNR decai abruptamente do primeiro para o segundo amplificador. No entanto, a partir do segundo amplificador, a degradação da OSNR não é tão acentuada, porém a OSNR continua decrescendo. A OSNR na saída do pré-amplificador é de cerca de 14 dB.

Uma característica desejável para amplificadores ópticos, é a uniformidade de ganho para a faixa de operação. A Tabela 5.4 mostra a variação máxima de ganho para cada amplificador.

Tabela 5.4 – Variação máxima de ganho dos amplificadores

	Variação máxima de ganho (dB)
<i>Booster</i>	0,064
Amplificador em linha 1	0,082
Amplificador em linha 2	0,063
Amplificador em linha 3	0,062
Amplificador em linha 4	0,104
Amplificador em linha 5	0,102
Pré-amplificador	0,119

Conforme a Tabela 5.4 mostrou, a maior variação de ganho ocorreu no pré-amplificador, foi de cerca de 0,12 dB. A variação máxima média foi de 0,084dB. Portanto, os amplificadores apresentaram uma boa uniformidade no ganho para a faixa espectral dos 4 canais WDM.

A Figura 5.21 exibe o espectro na saída do pré-amplificador, ou seja, no final do enlace. Em (a) aparece o sinal de bombeio, cujo comprimento de onda é de 980 nm e os 4 canais WDM em meio ao ruído ASE, em (b) é exibido o espectro dos 4 canais WDM em meio ao ruído ASE. Percebe-se claramente que o ruído ASE é variável em uma longa faixa de comprimento de onda. Porém, na faixa de operação dos 4 canais WDM, o ruído ASE tem uma boa uniformidade.

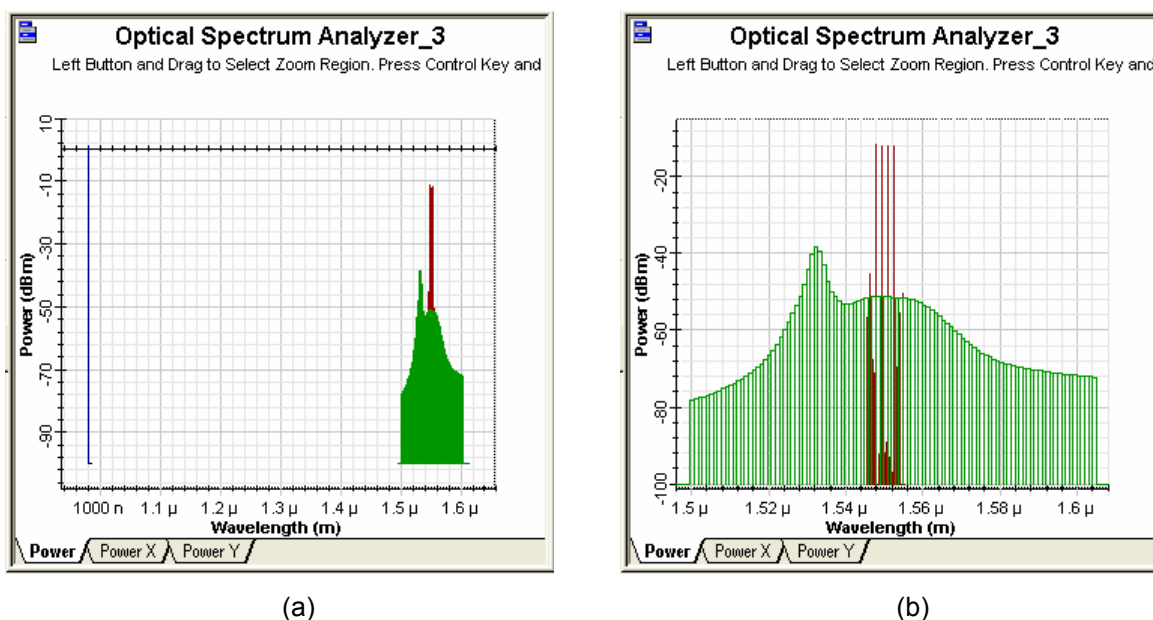


Figura 5.21 - Diagrama espectral na saída do pré-amplificador: (a) Sinal de bombeio (980 nm) e os 4 canais WDM em meio ao ruído ASE, (b) 4 canais WDM em meio ao ruído ASE.

Esta uniformidade do ruído ASE na região de operação dos 4 canais WDM, é melhor percebida através do zoom do espectro dos 4 canais, conforme mostrado na Figura 5.22.

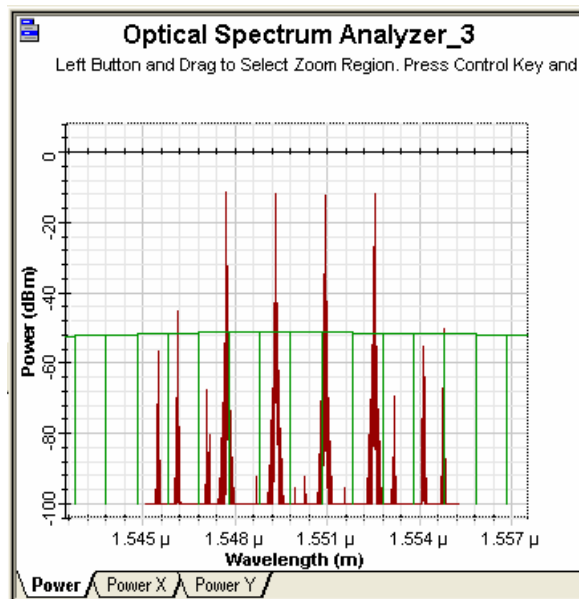


Figura 5.22 – Zoom do espectro dos 4 canais em meio ao ruído ASE.

5.6.4 – Análise Comparativa do Sistema para Potência de Transmissão de 7 dBm e 12 dBm

O desempenho do sistema para os dois níveis de potência transmitida, 7 dBm e 12 dBm, utilizados nas simulações do sistema WDM, são analisados comparativamente nesta seção.

As Figuras 5.23 e 5.24 apresentam gráficos comparativos do fator Q e da log da BER respectivamente, para o canal 4, para potências transmitidas de 7 dBm e 12 dBm, a cada *span*.

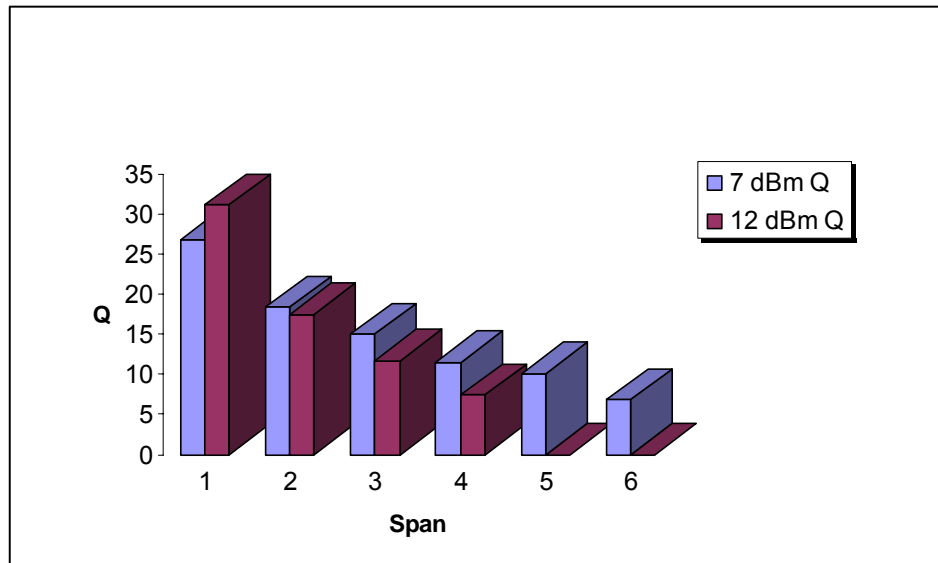


Figura 5.23 - Fator Q para o canal 4 a cada *span* para potência transmitida de 7 dBm e 12 dBm.

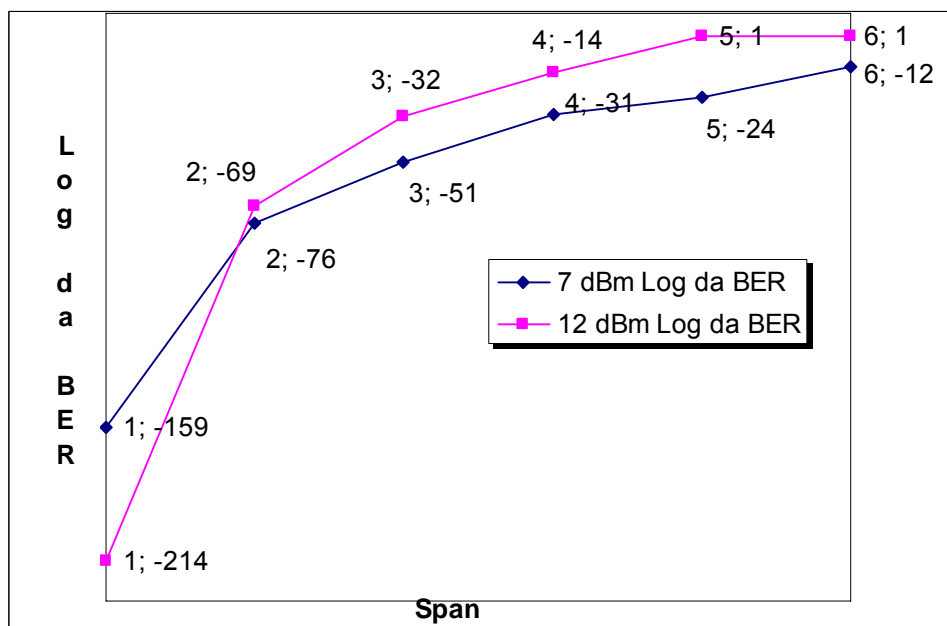


Figura 5.24 – Gráfico comparativo da log da BER para o canal 4 a cada *span* para potência transmitida de 7 dBm e 12 dBm (o 1º número refere-se ao *span* e o 2º à log da BER).

Nota-se pelos gráficos que após o 1º *span* (123,62 km), o nível de 12 dBm apresenta um desempenho bem melhor que para o de 7 dBm, no entanto após dois *spans* (228,12 km), o desempenho para o nível de 7 dBm já é bem melhor que para o nível de 12 dBm e assim prossegue até o 4º *span*. Após o 5º *span*, o sinal transmitido com nível de 12 dBm chega irre recuperável com BER = 1 e o sinal transmitido a 7 dBm chega até o final do enlace com uma log da BER = -12, ou seja o sinal é totalmente recuperável.

Isto é explicado pelo fato de que o sinal que se propaga nesse enlace está sujeito ao acúmulo da dispersão da fibra que é alta, ao acúmulo do ruído ASE nos vários estágios de amplificação e ao acúmulo dos efeitos não lineares da fibra, sendo que estes efeitos se intensificam para um nível de potência óptica maior.

5.7 – Resultados de Simulações para Sistema SCM

Foram realizadas simulações da técnica SCM tendo como base os parâmetros reais do primeiro trecho da rede Tramoeste da Eletronorte, de Tucuruí a Pacajá, enlace esse cujo comprimento é de 123,62 km, sendo que a única mudança foi a inserção de um pré-amplificador óptico com potência de saída de -10 dBm.

Simulou-se a modulação óptica com banda lateral única (OSSB) devido às vantagens já discutidas no capítulo 5. No domínio elétrico utilizou-se a modulação coerente On-off keying (OOK). Este esquema de modulação foi escolhido devido a sua facilidade de implementação e porque o Optisystem não apresenta os valores da BER para sinais M-ários [11].

5.7.1 – Descrição do Esquema de Simulação do Sistema SCM

Utilizou-se nas simulações a modulação externa através do modulador de Mach-zehnder com configuração dual. Este tipo de modulação foi escolhido porque é mais adequado para modular portadoras de alta frequência, tendo em vista a maior velocidade de chaveamento oferecida por este tipo de modulação comparado com a modulação direta.

Foi utilizada a modulação OSSB devido as vantagens oferecidas pela mesma, explanadas no capítulo anterior. O esquema de modulação OSSB implementado no simulador é mostrado na Figura 5.25.

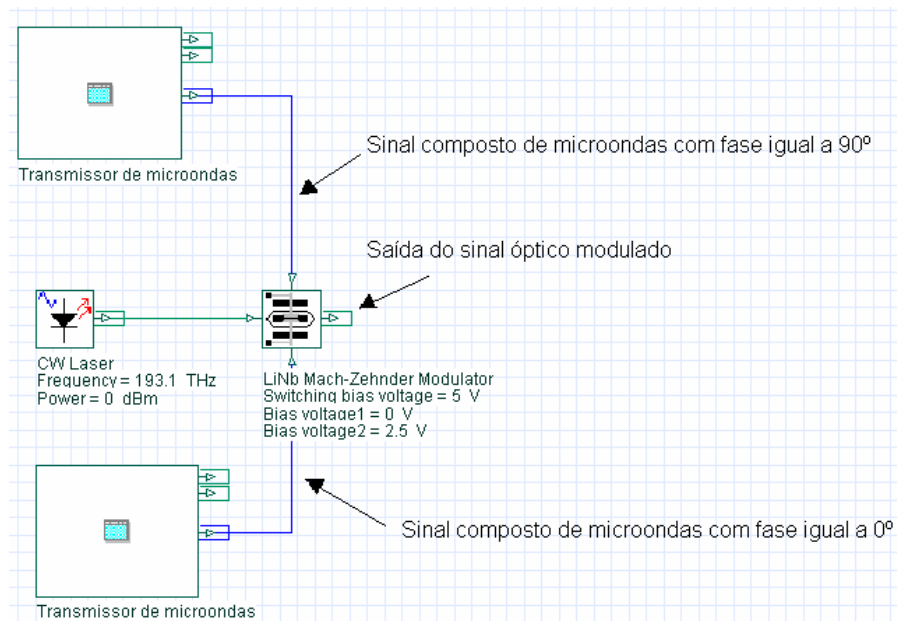


Figura 5.25 - Esquema da modulação SCM OSSB.

O transmissor de microondas utiliza como esquema de modulação no domínio elétrico, o formato OOK, e é composto por um gerador de seqüência de bits pseudo-aleatória, um gerador de pulsos NRZ, um gerador de portadora (*Carrier Generator*) e um multiplicador elétrico, conforme mostrado na Figura 5.26.

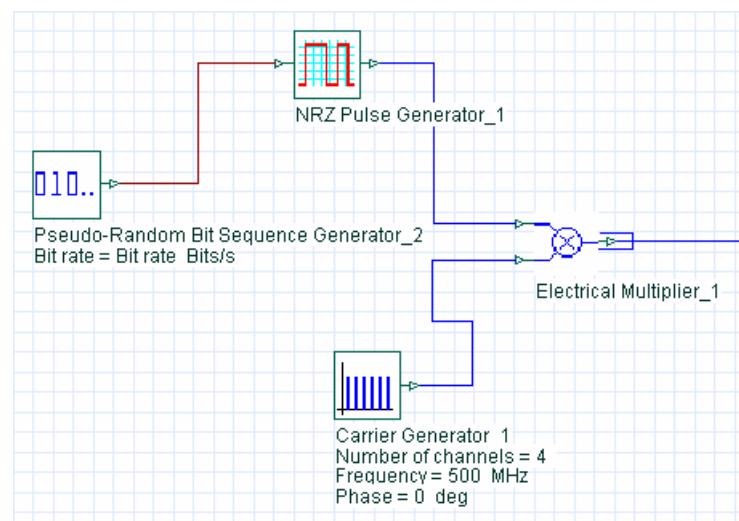


Figura 5.26 - Esquema do transmissor de microondas com 4 portadoras elétricas com fase igual a 0° .

O componente *Carrier Generator* permite configurar parâmetros tais como número de portadoras, frequência da primeira portadora, espaçamento entre as portadoras para o caso do número de portadoras ser maior que 1 e fase.

Quando o número de portadoras é superior a 1, a saída do componente *Carrier Generator* é a soma de todas as portadoras elétricas, o que dispensa portanto o uso de um componente para servir de combinador ou multiplexador de microondas. O sinal óptico modulado em SSB é então inserido na fibra óptica até atingir o fotodetector que faz a conversão novamente para o domínio elétrico.

Os parâmetros do enlace simulado são baseados nos dados relativos ao primeiro trecho da rede do Tramoeste, de tucuruí a Pacajá, com exceção da inclusão de um pré-amplificador com potência de saída de -10 dBm. A Figura 5.27 apresenta o esquema utilizado na simulação do sistema SCM para o referido enlace.

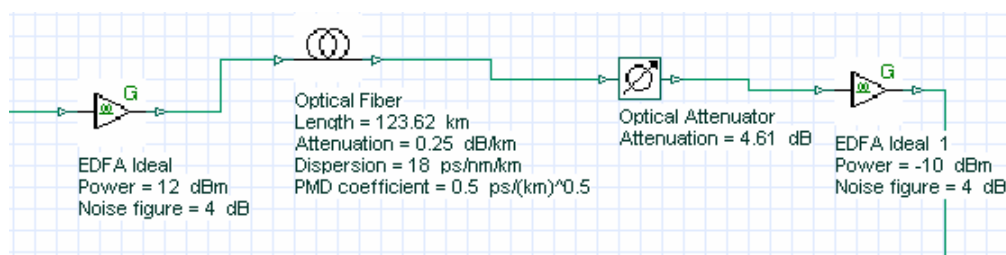


Figura 5.27 - Esquema do enlace utilizado na simulação com parâmetros reais referentes ao trecho Tucuruí-Pacajá da rede óptica do Tramoeste.

Na simulação do sistema SCM foram utilizados amplificadores ideais que apresentam o ganho uniforme na região de amplificação, porém tendo em vista que o SCM utiliza apenas uma portadora óptica, esse componente torna-se satisfatório para o sistema em questão. As perdas decorrentes de conectores e emendas são levadas em conta através do atenuador óptico.

Na saída do fotodetector, é necessário demultiplexar os vários canais das subportadoras, para isso são utilizados filtros elétricos passa-faixa com frequência de corte selecionada na frequência da subportadora de cada canal. Os filtros utilizados na simulação foram filtros gaussianos com largura de banda de $1,5 \times$ (taxa de bits). A Figura 5.28 apresenta o esquema usado no Optisystem 4.1™ para demultiplexar 4 canais de subportadoras com as frequências de 500 MHz, 800 MHz, 1100 MHz e 1400 MHz.

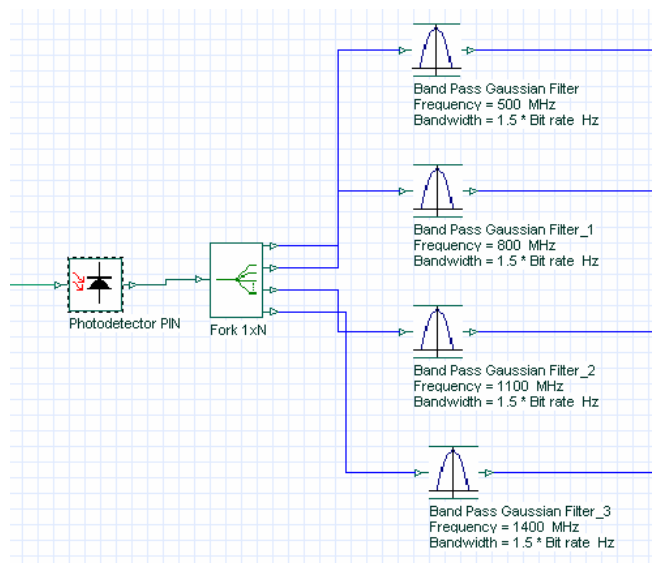


Figura 5.28 - Esquema utilizado no Optisystem para demultiplexação das subportadoras elétricas.

Após a separação das subportadoras, é feita a demodulação a fim de se recuperar o sinal digital transmitido. Utiliza-se detecção coerente OOK. Esta técnica consiste em fazer o batimento do sinal modulado recebido com um oscilador local que tem a mesma frequência da subportadora utilizada para modular este sinal [14]. A Figura 5.29 apresenta o esquema utilizado no optisystem para fazer a detecção coerente da subportadora de 500 MHz. Utiliza-se novamente o componente *Carrier generator* tendo o parâmetro número de portadoras configurado para ser igual a 1, frequência igual a da subportadora recebida que nesse caso é 500 MHz e fase igual a 0° . Após o batimento com o oscilador local o sinal precisa ser filtrado por um filtro passa-baixas para eliminar as componentes de alta frequência a fim de recuperar o sinal digital original. O filtro utilizado na simulação é o filtro passa-baixas de Bessel de ordem 4 com frequência de corte igual a $0,75 \times$ (taxa de bits).

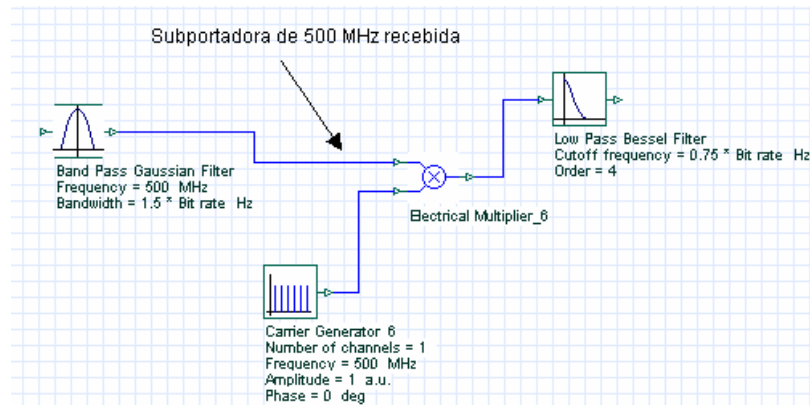


Figura 5.29 - Esquema da detecção coerente de uma subportadora de 500 MHz no receptor elétrico.

A análise do desempenho do sistema foi feita através do componente *BER Analyzer*, que faz a estimativa da BER e do fator Q. O método numérico para estimar a BER foi o gaussiano.

5.7.2 – Sistema SCM de 4 Canais de 155 Mb/s

Utilizou-se 4 canais de subportadoras para modular um sinal de dados de 155 Mb/s cada, transmitindo um sinal agregado de 622 Mb/s. O índice de modulação óptica (IMO) foi de 0,5. Foram transmitidos 512 bits na simulação.

5.7.2.1 - Análise do Espaçamento de canais

Para analisar o efeito do espaçamento dos canais no desempenho do sistema foi feita uma varredura no espaçamento entre as 4 portadoras. A frequência da primeira subportadora é mantida em 500 MHz e o espaçamento entre elas foi varrido de 100 MHz, 200 MHz, 300 MHz, 400 MHz e 500 MHz. Verifica-se a influência do espaçamento entre as portadoras por meio da visualização do diagrama de olho conforme mostrado na Figura 5.30.

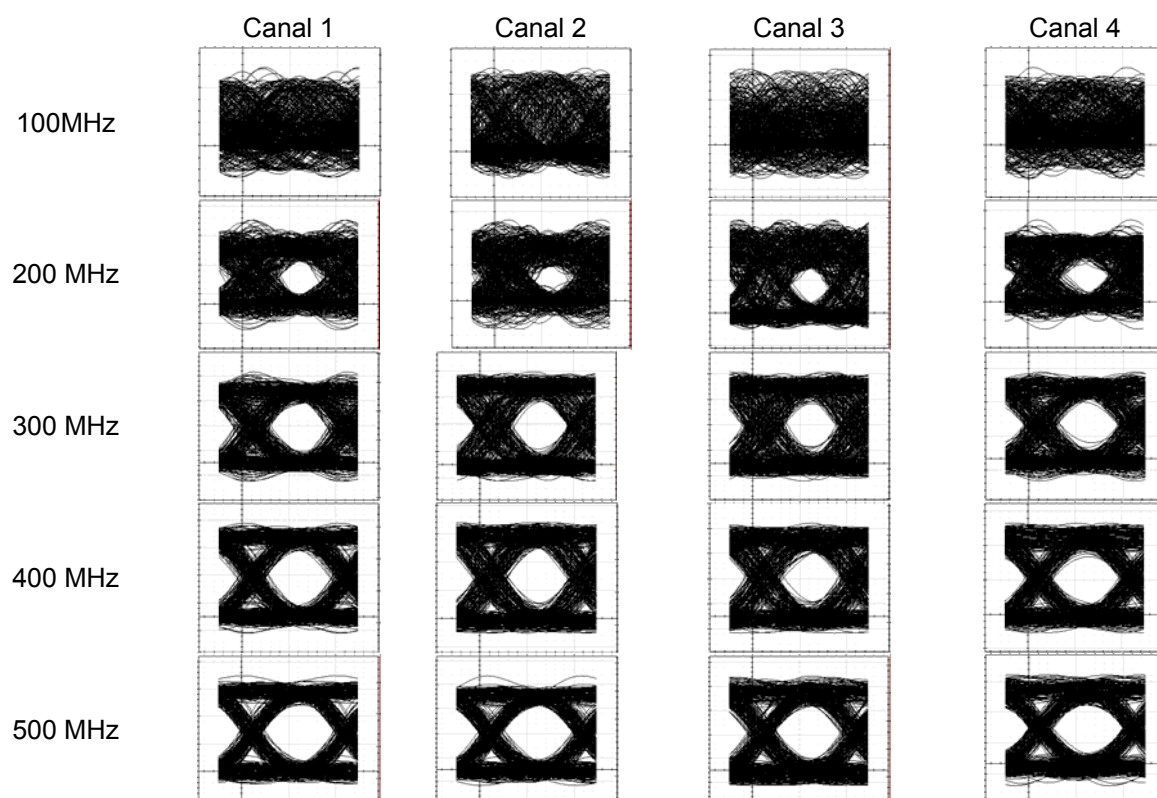


Figura 5.30 – Visualização da abertura do diagrama de olho para espaçamento entre canais de 100, 200, 300, 400 e 500 MHz.

A Figura 5.30 apresenta os diagramas de olho para os espaçamentos de 100, 200, 300, 400 e 500 MHz. Cada linha da Figura apresenta a abertura do olho para os 4 canais para um determinado espaçamento entre as subportadoras. Conforme observado, um espaçamento de 100 MHz resulta em um total fechamento do olho, indicando uma total degradação do sinal no receptor devido à interferência intersimbólica e interferência entre canais. À medida que se aumenta o espaçamento, o olho do diagrama vai se abrindo indicando que o sinal chega no receptor com mais qualidade. Com um maior espaçamento entre os canais diminui-se a interferência entre os mesmos. Nestas simulações, os 4 canais chegaram com qualidade aceitável a partir do espaçamento de 300 MHz. A Figura 5.31 apresenta os diagramas espectrais dos 4 canais na saída do fotodetector, com espaçamento de 100 MHz e 300 MHz. Esta Figura mostra claramente o efeito da interferência entre as subportadoras quando o espaçamento é de 100 MHz.

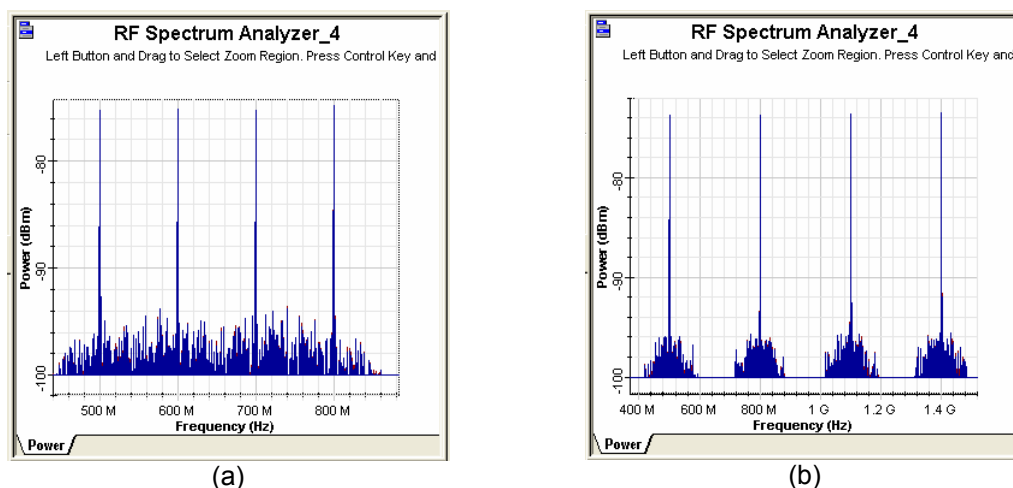


Figura 5.31 - Diagrama espectral dos 4 canais de subportadoras na saída do fotodetector. (a) para um espaçamento de 100 MHz e (b) para um espaçamento de 300 MHz.

Isto se dá porque quando o sinal NRZ digital modula a portadora elétrica, o espectro do canal da subportadora ocupa uma banda que é duas vezes a taxa de transmissão do sinal digital, seu espectro se localizando entre $f_{ci} - B$ e $f_{ci} + B$, sendo f_{ci} a frequência da subportadora do i -ésimo canal e B a taxa do sinal digital NRZ [14].

Num sistema multicanal, a energia de um canal pode ser recebida pelo canal vizinho resultando no efeito de interferência entre canais. Nota-se na Figura 5.31 que com espaçamento de 300 MHz, o efeito de interferência entre canais não é um fator limitante.

A Figura 5.32 mostra o diagrama espectral de potência para os 4 canais SCM espaçados de 300 MHz. Percebe-se através desta figura, que os 4 canais são modulados em OSSB com supressão da banda lateral inferior.

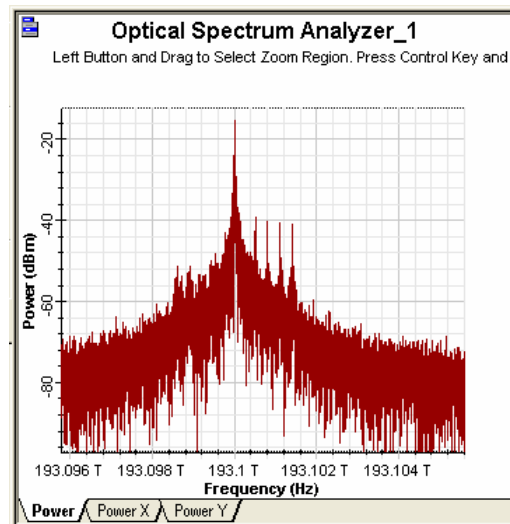
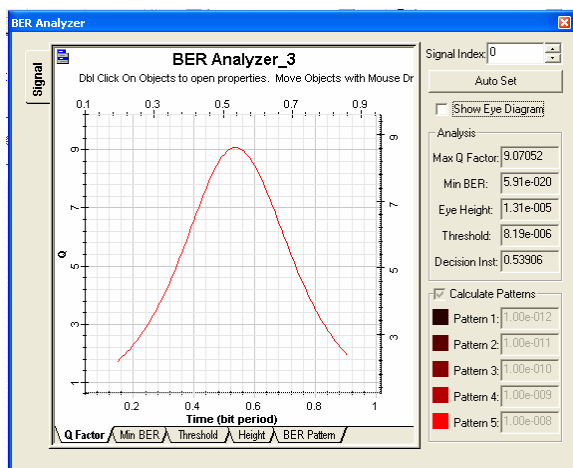
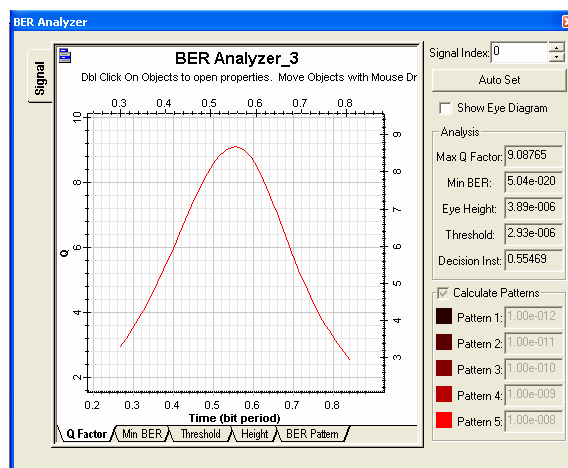


Figura 5.32 - Diagrama espectral na saída modulador de Mach-Zehnder para 4 canais SCM, e espaçamento entre as subportadoras de 300 MHz.

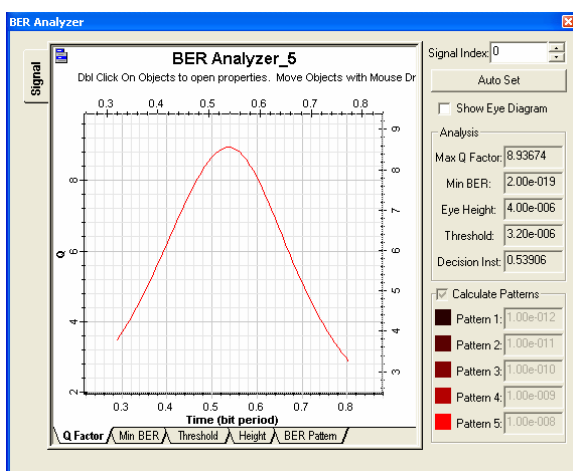
A Figura 5.33 apresenta as curvas do fator Q para estes 4 canais respectivamente obtidas pelo *BER Analyzer*.



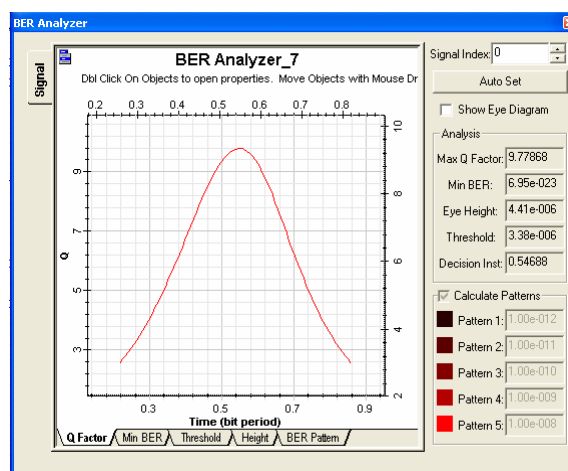
(a) Canal 1



(b) Canal 2



(c) Canal 3



(d) Canal 4

Figura 5.33 – Curva do fator Q: (a) para o canal 1 (500 MHz), (b) para o canal 2 (800 MHz), (c) para o canal 3 (1100 MHz) e (d) para o canal 4 (1400 MHz).

Os resultados indicam que a transmissão de 4 canais de 155 Mb/s neste enlace de 123,62 km é completamente viável. A BER varia na faixa de 10^{-23} a 10^{-19} , ou seja, a probabilidade de ocorrer um erro na recuperação do sinal é praticamente zero. Este sistema permite a transmissão de uma taxa agregada de cerca de 622 Mb/s (STM-4) no primeiro trecho do enlace da rede Tramoeste.

5.7.2.2 – Sistema SCM de 8 canais de 155 Mb/s

Visando analisar os efeitos decorrentes do aumento do número de canais no desempenho do sistema, simulou-se a transmissão de 8 canais SCM de 155 Mb/s cada. Manteve-se o mesmo espaçamento entre canais de 300 MHz e mesmo IMO = 0,5. a Figura 5.34 mostra o espectro do sinal de 8 canais SCM com modulação OSSB.

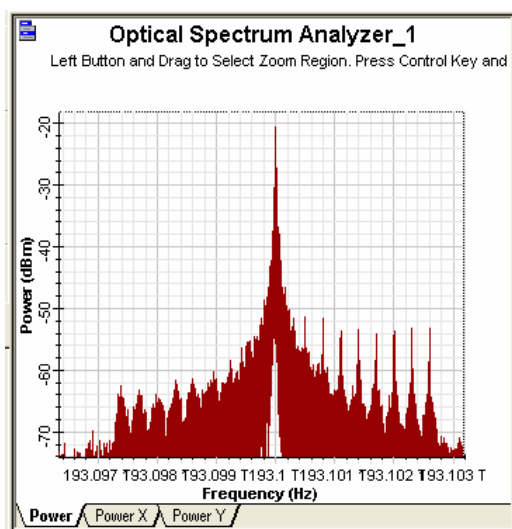


Figura 5.34 – Espectro dos 8 canais SCM de 155 Mb/s cada.

Nenhum canal chegou no receptor com confiabilidade, a menor BER obtida foi de 2.86×10^{-7} (canal 2) . Isto se dá devido ao maior número de canais gerarem produtos de intermodulação que acabam interferindo no sinal.

Em vista disso, aumentou-se o espaçamento entre os canais para 400 MHz. Novamente o aumento do espaçamento não possibilitou a chegada de nenhum dos 8 canais com confiabilidade. O espaçamento de 500 MHz também não resultou em melhora na qualidade dos sinais. Observando-se que o aumento do espaçamento entre as subportadoras não propiciava uma melhora na qualidade dos sinais, lançou-se mão de outro recurso, a saber, o aumento do índice de modulação óptica. Utilizou-se o espaçamento de 300 MHz e aumentou-se o índice de modulação óptica de 0,5 para 0,6. Este aumento do índice de modulação óptico foi suficiente para tornar todos os 8 canais recuperáveis no receptor. A Figura 5.35 apresenta os

diagramas de olho e os valores da BER para cada um dos oito canais com transmissão de 1024 bits.






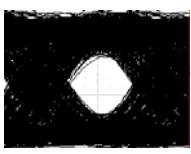


<p>Canal 1</p>  <p>BER = 3×10^{-12}</p>	<p>Canal 2</p>  <p>BER = $1,23 \times 10^{-11}$</p>	<p>Canal 3</p>  <p>BER = $3,44 \times 10^{-11}$</p>	<p>Canal 4</p>  <p>BER = $1,91 \times 10^{-11}$</p>
<p>Canal 5</p>  <p>BER = $1,2 \times 10^{-12}$</p>	<p>Canal 6</p>  <p>BER = $5,47 \times 10^{-12}$</p>	<p>Canal 7</p>  <p>BER = $1,28 \times 10^{-12}$</p>	<p>Canal 8</p>  <p>BER = $1,12 \times 10^{-13}$</p>

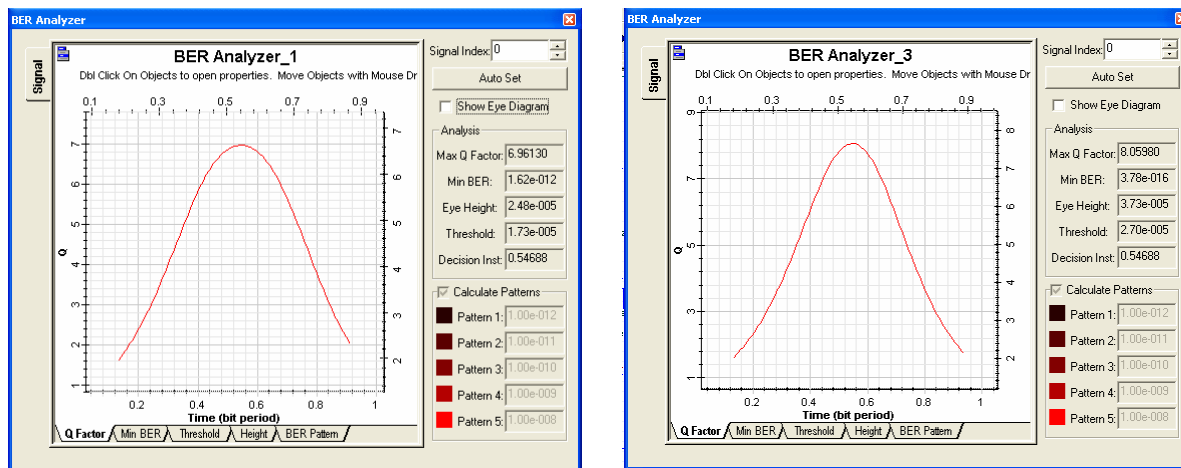
Figura 5.35 – Diagrama de olho e valor da BER para cada um dos oito canais obtidos no receptor. O valor da frequência do canal 1 é de 500 MHz e o espaçamento entre as subportadoras é de 300 MHz.

Observa-se que foi possível a transmissão de 8 canais de 155 Mb/s cada, totalizando uma taxa agregada de aproximadamente 1,25 Gb/s sobre 123,62 km de fibra óptica com um índice de modulação óptica IMO = 0,6, espaçamento entre subportadoras de 300 MHz. Percebe-se que o aumento no número de canais ocasiona um aumento nos valores da BER, indicando que existe um limite para o número de canais. Para o caso de 4 canais, a menor BER foi de $6,95 \times 10^{-23}$ e a maior foi de $5,91 \times 10^{-20}$. No sistema com 8 canais, a menor BER obtida foi de $1,12 \times 10^{-13}$ e a maior foi de $3,44 \times 10^{-11}$. Entretanto, apesar do aumento considerável nos valores da BER, estes ainda estão bem abaixo de 1×10^{-9} que é o valor máximo tolerável.

5.7.2.3 – Sistema SCM de 2 Canais de 622 Mb/s

Investigou-se o comportamento do sistema SCM para um aumento na taxa de dados do sinal digital. Partiu-se assim para simulação de subportadoras modulando sinais digitais de 622 Mb/s. Simulou-se a transmissão de 4 canais de 622 Mb/s. Não foi possível obter a recepção de nenhum dos canais com uma BER apropriada, o melhor canal apresentou uma BER de 1×10^{-7} . Não foi possível melhorar o desempenho mesmo variando o espaçamento ou índice de modulação óptica. Sendo assim, simulou-se a transmissão de 2 canais de 622 Mb/s cada.

Foram transmitidos dois canais de 622 Mb/s, nas frequências de 2 GHz e 4 GHz, com um IMO = 0,5. Estes valores de frequência das subportadoras foram escolhidos após a realização de varredura de frequências de uma única subportadora na faixa de 1,5 GHz a 10 GHz e a obtenção de seus valores de BER correspondentes. Estes valores de frequência apresentaram melhor resposta em termos de BER. Desta vez, os resultados indicaram uma recepção satisfatória dos dois sinais. A Figura 5.36 apresenta a curva do fator Q e os valores numéricos do fator Q e da BER através do *BER Analyzer*, para cada canal respectivamente.



Canal 1 (2 GHz)

Canal 2 (4 GHz)

Figura 5.36 – Curva do fator Q para os dois canais (2 e 4 GHz) com IMO = 0,5. Taxa de dados igual a B=622 Mb/s.

Os resultados para os dois canais foi uma BER = $1,62 \times 10^{-12}$ para o primeiro canal e $3,78 \times 10^{-16}$ para o segundo, valores estes altamente satisfatórios.

Notou-se que foi possível transmitir no enlace analisado, 2 canais de 622 Mb/s ou uma taxa total de cerca de 1,25 Gb/s, ou seja a mesma taxa obtida no caso dos 8 canais de 155 Mb/s cada. Porém, percebe-se que com o aumento na taxa de dados do sinal digital, o aumento do número de canais é mais crítico para o bom desempenho do sistema. Isto acontece porque um sinal digital com maior taxa requer uma maior relação sinal- ruído.

O número de canais é inversamente proporcional ao bom desempenho do sistema. Isto se deve ao fato de que, com o aumento do número de canais, o índice de modulação individual das subportadoras têm de diminuir a fim de manter o índice de modulação total na entrada do modulador menor do que 1, sob pena de sofrer o efeito de *clipping*. Dessa forma, a relação sinal-ruído de cada canal diminui com o aumento do número de canais.

5.7.2.4 – Sistema SCM de 2 Canais de 2,5 GB/s

Tendo em vista que para canais SCM de 622 Mb/s não foi possível transmitir mais que dois canais de forma eficiente, simulou-se a transmissão de 2 canais SCM com taxa de 2,5 Gb/s cada nas frequências de 11,15 e 15,76 GHz. Estes valores de frequências foram escolhidos após ter sido feita uma varredura de frequências de 5 a 20 GHz numa transmissão monocal e uma análise de desempenho das mesmas por meio do analisador de BER. As frequências de 11,15 e de 15,76 GHz apresentaram um melhor desempenho em termos de BER. Utilizou-se um índice de modulação igual a 0,5. A Figura 5.37 apresenta o espectro deste sinal modulado em OSSB.

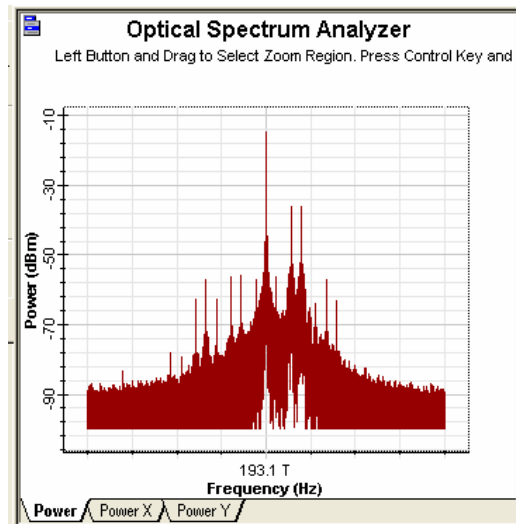


Figura 5.37 – Diagrama espectral na saída do MZM para 2 canais SCM de 2,5 Gb/s cada.

A Figura 5.38 apresenta os diagramas de olho e as curvas do fator Q para os canais 1 e 2.

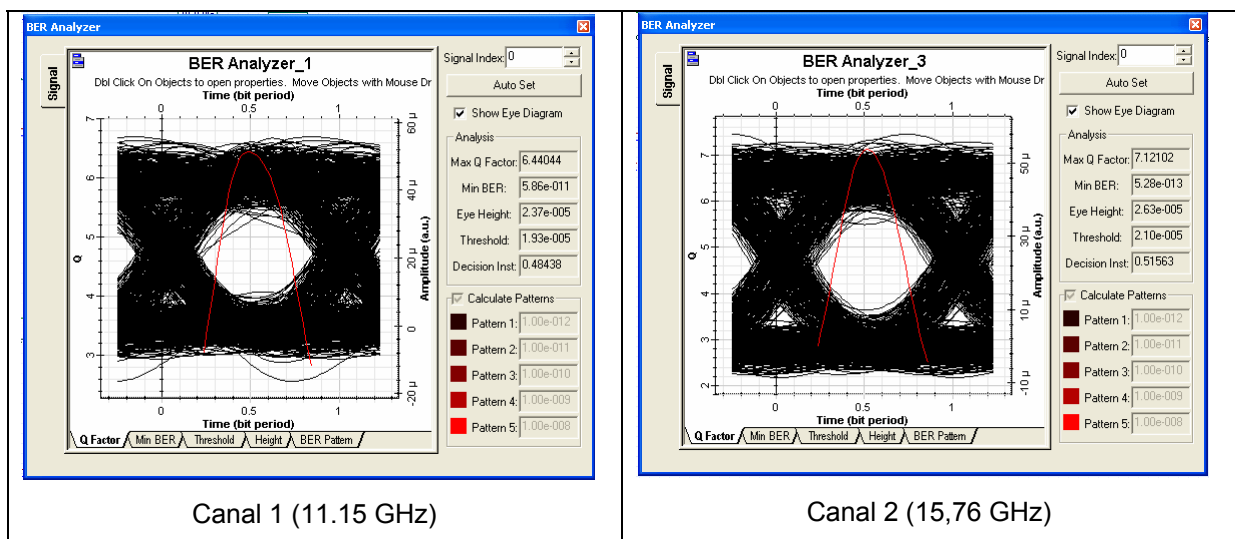


Figura 5.38 – Diagrama de olho e curva do fator Q para os canais 1 e 2.

Os gráficos da Figura 5.38 mostram que a transmissão de 2 canais SCM de 2,5 Gb/s cada é realizável. Os valores da BER foram de $5,86 \times 10^{-11}$ para o primeiro canal e $5,28 \times 10^{-13}$ para o segundo canal. Dessa forma é possível transmitir uma taxa agregada de 5 Gb/s no enlace em questão.

Notou-se também como já era esperado, que com o aumento da taxa de dados do sinal digital, a largura de banda exigida pelo sistema tem de ser maior, visto que para uma maior taxa de dados precisa-se de maiores valores de frequência das subportadoras e um maior espaçamento entre elas.

CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 – Sistema WDM

Conforme foi mencionado anteriormente, o enlace do Tramoeste sem regeneração eletrônica é limitado por atenuação devido ao longo comprimento do enlace de cerca de 672 km. Tal limitação pode ser combatida por se utilizar amplificadores ópticos de alto ganho e/ou transmitir um alto nível de potência óptica. Foi feita uma proposta visando tornar a amplificação do enlace do Tramoeste totalmente óptica, sem uso de regeneradores eletrônicos. Percebeu-se a necessidade de incluir novos amplificadores em dois outros trechos do enlace, entre Pacajá e Altamira e entre Altamira e Transamazônica, bem no meio destes. Certamente, advém custos e dificuldades técnicas na implementação dessa nova configuração de enlace, sendo necessária a supervisão dos equipamentos envolvidos dos amplificadores em linha adicionais. Porém, existe a possibilidade de se utilizar o bombeamento remoto, utilizando laser de bombeio de 1480 nm, devido a sua baixa atenuação [10].

Além de se utilizar amplificadores ópticos de alto ganho, viu-se a necessidade de se transmitir um nível de potência adequada que combatesse a atenuação óptica, não permitindo que os amplificadores atingissem um ganho excessivo e dessa forma mantendo o ruído ASE num nível aceitável, evitando portanto o agravamento dos efeitos não lineares da fibra.

Uma potência de transmissão de 12 dBm resulta na distorção total dos sinais enviados bem antes do final do enlace, devido à alta dispersão e às fortes características não lineares do sistema, agravados pela alta potência transmitida.

Utilizando uma potência de transmissão de 7 dBm, foi possível entregar até o final de todo o enlace os 4 canais WDM de 2,5 Gb/s cada um, com uma taxa de erro de bits de no máximo $5,13 \times 10^{-10}$.

Conclui-se deste trabalho que existe uma relação de compromisso entre combater a atenuação do enlace e os efeitos não lineares que se agravam com o aumento da potência óptica transmitida.

Os resultados mostraram que é possível aumentar a capacidade da rede óptica do Tramoeste de 155 Mb/s para uma taxa agregada de 10 Gb/s por meio da técnica WDM, ou seja, um aumento de cerca de 64 vezes a taxa atual. O sistema TDM permite a transmissão de uma taxa máxima de 3 Gb/s devido à limitação imposta pela dispersão cromática para o enlace do Tramoeste.

6.1.1 - Vantagens para a Eletronorte

Os custos envolvidos com a implementação do sistema WDM na rede do Tramoeste certamente são altos. No entanto, tendo em vista os lucros que podem advir do aluguel das fibras apagadas da Eletronorte, vale a pena o investimento. Só para se ter uma idéia do potencial de lucro envolvido no aumento da capacidade de transmissão da rede do Tramoeste, basta observar o valor cobrado de aluguel de circuitos ópticos pelas operadoras de telecomunicações tais como Embratel e Telemar. Os custos anuais de contratação de serviços em Belém são da ordem de R\$ 20 mil por circuito de 256 Kbps e R\$ 43 mil por circuito de 1Mbps [17]. De modo geral o custo costuma dobrar ao se quadruplicar a capacidade. Desta forma, uma conexão urbana de 10 Mbps teria um custo anual estimado em R\$ 140 mil [17]. Seguindo esse padrão de preços, com uma capacidade 1 Gb/s pode-se alugar 100 circuitos, o que representaria uma receita anual de R\$14 milhões. Alugando portanto, o total de 10 Gb/s nesse mesmo padrão, seria obtida uma receita potencial de cerca de R\$ 140 milhões de reais anuais.

6.2 – Sistema SCM

Os resultados das simulações, indicaram que quanto maior o espaçamento entre as subportadoras melhor é a qualidade do sinal recebido, visto que a interferência entre canais diminui, porém há de se manter o menor espaçamento possível a fim de se preservar a largura de banda.

O aumento no número de canais aumenta a capacidade do sistema, porém o valor da BER é diretamente proporcional ao número de canais. O aumento do número de canais diminui a relação sinal-ruído de cada canal porque existe uma relação de compromisso entre o índice de modulação óptica e a qualidade do sinal recebido. O aumento no índice de modulação aumenta a relação sinal-ruído de cada individual, mas também aumenta o número de produtos de intermodulação devido às características não-lineares do modulador de Mach-Zehnder. Existe um limite no IMO do sinal SCM sob pena de ocorrer *clipping* do sinal.

Sinais SCM com maiores taxas de bits aumentam a exigência do sistema, requerem uma maior relação sinal-ruído e maiores valores de frequência das subportadoras demandando assim uma maior largura de banda do sistema. Por isso, são mais restritos quanto ao aumento no número de canais.

Sistemas SCM mostram ser uma alternativa interessante e de baixo custo para enlaces de curta e média distância, sendo adequada a redes metropolitanas. Seria interessante que a Eletronorte implementasse um backbone SCM para integrar as regiões existentes nas circunvizinhanças do enlace do Tramoeste. Certamente, isso representaria um grande fator de desenvolvimento para estas regiões bem como geraria receita para a Eletronorte.

A Eletronorte pode também implantar o sistema SCM nas fibras apagadas para utilizar em seus sistemas de supervisão.

6.3 - Propostas para Trabalhos Futuros

- Implementação do aumento da capacidade do sistema WDM por aumentar a taxa de transmissão de cada canal para 10 Gb/s, o que tornará necessário utilizar técnicas de compensação de dispersão.
- Estudar os efeitos provenientes de um maior número de canais WDM e com menor espaçamento entre eles.
- Estudar a implementação de pontos de inserção/derivação (*add-drop*) ao longo do enlace.
- Analisar a implementação de bombeio remoto sobre os EDFAs que segundo a proposta deste trabalho ficariam situados entre Pacajá e Altamira e entre Altamira e Transamazônica, visando facilitar a supervisão por parte da Eletronorte dos equipamentos associados.
- Utilizar técnicas de modulação elétrica Multi-estados para os sistemas SCM, tais como QPSK e QAM que são atrativas pelo fato de apresentarem maior eficiência espectral.
- Estudar técnicas de combate ao efeito da PMD que é um importante fator limitante para sistemas WDM e SCM de maiores taxas de dados e enlaces de longa distância.
- Realizar simulações de um sistema híbrido, que combina as técnicas SCM e WDM num só enlace.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Govind P. Agrawal. "Fiber communication Systems". John Willey & Sons. Inc. 1997.
- [2] Gerd Keiser. "Optical Fiber Communications". Terceira Edição. McGrawHill International Editions. 2000.
- [3] Vivek Alwayn, CCIE N° 2995. "Optical Network Design and Implementation". Cisco Press. 2004.
- [4] Govind P. Agrawal. "Applications of Nonlinear Fiber Optics". Academic Press. 2001.
- [5] Lars-Grüner Nielsen etc et al. "Dispersion-Compensating Fibers". Journal of Lightwave Tecnology. Vol. 23, N° 11. Novembro 2005.
- [6] Ivan Kaminow, Tingye Lie. "Optical Fiber Telecommunications – Systems and Impairments IVB". Academic Press. 2002.
- [7] Simon Haykin, "Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais". 4ª Edição. John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [8] W. F. Giazza, E. Conforti, H. Waldman. "Fibras Ópticas - Tecnologias e Projeto de Sistemas" - Makrons Books. 1991.
- [9] Antônio L. J. Teixeira, Mário J. N. Lima, Paulo S. B. André e J. Ferreira da Rocha. "Amplificadores de Fibra Óptica para as Bandas C+L". Dep. Electrónica e Telecomunicações, Instituto de Telecomunicações – Pólo Av., Dep. Física. Universidade de Aveiro, Aveiro, Portugal.
- [10] Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan. "Optical Networks – A Pratical Perspective". Segunda edição. Morgan Kaufman Publishers. 2002.
- [11] Manual do software Optisystem 4.0™. Optiwave Systems Inc.

- [12] Renxiang Huang. "Simulation and Experimental Study of SCM/WDM Optical Systems". Dissertação de mestrado. Graduate School of the University of Kansas. 2001.
- [13] G.H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, "Overcoming Chromatic dispersion effects in fiber-wireless systems incorporanting external modulators", IEEE Trans. Microwave Technol., vol 45, pp.1410 – 1415, ago. 1997.
- [14] Arnaldo Paterline Togneri, "Análise de sistemas de multiplexação por subportadora - SCM". Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Espírito Santo, 2005.
- [15] R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. Allen, K. Demarest, and D. Richards, "Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission", Journal of Lightwave Technology, vol 20, nº 3, mar. 2002.
- [16] R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. Allen, K. Demarest, and D. Richards, "10-Gb/s SCM fiber system using optical SSB modulation", IEEE Photonics Technol. Letters, vol 13, Nº 8, ago. 2001.
- [17] <http://www.redecomep.rnp.br/modelo> [Capturado em setembro de 2006].