UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**Estudo do Impacto do Gorjeio (*chirp*) de Transiente
sobre o Desempenho de Sistemas de Transmissão
Óptica com Pulsos NRZ**

Fábio Donati Simões

**Tese apresentada à Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, como
parte dos requisitos para obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Dr. Amílcar Careli César

São Carlos, SP

2008

Aos meus pais, Maria e Juarez (*in memorium*).
Por toda a dedicação e amor.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Amílcar Careli César pela orientação, dedicação constante, amizade, confiança inabalável e exemplo, desde os tempos da graduação.

À Profa. Mônica de Lacerda Rocha por todo o estímulo, amizade e empenho.

Ao Prof. Murilo Araújo Romero pela amizade e apoio.

Ao Rege Romeu Scarabucci, Alberto Paradisi e João Luis Mercante por cederem horas e recursos do CPqD para a realização deste trabalho.

Ao João Batista Rosolem, que me incentivou a dar esse passo e apoiou até o fim.

À Miriam Regina Xavier de Barros pelo apoio e paciência infinitos.

Aos amigos e colegas do CPqD, que contribuíram e me apoiaram em todos os momentos. Em especial a Claudio Floridia, Valentino Corso, Julio César Rodrigues Fernandes de Oliveira e Juliana Cristina de Moraes.

Ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD) pelos recursos postos a disposição dentro do âmbito do projeto GIGA.

À FINEP e ao FUNTTEL pelos recursos do projeto GIGA.

À Universidade de São Paulo, seus professores e funcionários pela excelência.

À FAPESP pelos recursos do projeto KYATERA.

Lista de figuras

Figura 1.1: Esquema da Rede Experimental de Alta Velocidade do Projeto GIGA.....	4
Figura 2.1: Exemplo de sinal de laser DFB modulado diretamente e excursão de frequência [60]. A curva azul representa a variação de frequência da portadora e a verde a de amplitude.	25
Figura 2.2: Gorjeio e amplitude medidos do sinal de um modulador Mach-Zehnder.....	26
Figura 2.3: Esquema básico de um interferômetro de Mach-Zehnder.....	27
Figura 2.4: Corte Z, Dual-Driver. E_M é o campo elétrico do sinal de modulação e E_λ é o campo elétrico do sinal óptico.	28
Figura 2.5: Corte Z, Single-Driver.....	28
Figura 2.6: Corte X, Single-Driver.	28
Figura 2.7: Curva de transmitância e α em função da tensão diferencial aplicada.....	32
Figura 2.8: Absorção e α em função da polarização para três EAMs diversos [67].....	36
Figura 2.9: Seqüência de bits a 10Gb/s simulada para dois valores de dispersão cromática.....	39
Figura 2.10: Comparação entre um diagrama de olho medido experimentalmente e modelado segundo (2.46), para $m = 2,1$	43
Figura 2.11: Ordem do pulso NRZ em função do tempo de transição entre 10% e 90% da amplitude de pico, normalizado em relação ao período do bit. ...	45
Figura 2.12: Fase e α devidas a automodulação de fase em função da potência do sinal.....	47
Figura 2.13: Diagramas de olho para uma transmissão a 10 Gbit/s com dispersão cromática acumulada de 1600 ps/nm (100 km de fibra G. 652) e diversos valores de α no transmissor. (a) $\alpha > 0$; (b) $\alpha = 0$ e (c) $\alpha < 0$	49
Figura 2.14: Diagramas de olho a 10 Gbit/s. (a) Saída do transmissor, sem redistribuição de energia ao longo dos bits. (b) Caso ótimo de concentração da energia das bordas das seqüências no centro dos bits 1 adjacentes. ...	50
Figura 2.15: Comparação da fase do sinal gerada por um modulador MZ e pela automodulação de fase para um pulso de 100ps de largura a meia altura.....	51

Figura 2.16: Curva de potência normalizada e desvio de frequência ao longo do bit para modulador Mach-Zehnder com $\alpha=1$.	52
Figura 2.17: Curva de potência normalizada e desvio de frequência ao longo do bit para automodulação com fase não-linear de pico de -1 radiano.	53
Figura 3.1: Arranjo para medida de razão de extinção, tempo de subida e de descida. ECL é o laser sintonizável, “pol” é o controlador de polarização, “mod” é o modulador, “driver” é o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG é o gerador de padrões, OSA o analisador de espectro óptico e OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz.	58
Figura 3.2: Arranjo para medida do fator Q. ECL é o laser sintonizável, “pol” é o controlador de polarização, “mod” o modulador, “driver” o circuito de acionamento do modulador, EDFA os amplificadores a fibra dopada com érbio, Att os atenuadores ópticos, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, PIN o fotodetector, PPG o gerador de padrões, ED o detector de erros, OSA o analisador de espectro óptico, OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o microcomputador.	59
Figura 3.3: Interface gráfica do programa de medida de fator Q.	60
Figura 3.4: Diagrama de olho do modulador <i>single-drive</i> .	62
Figura 3.5: Seqüência de 8 bits (01001110) do modulador <i>single-drive</i> .	62
Figura 3.6: Diagrama de olho do modulador <i>dual-drive</i> .	62
Figura 3.7: Seqüência de 8 bits (01001110) do modulador <i>dual-drive</i> .	62
Figura 3.8: Diagrama de olho do EAM a 15 °C. PRBS= $2^{23}-1$.	63
Figura 3.9: Diagrama de olho do EAM a 25 °C. PRBS= $2^{23}-1$.	63
Figura 3.10: Diagrama de olho do EAM a 15 °C. Montagem com a seqüência 01001110.	63
Figura 3.11: Diagrama de olho do EAM a 25 °C. Montagem com a seqüência 01001110.	63
Figura 3.12: Seqüência de 8 bits (01001110) do EAM a 15 °C.	63
Figura 3.13: Seqüência de 8 bits (01001110) do EAM a 25 °C.	63
Figura 3.14: Diagrama de olho do EAM a 35 °C. PRBS= $2^{23}-1$.	64
Figura 3.15: Diagrama de olho do EAM a 45 °C. PRBS= $2^{23}-1$.	64
Figura 3.16: Diagrama de olho do EAM a 35 °C. Montagem com a seqüência 01001110.	64

Figura 3.17: Diagrama de olho do EAM a 45 °C. Montagem com a seqüência 01001110.....	64
Figura 3.18: Seqüência de 8 bits (01001110) do EAM a 35 °C.....	64
Figura 3.19: Seqüência de 8 bits (01001110) do EAM a 45 °C.....	64
Figura 3.20: Medida e simulação da curva do fator Q versus potência de sinal no fotodetector	65
Figura 3.21: Medida e simulação da curva do fator Q versus OSNR no fotodetector.	66
Figura 3.22: Esquema do arranjo auto-interferométrico. O analisador de rede é o HP 8703 Lightwave component analyzer (130MHz a 20GHz), a fonte C.C é Tectrol TC-12 (0 a 12V – 2A), o laser sintonizável é Tunics reference, o controle de temperatura é ILX modelo LDT5910B, PM é o medidor de potência óptica Anritsu MP9640, o modulador é o EAM Cyoptics EAM1050, o acoplador de polarização elétrica é HP 11612A (45 MHz a 26,5 GHz) e o polarizador é General Photonics modelo PolaRITE. A fibra óptica é do tipo SMF-28 (ITU-T G.652) de 50,453km.	69
Figura 3.23: Arranjo auto-interferométrico montado no laboratório.....	69
Figura 3.24: Gráfico de medida de gorjeio.....	70
Figura 3.25: Atenuação e α em 1530 nm.....	72
Figura 3.26: Atenuação e α em 1545 nm.....	73
Figura 3.27: Atenuação e α em 1560 nm.....	73
Figura 3.28: Parâmetro α em função da temperatura.	74
Figura 3.29: Esquema do arranjo para medida de gorjeio. ECL é o laser sintonizável Tunics, “pol” é o controlar de polarização, “mod” é o modulador, driver é o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG é o gerador de padrões Anritsu 12,5 Gbit/s, OSA o analisador de espectro óptico, OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC o computador.	77
Figura 3.30: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. T=25 °C, V=0 V e λ =1530 nm.	80

Figura 3.31: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=-2\text{ V}$ e $\lambda=1530\text{ nm}$.	80
Figura 3.32: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=0\text{ V}$ e $\lambda=1545\text{ nm}$.	81
Figura 3.33: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=-2\text{ V}$ e $\lambda=1545\text{ nm}$.	81
Figura 3.34: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=0\text{ V}$ e $\lambda=1560\text{ nm}$.	82
Figura 3.35: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=-2\text{ V}$ e $\lambda=1560\text{ nm}$.	82
Figura 3.36: Potência e gorjeio para o modulador <i>single-drive</i> da JDS.	85
Figura 3.37: Potência e gorjeio para o modulador <i>dual-drive</i> da Lucent, acionado em um braço.	86
Figura 3.38: Comparação entre os pulsos amostrados e o previsto pelo modelo dado por (2.47) para o modulador dual-drive da Lucent acionado em um braço.	86
Figura 3.39: Gorjeio medido e previsto teoricamente usando (2.71) para o modulador dual-drive da Lucent acionado em um braço.	87
Figura 3.40: Esquema do arranjo para medidas de gorjeio com fibra. ECL é o laser sintonizável Tunics, “pol” é o controlador de polarização, “mod.” é o modulador com gorjeio nulo ($\alpha=0$) da JDS, driver é o circuito de acionamento do modulador, EDFA é o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG é o gerador de padrões Anritsu 12,5Gbit/s, OSA é o analisador de espectro óptico, “comp. disp.” É o compensador de dispersão cromática, 90/10 é o acoplador óptico 90%/10%, “clock rec.” é o recuperador de relógio a 10 GHz da Anritsu, OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o computador.	89
Figura 3.41: Arranjo para medida de gorjeio com fibra.	90

Figura 3.42: Modulador e circuitos de acionamento e polarização.....	90
Figura 3.43: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ <i>single-drive</i> . Fibra DS a 0 dBm.....	91
Figura 3.44: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ <i>single-drive</i> . Fibra G.652 a 0 dBm.....	91
Figura 3.45: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ <i>single-drive</i> . Fibra DS a 5 dBm.....	91
Figura 3.46: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ <i>single-drive</i> . Fibra G.652 a 5 dBm.....	91
Figura 3.47: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ <i>single-drive</i> . Fibra DS a 9 dBm.....	91
Figura 3.48: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ <i>single-drive</i> . Fibra G.652 a 9 dBm.....	91
Figura 3.49: Valor de pico do desvio de frequência em função da potência. Fibra DS.....	93
Figura 3.50: Valor de pico do desvio de frequência em função da potência. Fibra G.652.	94
Figura 4.1: Arranjo para medida de fator Q. ECL é o laser sintonizável, “pol” o controlar de polarização, “mod.” o modulador, “driver” o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG o gerador de padrões, Att o atenuador óptico variável, OSA o analisador de espectro óptico, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, 90/10 o acoplador óptico 90%/10%, “clock rec.” o recuperador de relógio a 10 GHz, PIN o fotodetector, ED o detector de erros, OSC o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o computador.	97
Figura 4.2: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 15 °C.....	99
Figura 4.3: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 25 °C.....	99
Figura 4.4: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 35 °C.....	99
Figura 4.5: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 45 °C.....	99
Figura 4.6: Curvas de fator Q em função da potência de entrada do pré-amplificador do EAM. sem fibra.	100
Figura 4.7: Variação do fator Q em função da potência para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> . $\alpha = -1$	100

Figura 4.8: Variação do fator Q em função da potência para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> . $\alpha = 1$.	100
Figura 4.9: Variação do fator Q em função da potência para Mach-Zehnder <i>single-drive</i> . $\alpha = 0$.	100
Figura 4.10: Arranjo para medida do fator Q para o enlace de 100km. ECL é o laser sintonizável, “pol” o controlador de polarização, “mod.” o modulador, “driver” o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG o gerador de padrões, Att o atenuador óptico variável, OSA o analisador de espectro óptico, “comp.disp” o compensador de dispersão, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, 90/10 o acoplador óptico 90%/10%, “clock rec.” o recuperador de relógio a 10 GHz, PIN o fotodetector, ED o detector de erros, OSC o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o computador.	105
Figura 4.11: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> , $\alpha = -1$, 0dBm.	107
Figura 4.12: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> , $\alpha = -1$, 6dBm.	107
Figura 4.13: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> , $\alpha = -1$, 10dBm.	107
Figura 4.14: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>single-drive</i> , $\alpha = 0$, 0dBm.	108
Figura 4.15: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>single-drive</i> , $\alpha = 0$, 6dBm.	108
Figura 4.16: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>single-drive</i> , $\alpha = 0$, 10dBm.	108
Figura 4.17: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> , $\alpha = 1$, 0 dBm.	109
Figura 4.18: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> , $\alpha = 1$, 6 dBm.	109
Figura 4.19: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder <i>dual-drive</i> , $\alpha = 1$, 10 dBm.	109
Figura 4.20: Arranjo para medidas de fator Q em 200km. ECL é o laser sintonizável, “pol” o controlador de polarização, “mod.” o modulador, “driver” o	

circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG o gerador de padrões, Att o atenuador óptico variável, OSA o analisador de espectro óptico, DCM1 e DCM2 módulos de compensação de dispersão, VDCM compensador de dispersão variável, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, 90/10 o acoplador óptico 90%/10%, “clock rec.” o recuperador de relógio a 10 GHz, PIN o fotodetector, ED o detector de erros, OSC o osciloscópio de amostragem de 20 GHz e PC é o computador.	112
Figura 4.21: Transmissão em 200 km. Potência transmitida no primeiro enlace 0 dBm e 0 dBm no segundo enlace.	114
Figura 4.22: Transmissão em 200 km. Potência transmitida no primeiro enlace 6 dBm e 9 dBm no segundo enlace.	114
Figura 5.1: Esquema do modulador NRZ com gorjeio de transiente usando um modulador de amplitude com gorjeio nulo e um modulador de fase em série. XOR é uma porta lógica do tipo ou-exclusivo, G o acionador do modulador Mach-Zehnder, Gv o amplificador de ganho variável, MZ o modulador Mach-Zehnder e MF o modulador de fase.....	117
Figura 5.2: Esquema do modulador NRZ com gorjeio de transiente usando um modulador de amplitude dual-drive. Gv1 e Gv2 são os acionadores com ganhos variáveis do modulador Mach-Zehnder e MZ é o modulador Mach-Zehnder.....	117
Figura 5.3: Esquema de transmissão ponto-a-ponto.	120
Figura 5.4: BER vs. potência de entrada diversos comprimentos de enlace. $\alpha = 1$	121
Figura 5.5: BER vs. potência de entrada diversos comprimentos de enlace. $\alpha = 0$	122
Figura 5.6: BER vs. potência de entrada diversos comprimentos de enlace. $\alpha = 1$	123
Figura 5.7 Sensibilidade para α ótimo.	123
Figura 5.8: Valor ótimo do α do modulador para cada distância de propagação. Com SPM e sem SPM.....	126
Figura 5.9: Esquema de transmissão para simulações.	127
Figura 5.10: Potência de saída dos EDFA em função do número de enlaces.	128

Figura 5.11: Valores de OSNR versus fator Q (linear) em back-to-back e curva de ajuste.	129
Figura 5.12: Penalidade mínima versus compensação em linha para 8x125km.	130
Figura 5.13: Penalidade mínima versus compensação em linha para 10x100km.	130
Figura 5.14: Resíduo de dispersão do ponto de menor penalidade. 8x125km.	131
Figura 5.15: Resíduo de dispersão do ponto de menor penalidade. 10x100km.	131
Figura 5.16: Cenário de aumento de potência no canal para o enlace 8x125km.	132
Figura 5.17: Cenário de aumento de potência no canal para o enlace 10x100km.	133

Lista de Tabelas

Tabela 1.1: Distâncias, valores de dispersão, dos compensadores do projeto e resíduo dos enlaces da rede de transmissão do projeto GIGA.....	6
Tabela 1.2: Valores de dispersão dos compensadores instalados e resíduo dos enlaces da rede de transmissão do projeto GIGA.....	6
Tabela 1.3: Valores dos residuais de dispersão em ps/nm para as conexões das estações terminais da rede de transmissão do projeto GIGA de acordo com os dados de projeto.....	7
Tabela 1.4: Valores dos residuais de dispersão em ps/nm para as conexões das estações terminais da rede de transmissão do projeto GIGA de acordo com os valores instalados.....	7
Tabela 2.1: Valores de α e k em função das tensões de pico aplicadas aos braços do modulador.	31
Tabela 2.2: Valores de α e fase de pico impostos pela automodulação de fase.....	46
Tabela 3.1: Valores de razão de extinção, t_{10-90} e t_{90-10} dos moduladores.	61
Tabela 3.2: Parâmetros usados nas simulações de fator Q versus potência de entrada e versus OSNR.	67
Tabela 3.3: Confronto dos valores medidos de dispersão usando dois métodos diferentes de medida.	74
Tabela 3.4: Valores de α medidos e estimados para o EAM.....	83
Tabela 3.5: Parâmetros usados no cálculo do gorjeio das fibras.....	93
Tabela 4.1: Valores de sensibilidade e penalidade para os moduladores.	101
Tabela 4.2: Valores ótimos de resíduos de dispersão cromática para propagação em 100km.....	110
Tabela 4.3: Valores dos compensadores usados na transmissão a 200 km...	113
Tabela 4.4: Valores ótimos de resíduos de dispersão cromática para propagação em 200km.....	115
Tabela 5.1: Valores usados nas simulações para 1000km.....	119
Tabela 5.2: Dados dos enlaces ponto-a-ponto simulados.	121
Tabela 5.3: Valores de potência de entrada do receptor para $BER = 10^{-12}$ para vários comprimentos de enlace.	125
Tabela 5.4: Valores penalidade da sensibilidade do receptor para vários comprimentos de enlace.	125

Tabela 5.5: Valores dos enlaces simulados.	128
---	-----

Lista de Siglas

10GbE:	10 gigabit ethernet
μm :	micrômetro – 10^{-6} metro
μm^2 :	micrômetro quadrado – 10^{-12} metro ²
A:	Ampere
AC-NRZ:	do inglês <i>alternated chirped non-return to zero</i>
ATM:	do inglês <i>asynchronous transfer mode</i>
B2B:	do inglês <i>back-to-back</i>
BER:	do inglês <i>bit error rate</i> – taxa de erro de bit
C.C.:	Corrente contínua
CS-RZ:	do inglês <i>carrier supressed – return to zero</i> . Pulso RZ com portadora suprimida
C-RZ:	do inglês <i>chirped return-to-zero</i> . Pulso RZ com gorjeio
CWDM:	do inglês <i>coarse wavelength division multiplexing</i> – multiplexação esparsa em comprimento de onda
dB:	decibel
dBm:	decibel relativo a 1mW
DCF:	do inglês <i>dispersion compensating fiber</i> – fibra de compensação de dispersão
DFB:	do inglês <i>distributed feedback</i> – laser de realimentação distribuída
DMS-RZ:	do inglês <i>dispersion-managed soliton-based - return to zero</i>
DPSK:	do inglês <i>differential phase-shift keying</i> – modulação por chaveamento diferencial de fase
DSF:	do inglês: <i>dispersion-shifted fiber</i> – fibra de dispersão deslocada
EAM:	do inglês <i>electroabsorption modulator</i> – Modulador de eletroabsorção
EDFA:	do inglês <i>erbium doped fiber amplifier</i> – amplificador a fibra dopada com érbio
EFK:	efeito Franz-Keldysh
EOP:	do inglês <i>eye open penalty</i> – penalidade na abertura do diagrama de olho
E.R.:	do inglês extinction ratio
ESQC:	efeito Stark quanticamente confinado
eV:	elétron-volt
FM:	do inglês <i>frequency modulation</i> – modulação em frequência

FSR:	do inglês <i>free spectral range</i> – diferença de frequência ou comprimento de onda de dois picos adjacentes de um filtro interferométrico
FWHM:	do inglês <i>full width of half maximum</i> – largura a meia altura
GaAs:	arseneto de gálio
GbE:	gigabit ethernet
Gb/s:	gigabit por segundo – 10^9 bits por segundo
GHz:	gigabit – 10^9 Hz
GMP λ S:	do inglês <i>generalized multiprotocol lambda switching</i>
GMPLS:	do inglês <i>generalized multiprotocol label switching</i>
h:	constante de Planck. $6.626196 \cdot 10^{-34}$ J.s
Hz:	hertz
IM-DD:	do inglês <i>intensity modulation - direct detection</i>
InP:	fosfeto de índio
J:	joule
km:	quilômetro
laser:	do inglês <i>light amplification by stimulated energy radiation</i> – amplificação de luz por radiação estimulada de energia
LED:	do inglês <i>light emitter diode</i> – diodo emissor de luz
LiNbO ₃ :	niobato de lítio
LiTaO ₃ :	tantalato de lítio
m:	metro
Mb/s:	megabit por segundo – 10^6 bits por segundo
meV:	milielétron-volt – 10^{-3} eV
MHz:	megahertz – 10^6 Hertz
MQW:	do inglês <i>multi quantum-well</i> – poço quântico múltiplo.
mW:	miliwatt – 10^{-3} Watt
MZ:	modulador de Mach-Zehnder
NGN:	do inglês <i>next generation network</i> ou <i>new generation network</i> – rede de nova geração
nm:	nanômetro - 10^{-9} metro
NRZ:	do inglês <i>non-return to zero</i>
OADM:	do inglês <i>optical add and drop module</i> . Módulo de inserção e derivação
OOK:	do inglês <i>on-off keying</i>
OSNR:	do inglês <i>optical signal to noise ratio</i> – relação sinal-ruído óptico

OTN:	do inglês <i>optical transport network</i>
OXC:	do inglês <i>optical cross-connect module</i>
PDH:	do inglês <i>plesiochronous digital hierarchy</i> – hierarquia digital plesiócrons
pm:	picômetro – 10^{-12} m
PMD:	do inglês <i>polarization mode dispersion</i> – dispersão de modo de polarização
POLSK:	do inglês <i>polarization-shift keying</i> – modulação por chaveamento de polarização
PON:	do inglês <i>passive optical network</i> – rede óptica passiva
PRBS:	do inglês <i>pseudo-random bit sequence</i>
PSK:	do inglês <i>phase-shift keying</i> – modulação por chaveamento de fase
ps:	picosegundo - 10^{-12} segundo
R.F.:	radiofrequência
RNP:	Rede Nacional de Ensino e Pesquisa
ROADM:	do inglês <i>reconfigurable optical add and drop module</i> – módulo de inserção e derivação óptica configurável
Rx:	receptor
RZ:	do inglês: <i>return to zero</i>
s:	segundo
SDH:	do inglês <i>synchronous digital hierarchy</i> – hierarquia digital síncrona
SOA:	do inglês <i>semiconductor optical amplifier</i> – amplificador óptico semicondutor
SPM:	do inglês <i>self-phase modulation</i> – automodulação de fase
t_{10-90} :	tempo de subida de um pulso, correspondente a transição do valor de 10% a 90% do valor de pico
t_{90-10} :	tempo de descida de um pulso, correspondente a transição do valor de 90% a 10% do valor de pico
THz:	terahertz – 10^{12} Hertz
Tx:	transmissor
USP:	Universidade de São Paulo
V:	volt
W:	watt

WDM: do inglês *wavelength division multiplexing* – multiplexação em comprimento de onda

XGM: do inglês *cross-gain modulation* – modulação por intermodulação de ganho

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	3
1.1	HISTÓRICO.....	9
1.2	ESTADO DA ARTE DOS SISTEMAS COM PULSOS C-NRZ.....	14
1.3	PROPOSTA DESTE TRABALHO.....	17
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	19
2	TÓPICOS TEÓRICOS SOBRE MODULAÇÃO E PROPAGAÇÃO.....	20
2.1	MODULADORES ÓPTICOS	22
2.2	GORJEIO NA MODULAÇÃO.....	24
2.2.1	Modulador Mach-Zehnder.....	27
2.2.2	Modulação por Eletroabsorção.....	35
2.3	DISPERSÃO CROMÁTICA.....	38
2.4	AUTOMODULAÇÃO DE FASE	41
2.5	GORJEIO NA TRANSMISSÃO.....	48
3	CARACTERIZAÇÃO DOS DISPOSITIVOS	55
3.1	MEDIDAS DO TRANSMISSOR E DO RECEPTOR	57
3.1.1	Descrição das montagens	58
3.1.2	Resultados	61
3.2	ARRANJO AUTO-INTERFEROMÉTRICO.....	68
3.2.1	Descrição da montagem	69
3.3	RESULTADOS	72
3.4	GORJEIO DOS MODULADORES.....	76
3.4.1	Descrição da montagem	77
3.4.2	Resultados	79
3.5	AUTOMODULAÇÃO DE FASE	88
3.5.1	Descrição da montagem	89
3.5.2	Resultados	91
4	MEDIDAS DE TRANSMISSÃO.....	95
4.1	COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DOS MODULADORES	96
4.1.1	Descrição da montagem	97
4.1.2	Resultados	99
4.2	TRANSMISSÃO POR 100 KM	104
4.2.1	Descrição da montagem	105
4.2.2	Resultados	107
4.3	TRANSMISSÃO POR 200KM.....	111
4.3.1	Descrição da montagem	112
4.3.2	Resultados	114
5	SIMULAÇÕES DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO	116
5.1	SISTEMAS PONTO-A-PONTO.....	120
5.2	SISTEMAS DE LONGA DISTÂNCIA.....	127
5.3	RESULTADOS	129
6	CONCLUSÕES.....	134
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	136

Resumo

Formatos de modulação com capacidade de ajuste às condições variáveis de propagação são de interesse para uso em redes ópticas reconfiguráveis. Alterações nos níveis de potência e no mapa de dispersão afetam o desempenho de sistemas de transmissão, limitando o alcance e a capacidade de reconfiguração da rede.

Fornecer capacidade de ajuste dinâmico ao sinal transmitido, sem usar sistemas complexos de modulação ou de compensação variável de dispersão, é uma solução eficaz para se obter rendimento ótimo nas diversas condições de propagação na rede. Esta característica também é útil na instalação de redes convencionais, poupando tempo e reduzindo custos.

Neste trabalho é proposto o formato de modulação NRZ com gorjeio sincronizado com o sinal como alternativa para sobrepujar as limitações impostas pelas redes reconfiguráveis. O sistema proposto tem o atrativo de permitir, além da capacidade de adaptação, a possibilidade de integração dos componentes ópticos do modulador num mesmo substrato. O desempenho do formato de modulação proposto foi analisado em diversas condições de propagação para sistemas a 10 Gbit/s, tanto em sistemas ponto-a-ponto como de longas distâncias. Esta análise foi feita por meio de modelagem matemática, simulações numéricas e experimentos em laboratório. Foi demonstrada a capacidade de ajuste a diversos mapas de dispersão e seus limites, bem como a compensação de efeitos da automodulação de fase causados por alterações no nível da potência do sinal.

Palavras-chave: *chirp* (gorjeio); modulação NRZ; fibra óptica; comunicação eletro-óptica; dispersão; automodulação de fase.

Abstract

Modulation formats with adjustment capability to the variable propagation conditions are of interest in reconfigurable optical networks. Changes in optical power levels and dispersion compensation map affect the transmission system performance, limiting the range and the network reconfiguration capability.

To provide dynamical adjustment capability to the transmitted signal, using neither complex modulation systems nor variable dispersion compensation, is an effective solution to obtain optimal performance within the diverse network propagation conditions. This characteristic is also useful during conventional networks installation, saving time and reducing costs.

In this work it is proposed the NRZ modulation format with signal synchronized chirp as an alternative to overcome the limitations imposed by the reconfigurable networks. The proposed system has the benefit of allowing, more than adaptation capability, the possibility of integration of the optical modulator's components in the same substrate. The proposed modulation format was analyzed under diverse propagation conditions for 10 Gbit/s, in point-to-point as well as long-haul systems. This analyses was performed by mathematical modeling, numerical simulations and laboratorial experiments. It was demonstrated the adjustment capability for diverse dispersion compensation maps and its limits as well as the compensation of the self-phase modulation effects due to changes in optical power levels.

Key words: *chirp*; NRZ modulation; optical fiber; electro-optical communication; dispersion; self-phase modulation.

1 Introdução

Nos últimos anos, sistemas de transmissão óptica têm passado por diversas mudanças de paradigma. Essas mudanças são reflexos da evolução tecnológica, da convergência de sistemas e aplicações [1] e do quadro histórico do mercado [2], [3].

As empresas produtoras de equipamentos de telecomunicações, componentes ópticos e eletrônicos têm aumentado suas atividades em termos de pesquisa e desenvolvimento de produtos que se ajustem a esta realidade. Novos e mais sofisticados sistemas de transmissão são propostos a cada dia, visando aumentar a flexibilidade dos sistemas e com foco no melhor aproveitamento das capacidades, melhor relação custo-benefício e menor tempo de retorno do capital investido.

As mudanças tecnológicas apontam na direção da redução do custo e do volume dos equipamentos de transmissão, enquanto aumentam a capacidade de configuração e seu espectro de aplicações.

As redes de computadores, até pouco tempo, confinadas a aplicações inter e intraprediais, começam a aumentar seus escopos e dimensões. Estas redes deixam de ter conexões apenas locais e passam a cobrir distâncias até então usuais apenas em serviços de telecomunicações usando padrões como o SONET ou o SDH.

Equipamentos de *datacom* como roteadores, em conexões de distâncias curtas, usam o padrão Ethernet. Para fazer uma conexão de longa distância, atualmente, o sinal Ethernet é encapsulado em outro padrão, como o ATM ou o SDH e inserido na rede *telecom*. Ao atingir a outra extremidade da rede *telecom*, o sinal é novamente convertido para a estrutura de dados da rede *datacom* de destino, como a Token Ring.

Devido à convergência tecnológica dos universos *telecom* e *datacom*, as redes tendem a se unificar. Assim, os limites de cada uma das redes de comunicações tendem, cada vez mais, a desaparecer, formando uma rede única de dimensões maiores.

Atualmente, a maioria das redes de comunicações de longas distâncias se baseia em fibras ópticas usando padrões SONET ou SDH. Esses padrões foram concebidos para redes ponto-a-ponto, com capacidade de comutação, na camada física, muito limitada.

Com o aumento da complexidade das redes ópticas de longa distância, que passam a incorporar características de roteamento de sinais cada vez mais sofisticadas, estão sendo inseridas novas unidades, como os módulos ópticos de inserção e derivação configuráveis (ROADMs) e módulos de crossconnects (OXC) com capacidade de inserir e retirar canais de

forma dinâmica, permitindo a configuração das redes em tempos muito inferiores àqueles necessários nas redes baseadas na tecnologia SDH convencional.

Nas redes ópticas convencionais, para fazer uma alteração de configuração, o tempo necessário pode chegar a diversos dias. Esta atividade é feita manualmente, sendo necessário programar uma “janela de manutenção” para alterar as conexões.

Com módulos OADM e OXC, o tempo para o chaveamento óptico se reduz drasticamente, tendo sido reportados tempos da ordem de milissegundos [4]. Nestes casos, os maiores limitantes dos tempos de configuração são os de sinalização e cálculo das novas rotas.

Como exemplo desse tipo de rede, pode-se citar a “Rede Experimental de Alta Velocidade” do Projeto GIGA [5], que usa transmissão em canais GbE e 10GbE, unidades OADM fixas e capacidade prevista para o uso futuro de módulos OXC dinâmicos, controlados por um plano de controle externo para o roteamento dos canais em nível óptico.

Considerando a “Rede Experimental de Alta Velocidade” do Projeto GIGA (Rede GIGA), os módulos ópticos OADM são alocados em São Paulo e São José dos Campos.

Figura 1.1: Esquema da Rede Experimental de Alta Velocidade do Projeto GIGA.

Nesta rede, roteadores de núcleo, responsáveis pela distribuição do tráfego de informações nos respectivos canais ópticos na rede de longa distância, estão colocados nas cidades de Campinas, São Paulo, São José dos Campos e Rio de Janeiro. Estes roteadores são conectados por interfaces GbE a roteadores de borda, responsáveis pela distribuição do tráfego na rede urbana, localizados em diversas instituições como o CPqD em Campinas, a

USP em São Paulo e a RNP no Rio de Janeiro. Os roteadores de borda são conectados, por sua vez, a unidades menores nas diversas instituições, como a Escola Politécnica da USP.

As conexões entre os roteadores de instituição, responsáveis pela distribuição do tráfego dentro das instituições, e de borda são feitas por enlaces ponto-a-ponto em GbE, usando um par de fibras por conexão, nos casos de Campinas e São Paulo ou usando sistemas CWDM em alguns casos no Rio de Janeiro, como a conexão Fundação Oswaldo Cruz – RNP.

Nas estações do *backbone* da Rede GIGA, os roteadores de núcleo fazem a comunicação de longa distância, interligando as diversas cidades da rede. Esta ligação usa interfaces GbE e 10GbE que passam por transponders antes de serem transmitidas. Esses transponders têm a função de adequar algumas características do sinal, como o comprimento de onda, ao sistema WDM usado.

Os sinais lançados no *backbone* são amplificados a cada estação usando amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs) e a compensação de dispersão é feita após cada enlace, usando redes de Bragg em EDFAs de duplo estágio.

Diversos fatores afetam as condições de propagação do sinal nas redes ópticas, como a relação sinal-ruído óptica (OSNR), a dispersão cromática e os efeitos não-lineares. Esses fatores se tornam mais críticos à medida que aumentam as distâncias e as taxas de transmissão.

Na Rede GIGA, os canais em 10GbE necessitam de compensação de dispersão dadas as distâncias envolvidas. O valor dos compensadores de dispersão e sua distribuição ao longo da rede afetam o desempenho das transmissões feitas nas diversas rotas possíveis na rede.

Mesmo partindo de um projeto de compensação de dispersão com valores ótimos podem-se ter alterações de projeto até a completa implementação da solução, por razões diversas.

No caso específico da Rede GIGA, o esquema de compensação de dispersão partiu de uma solução que permitiria minimizar a dispersão cromática acumulada em todas as rotas possíveis dentro da rede. Esta solução usa compensadores comerciais que são disponíveis em valores discretos.

A Tabela 1.1 mostra os comprimentos dos enlaces, o valor estimado da dispersão, os valores de projeto dos módulos de compensação e o resíduo de dispersão ao fim de cada enlace da Rede GIGA. Estes valores referem-se ao comprimento de onda de 1552,125 nm que é comprimento de onda médio dos canais e foram estimados considerando uma dispersão de 16 ps/nm.km em 1545 nm e uma variação de dispersão por comprimento de onda de 0,0575 ps/nm².km.

Tabela 1.1: Distâncias, valores de dispersão, dos compensadores do projeto e resíduo dos enlaces da rede de transmissão do projeto GIGA.

Enlace		Distância [km]	Dispersão [ps/nm]	Compensador [ps/nm]	Dispersão residual [ps/nm]
Campinas	Jundiaí	70,3	1154	-1000	154
Jundiaí	São Paulo	76	1247	-1300	-53
São Paulo	S. J. Campos	126,5	2076	-2100	-24
S. J. Campos	Lorena	103,7	1702	-1700	2
Lorena	Volta Redonda	136,2	2235	-2100	135
Volta Redonda	Barra do Pirai	38,4	630	-700	-70
Barra do Pirai	Rio de Janeiro	111	1821	-1700	121

Na implementação da solução de compensação de dispersão foram, por diversas razões, usados compensadores de dispersão diferentes daqueles previstos no projeto. Os valores dos compensadores usados e o valor residual em cada sentido de propagação da rede são mostrados na Tabela 1.2.

Tabela 1.2: Valores de dispersão dos compensadores instalados e resíduo dos enlaces da rede de transmissão do projeto GIGA.

Enlace		Campinas – Rio		Rio-Campinas	
		Compensador [ps/nm]	Dispersão residual [ps/nm]	Compensador [ps/nm]	Dispersão residual [ps/nm]
Campinas	Jundiaí	-1300	-146	-1300	-146
Jundiaí	São Paulo	-1300	-53	-1300	-53
São Paulo	S. J. Campos	-1700	376	-1700	376
S. J. Campos	Lorena	-1700	2	-1700	2
Lorena	Volta Redonda	-1700	535	-3000	-765
Volta Redonda	Barra do Pirai	0	630	0	630
Barra do Pirai	Rio de Janeiro	-3000	-1179	-1700	121

A Tabela 1.3 mostra os valores de dispersão cromática acumulada para cada conexão na Rede GIGA, de acordo com os valores de projeto. Nota-se que os resíduos de dispersão não são exatamente iguais para todos os enlaces, tendo máximo estimado de 265 ps/nm para o enlace entre Campinas e Rio de Janeiro e mínimo de -24 ps/nm para a conexão entre São Paulo e São José dos Campos.

Tabela 1.3: Valores dos residuais de dispersão em ps/nm para as conexões das estações terminais da rede de transmissão do projeto GIGA de acordo com os dados de projeto.

	Campinas	São Paulo	S. J. Campos	Rio de Janeiro
Campinas		101	77	265
São Paulo	101		-24	164
S. J. Campos	77	-24		188
Rio de Janeiro	265	164	188	

Considerando os valores dos compensadores de dispersão efetivamente instalados, os valores residuais de dispersão dos enlaces ficam como mostrado na Tabela 1.4.

Tabela 1.4: Valores dos residuais de dispersão em ps/nm para as conexões das estações terminais da rede de transmissão do projeto GIGA de acordo com os valores instalados.

	Campinas	São Paulo	S. J. Campos	Rio de Janeiro
Campinas		-199	177	165
São Paulo	-199		376	364
S. J. Campos	177	376		-12
Rio de Janeiro	165	364	-12	

Nesta condição, os valores máximo e mínimo de dispersão residual dos enlaces são de 376 ps/nm entre São Paulo e São José dos Campos e de -199 ps/nm entre São Paulo e Campinas.

Como a rede é configurável, em um momento um canal que conecta São Paulo a São José dos Campos pode ser desviado para a rota São Paulo – Campinas, sofrendo uma alteração de 575 ps/nm no valor acumulado de dispersão. Além disso, o roteamento dos canais também provoca variações nos níveis de potência por canal e na distância de propagação dos canais cujas rotas de transmissão foram alteradas. A mudança na configuração da rede pode alterar os níveis de não-linearidades e a relação sinal-ruído óptica não apenas dos canais alterados como dos demais canais.

Um transmissor otimizado para uma determinada condição de propagação pode ter uma significativa perda de desempenho em outra condição, dentro da mesma rede, em função das variações impostas pela configuração.

Com novas variáveis a considerar no projeto das redes ópticas, torna-se interessante ter unidades de transmissão com capacidade de adaptação a diferentes condições de propagação.

Diversas soluções podem ser usadas para otimizar as condições de propagação do sinal a cada possível configuração da rede.

No que toca a dispersão cromática residual, podem-se usar módulos de compensação de dispersão variáveis [6]. Esta solução apresenta um custo elevado dado o grande número de unidades necessárias para compensar individualmente a dispersão residual de cada canal em cada estação terminal.

Outras formas de melhorar o desempenho da transmissão, atuando-se no formato de modulação serão comentadas mais adiante.

Neste trabalho é proposto o uso do gorjeio de transiente no formato de modulação NRZ para melhorar o desempenho da transmissão. A melhora de desempenho ocorre por meio de uma distorção adequada dos pulsos transmitidos, causada pela ação conjunta da automodulação de fase, da dispersão cromática e do gorjeio.

Serão analisados moduladores do tipo eletroabsorção e Mach-Zehnder em niobato de lítio sob os aspectos gorjeio e formato dos pulsos por eles gerados. Depois serão feitas análises do impacto da ação simultânea do gorjeio, automodulação de fase e dispersão cromática no formato dos pulsos e, conseqüentemente, na taxa de erros das transmissões analisadas. As análises serão feitas de forma analítica, experimental e por simulações numéricas.

1.1 Histórico

A história das telecomunicações tem se caracterizado por aperfeiçoamentos contínuos, pontuados por saltos tecnológicos, em geral quando alguma nova tecnologia é introduzida. Esse padrão de desenvolvimento vem se repetindo desde o advento do telégrafo, por volta de 1840, do telefone, em 1875, das primeiras transmissões de rádio e televisão etc.

Durante o século XX, o aperfeiçoamento de diversas tecnologias permitiu um desenvolvimento ainda maior dos sistemas para trocas de informação e, com elas, surgiram novas maneiras de usá-las.

Na área de comunicações ópticas, praticamente todo o desenvolvimento foi feito na segunda metade do século XX. Desde a primeira descrição teórica do efeito da amplificação óptica [7] em 1958, ao laser semiconductor em 1962 e às fibras ópticas com baixas perdas em 1969. Desde então os sistemas ópticos vêm experimentando uma constante evolução com novos dispositivos, tecnologias, maior confiabilidade e refinamento de processos de fabricação.

Inicialmente, os sistemas ópticos foram instalados comercialmente em sistemas dedicados a redes de comutação de circuitos, transmitindo somente um comprimento de onda por vez. O sistema adotado na época usava a hierarquia digital plesiócrona (PDH) em 45 Mbit/s, avançando rapidamente para 140 e 565 Mbit/s. Esses sistemas foram sucessivamente substituídos por equipamentos de hierarquia digital síncrona (SDH) em taxas que começaram em 622 Mbit/s, passaram para 2,5 Gbit/s, 10 Gbit/s e avançam em direção a 40 Gbit/s no atual estágio da tecnologia. Em meio a esses desenvolvimentos, durante as décadas de 80 e 90, apareceram e se difundiram também outras tecnologias como as fibras óptica monomodo, lasers monomodo operando na região de 1,3 μm e 1,55 μm , amplificadores a fibra dopada [8], [9] e particularmente com érbio (EDFA) [7], [10]-[16], e sistemas de multiplexação em comprimento de onda (WDM).

Os primeiros sistemas de transmissão óptica eram monocanais e com taxas da ordem 45 Mbit/s. Nesta época, os desafios tecnológicos do ponto de vista do equipamento de transmissão eram o aumento da taxa de transmissão e o alcance. Para aumentar o alcance das transmissões, diversos trabalhos foram feitos para aumentar a sensibilidade dos receptores por meio de desenvolvimentos das características dos fotodetectores [17], [18]. Foram estudados, também, esquemas de transmissão alternativos, sempre perseguindo o aumento da sensibilidade dos receptores [19].

Os sistemas de transmissão coerentes, aproveitando os sistemas semelhantes usados no campo das comunicações por microondas, foram desenvolvidos também para aplicações ópticas [20] - [22]. Estes sistemas eram sofisticados e, normalmente, de difícil implementação, tendo perdido muito do apelo com o advento dos amplificadores ópticos.

Os amplificadores ópticos semicondutores (SOA) começaram a apresentar melhor desempenho em sensibilidade do receptor que os sistemas coerentes não opticamente amplificados, tornando-se uma solução mais interessante, principalmente devido a maior simplicidade na implementação de sistemas ópticos convencionais IM-DD (Intensity Modulation - Direct Detection) [23].

Os SOAs, quando comparados com os amplificadores a fibra dopada, apresentam características piores de figura de ruído, potência de saída, dependência da polarização e modulação por ganho cruzado (XGM). Além desses parâmetros, a implementação dos EDFAs mostrou-se mais fácil e confiável que a dos SOAs.

O uso dos EDFAs tornou-se generalizado, permitindo cobrir grandes distâncias sem necessidade de regeneração elétrica e de forma muito mais barata e eficiente que o uso de sistemas mais sofisticados de modulação.

Outra vantagem dos EDFAs era a possibilidade de se amplificar, simultaneamente, muitos canais usando o mesmo amplificador. Esta característica deu um grande impulso à difusão dos sistemas de comunicações ópticas, pois assim o equipamento dependente do número de canais passou a limitar-se aos equipamentos que ficam nas estações terminais. As demais estações da linha contêm apenas equipamentos (amplificadores, sistema de supervisão etc) cujo uso é compartilhado por todos os canais.

Os EDFAs permitiram a redução de preços dos equipamentos, tanto do ponto de vista do fabricante quanto das empresas que usam este equipamento. Do ponto de vista do fabricante, agora não era mais necessário manter toda uma linha de produtos para cada taxa de transmissão e aplicação. Para a amplificação do sinal bastava dispor de poucos modelos de amplificadores para cobrir algumas faixas de potência de operação. O material que depende da taxa de operação, do protocolo e do comprimento de onda fica restrito apenas às extremidades dos sistemas. Esse uso comum permitiu uma produção em escala que foi significativa na redução dos custos.

Do ponto de vista da empresa usuária do sistema, o uso de EDFAs e dos subsequentes sistemas de transmissão WDM permitia, a cada nova geração lançada, uma redução do custo da capacidade transmitida por canal e uma grande flexibilidade no uso simultâneo de diversos protocolos de comunicação. Como exemplo, a rede experimental do projeto GIGA transporta

atualmente canais GbE e 10GbE ao mesmo tempo e ainda foi usada para testes em sistemas OTN a 10 Gbit/s.

Atualmente, mais de 80% do tráfego de voz e dados de longa distância passa por fibras ópticas. Esta conjuntura é o resultado de uma confluência de diversas tecnologias de dispositivos e sistemas ópticos. Os setores de aplicação têm se dividido e multiplicado, apresentando soluções diversas como sistemas de multiplexação esparsa em comprimento de onda (CWDM) para aplicações urbanas e redes ópticas passivas (PON) para acesso óptico ao usuário final.

Paralelamente ao desenvolvimento dos sistemas de telecomunicações telefônicos, outros sistemas se desenvolveram. No início da década de 1970, no Havaí, começou o desenvolvimento da primeira rede de computadores, a ALOHANET [25]. Mais tarde, em 1976, foi desenvolvido o sistema Ethernet de comunicação entre computadores. Com a difusão dos computadores e redes pessoais, aliadas à demanda por banda de transmissão, foram criadas versões com bandas cada vez mais largas da Ethernet, chegando até a versão 10GbE de hoje.

Os sistemas de transmissão têm se sofisticando cada vez mais, sempre em busca de maiores capacidades de transmissão. Isso causou reduções de custos e impulsionou o desenvolvimento de sistemas com taxas de transmissão mais altas, além de um maior número de canais e maior alcance.

Durante o desenvolvimento das novas gerações de sistemas ópticos o aumento das taxas de transmissão e da potência dos amplificadores começou a apresentar limitações e dificuldades no que diz respeito à propagação. A cada geração os problemas se tornavam mais críticos. O aumento das taxas de transmissão acarretou problemas desde dispersão cromática nas fibras ópticas e aumento da potência dos amplificadores, a problemas de interações não-lineares entre o sinal e as fibras ópticas. Na tentativa de resolver os problemas causados pela dispersão cromática, fabricantes lançaram no mercado fibras com dispersão deslocada (DSF) ITU-T G.653 [25], que apresenta dispersão cromática praticamente nula no comprimento de onda de operação dos canais ópticos.

Infelizmente, essa iniciativa teve dois efeitos colaterais principais: A redução da área do núcleo da fibra, como efeito inevitável da mudança do perfil de índice da fibra, para se conseguir a mudança no comprimento de onda de dispersão nula, e o aumento da interação entre canais presentes na fibra causada pelo comportamento não-linear da fibra e intensificada pela baixa dispersão.

Atualmente, fibras de dispersão deslocada são pouco difundidas nas redes das operadoras de telecomunicações, sendo a maioria das fibras instaladas do tipo ITU-T G.652 [26] - [28]. Uma subcategoria das fibras de dispersão deslocada ainda é usada para aplicações submarinas [29], são as chamadas fibras NZ-DSF (ITU-T G.654) [27].

Como solução dos problemas de transmissão, foram propostas técnicas de compensação de dispersão e novos formatos de modulação.

Para os sistemas de altas taxas e longas distâncias foi proposto o uso de pulsos solitônicos [30] - [32]. Os sistemas usando sólitons se mostraram pouco robustos ao aumento das perdas e às variações no mapa de dispersão, não sendo usados, atualmente, para sistemas de transmissão comerciais.

Uma variante mais robusta do sistema solitônico é o chamado *dispersion-managed soliton* (DMS-RZ), que é um pulso gerado inicialmente no formato RZ (Return to Zero), que faz uso das não-linearidades da propagação para manter o formato com pouca distorção. Esta solução, juntamente com outras variações do formato de modulação RZ, como o RZ com gorjeio (C-RZ) ou com portadora suprimida (CS-RZ), são usadas em soluções de longas distâncias como sistemas submarinos para distâncias acima de 3000km [33] - [43], sendo o C-RZ uma solução comercial bastante utilizada.

Estas aplicações apresentam resultados bastante satisfatórios nas condições de propagação de sistemas submarinos, onde variáveis como o espaçamento entre os amplificadores, as características das fibras usadas, como as perdas e a dispersão cromática, são parâmetros que o projetista pode definir durante a fase de projeto do sistema. Os sistemas submarinos têm uma menor variação das suas características durante sua vida útil pelo fato de estarem em um ambiente mais estável que um sistema terrestre. Além desses parâmetros, no atual estado-da-arte desses sistemas, não são feitas configurações dinâmicas além do crescimento planejado ou dos reparos de cabos e unidades e nem são usadas arquiteturas em malha.

Os sistemas terrestres apresentam maior complexidade no que toca as variações das condições de propagação. As estações terminais e de amplificação são definidas pela disponibilidade de infra-estrutura da empresa operadora do sistema.

Por causa da geografia, os enlaces de uma rede, conectando nós, têm extensões diferentes. Por causa da inserção e derivação de canais, os níveis de potência de transmissão variam muito de um enlace para outro e também ao longo do tempo.

Para exemplificar a variação de comprimento de enlaces de uma determinada planta, pode-se observar na Tabela 1.1 que na rede do projeto GIGA os enlaces variam de 38 km a

136 km. Além disso, os sinais que percorrem distâncias fim-a-fim de 126 km na conexão São Paulo a São José dos Campos até 662 km na conexão Campinas – Rio de Janeiro.

A pluralidade das condições de propagação levou ao desenvolvimento de formatos de transmissão mais sofisticados, capazes de suportar maiores níveis de não-linearidades e que apresentam maior robustez às variações de dispersão cromática e maior flexibilidade na configuração das características dos transmissores.

São notáveis os casos dos sistemas duobinários [44] - [47] que apresentam uma codificação do sinal no transmissor que resulta numa diminuição significativa da banda óptica ocupada pelo sinal, melhorando a robustez ao resíduo de dispersão cromática. Este sistema de transmissão apresenta como principais inconvenientes a complexidade do transmissor e a baixa robustez a automodulação de fase.

Outros formatos de modulação foram desenvolvidos e adaptados às comunicações ópticas, mas sua difusão é menor como o chaveamento em polarização (POLSK) [48] que apresenta a vantagem de transmitir sem modulação de amplitude, mantendo a variação de potência do sinal muito reduzida ao longo da linha. Esta característica lhe confere uma imunidade maior à automodulação de fase e à modulação de fase cruzada que outros sistemas modulados em amplitude. Um grande inconveniente deste tipo de sistema é a complexidade do receptor que deve incorporar um dispositivo que mantenha sob controle a polarização do sinal na recepção. Este tipo de sistema de controle de polarização encontra, no atual estágio de desenvolvimento da tecnologia, muitas dificuldades de implantação e problemas de estabilidade.

A simplicidade dos dispositivos de transmissão e recepção e a robustez ou capacidade de adequação às variações de potência e de mapa de dispersão dos enlaces são parâmetros decisivos no sucesso de uma solução de transmissão.

Por estas razões, o formato C-NRZ apresenta potencialidade para uso em redes ópticas configuráveis em altas taxas de transmissão, dada a sua simplicidade de implementação e capacidade de adaptação às mudanças de condições de propagação.

1.2 Estado da arte dos sistemas com pulsos C-NRZ

Neste trabalho é proposta uma solução de transmissão composta por um modulador de amplitude, no formato NRZ, com ajuste de gorjeio. Este ajuste pode ser obtido em moduladores de eletroabsorção variando-se o ponto de polarização do dispositivo ou a temperatura de trabalho. Pode-se também obter o controle do gorjeio de maneira ainda mais eficaz, associando um modulador de fase em série com o modulador de amplitude. A modulação de fase usará o mesmo sinal aplicado ao modulador de amplitude, variando-se a amplitude do sinal de modulação e a fase para se obter o efeito desejado. Este modulador tem ainda a vantagem de ser integrável no mesmo substrato do modulador de amplitude.

Alguns trabalhos semelhantes a esta proposta constam na literatura e serão analisados para o acompanhamento do estado da arte deste tipo de modulação.

Em [49], Bjordjevic *et al.* fizeram um estudo comparativo de desempenho entre pulsos CS-RZ e C-NRZ. Foram comparados os desempenhos, dados pelos fatores Q na recepção, dos dois formatos em um sistema de transmissão composto por 10 enlaces de 80 km de fibra G.652. A taxa de transmissão foi de 40 Gbit/s com canais WDM espaçados de 0,8 nm com filtros ópticos na recepção de 60 GHz de banda de passagem.

A modulação de fase aplicada é de formato senoidal, com frequência igual à metade da taxa de transmissão. Essa modulação causa a modulação de fase em todos os bits, porém a fase se inverte a cada bit. Entretanto, o mapa de dispersão não foi otimizado para nenhum dos dois formatos, sendo restrito a compensação da dispersão ao final de cada enlace.

Aquele estudo foi feito por meio de simulações numéricas e mostra dois resultados importantes. O primeiro resultado é que o desempenho do formato C-NRZ supera o CS-RZ para potências até 4 mW por canal. Acima deste nível, os resultados se equiparam. O segundo resultado mostra que o aumento da intensidade de modulação de fase, por causar alargamento espectral no sinal C-NRZ, pode causar penalidades por deformação do pulso no filtro de recepção.

Saito *et al.* [50] e Henmi *et al.* [51] mostraram dois esquemas parecidos de modulação, sendo o trabalho de Henmi a continuação do trabalho de Saito.

Foram propostos esquemas de modulação nos quais o sinal gerado no laser é modulado pelo sinal de relógio com baixo índice de modulação para provocar variação em frequência no sinal óptico. Depois de gerado e modulado em frequência o sinal é aplicado a um modulador de amplitude. Controlando o atraso entre as fases do sinal de relógio aplicado

ao laser a o aplicado ao modulador é possível ajustar o sentido do gorjeio (positivo ou negativo). Controlando a intensidade da modulação aplicada ao laser, controla-se a intensidade da modulação de fase.

Em [50] o modulador proposto gera sinais RZ com gorjeio controlável em intensidade, mas não em fase.

Em [51], o conceito do modulador é alterado, acrescentando a capacidade de controlar o sentido do gorjeio. Além dessa capacidade, os pulsos gerados são no formato NRZ.

Uma das características do esquema proposto é o fato de serem usados dois pulsos RZ para compor um pulso NRZ. Os pulsos RZ são unidos por um acoplador de polarização em polarização cruzada. Foram mostrados resultados das penalidades observadas para enlaces de fibra G.652, em transmissões de diversos comprimentos (50 a 200 km), sem compensação de dispersão, para pulso no formato RZ com taxa de transmissão de 5Gbit/s. Para o formato NRZ foram apresentados resultados em 10Gbit/s para uma distância de 100km.

Em [52], Jeong *et al.* analisam o efeito do gorjeio em uma transmissão com dispersão e automodulação de fase. A análise foi feita experimental e teoricamente por meio de simulações. As transmissões usaram o formato NRZ com gorjeio variável, usando um modulador Mach-Zehnder *dual-drive*. O ajuste do gorjeio foi feito alterando-se a relação de potência entre os sinais elétricos de modulação aplicados aos dois braços do modulador.

Foram feitas transmissões por diversas distâncias de fibra G.652, variando de 0km a 100km em passos de 20km, usando dois níveis de potência (0 dBm e 12,5 dBm) para evidenciar o efeito da automodulação de fase. Foram mostrados os efeitos conjuntos da automodulação de fase e do gorjeio na sensibilidade do receptor em um sistema ponto-a-ponto.

Bellotti *et al.* [53] analisaram, por meio de simulações numéricas, os efeitos da automodulação de fase para vários esquemas de compensação de dispersão para uma transmissão a 10Gbit/s com gorjeio nulo. A distância percorrida pelo sinal foi de 500km de fibra G.652, divididos em enlaces de 100km, com compensação a cada enlace. O resíduo de dispersão foi definido pela variação da compensação ao longo da linha. Nenhum compensador adicional foi usado no receptor.

Foram considerados amplificadores ópticos de somente um estágio e de duplo estágio. Nos amplificadores de um estágio, nos casos de pré-compensação de dispersão, a potência de entrada na fibra de compensação de dispersão é alta, contribuindo sensivelmente para a automodulação de fase. No caso de amplificadores de duplo estágio, a potência no módulo de compensação de dispersão é sempre baixa.

Os principais resultados foram curvas mostrando o nível de potência por canal necessário para se obter a eliminação do efeito da penalidade causada pela dispersão, para valores diversos de dispersão residual. Concluíram observando que o ponto ótimo de compensação de dispersão varia consideravelmente em função da potência de sinal lançada pela automodulação de fase.

Hodzic *et al.* [54] analisaram a transmissão de pulsos NRZ na taxa de 40Gbit/s. Foram comparados os desempenhos em termos de penalidade por fechamento do diagrama de olho (EOP) os formatos NRZ, AC-NRZ e RZ.

No formato AC-NRZ o pulso é formado no formato NRZ, mas com modulação de fase na metade da taxa de transmissão.

As simulações feitas para um sistema de comprimento variável, composto por n enlaces de 80km de fibra G.652, compensados 100% ao final de cada enlace. Como resultado, foram apresentados gráficos mostrando a máxima potência por canal que gera uma penalidade de abertura de olho (EOP) de 1dB. Mostraram também a robustez ao resíduo de dispersão de cada formato analisado, para uma transmissão de 320km.

Chen *et al.* [55] propuseram uma outra modalidade de pulso NRZ com gorjeio. Este formato é basicamente o mesmo que o proposto por Hodzic et al [54] com a diferença que a modulação de fase é feita na taxa de transmissão e não na metade dela. Este formato foi designado PS-NRZ.

Foram comparados os desempenhos de cinco formatos de modulação: NRZ, RZ, CS-RZ, C-RZ e PS-NRZ.

O sistema de transmissão analisado era composto por 6 enlaces de 80km de fibra G.652, compensados 100% ao final de cada enlace com um último compensador variável na recepção.

As análises foram feitas por simulação numérica, variando a potência por canal na saída dos amplificadores e ajustando a intensidade de modulação de fase para o melhor resultado (menor EOP) para cada caso. Foram apresentados os resultados das simulações para os diversos formatos. Nota-se que o formato PS-NRZ tem desempenho superior para os dois níveis de potência lançada (0 e 6 dBm), apresentando menores penalidades e maior robustez a dispersão.

1.3 Proposta deste trabalho

A proposta de trabalho desta tese é a análise do formato NRZ com gorjeio de transiente. Os efeitos da potência, da intensidade da modulação da fase e do mapa de dispersão para enlaces de longa distância serão estudados para uso em redes ópticas configuráveis.

A principal contribuição deste trabalho está na proposta de se usar o formato NRZ com gorjeio em redes de transmissão com configuração dinâmica. Com um esquema de modulação simples se consegue ajustar o sinal para otimizar o desempenho da transmissão, compensando as variações das condições de propagação causadas pelas reconfigurações da rede.

O uso da modulação de fase síncrona com pulsos do tipo NRZ (non-return to zero) aumenta a robustez às variações de potência do sinal e de dispersão cromática, melhorando o desempenho do sistema de transmissão. O uso do formato de modulação NRZ com um gorjeio de transiente de amplitude adequada altera as distorções causadas durante a propagação pela automodulação de fase e pela dispersão cromática, melhorando o formato dos pulsos e otimizando a transmissão, minimizando assim as taxas de erros do sistema.

Com o gorjeio de transiente é possível, em presença de dispersão cromática, alterar a distribuição de potência ao longo dos bits isolados ou nas bordas das seqüências de bits 1. Com um ajuste conveniente na amplitude do gorjeio pode-se concentrar a energia das bordas das seqüências no centro dos bits 1 adjacentes. Essa concentração de energia possui dois efeitos positivos para a transmissão. O primeiro efeito é a elevação do nível dos bits 1 das bordas das seqüências ou isolados aumentando a distância entre o nível 0 e o nível 1 e segundo efeito é evitar que a energia das bordas se concentre nos bits 0 adjacentes às seqüências ou aos bits 1 isolados. Estes dois fenômenos, quando corretamente ajustados, resultam em uma deformação conveniente dos pulsos que reduz a taxa de erros da transmissão quando comparada a uma sem o uso do gorjeio de transiente.

Foram feitos testes em laboratório e simulações numéricas dos comportamentos de dois tipos de moduladores para transmissões em 10Gbit/s em transmissões ponto-a-ponto e de longas distâncias. Foram considerados os efeitos do valor residual de dispersão cromática e da automodulação de fase (SPM) no desempenho do sistema em função da profundidade de modulação de fase no transmissor. Foi analisada também a tolerância do sinal a diversas condições de potência de transmissão, mapa de dispersão e gorjeio do modulador.

Uma expressão analítica para o cálculo do gorjeio causado pela automodulação de fase foi desenvolvida, baseada em parâmetros da fibra. Esta expressão, juntamente com os modelos do pulso, permite o cálculo do desvio de frequência do sinal ao final de um trecho de fibra. Os resultados foram comparados com experimentos de laboratório apresentando boa concordância.

Os trabalhos publicados anteriormente analisam apenas partes do problema de maneira separada, não tratando os três fenômenos (mapa de dispersão, potência de transmissão e gorjeio), presentes nas transmissões de longas distâncias, simultaneamente.

1.4 Organização do texto

No Capítulo 1 é apresentada a motivação do trabalho e inserção deste no contexto atual das telecomunicações e do estado-da-arte. Foram feitas uma introdução histórica dos eventos relacionados ao campo de aplicação deste trabalho e uma contextualização do atual estado-da-arte para definir sua motivação.

No Capítulo 2 é feita uma revisão da modelagem dos aspectos teóricos. São dados os princípios de funcionamento dos principais métodos de modulação dos sinais ópticos, noções sobre o gorjeio nos moduladores, dispersão cromática, automodulação de fase, modelagem do sinal NRZ e o gorjeio na transmissão. Neste capítulo é desenvolvida uma expressão analítica para o cálculo do parâmetro α equivalente do sinal devido ao gorjeio causado pela automodulação de fase.

O Capítulo 3 mostra as medidas realizadas para a caracterização dos componentes do sistema. Foram medidos o parâmetro α do EAM em diversas condições de uso e os gorjeios dos moduladores. Foi também medido o gorjeio do sinal causado pela automodulação de fase e comparado com os modelos apresentados no Capítulo 2.

No Capítulo 4 são mostrados os resultados de experimentos de transmissão com moduladores EAM e MZ com gorjeio. Os resultados são comparados com simulações numéricas.

No Capítulo 5 são feitas investigações teóricas sobre a propagação de sinais NRZ. Na primeira parte são analisados sistemas ponto-a-ponto, tendo somente um enlace de fibra. São feitas comparações entre os resultados obtidos usando-se moduladores de eletroabsorção e Mach-Zehnder. Foram feitas também simulações para sistemas de longas distâncias e o valor do parâmetro α foi variado para a análise do impacto na qualidade da transmissão.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e sugestões para o prosseguimento do trabalho.

2 Tópicos teóricos sobre modulação e propagação

Os sistemas de transmissão óptica em WDM apresentam diversos parâmetros críticos relativos à propagação do sinal. Um projeto acurado deve levar em consideração não apenas níveis mínimos de potências para a obtenção de um valor adequado de relação sinal-ruído, mas também uma análise dos valores máximos admitidos para obter o melhor compromisso de desempenho entre ruídos e deformações do sinal causadas por não-linearidades.

Outro fator importante é o correto espaçamento entre os canais, conflitando com a necessidade do aumento do número de canais e das características dos filtros ópticos utilizados. A escolha correta otimiza o compromisso entre diafonia e deformação por limitação de banda imposta pelos filtros ópticos do sistema.

Formatos de modulação, orçamento de potência e mapa de dispersão ocupam um lugar de destaque no projeto de um enlace óptico WDM. O projetista, além de fazer um dimensionamento adequado do enlace, deve ser capaz de determinar uma solução para obter a maior flexibilidade com relação às variações das condições de propagação. Estas variações incluem o envelhecimento dos cabos, dos amplificadores e alterações no número de canais presentes no sistema, seja pelo aumento da capacidade, seja pela mudança de configuração das rotas.

Não é suficiente que o projeto permita ao sistema funcionar em condições ótimas, mas a solução sistêmica deve apresentar robustez suficiente para absorver as diferenças entre as condições para as quais o sistema foi desenvolvido e aquelas que efetivamente se apresentam na instalação final. Estas diferenças podem ser devidas às condições não ótimas de compensação de dispersão, perdas etc e, freqüentemente, variam ao longo da vida útil do sistema.

A robustez de um sistema torna-se um requisito ainda mais crítico se as condições de funcionamento podem ser alteradas, como no caso de redes ópticas configuráveis. Mudanças no trajeto de um canal devidas ao roteamento óptico podem apresentar combinações de fatores não otimizados que variam ao longo do tempo de maneira não-determinística.

Durante a vida útil de um sistema de transmissão, diversos parâmetros se alteram, como o aumento da atenuação dos cabos ópticos e a redução da potência dos transmissores. Essas características tendem a apresentar um comportamento monotônico.

Ao contrário do envelhecimento de um sistema, a configuração de uma rede óptica pode apresentar mudanças cíclicas ou aleatórias de alguns parâmetros como a dispersão

cromática residual entre dois pontos da rede. Estas variações tendem a se tornar tão mais críticas quanto mais longas forem as distâncias e quanto maior for a taxa de transmissão.

2.1 Moduladores ópticos

A modulação dos sinais pode ser feita de diversas maneiras, seja relativa à codificação da informação, que pode ser analógica ou digital, seja relativa ao tratamento dado à portadora óptica, que pode ser modulada em amplitude, fase, frequência, polarização ou posição dentro de um intervalo temporal. Em sua maioria, os sistemas comerciais de transmissão óptica baseiam-se na transmissão de pulsos ópticos modulados em amplitude.

A modulação analógica foi usada nos primeiros sistemas ópticos de televisão a cabo, sendo substituídos por sistemas digitais. Atualmente, ainda são usados em algumas aplicações como redes de sensoramento.

A modulação digital apresenta uma série de conveniências em relação à modulação analógica. Com ela é possível evitar os problemas relativos à baixa eficiência de uso da potência do sinal dos sistemas analógicos, particularmente sensíveis às distorções causadas pela não-linearidade dos moduladores, que devem operar com baixo índice de modulação para minimizar as distorções no sinal. É possível também implementar mecanismos de correção de erros como algoritmos do tipo Reed-Solomon [56] além de sistemas de monitoramento da qualidade do sinal, tarifação, alocação de banda, controle de roteamento etc.

Dentre as diversas formas de modulação do sinal destaca-se a modulação digital de amplitude (OOK). Este sistema de modulação é o mais simples e o mais difundido dentre os métodos usados.

Na maioria dos casos, os sinais modulados em amplitude usam o formato NRZ por ser de fácil implementação. Este formato permite ao aparato modulador (*driver*, modulador, circuitos de controle) ter um custo menor que outros formatos como o RZ, o CRZ e o CS-RZ, dentre outros. Este trabalho concentra-se na análise de pulsos ópticos digitais em formato NRZ.

Os sistemas de comunicações comerciais usam lasers semicondutores ou LEDs como fonte de sinal óptico. A modulação deste sinal pode ser feita variando-se a injeção de corrente da fonte luminosa que, por sua vez, altera a potência óptica gerada.

Este tipo de modulação é chamado de modulação direta e apresenta vantagens de custo, simplicidade e tamanho, sendo usado principalmente em sistemas de curto alcance.

Outro modo usado para modular a amplitude do sinal óptico é a modulação externa. Nela, o sinal óptico é gerado em um laser operando em regime de potência constante e modulado por um modulador externo.

A modulação externa é feita em sistemas comerciais, usando moduladores de eletroabsorção (EAM) ou interferômetros de Mach-Zehnder em niobato de lítio (MZ).

Nos moduladores externos podem ser usados diversos tipos de materiais, como, LiNbO_3 , LiTaO_3 , GaAs, InP e polímeros.

Os cristais eletroópticos usados nos dispositivos comerciais possuem elevado coeficiente eletroóptico e a tecnologia de crescimento dos cristais e produção de guias de onda é bem desenvolvida.

Os semicondutores apresentam diversos fenômenos físicos que possibilitam a geração e a modulação do sinal, permitindo também a integração no mesmo substrato de laser e modulador.

Os polímeros são materiais orgânicos que apresentam propriedades eletroópticas acentuadas. Dado o estado inicial da tecnologia, este grupo de materiais não será abordado nesta análise.

Existem diversos efeitos que podem ser usados na modulação dos sinais, seja em amplitude, fase ou polarização. Dentre esses efeitos destacam-se os eletroópticos e os de eletroabsorção.

Os efeitos eletroópticos são aqueles nos quais uma variação do índice de refração do material é induzida pela aplicação de um campo elétrico. Dentre os efeitos eletroópticos, dois são mais conhecidos: o efeito Pockels e o efeito Kerr. No efeito Pockels tem-se uma variação linear do índice de refração em função do campo elétrico, já no efeito Kerr esta variação é quadrática [57].

No efeito de eletroabsorção, a absorção óptica de um material é alterada pela aplicação de um campo elétrico externo. São notáveis os efeitos Franz-Keldysh (EFK) e o efeito Stark por confinamento quântico (ESQC) [57], [58].

2.2 Gorjeio na modulação

A variação de frequência da portadora ao longo do bit, denominada gorjeio [59], é o resultado da variação do índice de refração do material do modulador em função do sinal de modulação aplicado.

O gorjeio de um sinal pode causar efeitos diferentes em uma transmissão óptica, dependendo da dispersão, relação de compensação de dispersão em linha e potência óptica lançada.

Diversos fatores podem acarretar mudanças de frequência da portadora óptica ao longo da duração do bit. Esses fatores dependem de como é feita a modulação do sinal. Por exemplo, a modulação direta do laser semiconductor causa gorjeio devido à variação do índice de refração da cavidade óptica, causada pela variação da corrente elétrica que a atravessa durante a modulação.

A análise do funcionamento e gorjeio dos moduladores será feita no Capítulo 3.

Quando o gorjeio é dependente da amplitude absoluta do sinal ele é chamado de adiabático e quando é dependente da variação de potência é chamado de dinâmico ou de transiente.

A relação entre o desvio de frequência da portadora e a potência do sinal é dada por [60], [61]:

$$\Delta f(t) = \frac{\alpha}{4\pi} \left(\frac{dP(t)/dt}{P(t)} + K_1 P(t) - \frac{K_2}{P(t)} \right) \quad (2.1)$$

onde $\Delta f(t)$ é a variação da frequência, $P(t)$ é a potência óptica do sinal, α é o parâmetro de gorjeio, K_1 e K_2 são parâmetros de gorjeio adiabático.

Nos sistemas comerciais de comunicações ópticas, o gorjeio adiabático apresenta-se mais notadamente em sinais modulados diretamente, devido ao fato da modulação ser feita no próprio laser. Esta condição gera, intrinsecamente, variações de comprimento de onda em função da variação de densidade de portadores elétricos na cavidade ressonante do laser. O gorjeio adiabático pode, ocasionalmente, aparecer com intensidades menores em EAMs integrados fisicamente ao laser [62] quando a isolamento elétrica entre o modulador e o laser não for suficientemente alta. Neste caso, uma parcela da corrente do modulador pode passar pelo laser, alterando dinamicamente as características do sinal óptico gerado, da mesma forma que acontece no caso da modulação direta.

Neste estudo será analisado somente o comportamento do gorjeio dinâmico que,

doravante, será referido, por simplicidade, apenas por gorjeio.

Considerando somente o gorjeio de transiente ($K_1 = K_2 = 0$) e que

$$\frac{d\phi}{dt} = \Delta\omega(t) = 2\pi\Delta f(t) \quad (2.2)$$

(2.1) pode ser simplificada para resultar em:

$$\alpha = \frac{\frac{d\phi}{dt}}{\frac{1}{2P} \frac{dP}{dt}} \quad (2.3)$$

onde P é a potência instantânea, Φ é a fase da portadora óptica e t é tempo.

A Figura 2.1 mostra tanto o fenômeno de gorjeio adiabático quanto o de gorjeio dinâmico ao longo de uma sequência de bits, no caso de uma modulação direta de um laser DFB [60].

Na Figura 2.2 são mostrados amplitude e gorjeio de uma sequência de pulsos gerados por um modulador do tipo Mach-Zehnder de duplo braço com acionamento em um único braço a 10 Gbit/s. A descrição desta medida é feita no Capítulo 3.

Figura 2.1: Exemplo de sinal de laser DFB modulado diretamente e excursão de frequência [60]. A curva azul representa a variação de frequência da portadora e a verde a de amplitude.

Figura 2.2: Gorjeio e amplitude medidos do sinal de um modulador Mach-Zehnder.

2.2.1 Modulador Mach-Zehnder

Os moduladores ópticos em LiNbO_3 , usados em comunicações ópticas, são estruturas baseadas no interferômetro de Mach-Zehnder. Este tipo de dispositivo é muito difundido em sistemas de transmissão em taxas maiores ou iguais a 2,5 Gbit/s para longas distâncias.

O esquema básico de um interferômetro de Mach-Zehnder é mostrado na Figura 2.3. No interferômetro a potência do sinal óptico é dividida em duas partes iguais e aplicada simultaneamente aos dois braços do modulador. Cada braço do modulador varia, relativamente, a fase do campo elétrico E do sinal de óptico de um valor $+\Delta\Phi$ e $-\Delta\Phi$, respectivamente. O valor de $\Delta\Phi$ varia de acordo com a intensidade do campo elétrico de modulação aplicado ao longo dos braços. Ao final dos braços, os sinais são recombinados e a amplitude resultante é função da variação de fase. Como $\Delta\Phi$ é função do campo elétrico aplicado aos braços do modulador, a amplitude passa a ser função do sinal elétrico aplicado.

Figura 2.3: Esquema básico de um interferômetro de Mach-Zehnder.

Moduladores Mach-Zehnder podem ser divididos em dois tipos usuais, de acordo com a alimentação dos sinais. Aqueles com somente uma entrada de sinal de modulação, também chamados de *single-driver*, e aqueles com alimentação dupla, em contrafase, conhecidos como *dual-driver*. A Figura 2.4, a Figura 2.5 e a Figura 2.6 ilustram cortes transversais dos guias ópticos, na parte central dos moduladores, para as três configurações mais usuais, e as respectivas formas de alimentação dos sinais de RF.

As diferenças entre os dois moduladores não se limitam ao modo de alimentação do sinal de acionamento, mas podem afetar também a amplitude do sinal elétrico de

acionamento, necessária para a modulação do sinal óptico, e também a variação de fase ao longo do intervalo do bit resultante da portadora óptica.

Os moduladores *single-driver*, por necessitarem de somente um circuito de acionamento (*driver*), são soluções mais econômicas, menores volume e consumo, sendo preferidos na maioria dos casos.

Os circuitos dos moduladores *dual-driver* exigem a duplicação dos *drivers*, dos guias de alta frequência e diversos componentes do circuito elétrico de modulação, além da necessidade de um controle dos atrasos entre os sinais aplicados aos braços do modulador para evitar distorções no formato da modulação. Entretanto, estes dispositivos apresentam a possibilidade de controlar o gorjeio, por meio da amplitude dos sinais de acionamento aplicada a cada braço do modulador.

Figura 2.4: Corte Z, Dual-Driver. E_M é o campo elétrico do sinal de modulação e E_λ é o campo elétrico do sinal óptico.

Figura 2.5: Corte Z, Single-Driver.

Figura 2.6: Corte X, Single-Driver.

A Figura 2.4 mostra o caso para o qual o sinal óptico é dividido igualmente entre os dois braços do modulador e que os braços geram defasagens diferenciais, iguais em amplitude, mas de sentido oposto. No caso mais geral, especificamente o da Figura 2.4, consideraremos que os dois sinais elétricos aplicados são iguais em forma e síncronos, podendo apenas ter amplitudes diferentes. Consideraremos também que a geometria do modulador é perfeitamente simétrica e que os braços do modulador são iguais entre si para todos os efeitos.

Nos moduladores com cristal em corte X o campo elétrico do sinal óptico é paralelo ao plano dos eletrodos, enquanto que no corte Z a orientação do campo elétrico é perpendicular ao plano dos eletrodos.

Na Figura 2.3 nota-se que, para um dado campo elétrico do sinal óptico na entrada do modulador, cuja amplitude é $E=E_0$, tem-se na saída do modulador [64]:

$$E = E_0 \cos\left(\frac{\phi_2 - \phi_1}{2}\right) e^{j\left(\frac{\phi_2 + \phi_1}{2}\right)} \quad (2.4)$$

onde ϕ_1 e ϕ_2 são as variações de fase impostas pelos braços 1 e 2 do modulador em função do sinal elétrico de modulação aplicado a cada um deles. O termo em co-seno de (2.4) reflete a amplitude do sinal de saída e o termo exponencial representa a fase.

A potência de saída relaciona-se à de entrada segundo o quadrado do campo elétrico, de modo que $P = E E^*$, onde E^* é o complexo conjugado do campo elétrico. Desta forma, a potência P e a fase ϕ do sinal óptico na saída do modulador são dadas por:

$$P = P_0 \cos^2\left(\frac{\phi_2 - \phi_1}{2}\right) \quad (2.5)$$

$$\phi = \frac{\phi_2 + \phi_1}{2} \quad (2.6)$$

Para calcular o valor do parâmetro α do modulador substituem-se (2.5) e (2.6) em (2.3). Desenvolvendo a equação resultante obtém-se:

$$\alpha = \left[\frac{\left(\frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} \right)}{\left(\frac{d\phi_1}{dt} - \frac{d\phi_2}{dt} \right)} \right] \cot\left(\frac{\phi_2 - \phi_1}{2}\right) \quad (2.7)$$

na qual os valores ϕ_1 e ϕ_2 são funções das tensões de modulação aplicadas a cada braço do modulador.

As defasagens sofridas pelos sinais nos braços do modulador variam em função do índice de refração. Assim,

$$\phi = \frac{2\pi L n}{\lambda} \quad (2.8)$$

onde L é o comprimento de interação dos braços do modulador óptico, n é o índice de refração de cada braço e λ é o comprimento de onda do sinal modulado.

A Equação (2.9) fornece a dependência do índice de refração com o campo elétrico de modulação aplicado [58],

$$n_z = \left(\frac{1}{n_3^2} \Big|_{E=0} + r_{33} E_z \right)^{-1/2} \approx n_3 \Big|_{E=0} - \frac{1}{2} n_3^3 r_{33} E_z \quad (2.9)$$

onde n_z é o índice total de refração do eixo z , $n_3|_{E=0}$ o índice de refração do eixo z em condições de campo elétrico nulo, r_{33} constante do tensor eletroóptico e E_z o campo elétrico ao longo do eixo z .

Substituindo (2.9) em (2.8) tem-se:

$$\phi = \frac{2\pi L}{\lambda} \left(n_3 - \frac{1}{2} n_3^3 r_{33} E_z \right) \quad (2.10)$$

O campo elétrico de modulação E_z pode ser representado em função da tensão aplicada a cada braço do modulador [64]. Assim, (2.10) pode ser escrita na forma:

$$\phi = \frac{2\pi L n_3}{\lambda} \left(1 - \frac{1}{2} n_3^2 r_{33} \frac{\Gamma V}{D} \right) \quad (2.11)$$

onde Γ é a integral de sobreposição entre o campo elétrico de modulação [64] e o campo óptico, V é a tensão aplicada a cada braço e D é a distância entre os eletrodos do modulador.

O primeiro termo de (2.11) é a fase relativa à propagação do sinal no guia e o segundo termo é a fase devida à modulação do sinal.

Em moduladores Mach-Zehnder acrescenta-se, também, um sinal de polarização a um dos dois braços para manter o dispositivo funcionando em torno do ponto de 50% de transmitância. Este sinal de polarização é necessário para manter o desvio de fase relativa entre os dois braços do modulador em um ponto que permita a máxima excursão de amplitude do sinal óptico, pois pequenas variações na simetria dos dois braços alteram as condições de interferência dos campos elétricos do sinal óptico na saída do modulador, influenciando na modulação. Este desbalanceamento do interferômetro pode ser causado por imperfeições no processo produtivo ou, até mesmo, pela variação de temperatura do dispositivo.

Substituindo (2.11) em (2.5) e considerando um sinal V_b de polarização somado a V_1 obtém-se:

$$\frac{P}{P_0} = \cos^2 \left(\frac{\pi L n_3^3 r_{33} \Gamma V_b}{D \lambda} + \frac{\pi L n_3^3 r_{33} \Gamma (V_1 - V_2)}{D \lambda} \right) \quad (2.12)$$

No ponto de polarização de 50% da transmitância ($P/P_0 = 1/2$), quando nenhuma modulação é aplicada ($V_1 = V_2 = 0$), tem-se:

$$\frac{\pi L n_3^3 r_{33} \Gamma V_b}{D \lambda} = \frac{\pi}{4} \quad (2.13)$$

Nota-se que as tensões V_2 e V_1 são valores alternados e de média zero. Os dispositivos comerciais apresentam entradas separadas para o sinal de polarização V_b , que tem acoplamento em corrente contínua, e para as entradas V_1 e V_2 , que são desacopladas em corrente contínua.

Substituindo (2.11) e (2.13) em (2.7) e desenvolvendo obtém-se:

$$\alpha = \left[\frac{\left(\frac{dV_1}{dt} + \frac{dV_2}{dt} \right)}{\left(\frac{dV_1}{dt} - \frac{dV_2}{dt} \right)} \right] \cot \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi L n_3^3 r_{33} \Gamma (V_1 - V_2)}{D \lambda} \right) \quad (2.14)$$

Considerando que os sinais aplicados nos dois braços são iguais, diferindo apenas em amplitude, pode-se impor a condição:

$$V_1 = k V_2 \quad (2.15)$$

Definindo o parâmetro V_π como a tensão necessária para haver 180° de variação de fase nos braços do modulador, o que causa uma excursão do sinal entre 0% e 100% de transmitância, de (2.12):

$$V_\pi = \frac{\lambda D}{2 L n_3^3 r_{33} \Gamma} \quad (2.16)$$

Substituindo (2.15) e (2.16) em (2.14) obtém-se:

$$\alpha = \frac{k-1}{k+1} \cot \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi V_2 (k-1)}{2 V_\pi} \right) \quad (2.17)$$

Como termo de comparação entre moduladores, o parâmetro α é considerado somente no ponto de 50% de transmitância [59]. Porém, este parâmetro pode ser considerado também em outros pontos de operação.

De (2.17) nota-se que a configuração *dual-driver* permite o controle do parâmetro α de acordo com as tensões de modulação. A Tabela 2.1 mostra alguns valores de α para várias condições de modulação do modulador *dual-driver*.

Tabela 2.1: Valores de α e k em função das tensões de pico aplicadas aos braços do modulador.

V_1	V_2	k	α
V_π	0	∞	1
0	$-V_\pi$	0	-1
$V_\pi/2$	$-V_\pi/2$	-1	0

No primeiro caso da Tabela 2.1 tem-se a modulação aplicada somente à entrada V_1 , enquanto nenhum sinal é aplicado à entrada V_2 . O segundo caso é o oposto do primeiro, sendo

a modulação aplicada somente à entrada V_2 , enquanto nenhum sinal é aplicado à entrada V_1 e no terceiro caso a modulação é feita simultaneamente nas duas entradas, com sinais de acionamento em contrafase.

Os três casos da Tabela 2.1 são casos típicos de operação deste tipo de modulador. Nesses casos, usa-se a modulação em apenas um dos braços, obtendo-se um sinal com gorjeio ou, no caso de acionamento simultâneo dos dois braços de forma simétrica, consegue-se um sinal sem gorjeio.

O acionamento do modulador de forma simétrica, ou seja, com sinais de amplitudes iguais, mas em contrafase nos dois braços do modulador também modela o comportamento do modulador *single-drive* em corte X.

Embora os casos citados acima sejam os mais usuais, também é possível a operação do modulador *dual-driver* em outros regimes de operação. Nesses casos podem-se aplicar tensões de modulação nos dois braços simultaneamente, mas com amplitudes diferentes daquela citada na Tabela 2.1. Usando esse recurso é possível, conforme se pode notar em (2.17), obter praticamente qualquer valor de α .

A título de ilustração, a Figura 2.7 mostra o resultado de uma simulação usando $V_\pi = 5V$ e $k = 0,5$ ou seja, o valor pico-a-pico de V_2 é $-5V$ e o de V_1 é $-10V$. Schiess e Carldém [78] mostraram resultados semelhantes.

Figura 2.7: Curva de transmitância e α em função da tensão diferencial aplicada.

No caso do modulador com cristal em corte z e na configuração *single-driver*, conforme mostrado na Figura 2.5, a distribuição do campo elétrico dos eletrodos não é

simétrica, pois o primeiro braço do modulador está diretamente sob o eletrodo, enquanto o segundo está sob o plano de terra. Como o campo elétrico nos guias ópticos está mais próximo dos eletrodos, o campo elétrico do sinal de modulação é mais intenso e, conseqüentemente, a modulação de fase nos braços do modulador é mais intensa. Com essa topologia consegue-se uma redução da tensão de modulação da ordem de 75% a 80% [64].

As diferenças de intensidade entre os campos elétricos nos guias que estão sob o eletrodo e sob plano de terra causam uma diferença na modulação da fase nos dois braços do modulador. Efeito intrínseco dessa geometria é um valor residual de gorjeio. Geralmente, os moduladores *single-driver* com corte z apresentam valores de α da ordem de 0,6 [66], [67].

A Figura 2.6 mostra a configuração *single-driver* com corte X. Devido à simetria do campo elétrico de modulação nos dois braços, estes dispositivos apresentam valores de α muito próximos a zero. Estes valores correspondem à configuração *dual-driver* em corte Z quando os eletrodos de modulação são acionados por sinais de mesma amplitude e fases invertidas. As duas configurações *single-driver* não apresentam possibilidade de controle do parâmetro α .

O gorjeio do sinal na saída do modulador é função da variação de fase do sinal ao longo do intervalo do bit.

Dentro dos braços do modulador a fase do campo elétrico do sinal é função da variação ao longo da propagação do guia e da modulação do índice de refração. Considerando que os braços do modulador são iguais, desconsiderando a fase comum do sinal, incluindo o sinal de polarização V_b no sinal de modulação, substituindo (2.16) em (2.12) e simplificando obtém-se:

$$\frac{P}{P_0} = T = \cos^2 \left(\frac{\pi(V_1 - V_2)}{2V_\pi} \right) \quad (2.18)$$

onde $T \in [0;1]$ é a transmitância do modulador.

A fase do sinal óptico na saída do modulador é obtida substituindo-se (2.11) e (2.16) em (2.6). Simplificando a expressão obtém-se:

$$\phi = \frac{\pi(V_1 + V_2)}{2V_\pi} \quad (2.19)$$

Quando o acionamento do modulador é feito em apenas um braço, substituindo (2.18) em (2.19) e simplificando obtém-se:

$$T = \cos^2\left(\frac{\pi V}{2V_\pi}\right) \quad (2.20)$$

$$\phi = \arccos(\sqrt{T}) \quad (2.21)$$

Quando V_1 é igual a V_2 obtém-se:

$$T = cte \quad (2.22)$$

$$\phi = \frac{\pi V}{V_\pi} \quad (2.23)$$

onde T é constante e depende do ponto de polarização do sinal.

Nesta configuração o modulador comporta-se como modulador de fase sem variar a amplitude do sinal.

Quando $V_1 = -V_2 = V/2$, obtém-se:

$$T = \cos^2\left(\frac{\pi V}{2V_\pi}\right) \quad (2.24)$$

$$\phi = 0 \quad (2.25)$$

Neste caso, o modulador não causa variação de fase no sinal óptico de saída.

2.2.2 Modulação por Eletroabsorção

Nos moduladores de eletroabsorção o gorjeio ocorre basicamente pela mesma razão que nos lasers modulados diretamente, ou seja, a variação dos portadores causa variações de índice de refração do material do guia óptico.

Diferentemente dos lasers diretamente modulados, no caso ideal o sinal passa pelo modulador uma única vez, reduzindo sensivelmente a variação do comprimento de onda durante o bit.

O tipo de gorjeio causado pelo modulador de eletroabsorção é preponderantemente do tipo dinâmico, sendo que o gorjeio adiabático pode ocorrer em lasers com modulador integrado. O gorjeio adiabático nesse tipo de montagem ocorre devido à corrente de modulação que pode fluir por parte do laser como resultado de uma má isolamento elétrica entre a seção moduladora e a seção do laser do dispositivo.

Os valores de α que um EAM pode apresentar dependem do projeto do dispositivo e da tensão de polarização do dispositivo, variando tipicamente de -3 a 3 [62], [67] e [68].

A variação do índice de refração do guia óptico do modulador de eletroabsorção é o resultado da variação da atenuação do sinal óptico, sendo que a variação de atenuação é o fator que gera a modulação.

Dado um modulador de comprimento L , considerando um campo elétrico de entrada E_{in} e um campo de saída E_{out} , o sinal na saída é:

$$|E_{out}(t)| = |E_{in}| e^{k_0 n_i(t)L} \quad (2.26)$$

A fase do sinal óptico $\Phi(t)$ de saída é:

$$\phi(t) = k_0 n_r(t)L \quad (2.27)$$

onde k_0 é a constante de propagação do guia óptico, $n_i(t)$ é a atenuação do guia, dada pela parte imaginária do índice de refração, e $n_r(t)$ é a parte real do índice de refração.

Substituindo (2.26) e (2.27) em (2.3) e após alguma manipulação algébrica, obtém-se o valor do parâmetro α do modulador [69] - [71]:

$$\alpha = \frac{n_r}{n_i} \quad (2.28)$$

De maneira geral, quando se tem uma variação na perda, dada pela variação da parte imaginária do índice de refração de um material, tem-se também uma alteração na parte real do índice de refração, dada pela relação de Kramers-Kronig [72], [73].

Para um dado comprimento de onda de referência λ_{ref} , os valores de atenuação e índice de refração se relacionam de acordo com [74]:

$$\Delta n_r(\lambda) = \frac{\lambda_{ref}^2}{2\pi^2} \left[\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_0^{\lambda_{ref}-\varepsilon} \frac{\Delta n_i(\lambda)}{\lambda_{ref}^2 - \lambda^2} d\lambda + \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{\lambda_{ref}+\varepsilon}^{\infty} \frac{\Delta n_i(\lambda)}{\lambda_{ref}^2 - \lambda^2} d\lambda \right] \quad (2.29)$$

Os moduladores por eletroabsorção apresentam variações da atenuação do guia em função do ponto de polarização no qual operam. O parâmetro α também varia em função do ponto de polarização, permitindo que se controle seu valor.

Uma característica importante da variação de α com a variação do ponto de polarização do EAM é a mudança da transmitância deste em função do ponto de polarização. Exemplos desta variação e de α em função da tensão de polarização do modulador são mostrados na Figura 2.8. Estas curvas foram obtidas experimentalmente por Cartledge *et al* [67].

Figura 2.8: Absorção e α em função da polarização para três EAMs diversos [67].

A tensão de polarização aplicada ao modulador varia a transmitância do modulador, que influencia a potência média de saída do laser. Esta variação pode ser compensada variando-se a potência do laser. Pode-se também atuar sobre a temperatura de trabalho do modulador para otimizar a qualidade do sinal óptico gerado.

2.3 Dispersão cromática

O campo elétrico de uma onda eletromagnética propagando-se por uma fibra óptica monomodo pode ser representado por:

$$E = E_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.30)$$

onde E_0 é a amplitude máxima do campo, ω é a frequência angular do campo, t é o tempo, z é a distância e β é a constante de fase, dada pela equação (2.31).

$$\beta = \frac{n_{eff} \omega}{c} \quad (2.31)$$

onde n_{eff} é o índice de refração efetivo da onda, ω é a frequência angular e c é a velocidade da luz no vácuo.

O índice efetivo varia com a frequência devido a variações do índice de refração do material e do guia de onda óptico. Quanto às variações de índice de refração do material pode-se dizer que estas variações estão relacionadas com as frequências de ressonância características dos elétrons de ligação, nas quais o material absorve as radiações eletromagnéticas. Em frequências distantes das de ressonâncias o índice de refração pode ser aproximado pela equação de Sellmeier [76] - [78],

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \quad (2.32)$$

onde B_j é o parâmetro de intensidade da oscilação j , ω_j é a j -ésima frequência de ressonância e, para fibras ópticas, adota-se $M=3$.

O índice efetivo também varia com as condições de guiamento, que é função de diversos parâmetros como a geometria, níveis de dopagens das diversas camadas, tipos de dopantes usados, frequência do sinal etc.

A forma mais comum de representar β é por meio de expansão em série de Taylor

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (2.33)$$

onde ω_0 é a frequência de referência e ω é frequência.

Para uma parcela significativa das aplicações em sistemas de transmissão basta considerar os termos até β_3 . Os parâmetros β_0 a β_3 são dados por [77] e [78]:

$$\beta_0 = n_{eff}(\omega_0) \frac{\omega_0}{c} \quad (2.34)$$

$$\beta_1 = \frac{1}{v_g} \quad (2.35)$$

$$\beta_2 = -\frac{D\lambda^2}{2\pi c} \quad (2.36)$$

$$\beta_3 = \frac{S - (4\pi c/\lambda^3)\beta_2}{(2\pi c/\lambda^2)^2} \quad (2.37)$$

onde v_g é a velocidade de grupo, D é o coeficiente de dispersão cromática dado pelo fabricante, λ é o comprimento de onda do sinal no qual foi medido o parâmetro D e S é a variação do parâmetro D em função do comprimento de onda em torno de λ .

Para fibras comerciais, as relações entre D e S , os valores máximos e mínimos e os respectivos métodos de medida são regidos por normas internacionais [25] - [28].

A dispersão cromática causa deformações nos pulsos ópticos transmitidos que são tão mais sensíveis quanto maiores forem as distâncias percorridas e a taxa de transmissão.

A deformação causada pela dispersão cromática em uma sequência de 10 bits a 10Gb/s pode ser vista na Figura 2.9. Nela estão representados os bits na saída do transmissor e com uma dispersão acumulada de 1000ps/nm.

Figura 2.9: Seqüência de bits a 10Gb/s simulada para dois valores de dispersão cromática.

Enquanto a fibra óptica por onde o sinal passa não apresentar efeitos de não-linearidades significativos, a transmissão pelo enlace pode ser considerada linear. Em condições de transmissão lineares os efeitos da dispersão podem ser compensados acrescentando-se elementos de compensação de dispersão.

Os compensadores de dispersão são feitos de maneira a apresentar dispersões cromáticas de sinal inverso àquele da dispersão da fibra. Assim, o valor da dispersão acumulada ao final do enlace se reduz, minimizando a deformação dos bits transmitidos. Os dispositivos mais comuns de compensadores de dispersão cromática são as fibras de compensação de dispersão (DCF) e as redes de Bragg.

2.4 Automodulação de fase

A automodulação de fase é imposta pelo material no qual o sinal óptico se propaga em função da variação do índice de refração sob a ação do campo elétrico do sinal.

De maneira simplificada, pode-se dizer que o índice de refração do núcleo da fibra óptica se comporta conforme [77]:

$$n = n_1 + n_2 |E|^2 \quad (2.38)$$

onde n_1 é o índice de refração linear (para baixos sinais), n_2 é o coeficiente não-linear do índice de refração e E é o campo elétrico do sinal propagante.

Como n_2 é um valor positivo, nota-se que durante a transição positiva de um pulso propagando-se pela fibra o índice de refração aumenta com o aumentar da potência do pulso. Este aumento do índice faz a frente do bit sofrer uma diminuição na velocidade de propagação, à medida que a intensidade do pulso cresce, resultando em um atraso na fase da portadora óptica com relação à fase do pulso original.

Durante os níveis 0 e 1 do bit, a fase imposta pela variação do índice de refração se mantém constante mas, nas transições positiva e negativa, a fase muda ao longo do tempo, resultando em uma variação de frequência. Esta variação na frequência da portadora durante as transições é o gorjeio, como já foi explicado na Seção 2.2.

Consideremos agora a equação não-linear de Schrödinger que governa a propagação dos pulsos ópticos em uma fibra monomodo [77]:

$$j \frac{dA}{dz} = -\frac{j}{2} aA - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{d^2 A}{dt^2} + \gamma |A|^2 A \quad (2.39)$$

onde A é o campo elétrico normalizado em função do tempo; a é a atenuação; β_2 é dado por (2.36) e γ é a constante normalizada de não-linearidade.

A equação não-linear de Schrödinger, assim como se apresenta, não considera termos referentes ao ganho Raman e nem as dispersões cromáticas de ordens mais elevadas, podendo ser usada com boa precisão para pulsos de duração maior que 1 ps.

A constante normalizada de não-linearidade γ é dada por [77]:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega}{c A_{eff}} \quad (2.40)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, ω é a frequência angular da portadora óptica e A_{eff} é a área eficaz do núcleo da fibra.

A área efetiva do núcleo da fibra é definida por [77]:

$$A_{eff} = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |E(x, y)|^2 dx dy \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |E(x, y)|^4 dx dy} \quad (2.41)$$

onde $E(x, y)$ é a distribuição do campo elétrico dentro da fibra.

A expressão do campo elétrico do pulso óptico é dada por:

$$A(t, z) = \sqrt{P_0} e^{(-a \cdot z/2)} U(t, z) \quad (2.42)$$

onde $U(t, z)$ é a envoltória do pulso, normalizado no tempo e na amplitude e P_0 é a potência de pico do sinal.

A potência do sinal é dada por:

$$P(t, z) = P_0 e^{(-a \cdot z)} |U(t, z)|^2 \quad (2.43)$$

Substituindo (2.42) em (2.39) obtém-se:

$$j \frac{dU}{dz} = -\frac{1}{2T_0} \beta_2 \frac{d^2 U}{dt^2} + \gamma P e^{(-az)} |U|^2 U \quad (2.44)$$

onde T_0 é a duração do pulso óptico.

Para determinar o gorjeio imposto pela automodulação de fase, exclui-se a dispersão cromática da fibra para evitar deformações no pulso ao longo da propagação. Neste caso, $\beta_2=0$. A Equação (2.44) torna-se:

$$j \frac{dU}{dz} = \gamma P e^{(-az)} |U|^2 U \quad (2.45)$$

Para efeito de análise as seqüências de bits podem ser divididas em seqüências de bits 1 separadas por valores muito baixos de potência, correspondendo às seqüências de bits 0. Na análise da distorção dos pulsos, tanto por automodulação de fase como por gorjeio e dispersão, serão consideradas somente as seqüências de bits 1 por que nelas se encontra praticamente toda a energia que será redistribuída pela ação desses fenômenos.

Pode-se considerar, sem perda de generalidade, uma seqüência de n bits 1 em formato NRZ como sendo um único pulso RZ de duração igual a n vezes a largura de um bit 1 isolado.

A Equação (2.46) modela o formato do campo elétrico dos pulsos NRZ,

$$U(0, t) = \exp \left[-\frac{\ln(2)}{2} \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right] \quad (2.46)$$

onde T_0 é a duração do pulso e m é a ordem do pulso.

A duração dos pulsos modelados em (2.46) depende da quantidade de bits 1 da sequência e da taxa de transmissão do sinal. Para representar as várias sequências de pulsos possíveis, compostos por n bits 1, e não somente aqueles compostos por bits 1 isolados ($n=1$), atribui-se à variável T_0 o valor correspondente à duração da sequência de n bits 1. Desta maneira, cada possível sequência de bits 1 (cercados por zeros) torna-se um único pulso de largura correspondente ao número de bits 1 que a compõem.

O fator m de (2.46) determina o tempo de subida e descida das bordas das sequências de bits. Este número é fixo para um determinado tempo de transição, qualquer que seja a duração da sequência.

Este formato de pulso foi considerado, no lugar do modelo supergaussiano, comumente usado na literatura, por apresentar maior concordância com os pulsos NRZ, gerados por moduladores Mach-Zehnder em niobato de lítio, tanto no formato da amplitude como no da fase. O valor da potência normalizada do pulso é:

$$|U(0,t)|^2 = \exp \left[-\ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right] \quad (2.47)$$

A Figura 2.10 mostra a comparação entre o modelo dado por (2.46) para $m = 2,1$ e um diagrama de olho medido a 10 Gbit/s com tempo de subida e de descida considerados entre os pontos de 10% e 90% da amplitude de pico de 33 ps. Os tempos de subida e descida considerados nessas condições são representados por t_{10-90} e t_{90-10} , respectivamente.

Figura 2.10: Comparação entre um diagrama de olho medido experimentalmente e modelado segundo (2.46), para $m = 2,1$.

Para se determinar o valor da ordem m do pulso usando os parâmetros convencionais t_{10-90} e t_{90-10} parte-se de (2.43) que, simplificada para $z = 0$, torna-se:

$$|U(0,t)|^2 = \frac{P(t)}{P_0} \quad (2.48)$$

O pulso gerado usando (2.47) é simétrico em torno ao instante zero, assim t_{10-90} é igual a t_{90-10} .

No instante t_{10} no qual a amplitude do sinal é 10% do valor de pico e em t_{90} no qual a amplitude é 90% do valor de pico tem-se:

$$\frac{P(t_{10})}{P_0} = 0,1 = \exp \left[-\ln(2) \left| \frac{2t_{10}}{T_0} \right|^{2m} \right] \quad (2.49)$$

$$\frac{P(t_{90})}{P_0} = 0,9 = \exp \left[-\ln(2) \left| \frac{2t_{90}}{T_0} \right|^{2m} \right] \quad (2.50)$$

Simplificando (2.49) e (2.50) e isolando os termos dependentes de t obtém-se:

$$\log_2(0,1) = - \left| \frac{2t_{10}}{T_0} \right|^{2m} \quad (2.51)$$

$$\log_2(0,9) = - \left| \frac{2t_{90}}{T_0} \right|^{2m} \quad (2.52)$$

Como T_0 é positivo e considerando a transição de descida do pulso onde t é positivo desenvolvem-se (2.51) e (2.52) para explicitar as variáveis t_{10} e t_{90} . Os resultados são:

$$t_{10} = \frac{T_0}{2} \sqrt[2m]{-\log_2(0,1)} \quad (2.53)$$

$$t_{90} = \frac{T_0}{2} \sqrt[2m]{-\log_2(0,9)} \quad (2.54)$$

Subtraindo (2.54) de (2.53) obtém-se:

$$t_{10-90} = \frac{T_0}{2} \left(\sqrt[2m]{-\log_2(0,1)} - \sqrt[2m]{-\log_2(0,9)} \right) \quad (2.55)$$

Para determinar o valor da ordem m do pulso é necessário resolver (2.55) para m em função de t_{10-90} . A solução pode ser obtida de maneira numérica ou, aceitando um pequeno erro no valor de m , usando uma curva de ajuste.

A curva de ajuste adotada foi obtida pelo método dos mínimos quadrados e é dada por:

$$m = \frac{0,728614T_0}{t_{10-90}} \quad (2.56)$$

As curvas de m em função de t_{10-90} obtidas usando (2.56) e a curva de ajuste (2.57) são comparadas na Figura 2.11.

O erro máximo de m dado pela curva de ajuste em relação aos valores dados por (2.55) considerados para o intervalo de t_{10-90} entre 20% e 60% do tempo de bit foi inferior a $\pm 2\%$.

Figura 2.11: Ordem do pulso NRZ em função do tempo de transição entre 10% e 90% da amplitude de pico, normalizado em relação ao período do bit.

Retornando à dedução do valor do parâmetro α causado pela automodulação de fase na fibra, substituindo (2.46) em (2.45) e desenvolvendo, obtém-se um solução do tipo:

$$U(z, t) = U(0, t) \exp[j\phi_{NL}(z, t)] \quad (2.57)$$

onde ϕ_{NL} é a fase do campo elétrico imposta pela automodulação de fase e é dada por:

$$\phi_{NL}(z, t) = -\mathcal{P}_0 |U(0, t)|^2 \left(\frac{1 - e^{(-az)}}{a} \right) \quad (2.58)$$

Porém, para propagação em longas distâncias,

$$\lim_{z \rightarrow \infty} \left(\frac{1 - e^{(-az)}}{a} \right) = \frac{1}{a} \quad (2.59)$$

A atenuação de fibras ópticas na região de 1550 nm é da ordem de 0,2 dB/km. Assim, $1/a \approx 21,7$ km. Essa distância é chamada de comprimento não-linear da fibra [77].

Substituindo (2.58) em (2.57), obtém-se:

$$U(z, t) = U(0, t) \exp \left[-j\mathcal{P}_0 |U(0, t)|^2 \left(\frac{1 - e^{(-az)}}{a} \right) \right] \quad (2.60)$$

Simplificando (2.60) e usando (2.59) para o caso de transmissão de longa distância, obtém-se:

$$U(z, t) = U(0, t) \exp \left[-\frac{j\gamma P_0}{a} |U(0, t)|^2 \right] \quad (2.61)$$

A fase do sinal óptico imposta pela automodulação, como se pode notar em (2.60) e (2.61), varia linearmente com a potência do sinal, na forma:

$$\phi_{NL}(t) = -\frac{\gamma P_0}{a} |U(0, t)|^2 \quad (2.62)$$

Para calcular o parâmetro α do pulso, devido a automodulação de fase, substitui-se (2.47), (2.57) e (2.58) em (2.3).

O parâmetro α é calculado no ponto de meia altura do pulso, ou seja, $P = P_0/2$. Assim, o valor resultante de α é dado por:

$$\alpha = -\frac{\gamma P}{a} \quad (2.63)$$

De (2.61) nota-se que o formato de saída do sinal é igual ao de entrada e o campo difere apenas em dois fatores, a intensidade reduzida pela atenuação da fibra e a fase causada pela automodulação de fase.

A Tabela 2.2 mostra os valores de α causados pela automodulação de fase em função da potência de pico dos pulsos para um único enlace usando uma fibra do tipo SMF-28 [26]. O comprimento do enlace considerado deve ser muito maior que o comprimento não-linear da fibra (21,7 km, no caso). Os valores de potência apresentados são valores usuais de sistemas ópticos comerciais.

Foram usados os seguintes valores: $a = 0,2 \text{ dB/km}$, $\gamma = 1,3174 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, $A_{eff} = 80 \text{ } \mu\text{m}^2$, $n_2 = 2,6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ e $\lambda = 1,55 \text{ } \mu\text{m}$.

Tabela 2.2: Valores de α e fase de pico impostos pela automodulação de fase.

P [dBm]	α	ϕ [°]
0	-0,029	-1,64
10	-0,286	-16,39
20	-2,861	-163,92

A Figura 2.12 mostra a fase do sinal e o valor de α causados pela automodulação, em função da potência lançada em um enlace de fibra SMF-28 de comprimento superior (100 km) ao comprimento não-linear (2.59).

Figura 2.12: Fase e α devidas a automodulação de fase em função da potência do sinal.

Nota-se, na Tabela 2.2, que os valores de α causados pela automodulação de fase são comparáveis, em módulo, com aqueles que um modulador, seja de eletroabsorção, Mach-Zehnder com gorjeio ou com modulador de fase em série, podem gerar. Nestas condições, é possível conseguir controlar todo ou parte do gorjeio no sistema de transmissão, otimizando o desempenho do sistema de transmissão.

2.5 Gorjeio na transmissão

O gorjeio gerado na transmissão, juntamente com aquele gerado pela automodulação de fase durante a propagação na fibra alteram, na presença de dispersão cromática, o formato do pulso propagado. Esta distorção pode melhorar ou piorar o desempenho do sistema de transmissão, de acordo com o tipo e intensidade da distorção obtida.

Na transmissão, um pulso no formato NRZ é da forma mostrada na Figura 2.10. A presença do gorjeio na modulação, por si só, não gera deformações no formato. Para que tal ocorra é necessário que as componentes espectrais do sinal se redistribuam no tempo. A dispersão cromática da fibra exerce essa função.

Na Figura 2.13 são mostrados diferentes diagramas de olho, obtidos por simulação numérica, de uma transmissão a 10 Gbit/s por 100 km de fibra G.652. A potência na transmissão foi mantida baixa para que os efeitos da automodulação de fase fossem desprezíveis.

Nota-se na Figura 2.13 (b) que, quando o valor da dispersão cromática residual não é nula, existe uma deformação do diagrama de olho mesmo quando o sinal transmitido não tem gorjeio. Isso se deve ao rearranjo das componentes espectrais do pulso ao longo do tempo.

Quando um gorjeio de transiente é aplicado ao sinal, seja na geração que ao longo da propagação na fibra, as frentes de subida e descida deslocam-se no espectro de frequências.

Na presença de dispersão cromática, a variação de frequência das bordas das seqüências de pulsos desloca, de maneira diversa das demais partes dos pulsos, a energia nelas concentrada.

A energia das bordas das seqüências de pulsos se desloca no tempo de maneira diretamente proporcional ao desvio de frequência da portadora e à dispersão cromática acumulada.

O efeito dessa redistribuição de energia ao longo da seqüência de pulsos causa deformações no formato que podem resultar no fechamento do diagrama de olho (Figura 2.13 (a)) ou na sua abertura (Figura 2.13 (c)).

Figura 2.13: Diagramas de olho para uma transmissão a 10 Gbit/s com dispersão cromática acumulada de 1600 ps/nm (100 km de fibra G. 652) e diversos valores de α no transmissor. (a) $\alpha > 0$; (b) $\alpha = 0$ e (c) $\alpha < 0$.

O caso ótimo de deformação ocorre quando a energia das bordas da sequência de bits desloca-se para o centro do bit 1 adjacente. Nesta condição, dois fenômenos contribuem para a melhora do desempenho do sistema. O primeiro é a concentração de energia no centro dos bits 1 das bordas das seqüências e o segundo é que parte da energia provém dos bits 0 adjacentes às bordas, reduzindo ainda mais o nível de potência destes bits e melhorando a razão de extinção do sinal para esses bits.

Nota-se que os bits que não estão nas bordas das seqüências, ou que não sejam bits 1 ou 0 isolados, não são afetados de maneira significativa pela deformação causada pela ação conjunta gorjeio- dispersão.

A Figura 2.14 mostra dois diagramas de olho para 10 Gbit/s. Esses diagramas foram montados a partir de medidas de uma seqüência de 32 bits devidamente sobrepostos para a formação dos diagramas de olho. A seqüência de bits foi amostrada em 2048 pontos, usando a média de 128 amostras do mesmo sinal para reduzir os ruídos. Na Figura 2.14 (a) se vê o diagrama de olho na saída do transmissor, onde ainda não ocorreu qualquer deformação devida a fenômenos relativos à propagação. Na Figura 2.14 (b) os efeitos conjuntos da dispersão cromática, do gorjeio e da automodulação de fase foram tais que provocaram a deformação do diagrama de olho que maximiza sua abertura no centro dos bits adjacentes às bordas das seqüências.

Figura 2.14: Diagramas de olho a 10 Gbit/s. (a) Saída do transmissor, sem re-distribuição de energia ao longo dos bits. (b) Caso ótimo de concentração da energia das bordas das seqüências no centro dos bits 1 adjacentes.

Para que se possa controlar a redistribuição de energia ao longo dos bits e obter o maior desempenho possível da transmissão, é necessário que haja o perfeito controle do gorjeio do modulador que, quando adicionado àquele produzido pela automodulação de fase, na presença da dispersão cromática, produza um efeito ótimo.

É possível controlar a amplitude da modulação de fase em função do tempo no modulador para se minimizar a parte indesejada do gorjeio da automodulação de fase e, conseqüentemente, otimizar o desempenho da transmissão.

Considerando o formato do pulso como o descrito em (2.47), a fase do sinal na saída do modulador *dual-drive* acionado em um braço é dada por (2.21), onde

$$\frac{P(t)}{P_0} = T = |U(0, t)|^2 \quad (2.64)$$

Substituindo (2.47) em (2.64) e o resultado em (2.21) obtém-se:

$$\phi(t) = \arccos \left(\exp \left[-\frac{\ln(2)}{2} \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right] \right) \quad (2.65)$$

No caso da fase provocada pela automodulação, a fase acompanha a potência do sinal lançado na fibra, conforme (2.62). Substituindo (2.47) em (2.62) obtém-se:

$$\phi(t) = -\frac{\mathcal{P}_0}{a} \exp \left[-\ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right] \quad (2.66)$$

A Figura 2.15 mostra a comparação de duas simulações feitas para a fase gerada por um modulador Mach-Zehnder acionado em um braço e a fase gerada pela automodulação para um pulso a 10 Gbit/s. Foi adotado $t_{10-90} = 30 \text{ ps}$, $\alpha = 1$ e os valores de pico das fases geradas foram de 90° . Na Figura 2.15 é mostrada também a diferença entre as fases ao longo do tempo. Nota-se que mesmo tendo amplitudes iguais, o formato não é perfeitamente igual. Por outro lado, percebe-se também que a redução da fase residual, quando somadas, é significativa.

Figura 2.15: Comparação da fase do sinal gerada por um modulador MZ e pela automodulação de fase para um pulso de 100ps de largura a meia altura.

Para se determinar o gorjeio de um modulador Mach-Zehnder acionado em um único braço substitui-se (2.65) em (2.2) e isola-se o termo da frequência.

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (2.67)$$

Calculando-se a derivada da expressão da fase em função do tempo obtém-se:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\ln(2)m}{t} \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \frac{\exp \left[-\frac{\ln(2)}{2} \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right]}{\sqrt{1 - \exp \left[-\ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right]}} \quad (2.68)$$

Substituindo (2.47) e (2.64) em (2.67) obtém-se:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\ln(2)m}{t} \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \sqrt{\frac{T}{1-T}} \quad (2.69)$$

Onde T é a transmitância do modulador dada por (2.64).

Como

$$\ln(T) = \ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \quad (2.70)$$

Substituindo (2.70) em (2.69) e o resultado em (2.67) obtém-se:

$$\Delta f(t) = \frac{\alpha m \ln(T)}{2\pi} \sqrt{\frac{T}{1-T}} \quad (2.71)$$

onde $\Delta f(t)$ é o desvio de frequência, t é o tempo cuja origem é o centro do bit e T é a amplitude normalizada do pulso, dada por (2.64).

A Figura 2.16 mostra o desvio de frequência ao longo de um bit a 10 Gbit/s, com $t_{10-90} = 30$ ps do sinal gerado por um modulador Mach-Zehnder de duplo braço com $\alpha = 1$.

Figura 2.16: Curva de potência normalizada e desvio de frequência ao longo do bit para modulador Mach-Zehnder com $\alpha=1$.

Para o desvio de frequência causado pela automodulação de fase o procedimento é análogo ao do cálculo do desvio de frequência do modulador Mach-Zehnder. Substitui-se (2.47) em (2.62) e o resultado em (2.67). Assim,

$$\Delta f(t) = -\frac{\mathcal{P}_0}{2\pi\alpha} \frac{d}{dt} \left[\exp \left(-\ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right) \right] \quad (2.72)$$

Mas,

$$\frac{d}{dt} \left[\exp \left(-\ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right) \right] = -\frac{\ln(2)2m}{t} \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \exp \left(-\ln(2) \left| \frac{2t}{T_0} \right|^{2m} \right) \quad (2.73)$$

Então, substituindo (2.73) em (2.72) e aplicando (2.70) ao resultado obtém-se:

$$\Delta f(t) = \frac{\phi_{NL} m \ln(T) T}{\pi} \quad (2.74)$$

A Figura 2.17 mostra o desvio de frequência ao longo de um bit a 10 Gbit/s, com $t_{10-90} = 30$ ps de um sinal com fase não-linear de pico de -1 radiano.

Figura 2.17: Curva de potência normalizada e desvio de frequência ao longo do bit para automodulação com fase não-linear de pico de -1 radiano.

No caso do gorjeio gerado no modulador, quando apenas um braço é acionado, a fase é alterada em apenas um dos braços enquanto no outro permanece inalterada. Como a amplitude dos sinais que percorrem os dois braços é igual, a fase do sinal na saída do modulador é a média das fases nos dois braços. A fase em cada braço do modulador, como visto nas equações (2.11) e (2.19) é proporcional a tensão aplicada em cada braço. A potência na saída do modulador, por sua vez, não é o resultado de uma interação linear entre o sinal dos dois braços. Assim, a variação de fase para uma dada variação de potência de saída não é linear no modulador.

No caso do gorjeio gerado pela automodulação de fase, a fase induzida no sinal é proporcional à potência do sinal, como pode ser visto na equação (2.62). Pode-se concluir que os formatos dos gorjeios devidos ao modulador e à automodulação de fase não são iguais.

Comparando-se o formato dos gorjeios gerados pelo modulador (Figura 2.16) e pela automodulação de fase (Figura 2.17) notam-se algumas semelhanças e diferenças. Ambos se anulam fora das transições e os valores máximos de desvios de frequência são atingidos nas proximidades do meio das transições. O formato de ambos os gorjeios é parecido mas não igual, sendo a largura dos pulsos de gorjeio gerados pelo modulador maior que os gerados pela automodulação.

Como se pode ver na Figura 2.15, as fases do gorjeio do modulador e da automodulação também não são iguais. Assim, mesmo num caso ótimo, não é possível eliminar completamente a fase gerada por um fenômeno usando o outro, nem mesmo o gorjeio residual pode ser completamente eliminado.

Apesar de não ser possível eliminar completamente o gorjeio residual de uma transmissão que envolva gorjeio na geração e devido a automodulação de fase, a eliminação do gorjeio não é necessária, mas sim o controle sobre o deslocamento da energia das bordas das seqüências de bits 1.

A similaridade entre os dois tipos de gorjeio, ainda que parcial, é suficiente para se alterar consideravelmente o comportamento do sinal ao longo do tempo. Essa alteração de comportamento, quando feita de maneira adequada, será a responsável pela melhora de desempenho da transmissão.

3 Caracterização dos dispositivos

O desempenho do sistema de modulação C-NRZ pode ser avaliado por meio de testes de transmissão, realizados em condições controladas. Neste trabalho a avaliação de desempenho será feita por meio de experimentos laboratoriais e simulações computacionais dos efeitos da variação do gorjeio em diversas condições de propagação.

Antes da realização dos testes é necessário caracterizar os dispositivos e os efeitos envolvidos para servirem de referência de desempenho do sistema e para utilizar os valores nas simulações numéricas.

As caracterizações feitas neste capítulo serão usadas como referências para o ajuste dos parâmetros usados nas simulações computacionais cujos resultados serão mostrados mais adiante, nos Capítulos 4 e 5.

Neste capítulo serão relatados os resultados de medidas de tempo de subida, de descida, razão de extinção, fator Q em função da OSNR e em função da potência de sinal, parâmetro α , gorjeio e atenuação dos moduladores e variação de frequência pela automodulação de fase. Este último resultado foi comparado com os resultados dos modelos apresentados no Capítulo 2.

As curvas de fator Q em função da OSNR e da potência foram usadas para estimar o nível de ruído equivalente do receptor.

Para a medida do gorjeio foram usadas duas técnicas diferentes para avaliar a validade do parâmetro α na estimativa do gorjeio do sinal.

Foram feitas medidas do parâmetro α e atenuação em um modulador de eletroabsorção usando o arranjo auto-interferométrico. Também foram feitas medidas do desvio de frequência (gorjeio) dos moduladores bem como o gorjeio causado pela automodulação de fase nas fibras ópticas.

Este arranjo não é um equipamento comercial e foi implementado de acordo com o trabalho de Devaux *et al* [78], [79]. Nesta sequência de medidas, feitas em diversas condições, foram variadas a tensão de polarização, a temperatura do modulador e o comprimento de onda do sinal. Esta técnica permite, além da medida do parâmetro α a medida de dispersão da fibra.

O segundo grupo de medidas foi o de gorjeio. Foram feitas medidas para o mesmo modulador, aplicando-se sinais de amplitude maior para se observar o comportamento do gorjeio ao longo dos bits. As medidas de gorjeio dos moduladores foram feitas usando o

modulador de eletroabsorção e dois moduladores Mach-Zehnder. Nestas medidas foi utilizado um arranjo disponível comercialmente. Os dois moduladores Mach-Zehnder utilizados são de dois tipos distintos, sendo um *single-driver* em corte X (gorjeio nulo) e outro *dual-drive* em corte Z, acionado em um braço para se obter gorjeio não-nulo.

As medidas de gorjeio na fibra foram feitas usando o equipamento de medida de gorjeio dos moduladores. O gorjeio foi medido no transmissor e no final da fibra para diversos valores de potência.

A variação de frequência ao longo dos bits foi medida para dois tipos de fibra, DS e SMF-28, para vários valores de potência.

3.1 Medidas do transmissor e do receptor

Foram feitos dois grupos de medidas. No primeiro foram medidos os tempos de descida (t_{90-10}), o tempo de subida (t_{10-90}) e a razão de extinção (E.R.) dos moduladores EAM, *dual-drive* e *single-drive*. Foram também analisados os formatos dos bits e dos diagramas de olho para os três moduladores.

O segundo grupo de medidas é composto por medidas de fator Q em diversas condições de relação sinal-ruído óptico e potência de entrada no fotodetector. Estas medidas foram feitas somente para o modulador Mach-Zehnder na transmissão.

Todas as medidas foram feitas com taxa de modulação de 9,95328 Gbit/s.

3.1.1 Descrição das montagens

Para as medidas de razão de extinção dos moduladores, dos tempos de subida e descida, das seqüências de pulsos e dos diagramas de olhos foi usado o arranjo mostrado na Figura 3.1.

Figura 3.1: Arranjo para medida de razão de extinção, tempo de subida e de descida. ECL é o laser sintonizável, "pol" é o controlador de polarização, "mod" é o modulador, "driver" é o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG é o gerador de padrões, OSA o analisador de espectro óptico e OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz.

O sinal do gerador é amplificado antes de ser aplicado ao modulador. No caso dos moduladores de niobato de lítio a tensão de pico é 7 V enquanto que para o EAM foi aplicado um sinal de 3 V, atenuando o sinal na saída do *driver* com um atenuador de 6 dB. O sinal é medido no osciloscópio e o comprimento de onda é monitorado no OSA.

Foi usado um controlador de temperatura para o EAM e a tensão de polarização usada foi -1,5 V.

As medidas de fator Q em função da potência no fotodetector e da OSNR foram feitas usando o arranjo da Figura 3.2.

Figura 3.2: Arranjo para medida do fator Q. ECL é o laser sintonizável, “pol” é o controlador de polarização, “mod” o modulador, “driver” o circuito de acionamento do modulador, EDFA os amplificadores a fibra dopada com érbio, Att os atenuadores ópticos, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, PIN o fotodetector, PPG o gerador de padrões, ED o detector de erros, OSA o analisador de espectro óptico, OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o microcomputador.

Para a medida de fator Q em função da OSNR o primeiro EDFA amplifica o sinal que é atenuado pelo primeiro atenuador para controlar a OSNR. O ruído óptico que reduz a OSNR no fotodetector é gerado principalmente no segundo EDFA, que também tem a função de amplificar o sinal e garantir a potência necessária na medida. O segundo atenuador é ajustado para manter constante o nível de potência no fotodetector.

O fotodetector é do tipo PIN e tem internamente um amplificador de transimpedância com ganho de aproximadamente 500 V/A. O sinal de saída é aplicado à entrada do ED para a medida dos erros.

O OSA é usado para controlar o comprimento de onda do sinal e o OSC para verificar o formato do sinal gerado.

Para medir o fator Q varia-se o limiar de decisão entre os bits 0 e 1 e mede-se a taxa de erros. O PC controla a medida de taxa de erro (BER), via interface GPIB, fazendo leituras de BER em função do limiar de decisão. São medidos os valores de BER em função da tensão do limiar de decisão para os níveis 0 e 1.

No ED o instante de amostragem é ajustado variando-se o atraso relativo entre o *clock* e o sinal. O valor ótimo é obtido para leituras de BER mínimas para uma determinada tensão do limiar de decisão, indicativo de abertura máxima do diagrama de olho.

Com os dois conjuntos de dados medidos é feito o ajuste de cada curva de BER em função da tensão de limiar decisão usando funções do tipo gaussiano. Cada curva é ajustada pelo método dos mínimos quadrados e delas se obtêm as médias e as variâncias.

O fator Q é calculado segundo:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.1)$$

onde μ_1 é o valor médio do bit 1, μ_0 é o valor médio do bit 0, σ_1 é a variância do bit 1 e σ_0 é a variância do bit 0.

A Figura 3.3 mostra a interface gráfica do programa para medir o fator Q.

Figura 3.3: Interface gráfica do programa de medida de fator Q.

A medida de fator Q em função da potência de entrada usa basicamente o arranjo da Figura 3.2, porém sem o segundo EDFA, o segundo atenuador e o filtro óptico.

3.1.2 Resultados

Os resultados das medidas de razão de extinção, t_{10-90} e t_{90-10} para os moduladores são vistos na Tabela 3.1. As medidas foram feitas em 1547,55 nm.

Tabela 3.1: Valores de razão de extinção, t_{10-90} e t_{90-10} dos moduladores.

	Mach-Zehnder		EAM			
	<i>single-drive</i>	<i>dual-drive</i>	15 °C	25 °C	35 °C	45 °C
E.R. [dB]	13,07	12,44	12,65	12,36	11,80	10,98
t_{10-90} [ps]	34,8	29,9	37,9	35,7	37,9	40,2
t_{90-10} [ps]	29,0	35,3	52,4	41,3	33,5	27,9

Nota-se na Tabela 3.1 que as características do EAM variam significativamente em função da temperatura. A razão de extinção do EAM operando em temperaturas de até 25 °C é comparável a dos moduladores Mach-Zehnder. Acima dessa temperatura a E.R. começa a diminuir.

Enquanto o tempo de subida do EAM permanece estável com a variação da temperatura, apresentando valores comparáveis aos dos moduladores Mach-Zehnder, os tempos de descida variam, praticamente reduzindo-se à metade, comparando os resultados em 15 °C com 45 °C.

Estes resultados indicam a variação da forma do pulso. Para verificar, foram medidos os sinais na saída dos moduladores.

Para os moduladores Mach-Zehnder foram medidos os diagramas de olho com sequência PRBS de $2^{23}-1$ bits e os pulsos formados pela sequência 01001110. Para o EAM, além dos diagramas de olho com sequência PRBS de $2^{23}-1$ bits e das seqüências de oito bits, são mostrados os diagramas de olho formados sobrepondo-se as seqüências de oito bits em posições diversas.

A Figura 3.4 até Figura 3.7 mostram os resultados para os MZ *single-drive* e *dual-drive*.

Figura 3.4: Diagrama de olho do modulador *single-drive*.

Figura 3.5: Seqüência de 8 bits (01001110) do modulador *single-drive*.

Figura 3.6: Diagrama de olho do modulador *dual-drive*.

Figura 3.7: Seqüência de 8 bits (01001110) do modulador *dual-drive*.

Os pulsos gerados pelos MZ mostram formatos bastante homogêneos, mesmo comparando moduladores diferentes. Além desse comportamento, as diferenças de amplitudes dos bits 1 variam pouco em função da posição na seqüência de bits onde se encontram.

Na Figura 3.8 a Figura 3.19 estão os resultados para o EAM em 15 °C, 25 °C, 35 °C e 45 °C.

Figura 3.8: Diagrama de olho do EAM a 15°C. PRBS= $2^{23}-1$.

Figura 3.9: Diagrama de olho do EAM a 25°C. PRBS= $2^{23}-1$.

Figura 3.10: Diagrama de olho do EAM a 15°C. Montagem com a sequência 01001110.

Figura 3.11: Diagrama de olho do EAM a 25°C. Montagem com a sequência 01001110.

Figura 3.12: Sequência de 8 bits (01001110) do EAM a 15°C.

Figura 3.13: Sequência de 8 bits (01001110) do EAM a 25°C.

Figura 3.14: Diagrama de olho do EAM a 35°C. PRBS= $2^{23}-1$.

Figura 3.15: Diagrama de olho do EAM a 45°C. PRBS= $2^{23}-1$.

Figura 3.16: Diagrama de olho do EAM a 35°C. Montagem com a sequência 01001110.

Figura 3.17: Diagrama de olho do EAM a 45°C. Montagem com a sequência 01001110.

Figura 3.18: Sequência de 8 bits (01001110) do EAM a 35°C.

Figura 3.19: Sequência de 8 bits (01001110) do EAM a 45°C.

Nota-se que o comportamento do EAM usado na geração de pulsos é dependente da temperatura de operação. Além disso, existe uma dependência do formato dos pulsos com a sequência usada. Este comportamento gera bits 1 de amplitudes diversas, de acordo com o comprimento da sequência de bits.

Quando os diagramas de olho são montados à partir das seqüências de 8 bits nota-se a multiplicidade de níveis 1 devida à dependência da amplitude com a posição do bit na seqüência. A quantidade de níveis 1 aumenta em função da complexidade da seqüência então, para uma seqüência pseudo-aleatória de aproximadamente 8 milhões de bits ($PRBS = 2^{23}-1$), a quantidade de amplitudes encontrada para o nível 1 apresenta-se como uma nuvem de valores semelhante a de um sinal com relação sinal-ruído muito degradada, conforme se pode ver na Figura 3.8, na Figura 3.9, na Figura 3.14 e na Figura 3.15.

As medidas de fator Q em função da potência de entrada foram feitas com uma OSNR de 40 dB em uma resolução de 0,2 nm.

Na Figura 3.20 são mostrados os resultados da medida e confrontados com os da simulação.

Figura 3.20: Medida e simulação da curva do fator Q versus potência de sinal no fotodetector

Na Figura 3.20 observa-se uma boa concordância entre os resultados obtidos experimentalmente e aqueles simulados usando os parâmetros da Tabela 3.2. Apesar da proximidade dos valores obtidos pelos dois métodos nota-se uma divergência de resultados para valores de potência de entrada superiores a -4 dBm. Acredita-se que esta diferença ocorra em função da saturação do receptor usado nos experimentos. Este fenômeno não é previsto no modelo usado no simulador.

Outro fator notável nos resultados apresentados na Figura 3.20 é a variação dos resultados experimentais que aumenta à medida que o valor do parâmetro Q aumenta. Esta variação é devida ao método de medida que extrapola os resultados das medidas de taxas de

erros em função da tensão do limiar de decisão. Como o fator Q é estimado no ponto de cruzamento entre as curvas de BER em função da tensão do limiar de decisão para os bits 0 e para os bits 1 e as medidas de BER são efetivamente feitas até uma taxa de erros de aproximadamente 10^{-12} , para valores muito altos de Q a extrapolação torna-se muito sensível às pequenas variações nos comportamentos das duas curvas, aumentando a incerteza na estimativa de Q .

As medidas de fator Q em função da OSNR foram feitas com uma potência de 0 dBm no fotodetector, mantida constante durante o experimento. A Figura 3.21 mostra os resultados das medidas e das simulações.

Figura 3.21: Medida e simulação da curva do fator Q versus OSNR no fotodetector.

Na Figura 3.21 observa-se uma boa concordância entre os resultados das medidas e os das simulações. Como a potência de entrada do fotodetector foi mantida constante em todas as medidas não houve variação no estado de saturação do fotodetector. Com o fotodetector trabalhando em uma condição estável os resultados das simulações puderam ser mais bem ajustados, garantindo resultados mais próximos aos experimentais.

Também nestas medidas o efeito da extrapolação dos dados, usados no processo de medida do fator Q , aumenta a incerteza da medidas para valores elevados de Q .

O valor da relação sinal-ruído óptico medida que limita a taxa de erros do sistema a 10^{-12} foi de 16,1 dB usando uma resolução de 0,2 nm.

Usando os resultados das medidas anteriores, determinaram-se os parâmetros de simulação que melhor modelam o desempenho do receptor. Estes resultados encontram-se na Tabela 3.2. O filtro elétrico usado no receptor foi o passa-baixas de Butterworth de 4^a. ordem.

Tabela 3.2: Parâmetros usados nas simulações de fator Q versus potência de entrada e versus OSNR.

Parâmetro	Valor	Unidade
Ruído Equivalente	$4.875 \cdot 10^{-21}$	W/Hz
Responsividade	0,9	A/W
Banda do filtro elétrico	7,5	GHz

3.2 Arranjo auto-interferométrico

Este arranjo foi usado nas medidas de parâmetro α do modulador de eletroabsorção e da dispersão da fibra usada em três comprimentos de onda. Os resultados das medidas de dispersão foram confrontados com medidas feitas anteriormente, usando-se o método da medida de atraso em função do comprimento de onda. Um conjunto de medidas de atenuação do modulador foi também realizado nas mesmas condições de tensão de polarização, temperatura e comprimento de onda.

3.2.1 Descrição da montagem

O arranjo auto-interferométrico é ilustrado na Figura 3.22 e os equipamentos são vistos na Figura 3.23.

Figura 3.22: Esquema do arranjo auto-interferométrico. O analisador de rede é o HP 8703 Lightwave component analyzer (130MHz a 20GHz), a fonte C.C. é Tectrol TC-12 (0 a 12V – 2A), o laser sintonizável é Tunics reference, o controle de temperatura é ILX modelo LDT5910B, PM é o medidor de potência óptica Anritsu MP9640, o modulador é o EAM Cyoptics EAM1050, o acoplador de polarização elétrica é HP 11612A (45 MHz a 26,5 GHz) e o polarizador é General Photonics modelo PolaRITE. A fibra óptica é do tipo SMF-28 (ITU-T G.652) de 50,453km.

Figura 3.23: Arranjo auto-interferométrico montado no laboratório.

No arranjo auto-interferométrico o sinal óptico é gerado pelo laser sintonizável e é acoplado ao modulador por meio de um polarizador óptico. O polarizador é usado para ajustar a polarização do sinal ao modulador óptico e maximizar a amplitude da modulação. Este ajuste é feito maximizando o valor de S_{21} lido no analisador de rede.

Uma vez que o sinal óptico foi aplicado ao modulador é necessário ajustar a tensão de polarização do modulador. No caso do modulador de eletroabsorção, a tensão de polarização é aplicada juntamente com o sinal de RF através de um “T” de polarização. Moduladores Mach-Zehnder possuem entrada separada para a tensão de polarização.

Moduladores de eletroabsorção são sensíveis às variações de temperatura e dispõem de células Peltier e termistores dentro da encapsulação. Um controlador de temperatura foi acoplado ao dispositivo para mantê-la constante.

O sinal óptico modulado pelo sinal elétrico proveniente do analisador de rede propaga-se pela fibra óptica. É feita uma varredura em frequência e os valores do parâmetro S_{21} são registrados em um gráfico em função da frequência, conforme mostra a Figura 3.24.

Figura 3.24: Gráfico de medida de gorjeio.

Medindo-se as frequências de anulação do S_{21} pode-se determinar a dispersão da fibra e o fator α do modulador, de acordo com Devaux *et al* [78], [79]. Para se determinar os valores de α e de dispersão é usada a seguinte relação:

$$f_i^2 L = \frac{c}{2D\lambda^2} \left[1 + 2i - \frac{2}{\pi} \arctg(\alpha) \right] \quad (3.2)$$

onde f_i é a frequência da i -ésima anulação, L é o comprimento da fibra, c é a velocidade da luz no vácuo, D é o fator de dispersão da fibra, i é a ordem da anulação ($i= 1, 2, \dots$).

Se o valor da dispersão cromática é conhecido, então o valor de α pode ser determinado diretamente. No caso, a dispersão cromática foi determinada conjuntamente e o resultado comparado com medidas anteriores para a verificação da consistência dos valores lidos.

O valor de α é definido no ponto de 50% da amplitude do pulso. Assim, o cálculo do desvio de frequência ao longo do bit fica aproximado, pois o valor de α não é constante para todos os níveis de sinal. Usando sinais elétricos de pequena amplitude pode-se determinar o valor de α em diversas amplitudes, variando os valores de tensão de polarização.

Para cada medida de α e dispersão foram considerados os dois primeiros pontos de anulação. Esses pontos foram resultados das medidas diretas no analisador de rede. Com dois pontos de anulação obtém-se um sistema de duas equações e duas incógnitas que permite a determinação de valores únicos para o fator de dispersão cromática e o valor do parâmetro α .

Como os valores do parâmetro de dispersão cromática variaram ligeiramente dentre as medidas feitas no mesmo comprimento de onda foi considerada a média de todos os valores obtidos para cada comprimento de onda. Para cada comprimento de onda foram feitas medidas em sete tensões de polarização e três temperaturas, totalizando de vinte e uma medidas em cada comprimento de onda. O valor de referência é a média dos vinte e um valores obtidos.

3.3 Resultados

As medidas do parâmetro α foram feitas conjuntamente com medidas de atenuação para cada valor de ponto de polarização. Estas medidas foram feitas para 3 valores de temperatura do EAM: 15 °C, 25 °C e 35 °C em três comprimentos de onda diferentes, respectivamente 1530 nm, 1545 nm e 1560 nm. Os resultados das medidas de atenuação e α em função da tensão de polarização são mostrados na Figura 3.25 para 1530 nm, na Figura 3.26 para 1545 nm e na Figura 3.27 para 1560 nm.

Na Figura 3.28 é vista uma comparação entre os valores de α para duas tensões de polarização do modulador, -3,0 V e -0,5 V, respectivamente, ao se variar a temperatura. Essas medidas foram feitas para o comprimento de onda de 1560 nm.

Figura 3.25: Atenuação e α em 1530 nm.

Figura 3.26: Atenuação e α em 1545 nm.

Figura 3.27: Atenuação e α em 1560 nm.

Figura 3.28: Parâmetro α em função da temperatura.

Os valores médios resultantes do fator de dispersão cromática são mostrados na Tabela 3.3 onde são confrontados com os resultados anteriores, obtidos medindo-se a fase de um sinal de R.F. modulando uma portadora óptica em diversos comprimentos de onda.

Tabela 3.3: Confronto dos valores medidos de dispersão usando dois métodos diferentes de medida.

Comprimento de onda [nm]	Dispersão [ps/nmkm]			
	Auto-interferométrico		Medida prévia	Diferença
	Média	Desvio-padrão		
1530	15,14	0,13	15,24	0,10
1545	15,96	0,09	16,10	0,14
1560	16,85	0,18	16,96	0,11

Os valores de “dispersion slope” medidos nos dois casos foram 0,0573 ps/nm²km no método auto-interferométrico e 0,0575 ps/nm²km no outro método.

Notam-se algumas tendências no comportamento do modulador analisado:

- A atenuação diminui com o aumentar da tensão de polarização;
- O fator α aumenta com o aumentar da tensão de polarização;
- O fator α diminui com o aumentar da temperatura;

- A atenuação aumenta com o aumentar da temperatura;
- A atenuação diminui para comprimentos de onda maiores;
- O fator α aumenta para comprimentos de onda maiores;

Um dos pontos mais importantes é a região de operação com valor negativo de α . Como a maioria das fibras ópticas instaladas tem dispersão positiva, o uso de um modulador com parâmetro α melhora a robustez à dispersão do sinal.

No dispositivo medido os valores negativos de α são obtidos em condições de tensões de polarização reversa elevadas, implicando em perdas elevadas. Outro fator que diminui o valor de α é o aumento da temperatura.

Valores negativos de α podem ser obtidos em um EAM por meio de um projeto mais focado nesta região de operação [74], [80].

3.4 Gorjeio dos moduladores

Foram medidos os gorjeios do modulador de eletroabsorção, Mach-Zehnder *single-drive* em corte X e *dual-drive* em corte Z. Foi usado o arranjo chamado de “monocromador e osciloscópio” [60].

3.4.1 Descrição da montagem

A Figura 3.29 mostra o arranjo usado nas medidas de gorjeio dos moduladores.

Figura 3.29: Esquema do arranjo para medida de gorjeio. ECL é o laser sintonizável Tunics, “pol” é o controlador de polarização, “mod” é o modulador, driver é o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG é o gerador de padrões Anritsu 12,5 Gbit/s, OSA o analisador de espectro óptico, OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC o computador.

Foram usados três moduladores, um EAM Cyoptics EAM1050, um modulador Mach-Zehnder *single-drive* em corte X da JDS Uniphase e *dual-drive* em corte Z da Lucent. Todos os moduladores são para 10 Gbit/s. Para os moduladores MZ foi usado um *driver* da ERA Technologies e o EAM foi acionado diretamente do gerador de padrões com sinal 2 V_{pp} de amplitude.

Nesta técnica usada, o OSA funciona como filtro sintonizável. O sinal do laser sintonizável passa pelo polarizador para se conseguir a maior excursão de amplitude de sinal óptico e é aplicado ao modulador. O sinal elétrico do PPG é amplificado pelo *driver* e é aplicado ao modulador.

O sinal modulado é amplificado para compensar a perda de inserção do OSA (aproximadamente 9 dB) e é filtrado pelo OSA, sendo a saída aplicada ao osciloscópio, juntamente com um sinal de relógio para o sincronismo.

A medida é feita mudando a sintonia do filtro do OSA, ajustado para a resolução de 0,5 nm, e capturando a forma de onda do sinal de saída no osciloscópio. As capturas dos sinais filtrados são feitas para diversos comprimentos de onda de sintonia do OSA.

Com essa técnica pode-se determinar o comprimento de onda do sinal em cada instante do bit, calculando-se o gorjeio do sinal.

Foram adotados 2048 pontos de aquisição em 64 comprimentos de onda com média de 64 amostras. A sequência de bits usada foi 01001110. Esta sequência permite observar o comportamento de bits 1 isolados e entre outros bits 1 e manter os dois conjuntos de bits 1 isolados por dois bits 0, minimizando a possibilidade de interferência entre os dois conjuntos.

3.4.2 Resultados

O primeiro conjunto de medidas é utilizado para analisar o comportamento de gorjeio do modulador de eletroabsorção para grandes sinais.

Os resultados obtidos são mostrados juntamente com o gorjeio do modulador usando (2.1) para $K_1=K_2=0$ (somente gorjeio de transiente). Como (2.1) relaciona o valor de potência instantânea ao desvio de frequência através do parâmetro α , foram escolhidos, para cada caso, valores fixos de α que representassem melhor o gorjeio ao longo da sequência de bits. Esses valores de α foram, posteriormente, comparados com aqueles medidos pelo método auto-interferométrico.

Os resultados das medidas de potência, dos desvios de frequência medidos e dos desvios de frequência calculados para os valores de α estimados foram representados nos mesmos gráficos, em função do tempo, para comparação.

As medidas foram feitas para dois valores de tensão de polarização (0 V e -2 V), em três temperaturas de operação do modulador (15 °C, 25 °C e 35 °C) e três comprimentos de onda (1530 nm, 1545 nm e 1560 nm).

Os resultados obtidos para a temperatura de 25 °C são mostrados da Figura 3.30 até a Figura 3.36.

Na Tabela 3.4 são comparados os valores de α obtidos pela medida pelo método auto-interferométrico e estimados usando (2.1). Os valores são mostrados para todas as combinações de tensão de polarização, temperatura e comprimento de onda usadas nas medidas.

Figura 3.30: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da sequência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=0\text{ V}$ e $\lambda=1530\text{ nm}$.

Figura 3.31: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da sequência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=-2\text{ V}$ e $\lambda=1530\text{ nm}$.

Figura 3.32: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da sequência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=0\text{ V}$ e $\lambda=1545\text{ nm}$.

Figura 3.33: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da sequência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=-2\text{ V}$ e $\lambda=1545\text{ nm}$.

Figura 3.34: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=0\text{ V}$ e $\lambda=1560\text{ nm}$.

Figura 3.35: Potência, gorjeio medido e gorjeio calculado para o valor estimado de α ao longo da seqüência de bits para o EAM. $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V=-2\text{ V}$ e $\lambda=1560\text{ nm}$.

Nos gráficos da Figura 3.30 até a Figura 3.35 se percebe não apenas a variação do gorjeio para as diversas condições de operação, mas, também, alterações no formato dos pulsos. A razão de extinção dos pulsos sofre alterações severas em função da tensão de polarização dependendo do comprimento de onda utilizado.

A razão de extinção em 1530 nm permanece quase constante variando-se o ponto de polarização, enquanto que em 1545 nm e em 1560 nm a razão de extinção aumenta quando se passa de 0 V para -2 V de tensão de polarização. Esse aumento é tão maior quanto maior for o comprimento de onda.

Quando se varia a temperatura, a razão de extinção cresce com o aumento da temperatura em 1530 nm e 1545 nm com a tensão de polarização de 0 V e decresce a -2 V. A 1560 nm a razão de extinção aumenta com o aumento da temperatura para as duas tensões.

A Tabela 3.4 mostra os valores de α medidos pelo método auto-interferométrico e estimados para representar melhor o gorjeio medido pelo método do monocromador e osciloscópio.

Tabela 3.4: Valores de α medidos e estimados para o EAM.

λ [nm]	V pol. [v]	Temp. [°C]	α medido	α estimado
1530	0	15	3,98	0,50
		25	10,87	0,25
		35	15,52	0,80
	-2	15	-0,10	-0,60
		25	-0,09	-0,45
		35	-0,68	-1,50
1545	0	15	2,37	0,70
		25	3,01	0,60
		35	3,83	0,50
	-2	15	0,10	-0,20
		25	-0,01	-0,15
		35	-0,38	-0,30
1560	0	15	2,79	1,00
		25	2,70	0,90
		35	2,88	0,80
	-2	15	0,22	0,20
		25	0,12	0,15
		35	-0,06	-0,20

De acordo com a Tabela 3.4 percebem-se diferenças entre os valores de α obtidos usando os dois métodos. Estas diferenças manifestam-se principalmente para valores positivos de α . Estes valores apareceram, para o dispositivo medido, quando foram usadas tensões de polarização 0V. Neste caso, quando o sinal de R.F. somado ao de polarização é aplicado ao modulador, a tensão resultante faz o dispositivo trabalhar em polarização direta em parte do sinal. A mudança de regime de polarização reversa para polarização direta altera significativamente o comportamento do modulador, causando deformações nos pulsos gerados e no valor do parâmetro α .

Uma das causas das diferenças entre os resultados obtidos com os dois métodos é a amplitude do sinal de R.F. usado. No método auto-interferométrico a amplitude do sinal foi de aproximadamente 0,2 Vpp (0 dBm) enquanto que no método com analisador de espectro e osciloscópio a amplitude foi de 2 Vpp.

A diferença de amplitude do sinal elétrico de modulação torna-se mais crítica para tensões de polarização próximas a 0 V devido às mudanças de polarização reversa para direta e vice-versa. A variação de resultados é tão maior quanto maior a amplitude do sinal usado.

Observando-se o formato dos pulsos, da Figura 3.30 até a Figura 3.36 pode-se concluir que os EAM apresentam um comportamento bastante complexo e difícil de representar por parâmetros simples quando se variam as condições de trabalho do modulador.

É possível alterar significativamente o valor de α controlando-se a tensão de polarização e a temperatura de trabalho do EAM, mas essas variações apresentam efeitos colaterais sobre o desempenho do modulador na modulação de amplitude do sinal. Além disso, o comportamento do dispositivo muda sensivelmente em função do comprimento de onda de trabalho.

Foi medido também o gorjeio do modulador Mach-Zehnder *single-drive* em corte X da JDS.

Como os moduladores em niobato de lítio não apresentaram variações significativas nos formatos dos bits em função da posição na sequência de bits, conforme visto na Figura 3.5 e na Figura 3.7, as medidas foram feitas usando uma sequência simétrica de seis bits (010010).

Os sinais foram medidos em 32 comprimentos de onda de sintonia do OSA ajustado na resolução de 0,5nm. A leitura do sinal no osciloscópio foi feita usando média 64 e foram adotados 2048 pontos de amostragem por aquisição do sinal. A Figura 3.36 mostra o gráfico com a sequência dos bits e o gorjeio.

Como se poderia esperar, o gorjeio deste modulador é muito baixo, confundindo-se com as oscilações de frequência causadas por incerteza de medida. Pode-se notar que nos níveis mais baixos de potência aparece uma oscilação de maior amplitude, ainda assim limitada a 500 MHz de pico. Essas oscilações são devidas ao ruído de fundo do osciloscópio que gera flutuações nas leituras de potência, mesmo quando o sinal é capturado usando a média de 64 amostras.

As oscilações de amplitude são devidas ao sinal elétrico do gerador de padrões que apresenta ondulações nas transições.

Figura 3.36: Potência e gorjeio para o modulador *single-drive* da JDS.

A próxima medida foi feita com o modulador *dual-drive* acionado em um braço. Esta configuração deve apresentar, por projeto, $\alpha = 1$ ou $\alpha = -1$, dependendo do braço acionado. O modulador estava na condição de $\alpha = -1$. O gorjeio de pico na frente de descida foi de 4,82 GHz enquanto que na frente de subida foi de -4,65 GHz. De acordo com (2.71), para um modulador Mach-Zehnder com $\alpha = -1$, o desvio máximo de frequência deveria ser de $\pm 4,83$ GHz para $t_{10-90} = 26$ ps.

Figura 3.37: Potência e gorjeio para o modulador *dual-drive* da Lucent, acionado em um braço.

Para verificar a validade do modelo de pulso proposto no tópico 2.4 (Automodulação de fase) comparou-se o formato do sinal amostrado mostrado na Figura 3.37 com o do pulso gerado usando (2.47) com $m = 2,8$ e $T_0 = 132 \text{ ps}$. O resultado é mostrado na Figura 3.38.

Figura 3.38: Comparação entre os pulsos amostrados e o previsto pelo modelo dado por (2.47) para o modulador *dual-drive* da Lucent acionado em um braço.

Nota-se que o resultado dado pelo modelo apresenta boa concordância com o formato do bit medido. As deformações do sinal amostrado são creditadas às deformações nos pulsos

do gerador de padrões, às não-linearidades do circuito acionador e às reflexões do sinal elétrico entre os dispositivos, devidas aos casamentos de impedância imperfeitos.

Foram também comparados o gorjeio medido com o previsto pelo modelo dado por (2.71). Os resultados são vistos na Figura 3.39.

Nota-se uma boa concordância entre o valor de pico do gorjeio com alguma diferença entre seus formatos e também no instante do valor de pico. Atribuem-se essas discrepâncias às diferenças de formato do pulso amostrado para o formato do pulso previsto pelo modelo.

Figura 3.39: Gorjeio medido e previsto teoricamente usando (2.71) para o modulador dual-drive da Lucent acionado em um braço.

3.5 Automodulação de fase

A automodulação de fase causa gorjeio no sinal propagante, conforme análise feita no Capítulo 2. As características desse gorjeio são importantes para determinar o comportamento do sinal de acordo com o mapa de dispersão.

O gorjeio causado pela automodulação de fase foi medido para dois tipos de fibra, de dispersão deslocada (DS, ITU-T G.653) [25] e a standard (SMF-28, ITU-T G.652) [26]. Foram feitas medidas variando a potência lançada utilizando o modulador *single-drive* em corte X para evitar o gorjeio gerado pelo modulador.

O arranjo utilizado é baseado naquele da Figura 3.29, seguindo o mesmo princípio de funcionamento, mas com alterações para permitir que as medidas possam ser feitas com o sinal passando por comprimentos longos de fibra.

3.5.1 Descrição da montagem

O funcionamento básico do arranjo da Figura 3.40 é o mesmo da Figura 3.29, porém foi inserida fibra óptica por onde o sinal se propaga. A potência de lançamento é controlada no amplificador.

Depois de propagar pela fibra, o sinal passa por um segundo amplificador óptico e pelo OSA, controlado pelo computador, que faz o papel de filtro sintonizável. Na saída do OSA, se a fibra for do tipo G.652, é colocado um compensador de dispersão, composto por uma rede de Bragg e um rolo de fibra compensadora de dispersão.

Uma vez compensada a dispersão, o sinal é dividido em 10% para o recuperador de relógio e 90% para o osciloscópio. O sinal de relógio do sinal recebido é aplicado ao osciloscópio.

Figura 3.40: Esquema do arranjo para medidas de gorjeio com fibra. ECL é o laser sintonizável Tunics, “pol” é o controlador de polarização, “mod.” é o modulador com gorjeio nulo ($\alpha=0$) da JDS, driver é o circuito de acionamento do modulador, EDFA é o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG é o gerador de padrões Anritsu 12,5Gbit/s, OSA é o analisador de espectro óptico, “comp. disp.” É o compensador de dispersão cromática, 90/10 é o acoplador óptico 90%/10%, “clock rec.” é o recuperador de relógio a 10 GHz da Anritsu, OSC é o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o computador.

Foram testados dois tipos de fibra. Uma bobina de 25,259 km de fibra DS com comprimento de onda de dispersão nula em 1541,37 nm e um enlace composto por duas fibras G.652 de 50,5 km cada uma, num total de 101 km. Neste caso, foram usados dois compensadores de dispersão em série. O primeiro é uma rede de Bragg produzida pela Teraxxion, para compensar 80 km de fibra G.652 e o segundo é um compensador de dispersão em fibra para 20 km, produzido pela Lucent. O módulo em fibra foi colocado na saída do módulo em grade para reduzir a potência inserida nele.

O comprimento de onda do sinal transmitido na fibra G.652 foi 1541,38 nm e o transmitido na fibra DS foi mudado para 1559,64 nm para reduzir os efeitos da instabilidade de modulação. A dispersão da fibra DS no comprimento de onda usado foi de 29 ps/nm.

As curvas de gorjeio foram medidas para três valores de potência média transmitida, usando a sequência 01001110 em 10 Gbit/s.

O arranjo montado no laboratório é visto na Figura 3.41 e o modulador, incluindo os circuitos de polarização e alimentação, são vistos na Figura 3.42.

Figura 3.41: Arranjo para medida de gorjeio com fibra.

Figura 3.42: Modulador e circuitos de acionamento e polarização.

3.5.2 Resultados

Da Figura 3.43 até a Figura 3.48 são mostrados os gráficos do gorjeio e da potência ao longo do tempo na recepção, para os três níveis de potência nos dois tipos de fibra. As potências médias usadas nas medidas foram 0 dBm, 5 dBm e 9 dBm.

Figura 3.43: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ *single-drive*. Fibra DS a 0 dBm.

Figura 3.44: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ *single-drive*. Fibra G.652 a 0 dBm.

Figura 3.45: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ *single-drive*. Fibra DS a 5 dBm.

Figura 3.46: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ *single-drive*. Fibra G.652 a 5 dBm.

Figura 3.47: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ *single-drive*. Fibra DS a 9 dBm.

Figura 3.48: Potência e gorjeio medidos em função do tempo para o MZ *single-drive*. Fibra G.652 a 9 dBm.

Observando-se a Figura 3.43 até a Figura 3.48 notam-se alguns fenômenos importantes. O primeiro deles é a formação de picos de gorjeio nas transições de amplitude dos bits. Esse fenômeno é a automodulação de fase causando desvios de frequência nessas transições. À medida que a potência lançada aumenta, aumenta também o gorjeio, podendo-se observar variações de frequência, mesmo a 0 dBm.

Nos resultados obtidos usando a fibra G.652, apesar de a dispersão cromática ter sido completamente compensada ao final da linha, a ação conjunta do gorjeio, induzido pela automodulação de fase, e da dispersão provocam distorções no formato do pulso. Na Figura 3.44, na Figura 3.46 e na Figura 3.48 notam-se mudanças no formato do pulso que se acentuam conforme a potência aumenta. Essas deformações são visíveis principalmente nos bits da sequência 111.

Para as medidas feitas usando fibra DS, cujos resultados são vistos nas Figura 3.43, na Figura 3.45 e na Figura 3.47, os pulsos não apresentam deformações em função da potência média, variada de 0 dBm até 9 dBm.

Outro fenômeno que reforça a idéia da deformação dos pulsos é a formação de pequenos lóbulos laterais aos picos de gorjeio que aparecem nas medidas com fibra G.652 e não aparecem nas medidas feitas com fibra DS. Os lóbulos formados são vistos ao lado dos picos de gorjeio, ao longo da parte interna das bordas das sequências de bits 1. A comparação entre as medidas feitas com fibra DS e G.652 em 9 dBm, mostradas na Figura 3.47 e a Figura 3.48, facilita a observação do fenômeno.

A formação dos lóbulos no gorjeio é resultado do deslocamento temporal do gorjeio induzido devido à presença da dispersão cromática e se tornam mais destacados com o aumento da potência transmitida.

A Figura 3.49 e a Figura 3.50 mostram os valores de pico do gorjeio para os três valores de potência transmitidos para a fibra DS e G.652. Os valores pico do gorjeio medido são comparados com os valores teóricos dados por (2.62) e (2.74). Os valores dos parâmetros usados nos cálculos são dados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Parâmetros usados no cálculo do gorjeio das fibras.

Parâmetro	G.652	DS	Unidade
atenuação	0,180	0,206	dB/km
A_{eff}	80	55	μm^2
λ	1541,382	1559,640	nm
n_2	$2,6 \times 10^{-20}$	$2,6 \times 10^{-20}$	m^2/W
t_{10-90}	33	33	ps

Figura 3.49: Valor de pico do desvio de frequência em função da potência. Fibra DS.

Figura 3.50: Valor de pico do desvio de frequência em função da potência. Fibra G.652.

Apesar das imperfeições do sinal gerado pelo transmissor e das deformações causadas pela interação do gorjeio com a dispersão local, os resultados apresentaram boa concordância com os modelos usados.

Mesmo demonstrando a possibilidade de variação de gorjeio desejada, o EAM usado apresentou deformações no sinal dependentes do comprimento das seqüências de bits 1. Este comportamento não é desejável pois torna a qualidade da transmissão dependente das seqüências de dados transmitidos e dificulta as análises baseadas em modelos teóricos, dada a complexidade do efeito apresentado.

Baseado nestas análises o uso do EAM seria desaconselhável, não fosse o fato de um único dispositivo ter sido analisado. Os dados aqui disponíveis não permitem uma conclusão generalizada sobre o comportamento geral dos EAM, somente da unidade analisada.

Ao contrário do EAM usado, os moduladores Mach-Zehnder apresentam um comportamento mais previsível e modelagem mais simples e precisa, tanto na geração do gorjeio quanto na formatação dos pulsos e na interação com a fibra.

4 Medidas de transmissão

Neste capítulo são descritas as medidas de transmissão. Foram feitas três séries de medidas para distâncias de 50 km, 100 km e 200 km de fibra.

As medidas em 50 km de fibra G.652 foram feitas com o EAM e os dois moduladores MZ. Foram comparados os desempenhos dos moduladores medindo o fator Q em função da potência na entrada do pré-amplificador sem fibra e, posteriormente, acrescentando-se 50 km de fibra, sem compensação de dispersão. Os experimentos com fibra foram feitos em dois níveis de potência, 0 dBm e 10 dBm.

Para a distância de 100 km foi usado um sistema ponto-a-ponto com pré-amplificação e compensação de dispersão na recepção. O sinal foi transmitido em três níveis de potência, 0 dBm, 6 dBm e 10 dBm, usando os dois moduladores MZ. Os resultados foram comparados com simulações.

Na transmissão em 200 km foram feitas medidas em um sistema com amplificadores e compensação em linha. As transmissões foram feitas também para os dois moduladores em um sistema de dois enlaces de 100 km. A compensação de dispersão foi feita ao final de cada enlace usado também um compensador variável na recepção. Foram transmitidos em 0 dBm por enlace e 6 dBm no primeiro e 9 dBm no último. Mediu-se o fator Q em função da dispersão acumulada na linha.

4.1 Comparação de desempenho dos moduladores

Nestes experimentos os desempenhos em transmissão do EAM e dos moduladores MZ são comparados medindo-se a sensibilidade no sistema sem fibra e com 50 km de fibra G.652. As medidas foram feitas em um arranjo com EDFAs na transmissão e na recepção. O fator Q foi medido para diversos valores de potência na entrada do pré-amplificador, mantendo-se constante a potência no fotodetector. Nas medidas com fibra foram usados dois valores de potência de transmissão, 0 dBm e 10 dBm.

Uma vez medidos os desempenhos, foram determinadas as penalidades de transmissão para uma taxa de erros de bit de 10^{-12} .

4.1.1 Descrição da montagem

O arranjo usado nas medidas é mostrado na Figura 4.1.

Figura 4.1: Arranjo para medida de fator Q. ECL é o laser sintonizável, "pol" o controlador de polarização, "mod." o modulador, "driver" o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG o gerador de padrões, Att o atenuador óptico variável, OSA o analisador de espectro óptico, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, 90/10 o acoplador óptico 90%/10%, "clock rec." o recuperador de relógio a 10 GHz, PIN o fotodetector, ED o detector de erros, OSC o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o computador.

Para os moduladores Mach-Zehnder foi usada uma fonte C.C. externa para o ajuste do ponto de polarização. O EAM, além da fonte de polarização usa um controlador de temperatura.

Para cada modulador foram feitas, inicialmente, medidas de fator Q em função da potência de entrada do pré-amplificador sem a fibra óptica. Estas medidas serviram para a determinação da sensibilidade, que foi usada como referência no cálculo das penalidades. Os valores de sensibilidade foram determinados usando polinômios de segundo grau como curvas de ajuste e determinando a potência necessária para se obter a taxa de erros de 10^{-12} . Este valor de taxa de erros corresponde a um valor de Q de 16,9 dB.

Foram medidos fatores Q para dois níveis de potência na fibra, 0 dBm e 10 dBm.

As penalidades foram calculadas pela diferença da potência na entrada do pré-amplificador, necessária para a taxa de erros de 10^{-12} , sem a fibra e para a potência necessária para se obter a mesma taxa, usando a fibra.

A potência na entrada do pré-amplificador foi alterada atuando-se no primeiro atenuador e a potência no fotodetector foi mantida constante em 0 dBm atuando-se no segundo atenuador.

Os moduladores Mach-Zehnder usados nas medidas foram os *single-drive* com gorjeio nulo e o *dual-drive* para $\alpha = 1$ e $\alpha = -1$.

As medidas com o EAM foram feitas para um sinal elétrico de 2,5 V de amplitude pico a pico. As temperaturas de operação foram 15 °C, 25 °C, 35 °C e 45 °C e a tensão de polarização foi -1,5 V, escolhida para otimizar o formato do sinal gerado. O comprimento de onda usado foi 1547,55 nm.

4.1.2 Resultados

As curvas de fator Q em função da potência de entrada para o EAM são mostradas nas Figura 4.2 a Figura 4.5.

Figura 4.2: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 15 °C.

Figura 4.3: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 25 °C.

Figura 4.4: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 35 °C.

Figura 4.5: Variação do fator Q em função da potência para EAM a 45 °C.

A Figura 4.6 mostra as curvas de fator Q em função da potência de entrada do pré-amplificador para 15 °C, 25 °C, 35 °C e 45 °C. As curvas mostradas são das medidas sem fibra.

Figura 4.6: Curvas de fator Q em função da potência de entrada do pré-amplificador do EAM. sem fibra.

As curvas de fator Q em função da potência de entrada para os moduladores *dual-drive* e *single-drive* são mostradas na Figura 4.7 a Figura 4.9.

Figura 4.7: Variação do fator Q em função da potência para Mach-Zehnder *dual-drive*. $\alpha = -1$.

Figura 4.8: Variação do fator Q em função da potência para Mach-Zehnder *dual-drive*. $\alpha = 1$.

Figura 4.9: Variação do fator Q em função da potência para Mach-Zehnder *single-drive*. $\alpha = 0$.

A Tabela 4.1 mostra os valores de sensibilidade e penalidade para os moduladores.

Tabela 4.1: Valores de sensibilidade e penalidade para os moduladores.

	Sensibilidade [dBm]			Penalidade [dB]	
	Sem fibra	0 dBm	10 dBm	0 dBm	10 dBm
EAM 15 °C	-34,58	-26,47	-28,88	8,11	5,70
EAM 25 °C	-34,84	-27,13	-30,47	7,71	4,37
EAM 35 °C	-34,07	-26,53	-29,31	7,54	4,76
EAM 45 °C	-32,99	-15,68	-24,58	17,31	8,41
Dual-drive $\alpha = -1$	-36,22	-35,89	-36,49	0,33	-0,27
Single-drive $\alpha = 0$	-35,76	-33,95	-35,00	1,81	0,76
Dual-drive $\alpha = 1$	-35,14	-22,54	-21,58	12,66	13,56

Nota-se na Tabela 4.1 que a sensibilidade sem fibra varia aproximadamente 1,1 dB para os moduladores Mach-Zehnder e 1,85 dB para o EAM. O EAM apresentou um valor médio de sensibilidade sem fibra 1,59 dB menor que a média dos resultados obtidos com os moduladores do tipo Mach-Zehnder.

As variações de sensibilidade, no caso dos moduladores Mach-Zehnder, são creditadas a pequenas diferenças entre o desempenho dos dois moduladores, quando se comparam os resultados obtidos com os moduladores *dual-drive* e *single-drive*, e alterações no ajuste do ponto de polarização, que têm influência em parâmetros como a razão de extinção e oscilações nos níveis 0 e 1 dos bits transmitidos.

A tensão de polarização dos moduladores Mach-Zehnder foi ajustada para maximizar a razão de extinção e manter o diagrama de olho com ponto de cruzamento em torno de 50% $\pm$ 2% no início de cada prova. Foi também ajustada a polarização do sinal óptico de entrada dos moduladores para se obter a maior razão de extinção do sinal. Estes parâmetros também foram ajustados diversas vezes ao longo das medidas.

No arranjo experimental usado não havia controle automático de tensão de polarização dos moduladores Mach-Zehnder e acoplamento com fibra do tipo Panda para a manutenção do estado de polarização do sinal óptico entre o laser e os moduladores. Por estes motivos, alguma variação na razão de extinção ao longo das medidas pode ter ocorrido, alterando ligeiramente o desempenho dos moduladores, apesar dos constantes ajustes feitos.

No caso das medidas com o EAM, a temperatura de trabalho era mantida constante por meio de um circuito de controle externo. Dadas as pequenas dimensões do modulador, as condições térmicas de operação eram muito mais estáveis no arranjo com este modulador que no arranjo com os moduladores Mach-Zehnder. Apesar da possibilidade de ter havido alguma

variação na polarização óptica do sinal de entrada do modulador, esse parâmetro foi ajustado diversas vezes ao longo das medidas, não sendo creditadas a ela variações significativas nos resultados obtidos.

A principal causa das diferenças de desempenho, observadas para o EAM nos testes sem fibra, foi a dependência da modulação com o tamanho da sequência de bits 1 usadas em função da temperatura, como se pode observar anteriormente nos gráficos da Figura 3.8 à Figura 3.19.

Uma grande diferença de desempenho aparece nos resultados usando 50 km de fibra G.652. Nota-se que as penalidades, para os moduladores Mach-Zehnder, aumentam conforme o valor de α cresce. Este resultado está de acordo com o esperado, conforme a descrição feita na seção 2.5 (Gorjeio na transmissão), em especial com os diagramas de olho mostrados na Figura 2.13.

De maneira geral espera-se que, como a transmissão foi feita em uma linha com um valor de dispersão positivo, o melhor resultado seja obtido para valores negativos de α . De acordo com a Tabela 3.4, nas condições de operação usadas nestas medidas, os valores de α do EAM estavam limitados à faixa $[-0,38; +0,10]$, considerando os dois métodos de medidas usados.

Como o valor de α do EAM tende a diminuir conforme a temperatura de operação aumenta, poder-se-ia esperar uma melhora de desempenho para temperaturas maiores, porém como visto na Tabela 4.1, os resultados não confirmam esse raciocínio. Deve-se isso às deformações dos pulsos gerados que também aumentam em função da temperatura, conforme visto na Figura 3.8 até a Figura 3.19.

As transmissões feitas em 10 dBm, tanto para o EAM quanto para os moduladores Mach-Zehnder, apresentaram penalidades menores que as feitas em 0 dBm. Conforme mostrado em (2.63), a automodulação de fase provoca uma diminuição do valor de α do sinal transmitido, melhorando o desempenho em transmissões com valor positivo de dispersão residual.

O modulador *dual-drive* com $\alpha = 1$, apresentou penalidades muito altas, tanto para 0 dBm como para 10 dBm. Como, de acordo com a Tabela 2.2, o valor de α gerado por um enlace com potência transmitida de 10 dBm é $-0,286$, o gorjeio equivalente à soma do gorjeio do modulador com o gerado na fibra ainda resulta em um valor alto ($\alpha = 0,714$), causando penalidades superiores a 12 dB em ambos os casos e mantendo o comportamento da curva praticamente inalterado com o aumento da potência.

Em todos os casos, as penalidades para valores mais baixos de potência de entrada foram menores que aquelas observadas em potências maiores. Isso se deve à influência do ruído interno do receptor, independente da potência do sinal, sobre as taxas de erro que sobrepuja a ação da dispersão cromática à medida que a potência de entrada diminui.

De maneira geral, o desempenho dos moduladores Mach-Zehnder foi melhor que o do EAM usado, em função do formato dos pulsos produzidos e da insensibilidade à sequência de bits transmitidos.

4.2 Transmissão por 100 km

Nesta prova foram feitas medidas de fator Q para uma transmissão de 100 km em fibra G.652 com compensação de dispersão na recepção. Os sinais foram transmitidos em três níveis de potência, 0 dBm, 6 dBm e 10 dBm. Foram usados dois moduladores, o *dual-drive* com $\alpha = 1$ e $\alpha = -1$ e também um modulador *single-drive* com gorjeio nulo. Foram usados diversos valores de compensação de dispersão na recepção. A relação sinal-ruído foi mantida constante em 25 dB para todos os casos. Os resultados foram comparados com os de simulações numéricas para se verificar a concordância dos resultados experimentais, confirmando a validade das simulações.

4.2.1 Descrição da montagem

O arranjo usado nas medidas de fator Q para diversos valores de potência de transmissão e compensação de dispersão é visto na Figura 4.10.

Figura 4.10: Arranjo para medição do fator Q para o enlace de 100km. ECL é o laser sintonizável, "pol" o controlador de polarização, "mod." o modulador, "driver" o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG o gerador de padrões, Att o atenuador óptico variável, OSA o analisador de espectro óptico, "comp.disp" o compensador de dispersão, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, 90/10 o acoplador óptico 90%/10%, "clock rec." o recuperador de relógio a 10 GHz, PIN o fotodetector, ED o detector de erros, OSC o osciloscópio de amostragem de 40 GHz e PC é o computador.

Os moduladores Mach-Zehnder usados nas medidas foram os *single-drive* com gorjeio nulo e o *dual-drive* para $\alpha = 1$ e $\alpha = -1$. Foi usada uma fonte C.C. externa para o ajuste do ponto de polarização dos moduladores.

Foram feitas medidas de fator Q para cada modulador variando o valor da compensação de dispersão na recepção. O valor do α do modulador *dual-drive* foi alterado mudando-se o braço no qual o sinal elétrico foi aplicado. Foram medidos fatores Q para três níveis de potência na fibra, 0 dBm, 6 dBm e 10 dBm. A variação de potência foi feita ajustando-se o nível de potência de bombeamento do primeiro EDFA.

A relação sinal-ruído na recepção foi mantida constante em 25 dB para as medidas com o *dual-drive* e em 27,1 dB para o *single-drive*, atuando-se no primeiro atenuador. A relação sinal-ruído foi medida com resolução de 0,2 nm. A potência no fotodetector foi mantida constante em 0 dBm atuando-se no segundo atenuador.

Os valores de compensação de dispersão foram obtidos usando-se combinações de compensadores fixos associados a um compensador variável. A variação de compensação foi feita com passos de 50 ps/nm. Os compensadores usados foram uma unidade de compensação de dispersão, em fibra, de -342 ps/nm, uma rede de Bragg de -670 ps/nm, uma de -1005 ps/nm e uma de -1340 ps/nm. O compensador variável foi usado com valores de -450 ps/nm a -850 ps/nm. O comprimento de onda usado foi 1555 nm e a dispersão total da fibra foi 1664 ps/nm. Os resultados são mostrados nos gráficos do fator Q em dB versus dispersão residual, definida como a soma da dispersão da fibra com a do compensador.

4.2.2 Resultados

Para o modulador *dual-drive* com $\alpha = -1$ os resultados das medidas em 0 dBm, 6 dBm e 10 dBm são vistos, juntamente com os resultados das simulações, na Figura 4.11 a Figura 4.13.

Figura 4.11: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *dual-drive*, $\alpha = -1$, 0dBm.

Figura 4.12: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *dual-drive*, $\alpha = -1$, 6dBm.

Figura 4.13: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *dual-drive*, $\alpha = -1$, 10dBm.

Para o modulador *single-drive* os resultados das medidas em 0 dBm, 6 dBm e 10 dBm são vistos, juntamente com os resultados das simulações, na Figura 4.14 a Figura 4.16.

Figura 4.14: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *single-drive*, $\alpha = 0$, 0dBm.

Figura 4.15: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *single-drive*, $\alpha = 0$, 6dBm.

Figura 4.16: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *single-drive*, $\alpha = 0$, 10dBm.

Para o modulador *dual-drive* com $\alpha = 1$ os resultados das medidas em 0 dBm, 6 dBm e 10 dBm são vistos, juntamente com os resultados das simulações, na Figura 4.11 a Figura 4.13.

Figura 4.17: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *dual-drive*, $\alpha = 1$, 0 dBm.

Figura 4.18: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *dual-drive*, $\alpha = 1$, 6 dBm.

Figura 4.19: Variação do fator Q em função do resíduo de dispersão para Mach-Zehnder *dual-drive*, $\alpha = 1$, 10 dBm.

Da Figura 4.11 a Figura 4.19 notam-se alguns fenômenos marcantes. Valores positivos de α têm um valor ótimo de resíduo de dispersão negativo enquanto que os valores negativos de α têm o valor ótimo de dispersão positivo.

O aumento de potência causa um deslocamento do valor ótimo de resíduo de dispersão em direção a valores maiores em função da automodulação de fase. O aumento de potência causa também um estreitamento da curva de Q em função do resíduo.

A Tabela 4.2 mostra os valores ótimos de dispersão residual para os três valores de potência e α obtidos dos experimentos e das simulações. Para reduzir o impacto das variações dos resultados, tanto experimentais como de simulação, ao invés de se tomar o valor de dispersão que apresenta o valor mais alto de Q em cada caso, considerou-se o valor mediano dos pontos que estejam a, no máximo, 1 dB do valor mais alto.

Tabela 4.2: Valores ótimos de resíduos de dispersão cromática para propagação em 100km.

Resíduo ótimo de dispersão [ps/nm]						
0 dBm			6 dBm		10 dBm	
α	Simulação	Experimental	Simulação	Experimental	Simulação	Experimental
-1	25	-225	125	200	250	250
0	-25	75	25	50	275	225
1	-25	-250	-100	-275	-225	-200

4.3 Transmissão por 200km

Foram feitos dois grupos de medidas em um enlace de 200 km de comprimento, dividido em dois lances de 100 km, cada um com um estágio de compensação de dispersão no final. Foram variados os valores dos compensadores no meio da linha e na recepção. Os resultados foram dados na forma de fator Q em função do resíduo de dispersão na linha. As medidas foram feitas usando dois níveis de potência. No primeiro grupo de medidas a potência transmitida nos dois lances foi 0 dBm e no segundo grupo foram transmitidos 6 dBm no primeiro lance e 9 dBm no segundo lance.

4.3.1 Descrição da montagem

O arranjo usado nas medidas é mostrado na Figura 4.20.

Figura 4.20: Arranjo para medidas de fator Q em 200km. ECL é o laser sintonizável, “pol” o controlador de polarização, “mod.” o modulador, “driver” o circuito de acionamento do modulador, EDFA o amplificador a fibra dopada com érbio, PPG o gerador de padrões, Att o atenuador óptico variável, OSA o analisador de espectro óptico, DCM1 e DCM2 módulos de compensação de dispersão, VDCM compensador de dispersão variável, FO o filtro óptico de 0,8 nm de banda, 90%/10% o acoplador óptico 90%/10%, “clock rec.” o recuperador de relógio a 10 GHz, PIN o fotodetector, ED o detector de erros, OSC o osciloscópio de amostragem de 20 GHz e PC é o computador.

Os moduladores Mach-Zehnder usados nas medidas foram os *single-drive* com gorjeio nulo e o *dual-drive* para $\alpha = 1$ e $\alpha = -1$. Foi usada uma fonte C.C. externa para o ajuste do ponto de polarização dos moduladores. Foram feitas medidas de fator Q para cada modulador variando o valor da compensação de dispersão na recepção e no meio do enlace. O valor do α do modulador *dual-drive* foi alterado mudando-se o braço no qual o sinal elétrico foi aplicado.

Foram medidos fatores Q para dois níveis de potência na fibra, 0 dBm no primeiro e segundo lance, 6 dBm no primeiro lance e 9 dBm no segundo lance. A variação de potência foi feita ajustando-se os atenuadores

A potência no fotodetector foi mantida constante em 0 dBm atuando-se no atenuador Att4. Os valores de compensação de dispersão foram obtidos usando-se combinações de compensadores fixos associados a um compensador variável. A variação de compensação foi feita com passos de 50 ps/nm. Os compensadores usados foram uma unidade de compensação de dispersão, em fibra, de -342 ps/nm, uma em rede de Bragg de -670 ps/nm, uma de -1005 ps/nm e uma de -1340 ps/nm. O compensador variável, baseado em rede de Bragg, foi usado com valores de -450 ps/nm a -850 ps/nm.

O comprimento de onda usado foi 1559 nm e a dispersão do primeiro enlace foi de 1721 ps/nm e do segundo 1689 ps/nm.

Os resultados são mostrados nos gráficos de fator Q em dB versus dispersão residual, definida como a soma da dispersão da fibra com a dos compensadores.

Os valores dos compensadores usados são mostrados na Tabela 4.3. Além desses compensadores, foi usado em todos os casos um compensador variável após o segundo módulo de compensação. A dispersão foi variada em passos de 10 ps/nm.

Tabela 4.3: Valores dos compensadores usados na transmissão a 200 km.

Primeiro estágio		Segundo estágio	
Tipo	Valor [ps/nm]	Tipo	Valor [ps/nm]
Grade	-1049	Grade	-722
Grade	-1435	Grade	-722
Grade	-1435	Grade	-1049
Grade	-1435	Grade	-1049
Fibra	-342		
Grade	-1435	Grade	-1049
Grade	-722		
Grade	-1435	Grade	-1049
Grade	-722		
Fibra	-342		
Grade	-1435	Grade	-1407
Grade	-722		
Fibra	-342		

4.3.2 Resultados

Os resultados das medidas em 200 km são vistos na Figura 4.21 e Figura 4.22,

Figura 4.21: Transmissão em 200 km. Potência transmitida no primeiro enlace 0 dBm e 0 dBm no segundo enlace.

Figura 4.22: Transmissão em 200 km. Potência transmitida no primeiro enlace 6 dBm e 9 dBm no segundo enlace.

Notam-se nos resultados desta prova que os valores negativos de α têm o ótimo em resíduos positivos de dispersão, valores positivos de α têm o ótimo em resíduos positivos e α nulo tem o ponto ótimo para resíduos próximos a 0. A automodulação fez aumentar os valores ótimos de dispersão residual em todos os casos.

Outro comportamento notável nos resultados obtidos é a diferença dos valores máximos de Q para as curvas onde o valor de α é diferente de zero quando comparados com o valor máximo quando α é nulo. Esse comportamento é devido ao fato que, usando um valor de α não nulo, é possível concentrar a energia das bordas das seqüências de bits 1 no centro dos bits 1 adjacentes quando condições ótimas de dispersão, automodulação de fase e gorjeio estão presentes simultaneamente.

Os valores medidos de fator Q mostram-se mais instáveis à medida que seu valor aumenta. Isto se deve ao método de medida que extrapola as curvas de taxas de erro em função do valor do limiar decisão até o ponto de cruzamento entra as curvas para o nível 0 e o nível 1. Neste processo, como as medidas de taxas de erros são feitas até valores próximos a 10^{-12} , quanto maior o valor de Q maior a extrapolação feita. A extrapolação dos dados aumenta a incerteza do resultado à medida que a taxa de erro no limiar ótimo diminui. Como referência do nível de extrapolação a que se pode alcançar, para Q igual a 25 dB, a taxa de erros é aproximadamente 10^{-70} .

A Tabela 4.4 mostra os valores ótimos de dispersão residual para os dois valores de potência e os três valores de α obtidos dos experimentos. Para reduzir o impacto das variações dos resultados, tanto experimentais como de simulação, ao invés de se tomar o valor de dispersão que apresenta o valor mais alto de Q em cada caso, considerou-se o valor mediano dos pontos que estejam a, no máximo, 1 dB do valor mais alto.

Tabela 4.4: Valores ótimos de resíduos de dispersão cromática para propagação em 200km.

α	Resíduo ótimo de dispersão [ps/nm]	
	0 dBm e 0 dBm	6 dBm e 9 dBm
-1	150	225
0	-200	-100
1	-400	-250

5 Simulações de sistemas de transmissão

As simulações dos sistemas ópticos realizadas neste trabalho foram feitas usando o programa OptiSystem 3.1 [81].

O formato de modulação usado foi o NRZ com gorjeio de transiente. Neste esquema de modulação o sinal apresenta uma modulação de fase durante as transições de amplitude proporcional à potência na saída do transmissor. Para se obter o efeito desejado um modulador Mach-Zehnder de gorjeio nulo é usado em série com um modulador de fase para gerar o gorjeio. A mesma sequência de bits usada no modulador de amplitude é aplicada ao modulador de fase. A amplitude do sinal elétrico aplicado ao modulador de fase controla a intensidade da fase no sinal de saída. A variação da fase em função do tempo causa o desvio em frequência que deve ser sincronizado com as transições de amplitude.

Quando o aumento da amplitude do sinal é acompanhado de uma variação positiva na fase, proporcional ao sinal elétrico aplicado no modulador de amplitude, obtém-se um gorjeio positivo ($\alpha > 0$). No caso em que a fase sofre uma variação negativa obtém-se um gorjeio negativo ($\alpha < 0$). Se nenhum sinal for aplicado ao modulador de fase não haverá gorjeio ($\alpha = 0$).

Nos testes feitos em laboratório foram usados moduladores Mach-Zehnder *single-drive* e *dual-drive* para simular o esquema de modulação proposto. A configuração usada em laboratório permite três valores de α , sendo $\alpha = 1$ ou $\alpha = -1$ para o modulador *dual-drive*, dependendo do ponto de polarização usado, e $\alpha = 0$ para o modulador *single-drive*.

Das equações (2.11) e (2.19) nota-se que o comportamento da variação de fase em função do sinal elétrico aplicado a um modulador *dual-drive* é o mesmo que o de um modulador de fase.

Uma possibilidade de implementação do circuito óptico e elétrico para o modulador NRZ com gorjeio é mostrada na Figura 5.1. O mesmo efeito pode ser conseguido usando-se a variante mostrada na Figura 5.2. A equivalência funcional dos dois esquemas de modulação é demonstrada na Seção 2.5 (Gorjeio na transmissão).

Figura 5.1: Esquema do modulador NRZ com gorjeio de transiente usando um modulador de amplitude com gorjeio nulo e um modulador de fase em série. XOR é uma porta lógica do tipo ou-exclusivo, G o acionador do modulador Mach-Zehnder, Gv o amplificador de ganho variável, MZ o modulador Mach-Zehnder e MF o modulador de fase.

No esquema proposto na Figura 5.1 a profundidade de modulação de fase do sinal é dada pelo ganho do amplificador G_v e o sentido da modulação de fase é definido pela entrada lógica *fase*. Se o sinal de *fase* for 0 o gorjeio é positivo, se for 1 o gorjeio é negativo.

Quando o modulador *dual-drive* é acionado em um único braço com uma tensão de modulação de pico de metade do valor de V_π a variação de fase na saída de 90° . Neste caso, dependendo do braço acionado, pode-se ter uma variação de fase de 90° , corresponde a $\alpha = 1$, ou de -90° , correspondente a $\alpha = -1$. Da mesma maneira, no esquema proposto na Figura 5.1 para se obter $\alpha = 1$ basta aplicar um sinal ao modulador de fase com amplitude igual à metade de V_π .

Figura 5.2: Esquema do modulador NRZ com gorjeio de transiente usando um modulador de amplitude dual-drive. Gv1 e Gv2 são os acionadores com ganhos variáveis do modulador Mach-Zehnder e MZ é o modulador Mach-Zehnder.

Foram feitas simulações de dois tipos de sistemas de transmissão óptica monocanal usando o esquema proposto de modulação. O primeiro tipo de sistema foi o ponto-a-ponto. Esse sistema foi simulado tendo um único lance de fibra entre a estação transmissora e a receptora, com um amplificador na transmissão, mas não na recepção. Esta análise foi feita sem o uso de unidades de compensação de dispersão.

As principais limitações do alcance deste tipo de sistemas são a sensibilidade do receptor e as deformações causadas no pulso óptico.

O segundo tipo de sistema de transmissão considerado foi o de longa distância. Neste caso, são usados amplificadores intermediários e compensação de dispersão ao longo do enlace. O sistema estudado usa a mesma forma de modulação do sistema ponto a ponto em uma distância de 1000 km. Foi considerado que as distâncias entre os amplificadores são iguais e a compensação de dispersão é feita ao final de cada lance de fibra.

No caso dos sistemas de longa distância o sinal é pré-amplificado antes do receptor fornecendo potência suficiente ao sinal óptico para sobrepujar o ruído interno do receptor. Nesta configuração o ruído predominante é o oriundo do ruído óptico acumulado ao longo da linha.

Como a dispersão cromática acumulada é compensada, mesmo que parcialmente, a cada enlace a distância máxima de propagação pode ser aumentada consideravelmente. Lembramos que o objetivo deste trabalho é a otimização das condições de propagação usando o gorjeio de transiente ajustável no modulador e o estudo da robustez do sistema às variações no mapa de dispersão e níveis de potência do sinal transmitido.

Foram considerados dois sistemas de 1000 km, um com dez lances de 100 km (10x100km) e outro com oito lances de 125 km (8x125km). Para esses enlaces foram analisados os efeitos da variação da compensação de dispersão ao longo do enlace e o impacto do gorjeio sobre o desempenho. Também foi feita uma simulação comparando o desempenho do sistema na condição de potência nominal com uma condição onde o sinal foi aumentado em 5 dB. Esta análise foi feita para $\alpha = 0$ e $\alpha = 1$. Os valores utilizados nestas simulações estão na Tabela 5.1. O valor de densidade espectral de ruído elétrico equivalente do receptor foi ajustado para se obter um valor de sensibilidade de -18 dBm, mais próximo dos valores obtidos em receptores com fotodetectores do tipo PIN disponíveis comercialmente. O valor usado anteriormente, mostrado na Tabela 3.2, foi ajustado com base nos dados do receptor disponível no laboratório.

Tabela 5.1: Valores usados nas simulações para 1000km.

Parâmetro	Valor	Unidade	Condição
Taxa de transmissão	10	Gbit/s	
Atenuação da fibra (G.652)	0,2	dB/km	
Área equivalente do núcleo da fibra (G.652)	80	μm^2	
n_2 da fibra (G.652)	$2,6 \times 10^{-20}$	m^2/W	
Atenuação da fibra de comp. de disp.	0	dB	
Canais	1		
Frequência óptica	193,1	THz	
Largura de linha	10	MHz	
Seqüência	256	bits	equiprováveis
Pontos por bit	64		
Ruído do receptor	$3,1 \times 10^{-22}$	W/Hz	
Filtragem óptica	Trapezoidal		
Banda óptica plana	100	GHz	
Banda óptica a 3 dB	125	GHz	a 3 dB do centro
Filtragem elétrica	Bessel		
Ordem do filtro elétrico	4 ^a .		
Banda elétrica	7,5	GHz	
OSNR	20	dB	0,2nm
Formato do pulso	NRZ		
Razão de extinção	13	dB	
Fotodetector	PIN		
Dispersão cromática	16	ps/nm.km	em 193,1 THz
Variação da dispersão cromática em função do comprimento de onda	0,055	ps/nm ² .km	
Ganho de pequenos sinais do EDFA	50	dB	
Figura de ruído dos amplificadores ópticos	5	dB	
Ponto de cruzamento do diagrama de olho	50	%	
Formato da transição	senoidal		
Tempo de subida	35	ps	10% a 90% MZ
Tempo de descida	35	ps	10% a 90% MZ

5.1 Sistemas ponto-a-ponto

O foco das análises feitas nesta seção é o efeito da dispersão na transmissão do sinal em uma condição de transmissão na qual o ruído do receptor é preponderante sobre o ruído de origem óptica. Em outras palavras, o sinal que chega ao receptor não foi degradado pela diminuição da relação sinal-ruído óptica causada pelo acúmulo de potência de emissão espontânea produzida por amplificadores ópticos ao longo da linha.

A potência de transmissão foi variada para se obter a curva de taxa de erro (BER) em função da potência de entrada do receptor para vários comprimentos do enlace. O objetivo desta abordagem foi determinar a variação da curva de BER em função da potência na entrada do receptor para as várias distâncias de propagação e diversos valores de α , comparando-as à curva obtida na condição *back-to-back*. Vale lembrar que na condição *back-to-back*, dada a ausência de dispersão cromática, a curva de BER em função da potência de entrada não se altera para qualquer valor de α .

A Figura 5.3 mostra o esquema analisado e a Tabela 5.2 mostra os valores de atenuação e dispersão usados em cada simulação. Os demais parâmetros usados nas simulações são os mesmos apresentados na Tabela 5.1, exceto aqueles referentes ao filtro óptico, por não ser usado nestas simulações, e a OSNR no receptor que foi 50 dB para 0,2 nm de resolução.

A potência transmitida em cada caso pode ser calculada subtraindo-se a atenuação de cada enlace da potência no receptor.

Figura 5.3: Esquema de transmissão ponto-a-ponto.

Tabela 5.2: Dados dos enlaces ponto-a-ponto simulados.

Comprimento do enlace [km]	Atenuação [dB]	Dispersão [ps/nm]
25	5	400
50	10	800
75	15	1200
100	20	1600
125	25	2000
150	30	2400

As simulações foram feitas a 10Gbit/s para as distâncias de 0 km (*back-to-back*.) até 150 km, em passos de 25 km, usando também diversos valores de α . A fibra simulada foi padrão ITU-T G. 652 [26] com dispersão de 16 ps/nmkm. Os resultados são comparados em 4 condições: $\alpha = -1$, $\alpha = 0$, $\alpha = 1$ e α ótimo para cada distância. O valor de α ótimo foi determinado variando-se o valor de α para cada distância e escolhendo-se o valor que apresentava a menor penalidade para BER igual a 10^{-12} . A variação de α foi feita em passos de 0,25.

Na Figura 5.4 são mostradas as curvas de BER em função da potência de sinal no receptor para um sinal gerado com $\alpha = -1$. São mostradas as curvas para comprimentos de enlace de 0 km (*back-to-back*) até 125 km.

Figura 5.4: BER vs. potência de entrada diversos comprimentos de enlace. $\alpha = -1$.

Para $\alpha = -1$, até a distância de 75 km, as penalidades são negativas, em 100 km a penalidade é aproximadamente 1 dB e não foi possível atingir BER = 10^{-12} para a distância de 125 km.

Na Figura 5.5 são mostradas as curvas de BER em função da potência de sinal no receptor para um sinal gerado com $\alpha = 0$. São mostradas as curvas para comprimentos de enlace de 0 km (*back-to-back*) até 150 km.

Figura 5.5: BER vs. potência de entrada diversos comprimentos de enlace. $\alpha = 0$.

Para $\alpha = 0$, a penalidade é nula até 25 km, em 50 km tem-se uma penalidade de 0,5 dB. As penalidades aumentam com o aumento da distância até que em 150km não é mais possível atingir $BER = 10^{-12}$. Nota-se, porém, uma melhora de desempenho para a distância de 150 km com relação às distâncias de 100 km e 125 km para valores de BER maiores que 10^{-10} . Essa melhora é fruto do gorjeio resultante da automodulação de fase (SPM).

Na Figura 5.6 são mostradas as curvas de BER em função da potência de sinal no receptor para um sinal gerado com $\alpha = 1$. São mostradas as curvas para comprimentos de enlace de 0 km (*back-to-back*), 25 km, 50 km e 150 km.

Figura 5.6: BER vs. potência de entrada diversos comprimentos de enlace. $\alpha = 1$.

Para $\alpha = 1$, já em 25 km se tem uma penalidade superior a 2 dB, superando 3 dB em 50 km. Acima dessas distâncias não é mais possível atingir $\text{BER} = 10^{-12}$ até que, por conta da ação conjunta da dispersão, do gorjeio e da automodulação de fase, se consiga atingir $\text{BER} = 10^{-9}$ em uma distância de 150 km. Acima de 50 km e abaixo de 150 km não foi possível atingir nem mesmo $\text{BER} = 10^{-9}$. Para a distância de 150 km a potência transmitida foi alta o suficiente para que o gorjeio gerado pela SPM tivesse um impacto sensível no desempenho do sistema.

A Figura 5.7 mostra as curvas de BER em função da potência de entrada para as distâncias de 0 km até 150 km, cada uma na condição de α ótimo.

Figura 5.7 Sensibilidade para α ótimo.

Para as transmissões feitas usando o valor ótimo de α observaram-se valores negativos de penalidade até a distância de 75 km. Acima de 75 km as penalidades foram positivas até a distância de 150 km. Além de 150 km não foi possível atingir uma taxa de erros de 10^{-12} . Nota-se uma inversão do comportamento da curva de BER para a distância de 150 km para uma potência de entrada próxima a -13,5 dBm.

A ação conjunta do gorjeio otimizado do modulador, da SPM e da dispersão concentra a energia das bordas das seqüências de bits 1 no centro dos bits adjacentes às bordas, porém o restante da energia dos bits também sofre os efeitos da dispersão cromática, deformando os pulsos de maneira tal que não seja mais possível obter uma BER menor ou igual a 10^{-12} . Esse fenômeno explica que não seja possível, usando a solução simulada e sem compensação de dispersão, ir além da distância de 150 km. A inversão na curva de BER ser deve ao fato da potência na transmissão estar aumentando, causando assim um aumento no gorjeio pela SPM e, conseqüentemente, deslocando a energia das bordas das seqüências de bits 1 cada vez mais para fora da condição ótima.

A Tabela 5.3 mostra os valores de sensibilidade do receptor para uma taxa de erros igual a 10^{-12} para os enlaces simulados e a Tabela 5.4 mostra os valores de penalidade relativas à sensibilidade do receptor em *back-to-back*. A sensibilidade do receptor para BER= 10^{-12} em *back-to-back* foi -16,9 dBm. As células sem valores representam condições onde não foi possível atingir uma taxa de erros de 10^{-12} .

Nota-se que o uso do gorjeio ajustável melhora a sensibilidade do sistema reduzindo as penalidades. Com essa solução consegue-se um desempenho superior ao dos transmissores com moduladores em niobato de lítio de acionamento simples ou duplo. Em alguns casos particulares, quando o valor de α do modulador coincidir com o valor ótimo, os desempenhos serão similares.

Os valores ótimos de α do modulador para cada comprimento do enlace podem ser vistos na Figura 5.8.

Tabela 5.3: Valores de potência de entrada do receptor para $BER = 10^{-12}$ para vários comprimentos de enlace.

Dist. [km]	Sensibilidade [dBm]			
	$\alpha = -1$	$\alpha = 0$	$\alpha = 1$	α ótimo
25	-17,7	-16,8	-14,5	-18,3
50	-17,9	-16,3		-18,2
75	-17,4	-15,5		-17,4
100	-15,7	-14,5		-15,8
125		-14,4		-15,4
150				-13,8

Tabela 5.4: Valores penalidade da sensibilidade do receptor para vários comprimentos de enlace.

Dist. [km]	Penalidade [dB]			
	$\alpha = -1$	$\alpha = 0$	$\alpha = 1$	α ótimo
25	-0,8	0,1	2,4	-1,4
50	-1,0	0,6		-1,3
75	-0,5	1,4		-0,5
100	1,2	2,4		1,1
125		2,5		1,5
150				3,1

A Figura 5.8 mostra os valores ótimos de α para as diversas distâncias. Os resultados mostrados foram obtidos por simulações numéricas. São mostradas duas curvas, uma sem a inclusão do gorjeio gerado pela automodulação de fase e outra considerando o gorjeio gerado pela automodulação de fase. Na curva que inclui a SPM foram acrescentadas barras de erros correspondentes a $\pm 0,125$ dB. Essas barras representam a margem de erro devida ao fato das simulações terem sido feitas com passos de 0,25 dB.

Nota-se que, para distâncias de até 75 km, o gorjeio gerado pela SPM é desprezível comparado ao gorjeio do modulador, mas acima dessa distância a influência da SPM torna-se cada vez mais significativa. Nessas circunstâncias, apesar de, normalmente, resíduos positivos de dispersão necessitar de valores negativos de α para atingir o máximo de desempenho, a

conclusão é que o modulador deve ter α positivo para contrabalancear os efeitos do gorjeio gerado pela SPM.

Figura 5.8: Valor ótimo do α do modulador para cada distância de propagação. Com SPM e sem SPM.

Como o gorjeio gerado pela automodulação de fase é sempre negativo, o valor de α do sinal da saída do modulador teve que ser aumentado para compensar esse efeito. O aumento é proporcional ao aumento do comprimento do enlace devido ao aumento da potência do sinal na transmissão que, por sua vez, aumentou a automodulação de fase. Além disso, o aumento da distância aumenta também a penalidade da sensibilidade, requerendo valores ainda maiores de potência de transmissão que, por sua vez, aumentam o gorjeio devido a SPM.

5.2 Sistemas de longa distância

Foram usados nestas simulações os mesmos parâmetros mostrados na Tabela 5.1.

A compensação de dispersão foi feita ao final de cada enlace, variando de 75% a 125% do valor da dispersão do lance, em passos de 1,25%. Além da compensação de dispersão ao final de cada lance, foi acrescentado um compensador na recepção, cujo valor foi variado para todas as simulações de -3900 ps/nm a 3900 ps/nm em passos de 50 ps/nm. Nos compensadores de dispersão foram consideradas nulas as variações de transmitância e atraso de grupo, atenuação, não-linearidades e limitações de banda de passagem óptica.

A Figura 5.9 ilustra o esquema da transmissão simulado.

Figura 5.9: Esquema de transmissão para simulações.

Nos dois casos das simulações de 1000 km a potência de saída de cada amplificador foi determinada para se obter uma OSNR de 20 dB na recepção, medida para uma resolução de 0,2 nm. Para tal, a potência de saturação do amplificador foi ajustada para manter sempre a mesma potência de sinal no início de cada enlace. O ganho de pequenos sinais dos amplificadores foi definido alto (50 dB) para garantir que uma variação de potência de entrada não se reflita na potência de saída. Nesta condição de saturação o ganho é regido pela atenuação dos lances. A Figura 5.10 ilustra a potência por canal na saída dos amplificadores em função do número de enlaces para a transmissão de 1000 km necessário para garantir 20 dB de OSNR.

Nota-se que certos valores de potência aplicada à fibra não são factíveis, seja por questões tecnológicas da disponibilidade dos componentes necessários para se obter determinados valores de potência, no caso dos enlaces mais longos, seja pelo número elevado de amplificadores para o caso de enlaces muito curtos. Os dois casos analisados estão numa região de operação tecnicamente factível, sendo considerados representativos de situações reais.

Não foram considerados efeitos de dispersão de modo de polarização (PMD) e o modelo usado da fibra óptica prevê apenas um estado de polarização. Estas simplificações foram feitas para concentrar a análise somente nos fenômenos relativos aos efeitos da compensação de dispersão, bem como acelerar os tempos de simulação.

Figura 5.10: Potência de saída dos EDFA em função do número de enlaces.

Pode-se notar que a potência de sinal necessária se reduz à medida que o comprimento dos enlaces diminui. No caso limite de infinitos lances de comprimento tendendo para zero, a potência necessária para cobrir 1000km e chegar com OSNR de 20 dB tende para -13,61 dBm.

As transmissões foram feitas usando modulador com parâmetro α variando de -1 a 1, em passos de 0,5. A profundidade de modulação de fase é linearmente proporcional ao α , sendo que $\alpha = 1$ corresponde a 90° de valor de pico da modulação de fase e $\alpha = -1$ corresponde a -90° .

A Tabela 5.5 mostra detalhes dos enlaces considerados nas simulações.

Tabela 5.5: Valores dos enlaces simulados.

Enlaces	Comprimento dos enlaces [km]	Atenuação dos enlaces [dB]	Potência de lançamento [dBm]	Potência de entrada nos amplificadores [dBm]
8	125,00	25,00	1,15	-23,85
10	100,00	20,00	0	-20

5.3 Resultados

A primeira simulação realizada foi a configuração *back-to-back*. As simulações foram feitas para o mesmo modelo de receptor utilizado nas simulações de longa distância. Para o caso *back-to-back* os valores de relação sinal ruído tiveram como base uma banda óptica de 0,2 nm e foram variados a partir de 6 dB em passos de 0,5 dB.

Foi interpolada uma curva de ajuste polinomial a partir dos pontos obtidos, para permitir estimar valores de Q para níveis intermediários de OSNR. A curva de ajuste utilizada é dada por:

$$Q = aOSNR^4 + bOSNR^3 + cOSNR^2 + dOSNR + e \quad (5.1)$$

onde $a = 5,07404 \cdot 10^{-5}$; $b = -1,44889 \cdot 10^{-4}$; $c = -3,49835 \cdot 10^{-3}$; $d = 6,47193 \cdot 10^{-1}$ e $e = -2,66937$.

Na Equação (5.1), a variável independente Q é o valor do fator Q linear e OSNR é o valor da relação sinal-ruído óptica em uma banda de 0,2 nm. O resultado da simulação e a curva de ajuste podem ser vistos na Figura 5.11.

Figura 5.11: Valores de OSNR versus fator Q (linear) em back-to-back e curva de ajuste.

A próxima análise é a comparação entre as penalidades para os dois sistemas, 8x120km e 10x100km. Os valores de α foram -1, -0,5, 0, 0,5 e 1. A penalidade é calculada como o fator Q obtido em *back-to-back* para a mesma OSNR. Os resultados mostrados são para os valores de pós-compensação que apresentaram menor penalidade.

A compensação de dispersão aplicada no receptor, como já relatado anteriormente, variou de -3900 ps/nm a 3900 ps/nm em passos de 50 ps/nm. Os resultados com a menor penalidade obtidos usando esta metodologia são mostrados na Figura 5.12 e na Figura 5.13.

Figura 5.12: Penalidade mínima versus compensação em linha para 8x125km.

Figura 5.13: Penalidade mínima versus compensação em linha para 10x100km.

Na Figura 5.12 e na Figura 5.13 se observam as características da propagação simulada em várias condições. Nota-se que o aumento da potência do canal aumentou também as penalidades mínimas.

Na Figura 5.14 e na Figura 5.15 são mostrados os gráficos de dispersão ótima, ou seja, aquela para qual a penalidade é menor, em função da taxa de compensação de dispersão na linha. São mostradas curvas para os diversos valores de α .

Figura 5.14: Resíduo de dispersão do ponto de menor penalidade. 8x125km.

Figura 5.15: Resíduo de dispersão do ponto de menor penalidade. 10x100km.

Percebe-se na Figura 5.14 e na Figura 5.15 que o aumento do valor de α resulta em valores ótimos de resíduos de dispersão menores, tanto no caso 8x125 km como no caso 10x100 km. Com a variação de α entre 1 e -1 é possível cobrir uma região de resíduo ótimo de dispersão de aproximadamente 1000 ps/nm no enlace 10x100 km e 1500 ps/nm para o enlace 8x125 km.

Pode-se concluir que, dado um determinado esquema de compensação de dispersão com certa taxa de compensação em linha e certo valor de pós-compensação, ajustando o valor de α é possível maximizar o desempenho do sistema.

Considere agora um caso em que um determinado canal está no ponto ótimo de operação, usando $\alpha = 0$. Se a potência de transmissão desse canal subir 5 dB o ponto ótimo será alterado.

A Figura 5.16 e Figura 5.17 mostram os resíduos ótimos de dispersão para várias taxas de compensação em linha. Nota-se que, para a condição original com $\alpha = 0$, se a potência subir 5 dB o valor ótimo de resíduo de dispersão aumentará. Aumentando-se o valor de α o sinal alcançará a nova condição ótima para o valor de compensação de dispersão no qual está.

Figura 5.16: Cenário de aumento de potência no canal para o enlace 8x125km.

Figura 5.17: Cenário de aumento de potência no canal para o enlace 10x100km.

O uso de transmissores com gorjeio variável permite a otimização dinâmica da transmissão, além de uma maior tolerância relativa ao mapa de dispersão. Esta otimização diminui as penalidades que, por sua vez, causam um aumento das margens do balanço de potência, permitindo o uso de níveis menores de potência nos amplificadores e aumento das distâncias máximas de propagação.

6 Conclusões

Foram desenvolvidos modelos do comportamento da fase e gorjeio para moduladores Mach-Zehnder em niobato de lítio, do gorjeio e do parâmetro α causados por a automodulação de fase na fibra.

Foram feitas caracterizações de formato de pulso e gorjeio para dois tipos de moduladores Mach-Zehnder em niobato de lítio para 10 Gbit/s, um *single-drive* e um *dual-drive*. Foram medidas as características do pulso e gorjeio para diversos valores de tensão de polarização, temperatura e comprimento de onda de um modulador de eletroabsorção para 10 Gbit/s. Foi caracterizado o comportamento do receptor usado no laboratório para determinar os valores a serem usados nas simulações numéricas.

Foram feitas medidas do gorjeio causado pela automodulação de fase em fibra DS e SMF-28 para diversos valores de potência e os resultados comparados com os previstos pelos modelos desenvolvidos.

O desempenho dos moduladores Mach-Zehnder e do EAM foram comparados em testes de transmissão ponto-a-ponto. Analisando-se os resultados conclui-se que o EAM, ao contrário dos Mach-Zehnder, apresenta variações no formato dos pulsos dependendo da sequência de bits usados.

Foram feitos experimentos de transmissão em um sistema ponto-a-ponto de 50 km comparando o desempenho dos moduladores.

Foram feitos experimentos de transmissão de longa distância para 100 km e 200 km usando diferentes esquemas de compensação de dispersão. Verificou-se o impacto do gorjeio, automodulação de fase e do mapa de dispersão no desempenho da transmissão.

Foram feitas comparações de resultados obtidos no laboratório com simulações numéricas.

Foi analisado o desempenho do formato de modulação proposto usando simulações numéricas para determinar o fator Q em função da potência transmitida, mapa de dispersão e do gorjeio do sinal para dois sistemas de transmissão de 1000 km e para sistemas ponto-a-ponto de comprimentos variando de 25 km a 150 km.

Conclui-se finalmente que o formato de modulação proposto tem capacidade de se adequar a diversas condições de propagação e otimizar o desempenho do sistema de transmissão. Em diversas condições analisadas o resultado foi superior ao obtido em um

sistema com a mesma relação sinal-ruído óptico, mas sem a influência da dispersão cromática e automodulação de fase.

De posse dos dados levantados e das análises feitas demonstrou-se a viabilidade e a potencialidade da solução de modulação proposta em diversas condições de propagação, em particular para as redes ópticas reconfiguráveis.

Houve dificuldades na aplicação do modulador de eletroabsorção para o fim proposto. A unidade usada apresentou variações do formato do sinal dependendo da sequência de bits transmitida, apesar de permitir o controle do gorjeio. Para adotar a solução proposta com EAMs será necessário encontrar uma unidade que não apresente os problemas encontrados ou alguma maneira de corrigir ou compensar a dependência com a sequência de bits transmitida.

As sugestões para a continuação das atividades deste trabalho são:

- Implementação do transmissor proposto e validação experimental do formato em laboratório, usando enlaces de longas distâncias e ponto-a-ponto;
- Análise e teste do sistema em 40 Gbit/s nos moldes do trabalho feito nesta tese;
- Análise do modulador de eletroabsorção para resolver a dependência com a sequência de bits transmitida;
- Comparação de desempenho com outros formatos de modulação nas taxas de 10 Gbit/s e 40 Gbit/s.

7 Referências Bibliográficas

- [1] Henten, A. e Samarajiva, R.; "Designing next generation telecom regulation: ICT convergence or multisector utility?"; World dialog on regulation; Draft paper #0205, agosto, 2002. <http://www.regulateonline.org/2003/pdf/wdr0205.pdf>.
- [2] Inbar, D. e Dovrat, S.; "Annual Report 2002 Letter to Shareholders", http://www.ecitele.com/investors/2002/Annual_Report_2002_Letter_to_Shareholders.pdf; 10 de junho 2003.
- [3] Thiagarajan, K.; "Exploring the next frontier"; Business line's. Investment World; <http://www.hinduonnet.com/businessline/iw/2001/09/16/stories/0516e011.htm>. 16 de setembro 2001.
- [4] Kim, J. K.; Chung, H. S.; Kim, C. H.; Shin, S. K.; Hyun, D. H. e Chung, Y. C.; "Demonstration of fast restorable all-optical WDM network"; IEIEC Transaction Communications, v. E84-B, n.º. 5, maio –2001.
- [5] "Projeto GIGA - Rede Experimental de Alta Velocidade"; Disponível em: www.giga.org.br; acessado 29 de Janeiro de 2008.
- [6] Clear Spectrum® – TDCM; data sheet; Disponível em www.teraxiom.com; Janeiro de 2008.
- [7] Desurvire, E.; "Erbium-doped fiber amplifiers. Principle and applications"; John Wiley & Sons Inc.; 1994.
- [8] France, P. W.; Brierly, M. C.; "Progress in Fluoride Fiber Lasers and Amplifiers"; SPIE – Fiber Laser Sources and Amplifiers II"; v. 1373, pp. 33-39, 1990.
- [9] Suni, P. J.; Hanna, D. C. et al.; "Lasing Characteristics of Ytterbium, Thulium and Other Rare-Earth Doped Silica Based Amplifiers" SPIE – Fiber Laser Sources and Amplifiers"; v. 1171, pp. 244-260, 1989.
- [10] Giles, C. R.; Desurvire, E.; "Modeling Erbium-Doped Fiber Amplifiers"; Journal of Lightwave Technology; v. 9, n. 2, pp. 271-283, 1991.
- [11] Peroni, M., Tamburrini, M.; "Gain in Erbium Doped Fiber Amplifiers: A Simple Analytical Solution for the Rate Equations"; Optics Letters, v. 15, n. 15, pp 842-844, agosto, 1990.
- [12] Georges, T.; Delaunay, E.; "Analytic Modelling of High Gains Erbium-Doped Fiber Amplifiers"; Optics Letters, v.17, n. 16, pp. 1113-1115, agosto, 1992.
- [13] Pedersen, B. et al.; "The Design of Erbium-Doped Fiber Amplifiers"; Journal of Lightwave Technology"; v. 9,n. 9, pp. 1105-1112, 1991.
- [14] Pedersen, B. et al.; " Detailed Theoretical and Experimental Investigation of High-Gain Erbium-Doped Fiber Amplifier; "IEEE Photonics Technology Letters", v.4, n. 4, pp. 354-356, 1992.
- [15] Okashi, M.; "Design Considerations for Er³⁺-Doped Fiber Amplifiers"; Journal of Lightwave Technology; v. 9, n.9, pp. 1099-1104, 1991.
- [16] Armitage, J. R.; "Three Level Fiber Laser Amplifier: A Theoretical Model"; Applied Optics, v. 27, n. 23, pp. 4831-4836, dezembro, 1988.
- [17] Shishikura, H. et al.; " A Waveguide InAlAs/InGaAs Superlattice Avalanche Photodiode with 120GHz Gain-Bandwidth Product"; Integrated Photonics Research, v. 7, p. IthA 2-1 a2-3, 1995.

- [18] Kim, D. S. et al.; "Avalanche Gain in $\text{InAs}_y\text{P}_{1-y}$ Photodetectors for Mid-IR focal Plane Arrays"; Integrated Photonics Research, post-eadline paper, pp. PD-1 a PD-4, 1995.
- [19] Kazovsky, L.; Benedetto, S. e Willner, A.; "Optical Fiber Communication Systems"; Artech House, Inc.; 1996.
- [20] Betti, S.; De Marchis, G.; Iannone, E.; "Coherent Optical Communications Systems"; Wiley Series in microwave and optical engineering, Wiley-Interscience, Janeiro, 1995.
- [21] Barry, J. R.; Lee, E. A.; "Performance of Coherent Optical Receivers"; Proc. of the IEEE, v. 78, n. 8, pp. 1369-1394, 1990.
- [22] Betti, S.; Curti, F.; De Marchis, G.; Iannone, E.; "A novel multilevel coherent optical system: 4-quadrature signaling"; Journal of Lightwave Technology, v. 9, Issue 4, pp.:514 – 523, abril, 1991.
- [23] Mukay, T. et al.; "S/N and Error Rate Performance in AlGaAs Semiconductor Laser Preamplifier and linear Repeater Systems" IEEE Trans. On Microwave Theory and Techn., v. MTT-30. n. 10, pp. 1548-1556, 1982.
- [24] Tanenbaum, A. S.; "Redes de computadores" 4^a. edição, Elsevier Editora Ltda. 2003.
- [25] ITU-T G.653; "Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre cable"; outubro 2000.
- [26] ITU-T G.652; "Characteristics of a single-mode optical fibre and cable"; março 2003.
- [27] ITU-T G.654; "Characteristics of a cut-off shifted single-mode optical fibre cable"; outubro 2000.
- [28] ITU-T G.655; "Characteristics of a non-zero dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable"; março 2003.
- [29] Corning Incorporated; "Corning® Vascade® Optical Fibers – Product Information", PI1445 setembro – 2006; disponível em <http://www.corning.com/docs/opticalfiber/pi1445.pdf> em janeiro de 2008.
- [30] Mollenauer, L. F.; Bonney, R.; Gordon, J. P. e Mamyshev, P. V.; "Dispersion-managed solitons for terrestrial transmission"; Optics Letters.; n. 24 (5), pp. 285-287, Março, 1999.
- [31] Gordon, J. P. e Mollenauer, L. F.; "Scheme for the characterization of dispersion-managed solitons"; Optics Letters, n. 24 (4), pp. 223-225, fevereiro, 1999.
- [32] Mollenauer, L. F.; Mamyshev, P. V.; Gripp, J.; Neubelt, M. J.; Mamysheva N.; Grüner-Nielsen, L. e Veng, T.; "Demonstration of massive wavelength-division multiplexing over transoceanic distances by use of dispersion-managed solitons"; Optics Letters.;v. 25 (10), pp.704-706, maio, 2000.
- [33] Doug McGhan, Alexander Savchenko, Chuandong Li, Gary Mak, Maurice O'Sullivan; "5120-km RZ-DPSK Transmission Over G.652 Fiber at 10 Gb/s Without Optical Dispersion Compensation"; IEEE Photonics Technology Letters, VOL. 18, NO. 2, JANUARY 15, 2006
- [34] M. Suyama, H. Iwata, S. Harasawa, and T. Naito; "Improvement of WDM transmission performance by nonsoliton RZ coding—A demonstration using 5 Gb/s 8-channel 4500 km straight line test bed"; Proc. OFC'96, San Jose, CA, vol. PD26, Feb. 1996.
- [35] N. S. Bergano, C. R. Davidson, M. A. Mills, P. C. Corbett, S. G. Evangelides, B. Pedersen, R. Menges, J. L. Zyskind, J. W. Sulhoff, A K. Srivastava, C. Wolf, and J. Judkins; "Long-haul WDM transmission using optimum channel modulation: A 160 Gb/s (32x 5 Gb/s) 9,300 km demonstration"; Proc. OFC'97, Dallas, TX, Feb. 1997, vol. PD16.

- [36] N. Edagawa, I. Morita, M. Suzuki, S. Yamamoto, H. Taga, and S. Akiba; "20 Gbit/s, 8100 km straight-line single-channel soliton-based RZ transmission experiment using periodic dispersion compensation"; Proc. ECOC'95, Brussels, Belgium, Sept. 1995, vol. Th.A.3.5, pp.983–986.
- [37] A. Naka, T. Matsuda, and S. Saito; "RZ-signal straight-line transmission with dispersion compensation over 5,520 km at 20 Gbit/s and 2,160 km at 2x20 Gbit/s"; Proc. ECOC'96, Oslo, Norway, Sept. 1996, vol. TuD.3.2.
- [38] Fariborz Mousavi Madani and Kazuro Kikuchi; "Design Theory of Long-Distance WDM Dispersion-Managed Transmission System"; Journal of Lightwave Technology, VOL. 17, NO. 8, AUGUST 1999.
- [39] N. S. Bergano, C. R. Davidson, M. Ma, A. Pilipetskii, S. G. Evangelides, H. D. Kidorf, J. M. Darcie, E. Golovchenko, K. Rottwitt, P. C. Corbett, R. Menges, M. A. Mills, B. Pedersen, D. Peckham, A. A. Abramov, and A. M. Vengsarkar; "320 Gb/s WDM transmission (64 x 5 Gb/s) over 7,200 km using large mode fiber spans and chirped return-to-zero signals"; Proc. Opt. Fiber Commun. (OFC'98), San Jose, CA, Feb. 22–27, 1998, paper PD12.
- [40] H. Taga, N. Edagawa, M. Suzuki, N. Takeda, K. Imai, S. Yamamoto, and S. Akiba; "213 Gbit/s (20 x 10:66 Gbit/s) over 9000 km transmission experiment using dispersion slope compensator; Proc. Opt. Fiber Commun. (OFC'98), San Jose, CA, Feb. 22–27, 1998, paper PD13.
- [41] M. Suzuki, H. Kidorf, N. Edagawa, H. Taga, N. Takeda, K. Imai, I. Morita, S. Yamamoto, E. Shibano, T. Miyakawa, E. Nazuka, M. Ma, F. Kerfoot, R. Maybach, H. Adelman, V. Arya, C. Chen, S. Evangelides, D. Gray, B. Pedersen, and A. Puc; "170 Gb/s transmission over 10,850 km using large core transmission fiber"; Proc. Opt. Fiber Commun. (OFC'98), San Jose, CA, Feb. 22–27, 1998, paper PD17.
- [42] H. Taga, K. Imai, N. Takeda, M. Suzuki, S. Yamamoto, and S. Akiba; "10 WDM x 10 Gbit/s long-distance transmission experiment using a dispersion slope compensator and nonsoliton RZ pulse"; Electron. Lett., vol. 33, pp. 2058–2059, 1997.
- [43] T. Matsuda, A. Naka, and S. Saito; "4 x 10 Gbit/s RZ-signal transmission over 5040 km in anomalous regime with optimally dispersion compensated WDM channels"; Electron. Lett., vol. 33, pp. 1562–1563, Aug. 1997.
- [44] G. May, A. Solheim, and J. Conradi; "Extended 10Gb/s fiber transmission distance at 1538nm using a duobinary receiver"; IEEE Photonics Technology Letters, vol. 6, pp. 648–650, May 1994.
- [45] W. Kaiser, T. Wuth, M. Wichers, and W. Rosenkranz; "Reduced complexity optical duobinary 10-Gb/s transmitter setup resulting in an increased transmission distance"; IEEE Photonics Technology Letters, vol. 13, pp. 884–886, Aug. 2001.
- [46] W. Kaiser, M. Wichers, T. Wuth, W. Rosenkranz, C. Scheerer, C. Glingener, A. Farbert, J.-P. Elbers, and G. Fischer; "SPM limit of duobinary transmission; ECOC 2000, Munich, Germany, Paper 7.2.2.
- [47] Takeshi Hoshida, Olga Vassilieva, Kaori Yamada, Seemant Choudhary, Rémi Pecqueur, and Hideo Kuwahara; "Optimal 40 Gb/s Modulation Formats for Spectrally Efficient Long-Haul DWDM Systems; Journal of Lightwave Technology, v. 20, n. 12, dezembro 2002.

- [48] Ciaramella, E.; D'Errico, A.; Proietti R.; Contestabile G.; "WDM-POLSK transmission systems by using semiconductor optical amplifiers"; Journal of lightwave technology; 2006, vol. 24, no11, pp. 4039-4046.
- [49] Bjordjevic, I. B., Rorison, J.; Yu, S.; "Chirped NRZ Modulation Format for High Speed Transmission", Journal of Optical Communications, V. 25, pp. 158-160, Agosto, 2004.
- [50] Tomoki Saito, Naoya Henmi, Sadao Fujita, Masayuki Yamaguchi, and Minoru Shikada; "Prechirp Technique for Dispersion Compensation for a High-speed Long-Span Transmission"; IEEE Photonics Technology Letters, VOL. 3, NO. 1, janeiro 1991
- [51] Naoya Henmi, Tomoki Saito, Tomoko Ishida; "Prechirp Technique as a Linear Dispersion Compensation for Ultrahigh-Speed Long-Span Intensity Modulation Directed Detection Optical Communication Systems"; Journal of Lightwave Technology, v. 12, n. 10 oct 1994.
- [52] Jichai Jeong, Y. K. Park, Sung Kee Kim, T. V. Nguyen, O. Mizuhara, Tae-Won Oh; "10-Gb/s Transmission Performance for Positive- and Negative-Chirped Transmitters with the Self-Phase Modulation Effect"; IEEE Photonics Technology Letters, v. 10, n. 9, setembro 1998.
- [53] Giovanni Bellotti, Alain Bertaina, Sebastien Bigo; "Dependence of Self-Phase Modulation Impairments on Residual Dispersion in 10-Gb/s-Based Terrestrial Transmissions Using Standard Fiber" ;IEEE Photonics Technology Letters, VOL. 11, NO. 7, JULY 1999.
- [54] Anes Hodzic, Beate Konrad, and Klaus Petermann;"Prechirp in NRZ-Based 40-Gb/s Single-Channel and WDM Transmission Systems"; IEEE Photonics Technology Letters, VOL. 14, NO. 2, fevereiro 2002.
- [55] Xin Chen, Bingkun Zhou, Hanyi Zhang, Xiaohong Ma, Xiaoping Zheng, and Yili Guo;"Improvement of Dispersion Tolerance Using Phase-Modulated NRZ Signals in 40-Gb/s Transmission Systems"; IEEE Photonics Technology Letters, VOL. 18, NO. 1, JANUARY 1, 2006
- [56] Lee, L. H. C.; "Error-control block codes for communications engineers"; Artech House; 2000.
- [57] Frassati, D.; "Analisi e progetto di modulatori elettro-ottici in LiNbO₃"; Tesi di Laurea; Facoltà do Ingegneria – Politécnico di Torino.; outubro 1996.
- [58] Li, G. L.; Yu, P. K. L.; "Optical Intensity Modulators for Digital and Analog Applications"; Journal of Lightwave Technology, Vol. 21, N^o9, setembro 2003.
- [59] ITU-T G.691 "Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers", dezembro 2001
- [60] Agilent Technologies, Inc; "Making time-resolved chirp measurements using the optical spectrum analyzer and digital communications analyzer"; Application note 1550-7; 2002.
- [61] Agrawal. G. P.; Dutta, N. K. "Long Wavelength Semiconductor Lasers"; Van Nostrand and Reinhold Company Inc, 1986.
- [62] Salvatore, Randal A.; Sahara, Richard T.; Bock, Michael A. e Libenzon, Ilya; "Electroabsorption modulated laser for long transmission spans," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 38, no.5, maio 2002.
- [63] Hentschel, C.; "Fiber Optics Handbook"; Hewlett Packard, 3^o edição, 1989.
- [64] AT&T Microelectronics; "The relationship between chirp and voltage for the AT&T Mach-Zehnder lithium niobate modulators"; Technical note, outubro 1995.

- [65] Fujitsu Limited; "Single Drive 12Gb/s LiNbO₃ external modulator"; outubro 2005.
- [66] Covega; "Mach-10 051 -0,7 Fixed chirp intensity modulator"; março 2003.
- [67] Cartledge, John C. e Christensen, B.; "Optimum operating points for electro absorption modulators in 10 Gb/s transmission systems using nondispersion shifted fibers," no Journal of Lightwave Technology, vol. 16, no.3, março 1998.
- [68] Cartledge, John C. e Chen, H.; "Influence of modulator chirp in assessing the performance implications of the group delay ripple vs dispersion compensating fiber Bragg gratings," Journal of Lightwave Technology, vol. 21, no.7, julho 2003.
- [69] Koyama, F. e Iga, K.; "Frequency chirping in external modulators"; Journal of Lightwave Technology, Vol 6, N°. 1, janeiro 1998.
- [70] Dorgeuille, F. e Devaux, F.; "On the transmission performances and chirp parameter of a multiple-quantum-well electroabsorption modulator"; Journal of Lightwave Technology, Vol. 30, N°. 11, novembro 1994.
- [71] Cheng, N. e Cartledge, J. C.; "Measurement-based model for MQW electroabsorption modulator"; Journal of Lightwave Technology, Vol. 23, N°. 12, dezembro 2005.
- [72] Waters, Kendall R.; Hughes, Michael S.; Mobley, J. e Miller, James G.; "Differential forms of the Kramers-Krönig dispersion relations"; Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control; Vol. 50, N°. 1, janeiro 2003.
- [73] Kim, Y.; Lee, H.; Lee, J.; Han, J.; Oh, T. W. e Jeong, J.; "Chirp characteristics of 10-Gb/s electroabsorption modulator integrated DFB lasers"; Journal of Quantum Electronics; Vol. 36, N°. 8, agosto 2000.
- [74] Matsuda, M.; Morito, K.; Yamaji, K.; Fujii, T. E Kotaki, Y.; "A novel method for designing chirp characteristics in electroabsorption MQW optical modulators"; Photonics Technology Letters; Vol. 10, N°.3, março 1998.
- [75] Neumann, E. G.; "Single-mode fibers fundamentals"; Springer-Verlag; 1988
- [76] Agrawal, G. P.; "Nonlinear fiber optics-2nd. Ed."; Academic Press; 1995.
- [77] Agrawal, G. P.; "Fiber-Optic Communication Systems"; John Wiley&Sons; 1992.
- [78] Devaux, F. e Kerdiles, J. F.; " Simple measurement of fiber dispersion and chirp parameter of intensity modulated light emitter"; Journal of Lightwave Technology; Vol. 11; N°.12, dezembro 1993.
- [79] Devaux, F.; Sorel, Y. e Kerdiles, J. F.; "Chirp measurement and transmitter experiment at 10Gbit/s with Wannier-Stark modulator"; Electronics Letters; Vol. 29, N°. 9, 29 de abril 1993.
- [80] Yamada, K.; Nakamura, K.; Matsui, Y.; Kunii, T.; e Ogawa, Y.; "Negative-chirp electroabsorption modulator using low-wavelength Detuning"; Photonics Technology Letters, Vol. 7, N°. 10, outubro 1995.
- [81] <http://www.optiwave.com/site/products/system.html>; acessado 29 de Janeiro de 2008.