

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Departamento de Comunicações

REDUÇÃO DE ESTADOS EM RECEPTORES MLSE  
PARA COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

**Autor**

Marcos Ricardo Covre

**Orientador**

Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes (presidente) - DECOM/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto - UFES

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes - DECOM/FEEC/UNICAMP

Campinas,  
04 de Julho de 2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C884r Covre, Marcos Ricardo  
Redução de estados em receptores MLSE para  
comunicações ópticas / Marcos Ricardo Covre. –  
Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: Renato da Rocha Lopes.  
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Comunicações ópticas. 2. Processamento de sinais.  
I. Lopes, Renato da Rocha. II. Universidade Estadual de  
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação. III. Título.

Título em Inglês: State reduction of MLSE receivers for optical communications

Palavras-chave em Inglês: Optical Communications, Signal processing

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Marcelo Eduardo Vieira Segatto, Dalton Soares Arantes

Data da defesa: 04/07/2011

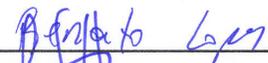
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

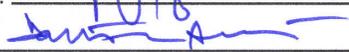
**Candidato:** Marcos Ricardo Covre

**Data da Defesa:** 4 de julho de 2011

**Título da Tese:** "Redução de Estados em Receptores MLSE para Comunicações Ópticas"

Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes (Presidente): 

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto: 

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes: 

# Resumo

Sistemas ópticos são afetados pelas dispersões cromática e de modo de polarização que causam interferência intersimbólica. Para mitigar essas dispersões é utilizado um receptor de sequência de máxima verossimilhança, com uma métrica subótima adequada para esse sistema. Nesta dissertação uma técnica de redução de estados da treliça do algoritmo de Viterbi é descrita e adaptada para um sistema óptico de modulação por intensidade e detecção direta. A métrica é adaptada para compensar o efeito da redução de estados pela técnica de *delayed-decision feedback sequence estimation*. Resultados são apresentados em sistemas com dispersão cromática e de modo de polarização.

**Palavras-chave:** Comunicações Ópticas, MLSE, DDFSE, métrica SQRT, IMDD.

# Abstract

Optical systems are affected by chromatic and polarization mode dispersion causing intersymbol interference. To mitigate these dispersions a maximum-likelihood sequence estimation receiver is used, with an appropriate suboptimal metric for this system. In this thesis a technique for reducing the number of states of the trellis of the Viterbi algorithm is described and adapted to an optical intensity modulation and direct detection. The metric is adapted to compensate for the effect of reducing the number of states by the technique of *delayed-decision feedback sequence estimation*. Results are presented for a system with chromatic and polarization mode dispersions.

**Keywords:** Optical Communications, MLSE, DDFSE, SQRT metric, IMDD.

*Aos meus pais e irmão.*

# Agradecimentos

A Deus, que provê todas as coisas.

Aos meus pais José Renato e Mariangela e ao meu irmão Marcio, pela apoio e compreensão durante o decorrer deste trabalho.

Ao meu orientador, Prof. Renato da Rocha Lopes, pelo apoio, orientação e amizade.

Aos Professores Marcelo Eduardo Vieira Segatto e Dalton Soares Arantes, pelas valiosas contribuições deste trabalho e pela prazerosa arguição na defesa.

Aos meus amigos, o meu muito obrigado pelo apoio durante este trabalho. Em especial Renata, Cibele, Luis Otávio, Rodrigo, Celso, Indayara, Dina, Ariadne, Karlo, Wladimir e Waldemar, o meu muito obrigado!

Aos Professores do DSPCom João Marcos e Romis, agradeço o incentivo e amizade. Aos colegas de laboratório, agradeço pela convivência tão agradável e produtiva.

A todos, que de forma direta ou indireta, influenciaram neste trabalho.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Abreviações</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xv</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Organização da Dissertação . . . . .	4
1.2 Trabalhos aceitos . . . . .	5
<b>2 Sistema Óptico</b>	<b>6</b>
2.1 Introdução . . . . .	6
2.2 Histórico . . . . .	7
2.3 Fibra Óptica . . . . .	9
2.3.1 Propagação de Onda . . . . .	10
2.3.2 Modos da fibra . . . . .	12
2.3.3 Polarização . . . . .	13
2.3.4 Dispersão Cromática . . . . .	15
2.4 Transmissores . . . . .	16
2.5 Receptores . . . . .	18
2.5.1 Fotodetectores . . . . .	19
2.5.2 Fotodiodos . . . . .	20

---

2.6	Amplificadores Ópticos . . . . .	20
2.7	Perdas na Fibra e Largura de Banda . . . . .	22
2.7.1	Relação Sinal Ruído Óptica . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Receptores de Sequências</b>	<b>25</b>
3.1	Introdução . . . . .	25
3.2	Algoritmo de Viterbi . . . . .	26
3.2.1	Diagramas em Treliça . . . . .	27
3.3	Receptores MLSE com o algoritmo de Viterbi . . . . .	32
3.4	O algoritmo de Viterbi em comunicações ópticas . . . . .	36
3.4.1	Métrica Exata . . . . .	37
3.4.2	Métrica Chi-quadrada . . . . .	37
3.4.3	Métrica Gaussiana . . . . .	38
3.4.4	Métrica Raiz Quadrada . . . . .	39
3.5	Estimação de Canal . . . . .	40
<b>4</b>	<b>Detecção de Máxima Verossimilhança com complexidade reduzida</b>	<b>41</b>
4.1	Redução de estados da treliça . . . . .	41
4.1.1	Exemplo . . . . .	43
4.2	DDFSE para canais ópticos . . . . .	43
<b>5</b>	<b>Resultados</b>	<b>46</b>
5.1	Sistema de testes . . . . .	46
5.2	Compensação de Dispersão Cromática . . . . .	48
5.3	Compensação de Dispersão por Modo de Polarização . . . . .	49
5.4	Compensação de CD e DGD . . . . .	51
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>55</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	56
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>58</b>
	Referências Bibliográficas . . . . .	58

# Lista de Figuras

2.1	Perfil de atenuação na sílica em função do comprimento de onda. Em <b>A</b> temos a atenuação nas fibras até a década de 1980. Em <b>B</b> , atenuação após 1980 e em <b>C</b> dispersão nas fibras ópticas. . . . .	10
2.2	Representação do núcleo e revestimento da fibra (Singer et al., 2008). . . . .	11
2.3	Comportamento do DGD. . . . .	14
2.4	Dispersão material, de guia de onda e total de uma fibra monomodo. . . . .	17
2.5	Modulação externa. . . . .	18
2.6	Diagrama de blocos de um detector. . . . .	19
2.7	Quantidades envolvidas na definição de SNR e OSNR (Essiambre, Kramer, Winzer, Foschini, & Goebel, 2010). . . . .	24
3.1	Modelo de sistema utilizando filtro finito. . . . .	26
3.2	Diagrama de transição de estados do exemplo. . . . .	27
3.3	Exemplo de Diagrama de Treliça com quatro estados. . . . .	28
3.4	Treliça para o modelo $M(z) = 1 + \frac{1}{2}z^{-1}$ . . . . .	29
3.5	Caminhos sobreviventes no nó $C$ no instante $l$ . . . . .	31
3.6	Diagrama em Treliça do exemplo com as métricas de ramo. . . . .	32
3.7	Evolução do algoritmo de Viterbi para encontrar a sequência. . . . .	33
4.1	Evolução do algoritmo DDFSE do exemplo para encontrar a sequência. . . . .	44
5.1	Sistema de testes. . . . .	47
5.2	Captura de tela do modelo óptico simulado. . . . .	48

---

5.3	Resultados para a compensação de dispersão cromática de: 1600(a), 3200(b), 4800(c) e 6400(d) (ps/nm). . . . .	52
5.4	Resultados para a compensação de DGD com deslocamento de 0(a), 0,5(b), 1,0(c) e 1,5(d) $T_s$ . . . . .	53
5.5	Resultados para a compensação de CD de 200 ps/nm e DGD com deslocamento de 0(a), 0,5(b), 1,0(c) e 1,5(d) $T_s$ . . . . .	54

## Lista de Tabelas

5.1	Resultados para o cenário com somente CD . . . . .	49
5.2	Resultados para o cenário com somente DGD . . . . .	50
5.3	Resultados para o cenário com 200 ps/nm de CD e DGD . . . . .	51

## Lista de Abreviações

$E_r$	razão de extinção
CD	Dispersão Cromática
DDFSE	<i>delayed decision-feedback sequence estimation</i>
DGD	Atraso de Grupo Diferencial
EDFA	Amplificadores de Fibra Dopados com Érbio
FIR	do inglês <i>Finite Impulse Response</i>
FSM	Máquina de Estados Finita, do inglês <i>Finite State Machine</i>
GaAs	Arseneto de Gálio
GVD	Dispersão da Velocidade de Grupo
IMDD	<i>intensity-modulated direct-decision</i>
InGaAsP	Fosforeto de Arseneto de Gálio e Índio
ISI	Interferência Intersimbólica
MAP	<i>maximum a-posteriori probability</i>
MLSE	<i>maximum-likelihood sequence estimator</i>
MZ	Mach-Zehnder
MZM	modulador Mach-Zehnder
NRZ	não-retorno a zero
OOK	<i>On-Off Keying</i>
OSNR	Relação Sinal-Ruído Óptica
PDL	Perda Dependente de Polarização
PMD	Dispersão por Modo de Polarização
SNR	Relação Sinal-Ruído
SOP	Estado de Polarização

WDM Multiplexacao por Divisao de Comprimento de Onda

# Lista de Símbolos

$\lambda$	comprimento de onda
$\mathbf{P}$	polarização dielétrica
$\mathbf{D}$	densidade de fluxo elétrico
$\mathbf{E}$	campo elétrico
$\mathbf{B}$	densidade de fluxo magnético
$\mathbf{H}$	campo magnético
$\mathbf{M}$	polarização magnética
$\mu_0$	permeabilidade no vácuo
$\Delta\tau$	deslocamento entre polarizações do pulso
$\beta$	constante de propagação
$\beta_2$	dispersão de velocidade de grupo
$D$	parâmetro da dispersão cromática
$f_c$	frequência central
$\mathcal{R}$	responsividade
$\eta$	eficiência do fotodetector
$\alpha$	atenuação da fibra
$a$	sinal de entrada
$s$	saída do canal sem ruído
$w$	ruído somado à saída $s$
$r$	sinal com ruído
$v$	memória do canal
$l$	instante de tempo
$L$	total de símbolos enviados
$m_n(l)$	métrica na transição $n$ no instante $l$

---

$n$	transição da treliça do algoritmo de Viterbi
$\mu$	valor esperado do sinal recebido
$v$	memória do canal
$\nu$	memória do DDFSE
$\zeta$	posição da memória excluída do DDFSE
$R_s$	taxa de símbolo
$T_s$	tempo de símbolo
$T_b$	tempo de bit

# 1

## Introdução

Desde os primeiros experimentos, a transmissão de dados através de fibras ópticas sempre alcançaram taxas superiores comparadas aos outros meios de comunicações existentes. Mesmo com atenuação, dispersão e efeitos não lineares afetando a transmissão, as comunicações ópticas sempre tiveram desempenho superior. Por apresentarem uma capacidade praticamente ilimitada para as necessidades da época, as técnicas de transmissão e recepção utilizadas em comunicações ópticas por muito tempo foram muito simples, pois não havia necessidade de técnicas sofisticadas para atingir taxas satisfatórias.

Entretanto, há crescente demanda por taxas de transmissão cada vez mais altas, acomodando mais e mais usuários. Esta crescente demanda por taxa tem atingido o limite do que as fibras podem fornecer com técnicas simples de transmissão. Assim, pesquisas têm sido direcionadas para a plena utilização da capacidade de transmissão de sistemas ópticos já instalados e futuros (Agazzi et al., 2005; Bosco et al., 2008; Singer et al., 2008). Um ponto comum nas pesquisas e propostas tem

sido o uso de processamento digital de sinais (PDS) nestes sistemas, tais como o uso de equalizadores e receptores MLSE (do inglês, *maximum-likelihood sequence estimation*). A proposta, no caso, é converter o sinal na saída da fibra óptica para o domínio elétrico, realizando aí muito do processamento de recepção, tais como a compensação das distorções introduzidas pela fibra. Esta etapa é feita através de técnicas de PDS ou de métodos usados em outros sistemas de comunicações, como os sistemas celulares sem fio.

São diversas as dispersões ou degenerações sofridas pelo sinal em um sistema de comunicações ópticas. Estas ocorrem devido às características da onda e do meio e causam o alargamento temporal no pulso óptico, provocando interferência intersimbólica (ISI, do inglês *intersymbol interference*) no sistema (Agazzi et al., 2005). Neste trabalho, daremos particular atenção às distorções de natureza linear, chamadas dispersão cromática (CD, do inglês *chromatic dispersion*) e dispersão por modo de polarização (PMD, do inglês *polarization-mode dispersion*). A primeira causa o alargamento do pulso devido à diferença na velocidade de propagação entre as diversas frequências do pulso óptico. Já a PMD é causada pelo deslocamento temporal, na recepção, entre as duas componentes de polarização do pulso entre os eixos de propagação.

Neste trabalho, focaremos na utilização de PDS para a compensação de PMD e CD em sistemas ópticos legados. O objetivo é melhorar a taxa de transmissão de alguns sistemas que já estão amplamente instalados e difundidos. Por esse motivo, utilizaremos sistemas de modulação por intensidade e detecção direta (IMDD, do inglês, *intensity-modulated direct-decision*), o sistema mais encontrado na prática. Uma das dificuldades introduzidas pelo IMDD é que o uso de um fotodetector na recepção introduz uma não linearidade que dificulta a aplicação direta de técnicas clássicas de PDS. Finalmente, deve-se contrastar a linha de pesquisa deste trabalho, baseada em IMDD, com outra muito em voga na literatura, que tem estudado o uso de detecção coerente. Isto possibilita o uso eficiente de modulações com maior número de bits por símbolo e conseqüentemente aumento da taxa, mas ao custo de uma grande reestruturação das instalações ópticas.

O MLSE é uma técnica muito difundida de combate a ISI, pois sabe-se que, sob algumas hipóteses, ele minimiza a probabilidade de se detectar uma sequência

---

diferente da transmitida (Barry, Messerschmitt, & Lee, 2003), ou seja, ela minimiza a probabilidade de erro. Entretanto, o algoritmo apresentado em (Barry et al., 2003) possui duas características que dificultam sua implementação direta em sistemas ópticos: considera as dispersões lineares e ruído Gaussiano. Ambas hipóteses não são observadas em sistemas IMDD após a fotodetecção. Ademais, sua complexidade pode ser alta, mesmo quando implementado de forma eficiente através do algoritmo de Viterbi (Barry et al., 2003). Sendo assim, o foco deste trabalho é a adaptação do MLSE para sistemas IMDD, focando na redução de complexidade.

A primeira adaptação a ser estudada diz respeito ao modelo de dispersões lineares e ruído Gaussiano. Sob estas hipóteses, a implementação do algoritmo de Viterbi é simplificada (Barry et al., 2003). Entretanto, devido à não-linearidade introduzida pelo fotodetector, o ruído de um sistema óptico após fotodetecção pode ser aproximado por uma chi-quadrada (Agazzi et al., 2005). A implementação do algoritmo de Viterbi neste caso se torna consideravelmente mais complexa. Buscando reduzir o custo, pode-se procurar aproximações que levem a uma implementação do MLSE mais simples e que seja adequada ao problema. Em (Bosco et al., 2008) é observado que a passagem do sinal recebido pelo fotodetector é equivalente a uma operação de elevar ao quadrado. Assim, parece natural que, extraindo a raiz quadrada da saída do canal, a não-linearidade poderia ser removida, possibilitando a implementação do algoritmo de Viterbi clássico. De fato, esta inversão da não linearidade não é exata, levando a uma abordagem subótima. Entretanto, conforme mostrado em (Bosco et al., 2008), ela apresenta um desempenho próximo ao ótimo. Esta aproximação, chamada de métrica SQRT devido ao cálculo da raiz quadrada do sinal recebido, será o principal foco deste trabalho.

Além da solução acima, que adapta de forma simplificada o algoritmo de Viterbi para sistemas IMDD, outro problema do algoritmo de Viterbi é sua complexidade computacional, que cresce exponencialmente com a memória do modelo de canal. Nossa proposta para diminuir essa complexidade é baseada na técnica DDFSE (do inglês, *delayed decision-feedback sequence estimation*) (Duel-Hallen & Heegard, 1989). Esta técnica diminui a memória do canal através da realimentação de decisões já feitas pelo detector. Essencialmente, assim que uma decisão é tomada, seu

impacto sobre a ISI é estimado e removido do sinal recebido, diminuindo assim a severidade da ISI sofrida pelos símbolos que ainda não foram detectados. Entretanto, o DDFSE foi desenvolvido para canais lineares. Como o sistema IMDD, em nosso trabalho, é não-linear devido à fotodetecção, nossa contribuição neste trabalho é a adaptação da técnica de redução de estados para canais não-lineares.

## 1.1 Organização da Dissertação

Além deste capítulo introdutório, esta dissertação está organizada em seis capítulos conforme descrito a seguir:

- No **Capítulo 2** as características do sistema óptico de modulação por intensidade e detecção direta são apresentadas. Descrevemos também a implementação do sistema óptico base para as simulações de técnicas de processamento de sinais estudadas. Finalmente, são apresentada as dispersões características, que serão combatidas pelo detector de sequências de máxima-verossimilhança.
- No **Capítulo 3** é apresentado o algoritmo de Viterbi para canais lineares e sua aplicação em detectores de sequências de máxima-verossimilhança. Apresentamos também possíveis adaptações deste algoritmo comumente utilizadas em comunicações ópticas.
- No **Capítulo 4** apresentamos uma técnica de redução de estados da treliça do algoritmo de Viterbi denominada DDFSE, proposta para gravação magnética e adaptada neste trabalho a sistemas ópticos.
- No **Capítulo 5** o sistema de testes é apresentado, seus componentes detalhados e as curvas de desempenho são mostradas para três cenários em que primeiramente é combatida a dispersão cromática, no segundo a dispersão por modo de polarização e no terceiro estas duas dispersões.
- No **Capítulo 6** são apresentadas as conclusões e as perspectivas de trabalhos futuros.

## 1.2 Trabalhos aceitos

Durante este trabalho, foi aceito o seguinte artigo de congresso:

- Covre, M. R., Lopes, R. R., Proposta de Redução de Estados em Receptores MLSE para Comunicações Ópticas, XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT2011, Curitiba, 2 a 5 de outubro de 2011.

# 2

## Sistema Óptico

Neste capítulo, serão apresentadas características do sistema óptico, bem como os conceitos envolvidos na transmissão via fibra óptica. O foco será somente os sistemas de modulação por intensidade e detecção direta, por estarem presentes em vários sistemas instalados. Primeiramente será apresentado um breve histórico sobre as comunicações ópticas. Em seguida serão descritos partes do sistema como transmissor, receptor, canal e fonte de ruído.

### 2.1 Introdução

Costuma-se conceituar um sistema de comunicação como um sistema que transmite informação de um local para outro. A distância entre receptor e transmissor pode ser de poucos metros até milhares de quilômetros, como no caso de ligações entre continentes. A informação é carregada por ondas denominadas portadoras que podem ter frequências da ordem desde hertz até terahertz. Em

comunicações ópticas, a frequência da portadora é da ordem de terahertz, portanto na região visível ou próxima do infravermelho do espectro eletromagnético. Por isso, os sistemas são chamados, em alguns casos, de sistemas *lightwave*. Sistemas de fibra óptica são sistemas *lightwave* que utilizam como guia de onda a fibra óptica (Agrawal, 2002).

## 2.2 Histórico

Na década de 1960 a transmissão via cabo coaxial tinha alcançado seu limite. Assim pesquisas buscavam qual tecnologia alcançaria taxas superiores para atender a crescente demanda. Dentre as alternativas, foi proposto o uso de ondas ópticas, com seus terahertz de frequência (Agrawal, 2002). O desafio inicial foi como utilizar esta alta frequência para se transmitir informação, pois até a década de 1950 não existia nem fonte óptica coerente nem um guia de ondas apropriado para realizar tal transmissão. O primeiro problema foi resolvido com a demonstração de uma fonte coerente em 1960, o laser. Em consequência, as pesquisas se concentraram no guia de onda para esta fonte recém proposta. Várias opções surgiram na década de 1960, sendo a que mais se destacou foi a de se utilizar a luz gerada pelo laser confinada usando uma sequência de lentes (Agrawal, 2002).

No ano de 1966, (Kao & Hockham, 1966) sugeriram que as fibras ópticas seriam a melhor solução, possibilitando guiar a luz de maneira similar aos elétrons em um fio de cobre. Entretanto, perdas da ordem de 1000 dB/km limitavam a distância da transmissão. Para viabilizar a utilização deste guia, pesquisas centraram em diminuir estas perdas até que em 1970 (Kapron, Keck, & Maurer, 1970) demonstrou a redução das perdas para 20 dB/km na região próxima do comprimento de onda de  $1 \mu\text{m}$ . No mesmo ano, surgiram fontes ópticas compactas utilizando semicondutores GaAs (arseneto de gálio). Com a disponibilidade de fontes ópticas compactas e fibras com pouca atenuação, as pesquisas para o desenvolvimento de sistemas ópticos foram impulsionadas.

Alguns anos após, entre 1977 e 1979, testes com sistemas operando no comprimento de onda ( $\lambda$ ) de  $0,8 \mu\text{m}$  culminaram na primeira geração de sistemas comerciais no ano de 1980 a uma taxa de 45 Mbs e repetidores a cada 10 km. Esta

taxa é a mesma obtida em cabos coaxiais de 1 km de distância, o que motivou ainda mais as pesquisas nesta nova tecnologia.

Ainda durante a década de 1970, outras frentes de pesquisa exploraram sistemas operando com comprimentos de onda diferentes ( $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ ). Nesta faixa, as fibras apresentam uma atenuação abaixo de 1 dB/km, possibilitando o aumento da distância entre repetidores. As pesquisas dos componentes ópticos também convergiram para esta faixa de comprimento de onda, mas somente se intensificaram no início da década de 1980. Dentre as pesquisas destacamos o laser de InGaAsP (fosforeto de arseneto de gálio e índio).

Com a redução da atenuação das fibras, o limitante de desempenho se torna as dispersões do guia. No início, as fibras eram multimodo e, com isso, a dispersão modal presente nas fibras se torna um limitante do desempenho, limitando as taxas a 100 Mbs. Este cenário é superado com as fibras monomodo. Experimentos de (Yamada, Machida, & Kimura, 1981) alcançaram taxas de transmissão de 2 Gbs em um enlace de 44 km de fibra monomodo. Esses avanços culminaram na segunda geração comercial, com início em 1987, operando à taxa de 1,7 Gbs com repetidores a 50 km, e com atenuação de 0,5 dB/km.

As pesquisas sobre a fibra e componentes ópticos continuaram explorando outros comprimentos de onda com dispersões menores. Em 1979, pesquisa no comprimento de onda de  $1,55 \mu\text{m}$ , apresentou uma atenuação mínima de 0,2 dB/km, mas com elevada dispersão (Miya et al., 1979). De fato, a chamada terceira geração com sistemas, centrados em  $1,55 \mu\text{m}$ , atrasou devido à esta dispersão e modificações em fontes ópticas tiveram que ser desenvolvidas.

Em 1985, foram realizados experimentos com taxa de transmissão a 4 Gbs acima de 100 km de enlace (Gnauck et al., 1985). A comercialização da terceira geração comercial operando a 2,5 Gbs iniciou-se em 1990. Na realidade, estes sistemas são capazes de operar a 10 Gbs (Agrawal, 2002). O melhor desempenho para a terceira geração comercial combina fibra monomodo com dispersão deslocada e lasers com modo longitudinal. Um inconveniente desta geração é a necessidade de regeneração elétrica do sinal a cada 60 – 70 km. Este espaço entre regeneradores pode ser aumentado utilizando receptores coerentes. Estes foram estudados e desenvolvidos durante a década de 1980 e seus benefícios foram demonstrados em (Linke & Gnauck,

1988). Entretanto, a comercialização de sistemas coerentes foi adiada devido ao advento de amplificadores ópticos em 1985 e comercialização em 1990, como uma solução para a regeneração do sinal.

A quarta geração é caracterizada pelo uso da amplificação óptica para aumentar a distância entre repetidores e a utilização de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM, do inglês *wavelength-division multiplexing*) para aumentar a taxa de bits. A partir de 1992, a utilização da multiplexação dobrou a capacidade do sistema a cada seis meses, alcançando uma taxa de 10 Tbs em 2001. Estes sistemas utilizam amplificadores de fibra dopados com Érbio (EDFA, do inglês *Erbium Doped Fiber Amplifier*) a cada 60 – 80 km.

No ano de 1991, experimentos foram feitos em transmissões submarinas completamente ópticas entre continentes, e em 1996 já estavam disponíveis comercialmente, inclusive com vários quilômetros instalados. Podemos afirmar que a quarta geração revolucionou o campo das comunicações ópticas (Agrawal, 2002). Se compararmos a capacidade e o comprimento do enlace puramente ópticos num período de 25 anos, a capacidade de transmissão aumentou na ordem de 100.000 e o comprimentos dos enlaces aumentou de 10 para 10.000 km (Agrawal, 2002).

## 2.3 Fibra Óptica

O desenvolvimento das fibras ópticas começou na década de 1920, mas seu uso se tornou prático somente na década de 1950. O fenômeno responsável pela luz ficar confinada na fibra é conhecido como reflexão interna total, conhecido desde 1854. Mesmo com o início das pesquisas para utilizá-la como meio de propagação, o principal uso da fibra até a década de 1970 foi a de transmitir imagens médicas em curtas distâncias. Somente com a diminuição das perdas e a possibilidade de se operar em outras faixas foi que a fibra se tornou uma solução prática para a transmissão de dados, com perdas inferiores a 20 dB/km. Progressos resultaram, em 1979, em uma fibra com atenuação de 0.2 dB/km próximo à região espectral de  $1.55 \mu\text{m}$  (Agrawal, 2002). Uma representação das atenuações da fibra em função do comprimento de onda é mostrada na Figura 2.1.

A fibra consiste em um núcleo cilíndrico envolto por um revestimento, ambos

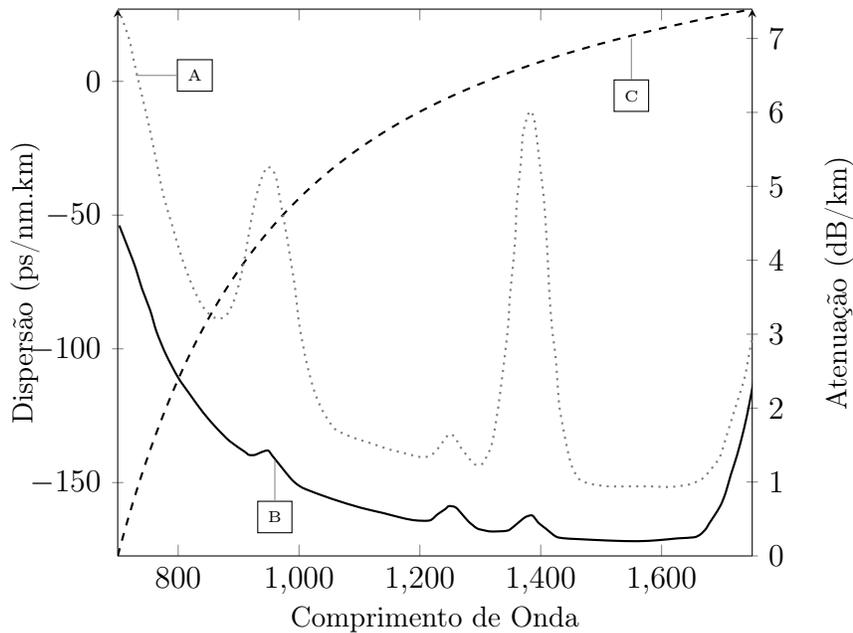


Figura 2.1: Perfil de atenuação na sílica em função do comprimento de onda. Em **A** temos a atenuação nas fibras até a década de 1980. Em **B**, atenuação após 1980 e em **C** dispersão nas fibras ópticas.

feitos principalmente de sílica ( $\text{SiO}_2$ ), podendo ser inseridos outros materiais chamados dopantes. Dentre alguns destes materiais temos o germânio e o fósforo, que aumentam o índice de refração do material e são muito utilizados para se dopar o núcleo, enquanto que o boro e o flúor reduzem esse índice sendo mais indicados para o revestimento. A Figura 2.2 exemplifica as partes da fibra descritas acima.

Na subseção a seguir serão apresentados conceitos da propagação da onda na fibra.

### 2.3.1 Propagação de Onda

Nesta subseção a propagação da onda na fibra será explicada seguindo a abordagem da teoria de onda. Esta subseção é baseada em (Ramaswami & Sivarajan, 2002). A propagação da luz em um guia de onda, como a fibra óptica, pode ser modelada através da composição do campo elétrico e magnético da onda

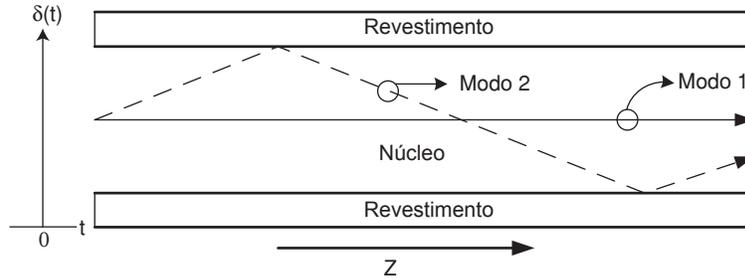


Figura 2.2: Representação do núcleo e revestimento da fibra (Singer et al., 2008).

em uma direção e no tempo. Analiticamente, estes campos podem ser representados como vetores.

Um material fica polarizado quando um campo elétrico é aplicado sobre ele. Esta polarização pode ser descrita como polarização elétrica induzida ou polarização dielétrica, e esta pode ser representada pelo vetor  $\mathbf{P}$ , que depende das propriedades do material e da intensidade do campo aplicado. A polarização dielétrica pode ser definida como a resposta do material ao campo aplicado (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

Podemos relacionar o vetor  $\mathbf{P}$  e o campo elétrico, representado pelo vetor  $\mathbf{E}$ , através da densidade de fluxo elétrico, representada pelo vetor  $\mathbf{D}$ , e dada por

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (2.1)$$

onde  $\epsilon_0$  é denominado permissividade do vácuo.

Em (2.1), é descrita a ação do campo elétrico no material. Podemos, da mesma forma, definir a ação do campo magnético no material. Neste caso, vamos relacionar o campo magnético, representado pelo vetor  $\mathbf{H}$  e a denominada polarização magnética, representada pelo vetor  $\mathbf{M}$ . Portanto, a densidade de fluxo magnético é dada por

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}), \quad (2.2)$$

onde  $\mu_0$  é a permeabilidade do vácuo. Como a sílica é um material não-magnético,  $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ . A relação entre o campo elétrico e a polarização dielétrica devido

à natureza da sílica é a origem de dois dos efeitos importantes relacionados à propagação da luz na fibra: a dispersão e as não-linearidades (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

Definimos como índice de refração ( $n$ ), a relação entre a velocidade da luz no vácuo e a velocidade de luz no material. Este índice é função da frequência angular da onda, e esta dependência é a origem da chamada dispersão cromática, que veremos a seguir. Um valor típico para o índice de refração na fibra é de 1,5.

Podemos então chegar às equações de onda do campo magnético e elétrico na fibra, que são dadas por

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + \frac{\omega^2 n^2(\omega)}{c^2} \tilde{\mathbf{E}} = 0, \quad (2.3)$$

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{H}} + \frac{\omega^2 n^2(\omega)}{c^2} \tilde{\mathbf{H}} = 0, \quad (2.4)$$

onde  $\nabla^2$  é operador laplaciano,  $n$  é o índice de refração do material,  $\tilde{\mathbf{E}}$  e  $\tilde{\mathbf{H}}$ , são a transformada de Fourier de  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{M}$ , respectivamente.

### 2.3.2 Modos da fibra

Se um sinal é aplicado à fibra, os campos elétrico e magnético que o compõem devem satisfazer as Equações (2.3) e (2.4). Segundo (Ramaswami & Sivarajan, 2002) estas soluções não são independentes e dependem das condições de fronteira entre o núcleo e o revestimento da fibra. Ademais, essas soluções não são únicas. Simplificando, cada par de soluções das equações que satisfaz essas condições de fronteira é conhecido como um modo da fibra.

Podemos então associar a cada modo de propagação uma constante  $\beta$  denominada constante de propagação do modo, tendo unidade radianos por unidade de comprimento, e esta surge da dependência da direção da propagação no campo elétrico. Como o campo elétrico pode ter vários modos, várias soluções que satisfazem a condição de fronteira, durante a propagação na fibra, a energia é dividida entre esses modos e, portanto um pulso pode se espalhar ao percorrer a fibra. Podemos ainda considerar o modo da fibra como o caminho que a luz pode percorrer na fibra. Como o comprimento dos caminhos pode ser diferente, as velocidades de

propagação também diferem para cada modo. Para um melhor aproveitamento da energia do pulso, deseja-se que a fibra tenha somente um caminho, ou modo, de propagação. Baseado no fato de ter ou não vários modos, as fibras podem ser classificadas como multimodo e monomodo, respectivamente.

### 2.3.3 Polarização

Podemos decompor o campo elétrico nas direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , e  $z$  é a direção da fibra. Esta decomposição pode ser normalmente utilizada nas equações de onda. Para um único modo de propagação ou modo fundamental uma solução das equações é zero na componente  $x$  e um valor não nulo nas outras direções, ou zero da componente  $y$  e não nulo nas outras direções. Podemos considerar o campo se propagando na direção da componente  $z$ , podendo denominá-la longitudinal e como extensão denominar as componentes não nulas das soluções como componente transversal. Quando o campo não tem componente na direção de propagação, este é dito transversal. O modo fundamental tem a componente transversal maior que a longitudinal, mas não nula. Por isso este modo pode ser considerado transversal.

Agora podemos definir o conceito de polarização de um campo elétrico. Sendo o campo um vetor variante no tempo, sua amplitude e direção podem variar no tempo. Um campo é dito linearmente polarizado quando a direção é constante independente do tempo (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

Com essa consideração, o campo fica distribuído entre as direções  $x$  e  $y$ . Como as direções são ortogonais entre si, podemos dizer que são ortogonalmente polarizadas. Como as equações de onda (2.3) e (2.4) são lineares, qualquer combinação linear destes dois estados linearmente polarizados são solução das equações. A energia é distribuída entre essas duas polarizações, esta distribuição é denominada estado de polarização (SOP, do inglês *state of polarization*).

Quando os modos são degenerados, ou seja, têm a mesma constante de propagação, a fibra pode ainda ser considerada monomodo. E enquanto as duas polarizações tiverem a mesma constante e a fibra for circularmente simétrica, não ocorrerá o espalhamento do pulso.

O que ocorre na prática é que os modos ortogonais não têm a mesma constante de propagação devido a imperfeições na fabricação da fibra. Esta diferença torna a

fibra birrefringente, ou seja, tem índices de refração diferentes em cada eixo. Como a energia do pulso é dividida entre os dois eixos, a diferença nas constantes de propagação faz com que as componentes tenham velocidades diferentes, Provocando um espalhamento temporal do pulso. A dispersão causada pelo espalhamento é conhecida como dispersão por modo de polarização (PMD, do inglês *polarization-mode dispersion*).

A PMD é ilustrada na Figura 2.3. Especificamente, a figura mostra a primeira ordem da dispersão, que considera que o deslocamento entre os pulsos é o mesmo em todo o enlace. Esta diferença é conhecida como atraso de grupo diferencial (DGD, do inglês *differential group delay*). A PMD completa ainda contempla a variação deste deslocamento durante o percurso.

Podemos determinar o deslocamento entre as polarizações pela equação

$$\Delta\tau = \Delta\beta/\omega, \quad (2.5)$$

onde  $\Delta\tau$  é o deslocamento,  $\omega$  é a frequência angular. Um valor típico de DGD é 0,5 ps/km. A variação temporal entre as polarizações, em enlaces reais, varia conforme o tempo.

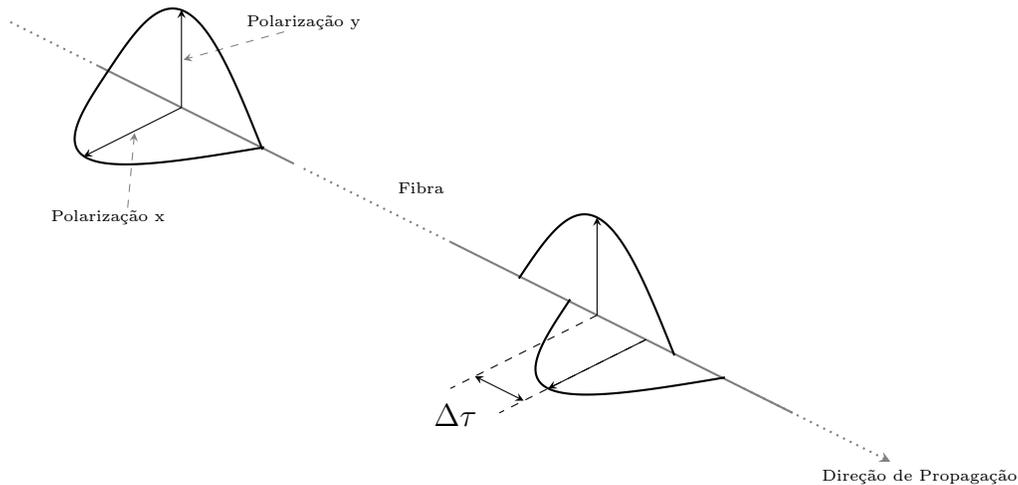


Figura 2.3: Comportamento do DGD.

Além da PMD, cada componente e material óptico respondem diferentemente à polarização, podendo gerar perdas. Essas perdas são chamadas de perda dependente

de polarização (PDL, do inglês *polarization-dependent loss*) e isto deve estar presente na especificação dos componentes.

### 2.3.4 Dispersão Cromática

Dispersão Cromática (CD, do inglês *chromatic dispersion*) é o fenômeno em que diferentes componentes espectrais de um pulso trafegam pela fibra com diferentes velocidades, causando um espalhamento no pulso enviado. A CD acontece devido a duas dispersões, a dispersão material e a dispersão de guia de onda.

Dentre as duas dispersões que causam a CD, a material é que tem maior influência. Esta ocorre devido ao fato de que o índice de refração da sílica ser dependente da frequência. Portanto, diferentes componentes de frequência trafegam com velocidades diferentes. Já a dispersão de guia de onda depende da distribuição da potência do sinal entre o núcleo e o revestimento da fibra. Se a potência estiver concentrada no núcleo, o índice de refração efetivo terá valores próximos ao índice de refração do núcleo, para fibra monomodo. Por outro lado, se a distribuição de potência estiver no revestimento o índice efetivo é próximo do índice do revestimento. Mesmo quando a dispersão material não está presente, ou seja, os índices são independentes do comprimento de onda. Esta alteração nos índices causa mudanças na constante de propagação. (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

O formato do pulso propagando na fibra é alterado devido à presença de CD. O parâmetro que controla a evolução da forma do pulso é a segunda derivada da constante de propagação, representada por

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2}, \quad (2.6)$$

em que  $\beta_2$  é denominado parâmetro de dispersão da velocidade de grupo (GVD, do inglês *group velocity dispersion parameter*).

Se  $\beta_1 = d\beta/d\omega$ ,  $1/\beta_1$  é a velocidade com que um pulso se propaga na fibra óptica e é denominado velocidade de grupo (em inglês, *group velocity*). Com isso,  $\beta_2$  é relacionado com a taxa de mudança da velocidade de grupo com a frequência. Assim, CD é também chamada de GVD (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

Para a maioria das fibras existentes, o comprimento de onda em que o parâmetro

$\beta_2 = 0$  é chamado de comprimento de onda de dispersão nula (do inglês, *zero-dispersion wavelength*). Analisando os valores de  $\beta_2$ , se for positivo, a dispersão é denominada normal, e quando for negativa é denominada anômala. Em fibras comerciais, o parâmetro que mede a CD é o parâmetro de dispersão cromática  $D$ , que pode ser expresso em função de  $\beta_2$  pela expressão

$$D = - \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \right) \beta_2, \quad (2.7)$$

e tem unidade de ps/km-nm. O parâmetro  $D$  pode ser desmembrado nas componentes de dispersão material e de guia de onda, resultando em  $D = D_M + D_W$ , em que os índices  $M$  e  $W$  representam material e guia de onda, respectivamente. Podemos observar o comportamento destas componentes na Figura 2.1. Para uma fibra monomodo,  $D_M$  aumenta monotonicamente com o comprimento de onda e é igual a zero em  $\lambda = 1.276 \mu\text{m}$ , enquanto que  $D_W$  diminui monotonicamente com o comprimento de onda e é sempre negativo. A dispersão total é zero em torno de  $\lambda = 1.31 \mu\text{m}$ . Próximo a este comprimento de onda,  $D$  pode ser aproximado por uma reta cuja inclinação é chamada inclinação de dispersão cromática (em inglês, *chromatic dispersion slope*) (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

A fibra monomodo é limitada diferentemente conforme o comprimento de onda. Próximo à  $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ , é limitada por perdas e próximo à  $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$  pela dispersão cromática. Na faixa de limitação por CD, podemos contorná-la deslocando o comprimento de onda zero para esta faixa variando a dispersão de guia de onda, ou realizando a compensação óptica da dispersão utilizando uma fibra com dispersão negativa.

## 2.4 Transmissores

Em um sistema óptico de modulação por intensidade a informação que trafega pela fibra está contida na intensidade do sinal, em que a informação lógica 1 é transmitida como um pulso com potência diferente de zero e a informação lógica 0 com uma potência muito inferior à da informação 1. Idealmente, a potência deveria ser nula, mas na prática, é um valor muito pequeno. A razão entre a potência de 1

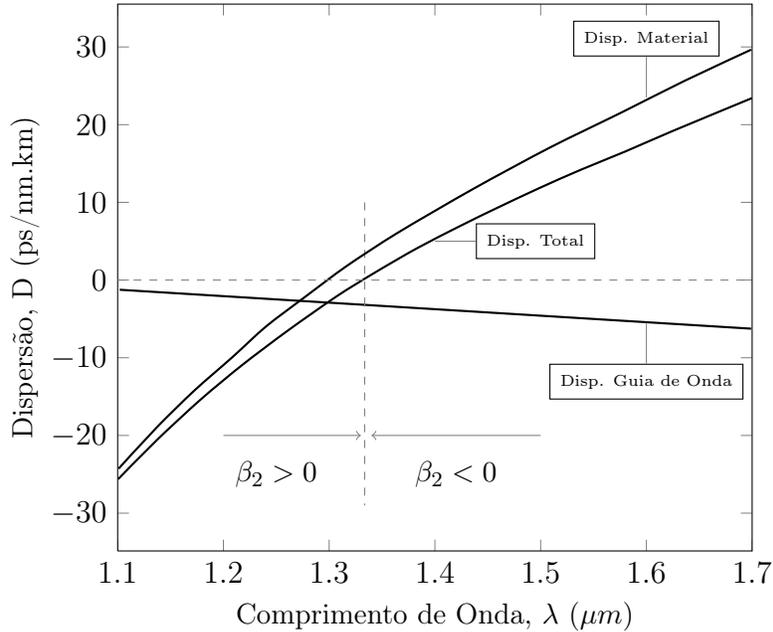


Figura 2.4: Dispersão material, de guia de onda e total de uma fibra monomodo.

pela potência de 0 é chamada de razão de extinção ( $E_r$ , do inglês *Extinction Ratio*), e é dada por

$$E_r = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_0}, \quad (2.8)$$

segundo (Agazzi et al., 2005), em sistemas com modulação direta a  $E_r$  deve ser acima de 7 dB.

A sequência lógica a ser transmitida pode ser modulada diretamente ou externamente. A modulação direta ocorre quando o laser liga e desliga conforme a entrada. Este esquema resulta em pulsos transmitidos com *chirp*, em que a frequência da portadora varia com o tempo causando ampliação do espectro transmitido (Ramaswami & Sivarajan, 2002). Quando se diz que a modulação é externa, conforme mostrado na Figura 2.5, tem-se um modulador em que uma de suas entradas é a sequência lógica e a outra um laser ligado continuamente (Ramaswami & Sivarajan, 2002). Neste caso o papel de criar os pulsos é transferido para o modulador. Estes podem ser de amplitude e fase, entre outros. Um deles é

o chamando Mach-Zehnder (MZ), que utiliza um interferômetro MZ para modular o laser conforme a entrada lógica. Este modulador tem boa  $E_r$ , entre 15 e 20 dB, e pode controlar precisamente o formato do pulso (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

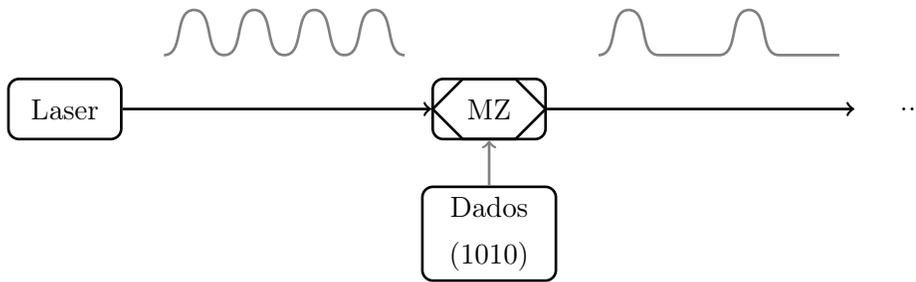


Figura 2.5: Modulação externa.

Em sistemas de modulação direta, a forma com que os bits são modulados recebe o nome de *OOK* (*On-Off Keying*), que é uma forma linear de modulação. Outra característica dos pulsos é eles ficarem o tempo todo do bit lógico 1 em potência alta, o que é denominado *NRZ* (*nonreturn to zero*) (Singer et al., 2008).

## 2.5 Receptores

Um receptor converte o sinal óptico em um sinal elétrico que pode ser utilizado nas outras etapas do sistema de comunicação. Em sistemas de detecção direta (DD, do inglês *direct detection*), o receptor consiste de um fotodetector que gera uma corrente proporcional ao quadrado do módulo da potência óptica incidente ponderado por uma constante. Após a detecção, ele é filtrado por um filtro passa-baixas para eliminar componentes de ruído elétrico do fotodiodo e componentes de  $2f_c$  do sinal, conforme ilustrado na Figura 2.6. Uma etapa de amplificação eleva o sinal elétrico a níveis que possam ser utilizados posteriormente. Este sinal é utilizado em um circuito de decisão bit a bit para estimar os dados transmitidos. Este circuito depende da modulação utilizada no transmissor.

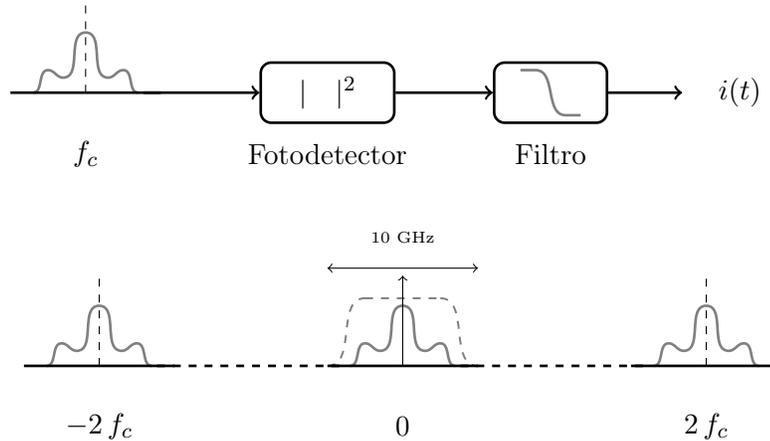


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um detector.

### 2.5.1 Fotodetectores

Os fotodetectores são feitos de materiais semicondutores e seu princípio é descrito a seguir. Os fótons, provenientes da onda eletromagnética, incidentes no material são absorvidos e através de mecanismos de troca de energia descritos na mecânica quântica, produzem uma corrente elétrica. Esta corrente é denominada fotocorrente.

Segundo (Ramaswami & Sivarajan, 2002) os semicondutores silício (Si) e arseneto de gálio (GaAs), não podem ser utilizados como fotodetectores nas bandas de  $1.3 \mu\text{m}$  e  $1.55 \mu\text{m}$ . Para essas bandas, os mais utilizados são o arseneto de gálio e índio (InGaAs) e o fosforeto de arseneto de gálio e índio (InGaAsP).

Uma maneira de caracterizar o fotodetector é através do quanto de corrente ele gera, ou seja, quantos amperes ele produz quando se incide um watt de potência óptica. Esta razão é chamada de responsividade  $\mathcal{R}$  e é expressa pela relação

$$\mathcal{R} = \frac{I_p}{P_{in}} \text{ A/W}, \quad (2.9)$$

em que  $I_p$  é a corrente gerada e  $P_{in}$  é a potência óptica de entrada do fotodetector. A responsividade pode também ser expressa em termos de comprimento de onda, resultando em

$$\mathcal{R} = \frac{\eta\lambda}{1.24} A/W, \quad (2.10)$$

em que  $\eta$  é a eficiência do fotodetector. Valores típicos de responsividade são  $1 A/W$  e  $1.2 A/W$  para banda de  $1.3 \mu\text{m}$  e  $1.55 \mu\text{m}$ , respectivamente.

### 2.5.2 Fotodiodos

Na prática o fotodetector com somente um material semiconductor pode não alcançar alta eficiência, pois nem todos os elétrons conseguem se recombinar e gerar corrente. Uma solução é tentar expulsar os elétrons antes deles se combinarem. Para isso pode ser utilizado um semiconductor com junção  $pn$  e aplicando uma corrente de polarização reversa. Este fotodetector é conhecido como *fotodiodo*.

Para melhorar o rendimento do fotodiodo  $pn$ , pode se inserir um semiconductor intrínseco levemente dopado entre os condutores do tipo  $p$  e  $n$  gerando um fotodiodo conhecido como  $pin$ . Nestes fotodiodos a região de depleção compreende toda a região intrínseca. A largura da região  $i$  é maior do que as regiões  $p$  e  $n$  com isso a maior parte da absorção da luz ocorre nesta região, aumentando a eficiência e a responsividade do fotodiodo (Ramaswami & Sivaraajan, 2002).

Nos fotodetectores apresentados até o momento, um fóton gera somente um elétron quando é absorvido. Entretanto, se um elétron gerado é submetido a um campo elétrico alto, ele adquire energia para retirar mais elétrons para gerar a corrente. Este processo é chamado de avalanche multiplicativa. Fotodiodos que operam com esse princípio são chamados de fotodiodo avalanche (APD).

## 2.6 Amplificadores Ópticos

O sinal óptico ao final de um enlace chega com intensidade menor que a enviada devido às atenuações da fibra e perdas relativas aos componentes envolvidos no enlace sistema. Como visto na Seção 2.2, componentes denominados regeneradores eram utilizados para se conseguir enlaces maiores. Neste componente o sinal é detectado, decidido e então reenviado até o próximo regenerador até o final do enlace.

O regenerador tem, entre outros, dois problemas que limitam o seu uso em sistemas mais atuais. Primeiro, o regenerador é feito para uma taxa de bit específica, se esta é alterada, faz-se necessário substituir o regenerador. Segundo, para sistemas que utilizam multiplexação em comprimento de onda, é necessário um regenerador para cada comprimento de onda.

Os amplificadores ópticos foram desenvolvidos para combater essas questões, pois como amplifica o sinal opticamente, é insensível à taxa de bit e o número de comprimentos de onda. Dentre as características que um amplificador deve ter, listamos um formato espectral de ganho plano e potência suficiente de saída para ser detectado por um fotodetector.

O princípio de funcionamento do amplificador é denominado emissão estimulada, em que o sinal óptico estimula a emissão de fótons e estes com a mesma amplitude do sinal óptico amplificam o sinal. Esta emissão é no mesmo sentido, polarização e fase do sinal que chega ao amplificador. Este princípio também está presente nos lasers (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

Mas essa emissão pode ter um efeito contrário ao desejado pois podem ocorrer mesmo sem o estímulo. Quando esta emissão tem a mesma energia do sinal óptico ela é amplificada juntamente com o sinal. O problema é que esta emissão tem direção, polarização e fase aleatórias, comportando como ruído para o sinal. E este ruído é amplificado nos outros amplificadores. Este efeito é denominado emissão espontânea amplificada (ASE, do inglês *amplified spontaneous emission*), considerada a principal fonte de ruído em um sistema óptico (Ramaswami & Sivarajan, 2002).

A degradação do sinal pelo ruído ASE pode ser quantificado pela Figura de ruído do amplificador ( $F_n$ ). Esta é obtida pela razão entre a relação sinal-ruído (SNR) da entrada e da saída, conforme mostrado abaixo

$$F_n = \frac{SNR_{entrada}}{SNR_{saida}}, \quad (2.11)$$

lembrando que esse valor de SNR é obtido convertendo o sinal óptico em elétrico e segundo (Agrawal, 2002), (2.11) resulta em

$$F_n = 2n_{sp} \frac{G-1}{G} \approx 2n_{sp}, \quad (2.12)$$

em que  $G$  é o ganho do amplificador calculado como a razão entre as potências de entrada e saída,  $n_{sp}$  é o fator de emissão espontânea. Notamos que mesmo para um amplificador ideal, a degradação da SNR é de 3 dB. Na maioria dos amplificadores, a figura de ruído tem valores entre 6 – 8 dB. Para sua utilização em comunicações, seu valor deve ser o menor possível (Agrawal, 2002).

A densidade espectral do ruído de emissão espontânea pode ser calculada como

$$S_{sp} = (G - 1)n_{sp}hv, \quad (2.13)$$

em que  $v$  é a frequência óptica. Segundo (Agrawal, 2002), podemos considerá-la quase constante.

## 2.7 Perdas na Fibra e Largura de Banda

As perdas de atenuação na fibra podem ser modeladas a partir da relação entre a potência de saída ( $P_{out}$ ) no fim da fibra e a potência de entrada ( $P_{in}$ ), isto é,

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L}, \quad (2.14)$$

em que  $\alpha$  é a atenuação da fibra. Uma perda de  $\alpha_{dB}$  dB/km significa que a razão entre  $P_{out}/P_{in}$  para  $L = 1$  km satisfaz

$$10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} = -\alpha_{dB} \quad (2.15)$$

ou

$$\alpha_{dB} = (10 \log_{10} e) \alpha \approx 4.343\alpha. \quad (2.16)$$

As principais fontes de perdas em uma fibra óptica são a absorção do material e o espalhamento de Rayleigh. Podemos relacionar a absorção do material à própria absorção da sílica e das impurezas presentes na fibra. Analisando primeiramente a absorção da sílica, temos que para a faixa entre 0.8 – 1.6  $\mu\text{m}$  essa absorção é desprezível. Como as três regiões de transmissão estão compreendidas nesta faixa, a absorção da sílica pode ser desconsiderada. Com isso, o controle de perdas é focado na redução de impurezas na fabricação da fibra. Atualmente, as perdas

foram reduzidas a níveis muito baixos nos comprimentos de onda de interesse para comunicações ópticas, e o espalhamento Rayleigh é a fonte dominante nas três bandas de menor atenuação da fibra, com os comprimentos de onda  $0.8 \mu\text{m}$ ,  $1.3 \mu\text{m}$ ,  $1.55 \mu\text{m}$ . Observamos nestes comprimentos perdas típicas de 2.5, 0.4 e 0.25 dB/km, respectivamente. Os picos da atenuação entre essas bandas são devidos à absorção pelo vapor de água residual na fibra de sílica. Este comportamento pode ser visto na Figura 2.1.

Podemos expressar a largura de banda tanto em frequência quanto em comprimento de onda, relacionadas por

$$\Delta f \approx \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda, \quad (2.17)$$

em que  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $\Delta f$  e  $\Delta \lambda$  são as bandas em frequência e em comprimento de onda, respectivamente. Esta equação pode ser encontrada diferenciando-se a relação  $f = c/\lambda$  em relação à  $\lambda$ .

A largura de banda da fibra nas duas últimas janelas de transmissão, em  $1.3 \mu\text{m}$  e  $1.55 \mu\text{m}$ , é de aproximadamente 80 nm e 180 nm, respectivamente. Estas larguras correspondem a ordens de 20 THz. Lembrando que, este valor corresponde somente à fibra. Para chegar à largura de sistemas, devemos considerar a largura de banda elétrica do conjunto transmissor-fibra-fotodetector para esse cálculo.

### 2.7.1 Relação Sinal Ruído Óptica

Em comunicações ópticas, as perdas por ruído são normalmente medidas pela relação sinal-ruído óptica (OSNR, do inglês *optical signal-to-noise ratio*), que relaciona a potência óptica com o ruído dos amplificadores ópticos. Este ruído é denominado ASE, como visto na Seção 2.6. Na Figura 2.7 temos os parâmetros envolvidos na definição da OSNR, relacionados com a relação sinal-ruído (SNR). A definição de OSNR é

$$\text{OSNR} = \frac{P}{2N_{\text{ASE}}B_{\text{ref}}}, \quad (2.18)$$

em que  $P$  é a potência aplicada nas duas polarizações,  $N_{\text{ASE}}$  é a densidade espectral do ASE em uma polarização e  $B_{\text{ref}}$  é a largura de banda de referência, geralmente

12,5 GHz, que corresponde a uma resolução 0.1 nm de largura de banda do espectro óptico na portadora de 1550 nm (193.4 THz).

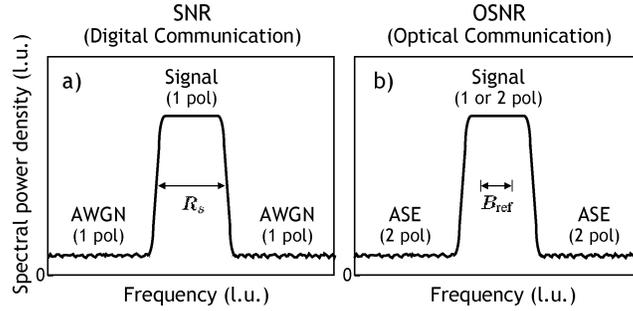


Figura 2.7: Quantidades envolvidas na definição de SNR e OSNR (Essiambre et al., 2010).

Podemos relacionar SNR e OSNR pela equação

$$\text{OSNR} = \frac{pR_s}{2B_{ref}}\text{SNR}, \quad (2.19)$$

onde  $p = 1$  para um sinal com uma polarização e  $p = 2$  para sinais multiplexados em polarização, e o ruído ASE é tratado como um ruído aditivo gaussiano de forma que  $N_{ASE}$  e  $N_0$  são considerados equivalentes,  $R_s$  é a taxa de símbolo. No caso de modulação OOK, a taxa de símbolo é igual à taxa de bit ( $R_s = R_b$ ) (Essiambre et al., 2010).

Em aplicações de processamento de sinais, alta SNR implica em baixa taxa de erro de bit. Em comunicações ópticas, alta OSNR não implica em baixa taxa de erro de bit se a razão de extinção for baixa. Pois a componente de potência no cálculo da OSNR inclui a soma das potências dos bits 1 e 0, enquanto que o cálculo da BER será a função da diferença entre essas potências (Singer et al., 2008).

# 3

## Receptores de Sequências

Neste capítulo, serão apresentados conceitos sobre os receptores de sequência e as técnicas envolvidas em sua implementação, além de uma revisão da técnica conhecida como algoritmo de Viterbi.

### 3.1 Introdução

A detecção bit a bit dos receptores ópticos, descrita anteriormente, não leva em consideração a interferência intersimbólica (ISI, do inglês *intersymbol interference*) presente no sinal recebido. De fato, a ISI tem pouco impacto em muitos sistemas, principalmente os que operam a curtas distâncias ou baixas taxas. Neste caso o impacto da PMD é desprezível, e a CD é compensada opticamente, sobrando apenas uma CD residual, também desprezível. Já para longas distâncias ou taxas mais altas, após a compensação óptica da CD, a PMD passa a limitar o desempenho. Isto porque o tempo de símbolo  $T_S$  diminui, o que faz com que mesmo valores pequenos

de CD e PMD causem alargamentos no pulso maiores que  $T_S$ .

O algoritmo de Viterbi, segundo (Barry et al., 2003), é uma técnica eficiente de detecção de sequências. Começaremos este capítulo descrevendo o algoritmo. Infelizmente, esta técnica foi desenvolvida para canais lineares. Assim no final do capítulo, mostraremos como ele pode ser generalizado para resolver o problema do detector de sequências para qualquer gerador de sinais Markovianos e qualquer fonte de ruído com componentes independentes.

## 3.2 Algoritmo de Viterbi

O algoritmo de Viterbi, proposto por Andrew Viterbi em 1967 em seu artigo "*Error bounds for Convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm*" (Viterbi, 1967), é um algoritmo de programação dinâmica com custo computacional por símbolo que cresce com o aumento da memória. Pode ser utilizado para várias aplicações diferentes além da detecção de sequência, como a decodificação de códigos convolucionais. Proposto inicialmente para provar limitantes, só depois de (Forney, 1973) tem seu potencial reconhecido.

Em um sistema de comunicação, o canal de transmissão pode ser modelado por um filtro  $M(z)$ , conforme mostrado na Figura 3.1. Este filtro em geral tem resposta ao impulso finita (FIR, do inglês *Finite Impulse Response*) e, com isso a interferência de um símbolo atual em seus símbolos adjacentes é finita. Com isso, teremos  $M(z) = 1 + m_1z^{-1} + \dots + m_vz^{-v}$  como modelo do canal, onde  $v$  é a memória. A Figura 3.1 ilustra uma representação de canal, com a inserção de ruído  $w_l$ .

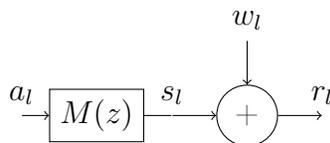


Figura 3.1: Modelo de sistema utilizando filtro finito.

Uma das maneiras de se gerar as saídas do canal,  $s_l$ , é por uma máquina de estados finita (FSM, do inglês, *finite-state machine*) que é a modelagem do comportamento de um algoritmo, composto por estados, transições entre eles e

saídas decorrentes destas transições. Podemos definir *estado*  $\Psi$  no instante  $l$  como um vetor dependente das  $v$  entradas anteriores.

$$\Psi_l = [a_{l-1}, a_{l-2}, \dots, a_{l-v}] \quad (3.1)$$

Se o elemento  $a$  do vetor pertence a um alfabeto  $A$ , podemos afirmar que  $\Psi_l \in A^v$ . O número total de estados vem da combinação das possibilidades dos valores do alfabeto para cada memória. Resumindo, o número de estados possíveis é a cardinalidade do alfabeto elevada ao número de memórias. Observando o algoritmo, a saída e um estado dependem somente do estado anterior e da entrada atual. Como  $\Psi_{l+1}$  contém  $s_l$ , podemos definir a saída do filtro como função de dois estados, na forma

$$s_l = g(\Psi_l, \Psi_{l+1}), \quad (3.2)$$

onde  $g(\cdot, \cdot)$  é uma função sem memória, dada por

$$g(\Psi_l, \Psi_{l+1}) = \sum_{i=0}^v m_l a_{l-i}. \quad (3.3)$$

### 3.2.1 Diagramas em Treliza

Podemos representar uma FSM através de um diagrama de transição de estados, como representado na Figura 3.2 (Barry et al., 2003). Os arcos são rotulados pelo par entrada e saída do filtro associados à transição  $(a_l, s_l)$ .

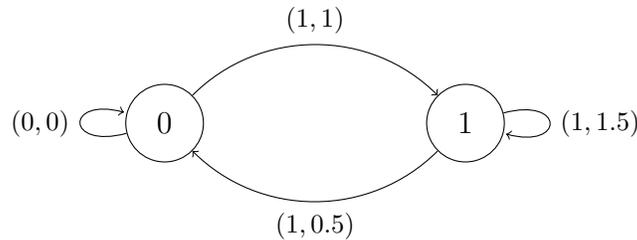


Figura 3.2: Diagrama de transição de estados do exemplo.

Começaremos a detalhar a construção do diagrama de estados. Para isso, considere que o transmissor envia  $L$  símbolos  $\{a_0, \dots, a_{L-1}\}$ . Se considerarmos que as entradas antes do primeiro instante de tempo ( $l < 0$ ) e após os  $L$  símbolos ( $l \geq L$ ) são zero, esta transmissão é equivalente a enviar uma sequência infinita de símbolos. É interessante para a construção que o alfabeto tenha zero como parte do alfabeto. Se isso não acontecer, pode-se construir um alfabeto expandido contendo o zero, enviado no início e no fim da transmissão. Outra solução possível é escolher um dos símbolos do alfabeto como símbolo ocioso e enviá-los em  $l < 0$  e  $l \geq L$ . Quando o zero pertence ao alfabeto, esta é a escolha natural.

Os estados do diagrama são rotulados por inteiros até o valor  $Q - 1$ , em que o número total de estados  $Q = |A|^v$ , reservando o estado zero para o estado ocioso. Em um alfabeto que contém o zero como elemento, este estado é representado por  $\Psi_l = [a^0, a^0, \dots, a^0]$ . Em outras palavras, o estado ocioso é denotado por  $\Psi_l = 0$  e, por hipótese,  $\Psi_l = 0$  para  $l \geq L + v$  e  $l < 0$  (Barry et al., 2003).

Uma representação alternativa ao diagrama de estados foi sugerida em (Forney, 1973) e é chamada de Diagrama de Treliça, que mostra a possível progressão dos estados através do tempo (Barry et al., 2003). Sabendo que os estados da treliça anteriores ao instante  $l \leq 0$  e posteriores a  $l \geq L + v$  são zero, o eixo do tempo compreende somente o intervalo entre  $l = 0$  e  $l = L + v$ . Na Figura 3.3 é mostrada uma treliça genérica, que inicia e termina no estado ocioso.

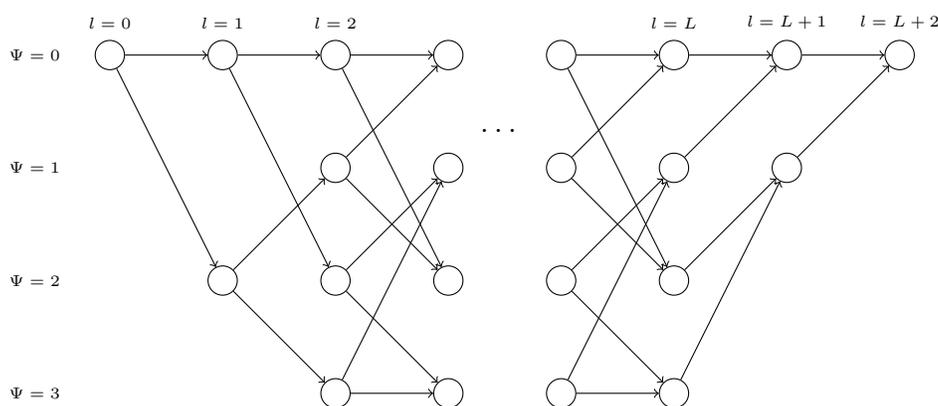


Figura 3.3: Exemplo de Diagrama de Treliça com quatro estados.

Cada pequeno círculo na Figura 3.3 é um *nó* da treliça, e corresponde a FSM

estar em um estado em um instante de tempo. Cada arco ligando dois estados no diagrama é denominado *ramo* e corresponde a uma transição entre estados da FSM em um instante de tempo. O nó único à esquerda indica que a FSM inicia no estado  $\Psi_0 = 0$  no instante  $l = 0$ . Neste caso, o 0 pertence ao alfabeto transmitido. O próximo estado pode ser tanto o estado  $\Psi_1 = 0$  ou o estado  $\Psi_1 = 2$ , dependendo do valor de  $a_0$ . Portanto, existem apenas duas transições possíveis no instante zero, conforme mostrado na Figura 3.3. Isto se deve à hipótese de que as entradas são binárias. Da mesma forma, no final da treliça, quando  $l = L$  teremos menos transições possíveis. No instante  $l = 1$ , a FSM para este exemplo pode ter transições de dois nós (estado) para todos os nós (estado) até o chegar ao nó terminal da treliça no estado  $\Psi_{L+2} = 0$ . Cada estágio na treliça corresponde a uma transição de estado causada por uma entrada  $a_l$  específica e produz a saída  $s_l$ , e deste modo há uma relação um-para-um no instante  $l$  entre um ramo, uma transição de estado, e a entrada e saída da FSM. Observamos também que como a memória do exemplo é dois, foram necessárias duas transição para se chegar ao estado ocioso no final da treliça. Generalizando, o final da treliça deve ter  $v$  transições para se retornar ao estado zero, como pode ser observado na Figura 3.3.

A sequência de ramos através do diagrama de treliça do nó inicial ao final é denominada *caminho*. Cada caminho possível corresponde a uma única sequência de entrada  $\{a_0, \dots, a_{L-1}\}$ .

Para exemplificar, considere um exemplo onde o modelo de ISI do canal é  $M(z) = 1 + \frac{1}{2}z^{-1}$ , com alfabeto binário e memória  $v = 1$ . O diagrama de treliça, de somente um estágio, para este exemplo é mostrado na Figura 3.4, com o par entrada e saída  $(a_l, s_l)$  para cada transição.

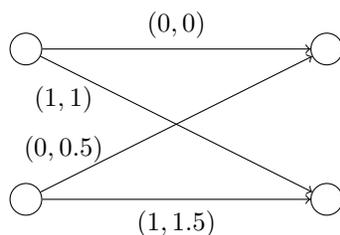


Figura 3.4: Treliça para o modelo  $M(z) = 1 + \frac{1}{2}z^{-1}$ .

Analisando a treliça, podemos desenvolver uma estratégia de detecção: baseado na observação de  $r_l$ , a sequência enviada é a que corresponde ao caminho com a menor distância entre as saídas do caminho e o sinal observado. Ou seja, o detector de sequências escolhe a sequência de símbolos  $\{a_l\}$  que minimiza a *função de custo* dada por

$$J' = \sum_{l=0}^{L+v-1} |r_l - s_l|^2, \quad (3.4)$$

onde  $s_l$  depende de  $\{a_l\}$  de acordo com a Equação (3.3).

A Equação (3.4) pode se relacionar com o diagrama de treliça. A cada ramo da treliça temos um  $s_l$ , resultado das entradas  $a_l$  em cada estágio  $l$ , e também uma observação de  $r_l$ . Podemos associar a cada ramo da treliça um valor numérico chamado de *métrica do ramo* que é pequena se o valor de  $r_l$  for próximo ao valor de  $s_l$  e elevada caso contrário. Esta métrica é dada por

$$\text{métrica do ramo} = |r_l - s_l|^2. \quad (3.5)$$

Podemos definir a *métrica do caminho* como a soma das métricas dos ramos deste caminho. O caminho a ser escolhido é o que tem a menor soma das métricas, ou seja, a menor métrica do caminho.

O detector de sequências de distância mínima calcula a métrica do caminho para todos os caminhos possíveis da treliça, e então escolhe o caminho com métrica do caminho mínima. Este procedimento de calcular todos os caminhos se torna impraticável pois, o número destes cresce exponencialmente com  $L$  e na prática  $L$  é um número grande. O algoritmo de Viterbi é uma solução para este problema.

O algoritmo de Viterbi pode ser utilizado para implementar o detector de sequências, pois utiliza a estrutura da treliça para chegar a uma complexidade que aumenta linearmente com  $L$ . Resultando em um custo computacional constante por bit. A seguir, descreveremos o algoritmo.

Considere somente um nó do diagrama de treliça e todos os caminhos que passam por este nó. Se a transmissão for binária, teremos quatro caminhos passando por este nó, dois chegando e dois saindo. Entre eles, um será candidato a ser o caminho de menor métrica da treliça. E o caminho de menor métrica, será também aquele de

menor métrica que chega ao nó, e qualquer outro caminho terá métrica superior a esta. Denominamos este caminho de menor métrica que chega ao nó como *caminho sobrevivente* naquele nó.

Seguindo com a descrição, após determinado o caminho sobrevivente que chega ao nó no instante  $l - 1$  é calculada a métrica do ramo para cada transição, e no nó seguinte, soma-se o caminho sobrevivente com as métricas do ramo que chegam ao nó e determina-se novamente o caminho sobrevivente no nó no instante  $l$ . Para exemplificar, observe a Figura 3.5, em que temos dois nós  $A$  e  $B$  que têm transições para o nó  $C$ . Os caminhos sobreviventes no instante  $l - 1$  para os nós  $A$  e  $B$  são  $a$  e  $b$ , respectivamente, e as métricas dos ramos que chegam ao nó  $C$  através do nó  $A$  é  $c$  e através do nó  $B$  é  $d$ . O algoritmo determina o caminho sobrevivente em  $C$  escolhendo o menor valor entre  $a + c$  e  $b + d$  e este será o caminho sobrevivente no nó  $C$  no instante  $l$ . Seguindo esta lógica, o caminho percorre a treliça até o final e o menor caminho sobrevivente no ultimo nó é a sequência de máxima verossimilhança.

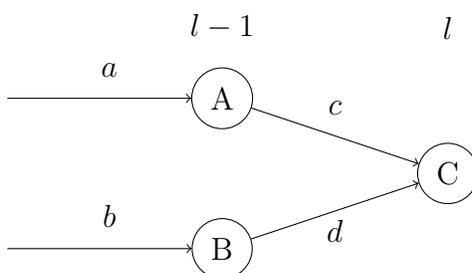


Figura 3.5: Caminhos sobreviventes no nó  $C$  no instante  $l$ .

Descrevemos agora o algoritmo completo através de um exemplo numérico, com modelo de canal  $M(z) = 1 + \frac{1}{2}z^{-1}$ . A sequência enviada foi de 3 símbolos ( $L = 3$ ) e suas observações correspondentes  $r_l = \{0.2, 0.6, 0.9, 0.1\}$ . Na Figura 3.6 temos o diagrama completo com as métricas de ramo, enquanto que na Figura 3.7 temos o algoritmo de Viterbi passo-a-passo para o exemplo. A figura mostra os caminhos sobreviventes, suas métricas totais, e as métricas de ramo para cada instante de tempo.

Apesar do algoritmo diminuir a complexidade, uma característica que pode ser encarada como problema é o fato de somente se ter a sequência recebida ao final da

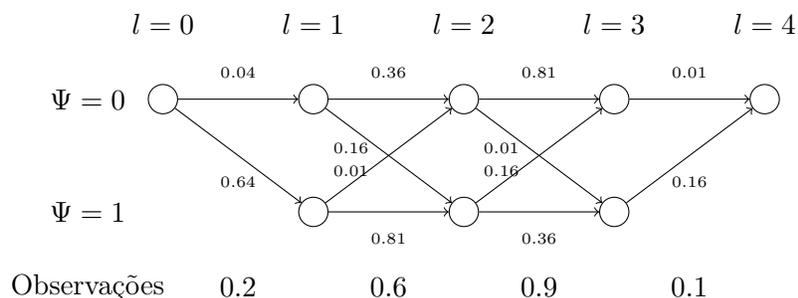


Figura 3.6: Diagrama em Treliça do exemplo com as métricas de ramo.

treliça. Em sistemas em que a sequência enviada é muito grande, esperar o término da treliça pode ser prejudicial. Tendo em vista este aspecto, podemos lançar mão de uma técnica chamada de *profundidade de truncamento*. Analisando-se todos os caminhos sobrevivente chegando aos nós em um instante chegou-se à conclusão de que, com grande probabilidade, todos estes caminhos emergem de um nó comum no instante  $l - d$ . Neste caso, podemos em um instante  $l$  determinar o caminho de menor métrica desde início da treliça até o instante  $l - d$ , determinando todas as decisões até este instante. Isto facilita para algumas aplicações que necessitam de processamento em tempo real.

### 3.3 Receptores MLSE com o algoritmo de Viterbi

Nesta seção, mostraremos a equivalência entre os critérios distância mínima, MAP (em inglês *maximum a-posteriori probability*) e MLSE (do inglês *maximum-likelihood sequence estimator*). Em um sistema de comunicação, pode-se chegar ao modelo do canal representando a influência do bit atual nos adjacentes. Este modelo pode ser também representado por uma FSM, modelando o comportamento da interferência intersimbólica do canal.

Dada uma sequência transmitida e utilizando a mesma nomenclatura da Seção 3.2, temos  $Q$  estados  $\Psi$  rotulados desde 0 até  $Q - 1$ . A treliça representará os instantes de  $l = 0$  até  $L + v$ , e a saída da FSM é denominada  $s_l$ . Denominamos  $\mathbf{r} = [r_0, \dots, r_{L+v-1}]$  como vetor de observações com ruído. Dada a observação  $\mathbf{r}$ , o detector

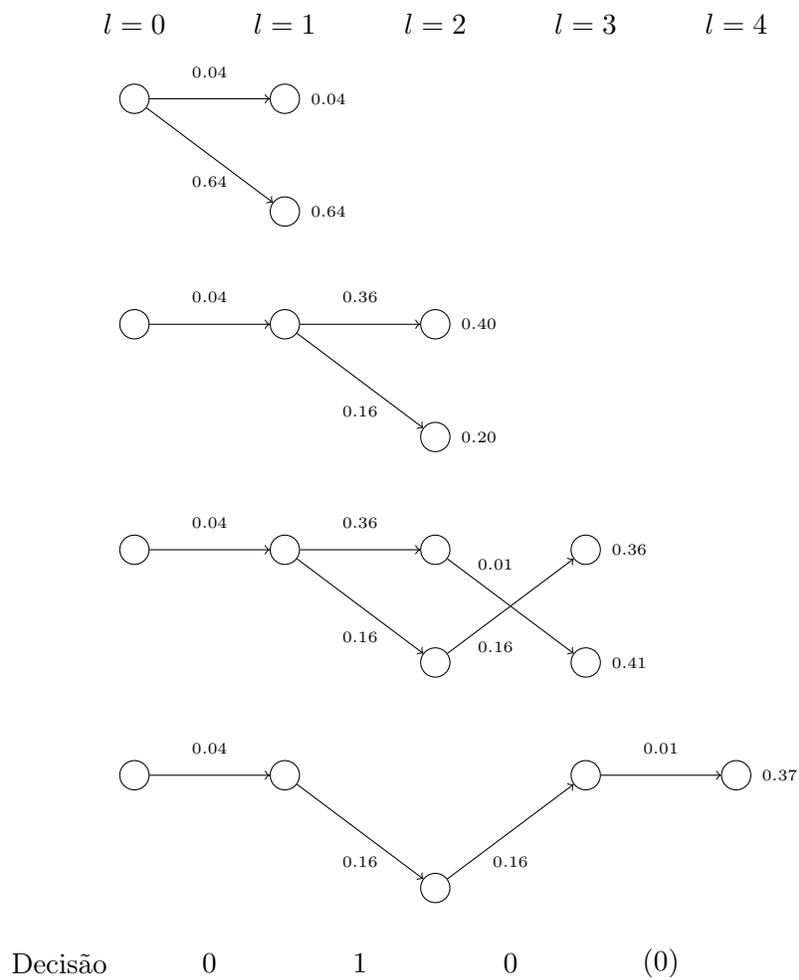


Figura 3.7: Evolução do algoritmo de Viberbi para encontrar a sequência.

de seqüências MAP seleciona o vetor  $\mathbf{s}$  que maximiza a probabilidade posterior  $p_{\Psi|R}(s | \mathbf{r})$ . Note que o critério é o de maximizar a probabilidade *a posteriori* de toda a seqüência de estados, ao invés de um único estado, e daí o termo detector de seqüência. Este critério minimiza a probabilidade a taxa de erro de bit (BER, do inglês *bit-error rate*) (Barry et al., 2003).

Podemos maximizar o produto  $p(s | \mathbf{r}) f(\mathbf{r})$  através do detector de seqüências MAP pois  $f(\mathbf{r})$ , pdf contínua de  $\mathbf{r}$ , não depende da escolha da saída da FSM  $s$ . A partir de agora, omitiremos o subscrito da função  $p_{\Psi|R}(s | \mathbf{r})$  quando não houver ambigüidade. Fazendo uso da regra de Bayes, podemos maximizar  $p(s | \mathbf{r}) f(\mathbf{r})$  maximizando  $f(\mathbf{r} | s) p(s)$ . Começaremos o desenvolvimento dessa maximização, focando primeiramente no segundo termo

$$p(s) = p(s_0) \prod_{l=0}^{L+v-1} p(s_{l+1} | s_l). \quad (3.6)$$

Considerando agora o fator  $f(\mathbf{z} | s)$  e tendo considerado que as componentes do ruído são independentes, temos:

$$f(\mathbf{r} | s) = \prod_{l=0}^{L+v-1} f(r_l | s). \quad (3.7)$$

Além disso, visto que  $r_l$  depende apenas da transição entre os estados nos instantes  $l$  e  $l+1$ , podemos reescrever:

$$f(\mathbf{r} | \Psi) = \prod_{l=0}^{L+v-1} f(r_l | \Psi_l, \Psi_{l+1}). \quad (3.8)$$

Combinando os resultados das equações (3.6) e (3.8), o detector MAP encontra o caminho através da treliça que maximize

$$f(\mathbf{r} | s) p(s) = \prod_{l=0}^{L+v-1} [f(r_l | s_l, s_{l+1}) p(s_{l+1} | s_l)] \quad (3.9)$$

Podemos simplificar a notação do problema, denominando  $a^{(p,q)}$  a entrada associada à transição de um estado  $p$  para o estado  $q$ , e associando  $s^{(p,q)}$  à saída gerada na mesma transição de estados. Podemos rotular então a transição

entre os estados  $p$  e  $q$  pelo par  $(a^{(p,q)}, s^{(p,q)})$ . Esta simplificação pode se estender à probabilidade de que ocorra transição do estado  $p$  para o  $q$ , resultando da simplificação de  $p(\Psi_{l+1} = q | \Psi_l = p)$  para  $p(a^{(p,q)})$ , em que  $p(a^{(p,q)})$  é a probabilidade de que o símbolo transmitido seja aquele que causa a transição entre os estados  $p$  e  $q$ . A pdf do ruído dada a transição também pode ser determinada em termos de  $s^{(p,q)}$  e resulta em  $f(r_l | s^{(p,q)})$ . Podemos a partir destas adequações escrever a métrica do ramo, resultando em

$$\gamma_l(p, q) = f(r_l | s^{(p,q)}) p(a^{(p,q)}). \quad (3.10)$$

em que  $\gamma_l(p, q)$  é a métrica de ramo.

Podemos simplificar ainda mais a métrica do ramo. Por exemplo, se todos os símbolos são igualmente prováveis então o fator a priori  $p(a^{(p,q)})$  é constante e pode ser omitido. Se não conhecemos as probabilidades a priori, podemos ainda assim considerar uma distribuição uniforme e omitir o termo. Nestes dois casos o detector de sequências MAP se reduz ao detector de sequências ML (Barry et al., 2003).

Retomando o conceito de caminho sobrevivente da Seção 3.2, definimos que este caminho que chega ao estado  $p$  no instante  $l$  é o caminho com maior probabilidade a posteriori. Podemos definir a métrica de caminho sobrevivente máxima no estado  $q$  no instante  $l + 1$ , sendo  $p$  um estado com transição até  $q$ , como sendo:

$$\alpha_{l+1}(q) = \max_p \{\alpha_l(p) \gamma_l(p, q)\}. \quad (3.11)$$

Como geralmente a treliça inicia no estado zero, uma condição inicial é necessária para esta forma recursiva de se encontrar a métrica de caminho. Esta condição pode ser  $\alpha_0(p) = \delta_p$ .

Na prática, podemos reduzir a complexidade desta recursão aplicando o negativo do logaritmo na métrica sobrevivente, pois esta função é monotônica. Calcular o negativo do logaritmo de (3.11) nos permite substituir a multiplicação pela soma como o algoritmo descrito na Seção 3.2, e conseqüentemente a maximização pelo minimização. Com estas alterações, (3.11) se torna o recurso de somar-comparar-selecionar já conhecido do algoritmo de Viterbi.

Para exemplificar, considere o caso de um ruído complexo aditivo gaussiano com  $R_l = S_l + W_l$ , onde  $S_l$  é a  $l$ -ésima saída de um gerador de sinais. Neste caso a

métrica do ramo (3.10) se reduz a:

$$\gamma_l(p, q) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-|r_l - s^{(p,q)}|^2}{2\sigma^2}\right) p(a^{(p,q)}) \quad (3.12)$$

Seguindo o desenvolvimento anterior, o negativo do logaritmo da métrica do ramo é proporcional a:

$$|r_l - s^{(p,q)}|^2 - 2\sigma^2 \log p(a^{(p,q)}) + 2\sigma^2 \log(2\pi\sigma^2) \quad (3.13)$$

O último termo é comum a todas as transições e pode ser omitido. E se considerarmos que todos os símbolos são equiprováveis, o segundo termo também é uma constante e pode ser omitido, restando a métrica do ramo efetiva igual a distância Euclidiana ao quadrado ( $|r_l - s^{(p,q)}|^2$ ). Isto explica o uso do critério de distância mínima na Seção 3.3.

## 3.4 O algoritmo de Viterbi em comunicações ópticas

Nesta seção detalharemos a aplicação do receptor de sequências MLSE para sistemas ópticos. Em particular, focaremos em sistemas com modulação por intensidade e detecção direta (IMDD, do inglês *intensity-modulated direct-decision*), tema desta dissertação. As diferenças estão na estrutura não-linear e utiliza muitas amostras por bit. Para a aplicação do receptor pressupõe-se o conhecimento da memória do canal. Para calculá-la utilizaremos a informação presente em (Bosco et al., 2008) de que o sistema a uma taxa de 10.7 GBs aumenta a memória de um bit a cada 50 – 55 km.

A métrica do algoritmo de Viterbi é um importante passo para a aplicação do receptor de sequências, como apresentado na Seção 3.2. Lembre-se que o número de estados da treliça é  $N = 2^v$ , sendo  $v$  a memória do canal. A base dois no cálculo do número de estados deve-se ao fato de sistemas IM enviar somente um bit por símbolo. Continuando, devemos definir a métrica de ramo mais adequada para o canal. No sentido da máxima verossimilhança, a métrica para um período de símbolo  $l$  e transição  $n$  é dada por

$$m_n(l) = - \sum_{k=1}^K \ln (f_{r_{n,k}}(r_{l,k})), \quad (3.14)$$

onde  $r_{l,k}$  é a  $k$ -ésima amostra da saída do canal no período de símbolo  $l$ ,  $n$  é o índice que representa as transições da treliça, indo de 1 até  $2N$  ( $2N$  pois temos duas transições por estado),  $K$  é o número de amostras por período de símbolo e a função  $f_{r_{n,k}}(r_{l,k})$  é a função densidade de probabilidade (pdf, do inglês *probability density function*) da  $k$ -ésima saída do canal dada a transição  $n$ . A métrica final é a soma das métricas de cada amostra pois assumimos que temos amostras independentes de ruído.

Algumas métricas usadas em sistemas ópticos serão apresentadas a seguir.

### 3.4.1 Métrica Exata

Como vimos em (3.14) e discutido na Seção 3.2, a métrica do ramo deve ser baseada nas distribuições estatísticas exatas das amostras dos sinais através da treliça. Infelizmente, estas pdfs não estão disponíveis analiticamente em sistemas ópticos com filtros de pós-deteccção. Entretanto é possível estimá-las com precisão utilizando técnicas semi-analíticas baseadas na expansão de Karhunen-Loève do ruído (Lee & Shim, 1994). Em (Bosco et al., 2008) foi utilizada esta abordagem como referência para outras métricas.

Outro modo de se obter a métrica exata é a partir do modelo do canal. Podemos ter, conforme determinadas condições, modelos lineares e não-lineares do canal óptico. Geralmente o modelo não-linear é difícil de ser encontrado e, segundo a abordagem de (Agazzi et al., 2005), pode se utilizar o modelo de Volterra para chegar à este modelo. Em nosso trabalho, utilizaremos um modelo linear do canal, com as não-linearidades inseridas pelo fotodetector.

### 3.4.2 Métrica Chi-quadrada

Uma forma de aproximar a métrica exata é basear-se na distribuição do ruído. Segundo (Bosco et al., 2008), a pdf do sinal com ruído pode ser aproximada por

uma chi-quadrada não-central com  $\phi$  graus de liberdade. A métrica resultante nesta hipótese é dada por

$$m_n(l) = - \sum_{k=1}^K \ln \left\{ \left( \frac{r_{l,k}}{s_{n,k}} \right)^{(\phi-2)/4} e^{-(r_{l,k}+s_{n,k})/2\sigma^2} I_{\phi/2-1} \left( \sqrt{\frac{r_{l,k} \cdot s_{n,k}}{\sigma^2}} \right) \right\} \quad (3.15)$$

em que  $s_{n,k}$  é o valor da  $k$ -ésima amostra do sinal sem ruído no período de bit  $l$  para o  $n$ -ésimo ramo da treliça,  $r_{l,k}$  é a observação da  $k$ -ésima amostra do sinal recebido com ruído e  $\sigma^2$  é um parâmetro dependente do ruído ASE e da largura de banda de ruído equivalente no filtro de recepção.

Se o filtro de pós-deteccção não estiver presente, o grau de liberdade da pdf é quatro, independente da largura de banda e do formato do filtro óptico (Bosco et al., 2008). Se o filtro estiver presente, o ruído deixa de ter pdf chi-quadrada, e a métrica chi-quadrada se torna subótima. Neste caso, deve-se encontrar um valor de grau de liberdade que leve ao melhor desempenho. Em (Bosco et al., 2008) o valor encontrado foi dez. Ainda nos testes efetuados no artigo, o desempenho desta métrica é indistinguível da métrica exata descrita anteriormente.

### 3.4.3 Métrica Gaussiana

Ainda considerando a pdf do ruído para obter a métrica, consideramos agora que o ruído é Gaussiano. A métrica resultante é

$$m_n(l) = \sum_{k=1}^K \left( \frac{(r_{l,k} - \mu_{n,k})^2}{\sigma_{n,k}^2} + \log_e(\sigma_{n,k}^2) \right), \quad (3.16)$$

em que  $\mu_{n,k}$  e  $\sigma_{n,k}^2$  são a média e variância das amostras  $r_{n,k}$  na transição  $n$ .

Conforme vimos anteriormente o ruído não é gaussiano, portanto esta métrica é subótima. Podemos ainda simplificar esta métrica considerando que a variância é idêntica para todas as transições. Com isso, removemos a variância da expressão, resultando em

$$m_n(l) = \sum_{k=1}^K (r_{l,k} - \mu_{n,k})^2, \quad (3.17)$$

onde  $\mu_{n,k}$  é o valor esperado da saída do canal na  $k$ -ésima amostra na transição  $n$ . Neste caso, o algoritmo de Viterbi para sistemas ópticos fica muito parecido com o MLSE para sistemas lineares.

### 3.4.4 Métrica Raiz Quadrada

Em um sistema óptico o ruído pode ser representado, em potências de transmissão modestas, como gaussiano aditivo circular (Essiambre et al., 2010; Singer et al., 2008) no domínio elétrico, ao passar pela operação de potência de dois no fotodetector o ruído torna-se não-gaussiano e dependente do sinal (Singer et al., 2008), podendo ser representado como uma chi-quadrada ( $\chi^2$ ) não-central, como descrito na Seção 3.4.2.

Se extrairmos a raiz quadrada do sinal recebido, podemos eliminar o efeito da potência de dois da fotodetecção, e aproximar o ruído que afeta  $\sqrt{r_{l,k}}$  como um ruído gaussiano. Neste caso, podemos utilizar (3.17). Assim, obtemos uma nova métrica, denominada SQRT (*Square-root*, em inglês raiz quadrada) (Bosco et al., 2008), que pode ser escrita como

$$m_n = \sum_{k=1}^K \left( \sqrt{r_{l,k}} - \mu'_{n,k} \right)^2, \quad (3.18)$$

em que  $\mu'_{n,k}$  é o valor esperado de  $\sqrt{r_{l,k}}$  na saída do canal da  $k$ -ésima amostra da transição  $n$ . A métrica em (3.18) é denotada por SQRT na sequência devido ao uso da raiz quadrada.

Comparando (3.17) e (3.18), elas diferem somente no operador raiz quadrada. A ideia da métrica surgiu de estudos para tentar linearizar enlaces ópticos para vários propósitos, entre eles combater CD (Prat et al., 2005). Estes estudos demonstraram que o ruído no sinal fotodetectado após um processamento não-linear de raiz quadrada tende a se tornar aproximadamente gaussiano, com variância aproximadamente constante.

Como demonstrado em (Bosco et al., 2008), a métrica SQRT tem desempenho semelhante às métricas  $\chi^2$  e à exata. Esta será a métrica utilizada em nosso trabalho, devido ao desempenho comparável à métrica exata e à facilidade de implementação.

## 3.5 Estimação de Canal

A estimação dos parâmetros do canal é uma etapa crítica em sistemas que utilizam o detector de sequências do tipo MLSE, pois para determinar a métrica ótima do ramo temos que ter o conhecimento do modelo do canal. Esta etapa é difícil em sistemas ópticos, em que a modelagem do canal é difícil e imprecisa. Entretanto, em algumas das métricas descritas em 3.4 não é necessário modelar o canal para se chegar na métrica. Analisando as métricas em 3.4.3 e 3.4.4, é necessário somente estimar o valor esperado da saída do canal para cada transição da treliça. O valor médio das transições pode ser estimado a partir de uma sequência de treinamento. De fato, com o conhecimento de uma sequência de bits transmitidos, sabemos quais transições em quais instantes de tempo foram realizadas na treliça por esta sequência, e a partir destas obtemos a média dos valores para cada transição.

Nesta dissertação, foi utilizada uma sequência de treinamento com cem símbolos por número de transições da treliça. A razão para o número de símbolos decorre do fato de que a após cem símbolos a variância do erro de estimação é 10 dB menor que a variância do ruído, não impactando o resultado (Kay, 1993). Exemplificando, para uma treliça de oito estados com transição binária, portanto dezesseis transições, 1600 símbolos de treinamento serão necessários.

# 4

## Detecção de Máxima Verossimilhança com complexidade reduzida

Neste capítulo, serão tratadas adaptações realizadas para alcançar a redução de estados da treliça do algoritmo de Viterbi. Será discutida a adequação da métrica SQRT para a redução de memórias e sua aplicação no sistema óptico.

### 4.1 Redução de estados da treliça

Como observamos no Capítulo 3, o algoritmo de Viterbi se torna impraticável quando a memória do canal aumenta, pois teremos  $2^v$ , onde  $v$  é a memória do canal, estados no diagrama de treliça que norteia as etapas do algoritmo, um aumento exponencial. É desejável encontrar um método de detecção que reduza a complexidade do algoritmo de Viterbi pela diminuição da memória do modelo de canal, como o proposto em (Duel-Hallen & Heegard, 1989).

Algumas técnicas de redução de estados são descritas em (Crivelli, Carrer, & Hueda, 2004; McLane, 1980), entre outras. Em uma das soluções (McLane, 1980), a redução se dá pelo truncamento da resposta do canal, e a métrica do detector não considera os termos eliminados pelo truncamento. Entretanto, essa abordagem pode causar degradação no desempenho.

Em (Crivelli et al., 2004), o truncamento da memória do canal é feito nas  $L$  memórias mais significativas e as  $R$  memórias restantes são utilizadas para a atualização da métrica do ramo. Neste caso, a pdf condicional do sinal recebido é comparada com  $2^R$  padrões possíveis. Entretanto, esta redução implica em um aumento da complexidade da métrica do ramo. Como o canal muda lentamente, esse aumento não afeta o desempenho.

Em nosso trabalho utilizaremos a abordagem de (Duel-Hallen & Heegard, 1989), que propõe encurtar o modelo do canal escolhendo quantas memórias serão utilizadas na definição da treliça de estados. Este número é escolhido livremente, e a escolha implica em uma redução dos estados da treliça do algoritmo de Viterbi. A ISI correspondente às memórias truncadas será compensada, como veremos a seguir, com o uso de decisões sobre símbolos passados. Essa técnica é chamada *delayed decision-feedback sequence estimation* (DDFSE). Se tivermos  $v$  memórias no modelo do canal, podemos escolher um novo número  $\nu$  de memórias, sendo que este número  $\nu$  deve ser no máximo  $v$ . Com isso, teremos  $2^\nu$  estados na treliça do algoritmo de Viterbi clássico, enquanto no DDFSE teremos  $2^\nu$  estados. Outro caso é quando não escolhemos memória alguma, neste toda a ISI é cancelada pela realimentação das decisões. Portanto, podemos dizer que o DDFSE combina a estrutura do algoritmo de Viterbi com o detector com realimentação de decisão (Duel-Hallen & Heegard, 1989). Como podemos escolher a memória, o DDFSE é implementado quando a memória do canal é infinito, situação que impossibilita a aplicação do algoritmo de Viterbi. Exemplificando, em um sistema com transmissão binária se reduzirmos em uma memória o modelo, teremos a redução dos estados à metade.

Com essa redução de memórias, cada estado tem somente informações parciais do estado atual do canal.

### 4.1.1 Exemplo

O funcionamento do DDFSE pode ser melhor compreendido através de um exemplo. Assim, considere a resposta ao impulso de um canal com função de transferência dada por, onde assumimos OOK

$$f(z) = f_0 + f_1z^{-1} + f_2z^{-2}, \quad (4.1)$$

com memória  $\nu = 2$ . A métrica do ramo do algoritmo de Viterbi é dada por

$$(r_l - f_0a_l - f_1a_{l-1} - f_2a_{l-2})^2, \quad (4.2)$$

e o estado é determinado por  $a_{l-1}$  e  $a_{l-2}$ .

A métrica com  $\nu = 1$  e com a compensação da redução é definida como

$$(r_l - f_0a_l - f_1a_{l-1} - f_2\hat{a}_{l-2})^2, \quad (4.3)$$

onde  $\hat{a}_{l-2}$  é a estimativa de  $a_{l-2}$  obtida do caminho de máxima verossimilhança estimado no instante  $l$  até a transição  $l - 2$ .

Em resumo, (4.3) só depende de  $a_{l-1}$ , e a treliça passa a ter dois estados. Para obter essa redução, informações parciais do estado atual são supostas como conhecidas, a cada estado.

A evolução do algoritmo DDFSE para o exemplo pode ser visto na Figura 4.1. Na Figura 4.1(a)-(b) tem-se o comportamento de um algoritmo de Viterbi com dois estados. A partir da Figura 4.1(c) pode se observar o uso da métrica do ramo (4.3), em que a decisão da transição em  $r_1$  em (c) e de  $r_2$  em (d) entram no cálculo da métrica para compensar a redução do estado.

## 4.2 DDFSE para canais ópticos

Na Seção 4.1, o DDFSE foi apresentado para um canal cuja resposta temporal é conhecida e linear. Entretanto, isto não é o que acontece em comunicações ópticas. Assim, devemos determinar uma forma de compensar as decisões prévias, sendo esta a principal contribuição desta dissertação. Trabalhos anteriores (Agazzi et al., 2005) mostram que o sinal óptico pode ser modelado como uma sequência de

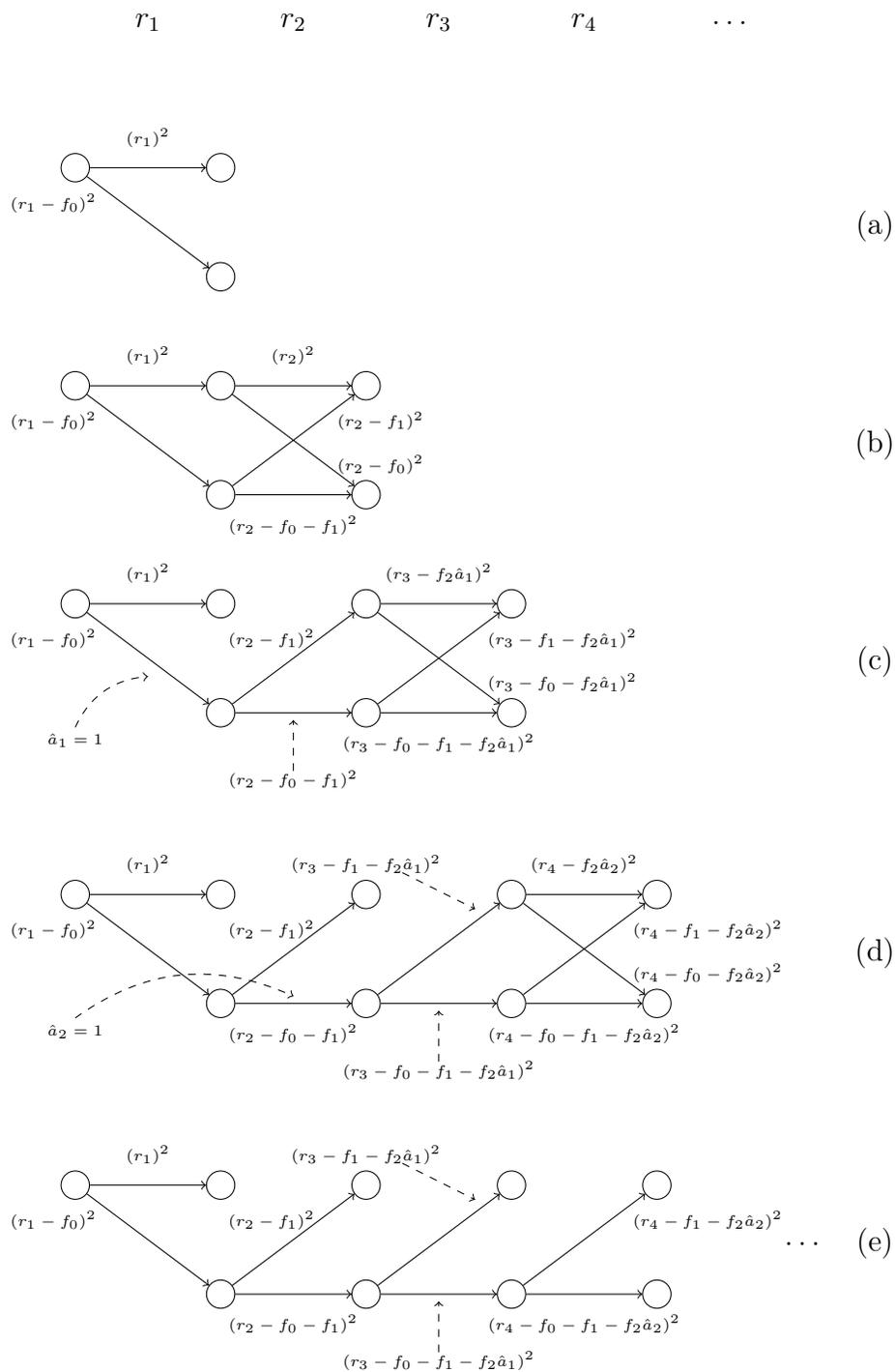


Figura 4.1: Evolução do algoritmo DDFSE do exemplo para encontrar a sequência.

Volterra. Utilizamos este conceito para testar algumas funções para calcular o termo de compensação da redução dos estados na métrica do DDFSE.

A nossa escolha é reduzir em um símbolo a memória total do canal. Portanto, a treliça será reduzida em metade dos estados. O termo que compensará esta redução deve ser uma função da decisão feita no instante  $a_{l-\zeta}$ , onde  $\zeta$  é a memória excluída. Por exemplo, em um sistema com três bits de memória e uma delas é retirada,  $\zeta = 3$ . Baseado na expansão do *kernel* de segunda ordem de Volterra, várias soluções com termos lineares e não-lineares foram testadas, e a que gerou melhor resultado foi escolhida. Propomos, então, que a realimentação de decisão seja feita através do termo

$$\tilde{u}_{l-\zeta} = \rho_k^\zeta \cdot \hat{a}_{l-\zeta}, \quad (4.4)$$

onde  $\hat{a}_{l-\zeta}$  é a decisão do caminho sobrevivente no instante  $l - \zeta$ , e  $\zeta$  está relacionado ao atraso do símbolo eliminado. Temos que  $\rho_k$  é dado por

$$\rho_k = \frac{1}{N} \sum_{\substack{n=1 \\ a_n=1}}^{2N} \mu_{n,k}, \quad (4.5)$$

ou seja, soma apenas transições causadas por bit 1 a treliça com complexidade total da métrica raiz quadrada. Lembrando que a modulação é OOK, a métrica de caminho proposta é

$$m_n(l) = \sum_{k=1}^K \left( r'_{l,k} - \mu''_{n,k} \right)^2, \quad (4.6)$$

onde  $r'_{l,k} = \sqrt{r_{l,k}} - \tilde{u}_{l-\zeta}$ . Note que os valores de  $\mu''_{n,k}$  em (4.6) se refere à treliça de estados reduzidas.

O desempenho da métrica SQRT e da redução de estados proposta será apresentado no próximo capítulo.

# 5

## Resultados

Neste capítulo serão apresentados a configuração do sistema de testes e os resultados com diferentes cenários contemplando as degenerações estudadas do sistema ópticos, comparando o desempenho do algoritmo clássico de Viterbi aplicado a comunicações ópticas e a redução de estados proposta no Capítulo 4.

### 5.1 Sistema de testes

A configuração da simulação é apresentada na Figura 5.1. No transmissor, destacado na figura, um laser de onda contínua (CW, do inglês *continuous wave*) é modulado externamente por um modulador Mach-Zehnder (MZM, do inglês *Mach-Zehnder modulator*). Este tem razão de extinção ( $E_r$ ) de 30 dB, o que nos permite isolar somente o efeito da ISI.

A informação é gerada por um gerador de sequências pseudo-aleatória (PRBS, do inglês *Pseudo-Random Bit Sequence*) de ciclo 23. Este sinal é formatado em um

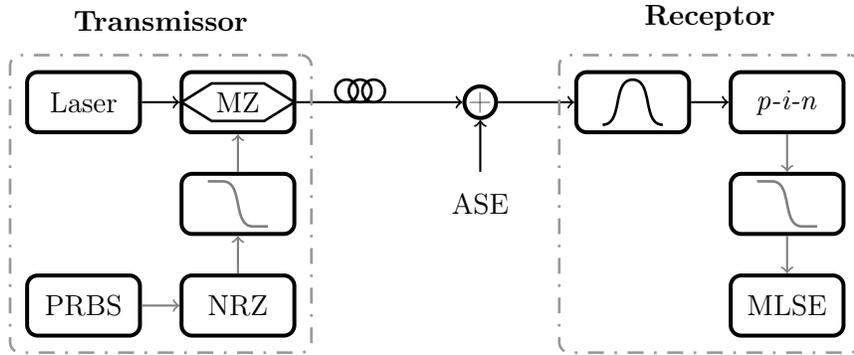


Figura 5.1: Sistema de testes.

pulsos retangulares com período de bit  $T_b = \frac{1}{R_b}$ , onde  $R_b$  é a taxa de bits (10,7 Gb/s no sistema proposto). Após a formatação, o pulso é filtrado por um filtro elétrico passa-baixa de Bessel com cinco polos e largura de banda  $B_{TX} = 7,5$  GHz.

Como canal óptico, utilizamos uma fibra monomodo padrão (SSMF, do inglês *standard single-mode fiber*) puramente dispersiva, ou seja, sem perdas. Com isso exploramos somente o efeito da ISI no enlace. A fibra tem como valor do parâmetro dispersão  $D = 16$  ps/(nm.km). Após o enlace é adicionado o ruído de emissão espontânea amplificada (ASE, do inglês *amplified spontaneous emission*), regulado para prover uma relação sinal-ruído óptica (OSNR, do inglês *optical signal-to-noise ratio*) desejada.

No receptor, o sinal óptico é filtrado por um filtro óptico super-gaussiano de segunda ordem com largura de banda de  $B_o = 35$  GHz. Este é seguido por um fotodiodo (foi utilizado um fotodiodo *p-i-n*). O sinal, agora elétrico, é filtrado por um filtro de pós-deteção com a mesma configuração do filtro passa-baixa da transmissão (Bessel passa-baixa com cinco polos e largura de banda de 7,5 GHz). Todos os componentes elétricos são considerados sem ruído, pois estes são pequenos comparados com o ruído ASE. Como ultimo estágio, o sinal é amostrado em duas amostras por bit para ser realizado o processamento do sinal. Pois pelo teorema da amostragem, duas amostras contem toda informação do sinal.

Toda a parte do sistema óptico foi simulada no software VPI<sup>®</sup>, próprio para comunicações ópticas. O diagrama de blocos do sistema é apresentado na Figura

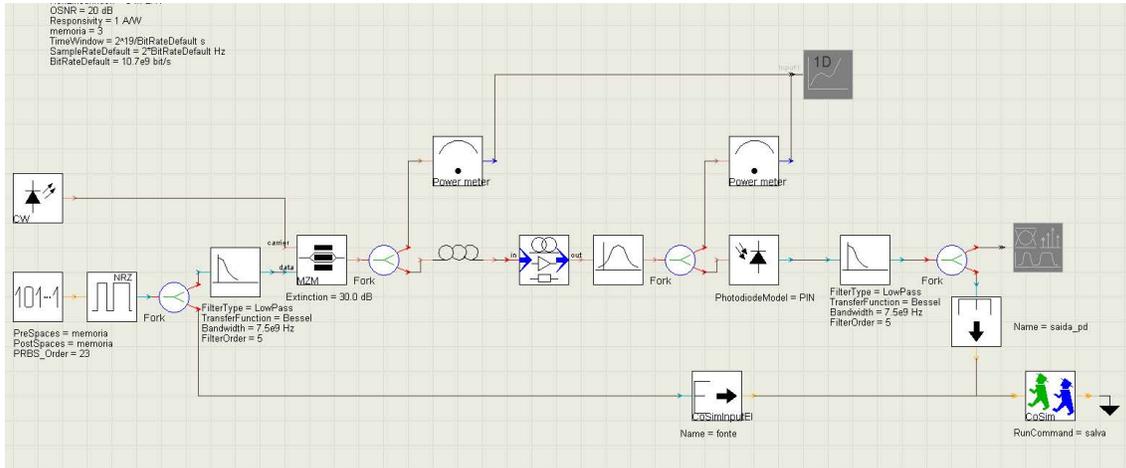


Figura 5.2: Captura de tela do modelo óptico simulado.

5.2. A parte do processamento do receptor MLSE e o DDFSE foi implementada no software Matlab<sup>®</sup>.

Em cada cenário de simulação foram transmitidos  $2^{18} \approx 10^6$  bits gerados por uma fonte binária pseudo-aleatória. Para se obter os valores de transições da treliça, os primeiros destes bits foram utilizados para o treinamento, conforme descrito na Seção 3.5. A métrica utilizada foi a SQRT, tanto com a treliça de complexidade total quanto com a treliça de complexidade reduzida.

Os cenários de simulação são três. Em um, o sistema introduz somente CD. No outro, apenas DGD. Finalmente, em um último cenário, o sistema introduz uma combinação das dispersões. Os resultados serão apresentados a seguir.

## 5.2 Compensação de Dispersão Cromática

Nesta seção apresentamos os resultados para compensação totalmente eletrônica de dispersão cromática, para diferentes comprimentos de enlaces. Na Figura 5.3 tem-se o desempenho da técnica proposta comparada com o algoritmo de Viterbi clássico, ambas utilizando a métrica SQRT. A Tabela 5.1 resume os resultados a serem analisados. A coluna denominada Clássica, refere-se ao algoritmo de Viterbi clássico e a coluna denominada Reduzida refere-se ao DDFSE. Definimos OSNR

requerida como a relação necessária para a taxa de erro de bit de  $10^{-3}$ . Pois ao concatenar o sistema proposto com um código corretor de erros, obtêm-se a BER de  $10^{-9}$  conforme estabelece as normas internacionais para sistemas ópticos.

Tabela 5.1: Resultados para o cenário com somente CD

DISPERSÃO(ps/nm)	ESTADOS DA TRELIÇA		OSNR REQUERIDA(dB)	
	CLÁSSICA	REDUZIDA	CLÁSSICA	REDUZIDA
1600	8	4	10,5	11
3200	32	16	13,1	13,9
4800	64	32	19	não atinge
6400	256	128	não atinge	não atinge

Em todos os enlaces, a CD é de 16 ps/nm.km que é a dispersão típica de uma fibra monomodo padrão. Observamos que para a dispersão de 1600 ps/nm o DDFSE requer 0,5 dB a mais que o algoritmo clássico. Ao dobrarmos a dispersão esta diferença de OSNR requerida quase dobra e notamos que as duas técnicas têm o comportamento esperado, ou seja, tem-se uma perda de desempenho na curva com estados reduzidos. Mas ao triplicarmos e quadruplicarmos os valores de dispersão em relação ao primeiro enlace o algoritmo não atinge a OSNR requerida em nosso intervalo de simulação. Observamos também que em todos os enlaces uma memória foi retirada do modelo e, com isso, o número de estados caiu à metade. Finalmente, observamos que a compensação total de CD para esses valores é raramente feita.

### 5.3 Compensação de Dispersão por Modo de Polarização

Nesta seção apresentaremos os resultados para a compensação completamente eletrônica de dispersão por modo de polarização de primeira ordem, denominada DGD, como visto anteriormente. Consideramos o deslocamento entre as componentes nos eixos vertical e horizontal do pulso fixo em todo o enlace. A Figura 5.4 apresenta os resultados para os respectivos deslocamentos de 0 a  $1,5 T_b$ . A Tabela 5.2 resume o desempenho deste cenário de simulação.

Tabela 5.2: Resultados para o cenário com somente DGD

DISPERSÃO ( $T_b$ )	ESTADOS DA TRELIÇA		OSNR REQUERIDA(dB)	
	CLÁSSICA	REDUZIDA	CLÁSSICA	REDUZIDA
0	8	4	8,75	8,75
0,5	8	4	10,1	10,1
1	8	4	14,3	16
1,5	8	4	13	14,4

Na primeira linha da tabela, temos o resultado para a aplicação do DDFSE sem o deslocamento entre os eixos. Em todas as simulações, foram utilizados oito estados na treliça original e, conseqüentemente quatro na treliça reduzida. Como esperado, o desempenho das métricas foi igual, analisando a OSNR requerida, pois sem o deslocamento não há espalhamento do pulso e portanto não há distorção. Na segunda linha, temos o resultado para a aplicação do DDFSE agora com  $0,5 T_b$  de deslocamento entre os eixos. Observando o resultado, concluímos que a redução dos estados tem bom desempenho, comparado com o algoritmo clássico. Conclui-se que a redução consegue compensar o alargamento do pulso devido à DGD, que causa ISI.

Na terceira linha da tabela temos o resultado da compensação de deslocamento de  $1 T_b$ . Analisando a OSNR requerida, temos que o DDFSE requer 1,7 dB a mais que o algoritmo clássico. O mesmo acontece com a quarta linha, com o resultado de deslocamento de  $1,5 T_b$ . Neste caso, ocorre um deslocamento como na linha anterior, mas em 1,4 dB. Notamos que entre  $1 T_b$  e  $1,5 T_b$ , apesar de haver um deslocamento maior entre os eixos, temos um afastamento menor entre as curvas. O deslocamento DGD varia conforme o tipo de instalação da fibra. Segundo (Ramaswami & Sivaraajan, 2002), um valor típico de DGD seria de 0,5 ps/km, o que equivale à nossa simulação de  $0,5 T_b$ , portanto nossas simulações de  $1 T_b$  e  $1,5 T_b$  são para casos extremos de DGD.

## 5.4 Compensação de CD e DGD

Nesta etapa de simulações, combinamos as duas dispersões, sendo que parte da dispersão cromática foi compensada opticamente, restando somente 200 ps/nm de dispersão. Todos os enlaces são de 100 km e a variação de DGD é de 0 a  $1,5 T_b$ . Os resultados são apresentados na Figura 5.5. O resumo do desempenho, como nos itens anteriores, é apresentado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Resultados para o cenário com 200 ps/nm de CD e DGD

DISPERSÃO ( $T_b$ )	ESTADOS DA TRELIÇA		OSNR REQUERIDA(dB)	
	CLÁSSICA	REDUZIDA	CLÁSSICA	REDUZIDA
0	8	4	8,75	8,75
0,5	8	4	10,1	10,1
1	8	4	14,3	16
1,5	8	4	12,8	14,5

Notamos, que para os deslocamentos de 0 e  $0,5 T_b$  o desempenho das técnicas são indistinguíveis. Concluimos que a redução de estados e compensação destes na métrica tem bom desempenho com a combinação das duas dispersões. Este resultado também é observado no cenário com somente DGD.

Para os deslocamentos de 1 e  $1,5 T_b$  ocorre um distanciamento entre as curvas, com diferenças na OSNR requerida iguais novamente ao cenário com somente DGD. Com isso, concluimos que para este cenário, o deslocamento entre os eixos tem maior influência do que o alargamento do pulso provocado pela CD.

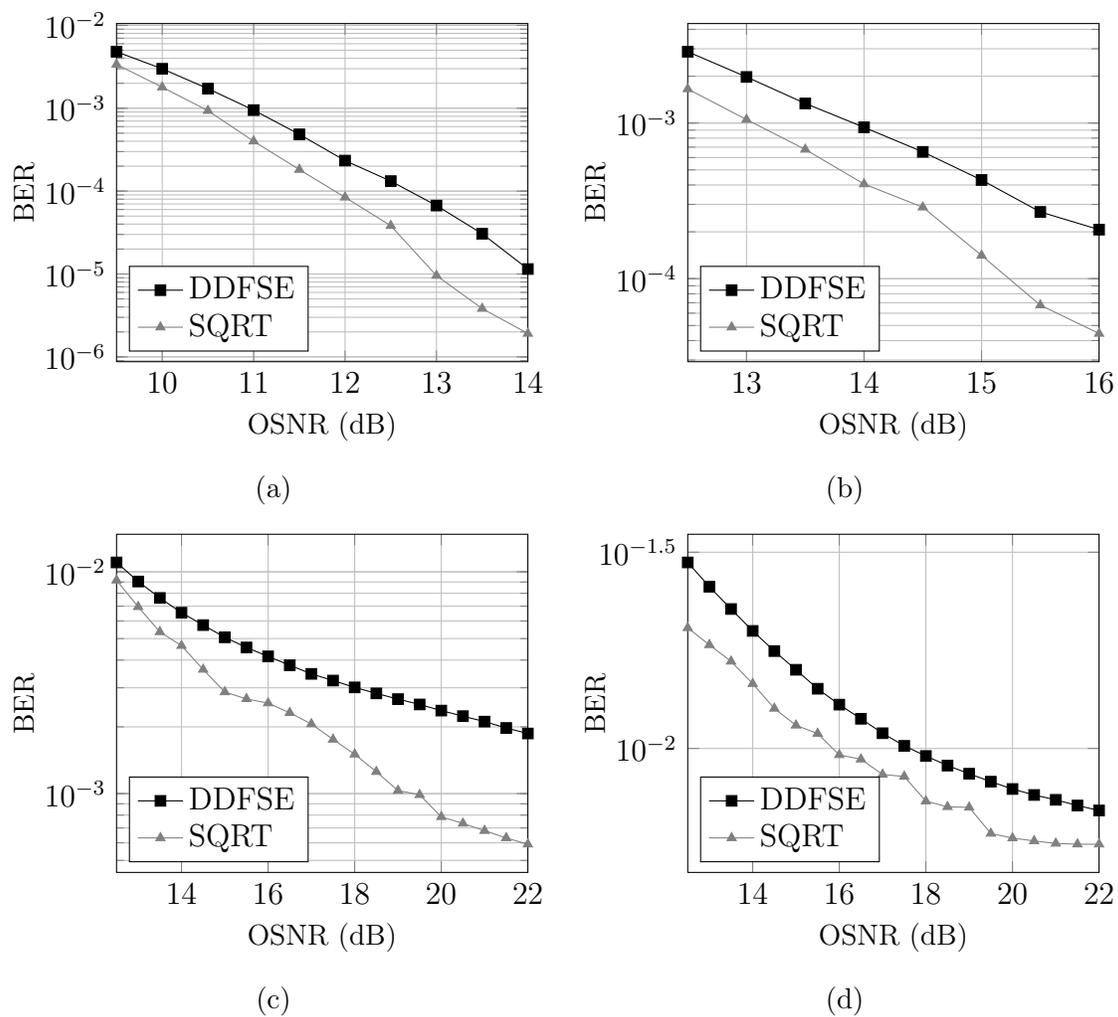
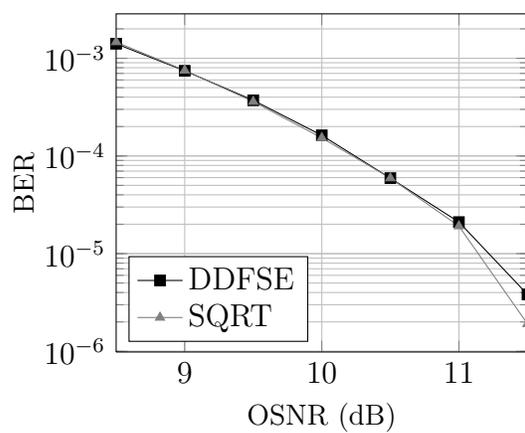
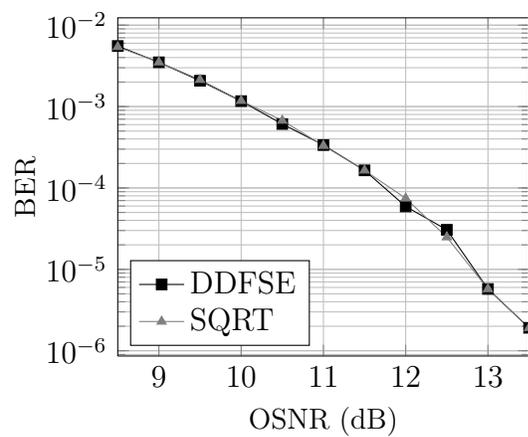


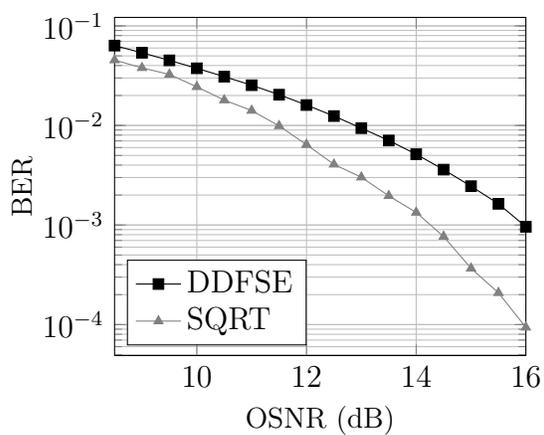
Figura 5.3: Resultados para a compensação de dispersão cromática de: 1600(a), 3200(b), 4800(c) e 6400(d) (ps/nm).



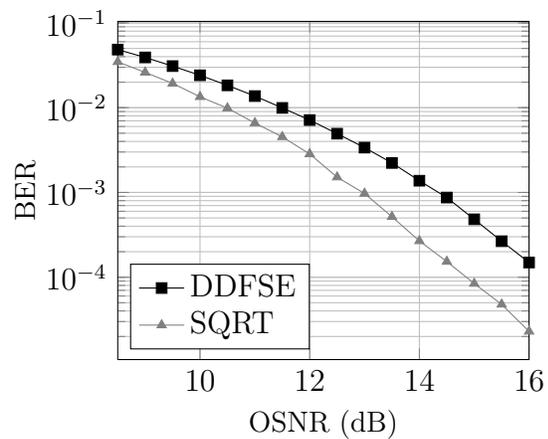
(a)



(b)

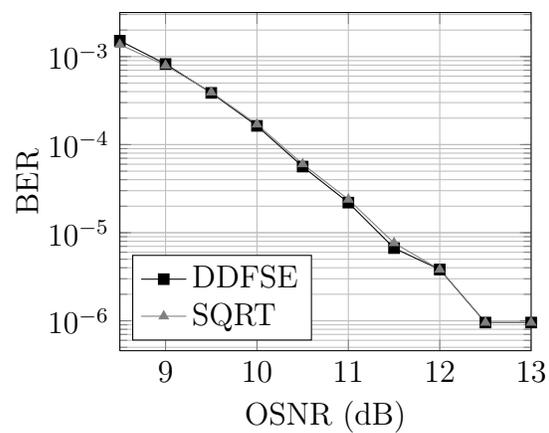


(c)

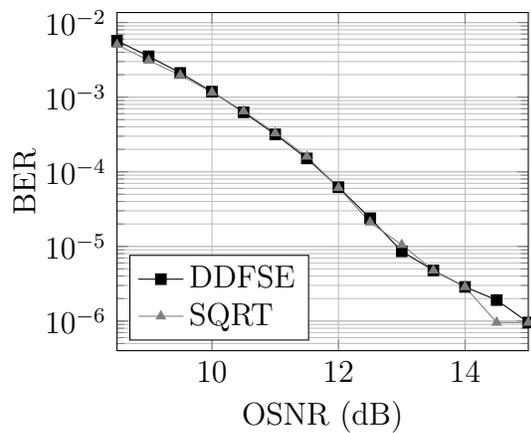


(d)

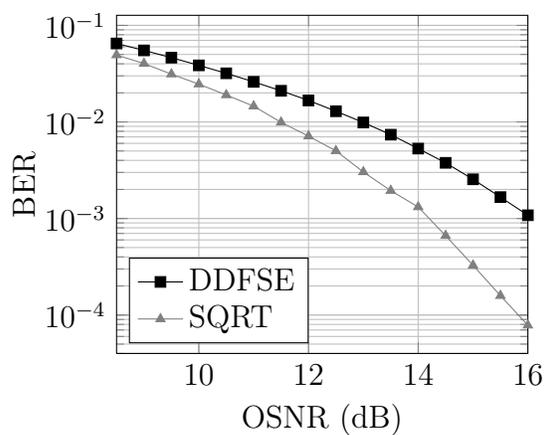
Figura 5.4: Resultados para a compensação de DGD com deslocamento de 0(a), 0,5(b), 1,0(c) e 1,5(d)  $T_s$ .



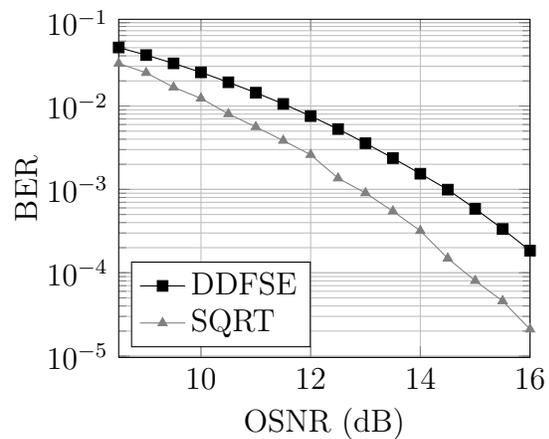
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.5: Resultados para a compensação de CD de 200 ps/nm e DGD com deslocamento de 0(a), 0,5(b), 1,0(c) e 1,5(d)  $T_s$ .

# 6

## Conclusão

A proposta de nosso trabalho foi a de implementar um detector de sequências em um sistema de comunicação óptica. O detector escolhido utiliza o critério de máxima-verossimilhança para determinar a melhor sequência recebida, no sentido de minimizar a probabilidade de erro. Centramos nossos esforços em sistemas ópticos com modulação por intensidade e detecção direta, amplamente instalados. O objetivo é buscar atingir maiores taxas, aproveitando uma infra-estrutura já plenamente disponível.

Para o desenvolvimento deste trabalho, foi necessária inicialmente uma base teórica sobre o sistema em questão. Esta foi apresentada no Capítulo 2. Da mesma forma, uma base dos detectores de sequências MLSE foi apresentada no Capítulo 3, onde mostramos também como estes detectores podem ser adaptados a sistemas ópticos. O foco destas adaptações foi a melhor métrica a ser utilizada. A métrica escolhida foi a SQRT, apresentada em (Bosco et al., 2008), cujo desempenho é muito próximo ao de uma métrica exata.

Entretanto, vimos também que os detectores de Viterbi podem apresentar grande complexidade. Sendo assim, estudamos também a implementação de uma redução de estados da treliça do algoritmo. Esta técnica foi baseada em (Duel-Hallen & Heegard, 1989), que propõe um método concebido originalmente para gravação magnética. No Capítulo 4, o foco foi a adaptação da redução da treliça do algoritmo quando usa-se a métrica SQRT.

Nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3 no Capítulo 5 estão resumidos os resultados dos três cenários simulados. Podemos concluir, analisando o cenário com somente dispersão cromática, que a técnica de redução tem o desempenho esperado, apresentando uma penalidade com relação ao algoritmo clássico. Notamos que, para valores razoáveis de dispersão como 1600 e 3200 ps/nm, a compensação eletrônica tem desempenho satisfatório. Para valores acima destes, tanto o algoritmo clássico quanto a redução não são capazes de atingir uma BER de  $10^{-3}$  para a faixa de ruído simulada.

Analisando os resultados para o cenário com somente dispersão por modo de polarização, notamos que também ocorre o desempenho esperado para valores razoáveis de DGD, com o DDFE proposto apresentando uma pequena perda de desempenho em relação ao algoritmo clássico. Isto é observado para deslocamentos de até meio período de bit. Para deslocamentos maiores, ocorre uma penalidade maior no desempenho.

No último cenário, combinamos essas duas dispersões, e consideramos que a CD foi pré-compensada opticamente restando apenas uma dispersão cromática residual. Neste caso, observamos um desempenho semelhante ao cenário com somente DGD. Podemos concluir que para os valores testados a influência da DGD é maior que a influência da CD no desempenho do sistema.

Tendo analisado esses cenários, podemos concluir que para valores típicos e razoáveis de dispersões a proposta de redução de estados oferece um bom desempenho, com metade da complexidade da treliça do algoritmo clássico.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, nossa proposta é verificar a aplicação e desempenho da proposta para taxas de transmissão maiores. De fato, deve-se testar o desempenho

da redução para estes sistemas, levando em conta os seus valores característicos de dispersão, e avaliando a necessidade de projetar outras métricas mais adequadas para essa taxa. Deve-se também testar o desempenho da redução de estados com outras modulações, como BPSK e duobinário, bem como em sistemas coerentes.

## Referências Bibliográficas

- Agazzi, O. E., Hueda, M. R., Carrer, H. S., & Crivelli, D. E. (2005). Maximum-Likelihood Sequence Estimation in Dispersive Optical Channels. *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, *23*(2), 749–763.
- Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-Optic Communication Systems* (3rd ed.). New York: John Wiley & Sons.
- Barry, J. R., Messerschmitt, D. G., & Lee, E. A. (2003). *Digital Communication* (3rd ed.). Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers.
- Bosco, G., Poggiolini, P., & Visintin, M. (2008). Performance Analysis of MLSE Receivers Based on the Square-Root Metric. *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, *26*(14), 2098–2109.
- Crivelli, D. E., Carrer, H. S., & Hueda, M. R. (2004, September). On the Performance of Reduced-State Viterbi Receivers in IM/DD Optical Transmission Systems. In *Proceedings of the European Conference on Optical Communication*. Stockholm, Sweden.
- Duel-Hallen, A., & Heegard, C. (1989). Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation. *IEEE Transactions on Communications*, *37*(5), 428–436.
- Essiambre, R.-J., Kramer, G., Winzer, P. J., Foschini, G. J., & Goebel, B. (2010). Capacity Limits of Optical Fiber Networks. *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, *28*(4), 662–701.
- Forney, J., G. D. (1973). The Viterbi Algorithm. *Proceedings of the IEEE*, *61*(3), 268–278.
- Gnauck, A., Kasper, B., Linke, R., Dawson, R., Koch, T., Bridges, T., et al. (1985). 4-Gbit/s Transmission over 103 Km of Optical Fiber using a Novel Electronic

- Multiplexer/Demultiplexer. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 3(5), 1032–1035.
- Kao, K. C., & Hockham, G. A. (1966). Dielectric-Fibre Surface Waveguides for Optical Frequencies. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 113(7), 1151–1158.
- Kapron, F. P., Keck, D. B., & Maurer, R. D. (1970). Radiation Losses in Glass Optical Waveguides. *Applied Physics Letters*, 17(10), 423–425.
- Kay, S. M. (1993). *Fundamentals of Statistical Signal Processing* (Vol. I: Estimation Theory). Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Signal Processing Series.
- Lee, J.-S., & Shim, C.-S. (1994). Bit-Error-Rate Analysis of Optically Preamplified Receivers using an Eigenfunction Expansion Method in Optical Frequency Domain. *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, 12(7), 1224–1229.
- Linke, R. A., & Gnauck, A. H. (1988). High-Capacity Coherent Lightwave Systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 6(11), 1750–1769.
- McLane, P. (1980, September). A Residual Intersymbol Interference Error Bound for Truncated-State Viterbi Detectors. *IEEE Transactions on Information Theory*, 26(5), 548 - 553.
- Miya, T., Terunuma, Y., Hosaka, T., & Miyashita, T. (1979). Ultimate Low-Loss Single-Mode Fibre at 1.55  $\mu\text{m}$ . *Electronics Letters*, 15(4), 106–108.
- Prat, J., Napoli, A., Gene, J., Omella, M., Poggiolini, P., & Curri, V. (2005, sept.). Square root strategy: a novel method to linearize an optical communication system with electronic equalizers. In *Optical Communication, 2005. ECOC 2005. 31st European Conference on* (Vol. 3, p. 713 - 714 vol.3).
- Ramaswami, R., & Sivarajan, K. N. (2002). *Optical Networks: A Practical Perspective* (2nd ed.). San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers.
- Singer, A., Shanbhag, N., & Bae, H.-M. (2008, november). Electronic Dispersion Compensation. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 25(6), 110 -130.
- Viterbi, A. (1967). Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm. *IEEE Transactions on Information Theory*, 13(2), 260–269.
- Yamada, J. I., Machida, S., & Kimura, T. (1981). 2 Gbit/s Optical Transmission Experiments at 1.3  $\mu\text{m}$  with 44 Km Single-Mode Fibre. *Electronics Letters*,

*17*(13), 479–480.