

# Proposta de Redução de Estados em Receptores MLSE para Comunicações Ópticas

Marcos Ricardo Covre e Renato da Rocha Lopes

**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. Neste artigo 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 is used a receptor sequence of maximum likelihood, with an appropriate suboptimal metric for this system. In this paper a technique for reducing the 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 states by the technique of *Decision delayed-feedback sequence estimation*. Results are presented for a system with chromatic dispersion and polarization mode.

**Keywords**—Optical Communications, MLSE, DDFSE, SQRT metric, IMDD

## I. INTRODUÇÃO

Recentes esforços e pesquisas têm sido direcionados para o aumento da capacidade de transmissão de sistemas ópticos já instalados e futuros [1][2][3]. 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*). Ainda que alguns trabalhos apontem a detecção coerente, possibilitando o uso de modulações com maior número de bits por símbolo e consequentemente aumento da taxa, neste trabalho focamos na utilização de PDS em sistemas ópticos já instalados. Por isso, utilizaremos sistemas IMDD (do inglês, *intensity-modulated direct-decision*).

As degenerações do canal óptico, como dispersão cromática (CD, do inglês *chromatic dispersion*) e dispersão por modo de polarização (PMD, do inglês *polarization-mode dispersion*), provocam o alargamento temporal no pulso óptico, provocando

interferência intersimbólica (ISI, do inglês *intersymbol interference*) no sistema [1]. Os receptores de sequências, como o MLSE, podem ser utilizados para lidar com a ISI [4].

O receptor MLSE utiliza o algoritmo de Viterbi, que minimiza a taxa de erro de bit (BER, do inglês *bit error rate*) [4]. Em sistemas em que o ruído pode ser aproximado por uma distribuição gaussiana, a métrica do algoritmo é simples [2]. Como o ruído de um sistema óptico após fotodetecção pode ser aproximado por uma chi-quadrada [1], deve-se procurar outras métricas mais adequadas ao problema. Em particular, a métrica exata é complexa e depende de muita informação do sistema. Em [2] é apresentada a métrica raiz-quadrada (SQRT, do inglês *square-root*) que apresenta performance semelhante à métrica exata. Esta métrica será o principal foco deste trabalho.

Além da definição da métrica, outro problema do algoritmo de Viterbi é sua complexidade computacional. Nossa proposta para diminuir essa complexidade é a redução dos estados baseada na técnica DDFSE (do inglês, *delayed decision-feedback sequence estimation*) [5]. Esta técnica diminui os estados, e compensa essa redução com a subtração de um termo baseado no sinal recebido. Entretanto, foi desenvolvida para canais lineares. Como o sistema IMDD é não-linear devido à fotodetecção, nossa contribuição neste trabalho é a adaptação da técnica para canais não-lineares.

## II. SISTEMA ÓPTICO

O canal óptico tem características específicas que o destaca de outros canais de comunicação. Podemos citar as degenerações, entre elas a dispersão cromática e a dispersão por modo de polarização, e as não-linearidades decorrentes da fibra e do fotodetector. Consideramos somente a segunda fonte de não-linearidade neste trabalho.

As dispersões cromática e por modo de polarização são consideradas lineares e provocam o alargamento temporal do pulso, provocando ISI. Este alargamento do pulso transmitido afeta os símbolos adjacentes, e o número de símbolos afetados é conhecido como memória do canal. A CD é causada pela diferença na velocidade com que diferentes frequências do pulso trafegam pela fibra, causando o alargamento. O parâmetro utilizado para mensurar a CD é o  $D$ , definido por  $D = -(2\pi c/\lambda^2) \beta_2$  e tem unidade ps/km-nm, o que expressa o alargamento temporal (ps) por unidade de distância de propagação (km) por unidade de largura espectral (nm). Nesta fórmula,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $\lambda$  é comprimento de onda do pulso e  $\beta_2$  é o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo [6]. A CD pode ser compensada opticamente, inserindo-se uma fibra com dispersão negativa

no final do enlace. Uma representação da CD é apresentada na figura 1. Mesmo a compensação óptica não elimina tudo, e equalização pode ser útil.



Fig. 1. Dispersão Cromática

Outro tipo de distorção surge porque o sinal enviado pela fibra tem dois modos de polarização perpendiculares entre si. A potência é dividida entre estes modos, e cada um tem constante de propagação diferente entre si. Essa diferença faz com que as partes do pulso trafeguem com velocidades diferentes, causando um alargamento temporal com pulso, como a CD. Este efeito é denominado dispersão por modo de polarização (PMD). A PMD ainda pode causar uma rotação nos eixos e este deslocamento pode variar conforme o enlace. Entretanto, consideraremos neste trabalho que o deslocamento do pulso é constante durante todo o enlace. Este deslocamento é chamado de DGD (do inglês, *differential group delay*) ou PMD de primeira ordem [6]. A figura 2 exemplifica o DGD.

Basearemos este trabalho em sistemas já instalados. Assim, dentre as configurações possíveis do sistema óptico será utilizada a de modulação por intensidade, em que a informação está contida na amplitude do sinal que trafega pela fibra.

Esta amplitude será detectada no fotodetector. Esta configuração é conhecida como IMDD. A fibra utilizada será a monomodo (SSMF, do inglês *standard single mode fiber*) em que somente um modo de propagação trafega pelo guia de ondas. O formato do pulso utilizado para a modulação do sinal óptico (um laser de onda contínua - CW) é conhecido como não retorno-a-zero (NRZ, do inglês *nonreturn-to-zero*). A janela de transmissão é a de 1550 nm. Com essa configuração de sistema, fibra, janela e formato de pulso temos o aumento da memória do canal em um símbolo a cada 50 – 55 km [2].

O sinal é superamostrado para que a recuperação do relógio seja feita digitalmente, quanto mais amostras, mais simplificado fica o processo. Segundo [2] o desempenho é o mesmo desde que se tenha mais que duas amostras por símbolo, então utilizaremos duas amostras para simplificar a treliça.

### III. RECEPTORES MLSE PARA COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

Nesta seção detalharemos a aplicação do receptor de sequências MLSE para sistemas IMDD. Para a aplicação do receptor pressupõe-se o conhecimento da memória do canal. Para calculá-la utilizaremos a informação apresentada na seção

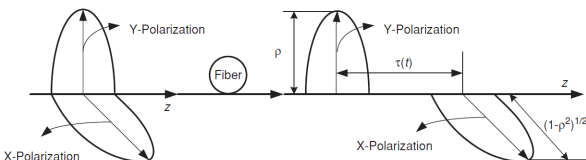


Fig. 2. PMD de primeira ordem [3]

anterior de que o sistema tem memória de um bit e aumenta mais um a cada 50 – 55 km. Definindo  $\eta$  como a memória do canal, teremos o número de estados da treliça  $N = 2^\eta$  do algoritmo de Viterbi. 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 (*branch metric*) mais adequada para o canal. No sentido da máxima verossimilhança, a métrica para um período de símbolo  $l$  e transição  $n$  é dada por

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

onde  $y_{l,k}$  é a  $k$ -ésima amostra da saída do canal no período de símbolo  $l$ ,  $n$  é o índice que representa as transições da treliça deste 1 até  $2N$  ( $2N$  pois temos duas transições por estado),  $K$  é o número de amostras por período de símbolo e a função  $f_{y_{n,k}}(y_{l,k})$  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.

A pdf exata do ruído para o sistema IMDD após a conversão óptico-elétrica é aproximadamente uma chi-quadrada ( $\chi^2$ ) não-central, e podemos chegar a uma métrica de ramo para essa aproximação. Entretanto, a métrica resultante é complexa. Outra opção é encontrar uma métrica sub-ótima que tenha um bom desempenho em relação à métrica exata, com menor complexidade. Segundo [2] a métrica denominada raiz quadrada (SQRT, do inglês *Square Root*) é uma boa alternativa e será descrita na sequência.

#### A. Métrica Raiz Quadrada

Uma maneira de se equacionar a métrica do algoritmo de Viterbi é analisando a pdf do ruído presente no sistema e a partir dela chegar a uma equação da mesma forma de (1). A modelagem de ruído mais comum na literatura é o gaussiano. Além da escolha da pdf do ruído, assumimos que as amostras do ruído são independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) com variância idêntica. A métrica resultante para o ruído gaussiano pode ser escrita como

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

onde  $\mu_{n,k}$  é o valor esperado da saída do canal na  $k$ -ésima amostra na transição  $n$ .

Entretanto, em um sistema óptico, apesar da pdf do ruído ser gaussiana no domínio óptico, no domínio elétrico tem pdf com distribuição chi-quadrada ( $\chi^2$ ) não-central ao passar pela operação de potência de dois no fotodetector. Ao extrairmos a raiz quadrada do sinal recebido, podemos diminuir o efeito da potência de dois da fotodetecção e com isso utilizar (2), em outras palavras, aproximamos o ruído que afeta  $\sqrt{y_{l,k}}$  como um ruído gaussiano. Assim, obtemos uma nova métrica, denominada SQRT [2], que pode ser escrita como

$$m_n(l) = \sum_{k=1}^K \left( \sqrt{y_{l,k}} - \mu'_{n,k} \right)^2, \quad (3)$$

em que  $\mu'_{n,k}$  é raiz quadrada do valor esperado de  $\sqrt{y_{l,k}}$  na saída do canal da  $k$ -ésima amostra da transição  $n$ . Comparando (2) e (3), elas diferem somente no operador raiz quadrada. Como demonstrado em [2], a métrica SQRT tem desempenho semelhante às métricas  $\chi^2$  e a exata, obtida pela decomposição do ruído utilizando Karhunen-Loève.

### B. Estimação do 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. Mas, dadas as métricas descritas no item anterior não é necessário modelar o canal para se chegar na métrica, o que facilita a implementação do receptor MLSE. Analisando estas métricas, somente é necessário estimar o valor esperado da saída para cada transição da treliça. Entretanto, com o conhecimento de uma sequência de bits, sabemos quais transições foram realizadas nesta sequência, e a partir destas obtemos a média dos valores para cada transição. Para realizar esta etapa, uma sequência de treinamento de tamanho cem símbolos por número de transições do canal. 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[7]. Exemplificando, para uma treliça de oito estados com transição binária, portanto dezesseis transições, 1600 símbolos de treinamento serão necessários.

## IV. DELAYED DECISION-FEEDBACK SEQUENCE ESTIMATION

Quando a memória do canal aumenta, o algoritmo de Viterbi tende a ficar impraticável devido ao fato do número de estados crescer exponencialmente com o aumento da memória. Para reduzir esta complexidade [5] propôs a redução de memória através realimentação de decisão (DDFSE). Algumas decisões anteriores de bits que definem o estado são consideradas corretas, e estes valores são considerados fixos. Assim, enquanto no algoritmo de Viterbi o número de estados da treliça é  $N = 2^\eta$ , onde  $\eta$  é a memória do canal, no DDFSE o número de estados é escolhido livremente. O número de estados resultante é  $2^\nu$ , em que  $\nu$  pode ser considerado como a memória do canal  $\eta$  menos o número de decisões realimentadas.

Para exemplificar, considere a resposta ao impulso de um canal com função de transferência dada por

$$f(D) = f_0 + f_1D + f_2D^2, \quad (4)$$

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

$$(y_l - f_0x_l - f_1x_{l-1} - f_2x_{l-2})^2, \quad (5)$$

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

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

$$(y_l - f_0x_l - f_1x_{l-1} - f_2\hat{x}_{l-2})^2, \quad (6)$$

onde  $\hat{x}_{l-2}$  é a estimativa de  $x_{l-2}$  obtida do caminho de máxima verossimilhança (ML) na transição  $l-2$ .

Em resumo, (6) só depende de  $x_{l-1}$ , 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 informação residual requerida para o cálculo da métrica é estimada utilizando o caminho de ML dos estados nos instantes apropriados. Esta técnica é similar ao uso do DFE para estimar o cauda da interferência intersimbólica no sinal recebido [5]. Quando o parâmetro  $\nu$  é igual a zero, o DDFSE se comporta como um DFE. Já quando o valor de  $\nu$  é igual à memória do canal  $\eta$ , o algoritmo é equivalente ao algoritmo de Viterbi. Portanto, o DDFSE combina a estrutura do algoritmo de Viterbi com o detector com realimentação de decisão.

### A. Métrica DDFSE proposta

No exemplo da seção anterior, a resposta temporal do canal é conhecida e linear. Entretanto, isto não é o que acontece nesse trabalho. Assim, devemos determinar uma forma de compensar as decisões prévias. Trabalhos anteriores [1] mostram que o sinal óptico pode ser modelado como uma sequência de Volterra. Utilizamos este conceito para testar algumas funções para calcular a 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  $x_{l-\zeta}$ . Baseado na expansão do kernel de segunda ordem de Volterra, várias soluções foram testadas. Durante a fase de testes, termos lineares e não-lineares foram testados, e o que gerou melhor resultado foi escolhida. Propomos, então, que a realimentação de decisão seja feita através do termo

$$\tilde{w}_{l-\zeta} = \rho_k^\zeta \cdot \hat{x}_{l-\zeta}, \quad (7)$$

onde  $\hat{x}_{l-\zeta}$  é a decisão do caminho sobrevivente no instante  $l-\zeta$ ,  $\zeta$  está relacionado ao atraso do símbolo eliminado. Por exemplo, memória de três símbolos com redução de um,  $\zeta = 3$  e  $\rho_k^\zeta$  é dado por

$$\rho_k^\zeta = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{2N} \mu'_{n,k}, \quad (8)$$

em que somente as transições causadas pela transmissão de  $x_{l-\zeta} = 1$  da treliça com complexidade total da métrica raiz quadrada são consideradas. Lembrando que a modulação é OOK. Assim, a métrica de caminho proposta é

$$m_n(l) = \sum_{k=1}^K \left( y_{l,k} - \mu''_{n,k} \right)^2, \quad (9)$$

onde  $y'_{l,k} = \sqrt{y_{l,k}} - \tilde{w}_{l-\zeta}$ . Note que os valores de  $k$  e  $\mu''_{n,k}$  em (9) se referem à treliça de estados reduzidas.

O desempenho desta formulação é apresentada na próxima seção.

V. RESULTADOS

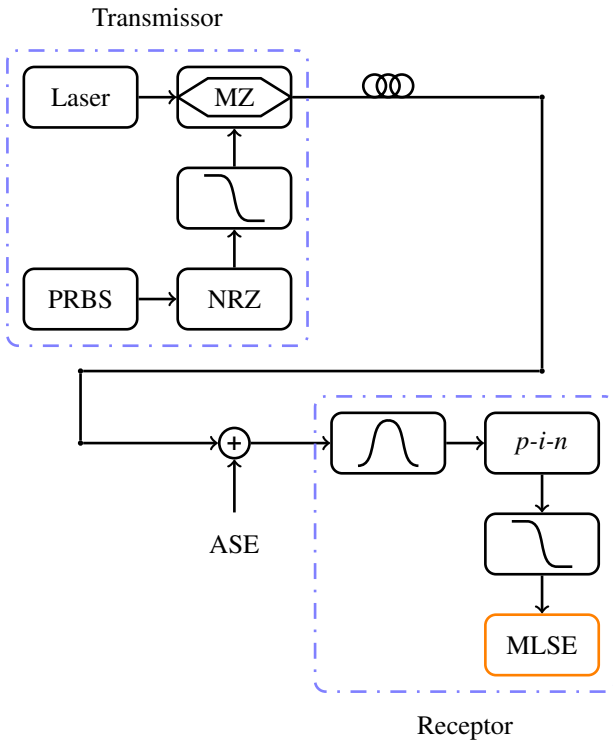


Fig. 3. Sistema IMDD utilizado nas simulações

A configuração da simulação está apresentada na figura 3. No transmissor, foi utilizado um laser de onda contínua (CW, do inglês *continuous wave*) modulado por um modulador Mach-Zehnder (MZM). O sinal de informação é obtido pela filtragem de um pulso retangular 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). O filtro é um passa-baixa de Bessel de cinco polos com largura de banda  $B_{TX} = 7.5$  GHz. A fibra é uma monomodo padrão, considerada puramente dispersiva, com 16 ps/(nm.km) de dispersão. Após a fibra é adicionado o ruído de emissão espontânea amplificada (ASE) que provê a 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 (nós utilizamos um fotodiodo p-i-n). O sinal, agora elétrico, é filtrado por um filtro de pós-deteccção com a mesma configuração do filtro passa-baixa da transmissão. Todos os componentes elétricos são considerados sem ruído. Como ultimo estágio, o sinal é amostrado em duas amostras por bit e o processamento do MLSE e do DDFSE é executado utilizando o Matlab.

Foram transmitidos  $2^{18}$  bits gerados por uma fonte binária pseudo aleatória (PRBS, do inglês *pseudorandom binary sequence*). Para se obter os valores de transições da treliça, alguns destes bits foram utilizados para o treinamento. Foram utilizadas duas métricas: a raiz quadrada, e a DDFSE baseada na raiz quadrada. As curvas de BER versus OSNR são apresentadas nas figuras 4, 5 e 6. A figuras 4 e 5 são para o cenários com somente dispersão cromática com enlaces de 100 e 200 km, respectivamente. A figura 6 é o cenário com somente dispersão de modo de polarização de primeira ordem para um deslocamento de  $0.5 T_b$ . A compensação para estes cenários é realizada totalmente no domínio elétrico.

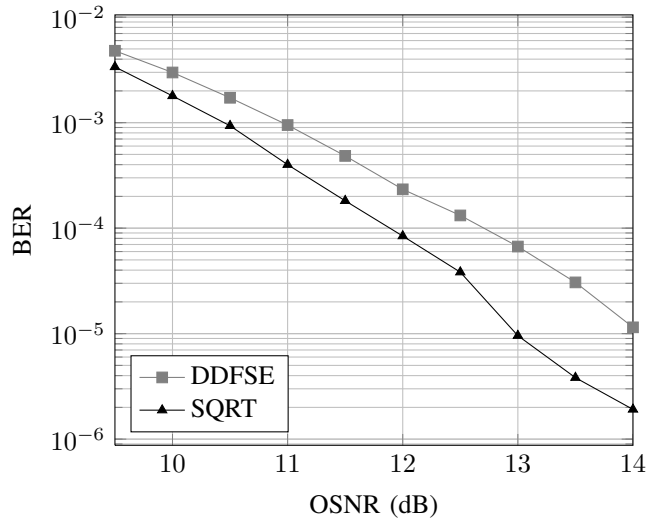


Fig. 4. Resultados para a compensação de dispersão cromática de 1600 ps/nm

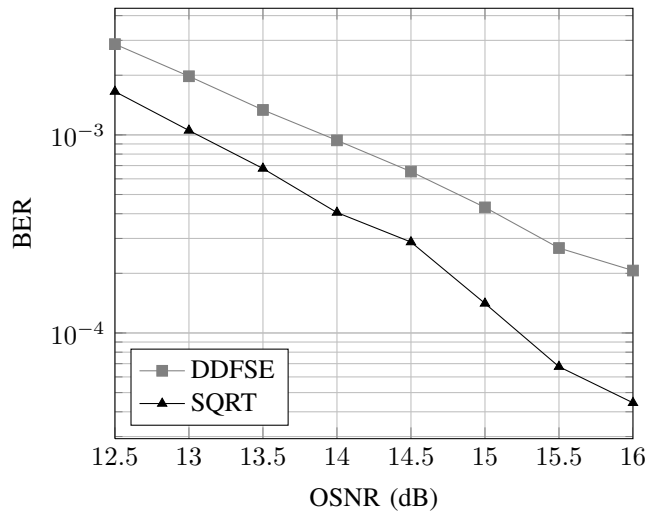


Fig. 5. Resultados para a compensação de dispersão cromática de 3200 ps/nm

Será utilizada para comparação das simulações a taxa de erro de bit (BER) de  $10^{-3}$ , lembrando que podemos utilizar

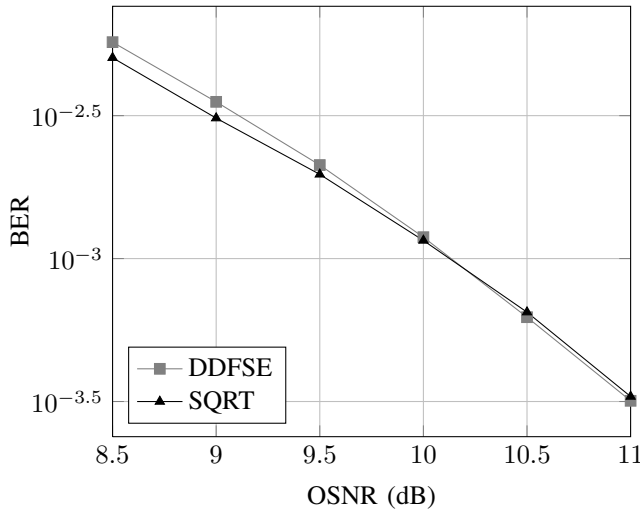


Fig. 6. Resultados para a compensação de DGD com deslocamento  $0.5 T_b$

uma etapa de correção de erro após a decisão e com isso chegar a taxas de abaixo de  $10^{-9}$ . Na figura 4 observamos que a métrica proposta é 0.5 dB pior que a métrica raiz quadrada, que possui o dobro da complexidade (8 estados). Conforme mostrado na figura 5, com o dobro da dispersão e 32 estados na treliça original, a diferença entre as métricas é 1 dB. Na figura 6, temos o desempenho da métrica em um sistema com DGD de 0.5 período de bit. Neste caso, usamos oito estados na métrica sem redução de complexidade, e com quatro no DDFSE. Conforme vemos, ambos apresentam desempenhos semelhantes, apesar da menor complexidade do DDFSE.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposta a aplicação de uma técnica de redução de complexidade da treliça de estados do algoritmo de Viterbi pela metade. O desempenho da métrica de complexidade reduzida apresentou valores entre 0.5 dB e 1 dB piores que a métrica SQRT. Entretanto, a métrica proposta tem metade da complexidade da métrica SQRT e esta redução torna-se importante quando o enlace e consequentemente a memória do canal aumentam. Esta métrica pode ser utilizada tanto para compensação elétrica quanto para a compensação de dispersão residual, em que parte da dispersão é compensada no domínio óptico.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao CNPq pelo auxílio financeiro (136689/2008-6) e (304155/2009-8).

## REFERÊNCIAS

- [1] O. E. Agazzi, M. R. Hueda, H. S. Carrer, and D. E. Crivelli, "Maximum-likelihood sequence estimation in dispersive optical channels," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 749–763, 2005.
- [2] G. Bosco, P. Poggiolini, and M. Visintin, "Performance analysis of MLSE receivers based on the square-root metric," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 14, pp. 2098–2109, 2008.

- [3] A. Singer, N. Shanbhag, and H.-M. Bae, "Electronic dispersion compensation," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 25, no. 6, pp. 110–130, november 2008.
- [4] J. R. Barry, D. G. Messerschmitt, and E. A. Lee, *Digital Communication: Third Edition*. Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [5] A. Duel-Hallen and C. Heegard, "Delayed decision-feedback sequence estimation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 5, pp. 428–436, 1989.
- [6] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 2nd ed. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers, 2002.
- [7] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Signal Processing Series, 1993.