

Análise de Influência do Ruído Térmico e Filtragem Elétrica em Técnicas de Monitoração de OSNR Digital

Vitor V. Nascimento, João Carlos S. S. Januário e Júlio C. R. F. de Oliveira

Resumo— Este artigo apresenta uma análise da influência do ruído térmico e filtragem elétrica na estimativa de OSNR utilizando técnicas de processamento digital de sinais. É apresentada uma complementação ao modelo para monitoração de OSNR, em que o ruído térmico do fotodetector é considerado na estimativa, de modo que é alcançado um ganho de estimação de até 10 dB. Também é analisado o impacto da potência de entrada do sinal no sistema de monitoração e a largura de banda do filtro elétrico na estimação de OSNR.

Palavras-Chave— Monitoração, OSNR, DSP, ruído térmico, largura de banda.

Abstract— This article show an analysis of thermal noise and electrical filtering on OSNR estimation using digital signal processing techniques. We expand OSNR estimation model to considering the thermal noise that influence significantly the OSNR calculation, and we reached an estimation gain about 10 dB. Also we examine the impact of input power and electrical filter bandwidth on OSNR estimation.

Keywords— Monitoring, OSNR, DSP, thermal noise, bandwidth.

I. INTRODUÇÃO

A relação sinal-ruído óptica é um dos parâmetros mais usados para verificar a qualidade do sinal na camada óptica. Principalmente por este parâmetro estar relacionado diretamente à taxa de erro de bit (BER – bit error rate) de um sinal óptico, levando em consideração a taxa de bit e o formato de modulação utilizado. A avaliação da OSNR pode ser utilizada de diversas maneiras em redes ópticas tais como no projeto e otimização do enlace, identificação da perda de desempenho nos sistemas, definir limiares de degradação do sistema, dentre outros.

Com o freqüente aumento da demanda do tráfego, surgiu também a necessidade de desenvolvimento de técnicas adequadas para seu gerenciamento, tornando-se necessário realizar o roteamento e comunicação na camada óptica (Redes Ópticas Reconfiguráveis) com níveis de granularidade adaptados às altas taxas de transmissão impostas pelos sistemas. Em redes ponto-a-ponto de primeira geração (sinal não-filtrado) a OSNR pode ser medida utilizando a técnica de interpolação linear com o auxílio de um monitor de canal óptico, no qual o ruído de emissão espontânea do amplificador (EDFA – *erbium doped fiber amplifier*) é medido nas laterais direita e esquerda do canal em questão, em seguida estas medidas são interpoladas para se ter uma estimativa do valor do ruído exatamente abaixo do canal óptico, e

conseqüentemente, realizar a estimativa de OSNR. Entretanto, em uma rede reconfigurável dinamicamente, os canais WDM são adicionados e removidos a cada nó diretamente na camada óptica, de modo que o espectro de ruído neste tipo de rede não é uniforme devido as várias filtragens pelo qual o canal óptico é submetido. Como resultado, o nível de ruído acumulado pode ser diferente para cada um dos canais WDM. Diante deste fato, após várias filtragens, perde-se a referência do nível do ruído em relação ao sinal, e a interpolação linear para estimação de OSNR não é mais viável devido a imprecisão na estimativa.

Neste novo cenário de rede, surgiu a necessidade de técnicas de monitoração de OSNR intra-banda, no qual são técnicas que realizam a medida do ruído ASE (*amplified spontaneous emission*) dentro da banda do sinal para que se obtenha uma estimativa mais precisa. Uma técnica intra-banda bastante utilizada é conhecida como *polarization nulling*, ou anulação de polarização, em que é utilizado um controlador de polarização, um filtro óptico com uma pequena largura de banda (em torno de 12,5 GHz) e um fotodetector. Nesta técnica, o sinal óptico é filtrado e em seguida passa pelo controlador de polarização que varre todos os estados de polarização buscando encontrar o ponto em que a polarização do sinal seja anulada [1]. Durante esta varredura, a potência do sinal óptico é medida, quando encontrado um ponto de mínimo significa que o sinal (polarizado) foi extinto, restando apenas o ruído ASE, pois se trata de um sinal óptico despolarizado. Assim, com o valor da potência máxima (potência de sinal mais potência de ruído) e mínima (potência de ruído) é possível estimar de forma mais precisa a OSNR, no entanto, esta técnica é sensível a PMD (*polarization mode dispersion*). Existem outras técnicas de monitoração de OSNR intra-banda tais como o método interferométrico [2], método baseado na condição de operação do EDFA [3], método de batimento de ruído [4], dentre outros. Entretanto, estas técnicas possuem algumas limitações que freqüentemente limitam a robustez de sua operação.

As técnicas intra-banda baseada em processamento digital de sinais (DSP – *digital signal processing*) são técnicas bastante promissoras por possuírem uma boa precisão na estimativa de OSNR, bem como simplicidade de implementação em *hardware*. No trabalho apresentado em [5] desenvolveu-se um modelo de equacionamento para estimação de OSNR utilizando DSP com alta capacidade de estimação, baixo erro e fácil implementação. No entanto, o modelo desenvolvido não contempla alguns efeitos no domínio elétrico, no qual influencia de forma bastante significativa a estimativa de OSNR. Com o intuito de otimizar o modelo

proposto e analisar o impacto de alguns fatores na estimativa de OSNR, este trabalho propõe um modelo para inclusão do ruído térmico do fotodetector na estimativa de OSNR. Uma análise detalhada da influência do ruído térmico, largura de banda do filtro e PMD na estimativa é realizada. O intuito da modelagem do ruído térmico é reduzir sua influência na estimação, principalmente quando os níveis de potência óptica de entrada são baixos. Por se tratar de um sinal óptico de baixa potência, após o fotodetector, o nível de ruído ASE é equiparável ao nível de ruído térmico do fotodetector, este efeito causa um erro significativo na estimação da OSNR.

II. MONITORAÇÃO DE OSNR UTILIZANDO DSP

Considerando um sistema de comunicação óptico no qual há amplificadores introduzindo ruído ASE além do próprio ruído térmico do fotodetector, e desconsiderando as não-linearidades da fibra, os efeitos de multi-canais, nestas condições, a monitoração do sinal pela técnica de diversificação das polarizações, proposta em [5], realiza uma análise individual das suas polarizações para, assim, determinar sua relação sinal-ruído. As polarizações do sinal são divididas no receptor através de um divisor de feixes de polarização (PBS – *polarization beam splitter*), e para emular as mudanças no estado de polarização do sinal ao longo da fibra um misturador de polarização (PS – *polarization scrambler*) é utilizado. Com as polarizações separadas em duas componentes ortogonais, os fotodetectores levam o sinal do domínio óptico para o domínio elétrico, o que possibilita a utilização de técnicas de processamento digital de sinais (*digital signal processing* – DSP) para calcular a OSNR. Um esquemático do receptor empregado nesta monitoração é descrito em [5] e está representado na Fig. 1.

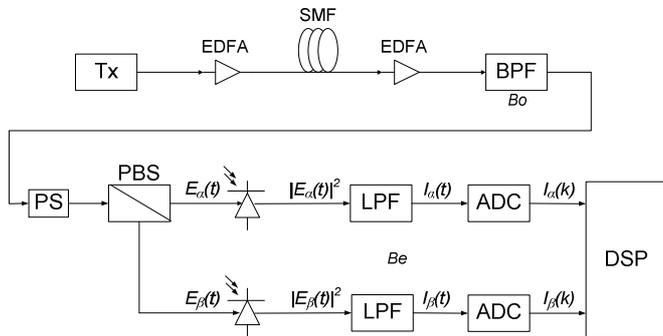


Fig. 1. Esquemático do Modelo de Monitoração

A fim de separar um sinal óptico dos demais em um sistema com divisão em comprimento de onda (WDM - *wavelength division multiplexing*), um filtro passa-banda de largura de banda B_o é empregado, logo em seguida o PBS alinhara as polarizações do sinal com os eixos ortogonais α e β e as conduzirá em braços distintos durante a monitoração. Esse componente é acompanhado por um filtro elétrico passa-baixa de largura de banda B_e e uma reposta ao impulso $h_e(t)$, proporcionando em sua saída as correntes $I_\alpha(t)$ e $I_\beta(t)$ que serão amostradas no pelo conversor analógico-digital (*analog-digital converter* – ADC), e as amostras repassadas ao DSP. Considerando as contribuições do ruído ASE e também do

ruído térmico e adotando a responsividade do fotodetector como sendo $1 A/W$ as expressões das correntes são:

$$I_\alpha(t) = |E_\alpha(t)|^2 = \left(E_{\alpha,s}(t) + E_{\alpha,s+ase}(t) + |n_\alpha(t)|^2 + n_{t1}(t) \right) \otimes h_e(t) \quad (1)$$

$$I_\beta(t) = |E_\beta(t)|^2 = \left(E_{\beta,s}(t) + E_{\beta,s+ase}(t) + |n_\beta(t)|^2 + n_{t2}(t) \right) \otimes h_e(t) \quad (2)$$

onde, $E_{\alpha,s}(t)$ e $E_{\beta,s}(t)$ são as componentes do batimento sinal-sinal do campo elétrico nos fotodetectores em cada um dos eixos ortogonais; $E_{\alpha,s+ase}(t)$ e $E_{\beta,s+ase}(t)$ são as componentes do batimento sinal-ruído; $|n_\alpha(t)|^2$ e $|n_\beta(t)|^2$ corresponde ao batimento ruído-ruído quando analisamos o efeito do fotodetector.

Nas Eq. 1 e Eq. 2 é evidente que o ruído térmico, $n_{t1}(t)$ e $n_{t2}(t)$, é inserido de forma independente pelos fotodetectores. Como o ruído térmico é um ruído branco com distribuição de probabilidade gaussiana, as parcelas inseridas em cada ramo terão as mesmas características (média e variância).

Para o cálculo da média das correntes é importante observar o papel do PBS na distribuição das potências do sinal e do ruído. Este componente tem como característica distribuir o ruído ASE de forma igual nos ramos, pois a ASE não tem polarização fixa, entretanto, o sinal é dividido de forma ponderada de acordo com o seu estado de polarização, esta ponderação é traduzida através de um fator multiplicativo r . Além disso, pela linearidade da média ao aplicá-la nos termos das Eq. 1 e Eq. 2 o componente sinal ruído, $E_{\alpha,s+ase}(t)$ e $E_{\beta,s+ase}(t)$, e do próprio ruído térmico, $n_{t1}(t)$ e $n_{t2}(t)$, serão nulos. Dessa forma, a média das correntes pode ser descrita por:

$$\langle I_\alpha(t) \rangle = rP_s + P_{ase}/2 \quad (3)$$

$$\langle I_\beta(t) \rangle = (1-r)P_s + P_{ase}/2 \quad (4)$$

Quando o fator $r = 1$ ou 0 , o sistema pode ser facilmente resolvido e a monitoração do OSNR se torna trivial, pois nesse caso os fatores P_s e P_{ase} podem ser obtidos diretamente. Uma vez que esse fator r dificilmente será 1 ou 0 e que o ruído ASE será sempre distribuído de forma igual por não ter um estado fixo de polarização, temos três incógnitas P_s , P_{ase} e r , por isso, para que haja informações suficientes para a estimativa de OSNR do sistema, existe a necessidade de uma outra relação tal que possa relacionar as correntes dos fotodetectores para que se obtenha três equações e três incógnitas.

Essa nova relação foi proposta em [5] e pode ser observada na expressão abaixo:

$$\langle [I_\alpha(t) - \gamma \cdot I_\beta(t)]^2 \rangle \quad (5)$$

onde, $\gamma = \frac{r}{1-r}$

Originalmente o ruído térmico não foi observado no desenvolvimento da expressão 5, mas, a fim de propor um

modelo mais confiável, sua inclusão foi contemplada neste trabalho. A extensão desse modelo permite desenvolver a expressão 5 de tal forma que alcancemos a Eq. 6. Nela a componente de sinal é eliminada, restando apenas a componente de ruído, o que facilita a solução do sistema.

$$\langle [I_\alpha(t) - \gamma \cdot I_\beta(t)]^2 \rangle = E_{\alpha,s+ase}^2 + \gamma^2 \cdot E_{\beta,s+ase}^2 + (1 + \gamma^2) \cdot |n_\alpha|^4 - 2 \cdot \gamma \cdot |n_\alpha|^4 + (1 + \gamma^2) \cdot n_t^2 \quad (6)$$

A Eq. 8 é obtida a partir da Eq. 6 e, juntamente com a Eq. 7, forma um sistema para a obtenção da OSNR.

$$\langle I_\alpha(t) \rangle + \langle I_\beta(t) \rangle = P_s + P_{ase} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \langle I_\alpha^2(t) \rangle - 2 \cdot \frac{\langle I_\alpha(t) \rangle - P_{ase}/2}{\langle I_\beta(t) \rangle - P_{ase}/2} \cdot \langle I_\alpha(t) \cdot I_\beta(t) \rangle \\ & \quad + \left(\frac{\langle I_\alpha(t) \rangle - P_{ase}/2}{\langle I_\beta(t) \rangle - P_{ase}/2} \right)^2 \cdot \langle I_\beta^2(t) \rangle \\ & = \frac{2 \cdot B_e}{B_o} \cdot \frac{\langle I_\alpha(t) \rangle - P_{ase}/2}{\langle I_\beta(t) \rangle - P_{ase}/2} \cdot P_{ase} \cdot [I_\alpha(t) + I_\beta(t) - \\ & \quad P_{ase}] + \frac{1}{4} \cdot \left[\left(1 + \frac{2 \cdot B_e}{B_o} - \frac{B_e^2}{B_o^2} \right) \cdot \right. \\ & \quad \left. \left(1 + \left(\frac{\langle I_\alpha(t) \rangle - P_{ase}/2}{\langle I_\beta(t) \rangle - P_{ase}/2} \right)^2 \right) - 2 \cdot \frac{\langle I_\alpha(t) \rangle - P_{ase}/2}{\langle I_\beta(t) \rangle - P_{ase}/2} \right] \cdot \\ & \quad P_{ase}^2 + \left[1 + \left(\frac{\langle I_\alpha(t) \rangle - P_{ase}/2}{\langle I_\beta(t) \rangle - P_{ase}/2} \right)^2 \right] \cdot P_t \end{aligned} \quad (8)$$

Como os termos $\langle I_\alpha(t) \rangle$, $\langle I_\beta(t) \rangle$, $\langle I_\alpha^2(t) \rangle$, $\langle I_\beta^2(t) \rangle$, $\langle I_\alpha(t) \cdot I_\beta(t) \rangle$ e P_t serão parâmetros conhecidos para o DSP, as únicas variáveis do sistema serão P_s e P_{ase} . P_t representa a potência do ruído térmico inserido na recepção e seu valor será proporcional a banda do filtro elétrico passa baixa. A Eq. 8 é um polinômio de quarto grau e sua solução retorna a potência de ruído ASE, P_{ase} , de modo que a potência óptica do sinal pode ser obtida através da Eq. 7, assim, a relação sinal-ruído óptica é dada por:

$$OSNR (dB) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_s}{P_{ase}} \quad (9)$$

Com esta equação é possível realizar a estimação da relação sinal-ruído óptica no domínio elétrico através da amostragem e processamento do sinal digital. A taxa de amostragem do ADC está diretamente ligada a largura de banda do filtro elétrico utilizado, de modo que é possível a utilização de filtros na ordem de megahertz. Esta técnica é bastante promissora devido a simplicidade do hardware empregado para estimação de OSNR e precisão de medição. A largura de banda do filtro elétrica não pode ser muito reduzida, pois, neste caso, perderíamos transição dos sinais na amostragem, fazendo com que o sinal de saída do filtro fosse apenas um nível DC, o que impossibilitaria a estimativa da potência do ruído ASE.

III. ANÁLISE DOS RESULTADOS

O modelo proposto para monitoração de OSNR foi simulado para uma taxa de bits de 40 Gbits/s em sistemas com modulação NRZ-OOK. Utilizou-se um filtro óptico passa-banda com largura de 80 GHz para o isolamento do canal óptico desejado em um sistema WDM. O esquemático da Fig. 1 foi montado em simulação através do software Optisystem®, e nesse ambiente se observou a influência de fatores essenciais para a monitoração diante da presença ou não da modelagem do ruído térmico. A Fig. 2 ilustra uma situação ideal de estimação de OSNR utilizando o modelo descrito em [5] em que o ruído térmico do fotodetector é desconsiderado na simulação. Observa-se que a estimativa é bastante próxima do valor verdadeiro, com um erro menor do que 0,5 dB, entretanto, em uma situação real não podemos desconsiderar este ruído, pois a potência óptica na entrada no monitorador pode estar em um nível baixo (em torno de -15 dBm), causando a equiparação entre o nível do ruído ASE e ruído térmico, e, conseqüentemente, o erro na estimação.

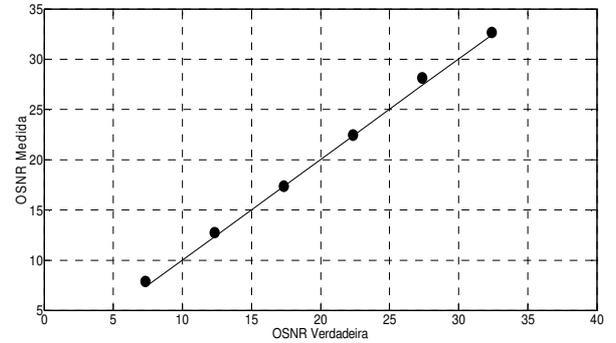


Fig. 2. Estimação de OSNR sem considerar o ruído térmico do fotodetector.

Para uma primeira análise será considerado um sistema com um filtro elétrico cuja largura de banda é 300MHz, um DGD (*differential group delay*) de 12.5 ps e uma potência de entrada para o receptor de -10,4 dBm.

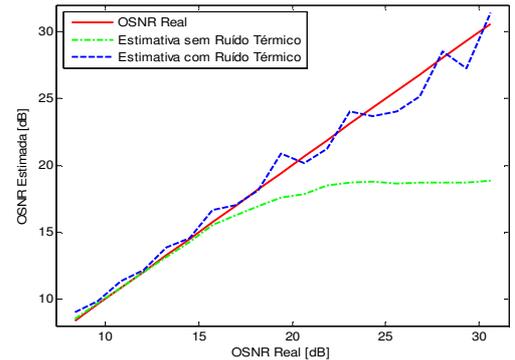


Fig. 3. Estimação de OSNR utilizando modelo com e sem ruído térmico.

Nessas condições, a Fig. 3 retrata o comportamento do erro de estimação na monitoração quando se compara o modelamento com e sem o ruído térmico. Como pode ser visto na Fig. 3 a modelagem com ruído térmico tende a seguir a curva da OSNR real enquanto que a modelagem sem este

ruído gera erros crescentes com o aumento da OSNR do sistema. Isto se deve ao fato que, à medida que o valor de OSNR aumenta, o nível do ruído ASE decresce, se tornando cada vez mais equiparável ao nível de ruído térmico, que, se não considerado no modelo, provoca erros de estimação. Entretanto, para baixos valores de OSNR, mantendo-se a potência de entrada constante, o nível do ruído ASE está mais próximo ao nível de sinal e ambos significativamente maiores em relação ao nível de ruído térmico, isto faz com que o ruído térmico seja mascarado pelo ruído ASE.

À medida que a potência de entrada do monitor aumenta, os níveis de ASE tornam-se cada vez maiores em relação aos níveis de ruído térmico, e este ruído, conseqüentemente, passa a influenciar cada vez menos na estimativa de OSNR, como mostrado na Fig. 4. Observe que para um valor típico de potência de entrada de um monitorador de OSNR que está em torno de -16 dBm, o erro quando se adiciona ao modelo o ruído térmico é bem menor quando este não é incluído, o ganho de estimação fica em torno de 8 dB.

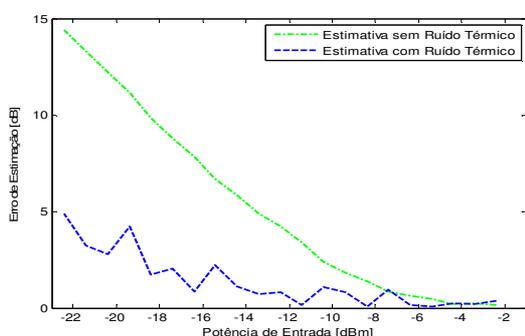


Fig. 4. Erro de estimação de OSNR em função da potência de entrada.

Na Fig. 5 é analisada a influência da largura de banda do filtro elétrico na estimativa de OSNR para diferentes valores de DGD.

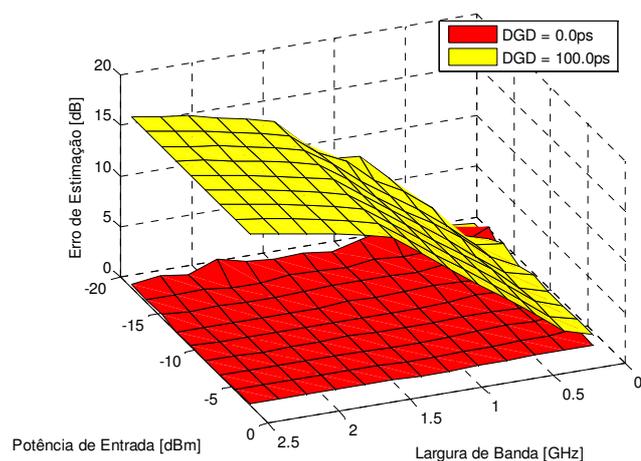


Fig. 5. Influência da largura de banda do filtro elétrico na estimativa de OSNR em presença de PMD

Observe que a medida que a largura de banda do filtro aumenta o valor do erro também aumenta, e isto é mais significativo quando a DGD assume valores elevados. Se

utilizarmos filtros elétricos com pequena largura de banda é possível realizar a estimação de OSNR com valores de erro aceitáveis, entretanto, não se pode diminuir de forma significativa este valor, pois à medida que o sinal elétrico e cada vez mais filtrado perdem-se as transições de ruído necessárias para a estimação da relação sinal-ruído óptica. Em um caso extremo, se a largura de banda do filtro elétrico for muito pequena o sinal de saída do fotodetector seria um nível DC. Por outro lado, a taxa de amostragem do ADC é determinada a partir do valor do filtro, assim, quanto menor melhor, pois o custo do ADC para amostragem do sinal também diminuirá. Desta forma, busca-se uma solução de compromisso no projeto da largura de banda do filtro elétrico.

IV. CONCLUSÕES

Através dos resultados obtidos com a modelagem do ruído térmico no equacionamento da estimação de OSNR, desconsiderá-lo gera erros cada vez maiores a medida que a potência de entrada diminui e a relação sinal-ruído óptica aumenta. O erro de estimação obtido pelas simulações sem a modelagem do ruído térmico chegou a ordem de 12 dB para uma OSNR de 30 dB, enquanto que a inclusão desse ruído na modelagem fez o erro se aproximar a 1 dB, o que torna a solução bastante precisa. Em ambientes com baixa potência de entrada a modelagem do ruído térmico é extremamente necessária, pois pode levar a um erro na ordem de 10 dB caso não o considere.

Após análise da filtragem elétrica conclui-se que deve ser adotada uma solução de compromisso para o projeto da largura de banda do filtro passa-baixa, cujo valor não pode ser tão elevado, pois o erro de estimação aumenta, como também não pode ser muito baixo pois perdem-se as transições de ruído necessários para estimação. Para os valores de DGD analisados nas simulações é possível concluir que um filtro elétrico com frequência de corte de 300 MHz já é capaz de manter o erro de estimação constante com a variação da DGD.

AGRADECIMENTOS

Gostaríamos de agradecer a Fundação CPqD e ao FUNTTEL, por financiarem este trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] J. H. Lee and Y. C. Chung, "OSNR monitoring technique using polarization nulling method," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 1, pp. 88–90, Jan. 2001.
- [2] Liu X, Kao Y-H, Chandrasekhar S, Kang I, Cabot S, Buhl LL, "OSNR Monitoring method for OOK and DPSK based on optical delay interferometer", *IEEE Photon Technol Lett* 2007, vol. 16, 1172-1176.
- [3] Lee JH, Yoshikane N, Tsuritani T, Otani T, "In-band OSNR monitoring technique based on link-by-link estimation for dynamic optical networks", *Optical Fiber Communication Conference, Anaheim, CA, 2006*.
- [4] Shin Sk, Park KJ, Chung YC, "A novel optical signal-to-noise ratio monitoring technique for WDM networks", *Optical Fiber Communication Conference, Baltimore, 2000*.
- [5] Qi Sui, Alan Pak Lau and Chao Lu, "OSNR monitoring in the presence of first-order PMD using polarization diversity and DSP", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 15, pp 2105-2114, Aug. 2010.