

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA



TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

*Técnica “in-band” baseada em processamento digital de sinais
para monitoração de Relação Sinal Ruído Óptica (OSNR)*

Júlio César Medeiros Diniz

Orientador:

Prof. Dr. José Ewerton P. de Farias – UAEE/CEEI/UFCG

Campina Grande - PB
Julho de 2010

Técnica “in-band” baseada em processamento digital de sinais para monitoração de Relação Sinal Ruído Óptica (OSNR)

Júlio César Medeiros Diniz

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. José Ewerton P. de Farias

Campina Grande - PB
Julho de 2010

Técnica “in-band” baseada em processamento digital de sinais para monitoração de Relação Sinal Ruído Óptica (OSNR)

Júlio César Medeiros Diniz

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

José Ewerton P. de Farias, Dr., UFCG
Orientador

Wamberto José Lira de Queiroz, Dr., UFCG
Componente da Banca

Campina Grande - PB
Julho de 2010

Agradecimentos

Agradeço a Júlio César R. F. de Oliveira e a Alberto Paradisi, pesquisadores em telecomunicações da Fundação CPqD, por suas contribuições para realização deste trabalho e também por todo apoio dado.

Ao meu orientador Prof. Dr. José Ewerton P. de Farias, pela orientação durante todo o curso e pela influência, não apenas técnica, que me fazem ser uma pessoa melhor e mais feliz.

Aos meus colegas de CPqD: Vitor B., Adolfo, Juliano, Vitor V., Felipe M. e Amauri. Todos que me ajudaram ativamente nos trabalhos dentro do CPqD.

À coordenação, professores e funcionários da Universidade Federal de Campina Grande, em especial os que compõe o Departamento de Engenharia Elétrica, por terem contribuído para a minha formação acadêmica.

Aos meus colegas de curso que estudaram comigo e me ajudaram a obter todo o aprendizado necessário para me tornar um engenheiro.

À minha noiva, Camila Souto, por me ajudar bastante na confecção desse trabalho e por todo o apoio moral dado.

*À minha mãe.
Ao meu pai.*

Sumário

	vii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Glossário	xv
1 Introdução Geral	1
1.1 Introdução	1
2 Componentes do sistema e seus Ruídos	3
2.1 Amplificadores Ópticos	3
2.1.1 Emissão Estimulada	4
2.1.2 Emissão Espontânea	5
2.2 Ruído no receptor	5
2.2.1 Mecanismos de Ruído	6
2.2.2 Receptores p-i-n	8
2.3 Figura de Ruído	9
3 Método <i>In-Band</i> de medição de OSNR	13
3.1 Princípio de Operação	13
3.2 Desenvolvimento do Algoritmo	16
4 Resultados e Comparações	19
4.1 Resultados da Simulação	19
4.1.1 Caso 1: Fotodetectores ideais	19
4.1.2 Caso 2: Fotodetectores reais	20
4.2 Comparações	21
5 Conclusões	23
A Anexo: Código em MATLAB para medir OSNR	25

Lista de Figuras

2.1	Emissão estimulada e absorção em um sistema atômico com dois níveis de energia.	4
3.1	Esquema utilizado no método de medição de OSNR.	13
4.1	OSNR medida em função da OSNR verdadeira.	20
4.2	Erro de medição em função da OSNR verdadeira.	20
4.3	OSNR medida em função da OSNR verdadeira para um sistema não-ideal.	21
4.4	OSNR medida em função da OSNR verdadeira do dispositivo fabricado pela Monitoring Division.	21

Lista de Tabelas

- 4.1 *Condições de operação para o sensor embarcado de OSNR da Monitoring Division.* 22

Glossário

- CD – Dispersão Cromática
(*Chromatic Dispersion*)
- DGD – Atraso Diferencial de Grupo
(*Differential group delay*)
- EDFA – Amplificador à fibra dopada com Érbio
(*Erbium Doped Fiber Amplifier*)
- GVD – Dispersão de Velocidade de Grupo
(*Group Velocity Dispersion*)
- IEEE – Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
(*Institute of Electrical and Electronics Engineers*)
- IM-DD – Intensity Modulation - Direct Detection
- ITU – União Internacional de Telecomunicações
(*International Telecommunications Union*)
- OOK – Chaveamento Liga-Desliga
(*On-Off Keying*)
- OSNR – Relação (ou razão) Sinal-Ruído Óptica
(*Optical Signal to Noise Ratio*)
- PMD – Dispersão de Modos de Polarização
(*Polarization Mode Dispersion*)
- SMF – Fibras Monomodo “*Single Mode Fibers*”
- SOA – Amplificador Óptico à Semicondutor
(*Semiconductor Optical Amplifier*)
- TDFA – Amplificador à fibra dopada com Túlio
(*Tulium Doped Fiber Amplifier*)
- WDM – Wavelength Division Multiplexing

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Introdução

Durante a década passada, a utilização de transporte de informações através de fibras ópticas, ao invés de transporte através de pares trançados de cobre, possibilitou o rápido crescimento do tráfego de dados nos *backbones* das redes. Ao se modificar os sistemas ópticos para operarem utilizando multiplexação por divisão de frequência (WDM) e posteriormente WDM densa (DWDM), foram conseguidos grandes aumentos em capacidade, tendo em vista que uma fibra começou a transmitir informação em vários canais e com uma separação entre eles considerada pequena. Para redes ópticas com altas capacidades de transmissão e sistemas complexos de chaveamento óptico, a monitoração de desempenho óptico é fundamental para o controle e gerência de tais redes ópticas [3]. Para se julgar a qualidade de uma transmissão óptica, vários parâmetros são considerados. Talvez o método mais direto de se monitorar o desempenho óptico seja realizar monitoração da razão sinal-ruído óptica (OSNR).

A OSNR, fundamentalmente, significa a razão entre a potência do sinal, propriamente dito e a potência do ruído óptico. A OSNR diferencia-se da razão sinal-ruído eletrônica (SNR), pois não considera os ruídos gerados pelo fotodetector.

Em princípio, as mesmas técnicas utilizadas para medir a potência de um sinal também podem ser usadas para se obter a potência do ruído óptico, o qual é, tradicionalmente, extrapolado a partir do nível de potência adjacente ao canal. Tal método é chamado de monitoramento de OSNR espectral ou monitoramento de OSNR fora da banda (*out-band*). Esta aproximação funciona bem se a potência do ruído de fato puder ser obtida do nível de potência do espectro adjacente ao canal. No entanto, existem dois casos gerais nos quais o monitoramento espectral de OSNR se torna problemático: quando se utiliza canais com espaçamento DWDM e em redes que utilizam ROADMs e OXCs.

Faz-se necessário um método que consiga medir os níveis de ruído dentro da banda do sinal (*in-band*) para monitorar o estado de cada canal [5]. Nos últimos anos vários métodos têm sido propostos para o monitoramento de OSNR dentro da banda. Por exemplo, algumas aproximações utilizam o espectro do sinal de rádio-frequência (RF) para medir OSNR e, conseqüentemente, não podem trabalhar para todo tipo de modulação. Em contraste, métodos de monitoramento de OSNR baseados na polarização não são afetados pelo tipo modulação (desde que o tipo de modulação utilize apenas uma polarização) ou taxa de dados, como é o caso das técnicas de polarização anulada ou polarização ortogonal heteródina. Entretanto, é necessário polarização sintonizável para cada canal WDM, o que é caro e não apropriado para redes WDM.

Neste trabalho, demonstramos um método com boa relação custo×benefício para monitoramento dentro da banda da OSNR utilizando processamento digital de sinais, baseado em diversidade de polarização, mas sem a necessidade de controle de polarização. Desde que o formato de modulação só utilize uma única polarização, este método é insensível ao tipo de modulação, taxa de bit e estado da polarização de entrada. Tais vantagens são extremamente desejadas nas próximas gerações de redes ópticas totalmente transparentes [3].

Capítulo 2

Componentes do sistema e seus Ruídos

2.1 Amplificadores Ópticos

Em um sistema de comunicação óptico, os sinais ópticos do transmissor são atenuados pela fibra óptica enquanto os mesmo se propagam por ela. Componentes ópticos, como multiplexadores e acopladores, também adicionam perdas. Depois de uma certa distância, a perda acumulada na potência do sinal leva o mesmo a ficar muito fraco para ser detectado. Antes que isso aconteça a potência do sinal tem que ser restaurada. Antes do advento dos amplificadores ópticos há alguns anos atrás, a única opção era regenerar o sinal, ou seja, receber o sinal e retransmiti-lo. Este processo era feito a partir de regeneradores. Um regenerador converte um sinal óptico em uma sinal elétrico, “limpa-o” e o converte de volta em um sinal óptico para transmiti-lo adiante.

Amplificadores ópticos oferecem várias vantagens em relação ao regenerador. Regeneradores são específicos para uma dada taxa de bit e formato de modulação do sistema de comunicação. Por outro lado, amplificadores ópticos são quase completamente insensíveis à taxa de bit e ao formato do sinal. Portanto, um sistema que utiliza amplificadores ópticos pode ser mais facilmente aprimorado, por exemplo, para uma maior taxa de transmissão, sem a necessidade de substituir os amplificadores. Nos sistemas que utilizam regeneradores, para ocorrer tal aprimoramento, é necessário que todos os regeneradores sejam substituídos. Além disso, amplificadores ópticos possuem larguras de faixa de ganho razoavelmente grandes, e consequentemente, um único amplificador pode amplificar, simultaneamente, muitos sinais em um sistema WDM. Enquanto que precisaríamos de um regenerador para cada comprimento de onda. Assim, amplificadores ópticos viraram componentes essenciais em sistemas de comunicações ópticas de alta performance.

Entretanto, amplificadores não são dispositivos perfeitos. Eles introduzem ruído adicional

ao sinal, e este ruído acumula enquanto o sinal passa por vários amplificadores ao longo de seu caminho devido a característica analógica natural do amplificador. A forma do espectro do ganho, a potência de saída, e o comportamento transitório do amplificador também são considerações importantes para as aplicações do sistema. Idealmente, gostaríamos de ter uma potência de saída suficientemente grade para atender as necessidades do sistema. Também deseja-se um ganho plano ao longo do comprimento de onda de operação, e um ganho insensível a variações na potência do sinal de entrada.

2.1.1 Emissão Estimulada

Em todos os amplificadores considerados, o fenômeno chave por trás da amplificação do sinal é a emissão estimulada da radiação por átomos, na presença de um campo eletromagnético. Este campo é um sinal óptico, no caso dos amplificadores ópticos. Emissão estimulada também é o princípio por trás do funcionamento dos lasers.

De acordo com os princípios da mecânica quântica, qualquer sistema físico (por exemplo, um átomo) se encontra em um nível discreto de energia. Portanto, considere um átomo e dois níveis de energia, E_1 e E_2 , sendo $E_2 > E_1$. Um campo eletromagnético, com uma frequência f_c que satisfaz $hf_c = E_2 - E_1$, induz transições de átomos entre os níveis E_1 e E_2 . Aqui, f é a constante de Planck e vale $h = 6,63 \cdot 10^{-34} Js$. Os dois tipos de transição, $E_1 \rightarrow E_2$ e $E_2 \rightarrow E_1$, ocorrem. As transições $E_2 \rightarrow E_1$ são acompanhadas por emissão de fótons de energia hf_c , a mesma energia dos fótons incidentes. Esta emissão é chamada de emissão estimulada (Fig. 2.1). Assim, se a emissão estimulada é dominante em relação a absorção, então teremos um aumento no número de fótons com energia hf_c e então, uma amplificação do sinal. Se não, o sinal será atenuado.

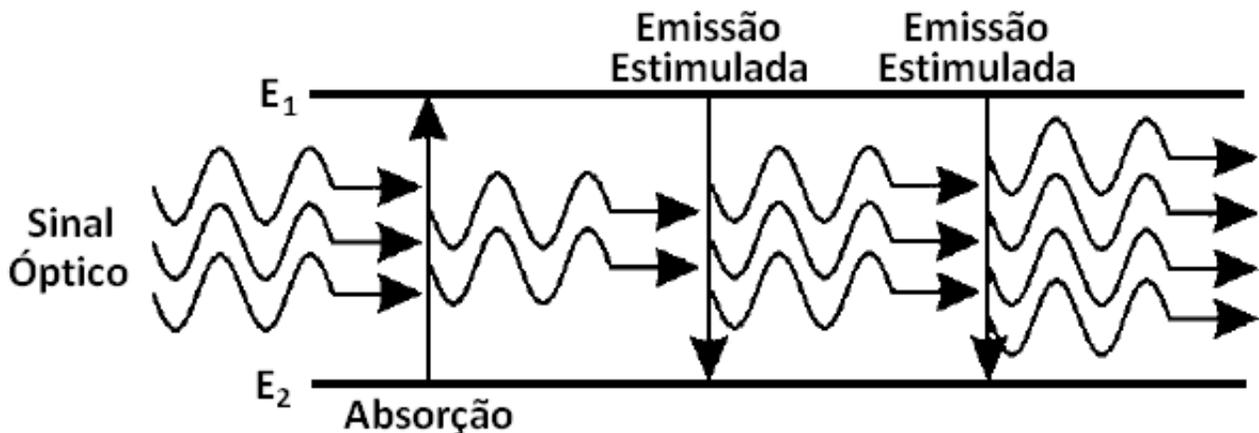


Fig. 2.1: Emissão estimulada e absorção em um sistema atômico com dois níveis de energia.

Segue-se da teoria da mecânica quântica que a taxa das transições $E_1 \rightarrow E_2$ por átomo, são iguais às transições $E_2 \rightarrow E_1$ por átomo. Esta taxa comum é denotada por R . Se o número de átomos (população) nos níveis de energia E_1 e E_2 são N_1 e N_2 , respectivamente, então, nós temos um aumento na potência de $(N_2 - N_1)Rhf_c$. Isto ocorre desde que haja *inversão de população*, ou seja $N_2 > N_1$. A inversão de população pode ser conseguida em se fornecer energia adicional de forma a bombear os elétrons para um nível de energia mais alto. Esta energia adicional pode estar na forma óptica (EDFA, TDFA, etc) ou na forma elétrica (SOA).

2.1.2 Emissão Espontânea

Para se entender o ruído em amplificadores ópticos, é importante se entender o impacto da emissão espontânea. Considere novamente o sistema atômico com dois níveis de energia discutido anteriormente. Independentemente de qualquer radiação externa que pode estar presente, átomos no nível de energia E_2 transitam para o nível mais baixo de energia E_1 , emitindo um fóton de energia hf_c . A taxa de emissão espontânea por átomo do nível E_2 para o nível E_1 é uma característica do sistema, e seu recíproco, denotado por τ_{21} , é chamado de tempo de vida de emissão espontânea. Assim, se há N_2 átomos no nível E_2 , a taxa de emissão espontânea é N_2/τ_{21} , e a potência de emissão espontânea é $hf_c N_2/\tau_{21}$.

O processo de emissão espontânea não contribui com o ganho do amplificador. Embora os fótons emitidos tenham a mesma energia hf_c que tem o sinal óptico incidente, eles são emitidos em direções, polarizações e fases aleatórias. Isto é diferente do processo de emissão estimulada, onde os fótons emitidos não apenas têm a mesma energia que os fótons incidentes mas também possuem as mesmas direções de propagação, fase e polarização. Esse fenômeno é geralmente descrito em se dizer que a emissão estimulada é coerente, enquanto que a emissão espontânea é incoerente.

A emissão espontânea tem um efeito deletério no sistema. O amplificador trata a radiação de emissão espontânea como outro campo elétrico na frequência hf_c , e a emissão espontânea também é amplificada, em adição ao sinal óptico incidente. Essa emissão espontânea amplificada (ASE) aparece como ruído na saída do amplificador. O fato do ruído ASE ter polarização aleatória é explorado no método apresentado neste trabalho.

2.2 Ruído no receptor

Receptores ópticos convertem potência óptica incidente P_{ent} em corrente elétrica através de um fotodiodo. A relação $I_p = RP_{ent}$ assume que tal conversão é livre de ruído. Entretanto, esse não é o caso mesmo para um receptor perfeito. Dois mecanismos de ruído fundamentais,

ruído balístico e ruído termico, levam a variação da corrente mesmo quando o sinal óptico incidente tem potência constante. A relação $I_p = RP_{ent}$ continua servindo se interpretarmos I_p como corrente média. Entretanto, o ruído elétrico induzido pela flutuação da corrente afeta a performance do receptor.

2.2.1 Mecanismos de Ruído

Os ruídos balístico e térmico são os dois mecanismos de ruído fundamentais e responsáveis pela variação da corrente em todos receptores ópticos até mesmo quando a potência óptica incidente P_{ent} é constante. Obviamente, ruído adicional é gerado se P_{ent} por si só for flutuante, por causa do ruído produzido pelos amplificadores ópticos.

Ruído Balístico

Ruído balístico é uma manifestação do fato de uma corrente elétrica consistir em um fluxo de elétrons que são gerados em momentos aleatórios. Primeiramente estudado por Schottky em 1918 e tem sido completamente investigado desde então. A corrente gerada em um fotodiodo em resposta a um sinal óptico contínuo pode ser escrita como:

$$I(t) = I_p + i_s(t) \quad (2.1)$$

onde $I_p = RP_{ent}$ é a corrente média e $i_s(t)$ é a flutuação da corrente relativa ao ruído balístico. Matematicamente, $i_s(t)$ pode ser entendido como um processo estocástico estacionário com distribuição de probabilidade de Poisson (normalmente aproximado pela estatística Gaussiana). A função de autocorrelação de $i_s(t)$ é relacionada à densidade espectral $S_s(f)$ pelo teorema de Wiener-Khinchin:

$$\langle i_s(t)i_s(t + \tau) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_s(f) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (2.2)$$

onde $\langle \rangle$ denotam um conjunto médio de flutuações. A densidade espectral do ruído balístico é constante e dado por $S_s(f) = qI_p$. Note que $S_s(f)$ é a densidade espectral bilateral, já que frequências negativas são incluídas na equação.

A variância do ruído é obtida fazendo $\tau = 0$ na equação (2.2),

$$\sigma_s^2 = \langle i_s^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_s(f) df = 2qI_p \Delta f \quad (2.3)$$

onde Δf é a largura de faixa efetiva do ruído do receptor. O valor de Δf depende do projeto do receptor. Isto corresponde à largura de faixa intrínseca do fotodetector se a flutuação na

fotocorrente for medida. Na prática, um circuito de decisão pode usar tensão ou alguma outra variável. Tem-se que considerar a função de transferência de outros componentes do receptor, como pré-amplificadores e filtros passa-baixas. Como a corrente de escuro I_d também gera ruído balístico, sua contribuição é incluída na equação (2.3) trocando I_p por $I_p + I_d$. O ruído balístico total é dado, então, por:

$$\sigma_s^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f \quad (2.4)$$

A variável σ_s é o valor médio quadrático (RMS) da corrente de ruído induzida pelo ruído balístico.

Ruído Térmico

A uma temperatura finita, elétrons se movem aleatoriamente em um condutor. O movimento térmico aleatório dos elétrons em um resistor se manifesta como uma flutuação da corrente, mesmo na ausência de uma tensão aplicada. A resistência de carga na entrada de um receptor óptico adiciona tal flutuação à corrente gerada pelo fotodiodo. Essa componente adicional de ruído é chamada de ruído térmico. É também chamada de ruído Johnson ou ruído Nyquist pois foram os dois cientistas que estudaram primeiramente tal ruído, experimentalmente e teoricamente. O ruído térmico pode ser incluído, modificando a equação (2.1) para:

$$I(t) = I_p + i_s(t) + i_T(t) \quad (2.5)$$

onde $i_T(t)$ é uma flutuação de corrente induzida pelo ruído térmico. Matematicamente, $i_T(t)$ é modelada como um processo aleatório Gaussiano estacionário com densidade espectral independente da frequência. A densidade espectral de potência do ruído térmico é dada por:

$$S_T(f) = \frac{2k_B T}{R_L} \quad (2.6)$$

onde k_B é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta (dada em Kelvin), e R_L é a resistência da carga. Como mencionado anteriormente, $S_T(f)$ é a densidade espectral bilateral.

A função de autocorrelação de $i_T(t)$ é dada pela equação (2.2) apenas trocando s subscrito por T . A variância do ruído é obtida fazendo $\tau = 0$:

$$\sigma_T^2 = \langle i_T^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_T(f) df = \frac{4k_B T}{R_L} \Delta f \quad (2.7)$$

onde Δf é a largura de faixa efetiva do ruído. A mesma largura de faixa aparece no caso dos ruídos balístico e térmico. Note que σ_T^2 não depende da média de corrente I_p , enquanto σ_T^2

depende.

A equação anterior inclui o ruído térmico gerado na resistência de carga. Um receptor atual contém muitas outras componentes elétricas, algumas delas causam algum ruído adicional. O ruído é invariavelmente adicionado por amplificadores eletrônicos. A quantidade de ruído adicionada depende do projeto e do tipo do amplificador usado. Em particular, o ruído térmico é diferente para transistores bipolares e de efeito de campo. Uma aproximação simples modela o ruído de amplificação através da introdução da variável F_n , chamada da figura de ruído do amplificador, então:

$$\sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} F_n \Delta f \quad (2.8)$$

Fisicamente, F_n representa o fator pelo qual o ruído térmico é aumentado através de vários resistores usados em pré-amplificadores e amplificadores principais. A corrente de ruído total pode ser obtida através da adição das contribuições dos ruídos balístico e térmico. Onde $i_s(t)$ e $i_T(t)$ são processos aleatórios independentes com estatísticas aproximadamente Gaussianas. A variância total das flutuações de corrente, $\Delta I = I - I_p = i_s + i_T$, pode ser obtida simplesmente com a adição das variâncias individuais.

$$\sigma^2 = \langle (\Delta I)^2 \rangle = \sigma_s^2 + \sigma_T^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f + \frac{4k_B T}{R_L} F_n \Delta f \quad (2.9)$$

Esta equação pode ser usada para calcular a SNR da fotocorrente.

2.2.2 Receptores p-i-n

O desempenho de um receptor óptico depende da SNR. A SNR de qualquer sinal elétrico é definida como:

$$SNR = \frac{\text{pot. media do sinal}}{\text{pot. do ruído}} = \frac{I_p^2}{\sigma^2} \quad (2.10)$$

onde usamos o fato de que a potência elétrica varia com o quadrado da corrente. A SNR é relacionada à potência incidente como:

$$SNR = \frac{R^2 P_{ent}^2}{2q(RP_{ent} + I_d)\Delta f + \frac{4k_B T}{R_L} F_n \Delta f} \quad (2.11)$$

onde $R = \eta q/hv$ é a responsividade do fotodiodo p-i-n.

Limite de Ruído Térmico

Na maioria dos casos de interesse prático, o ruído térmico determina o desempenho do receptor ($\sigma_T^2 \gg \sigma_s^2$). Desprezando o termo de ruído balístico, a SNR fica:

$$SNR = \frac{R_L R^2 P_{ent}^2}{4k_B T F_n \Delta f} \quad (2.12)$$

Assim, a SNR varia com o quadrado da P_{ent} no limite do ruído térmico. Pode ser melhorado aumentando a resistência da carga. Esta é a razão pela qual a maioria dos receptores usam altas impedâncias ou transimpedâncias de entrada. O efeito do ruído térmico é normalmente quantificado através de uma quantidade chamada potência de equivalente de ruído (NEP). O NEP é definido como a menor potência óptica por unidade de largura de faixa necessária para produzir $SNR = 1$ e dada por:

$$NEP = \frac{P_{ent}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{4k_B T F_n}{R_L R^2}} = \frac{h\nu}{\eta q} \sqrt{\frac{4k_B T F_n}{R_L}} \quad (2.13)$$

Outra quantidade, chamada detectividade e definida como $(NEP)^{-1}$, é também usada para o mesmo propósito. A vantagem de especificar o NEP ou a detectividade para um receptor p-i-n é que ele pode ser usado para estimar a potência óptica necessária para obter um valor específico de SNR se uma largura de banda Δf é conhecida. Valores típicos de NEP estão em uma faixa de 1–10 $pW/Hz^{1/2}$.

2.3 Figura de Ruído

Todos os amplificadores ópticos degradam a razão sinal-ruído óptica (OSNR) do sinal amplificado, devido às emissões espontâneas que inserem ruído ao sinal durante sua amplificação. A degradação da OSNR é quantificada através de um parâmetro F_n , chamado figura de ruído do amplificador em analogia aos amplificadores eletrônicos e é definida como:

$$F_n = \frac{(SNR)_{ent}}{(SNR)_{sai}} \quad (2.14)$$

onde SNR refere à potência elétrica gerada quando o sinal óptico é convertido em corrente elétrica, através de um fotodetector. Em geral, F_n depende em diversos parâmetros que governam o ruído térmico associado ao detector. Uma expressão simples para F_n pode ser obtida considerando-se um detector ideal cujo desempenho é limitado apenas pelo ruído balístico.

Considerando um amplificador com ganho G , tal que as potências de saída e entrada são relacionadas por $P_{sai} = GP_{ent}$. A SNR do sinal de entrada é dado por:

$$(SNR)_{ent} = \frac{\langle I \rangle^2}{\sigma_S^2} = \frac{(RP_{ent})^2}{2q(RP_{ent})\Delta f} = \frac{P_{ent}}{2hv\Delta f} \quad (2.15)$$

onde $\langle I \rangle = RP_{ent}$ é a fotocorrente média, $R = q/hv$ é a responsividade de um fotodetector ideal com eficiência quântica unitária e também:

$$\sigma_S^2 = 2q(RP_{ent})\Delta f \quad (2.16)$$

é obtida do ruído balístico do receptor, supondo a corrente de escuro nula. Δf é a largura de faixa do detector. Para avaliar a SNR do sinal amplificado, deve-se considerar a contribuição da emissão espontânea para o ruído do receptor. A densidade espectral do ruído induzido por emissão espontânea é quase constante, podendo ser aproximada por ruído branco, e pode ser escrita como:

$$S_{sp}(v) = (G - 1)n_{sp} \quad (2.17)$$

onde v é a frequência óptica. O parâmetro n_{sp} é chamado fator de inversão de população ou fator de emissão espontânea e é dado por:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{(N_2 - N_1)} \quad (2.18)$$

onde N_1 e N_2 são as populações atômicas para os estados de chão e excitado, respectivamente. O efeito da emissão espontânea é adicionar flutuações ao sinal amplificado. Tais flutuações são convertidas em flutuações de corrente durante o processo de fotodetecção.

A contribuição dominante ao ruído do receptor vem do batimento da emissão espontânea com o sinal. A radiação emitida espontaneamente se mistura com o sinal amplificado e produz a corrente $I = R|\sqrt{G}E_{ent} + E_{sp}|^2$ em um receptor de responsividade R . Notando que E_{ent} e E_{sp} oscilam em frequências diferentes com diferença de fase aleatória, percebe-se que o batimento da emissão espontânea com o sinal produzirá um ruído de corrente $\Delta I = 2R\sqrt{GP_{ent}}|E_{sp}|\cos\theta$, onde θ é uma fase aleatória que varia rapidamente. Calculando-se a média em relação a fase e desconsiderando todas outras fontes de ruído, a variância da fotocorrente pode ser escrita como:

$$\sigma^2 \approx 4(RGP_{ent})(RS_{sp})\Delta f \quad (2.19)$$

A SNR do sinal amplificado é assim dado por:

$$(SNR)_{sai} = \frac{\langle I \rangle^2}{\sigma_S^2} = \frac{(RGP_{ent})^2}{\sigma^2} \approx \frac{GP_{ent}}{4S_{sp}\Delta f} \quad (2.20)$$

A figura de ruído do amplificador pode ser então obtida:

$$F_n = 2n_{sp} \frac{(G-1)}{G} \approx 2n_{sp} \quad (2.21)$$

Esta equação mostra que a SNR do sinal amplificado é degradada de pelo menos 3 dB até mesmo para um amplificador ideal, no qual $n_{sp} = 1$. Para a maioria dos amplificadores práticos, F_n excede 3 dB, podendo chegar a 6–8 dB. Para aplicações em sistemas de comunicações ópticas, um amplificador óptico deve ter F_n menor quanto seja possível.

Capítulo 3

Método *In-Band* de medição de OSNR

3.1 Princípio de Operação

A Fig. 3.1 mostra o esquema de simulação da técnica de monitoração de OSNR estudada neste trabalho.

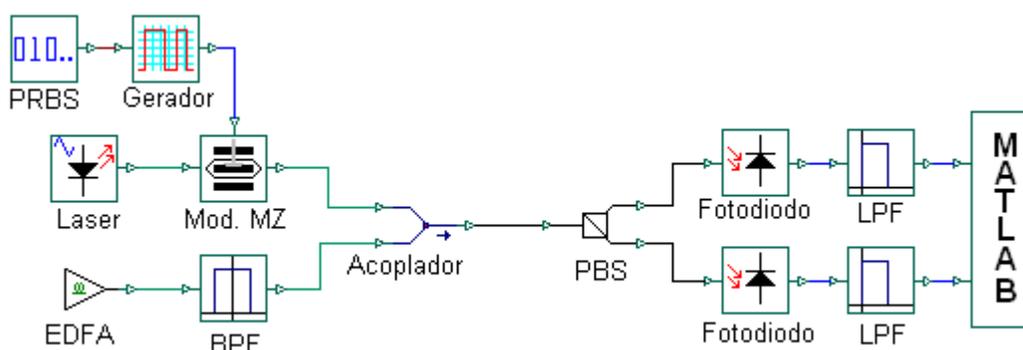


Fig. 3.1: Esquema utilizado no método de medição de OSNR.

Um laser de onda contínua (CW) é modulado por um sinal gerado em uma fonte de sequências de bit pseudo-aleatórias (PRBS) a uma taxa de 40 Gb/s em diferentes tipos de modulação. Para medir a OSNR com 1 nm de resolução, uma fonte de ruído ASE (um EDFA ligado sem sinal de entrada) é seguida por um filtro passa-banda de 125 GHz de largura de faixa. O sinal gerado no modulador é somado ao ruído filtrado através de um acoplador óptico.

Quando o sinal e o ruído ASE passam pelo divisor de polarização (PBS), o sinal é dividido, geralmente, de “forma diferente”. Sabe-se que o ruído ASE é não-polarizado, ou seja, tem mesma densidade espectral de potência em todas as polarizações. Então, o ruído vai ser igualmente distribuído nos dois ramos de saída. Já o sinal modulado só está presente em uma

polarização e não será igualmente dividido com o PBS. Sabendo-se isto, o campo elétrico dos dois “ramos” de saída do PBS podem ser escritos:

$$E_1(t) = \sqrt{rd(t)}e^{j(\omega_0 t + \phi(t))} + n_1(t) \quad (3.1)$$

$$E_2(t) = \sqrt{(1-r)d(t)}e^{j(\omega_0 t + \phi(t))} + n_2(t) \quad (3.2)$$

onde $d(t)$ e $\phi(t)$ denotam o sinal modulado, e r é a razão entre a potência que passou para um dos ramos e a potência total do sinal. Os ruídos ASE $n_1(t)$ e $n_2(t)$ são ruídos gaussianos circulares complexos simétricos independentes, com média nula e covariância $P_n/2$.

Após ocorrer a fotodetecção, as correntes de saída dos fotodetectores são:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= E_1(t) \cdot E_1^*(t) \\ &= \left(\sqrt{rd(t)}e^{j(\omega_0 t + \phi(t))} + n_1(t) \right) \cdot \left(\sqrt{rd(t)}e^{-j(\omega_0 t + \phi(t))} + n_1^*(t) \right) \\ &= rd(t) + n_1^2(t) + 2n_1\sqrt{rd(t)} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} I_2(t) &= E_2(t) \cdot E_2^*(t) \\ &= \left(\sqrt{(1-r)d(t)}e^{j(\omega_0 t + \phi(t))} + n_2(t) \right) \cdot \left(\sqrt{(1-r)d(t)}e^{-j(\omega_0 t + \phi(t))} + n_2^*(t) \right) \\ &= (1-r)d(t) + n_2^2(t) + 2n_2\sqrt{(1-r)d(t)} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Para simplificar, a responsividade R do receptor foi considerada unitária. Calculando-se a média temporal, o termo do batimento sinal-ASE $2n\sqrt{rd(t)} \cos(\omega_0 t + \phi(t))$ é eliminado, devido tanto ao ruído ter média nula quanto a média do cosseno também ser zero. Assim, teremos:

$$\begin{aligned} \langle I_1(t) \rangle &= \langle rd(t) \rangle + \langle n_1^2(t) \rangle + \langle 2n_1\sqrt{rd(t)} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \rangle \\ &= r\langle d(t) \rangle + \sigma_{n_1}^2 + 0 \\ &= r\langle d(t) \rangle + \frac{P_n}{2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned}
\langle I_2(t) \rangle &= \langle (1-r)d(t) \rangle + \langle n_2^2(t) \rangle + \langle 2n_2\sqrt{rd(t)} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \rangle \\
&= (1-r)\langle d(t) \rangle + \sigma_{n_2}^2 + 0 \\
&= (1-r)\langle d(t) \rangle + \frac{P_n}{2}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

onde P_n é a potência do ruído ASE, ' $\langle \ \rangle$ ' denota tempo médio. Os sinais de corrente $I_1(t)$ e $I_2(t)$ são passados por um filtro passa-baixas (LPF) seguido de um amostrador e um conversor analógico-digital (A/D). A taxa de amostras do conversor A/D deve ser grande o suficiente para evitar *aliasing*.

Com as equações (3.5) e (3.6) temos três variáveis r , $\langle d(t) \rangle$ e P_n . Para resolver este sistema de equações, faz-se necessária uma terceira equação:

$$\begin{aligned}
[(1-r)I_1 - rI_2]^2 &= [(1-r)rd + (1-r)n_1^2 + 2(1-r)n_1\sqrt{rd} \cos(\omega_0 t + \phi) \\
&\quad - (1-r)rd - rn_2^2 - 2rn_2\sqrt{(1-r)d} \cos(\omega_0 t + \phi)]^2 \\
&= \left[(1-r)n_1^2 - rn_2^2 + 2\sqrt{r(1-r)d} \cos(\omega_0 t + \phi) (n_1\sqrt{1-r} - n_2\sqrt{r}) \right]^2 \\
&= \left[(1-r)n_1^2 - rn_2^2 \right]^2 + (4r(1-r)d \cos^2(\omega_0 t + \phi)) (n_1\sqrt{1-r} - n_2\sqrt{r})^2 \\
&= (1-r)^2 n_1^4 + r^2 n_2^4 - 2r(1-r)n_1^2 n_2^2 \\
&\quad + (4r(1-r)d \cos^2(\omega_0 t + \phi)) \left((1-r)n_1^2 + rn_2^2 - 2n_1 n_2 \sqrt{r(1-r)} \right)
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Calculando-se a média temporal, teremos:

$$\begin{aligned}
\langle [(1-r)I_1 - rI_2]^2 \rangle &= (1-r)^2 \langle n_1^4 \rangle + r^2 \langle n_2^4 \rangle - 2r(1-r) \langle n_1^2 \rangle \langle n_2^2 \rangle \\
&\quad + (4r(1-r) \langle d \rangle \langle \cos^2(\cdot) \rangle) \left((1-r) \langle n_1^2 \rangle + r \langle n_2^2 \rangle - 2 \langle n_1 \rangle \langle n_2 \rangle \sqrt{r(1-r)} \right) \\
&= (1-r)^2 k \sigma^4 + r^2 k \sigma^4 - 2r(1-r) \sigma^4 + \left(4r(1-r) \langle d(t) \rangle \frac{1}{2} \right) ((1-r) \sigma^2 + r \sigma^2) \\
&= (k - 2(k+1)r + 2(k+1)r^2) \frac{P_n^2}{4} + r(1-r) \langle d(t) \rangle P_n
\end{aligned} \tag{3.8}$$

O valor de k depende do filtro passa-baixas utilizado. A relação $n_1^4 = k\sigma^4$ ocorre devido ao ruído, quando filtrado, deixar de ser gaussiano. Empiricamente, percebeu-se que $k \approx 1$ para

filtros passa-baixas com frequência de corte menores que 200kHz e $k \approx 2$ para quando não se utiliza filtros passa-baixas.

Utilizando $k = 1$, teremos:

$$\langle [(1-r)I_1 - rI_2]^2 \rangle = r(1-r)\langle d(t) \rangle P_n + (1-4r+4r^2)\frac{P_n^2}{4} \quad (3.9)$$

Com (3.5), (3.6) e (3.8), as três variáveis r , $\langle d(t) \rangle$ e P_n podem ser encontradas, e daí a OSNR pode ser estimada. As médias de $I_1(t)$, $I_2(t)$ e suas combinações podem ser calculadas numericamente com uma certa quantidade de amostras. Utilizando um típico conversor A/D com taxa de amostragem de dezenas de MHz, pode-se encontrar as três variáveis das equações, demonstrando assim que a técnica de monitoramento de OSNR através de processamento digital pode ser implementada com dispositivos de baixa velocidade e com um excelente custo-benefício.

3.2 Desenvolvimento do Algoritmo

Desenvolvendo as equações (3.5), (3.6) e (3.8), as três variáveis r , $\langle d(t) \rangle$ e P_n podem ser encontradas. Para simplificar, utilizaremos as notações:

$$A = \langle I_1(t) \rangle \quad (3.10)$$

$$B = \langle I_2(t) \rangle \quad (3.11)$$

$$C = \langle I_1^2(t) \rangle \quad (3.12)$$

$$D = \langle I_2^2(t) \rangle \quad (3.13)$$

$$E = \langle I_1(t) \rangle \langle I_2(t) \rangle \quad (3.14)$$

$$\tilde{d} = \langle d(t) \rangle \quad (3.15)$$

Na equação (3.5), colocando-se r em função de \tilde{d} e P_n , teremos:

$$r = \frac{A - \frac{P_n}{2}}{\tilde{d}} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.16) em (3.6), teremos:

$$\langle d(t) \rangle = \frac{B - \frac{P_n}{2}}{1-r} = A + B - \frac{P_n}{2} \quad (3.17)$$

Substituindo (3.17) em (3.16), teremos:

$$r = \frac{2A - P_n}{2(A + B - P_n)} \quad (3.18)$$

Desenvolvendo-se o lado esquerdo da equação (3.9):

$$\begin{aligned} \langle [(1-r)I_1 - rI_2]^2 \rangle &= \langle (1-r)^2 I_1^2 - 2r(1-r)I_1 I_2 + r^2 I_2^2 \rangle \\ &= (1-r)^2 \langle I_1^2 \rangle - 2r(1-r) \langle I_1 \rangle \langle I_2 \rangle + r^2 \langle I_2^2 \rangle \\ &= (r^2 - 2r + 1)C + r^2 D + (2r^2 - r)E \end{aligned} \quad (3.19)$$

Substituindo (3.17), (3.18) e (3.19) na equação (3.9), vamos ter:

$$\begin{aligned} -4B^2C - 4A^2D + 8ABE + (4A^2B + 4AB^2 + 4BC + 4AD - 4AE - 4BE)P_n \\ - (A^2 + 10AB + B^2 + C + D - 2E)P_n^2 + 3(A+B)P_n^3 - P_n^4 = 0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Com esta equação, podemos achar a potência do ruído P_n . Para se achar a potência média do sinal $\langle d(t) \rangle$, devemos substituir o valor de P_n encontrado em (3.17). Devido ao filtro passa-baixas utilizado, a potência do ruído encontrada é menor que a potência de ruído real. Assim, para se calcular a OSNR, devemos utilizar um fator de correção da potência de ruído P_n . A OSNR será dada por:

$$OSNR_{dB} = 10 \log_{10}(\langle d(t) \rangle) - 10 \log_{10}(P_n) - 10 \log_{10} \left(\frac{\Delta f}{2f_c} \right) \quad (3.21)$$

onde Δf é a largura de faixa do filtro passa-faixas óptico utilizado e f_c é a frequência de corte do filtro passa-baixas elétrico.

Capítulo 4

Resultados e Comparações

4.1 Resultados da Simulação

Simulamos o sistema óptico e elétrico apresentado na Fig. 3.1 com a ajuda do *software* OptiSystemTM. Para a simulação do processamento digital de sinais utilizamos o *software* MATLABTM. Utilizamos o formato de modulação NRZ-OOK em apenas uma única polarização. Embora esse formato seja considerado antigo, ainda é bastante utilizado nas transmissões ópticas atuais baseadas em 10G Ethernet. Para validar o método apresentado neste trabalho, utilizamos dois casos distintos do sistema. O primeiro caso, utilizamos um sistema com fotodetectores ideais, ou seja, a corrente de saída dos fotodetectores era exatamente o quadrado do módulo do campo elétrico recebido, sem os ruídos balístico e térmico. No segundo caso, simulamos um sistema com fotodetectores não-ideais, considerando os ruídos térmico e balístico.

4.1.1 Caso 1: Fotodetectores ideais

Os fotodetectores utilizados neste caso são ideais, ou seja, sem ruído balístico e ruído térmico. Desta forma, a corrente de saída dos fotodetectores têm apenas as componentes de sinal e os batimentos ASE-ASE e sinal-ASE, como descrito nas equações (3.3) e (3.4). Neste caso, foi utilizado um sinal de entrada de $0dBm$ e razão de divisão de polarização $r = 0,75$. O filtro passa-baixas utilizado foi de $40MHz$.

Na Fig. 4.1 está um gráfico que mostra a OSNR medida em função da OSNR verdadeira. A Fig. 4.2 mostra o gráfico do erro de medição em relação à OSNR verdadeira. Percebe-se que o erro de medição é muito pequeno ($< 1dB$). Este comportamento era esperado, já que ao se formular o método, desprezaram-se os ruídos dos fotodiodos.

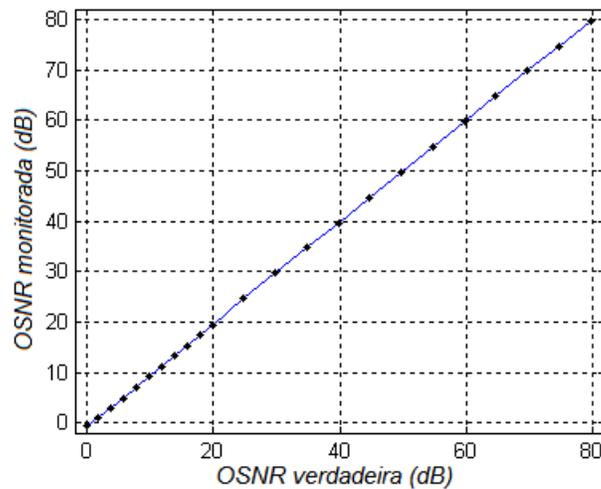


Fig. 4.1: OSNR medida em função da OSNR verdadeira.

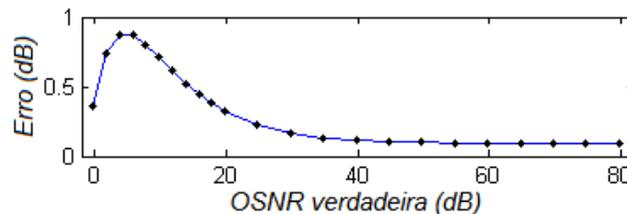


Fig. 4.2: Erro de medição em função da OSNR verdadeira.

4.1.2 Caso 2: Fotodetectores reais

No segundo caso simulado, utilizamos fotodetectores reais, considerando assim, os ruídos balístico e térmico. A Fig. 4.3 mostra gráficos da OSNR medida em função da OSNR verdadeira para vários valores de potência de entrada diferentes. Utilizou-se razão de divisão de polarização $r = 0,75$. O filtro passa-baixas utilizado foi de 40MHz .

É possível se perceber que há uma espécie de saturação do método quando o ruído do receptor começa a se tornar significativo em relação ao ruído real. Percebe-se também que quanto maior for a potência de entrada nos fotodetectores, maior será a zona linear entre a OSNR medida e a verdadeira. Assim, é possível se desenvolver dispositivos comerciais para monitoração da OSNR dentro da banda, desde que se especifique uma faixa de potências de entrada necessárias para um bom funcionamento do método.

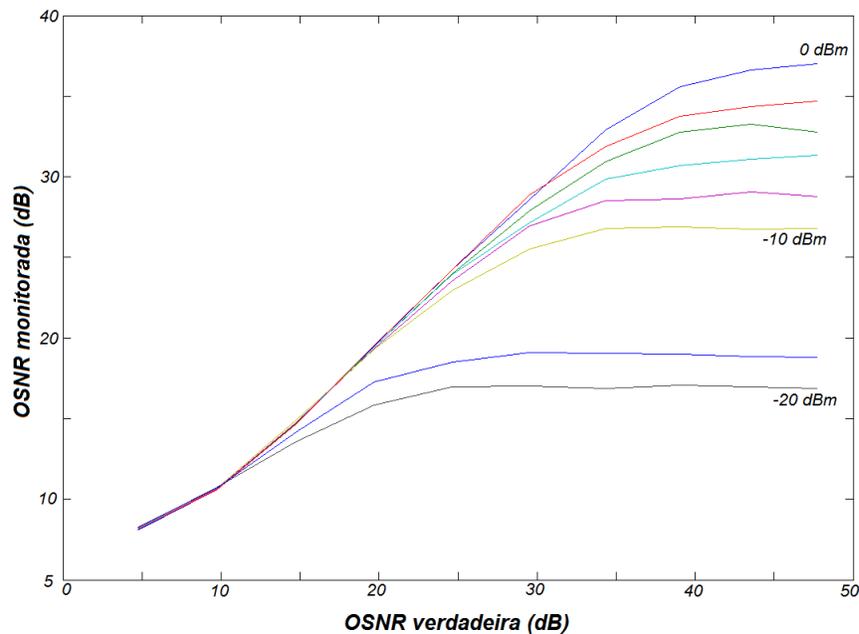


Fig. 4.3: Erro de medição em função da OSNR verdadeira para um sistema não ideal.

4.2 Comparações

A empresa Monitoring Division Inc. já possui um sistema de monitoração *in-band* de OSNR. A Fig. 4.4 foi retirada do *datasheet* [4] do sensor embarcado de OSNR da Monitoring Division. Algumas especificações presentes no *datasheet* estão mostradas na Tab. 4.1.

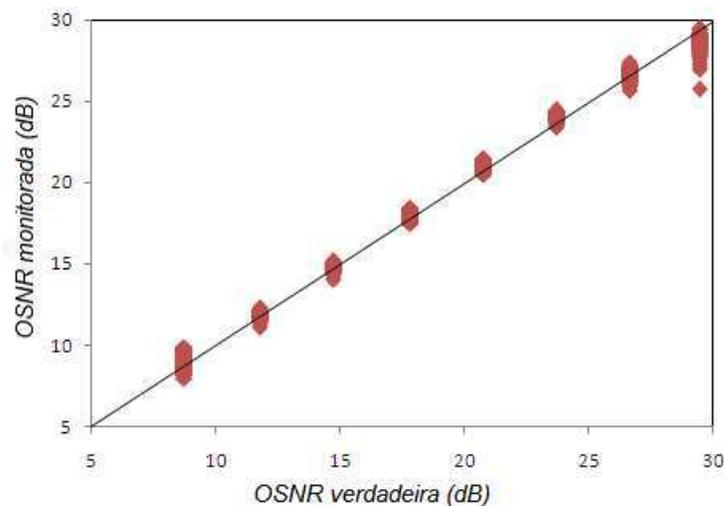


Fig. 4.4: OSNR medida em função da OSNR verdadeira do dispositivo fabricado pela Monitoring Division.

Ao se analisar a Fig. 4.4 e compará-la à Fig. 4.3, percebe-se que nas duas, o quanto se

Tab. 4.1: *Condições de operação para o sensor embarcado de OSNR da Monitoring Division.*

Condições de Operação	Mínimo	Máximo
Frequência	191,7 THz	196,05 THz
Potência de Entrada	-25 dBm	-22 dBm
Nível de OSNR	12 dB	25 dB
Nível de PMD	0 ps	10 ps
Temperatura	-5 °C	50 °C
Humidade	5%	90%

consegue medir de OSNR satura-se em um ponto. As potências de entrada necessárias no caso do dispositivo comercial são menores que os encontrados na simulação, o que mostra que o ruído térmico e o balístico dos fotodetectores utilizados em tal dispositivo são menos ruidosos que os fotodetectores utilizados na simulação.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho, fizemos a implementação e avaliação de um método baseado em processamento digital de sinais e diversidade de polarização para monitoração de Relação Sinal Ruído Óptica em sistemas ópticos com formatos de modulação de polarização única. Foi feita uma breve revisão dos amplificador óptico, principal causador dos ruídos em comunicações ópticas. Foi feita também uma breve revisão acerca dos ruídos presentes no fotodetector, como o ruído balístico e o ruído térmico.

Foi apresentado e desenvolvido uma técnica capaz de medir a relação sinal-ruído óptica, através de um processamento digital de sinais, sem a necessidade de dispositivos muito rápidos. Com os resultados apresentados, foi possível se concluir que este método pode ser usado de forma bastante custo-efetiva para a monitoração de desempenho óptico, permitindo uma melhor gerência e controle da rede. Futuramente, pensa-se em estender esse estudo para considerar o ruído térmico presente no receptor, de modo a melhorar a faixa de utilização do método. Os algoritmos utilizados em MATLABTM estão anexados ao fim deste trabalho.

Apêndice A

Anexo: Código em MATLAB para medir OSNR

achap.m

```
numero = numero + 1;

InX = real(downsample(InputPort1.Sampled.Signal+InputPort1.Noise.Signal,1,0));
InY = real(downsample(InputPort2.Sampled.Signal+InputPort2.Noise.Signal,1,0));

trueS = mean(real(InputPort3.Sampled.Signal));
trueN = mean(real(InputPort3.Noise.Signal));

trueOSNR = 10*(log10(real(trueS))-log10(real(trueN)))

a = mean(InX);
b = mean(InY);
c = mean(InX.^2);
d = mean(InY.^2);
e = mean(InX.*InY);

k = 1.01;

i = 0; %10e-9;
Nt = 1e-14; %7e-15;
```

```

s0 = (8*a^2 -16*a*b +8*b^2)*i^2 + (8*a^2 + 8*b^2)*Nt + (-16*a -16*b)*i*Nt + 16*Nt*i^2
      -8*c*b^2 - 8*d*a^2 + 16*a*b*e + 16*b*c*i + 16*a*d*i - 16*a*e*i - 16*b*e*i
      - 8*c*i^2 - 8*i^2 + 16*i^2;

s1 = 8*b*a^2 + 8*a*b^2 - 48*a*b*i + 24*a*i^2 + 24*b*i^2 - 16*i^3 - 8*a*Nt - 8*b*Nt
      + 16*i*Nt + 8*b*c + 8*a*d - 8*a*e - 8*b*e - 8*c*i - 8*d*i +16*e*i;

s2 = -4*a*a - 20*a*b - 4*b*b + 2*a*a*k + 2*b*b*k + 28*a*i + 28*b*i -4*a*k*i -4*b*k*i
      -28*i*i +4*k*i*i - 2*c - 2*d + 4*e;

s3 = 8*a+8*b-2*a*k-2*b*k-16*i+4*k*i;

s4 = k-3;

Pn = fzero(@(Pn) (s0 + s1*Pn + s2*Pn^2 + s3*Pn^3 + s4*Pn^4),1e-7);

dtil = (a+b-Pn);
r = (2*a-Pn)/(2*(a+b-Pn));

OSNR = 10*log10(dtil)-10*log10(Pn*1562.5)

error = abs(trueOSNR - OSNR)

Aq = s4/s4;
Bq = s3/s4;
Cq = s2/s4;
Dq = s1/s4;
Eq = s0/s4;

vp = [Aq, Bq, Cq, Dq, Eq];
func2= polyval(vp,r1);

% Resolvendo a equação Quártica

```

```

alfa = -3/8*(Bq^2)/(Aq^2) + Cq/Aq;
beta = 1/8*(Bq^3)/(Aq^3) - 1/2*(Bq*Cq)/(Aq^2) + Dq/Aq;
gamma = -3/256*(Bq^4)/(Aq^4) + 1/16*Cq*(Bq^2)/(Aq^3) -1/4*Bq*Dq/(Aq^2) + Eq/Aq;

Pq = -1/12*(alfa^2) - gamma;
Qq = -1/108*(alfa^3) +1/3*alfa*gamma -1/8*(beta^2);
Rq = -1/2*Qq + sqrt(1/4*(Qq^2)+1/27*(Pq^3));
Uq = Rq^(1/3);
yq = -5/6*alfa + Uq - 1/3*Pq/Uq;
Wq = sqrt(alfa + 2*yq);

x1 = (-1/4*Bq/Aq + 1/2*( -Wq - sqrt(-(3*alfa + 2*yq -2*beta/Wq))))
x2 = (-1/4*Bq/Aq + 1/2*( -Wq + sqrt(-(3*alfa + 2*yq -2*beta/Wq))))
x3 = (-1/4*Bq/Aq + 1/2*( +Wq - sqrt(-(3*alfa + 2*yq +2*beta/Wq))))
x4 = (-1/4*Bq/Aq + 1/2*( +Wq + sqrt(-(3*alfa + 2*yq +2*beta/Wq))))

Pn2 = min(abs([x1 x2 x3 x4]));
dti12 = (a+b-Pn2);
r2 = (2*a-Pn2)/(2*(a+b-Pn2));

OSNR2 = 10*log10(dti12)-10*log10(Pn2*1562.5)

error2 = abs(trueOSNR - OSNR2)

true(numero) = trueOSNR;
measured(numero) = OSNR2;
rzao(numero) = r2;
testeratio(numero) = (mean(InputPort1.Noise.Signal)
+ mean(InputPort2.Noise.Signal))/mean(InputPort3.Noise.Signal);

PSig(numero) = trueS;

```


Referências Bibliográficas

- [1] Agrawal, G. P.; “*Fiber-Optic Communication Systems*”, Terceira Edição, John Wiley & Sons, Nova Iorque, 2002.
- [2] Choi, H.Y.; Takushima, Y.; Chung, Y.C.; “*OSNR Monitoring Technique for DPSK/DQPSK Signals Based on Self-Heterodyne Detection*”, OFC/NFOEC, fevereiro de 2008.
- [3] Kilper, D. C.; Willner A. E.; et al.; “*Optical Performance Monitoring*”, Journal of Light-wave Technology, Vol. 22, No. 1, Janeiro de 2004.
- [4] Monitoring Division Inc., “*In-Band OSNR embedded sensor data sheet*”, acessado em: www.monitoringdivision.com , no dia 5 de junho de 2010.
- [5] Qi Sui; Chao Lu; Alan Pak Tao Lau; “*In-Band OSNR Monitoring by Polarization Diversity and Electronic Signal Processing*”, OptoElectronics and Communications Conference, Hong Kong, 2009.
- [6] Ramaswami, R.; Sivarajan, K. N.; “*Optical Networks: A practical Perspective*”, Segunda Edição, Morgan Kaufmann Publishers, 2002.