

Estudo da Aplicação de Rede Analógica WDM-PON em Atividades de SigInt

André Paim Gonçalves, José Edimar Barbosa Oliveira e Olympio Lucchini Coutinho

Divisão de Engenharia Eletrônica - Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA

Instituto Tecnológico da Aeronáutica - Praça Marechal Eduardo Gomes, 50 - Vila das Acácias - São José dos Campos - CEP 12228-610. SP - Brasil

Resumo — Este artigo propõe o estudo da aplicação de uma rede WDM – PON (*Wavelength Division Multiplexing-Passive Optical Network*) para realizar enlaces analógicos de sinais de RF em atividades de SigInt (*Signal Intelligence*) para distâncias até 5Km. É apresentado um modelo numérico baseado em um sistema que pode ser dividido didaticamente em dois subsistemas (o primeiro é baseado no enlace monocanal e o segundo enlace é baseado na aplicação de rede WDM-PON). Este modelo visa determinar os limites superiores de potências ópticas e de RF para evitarem os fenômenos de não linearidade e de diafonia entre os canais. O cálculo das figuras de mérito para enlaces analógicos WDM podem ser obtidos através da mesma metodologia utilizada para sistemas monocanais.

Palavras-chaves — WDM PON, enlace analógico à fibra óptica, SigInt.

I. INTRODUÇÃO

Com a operação do primeiro laser por T. H. Meiman no início da década de 1960 e, depois, com o surgimento da fibra óptica com perdas abaixo de 20 dB/Km no início da década 1970 apresentada pela *Corning Glass* tornou-se possível o aparecimento de tecnologias de transmissão à longa distâncias[1]. Logo em seguida o conceito de *Wavelength Division Multiplexing-WDM* foi publicado pela primeira vez em 1970, e em 1978 esse sistema foi utilizado em laboratório[2]. Os primeiros sistemas WDM combinavam apenas dois sinais. Os sistemas modernos podem suportar até 160 sinais e pode, assim, expandir um sistema de base 10 Gbit/s sobre um enlace à fibra para mais de 1,6 Tbit/s. Diversos grupos de pesquisas têm desenvolvido esforços visando à aplicação do laser e da fibra óptica em áreas de interesse econômico e de defesa, tais como telecomunicações e instrumentação [1]-[10].

Hoje, com a necessidade crescente de enlaces com banda larga de sinais e a grandes distâncias, a fibra óptica foi escolhida para essa tarefa em detrimento aos demais meios de transmissão. Este fato é justificado por apresentar baixo custo, baixo peso (tipicamente 1,7 kg / km de fibra em oposição a 567 kg / km para um cabo coaxial), área de secção transversal reduzida, elevado grau de flexibilidade física, imunidade à interferência eletromagnética e de dispersão relativamente baixas (especialmente a 1310 nm para as fibras de sílica monomodo) e atenuação muito baixa (como 0,2 dB / km a 1.550 nm em termos de atenuação óptica, o que é equivalente a apenas 0,4 dB / km de atenuação elétrica) [2] e [3]. Mais detalhes sobre a comparação dos cabos coaxiais com a fibra óptica encontram-se em [10].

As Forças Singulares do Brasil têm a tarefa de vigiar o espaço nacional, inclusive a Amazônia Azul (nosso mar territorial e a nossa zona econômica exclusiva) reforçada pela Estratégia Nacional de Defesa pelo ato Interministerial nº 00437/MD/SAE-PR de 17 de dezembro de 2008. Dessa tarefa observa-se entre várias necessidades operacionais, uma que diz respeito a se dispor de antenas distribuídas ao longo de um sítio a grandes distâncias de uma central de processamento ou geração do sinal visando a realização de atividades de SigInt – *Signals intelligence*. Esta situação pode ser visualizada na fig. 1.

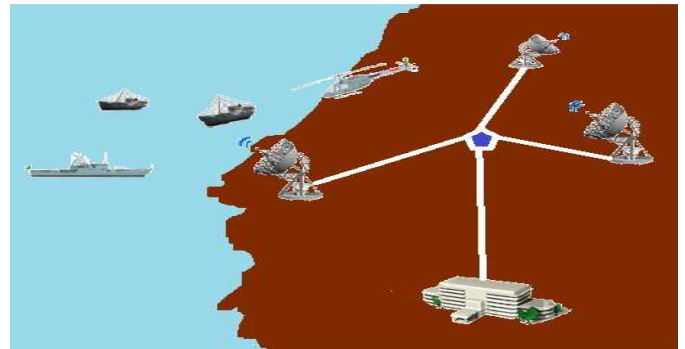


Fig. 1. Exemplo de um problema operacional com enlace entre o sítio de antenas e a central de processamento a grandes distâncias.

Recorrendo-se a tecnologia WDM e sem o uso de amplificadores de potência óptica, propõe-se neste trabalho uma abordagem inicial para enlaces com distâncias em torno de 5Km entre um sítio de antenas e a estação de recebimento/processamento com o uso de rede WDM-PON. Esta proposta busca atender a necessidade de se receber sinais provenientes de diversas antenas distribuídas em um sítio de antenas sem a necessidade de amplificação ao longo do enlace. Observa-se um diagrama sistêmico sobre a implementação de um enlace de RF entre as antenas e o centro de processamento de sinais por intermédio da aplicação de uma rede WDM – PON conforme a fig. 2.

Esta rede é um sistema que pode ser subdividido em dois subsistemas. O primeiro subsistema é composto por um conjunto de redes analógicas de um canal que tem como elementos antenas, lasers DFB, moduladores eletroópticos de Mach-Zehnder, e cabos de fibras ópticas monomodo. O segundo subsistema é composto por um multiplexador com “n” canais de entrada, um cabo de fibra óptica monomodo, um demultiplexador com “n” canais de saída, fotodiodos do tipo P-I-N e receptores de RF. O funcionamento de cada canal é baseado na captação do sinal de RF pela antena, podendo operar na faixa de interesse de Guerra Eletrônica (0.5 a 18 GHz) [4], esse sinal de RF é utilizado para modular o sinal

óptico proveniente de um laser DFB, com uma frequência distinta dos demais lasers, em modulador eletroóptico do tipo Mach-Zehnder. Esse sinal é acoplado em uma fibra óptica monomodo. Cada cabo de fibra óptica acopla o sinal modulado (sinal RF + sinal da portadora óptica) em um multiplexador que reúne cada sinal das “n” fibras ópticas e acopla em uma segunda fibra monomodo de comprimento maior. Essa fibra óptica transmite esses sinais até a estação de processamento, onde um demultiplexador de “n” canais separa os “n” sinais para os seus respectivos fotodiodos P-I-N para serem convertidos em sinais de RF. Esses sinais serão recebidos pelos canais do receptor de Inteligência de Sinais.

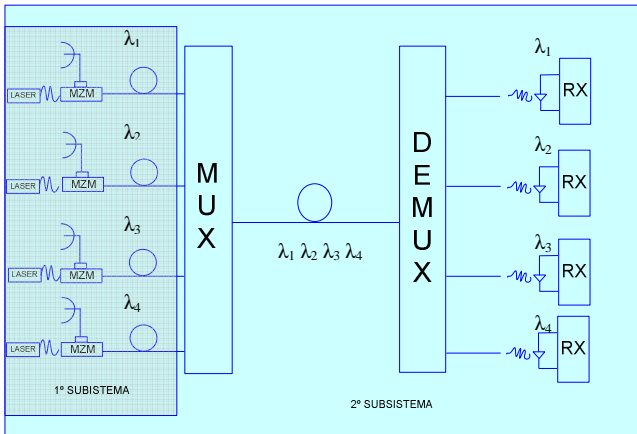


Fig. 2 Diagrama sistêmico sobre a implementação de um enlace de RF por intermédio do uso de rede WDM-PON

Este artigo apresenta uma proposta de enlace analógico à fibra óptica concebida para a recepção de múltiplos sinais radar na faixa de 0,5 a 18 GHz em medias distâncias por intermédio de múltiplas portadoras ópticas (também chamadas de canais). Na seção II é feita uma abordagem sucinta do enlace analógico a fibra óptica monocanal que corresponde ao primeiro subsistema. Na seção III é feita uma abordagem do segundo subsistema que corresponde ao enlace analógico à fibra óptica com o uso da tecnologia WDM. Na seção IV são apresentados e comentados os resultados obtidos por cálculos dos parâmetros do Enlace. Na seção V são feitas as considerações e as conclusões do artigo.

II. ANÁLISE DO ENLACE ANALÓGICO MONOCANAL À FIBRA ÓPTICA

Análise desse primeiro subsistema pode ser feito em termos de suas figuras de mérito, tais como Faixa Dinâmica Livre de Espúrios - SFDR, Figura de Ruído e Ganho de Potência de sinais em RF que serão abordadas nas próximas subseções.

A. Linearização do 1º subsistema.

A não linearidade referente ao modulador eletroóptico não advém do material e sim por intermédio da sua função característica senoidal quadrática, observada na fig. 3, o que ocasiona as distorções por harmônicos das frequências dos sinais modulantes (sinais em RF) e produto de intermodulação (quando há dois ou mais sinais modulantes ao mesmo tempo) [11].

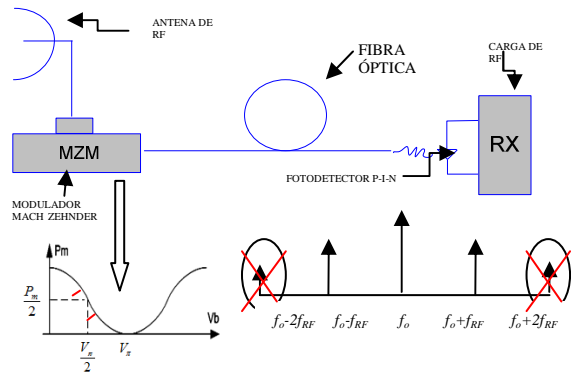


Fig. 3. Diagrama sistêmico sobre a implementação de um enlace analógico de RF por intermédio do uso de rede monocanal operando em quadratura. Este compõe o primeiro subsistema.

Os harmônicos pares podem ser desconsiderados desde que o modulador (“single drive” para o caso em análise), esteja polarizado no ponto de quadratura permanecendo, assim, os harmônicos ímpares no espectro de saída do modulador e que a banda do receptor não abranja o harmônico mais próximo da frequência fundamental do sinal de RF [11]. Quanto às distorções que possam surgir por intermédio do produto de intermodulações deve-se observar o limite de potência de sinais de RF na entrada do modulador. Este limite de potência é obtido por meio do teste de dois tons. Quando o modulador está polarizado no ponto de quadratura, fig. 3, o produto de intermodulação de terceira ordem se torna o mais importante. Este fator cria um limite superior na Faixa Dinâmica Livre de Espúrios-SFDR do modulador conforme se observa na fig. 4.

Para facilitar a visualização do comportamento do enlace quanto à potência de entrada e a potência de RF na saída do mesmo utiliza-se a fig. 4.

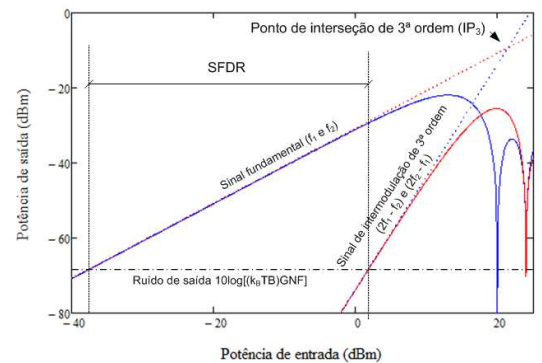


Fig. 4. Faixa dinâmica livre de sinais espúrios e faixa dinâmica máxima útil são definidas em termos da frequência fundamental, do produto de intermodulação de terceira ordem e do ruído “shot” (geralmente é o ruído predominante no receptor).

Para iniciar a análise quantitativa, busca-se apoio em [11] e [12] para obtenção da figura de mérito referente à SFDR (previsto para análise de parâmetros concentrados). Contudo a análise para parâmetros distribuídos passa a ser necessária quando se trata da faixa entre 0,5 a 18 GHz (apresenta comprimento de onda de tamanho comparável ao comprimento do meio ao longo de seu eixo de propagação). A fig. 5 representa esquematicamente uma junção com dois acessos e o seu diagrama de fluxo de sinal em termos dos parâmetros de espalhamento.

A técnica de matriz de espalhamento e de diagrama de fluxo para dispositivos de dois acessos são utilizadas visando modelar o modulador e o fotodetector. Nesta análise não se considera o segundo subsistema. Para maiores esclarecimentos

sugere-se a leitura de [10] e [13]. Para calcular a SFDR utiliza-se a razão

$$SFDR = \left(\frac{8V_{\pi}^2 |1 - S_{22} \Gamma_M|^2}{\pi^2 Z_0 |S_{21}|^2 |1 + \Gamma_M|^2 k T_0 B N F} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (1)$$

onde k é a constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$), T_0 é a temperatura padrão de 290 K, B é a largura de banda e NF é a figura de ruído.

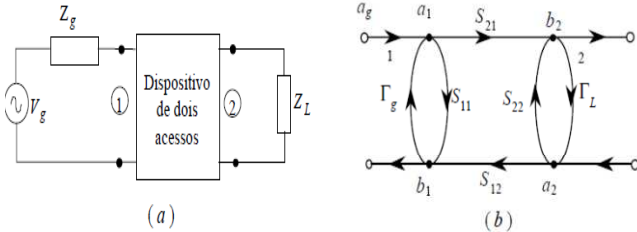


Fig. 5. Apresenta uma representação esquemática de uma junção com dois acessos (a) e o seu diagrama de fluxo de sinal em termos dos parâmetros de espalhamento (b). A junção é alimentada por um gerador V_g , com impedância de saída Z_g , e é terminada por uma impedância na carga Z_L . As impedâncias características dos acessos são iguais a Z_0 [13]

B. Inserção de ruído no enlace

A definição de figura de ruído NF é idêntica à utilizada para os dispositivos de micro-ondas. É definida como a razão entre o sinal-ruído na entrada do enlace, S_{in}/N_{in} , com a relação de sinal-ruído na saída do enlace, S_{out}/N_{out}

$$NF = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} = \left(\frac{S_{in}}{S_{out}} \right) \left(\frac{N_{in}}{N_{out}} \right) = \left(\frac{1}{G} \right) \left(\frac{N_{in} + N_{add}}{N_{in}} \right) \quad (2)$$

O ruído de entrada, N_{in} , é a potência do ruído em RF disponível a partir da fonte de entrada, devido à resistência da fonte estar na temperatura de 290 K. Isto pode ser calculado por $N_{in} = kT_0B$. Além disso, G é o ganho do enlace e N_{ad} é o ruído adicional de potência. Uma vez que o ganho do enlace será determinado posteriormente, o desafio remanescente é calcular as contribuições de ruído agregado devido ao ruído térmico (i_{it}), ruído Shot (i_{sh}), e RIN (i_{RIN}).

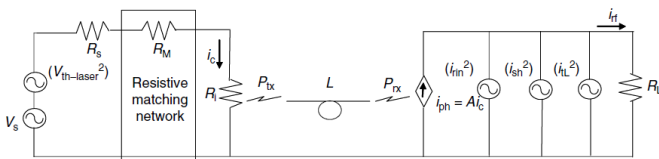


Fig. 6. O modelo de circuito equivalente para o cálculo de figura de ruído do enlace [3].

Aplicando a técnica de análise de circuitos e considerando o casamento de impedâncias das cargas do circuito na fig. 6 obtém-se (3) e (4).

$$N_{add} = kT_0BG + \{ \langle i_{it}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle + \langle i_{RIN}^2 \rangle \} R_L \quad (3)$$

$$NF = 2 + \left\{ 4 + \frac{\langle i_{ph}^2 \rangle 10^{RIN/10} R_L}{2kT_0} + \frac{2q \langle i_{ph} \rangle R_L}{kT_0} \right\} \frac{1}{A^2} \quad (4)$$

C. Penalidade no Ganho pela Dispersão Induzida em RF

A dispersão pode causar penalidade de potência RF significativa na saída do enlace. Ela pode afetar enlaces analógicos longos que operam na faixa de micro-ondas e enlaces analógicos de curta distância que operam na banda de ondas milimétricas [3]. A Dispersão (D) em fibra monomodo é

o resultado de uma combinação da dispersão do material e da dispersão de ondas guiadas. A combinação destes efeitos resulta em uma constante de propagação β (que é uma função da frequência óptica).

Um valor típico de D é 19 ps/(km-nm) para o padrão SMF-28 de fibra monomodo. Uma análise da propagação de um sinal, na frequência fundamental, na saída do fotodetector com potência modulada ao longo de uma fibra dispersiva, p_{rf} , é proporcional a [3]

$$p_{rf} \propto \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda_c^2 f^2 L D}{c} \right) \quad (5)$$

Utilizando (5) obtém-se a fig. 7, que é um exemplo de desvanecimento do sinal para uma faixa de frequência, f , variando de 0 a 20 GHz, com enlaces (L) de 1 e 5Km, dispersão para a fibra óptica igual a 17ps/ nm Km e comprimento de onda óptica (λ_c) igual a 1550nm.

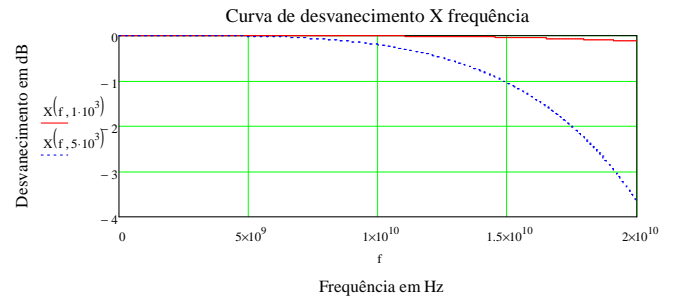


Fig. 7. Exemplo de desvanecimento para enlaces de 1 e 5Km.

D. Análise do Ganho do Sinal de RF no Enlace Analógico Monocanal à Fibra Óptica

A análise para o referido enlace é feita para parâmetros distribuídos de alguns componentes utilizando a técnica de matriz de espalhamento. É utilizado, também, o diagrama de fluxo para dispositivos de dois acessos para modelar o modulador e o fotodetector, como se não houvesse o segundo subsistema. Para maiores esclarecimentos sugere-se a leitura de [10] e [13].

Aplicando-se a regra de Mason no diagrama de fluxo de sinal da Fig. 5(b) para o caso do modulador e do fotodetector, obtém-se a expressão do ganho de potência de RF para o enlace na forma

$$G_{ext} = \left(\frac{\pi \eta_D P_0 e^{-2\alpha L}}{2V_{\pi}} \sqrt{Z_0 R_L} \right)^2 |H_D|^2 \cos^2 \left(\frac{\pi V_b}{V_{\pi}} \right) \left| \frac{S_{11}(1 + \Gamma_M)}{1 - S_{22} \Gamma_M} \right|^2 \quad (6)$$

onde η_D é a responsividade, P_0 é a potência do laser, V_b é a polarização eletrônica do modulador, Z_0 é a impedância característica dos acessos e Γ_M é o coeficiente de reflexão do modulador, α é o fator de atenuação e H_D é a função de transferência da corrente

$$H_D = R_D / (R_L + R_D + j\omega C R_L R_D) \quad (7)$$

A potência do sinal da portadora óptica quando incide no fotodetector é obtida da relação [10]

$$P_d = \frac{1}{2} K_m K_f P_0 \quad (8)$$

onde leva em consideração todas as perdas desde a entrada do sinal óptico do modulador (K_m) até o final do percurso de fibra óptica do enlace (K_f).

III. ANÁLISE DO ENLACE ANALÓGICO A FIBRA ÓPTICA WDM-PON

O 2º subsistema também possui alguns componentes que não são lineares e por isto se ajustam alguns parâmetros para os utilizar no regime linear. Na fibra óptica devido à multiplexação dos sinais no enlace destacam-se a Automodulação de Fase (SPM), Modulação de Fase Cruzada (XPM), Mistura de Quatro Ondas (FWM) (SRS), Espalhamento Brillouin (SBS) e Espalhamento Raman. Além de sofrer dispersão e atenuação. O fotodiodo tem sua não linearidade também.

Mitigando os efeitos de não linearidade que ocorre na fibra óptica pode-se evitar o acoplamento de canais entre si e, assim, tratar cada canal de forma independente.

O limiar de potência de acoplamento na fibra óptica para evitar a Automodulação de Fase – SPM conforme a relação abaixo [14]. Para mais explicações sugere-se a leitura de [14], [16] e [17].

$$P_{in} \ll \frac{\alpha}{k_{nl}} \quad (9)$$

onde α é atenuação da fibra em [dB/Km] e coeficiente de não linearidade $k_{nl} 2.35 \times 10^{-3} 1/(m W)$ para a fibra óptica.

A XPM pode gerar desvio de fase induzida apenas quando dois impulsos se sobrepõem no tempo. Devido a esta sobreposição, a mudança de fase é dependente da intensidade e consequentemente o “chirping” é reforçado. Por conseguinte, o alargamento do pulso também aumenta o que limita o desempenho do sistema. O efeito da XPM pode ser reduzido aumentando o espaçamento de comprimento de onda entre os canais individuais. Para maior espaçamento de comprimento de onda, os pulsos ficam tão curtos no tempo que quase não se sobrepõem, então, os efeitos do XPM são praticamente insignificantes [14], [16] e [17].

A dispersão nas fibras ocasiona uma separação acentuada entre as constantes de propagação nos canais. Os pulsos correspondentes ficam descasados em fase, de modo que não mais interagem após certa distância. O efeito da XPM torna-se irrelevante [14], [16] e [17].

Como a XPM, a Mistura de Quatro Ondas – FWM para ser evitada depende também do descasamento de fase entre os sinais a serem transmitidos. A dispersão na fibra óptica evita que ocorra a mistura dos sinais [14] e [16]. Conforme se observa na fig. 8 e 9.

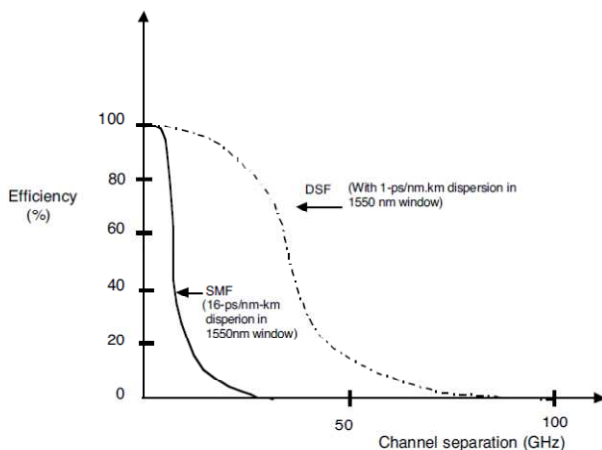


Fig. 8. Eficiência da mistura de quatro ondas em relação à separação de canais para fibras ópticas monomodo (SMF) e com Dispersão Deslocada para 1550nm (DSF) [14].

A FWM impõe limitações na potência máxima de transmissão por canal. Esta limitação esta relacionada com a eficiência do efeito de FWM na operação do sistema através de fibra monomodo (SMF) e da fibra com dispersão deslocada (DSF) em diversos espaçamentos entre os canais como mostrada na Fig. 9 [16].

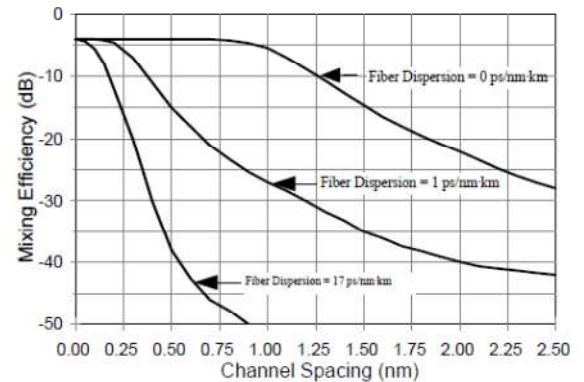


Fig. 9. Eficiência do FWM em Fibras monomodo com o espaçamento variando entre canais [14].

Outro fator limitador do nível superior do ganho do enlace é o SBS. Para isto, deve-se determinar o limiar do fenômeno, onde, em um único canal, o nível de potência crítica em que SBS degrada o desempenho do sistema é

$$P_c = 21b A_e / (g_B L_e) \quad (10)$$

Sendo

$$L_e = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \quad (11)$$

onde L_e é o comprimento efetivo [km], L é o comprimento da fibra [km], g_B é o ganho máximo de Brillouin no estado estacionário [cm/W], e A_e é área efetiva [cm²]. Esta relação pode ser estendida para sistemas multicanais, onde cada canal interage com a fibra independente de outros canais. Consequentemente, a potência crítica é constante com aumento do número de canais [2]. O fator b corresponde às polarizações relativas ao laser de bombeio e de sonda e as propriedades de polarização da fibra. Em uma fibra que mantém a polarização com idênticos estados de polarização do laser de bombeio e da sonda, $b = 1$. Em uma fibra convencional, que não mantém a polarização, $b = 2$, a qual será considerada neste estudo.

O coeficiente de pico do ganho do SBS em fibras de modo único é mais de duas ordens de magnitude maior ($g_B = 4 \times 10^{-9} \text{ cm / W}$) que o coeficiente de ganho para SRS. Para garantir que não ocorra o efeito SRS basta limitar a potência de entrada para evitar o efeito SBS, já que o efeito SRS tem seu limiar superior ao SBS.

A influência da SBS pode ser mitigada em fibras monomodo operadas abaixo do respectivo limiar de potência e com dispersão acima de 4ps/nm.Km [18]. A interação reduzida entre as portadoras permite aplicar (1), (4) e (6) aproximadamente.

Para o caso do multiplexador / demultiplexador do tipo *Arrayed Waveguide Grating* (AWG) a luz da norma STM-4 da União Internacional de Telecomunicação - ITU que preconiza espaçamentos entre canais de 12,5 a 200 GHz e 3,2 nm para dispositivos de 4 canais, garantem a eficiência para o efeito de FWM próxima de zero, vide as fig. 8 e 9. A interferência entre os canais fica desprezível e o multiplexador/demultiplexador pode ser considerado como

linear. Infere-se que o segundo subsistema pode influenciar no cálculo do ganho de potência de RF somente quanto ao desvanecimento dos sinais em RF ocasionado pela dispersão cromática da fibra óptica em função de seu comprimento e frequência de RF.

IV. CÁLCULO DO GANHO GLOBAL DO ENLACE E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Para o cálculo do Ganho de Potência de RF para o enlace entre a antena até a carga (receptor de GE) em sistema WDM-PON considera cada canal como independente. Calcula-se o ganho como se fosse monocanal e considera-se o comprimento do enlace para este cálculo corresponde à soma dos comprimentos das fibras ópticas dos dois subsistemas. Contudo, deve-se verificar o quanto de potência de sinal modulado está sendo transmitido à entrada do segundo subsistema. Este procedimento é devido ao fato de se observar os limiares de potência para evitar efeitos de não linearidade para cada canal.

Calcula-se o ganho de RF do sistema para os dados referentes à tabela I.

TABELA I. DADOS PARA CÁLCULO DAS FIGURAS DE MÉRITO DO ENLACE ENTRE AS ANTENAS E O RECEPTOR DE GE.

GRANDEZAS	VALORES
f_{RF}	1GHz
λ	1558,17 nm
P_L	15 mW
V_π	5 V
K_m	2,4 dB
K_f	0,2 dB/Km
η_d	0,8 A/W
$R_d=R_L$	50 ohm
A_e fibra monomodo	80 μ m ²
Nº de canais	4
Espaçamento entre canais Δf	100GHz

Para os valores apresentados na tabela I, a potência óptica na saída de cada canal do 1º subsistema é calculada por (8) em torno de 3,28 mW. Este valor de potência óptica está abaixo do valor limite para ocorrência de não linearidade na fibra óptica para enlaces monocanais. Considerando o comprimento da fibra igual a 1Km, o efeito do desvanecimento causado pela dispersão cromática para essa frequência de RF (1GHz) é desprezível conforme se observa na fig. 7. Utilizando-se do valor de 3,28 mW para a potência de entrada de cada canal no segundo subsistema, pode-se inferir que os fenômenos de não linearidade no segundo subsistema também não influenciarão. A potência de entrada em cada canal no segundo subsistema está abaixo do limiar do efeito SBS (predominante para estas condições) calculado por (10) e (11) com o valor de 3.818mW. Logo é só calcular a atenuação e o desvanecimento para o comprimento da fibra desse segundo subsistema. O ganho de potência de RF no primeiro subsistema é torno de -31,84 dB. O ganho de potência de RF para o enlace todo fica em torno de -31,84dB -2x0,2dB/Km x 5 Km - 0 = -33,84 dB. O sinal de RF que sai do fotodetector com potência = -33,84 dB + (0 dBm) = -33,84 dBm. Considerando, de forma conservadora, que um receptor de SigInt tenha uma sensibilidade em torno de -70dBm [19] pode-se inferir que o sinal de RF será recebido por este.

V. CONCLUSÃO

A linearidade e a dispersão cromática limitam o comprimento do enlace. Por conta do requisito de fidelidade do sinal para esta aplicação busca-se operar alguns componentes

(modulador, fibra óptica, AWG e fotodetector) em seus regimes lineares e isto impõe alguns limites de potência. Para os sinais elétricos o modulador, dependendo de sua voltagem de polarização, é um elemento do sistema que limita a sua potência. Para os sinais ópticos, deve-se ter o cuidado com os limiares de potência e os espaçamentos entre canais devido aos fenômenos de não linearidades da fibra óptica. Se forem seguidos estes limiares (trabalhando em regime de baixos sinais), uma rede WDM-PON pode ser potencialmente aplicada para enlaces a distâncias em torno de 5 Km entre um sítio de antenas e uma estação de processamento. O ganho de potência de sinal de RF para o enlace a esta distância não impede de sensibilizar o receptor de SigInt.

REFERÊNCIAS

- [1] A. J. DeMaria, "Photonics vs. electronics technologies", Optics News, April 1989
- [2] S. Iezekiel, "Microwave Photonics: Devices and Applications", John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 3-32.
- [3] W. D. Jemison, A. C. Paoella, "Introduction to Analog Fiber-Optic Links", RF and Microwave Applications and Systems, Chapter 9, RF and Microwave Handbook, 2ª Edição, CRC Press, 2008
- [4] M. E. Manka, "Microwave Photonics for Electronic Warfare Applications", BAE Systems Australia - Joint Business Unit Mawson
- [5] V.J. Urick, et al, "High-Fidelity Analog Fiber Optics and Photonics for Military Applications", 2008NRL Review. EUA, 2008, pp. 205-207. Lakes, SA Australia, IEEE 978-1-4244-2169-5/08, 2008, pp 275-278.
- [6] J. E. Roman et al. "Fiber-Optic Remoting of an Ultrahigh Dynamic Range Radar", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, no. 12, dezembro 1998
- [7] J. Yao, "A Tutorial on Microwave Photonics", Microwave Photonics Research Laboratory, School of Electrical Engineering and Computer Science, University of Ottawa, Ottawa, Ontario, Canada K1N 6N5, 2012, pp 5-11.
- [8] T. S. Priest, et al, "High Dynamic Range Analog Photonic Links For Electronic Warfare Systems", Defence Science & Technology Organisation, Australia, IEEE, 2005
- [9] T. S. Priest, M. E. Manka, K. K. Gupta, "Demonstration of a Microwave Photonic Link Insertion into the ALR-2001 EW System", ACOFT/AOS2006 - Proceedings Melbourne, Australia, 10 - 13 julho 2006.
- [10] O. L. Coutinho, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, "Uso de Redes de Comunicações Ópticas para Transmissão e Distribuição de Emissores Radar", XIII Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE), São José dos Campos, 2011.
- [11] B. H. Kolner, D. W. Dolfi, "Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator", Applied Optics, Vol. 26, No. 17, setembro 1987
- [12] S. K. Korotky, T. R. Halemane, "Distortion Characteristics of Optical Directional Coupler Modulators", IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n.º. 5, maio 1990.
- [13] J. E. B. Oliveira, J. A. J. Ribeiro, "Interfaces para Enlaces de Fibra Óptica de Alta Velocidade", Revista Científica Periódica - Telecomunicações, Volume 03 - Número 02 - Dezembro de 2000
- [14] S. P. Singh, N. Singh, "Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications", Progress In Electromagnetics Research, PIER 73, 249-275, 2007.
- [15] A. R. Chraplyvv, "Limitations on Lightwave Communications Imposed by Optical-Fiber Nonlinearities", Journal of Lightwave Technology, VOL. 8, NO. 10, outubro1990.
- [16] D. R. Goff, "The Effects of Fiber Nonlinearities", Director of Engineering Olson Technology, Inc. 6 Feb 2007.
- [17] J. Toulouse, "Optical Nonlinearities in Fibers: Review, Recent Examples, and Systems Applications", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 23, N.º. 11, novembro 2005
- [18] B. Chomycz, "Planning Fiber Optic Networks", McGraw-Hill Companies-2009.
- [19] F. NERI, "Introduction to Electronic Defense Systems", 2nd ed. Boston: Artech House, 2001.