

Estudo para Emprego de Enlace Analógico à Fibra Óptica por WDM de Múltiplos Sinais de RF em Avaliações Operacionais de Meios Navais

A. P. Gonçalves, R. R. Carreira, A. R. Santos, T. S. M. Pereira, O. L. Coutinho e J. E. B. Oliveira

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 — Neste artigo apresentam-se resultados do estudo de enlaces analógicos à fibra óptica com potencialidade de emprego em transmissão de sinais de RF visando a Avaliação Operacional de meios navais de superfície, aeronavais e submarinos. Ênfase especial foi dedicada ao parâmetros de desempenho. No que tange ao modelo teórico empregado no estudo, ressaltam-se duas etapas. Inicialmente, apresenta-se a modelagem de um enlace analógico monocanal, no qual se empregam as técnicas de modulação de intensidade e detecção direta. A segunda etapa consiste em aplicar a modelagem, assim desenvolvida, na análise de um enlace multicanal que emprega a técnica de multiplexagem por divisão de comprimento de onda. A análise dos parâmetros de desempenho do referido enlace revelaram o seu elevado potencial de emprego nas aplicações práticas supracitadas. Nas considerações finais enfatiza-se a relevância dos resultados obtidos, bem como apresentam-se sugestões adicionais sobre a possibilidade de emprego dos resultados obtidos.

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

I. INTRODUÇÃO

Em anos recentes tem sido observada a crescente utilização de tecnologia à fibra óptica em áreas de interesse civil e militar em escala global. Este fato também tem se manifestado no Brasil, particularmente nos centros de pesquisas e setor industrial correlato com a área de defesa nacional.

As Forças Singulares dependem de meios cada vez mais complexos e que demandam tecnologias sofisticadas. Para avaliar se estes meios estão operando dentro dos requisitos operacionais estabelecidos, recorre-se a técnicas que simulam os cenários típicos de emprego previstos.

Para se recriar um cenário típico de Guerra Eletrônica (GE) na faixa radar (0,5 a 18 GHz) emprega-se um gerador de sinais complexos, o qual deve possuir uma quantidade mínima de canais.

Visando o estabelecimento de uma nomenclatura a ser adotada ao longo do artigo, sem ambiguidade, apresenta-se na Seção II a modelagem de um enlace monocanal que utiliza modulação óptica externa e detecção direta. Ressalta-se que o modulador óptico selecionado emprega interferômetro Mach-Zehnder (MMZ), com substrato de Niobato de Lítio, tendo em vista a sua ampla aceitação por projetistas de enlaces ópticos analógicos.

A Fig. 1 é uma representação simplificada de uma possível raia de Avaliação Operacional de GE, composta de um morro alto à beira de uma enseada e quatro antenas, sendo cada uma com um amplificador de alta potência e com banda larga.

Em se empregando esse simulador remotamente em relação às antenas e aos amplificadores, sugere-se a utilização de um enlace à fibra óptica empregando WDM sem amplificação óptica. Para este estudo, postula-se o comprimento do enlace de 1 km e a linearidade para toda a faixa de frequência em questão.

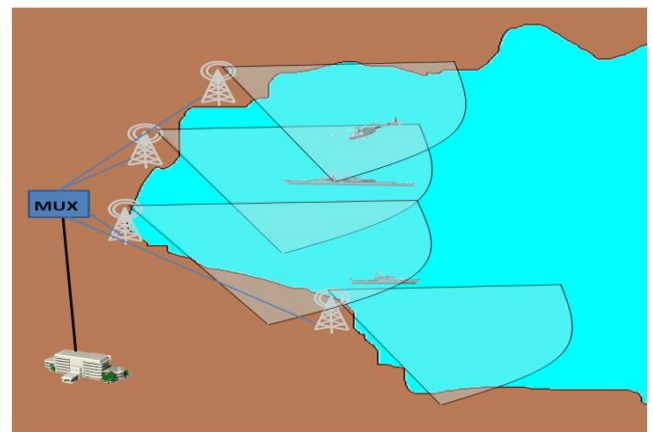


Fig. 1. Representação simplificada de uma possível raia de Avaliação Operacional de GE com o gerador de sinais de RF remotamente localizado (1 km) em relação aos conjuntos antenas/amplificadores [2].

Conforme se observa na Fig. 2, esse enlace é composto por diodos laser, circuitos casadores de impedância, moduladores eletro-ópticos de Mach-Zehnder, cabos de fibras ópticas monomodo padrão (SMF-28), multiplexadores/demultiplexadores do tipo AWG (*Arrayed Waveguide Grating*), fotodetectores do tipo p-i-n e unidades amplificadoras (UA).

II. ANÁLISE DO ENLACE ANALÓGICO À FIBRA ÓPTICA WDM

A análise desse enlace deve levar em conta o problema da diafonia (*crosstalk*) pelo fato de empregar o WDM. Essa diafonia pode ocorrer tanto no AWG demultiplexador (AWG-DEMUX) quanto na fibra óptica por conta dos seus efeitos não lineares. Pelo fato de serem

utilizados moduladores de Mach-Zehnder nesse enlace, deve-se controlar a potência de RF gerada nos canais do gerador de sinais complexos. Isto porque, o índice de modulação m é dependente desta potência e a linearidade do modulador depende deste índice. Um valor desejável para m é em torno de 10%, dependendo do nível de ruído [2]

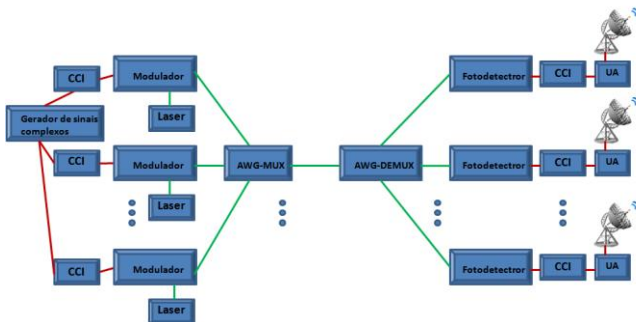


Fig. 2. Representação esquemática simplificada de um sistema de antena remota para uma raia de Avaliação Operacional de GE. A linha verde significa enlace na faixa óptica do espectro e a vermelha na faixa de RF. (CCI - Circuito de Casamento de Impedância) [2].

Outro fenômeno importante é a dispersão. No enlace analisado, empregou-se a fibra óptica monomodo padrão (SMF-28), cuja dispersão cromática está presente. Contudo, devido ao seu comprimento ser de apenas 1 km e a faixa de RF estar definida entre 0,5 e 20 GHz, tal fenômeno não exerce influência significativa, sendo, para todos os efeitos, desprezada.

Dentre as figuras de mérito disponíveis para a verificação da qualidade do enlace, fez-se uso do ganho de potência elétrica [dB].

A. Linearização do modulador de Mach-Zehnder (MMZ)

A não linearidade do MMZ não advém do material, mas sim por intermédio da sua função característica senoidal quadrática, observada à esquerda na Fig. 3, o que ocasiona distorções por harmônicos das frequências dos sinais modulantes (sinais em RF) e produto de intermodulação, à direita na Fig. 3 [4].

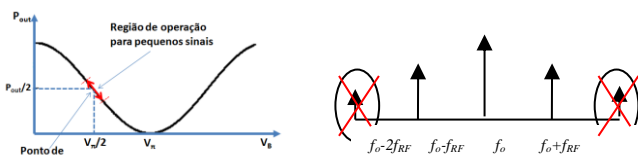


Fig. 3. Representação do comportamento da potência do sinal na saída do MZM. À esquerda, o comportamento no domínio do tempo. À direita, o comportamento no domínio da frequência.

Os harmônicos pares podem ser desconsiderados desde que o MMZ-SD (modulador Mach-Zehnder *Single Drive*), esteja polarizado no ponto de quadratura [4], [5]. Quanto às distorções oriundas do produto de intermodulação, deve-se observar o limite de potência na entrada do modulador. Este limite é obtido por meio do teste de dois tons. Quando o modulador está polarizado no ponto de quadratura, o produto de intermodulação de terceira ordem se

torna o mais importante. Este fator cria um limite superior na SFDR (Faixa Dinâmica Livre de Espúrios) do enlace em relação a um determinado nível de ruído [1], [4]. A Fig. 4 apresenta o comportamento da potência de RF de saída do enlace em função da potência de entrada.

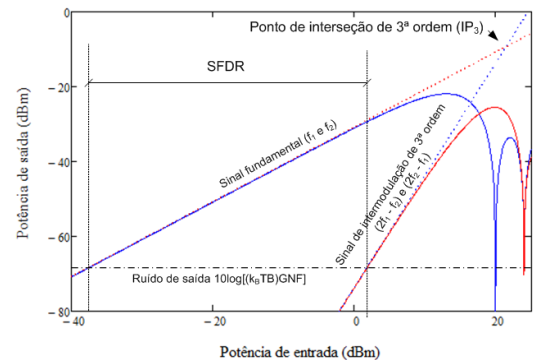


Fig. 4. Representação esquemática da SFDR para potência do sinal de RF na entrada do MZM em comparação com a potência de RF do terceiro harmônico [1].

A SFDR é definida em termos da frequência fundamental, do produto de intermodulação de terceira ordem e do ruído *shot* (geralmente é o ruído predominante no receptor). Neste estudo não será abordada a influência do ruído no sinal de RF na saída do enlace.

B. Análise dos Limites dos Parâmetros do Enlace à Fibra Óptica para Evitar os Seus Fenômenos de Não Linearidades

Três parâmetros do enlace devem ser limitados para evitar os fenômenos não lineares da fibra óptica. São eles: a dispersão cromática, a separação entre canais (diferença entre comprimentos de ondas das portadoras ópticas próximas em um enlace WDM) e a potência da portadora óptica. Esta última, na saída do AWG-MUX, é definida por [1]:

$$P_d = \frac{1}{2} K_m P_o, \quad (1)$$

onde P_d é a potência da portadora óptica na saída do AWG-MUX; P_o é a potência óptica do laser; e K_m são todas as perdas do sinal óptico no MMZ-SD.

Na fibra óptica, devido à multiplexação dos sinais do enlace, destacam-se os seguintes fenômenos: Automodulação de Fase (SPM), Modulação de Fase Cruzada (XPM), Mistura de Quatro Ondas (FWM), Espalhamento Brillouin (SBS) e Espalhamento Raman (SRS).

Para mitigar o SPM é necessário respeitar o limiar de potência óptica no acoplamento com a fibra [7-9]. Isto limita também o ganho de RF do enlace. Logo:

$$P_o \ll \frac{\alpha}{k_{nl}}, \quad (2)$$

onde α é atenuação da fibra em [dB/Km] e $k_{nl} = 2,35 \times 10^{-3}$ (m W^{-1}) é o coeficiente de não linearidade para a fibra óptica. Tipicamente os valores são $\alpha = 0,2$ dB/km ou $\alpha = 0,048$

N_p/km para $\lambda = 1550$ nm. Desta forma obtém-se a potência limite de 19,6 mW.

Os efeitos da XPM e da FWM podem ser reduzidos aumentando o espaçamento de comprimento de onda entre os canais individuais [7-9]. A dispersão nas fibras ocasiona uma separação acentuada entre as constantes de propagação nos canais. Os pulsos correspondentes ficam descaçados em fase, de modo que não ocorra o acoplamento de canais ópticos na fibra. A dispersão na fibra óptica evita que ocorra a mistura dos sinais [7], [9], conforme se observa na Fig. 5.

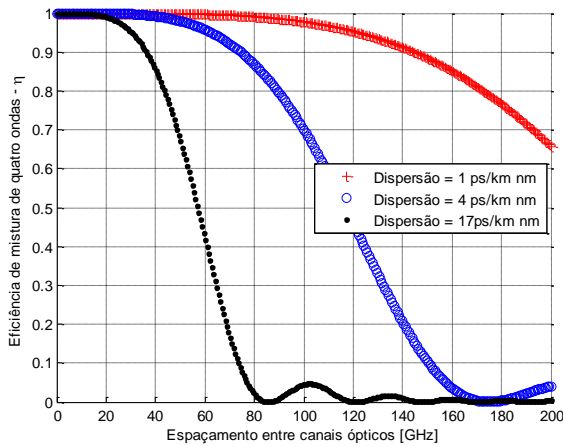


Fig. 5. Eficiência da mistura de quatro ondas em relação à separação de canais para fibras ópticas com dispersão diferente de zero deslocada (NZ-DSF), fibra óptica com dispersão igual à zero deslocada (DSF) para 1550 nm e fibras monomodo padrão (SSMF).

A Fig. 5 é a representação comparativa de valores para eficiência da mistura de quatro ondas em relação à separação de canais para fibras ópticas com dispersão diferente de zero deslocada (NZ-DSF), fibra óptica com dispersão igual à zero deslocada (DSF) para 1550 nm e fibras monomodo padrão (SSMF) para um enlace de 1 km de comprimento e sinal óptico com potência de $P_d = 5$ mW. Este último valor obtido por (1) com $K_m = 3$ dB e $P_o = 20$ mW.

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 P_c em que SBS degrada o desempenho do sistema é [9]:

$$P_c = 21b \frac{A_e}{g_B L_e} \quad (3)$$

Sendo

$$L_e = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \quad (4)$$

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 a área efetiva (cm²). Esta relação pode ser estendida para sistemas multicanais, onde cada canal interage com a fibra independentemente de outros canais. Consequentemente, a potência crítica é constante com aumento do número de canais [9]. 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, $b = 2$. Esta última será a considerada neste estudo [9].

O coeficiente de pico do ganho do SBS em fibras de modo único é mais de duas ordens de magnitude maior ($g_B = 4 \times 10^{-9}$ 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 [9].

A influência do SBS pode ser mitigada em fibras monomodo operadas abaixo do respectivo limiar de potência e com dispersão acima de 4 ps/nm.km [9], [10]. Observando a Fig. 6, infere-se que o SBS e, por conseguinte, o SRS não terão efeito no enlace de comprimento de 1 km.

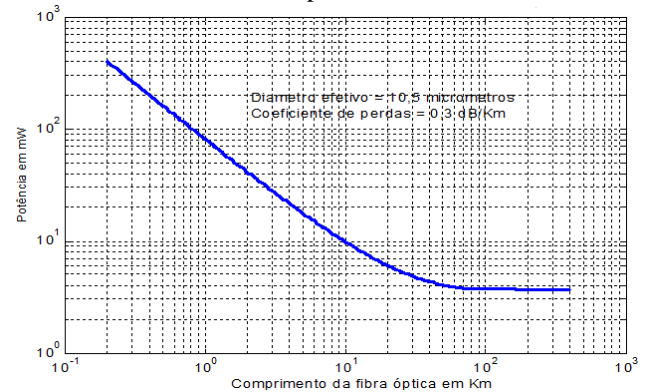


Fig. 6. Representação do limiar de potência em uma fibra óptica para evitar o fenômeno de espalhamento de Brillouin com uma fonte óptica CW [1].

O multiplexador/demultiplexador do tipo *Arrayed Waveguide Grating* (AWG), empregado neste estudo, segue a norma STM-4 da União Internacional de Telecomunicação (ITU), a qual preconiza espaçamentos entre canais de 12,5 a 200 GHz. O espaçamento do AWG em questão é de 100 GHz. Com isto a eficiência de mistura para o efeito de XPM e FWM é próxima de zero (vide Fig. 5) e a interferência entre os canais fica desprezível quanto ao acoplamento entre canais ópticos adjacentes na fibra óptica [2].

Considerando o isolamento entre canais ópticos adjacentes em um multiplexador/demultiplexador do tipo AWG em torno de 30 dB, então esses são considerados como lineares [2], não havendo *crossstalk* entre canais ópticos adjacentes.

C. Cálculo do Ganho de Potência de RF e a Influência da Dispersão Induzida

Para se determinar o ganho de potência de RF no enlace WDM deve-se partir da expressão do campo elétrico na saída do MMZ [2], conforme abaixo:

$$E_{MZM}^{saída}(t) = Re \left\{ j \frac{E_{ent}}{2} e^{j(\omega_o t + \varphi_o - \varphi)} \left[e^{j\Delta\theta(t)} + e^{-j\Delta\theta(t)} \right] \right\} \quad (5)$$

onde E_{ent} é o campo elétrico proveniente do diodo laser na entrada do MZM, ω_o é a frequência angular da portadora óptica, φ_o a fase inicial do sinal óptico, φ é a fase proveniente da diferença de comprimento entre os braços do MMZ e $\Delta\varphi(t)$ é a diferença de fase entre os braços do MMZ.

Considerando a influência da dispersão cromática modelada por uma mudança na fase $\theta(\omega)$ e na amplitude do sinal K , no domínio da frequência, tem-se [2]:

$$H_o(j\omega) = \sqrt{K}e^{j\theta(\omega)} \quad (6)$$

Multiplicando (5) por (6), tendo (5) sido transformada para o domínio da frequência, tem-se:

$$E_o^{saída}(t) = Re \left\{ \sqrt{K} E_o^{entrada}(t) e^{j[\theta_o + \theta_g(\omega - \omega_o) + \frac{1}{2}\theta_d(\omega - \omega_o)^2]} \right\} \quad (7)$$

onde $E_{MZM}^{saída}(t) = E_o^{entrada}$, θ_g é o atraso de grupo determinado na frequência ω_o , θ_d é o coeficiente de dispersão de primeira ordem determinado na frequência ω_o , ω_{rf} é a frequência angular do sinal de RF, V_B é a tensão de bias, V_π é a tensão de meia onda do MMZ e m_i é o índice de modulação. A expressão (7) é a representação matemática para o campo elétrico na saída do sistema óptico (AWG-MUX, fibra óptica e AWG-DEMUX). Reorganizando seus termos, tem-se:

$$E_o^{saída}(t) = Re \left\{ j\sqrt{K} \frac{E_{ent}}{2} e^{j(\omega_o t + \varphi_o - \varphi + \theta_o)} \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_i) e^{jn(\omega_{rf} t + \varphi_m + \theta_g \omega_{rf})} e^{j\frac{1}{2}\theta_d(n\omega_{rf})^2} \times \left[e^{j\pi \frac{V_B}{V_\pi}} + (-1)^n e^{-j\pi \frac{V_B}{V_\pi}} \right] \right\} \quad (8)$$

Considerando que o sinal de RF seja detectado por um fotodetector de lei quadrática, sabe-se que a corrente gerada é proporcional à intensidade do sinal óptico incidente no fotodetector, conforme abaixo [2]:

$$i_d = \eta_D P_D \quad (9)$$

onde η_D é a responsividade do fotodetector e P_D é a potência óptica média incidente no fotodetector.

O fluxo de potência transportado pela radiação do campo elétrico do sinal óptico, considerando a direção de propagação z , pode ser expresso por [2]:

$$P = P_z = Re \iint \frac{1}{2} [E_t \times H_t^*]_z dx dy \quad (10)$$

onde o subscrito t refere-se ao plano transversal à direção de propagação e z refere-se à direção de propagação da radiação.

Aplicando o teorema de adição de Graf e efetuando alguns procedimentos algébricos, obtém-se:

$$i_d(t) = Re \left\{ \frac{-\eta_D \alpha_g E_{ent}^2 A_{ef}^d}{4 \times 2 \times Z_w} \times 4 \left[\sum_{N=1}^{\infty} e^{jN(\omega_{rf} t + \theta_{aux})} J_N \left(2m_i \cos \left(\frac{F_d}{2} \right) \right) + \sum_{N=1}^{\infty} (-1)^N e^{-jN(\omega_{rf} t + \theta_{aux})} J_N \left(2m_i \cos \left(\frac{F_d}{2} \right) \right) \right] \right\}, \quad (11)$$

onde $P_o^{entrada} = A_{ef}^d \frac{|E_{ent}|^2}{2Z_w}$ é a potência do sinal óptico na entrada do MMZ, A_{ef}^d é a área efetiva do fotodetector, Z_w é a impedância de onda, $F_d = \theta_d \omega^2$ e $\theta_{aux} = \varphi_m + \theta_g \omega_{rf}$ são variáveis auxiliares e α_g é a representação de todas as atenuações do enlace óptico. Reorganizando a expressão (11), obtém-se:

$$i_d(t) = Re \left\{ -\eta_D \alpha_g P_o^{entrada} \left[\sum_{N=1}^{\infty} \left(e^{jN(\omega_{rf} t + \theta_{aux})} + (-1)^N e^{-jN(\omega_{rf} t + \theta_{aux})} \right) J_N \left(2m_i \cos \left(\frac{F_d}{2} \right) \right) \right] \right\} \quad (12)$$

Sendo o índice N ímpar, pelo MMZ estar ajustado no ponto de quadratura, e $e^{j\theta} - e^{-j\theta} = 2j \text{sen}(\theta)$, tem-se:

$$i_d(t) = -2\eta_D \alpha_g P_o^{entrada} \sum_{N=1}^{\infty} \text{sen} \left(N(\omega_{rf} t + \theta_{aux}) \right) J_N \left(2m_i \cos \left(\frac{F_d}{2} \right) \right) \quad (13)$$

Para se determinar a potência do sinal de RF da frequência fundamental, ou seja, $N = 1$, utiliza-se a equação abaixo:

$$P_d = i_d^2(t) \times Z_L, \quad (14)$$

Sendo Z_L a impedância de carga. Substituindo (13) em (14), tem-se:

$$P_d = \frac{4\eta_D^2 \alpha_g^2 (P_o^{entrada})^2}{Z_L} J_1^2 \left(2m_i \cos \left(\frac{1}{2} \theta_d \omega_{rf}^2 \right) \right) \quad (15)$$

A expressão (15) representa a potência do sinal de RF na saída do enlace e na entrada da UA, conforme a Fig. 2, além de não conter aproximações da série de funções de Bessel. Isto faz com que seja possível utilizar índices de modulação que não obedeçam a condição para pequenos sinais ($m_i \ll 1$).

III. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para se obter os resultados verificados na literatura, deve-se considerar $m_i \ll 1$. Cabe ressaltar, nesta formulação, que mesmo m_i tendo valores maiores, ainda assim é possível determinar o valor dos parâmetros de forma mais precisa. Os métodos de cálculo que empregam a aproximação de

pequenos sinais não podem prever comportamentos para índices de modulação que não obedecem a condição $m_i < 1$. A Tabela I apresenta os valores utilizados na simulação numérica.

TABELA I PARÂMETROS EMPREGADOS NA SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO ENLACE.

PARÂMETRO	VALOR
Comprimento de onda da portadora óptica	1550 nm
Impedância da fonte de RF	50 Ω
Impedância da carga de RF	50 Ω
Potência do sinal de RF aplicada ao MZM	0,28 mW para $m_i=0,1$ e 40 mW para $m_i=1,2$
Potência do Laser	20 mW
Tensão de meia onda	3,7 V
Impedância de entrada MZM	50 Ω
Atenuação da fibra monomodo padrão @1550nm (Corning®, 2002)	0,2 dB/km
Dispersão cromática da fibra monomodo padrão @ 1550 nm (Corning®, 2002)	17 ps/nm·km
Velocidade da luz no vácuo	3×10^8 m/s
Responsividade do fotodetector	0,28 A/W

Cabe ressaltar que este estudo foi conduzido considerando o casamento de impedância de todas as junções do enlace.

Considera-se para este estudo, por motivo de simplificação de nomenclatura, que o termo “cálculo exato” exprime o resultado obtido pela formulação matemática aplicando o teorema de adição de Graf.

O termo “Potência do sinal de RF normalizada” refere-se à potência do sinal de RF na frequência fundamental aplicada à carga conectada na saída do fotodetector. Esta potência encontra-se normalizada pela potência do sinal DC.

Este resultado é coerente com os observados na literatura. Contudo o resultado apresentado na Fig. 7 evidencia uma diferença de valores entre o método de cálculo exato e o obtido pela aproximação para pequenos sinais.

Na Fig. 8 observa-se, no resultado para o método de “cálculo exato”, o comportamento que representa a transferência de energia da frequência fundamental para as componentes espectrais harmônicas quando o índice de modulação for maior que 0,1.

O resultado da Fig. 9 foi obtido para um enlace com 1 km de comprimento e aplicando os dados da Tabela I, com a frequência de RF variando de 0,5 a 20 GHz.

O resultado observado na Fig. 7 apresenta uma variação de 0,14 dB em um intervalo de 0,5 a 20 GHz, o que permite considerar a distribuição da potência praticamente uniforme na faixa de frequência estudada. A variação de resultado entre o método “exato” e o com aproximação de pequenos sinais é de 0,04 dB, o que faz com que eles possam ser considerados coincidentes neste estudo. Com estes cálculos pode-se levar em conta que a dispersão cromática não influencia no resultado calculado para o espectro considerado.

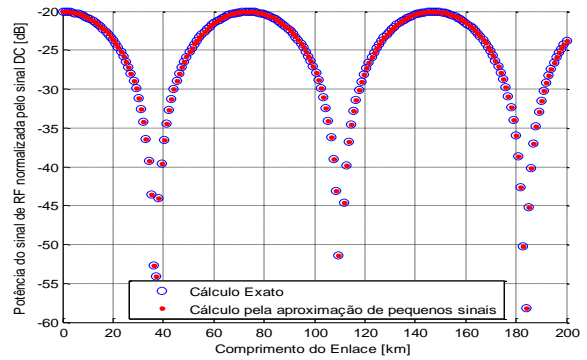


Fig. 7. Variação da potência normalizada detectada no fotodetector do sinal de RF (10 GHz) quando o índice de modulação $m_i=0,1$.

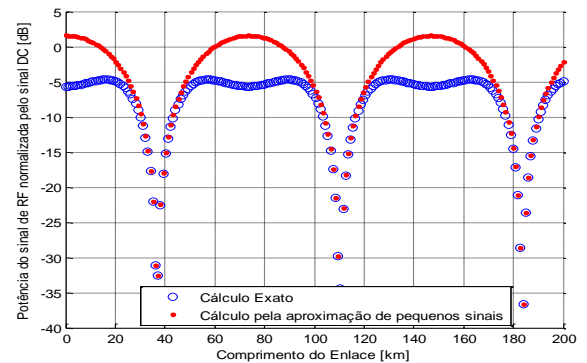


Fig. 8. Variação da potência normalizada detectada no fotodetector do sinal de RF (10 GHz) quando o índice de modulação $m_i=1,2$.

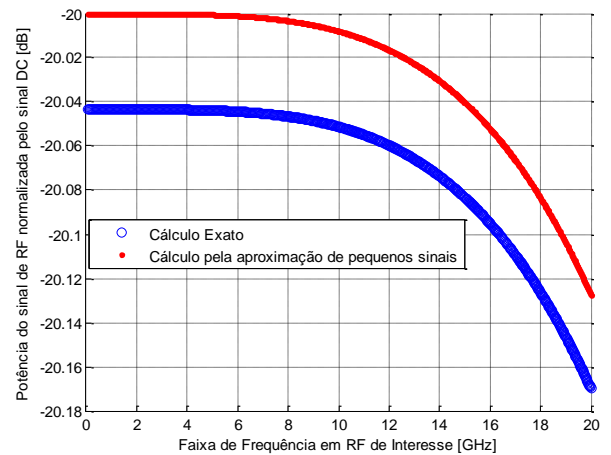


Fig. 9. Variação da potência normalizada detectada no fotodetector do sinal de RF em função da variação de frequência quando o índice de modulação $m_i=0,1$.

O ganho de potência do sinal de RF em enlaces analógicos a fibra óptica para WDM, calculado com o auxílio do teorema de Graf é:

$$G = \frac{4\eta_D^2 \alpha_g^2 (P_o^{entrada})^2}{P_{RF} Z_L} J_1^2 \left(2m_i \cos \left(\frac{1}{2} \theta_d \omega_{rf}^2 \right) \right) \quad (16)$$

Analisando (16) percebe-se que o ganho de RF depende da potência da portadora óptica.

Aplicando os dados da Tabela I em (16), observa-se o resultado apresentado na Fig. 10.

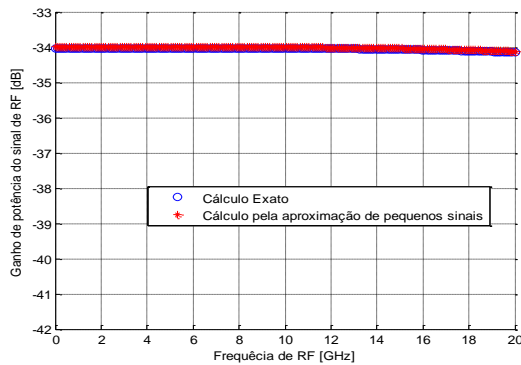


Fig. 10. Variação do ganho de potência de RF por conta do enlace a fibra óptica por WDM para um intervalo de frequência de 0,5 a 20 GHz e quando o índice de modulação $m_i=0,1$.

IV. CONCLUSÃO

A linearidade e a dispersão cromática podem limitar o ganho do enlace a fibra óptica por WDM do sinal de RF. Observando os resultados percebe-se, por conta do comprimento do enlace de 1 km, que a dispersão e os fenômenos não lineares da fibra não influenciaram a potência da portadora óptica de 20 mW. O ganho de potência de RF para este enlace a fibra óptica por WDM foi aproximadamente 34 dB para a faixa de frequência de 0,5 a 20 GHz. Os resultados para o método de cálculo aplicando o Teorema de Adição de Graf e os resultados pela aproximação para pequenos sinais foram coincidentes, tendo em vista que, com o índice de modulação (m_i) próximo de 0,10, não ocorre a transferência de energia da componente fundamental para as harmônicas. Com os limites de potência, dispersão e espaçamento entre canais ópticos sendo respeitados verificou-se que o enlace se apresenta aproximadamente linear. Essa linearidade permite a fidelidade do sinal para esta aplicação. E com estes resultados verifica-se nesse estudo inicial a possibilidade de emprego de enlace à fibra óptica por WDM de sinais de RF em geração de sinais complexos para avaliação operacional de equipamentos de GE.

REFERÊNCIAS

- [1] Coutinho, Olympio L., Almeida, Vilson R. e Oliveira, José Edimar B. “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.
- [2] Gonçalves, André Paim. Estudo experimental de enlace analógico a fibra óptica empregando WDM e sinal de RF multi-espectral. 2014. 171f. Dissertação (Mestrado em Micro-ondas e Opto-eletrônica) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.
- [3] Jemison, William D. e Paoletta, Arthur C., “Introduction to Analog Fiber-Optic Links”, RF and Microwave Applications and Systems, Chapter 9, RF and Microwave Handbook, 2ª Edição, CRC Press, 2008.
- [4] Kolner, Brian H. e Dolfi, David W., “Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator”, Applied Optics, Vol. 26, No. 17, setembro 1987.
- [5] Korotky, S. K. e Halemene, T. R., “Distortion Characteristics of Optical Directional Coupler Modulators”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, nº. 5, maio 1990.

- [6] S. P. Singh and N. Singh, “Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 73, 249–275, 2007.
- [7] Chraplyvy, Andrew R., “Limitations on Lightwave Communications Imposed by Optical-Fiber Nonlinearities”, Journal of Lightwave Technology, VOL. 8, Nº. 10, outubro 1990.
- [8] Goff, David R., “The Effects of Fiber Nonlinearities”, Director of Engineering Olson Technology, Inc. 6 Feb 2007.
- [9] Toulouse, J., “Optical Nonlinearities in Fibers: Review, Recent Examples, and Systems Applications”, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 23, Nº. 11, novembro 2005.
- [10] Chomycz, Bob, “Planning Fiber Optic Networks”, McGraw-Hill Companies– 2009.