

Efeito da dispersão cromática no sinal BPSK em um enlace óptico com modulação de intensidade e detecção direta

Antonio Alves Ferreira Júnior, Alan Lima Lemes, Luís Antônio Ribeiro Scudeler, Tony Eduardo dos Santos de Carvalho, José Antônio Justino Ribeiro & José Edimar Barbosa Oliveira

Abstract—This paper addresses the subject of optical fiber chromatic dispersion effect on the performance of a long-haul analog photonic link for RF and microwave signals transmission. An intensity modulation and direct-detection link model by using a dual-drive Mach-Zehnder modulator and a photodetector is presented. The binary phase shift keying technique is used to modulate the RF carrier with 1Gbit/s and this signal modulates the optical carrier. An exact frequency domain analytical model is emphasized. The performance of an analog optical modulation with double and single sidebands are evaluated through eye diagram by using numerical simulations with OptiSystem software.

Index Terms—Analog optical fiber link, binary phase shift keying, chromatic dispersion, dual-drive Mach-Zehnder modulator.

Resumo—Este trabalho avalia o efeito da dispersão cromática da fibra óptica no desempenho de um enlace fotônico analógico de longa distância para transmissão de sinais de RF e micro-ondas. Utiliza-se a modulação em intensidade por meio de um modulador Mach-Zehnder com dupla excitação e a detecção direta por um fotodetector. Utiliza-se a modulação binária por chaveamento de fase para inserir a informação na portadora de RF a uma taxa de 1Gbit/s que irá modular o sinal óptico. Enfatiza-se o modelo analítico exato do enlace fotônico no domínio da frequência. Serão comparados os desempenhos das modulações ópticas analógicas com bandas laterais única e dupla através do diagrama de olho, utilizando simulações numéricas com o programa OptiSystem.

Palavras chave—Dispersão cromática, enlace analógico a fibra óptica, modulação binária por chaveamento de fase, modulador Mach-Zehnder com dupla excitação.

I. INTRODUÇÃO

A utilização da tecnologia fotônica em micro-ondas tem assumido papel importante na interconectividade global, sendo os setores comercial e militar os principais demandantes. A área de fotônica em micro-ondas contempla a geração, o processamento e a transmissão de sinais de radiofrequência

(RF) e micro-ondas utilizando dispositivos fotônicos. Possui aplicações como filtros fotônicos de micro-ondas, na transmissão de sinais de rádio-sobre-fibra (RoF), em alimentação remota e em arranjos de antenas, etc. [1],[2].

Os enlaces analógicos fotônicos têm atraído um interesse em sistemas de radar, acesso para comunicações RoF, redes de faixa larga para televisão a cabo, comunicação entre satélites, guerra eletrônica, conversão de sinais de RF, instrumentação, caracterização de dispositivos fotônicos, geração de formas de onda arbitrárias, etc. [3]-[23]. Há muitos esforços em pesquisa e desenvolvimento de técnicas de transmissão de sinais de RoF utilizando dispositivos fotônicos para as modulações ópticas analógicas com bandas laterais única (OSSB) e dupla (ODSB), investigadas neste trabalho [24]-[31].

A ampla largura de faixa e a baixa perda da fibra óptica motiva o interesse pela implementação de soluções assistidas por dispositivos fotônicos para comunicações de longas distâncias e de alta capacidade. A maioria dos serviços de voz, dados e vídeo são transportadas utilizando fibras ópticas, formando uma rede óptica global interconectada. O aumento na transmissão com alta capacidade e o baixo custo por informação transmitida por fibra, que aumenta em torno de 60% ao ano, motiva as pesquisas em sistemas ópticos com alta eficiência espectral [32]. Têm sido propostos formatos de modulações ópticas avançados nas modernas comunicações a fibra óptica [32]-[39].

Este trabalho avalia o efeito da dispersão cromática de uma fibra óptica monomodo padrão (SMF) linear no desempenho de um enlace para transmissão de sinais de RF e micro-ondas. Utiliza-se a modulação em intensidade e detecção direta (IM-DD) através de dispositivos fotônicos. Emprega um modulador eletro-óptico externo integrado do tipo Mach-Zehnder com dupla excitação (DD-MZM) e um fotodetector (PD). Será utilizada a modulação binária por chaveamento de fase (BPSK) em banda passante para inserir a informação na portadora de RF a uma taxa de 1Gbit/s e que irá modular o sinal óptico proveniente do diodo laser (LD). Neste estudo inicial, optou-se pela modulação BPSK por sua simplicidade de implementação, comparada às outras de alto nível. Serão comparados os desempenhos das modulações OSSB e ODSB, obtidas com o circuito eletrônico de excitação do DD-MZM. Enfatiza-se o modelo analítico exato do enlace no domínio da frequência e com simulações numéricas. Utiliza-se o programa

Manuscrito recebido em 25 de setembro de 2014. Revisado em 31 de outubro de 2014.

A. A. Ferreira Júnior (antonioa@inatel.br), A. L. Lemes (alan.lima@gee.inatel.br), L. A. R. Scudeler (scudeler@gee.inatel.br), T. E. S. Carvalho (tony@gee.inatel.br) e J. A. J. Ribeiro (justino@inatel.br) pertencem ao Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Santa Rita do Sapucaí - MG, Brasil.

J. E. B. Oliveira é professor titular do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos - SP, Brasil.

computacional OptiSystem e validam-se os resultados com o auxílio da análise gráfica do diagrama de olho.

A modelagem do enlace fotônico no domínio da frequência para a transmissão de sinais de RF é apresentada na Seção II. A técnica de geração e de recepção da modulação BPSK em banda passante e algumas de suas características estão na Seção III. Os resultados das simulações numéricas são discutidos na Seção IV e a Seção V é dedicada aos comentários finais.

II. MODELAGEM DO ENLACE FOTÔNICO EM MICRO-ONDAS

O diagrama em blocos simplificado de um enlace a fibra óptica é apresentado na Fig. 1 [40]. O sinal elétrico é convertido em um sinal óptico (conversão E/O) utilizando modulação direta ou externa, e será transmitido através da fibra óptica. No receptor, um diodo fotodetector recupera o sinal de informação (conversão O/E). A distância para a transmissão do sinal óptico será limitada pela dispersão cromática da fibra. Também pode sofrer efeitos não-lineares se a potência óptica ultrapassar os valores que excitam estes efeitos. É importante minimizá-los visando à melhoria da qualidade do sinal e do desempenho do sistema [41].

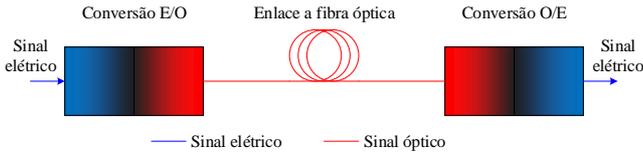


Fig. 1. Diagrama em blocos simplificado de um enlace para comunicações utilizando fibra óptica.

Este artigo é baseado na representação esquemática do enlace IM-DD da Fig. 2(a). No transmissor, o diodo laser (LD) gera uma portadora óptica no comprimento de onda desejado que é modulada pelo sinal de RF, com o DD-MZM. Aplica-se a uma fibra óptica monomodo padrão (SMF) linear e dispersiva e na saída do fotodetector (PD) recupera-se o sinal de RF. Os efeitos não-lineares da fibra não foram considerados neste trabalho. Outros trabalhos realizaram uma análise dos efeitos da dispersão cromática no desempenho do enlace com as expressões na forma de séries infinitas [42], e apresentado com soluções fechadas sob a condição de pequenos sinais [43].

O DD-MZM possui uma função importante, pois possibilita a implementação em faixa larga das modulações ópticas analógicas com bandas laterais única (OSSB) e dupla (ODSB) [42],[43]. Estas modulações podem ser obtidas com o circuito eletrônico de excitação do DD-MZM (Fig. 2(b)) ajustando a fase dos sinais elétricos aplicados aos seus eletrodos [44]. No DD-MZM, os sinais de RF, neste trabalho chamados de sinais de modulação, devem gerar um campo elétrico com distribuição espacial e temporal adequados para se conseguir alguns requisitos de desempenho como baixo consumo e grande largura de faixa [45],[46]. É importante ressaltar que o DD-MZM e o PD com lei quadrática são dispositivos não-lineares e introduzem distorções de RF no sistema.

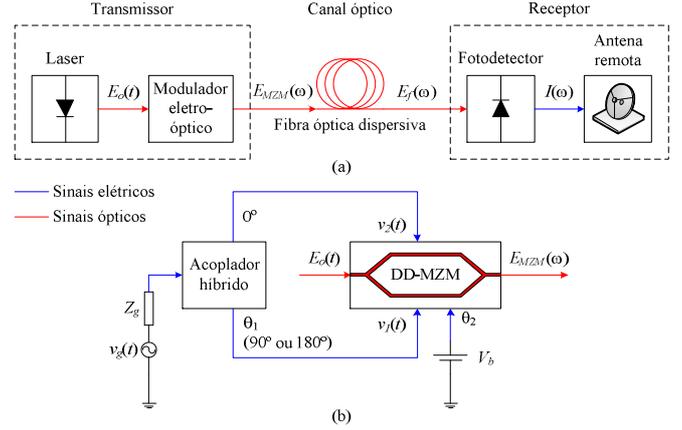


Fig. 2. (a) Representação esquemática do enlace a fibra óptica com IM-DD. (b) Circuito eletrônico do DD-MZM.

O campo óptico na saída do LD, na forma complexa, é proporcional a [47]

$$E_o(t) \propto \sqrt{2P_o} e^{j\omega_o t} \quad (1)$$

onde ω_o é a frequência angular da portadora óptica e P_o é a potência óptica. Utilizando a transformada de Fourier e as expansões de Jacobi-Anger [48], o campo na saída do DD-MZM, no domínio da frequência, é dado por

$$E_{MZM}(\omega) = 2\pi\alpha_{MZM} \sqrt{2P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \delta(\omega - \omega_o - n\omega_{RF}) \quad (2a)$$

$$a_n = j^n \left[\sqrt{a} J_n(m_1) e^{j(n\theta_1 + \theta_2)} + \sqrt{b} J_n(m_2) \right], \quad (2b)$$

onde ω_{RF} é a frequência angular do sinal de RF, θ_1 é a diferença de fase entre os sinais de RF aplicados ao DD-MZM, θ_2 é a diferença de fase entre os sinais de polarização do DD-MZM, α_{MZM} é a perda por inserção do DD-MZM dada por $10^{-\alpha_{MZMdB}/20}$. O símbolo δ é a função delta de Dirac e $J_n(\cdot)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem n . Os valores de a e b são, respectivamente, $r_1 r_2$ e $(1 - r_1)(1 - r_2)$ sendo r_1 e r_2 os coeficientes de transmissão de potência nas junções Y de entrada e de saída do DD-MZM [49]. Os índices de modulação m_1 e m_2 são, respectivamente,

$$m_1 = \frac{\pi V_1}{2V_\pi} \quad (3a)$$

$$m_2 = \frac{\pi V_2}{2V_\pi} \quad (3b)$$

sendo V_1 e V_2 as amplitudes dos sinais de RF nos eletrodos do DD-MZM e V_π é a tensão de chaveamento de meia-onda do modulador. Os índices de modulação relacionam-se com a potência e a impedância da fonte de RF, e com a impedância de entrada do DD-MZM [50].

No conjunto de equações (2a) e (2b) o campo óptico na saída do DD-MZM consiste de uma série infinita. A portadora óptica (ω_o) possui infinitas bandas laterais com frequências múltiplas de $n\omega_{RF}$, dadas por $\omega = \omega_o + n\omega_{RF}$, com amplitudes a_n . A análise em pequenos sinais permite identificar os requisitos do circuito eletrônico para obtenção dos formatos de modulação analógica óptica [51]. Para os casos OSSB e ODSB, as condições para o par dos parâmetros (θ_1, θ_2) são $(\pi/2, \pi/2)$ e $(\pi, \pi/2)$, respectivamente. A Fig. 3 ilustra o espectro óptico na saída do DD-MZM para as duas situações, com a frequência do sinal de RF igual a 10GHz e sem modulação, utilizando o programa computacional OptiSsystem [52].

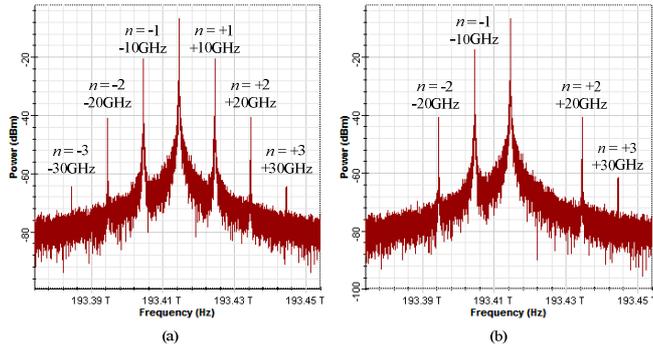


Fig. 3. Espectro óptico na saída do DD-MZM: (a) ODSB e (b) OSSB. A portadora de RF não está modulada.

O sinal de saída do DD-MZM será aplicado a uma SMF linear e dispersiva com comprimento L (km). Em torno da frequência da portadora óptica (ω_o), a resposta em frequência é considerada constante em amplitude, com atenuação dada por $|H(\omega)| = 10^{-\alpha L/20} = \alpha_f$, sendo α em dB/km. O fator de fase, $\beta(\omega)$ (rad/m), possui dependência com o desvio de frequência angular ($\Delta\omega$) em torno de ω_o , sendo útil sua expansão na série de Taylor. Será considerado apenas o termo quadrático desta expansão. Nesta condições, a função de transferência da SMF pode ser expressa por [53]

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\frac{1}{2}\beta_2(\Delta\omega)^2} \quad (4)$$

onde β_2 é o parâmetro dispersão da velocidade de grupo, relacionado com o parâmetro dispersão cromática da fibra (D) dado em ps/(nm.km), com o comprimento de onda da portadora óptica (λ_o) e com a velocidade de propagação da luz no vácuo (c) [54]. Seu valor é obtido com

$$\beta_2 = -\frac{D\lambda_o^2}{2\pi c}. \quad (5)$$

O campo elétrico na saída da fibra possui infinitas componentes espectrais, cada uma com um deslocamento de fase específico introduzido pelo efeito da dispersão cromática. Após a propagação por um comprimento L , tem-se

$$E_f(\omega) = 2\pi\alpha_{MZM}\alpha_f\sqrt{2P_o}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\delta(\omega-\omega_o-n\omega_{RF})\times a_n e^{j\frac{1}{2}(n\omega_{RF})^2\beta_2L} \quad (6)$$

A corrente elétrica na saída do PD é proporcional à intensidade óptica aplicada. O teorema da convolução pode ser aplicado para reescrever a expressão no domínio do tempo do sinal de RF na saída do PD no domínio da frequência, da forma [55],[56]

$$I(\omega) \propto \Re\{E_f(\omega) * E_f^*(-\omega)\} \quad (7)$$

onde o símbolo $*$ representa a convolução e \Re é a responsividade do PD em ampères por watt (A/W). Observa-se que o batimento entre as componentes espectrais ópticas gera os harmônicos do sinal de modulação de RF original.

Após algumas manipulações algébricas, aplicando o teorema da adição das funções de Bessel [57], considerando os índices de modulações iguais ($m_1 = m_2 = m$) e que o DD-MZM possui razão de extinção infinita ($r_1 = r_2 = 0,5$), a corrente total de RF detectada é dada por [58]

$$I(N\omega_{RF}) = 10^{\frac{-\alpha_{dB}L}{10}} \frac{\Re P_o}{4} \times (-1)^N \left\{ e^{jN\theta_1} + 1 \right\} J_N \left[2m \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right] + e^{jN\frac{\theta_1}{2}} \left\{ e^{j\theta_2} J_N \left[2m \sin\left(\frac{\phi + \theta_1}{2}\right) \right] + e^{-j\theta_2} J_N \left[2m \sin\left(\frac{\phi - \theta_1}{2}\right) \right] \right\} \quad (8a)$$

onde

$$\phi = N\omega_{RF}^2\beta_2(\omega_o)L. \quad (8b)$$

Ressalta-se que (8) foi obtida sem aproximações e permite a análise com altos índices de modulação [59], diferente das abordagens na condição de pequenos sinais [42],[43]. É uma expressão analítica exata e sintetiza o enlace analógico fotônico utilizando uma fibra óptica linear e dispersiva. Fornece resultado final preciso, pois inclui todos os produtos harmônicos provenientes das bandas laterais do sinal óptico no PD. Permite recuperar resultados teóricos e práticos de publicações anteriores [43],[60]. O modelo leva em consideração parâmetros de interesse prático como índice de modulação, polarização, diferença de fase e perda por inserção do DD-MZM. Leva em conta, também, a atenuação, a dispersão, o comprimento da fibra, a potência e o comprimento de onda do LD, a responsividade do PD e a frequência do sinal de RF.

A Fig. 4 mostra o comportamento da potência de RF detectada em função do comprimento da fibra (L), para os casos ODSB ($\theta_1, \theta_2 = \pi, \pi/2$) e OSSB ($\theta_1, \theta_2 = \pi/2, \pi/2$). Os valores estão normalizados com relação ao nível DC detectado. Considerou-se a frequência fundamental do sinal de RF ($N = 1$) igual a 10GHz. Observa-se, para a situação ODSB, que há valores de L os quais não há potência de RF detectada, sendo aproximadamente 37km, 110km e 184km. Isto é devido à dispersão cromática no deslocamento de fase das componentes espectrais ópticas que se propagam pela fibra. Para o tom fundamental, as duas bandas laterais ópticas alimentam o PD com fases opostas, provocando o cancelamento da respectiva componente espectral de RF após o batimento. Os valores de L para os quais há máxima potência detectada são, aproximadamente, 73km e 147km. Para o caso OSSB, como há apenas uma das bandas laterais, o efeito da dispersão cromática é menos sensível, resultando em uma resposta plana.

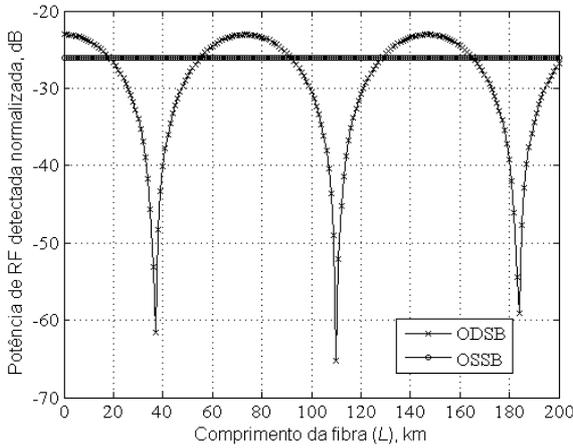


Fig. 4. Potência de RF detectada normalizada com relação ao nível DC em função do comprimento da fibra (L), com $f_{RF} = 10\text{GHz}$ ($N = 1$) para os casos ODSB ($\theta_1, \theta_2 = \pi, \pi/2$) e OSSB ($\theta_1, \theta_2 = \pi/2, \pi/2$).

III. MODULAÇÃO BINÁRIA POR CHAVEAMENTO DE FASE

A modulação BPSK em banda passante (*binary phase shift keying*) será utilizada na portadora de RF $v_g(t)$ (Fig. 2(b)). Os sistemas que utilizam modulações digitais podem conter em seus receptores as formas de detecções coerente ou não-coerente. A escolha considera uma solução de compromisso entre complexidade e desempenho.

Neste estudo, optou-se pela modulação BPSK por sua simplicidade de implementação, comparada às outras de alto nível. Na recepção, escolheu-se a detecção coerente, considerando que no sistema de comunicação há sincronismo entre as portadoras de transmissão e de recepção. Para a detecção não-coerente normalmente utiliza-se a modulação DBPSK (*differential binary phase shift keying*). Os dois tipos apresentam uma estrutura bastante similar no transmissor. A diferença é que na modulação DBPSK existe a presença de um codificador diferencial e de um bloco de atraso no transmissor. No receptor, a estrutura do BPSK possui a vantagem de simplificação do circuito, com um único ramo para realizar a

decodificação do sinal recebido. O DBPSK utiliza dois ramos, pois há a necessidade de obter uma compensação devido à falta de sincronismo entre as portadoras de transmissão e de recepção [61],[62].

Em termos de eficiência de potência, a BPSK possui uma considerável vantagem sobre a DBPSK. Um sistema com maior eficiência de potência é aquele que produz menor taxa de erro para um dado valor de E_b/N_0 , sendo E_b a energia de bit e N_0 a densidade espectral de potência do ruído. Para manter a mesma probabilidade de erro de bit, a modulação DBPSK necessita aproximadamente o dobro de potência da modulação BPSK [53],[61],[62].

No modulador BPSK em banda passante, Fig. 5(a), cada símbolo transporta $k = \log_2(M)$ bits de informação, onde M é a ordem da modulação. Neste caso, k é igual a 1, pois $M = 2$. Os períodos de bit (T_b) e de símbolo (T) serão iguais ($T = kT_b$) e, conseqüentemente, as taxas de bit e de símbolo também serão iguais. O sinal BPSK em banda passante é dado por [62]

$$s_1(t) = \sqrt{E_b} \phi_1(t) \quad (9a)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b} \phi_1(t) \quad (9b)$$

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (9c)$$

onde f_c é a frequência da portadora de RF (f_{RF}) e igual a n_c/T_b com n_c inteiro, $\phi_1(t)$ é a função base para a modulação BPSK, e $0 \leq t < T_b$. Os sinais em (9a) e (9b) caracterizam uma sinalização antipodal, pois $s_1(t) = -s_2(t)$. Para a detecção coerente é necessário que as funções base de transmissão e de recepção estejam em sincronismo de fase (ou coerência de fase).

No demodulador, Fig. 5(b), será necessário apenas um bloco correlator pelo fato de esta modulação (unidimensional) utilizar somente uma função base. Salienta-se que a diferença de um símbolo para o outro é a polaridade. O bloco S&H (*sample and hold*), amostragem com retenção, retém a amostra da correlação com a função base em um período de símbolo. É feito para que a decisão do símbolo estimado não mude antes que o próximo intervalo de símbolo tenha início. Na saída, a amostra é comparada com zero obtendo-se o bit estimado [62].

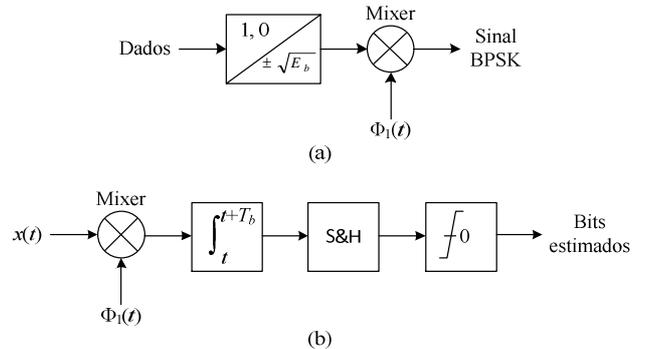


Fig. 5. (a) Modulador BPSK em banda passante. (b) Demodulador BPSK.

Os sinais modulados podem ser representados por um sinal com componentes em fase e em quadratura, da forma

$$s(t) = s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t). \quad (10)$$

Um sinal BPSK não possui a componente em quadratura, dada pelo segundo termo, e $s_I(t)$ é uma sequência aleatória bipolar de pulsos retangulares com amplitude $\pm\sqrt{2E_b/T_b}$ em um período de bit ($0 \leq t < T_b$). A densidade espectral de potência (DEP) do sinal BPSK em banda passante é ilustrada na Fig. 6 e dada por [62]

$$S_{BP}(f) = \frac{1}{4}[S_{BB}(f - f_c) + S_{BB}(f + f_c)] = \frac{E_b}{2} \left\{ \text{sinc}^2[(f - f_c)T_b] + \text{sinc}^2[(f + f_c)T_b] \right\}. \quad (11)$$

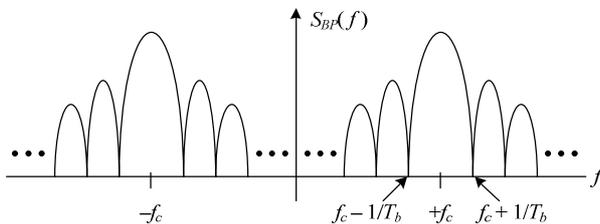


Fig. 6. Densidade espectral de potência (DEP) para um sinal BPSK.

A eficiência espectral é a relação da taxa de bits e a faixa de frequências ocupada, dada em bit/s/Hz. Considerando somente a banda ocupada pelo lobo principal da DEP, tanto a BPSK quanto a DBPSK apresentam a mesma eficiência espectral, igual a 0,5bit/s/Hz [62].

IV. RESULTADOS E SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Os resultados das simulações numéricas foram obtidos com o programa computacional OptiSystem [52]. Através do diagrama de olho, serão avaliados o efeito da dispersão cromática da fibra e das não-linearidades do DD-MZM e do PD no desempenho do sistema. O diagrama de olho permite a verificação da influência de ruído e de interferência intersimbólica, sendo importante para a avaliação da qualidade dos sinais em comunicações digitais [62]. Os ruídos gerados pelos circuitos não foram considerados, pois o interesse é o efeito da dispersão cromática da fibra. Serão avaliadas as modulações ópticas ODSB e OSSB, modulação BPSK, $f_{RF} = 10\text{GHz}$ ($N = 1$), taxa de bit igual a 1Gbit/s, $P_o = 0\text{dBm}$, $\lambda_o = 1550\text{nm}$, $D = 17\text{ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$, $\alpha = 0,2\text{dB}/\text{km}$, $\mathfrak{R} = 1\text{A}/\text{W}$. O comprimento da fibra óptica (L) será ajustado em valores de interesse com referência à Fig. 4.

Para implementar o modulador BPSK em banda passante (Fig. 7) utilizou-se um bloco responsável por gerar bits aleatórios em determinada taxa. O codificador de linha NRZ (*Non-return-to-zero*) foi utilizado para transformar a sequência de bits em informação elétrica. A informação representada por pulsos retangulares, com duração T_b , é multiplicada por uma portadora cossenoidal em 10GHz gerando o sinal BPSK em banda passante. A Fig. 8 mostra a constelação (espaço de sinais) da modulação BPSK.

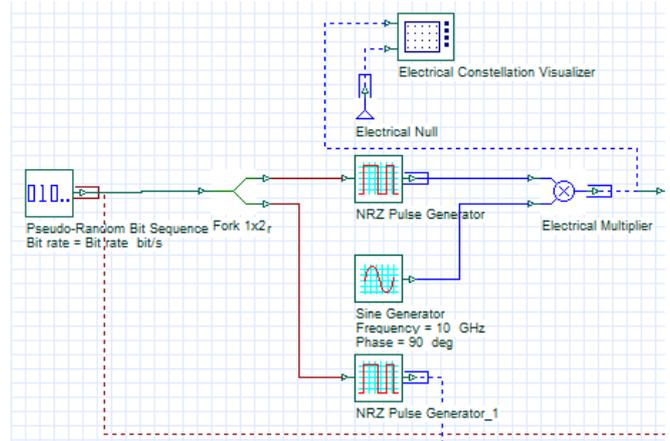


Fig. 7. Implementação do modulador BPSK em banda passante no OptiSystem.

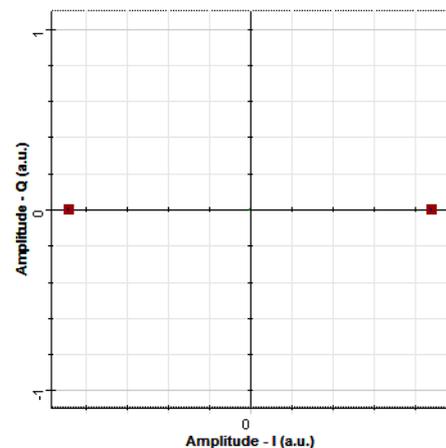


Fig. 8. Constelação (espaço de sinais) da modulação BPSK.

A Fig. 9 mostra a implementação da parte fotônica do sistema de comunicação com o transmissor (LD, DD-MZM e circuito eletrônico), canal óptico (fibra) e receptor (PD). A portadora de RF em 10GHz é modulada digitalmente em BPSK a uma taxa de 1Gbit/s e será aplicada ao DD-MZM. A portadora óptica, em 1550nm, será modulada por este sinal e na saída do DD-MZM pode-se obter as modulações ODSB ou OSSB, dependendo do ajuste de fase (θ_1) entre os sinais de RF, através do defasador elétrico. A Fig. 10 apresenta o espectro óptico na saída do DD-MZM para as situações ODSB e OSSB, respectivamente. Aplica-se à fibra óptica linear e dispersiva e o sinal de RF é recuperado após o PD.

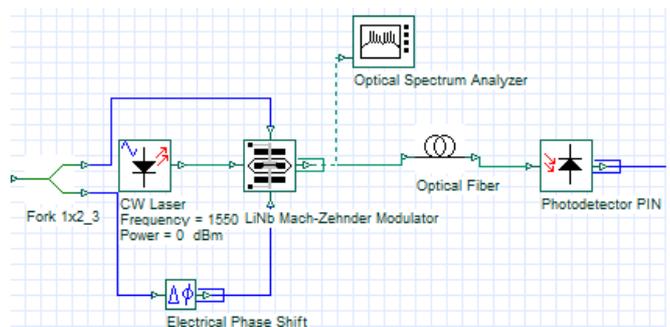


Fig. 9. Implementação da parte fotônica do sistema de comunicação no OptiSystem.

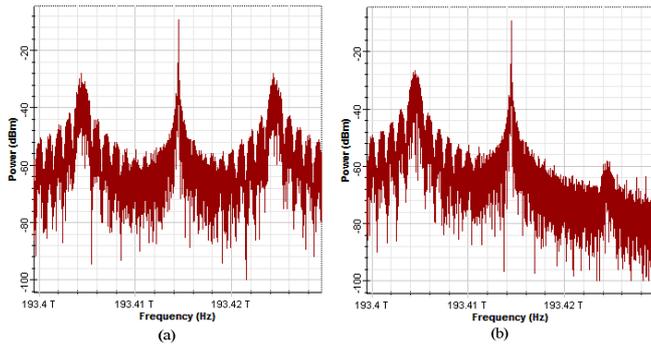


Fig. 10. Espectro óptico na saída do DD-MZM: (a) ODSB e (b) OSSB. A portadora de RF em 10GHz foi modulada em BPSK a uma taxa de 1Gbit/s.

A Fig. 11 mostra a implementação do demodulador BPSK. Após a recuperação do sinal de RF pelo PD, faz-se a correlação que consiste em multiplicar o sinal recebido pela função base e integrar em um período de bit. Foi considerada uma detecção coerente, do ponto de vista elétrico. Ou seja, as funções base de transmissão e de recepção estão sincronizadas. Com o resultado da correlação, compara-se com o limiar zero pelo bloco *M-ary Threshold Detector* e realiza-se a decisão pela informação recebida.

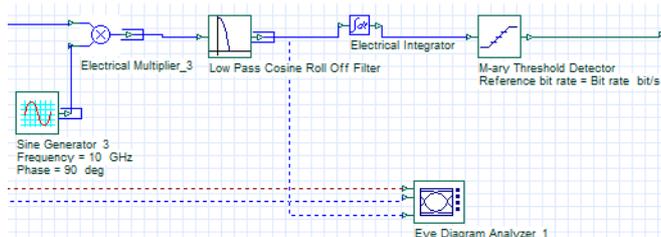


Fig. 11. Implementação do demodulador BPSK no OptiSystem.

A Fig. 12 mostra o diagrama de olho para o ODSB com L ajustado nos valores em que a potência de RF detectada é máxima e mínima, de acordo com a Fig. 4. Nas Figuras 12(a), (c) e (e), pontos de máximo em 0km, 73km e 147km, respectivamente, os diagramas de olho estão abertos. Nas Figuras 12(b), (d) e (f), pontos de mínimo em 37km, 110km e 184km, respectivamente, os diagramas de olho estão degradados. Para o OSSB, curva plana na Fig. 4 sem pontos de potência nula, os diagramas de olho da Fig. 13 estão abertos, resultando em uma boa recepção do sinal em uma ampla faixa de valores de L .

Os resultados da Fig. 4 foram obtidos com a portadora de RF sem modulação. Nas Figuras 12 e 13 o sinal foi modulado digitalmente e o efeito da dispersão na taxa de bit deve ser levado em consideração. Há critérios para estimar o efeito da dispersão acumulada contemplando a taxa de bit, o comprimento e o parâmetro de dispersão da fibra e a largura espectral do laser [53],[54].

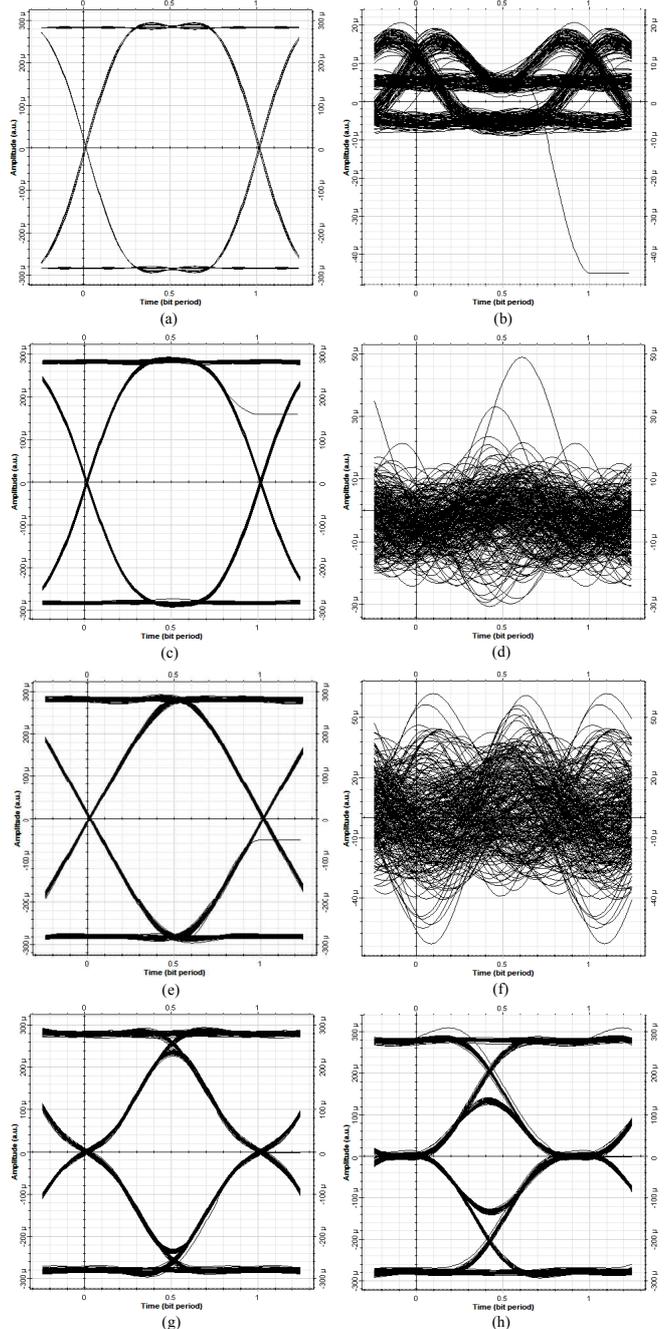


Fig. 12. Diagramas de olho para o caso ODSB com L igual a: (a) 0km, (b) 37km, (c) 73km, (d) 110km, (e) 147km, (f) 184km, (g) 220km e (h) 294km.

Para 220km e 294km, outros dois pontos de máximo para o caso ODSB, os diagramas de olho começam a se degradar (fechar) devido a este efeito, à medida que L aumenta, e o mesmo ocorre no OSSB. Estes resultados são apresentados nas Figuras 12(g) e (h), e 13(g) e (h).

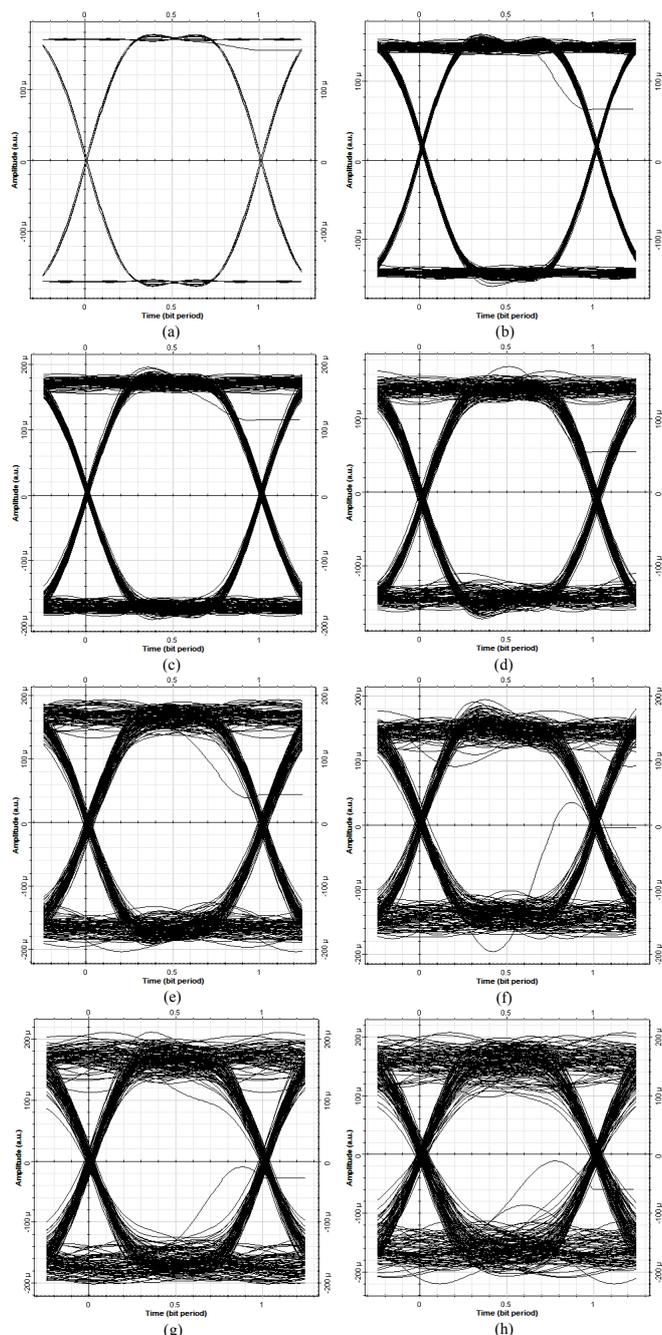


Fig. 13. Diagramas de olho para o caso OSSB com L igual a: (a) 0km, (b) 37km, (c) 73km, (d) 110km, (e) 147km, (f) 184km, (g) 220km e (h) 294km.

Portanto, a previsão do modelo teórico está de acordo com os resultados obtidos com as simulações numéricas. Conclui-se que a modulação OSSB é menos sensível aos efeitos da dispersão cromática da fibra óptica [42],[43]. Por outro lado, a modulação ODSB possui o dobro da potência no sinal fotodetectado [50]. Além disso, o efeito da dispersão acumulada para a transmissão de sinais digitais neste enlace deve ser levado em consideração visando garantir a boa qualidade do sinal recebido [53],[54].

V. COMENTÁRIOS FINAIS

Apresentou-se um modelo analítico exato no domínio da frequência que permite verificar os efeitos da dispersão cromática da fibra óptica no desempenho de um enlace de comunicação fotônico na transmissão de sinais de RoF modulados digitalmente. O efeito da dispersão acumulada deve ser um parâmetro de projeto para garantir a qualidade do sinal digital recebido.

Considerou-se a modulação em intensidade e detecção direta (IM-DD) através de dispositivos fotônicos, com um modulador eletro-óptico externo integrado do tipo Mach-Zehnder com dupla excitação (DD-MZM) e um fotodetector (PD). Neste estudo, mostraram-se a forma de geração de sinais BPSK em banda passante e a recepção com detecção coerente, no domínio elétrico. Utilizou-se a análise gráfica do diagrama de olho para avaliar o desempenho do sistema.

As previsões teóricas da modelagem foram corroboradas através dos resultados das simulações numéricas com o programa computacional OptiSystem. Observou-se que a modulação OSSB é menos sensível ao efeito da dispersão cromática da fibra, comparada com a ODSB. Estes resultados permitem auxiliar o projeto dos modernos sistemas de comunicação de alta capacidade e de longas distâncias.

Estão sendo realizados estudos para incluir na modelagem as descrições analíticas das formas de onda de outros formatos avançados de modulação digital. Será avaliado o desempenho do sistema através de outras figuras de mérito, como a probabilidade de erro de bit, levando em consideração os efeitos provocados pelas fontes de ruído.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Yao, "A tutorial on microwave photonics I," *IEEE Photonics Society Newsletter*, vol. 26, no. 2, pp. 4-12, April 2012.
- [2] J. Yao, "A tutorial on microwave photonics II," *IEEE Photonics Society Newsletter*, vol. 26, no. 3, pp. 5-12, June 2012.
- [3] J. Capmany, P. Muñoz, "Integrated Microwave Photonics for Radio Access Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 16, pp. 2849-2861, August 2014.
- [4] J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret, S. Sales, "Microwave Photonic Signal Processing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 571-586, February 2013.
- [5] K. Kitayama, A. Hiramatsu, M. Fukui, T. Tsuritani, N. Yamanaka, S. Okamoto, M. Jinno, M. Koga, "Photonic Network Vision 2020 - Toward Smart Photonic Cloud," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 16, pp. 2760-2770, August 2014.
- [6] A. J. Seeds, K. J. Williams, "Microwave Photonics," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4628-4641, December 2006.
- [7] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, "A Tutorial on Microwave Photonic Filters," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, January 2006.
- [8] J. Martí, J. Capmany, "Microwave Photonics and Radio-over-Fiber Research," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no.4, pp. 96-105, June 2009.
- [9] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, P. Gamage, K.-L. Lee, Y. Yang, D. Novak, R. Waterhouse, "Fiber-Wireless Networks and Subsystem Technologies," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 390-405, February 2010.
- [10] W. Li, W. T. Wang, N. H. Zhu, "Photonic Generation of Radio-Frequency Waveforms Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator," *IEEE Photonics Journal*, vol. 6, no. 3, pp. 1-8, June 2014.

- [11] J. Li, X. Zhang, B. Hraimel, T. Ning, L. Pei, K. Wu, "Performance analysis of photonic-assisted periodic triangular-shaped pulses generator," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 11, pp. 1617-1624, June 2012.
- [12] V. J. Urick, F. Bucholtz, J. D. McKinney, P. S. Devgan, A. L. Campillo, J. L. Dexter, K. J. Williams, "Long-Haul Analog Photonics," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 8, pp. 1182-1205, April 2011.
- [13] P.-Y. Wu, H.-H. Lu, C.-L. Ying, C.-Y. Li, H.-S. Su, "An Upconverted Phase-Modulated Fiber Optical CATV Transport System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 16, pp. 2422-2427, August 2011.
- [14] S. Zhang, R. Lu, D. Chen, S. Liu, Y. Liu, "High-frequency characterization of an optical phase modulator with phase modulation-to-intensity modulation conversion in dispersive fiber," *Chinese Science Bulletin*, vol. 57, no. 22, pp. 2929-2933, August 2012.
- [15] M. Wang, J. Yao, "Optical vector network analyzer based on unbalanced double-sideband modulation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 8, pp. 753-756, April 2013.
- [16] Z. Tang, S. Pan, J. Yao, "A high resolution optical vector network analyzer based on a wideband and wavelength-tunable optical single-sideband modulator," *Optics Express*, vol. 20, no. 6, pp. 6555-6560, March 2012.
- [17] M. Xue, Y. Zhao, X. Gu, S. Pan, "Performance analysis of optical vector networks analyzer based on optical single-sideband modulation," *Journal of Optical Society of America B*, vol. 30, no. 4, pp. 928-933, April 2013.
- [18] A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, R. H. Souza, N. A. Roso, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, "Large Signal Analysis of Photonic-Assisted Millimeter Wave Upconversion Using Mach-Zehnder Modulators," in *16th SBMO e 11th CBMag - MOMAG 2014*, pp. 518-523, 2014.
- [19] A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, "Analytical Model of chromatic dispersion effect in an analog fiber link with RF up-conversion," *Revista Telecomunicações*, vol. 15, no. 2, pp. 55-64, Outubro 2013.
- [20] Y. Gao, A. Wen, Q. Yu, N. Li, G. Lin, S. Xiang, L. Shang, "Microwave Generation With Photonic Frequency Sextupling Based on Cascaded Modulators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 12, pp. 1199-1202, June 2014.
- [21] R. Q. Shaddad, A. B. Mohammad, S. A. Al-Gailani, A. M. Al-Hetar, "Optical Frequency Upconversion Technique for Transmission of Wireless MIMO-Type Signals over Optical Fiber," *The Scientific World Journal*, vol. 2014, pp. 1-14, 2014.
- [22] Z. Zhu, S. Zhao, Y. Li, X. Chu, X. Wan, G. Zhao, "A generalized time-domain model for nonlinear inter-satellite microwave photonics links under dual-tone modulation," *Optik*, vol. 124, no. 18, pp. 3278-3281, September 2013.
- [23] Z. Zhu, S. Zhao, Y. Li, X. Chu, R. Hou, "Influence of the modulation index of Mach-Zehnder modulator on intersatellite microwave photonics links with multiple RF signals," *Optics & Laser Technology*, vol. 47, pp. 131-136, April 2013.
- [24] J. Xiong, R. Wang, T. Pu, L. Lu, T. Fang, Z. Wei, G. Sun, J. Zheng, P. Xiang, "A Novel Approach to Realizing SSB Modulation With Optimum Optical Carrier to Sideband Ratio," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 12, pp. 1114-1117, June 2013.
- [25] Y. Zhang, F. Zhang, S. Pan, "Optical Single Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier-to-Sideband Ratio," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 7, pp. 653-655, April 2014.
- [26] Q. Huang, P.-C. Peng, S.-F. Fu, W.-Y. Yang, J.-H. Huang, H. H. Yee, "Double Sideband With Optical Carrier Suppression Scheme for Broadcasting Transmission," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 12, pp. 1172-1175, June 2014.
- [27] H. Zhang, S. Pan, M. Huang, X. Chen, "Polarization-modulated analog photonic link with compensation of the dispersion-induced power fading," *Optics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 866-868, March 2012.
- [28] S. Li, X. Zheng, H. Zhang, B. Zhou, "Compensation of dispersion-induced power fading for highly linear radio-over-fiber link using carrier phase-shifted double sideband modulation," *Optics Letters*, vol. 36, no. 4, pp. 546-548, February 2011.
- [29] G. Zhang, X. Zheng, S. Li, H. Zhang, B. Zhou, "Postcompensation for nonlinearity of Mach-Zehnder modulator in radio-over-fiber system based on second-order optical sideband processing," *Optics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 806-808, March 2012.
- [30] B. Vidal, "Analytical model for hybrid amplitude and phase modulation in dispersive radio over fiber links," *Optics Communications*, vol. 284, no. 21, pp. 5138-5143, October 2011.
- [31] B. Hraimel, X. Zhang, Y. Pei, K. Wu, T. Liu, T. Xu, Q. Nie, "Optical Single-Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier to Sideband Ratio in Radio Over Fiber Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 5, pp. 775-781, March 2011.
- [32] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662-701, February 2010.
- [33] P. J. Winzer, "Modulation and multiplexing in optical communication system," *IEEE LEOS News*, vol. 23, no. 1, pp. 4-10, February 2009.
- [34] P. J. Winzer, R.-J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, pp. 952-985, May 2006.
- [35] P. J. Winzer, R.-J. Essiambre, "Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4711-4728, December 2006.
- [36] D. H. Tran, L. N. Binh, T. L. Huynh, H. S. Tiong, "Geometrical and Phasor Representation of Multi-level Amplitude-Phase Modulation Formats and Photonic Transmitter Structures," in *IEEE TENCON 2005*, pp. 1-5, November 2005.
- [37] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, "Optical phase-shift-keyed transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 115-130, January 2005.
- [38] J. C. Cartledge, A. S. Karar, "100 Gb/s Intensity Modulation and Direct Detection," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 16, pp. 2809-2809, August 2014.
- [39] T. R. Clark, Jr., S. R. O'Connor, M. L. Dennis, "A Phase-Modulation I/Q-Demodulation Microwave-to-Digital Photonic Link," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 3039-3058, November 2010.
- [40] S. Iezekiel, "Measurements of Microwave Behavior in Optical Links," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 3, pp. 100-120, June 2008.
- [41] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, K.-L. Lee, D. Novak, R. Waterhouse, "Mitigation strategy for transmission impairments in millimeter-wave radio-over-fiber networks," *Journal of Optical Networking*, vol. 8, no. 2, pp. 201-214, February 2009.
- [42] J. L. Corral, J. Marti, J. M. Fuster, "General expressions for IM/DD dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in Mach-Zehnder electrooptical modulator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 10, pp. 1968-1976, October 2001.
- [43] L. Cheng, S. Aditya, A. Nirmalathas, "An Exact Analytical Model for Dispersive Transmission in Microwave Fiber-Optic Links Using Mach-Zehnder External Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1525-1527, July 2005.
- [44] A. Estevão, A. A. Ferreira Júnior, "Projeto e análise de circuitos acopladores e divisores de sinais na faixa de radiofrequência utilizando microlinha de fita," *Revista Telecomunicações*, vol. 16, no. 1, pp. 1-12, Agosto 2014.
- [45] C. Kitano, J. E. B. Oliveira, "Dispositivos à Óptica Integrada para Aplicações em Telecomunicações," *Revista Telecomunicações*, vol. 3, no. 2, pp. 27-38, Dezembro 2000.
- [46] J. E. B. Oliveira, J. A. J. Ribeiro, "Interfaces para Enlaces de Fibra Óptica de Alta Velocidade," *Revista Telecomunicações*, vol. 3, no. 2, pp. 65-75, Dezembro 2000.
- [47] A. Yariv, P. Yeh, P., "Photonics: Optical Electronics in Modern Communications," 6th edition, New York: Oxford University Press, 2007.
- [48] M. Abramowitz, I. Stegun, "Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables," New York: Dover Publications, 1965.
- [49] C.-T. Lin, J. Chen, S.-P. Dai, P.-C. Peng, S. Chi, "Impact of Nonlinear Transfer Function and Imperfect Splitting Ratio of MZM on Optical Up-Conversion Employing Double Sideband With Carrier Suppression Modulation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2449-2459, August 2008.
- [50] O. L. Coutinho, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, "Analysis of analog fiber optical links based on DSB+C and SSB+C modulation techniques," in *International Conference on Microwave and Optoelectronics (SBMO/IEEE MTT-S)*, pp. 439-443, July 2005.
- [51] A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, W. S. Fegadolli, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, "Effect of Fiber Optic Chromatic Dispersion on the Performance of Analog Optical Link with Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator," in *Simpósio de Aplicações Operacionais em Área de Defesa (XIV SIGE)*, pp. 119-126, 2012.
- [52] Optiwave Systems Inc. Disponível em: <http://optiwave.com>

- [53] L. N. Binh, "Guided Wave Photonics," Boca Raton: CRC Press, 2012.
- [54] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems," 4th ed., New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.
- [55] E. Vos, "Frequency Domain Approach for Optimizing Optical Frequency Multiplication System using Mach-Zehnder- and Fabry-Perot- Interferometer," in *Graduation Symposium – Eindhoven University of Technology*, pp. 1-12, August 2008.
- [56] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, S. H. Nawab, "Signals and Systems," 2nd ed., New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- [57] G. N. Watson, "A Treatise on the Theory of Bessel Functions," 2nd ed., New York: Cambridge University Press, 1995.
- [58] A. A. Ferreira Jr., O. L. Coutinho, C. S. Martins, W. S. Fegadolli, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, "Effect of Fiber Optic Chromatic Dispersion on the Performance of Analog Optical Link with External Modulation Aiming at Aerospace Applications," *Journal of Aerospace Technology and Management*, vol. 5, no. 2, pp. 205-216, April-June 2013.
- [59] A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, "Modeling of analog optical fiber link with highly nonlinear Mach-Zehnder modulator," in *Simpósio de Aplicações Operacionais em Área de Defesa (XV SIGE)*, pp. 90-96, Setembro 2013.
- [60] J. Han, B.-J. Seo, Y. Han, B. Jalali, H. R. Fetterman, "Reduction of fiber chromatic dispersion effects in fiber-wireless and photonic time-stretching system using polymer modulators," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 6, pp. 1504-1509, June 2003.
- [61] D. A. Guimarães, "Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm," Heidelberg: Springer-Verlag, 2009.
- [62] D. A. Guimarães, R. A. A. Souza, "Transmissão Digital: Princípios e Aplicações," São Paulo: Érica, 2012.

Antonio Alves Ferreira Júnior recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, em 2002, e de Mestre em Telecomunicações, em 2006, pelo Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL) de Santa Rita do Sapucaí - MG, Brasil. É doutorando em Engenharia Eletrônica e Computação, na área de micro-ondas e optoeletrônica, pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA) de São José dos Campos - SP, Brasil. No INATEL, é professor nas áreas de eletrônica analógica, circuitos elétricos e radiofrequência. Atuou no Laboratório de Desenvolvimento de Hardware do INATEL em projetos de circuitos de radiofrequência. Tem interesse em circuitos e dispositivos de radiofrequência, de micro-ondas e fotônicos, e em instrumentação eletrônica para telecomunicações.

Alan Lima Lemes nasceu em Santa Rita do Sapucaí, Estado de Minas Gerais, em 17 de janeiro de 1991. Em 2009 formou-se em Técnico de Telecomunicações pela Escola Técnica de Eletrônica "Francisco Moreira da Costa" (ETE-FMC). Atualmente cursa o décimo período de engenharia Elétrica no Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL).

Luís Antônio Ribeiro Scudeler nasceu em Santa Rita do Sapucaí em 21 de junho de 1991. Formou-se como Técnico em Telecomunicações pela Escola Técnica de Eletrônica "Francisco Moreira da Costa" em 2008. No ano seguinte, ingressou no curso superior de Engenharia de Elétrica pelo INATEL. Durante a faculdade atuou como monitor da disciplina Atividades Complementares - MATLAB (2010-2012) e participou do programa de Iniciação Científica com o tema intitulado "Transmissão de sinais digitais utilizando a tecnologia fotônica" (2013-2014). Atualmente está cursando o último ano do curso de Engenharia no INATEL.

Tony Eduardo dos Santos de Carvalho nasceu em 20 de fevereiro de 1991 na cidade de Poço Fundo, Minas Gerais. Atualmente cursa o décimo período de Engenharia Elétrica com Ênfase em Telecomunicações no Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, em Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais.

José Antônio Justino Ribeiro nasceu em Mimoso do Sul - Estado do Espírito Santo em 02 de agosto de 1946. É Engenheiro Eletricista e de Telecomunicações pelo Instituto Nacional de Telecomunicações de Santa Rita do Sapucaí (Inatel). Obteve os graus de Mestre em Engenharia Eletrônica e Doutor em Ciência no curso de Engenharia Eletrônica e Computação do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), de São José dos Campos. É professor titular do Instituto Nacional de Telecomunicações, da Universidade Federal de Itajubá e da Escola Técnica de Eletrônica Francisco Moreira da Costa, em Santa Rita do Sapucaí. Por mais de 40 anos tem-se dedicado às atividades acadêmicas de ensino e pesquisa em diferentes disciplinas de cursos de graduação, de pós-graduação e de extensão universitária. Apresentou várias conferências em congressos, seminários e encontros relacionados à engenharia de telecomunicações, nas áreas de antenas, propagação de ondas eletromagnéticas, micro-ondas e comunicações ópticas. Possui diversas publicações de caráter técnico e científico como autor ou co-autor e tem quatro livros publicados no Brasil pela Editora Érica: Comunicações Ópticas, Propagação das Ondas Eletromagnéticas, Engenharia de Micro-ondas e Engenharia de Antenas. É membro fundador da Sociedade Brasileira de Micro-ondas e Optoeletrônica, membro da Sociedade Brasileira de Automática, da Associação Brasileira de Ensino de Engenharia, do Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) e da International Society for Optical Engineering (SPIE). Em sua carreira, recebeu diversas homenagens de antigos alunos, foi nomeado Cidadão Honorário de Santa Rita do Sapucaí e em 2011 foi agraciado com a Medalha Helena Antipoff pelo governo de Minas Gerais, em reconhecimento ao trabalho desenvolvido para a melhoria do ensino superior no estado.

José Edimar Barbosa Oliveira possui graduação em Engenharia Elétrica opção Eletrônica pela Universidade de Brasília (1976), mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica (1979), doutorado em Electric Engineering (1986) e Pós-doutorado no National Research Council of Canada (2009-2010) na McGill University Montreal na área de dispositivos e sensores acustoópticos. Desde 1977 é docente do Departamento de Engenharia Eletrônica do ITA e atualmente é professor titular. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em eletromagnetismo aplicado, micro-ondas em fotônica, atuando principalmente nos seguintes temas: dispositivos e sistemas fotônicos em óptica integrada, enlaces de comunicações ópticas com alto desempenho, dispositivos e sensores acustoópticos.