

Modulador Eletroóptico Altamente Linear Baseado no Interferômetro Mach-Zehnder e Cavidade em Anel

William dos Santos Fegadolli, Carla de Sousa Martins e José Edimar Barbosa Oliveira

Instituto Tecnológico de Aeronáutica – Divisão de Engenharia Eletrônica – Departamento de Microondas e Optoeletrônica. Praça Marechal Eduardo Gomes, 50 – Vila das Acácias – São José dos Campos - São Paulo – Brasil. CEP: 12228-900.

Resumo – Neste trabalho apresenta-se uma configuração de modulador eletroóptico baseado em um modulador do tipo Mach-Zehnder e uma cavidade em anel. A configuração consiste na união de um modulador de intensidade do tipo Mach-Zehnder com um modulador de fase em cavidade em anel, resultando em uma configuração que pode proporcionar ganhos de faixa dinâmica em um enlace óptico da ordem de 17 dB.

Palavras-chaves – Modulador Eletroóptico, Faixa dinâmica livre de distorção, Modulador Mach-Zehnder, cavidade em anel.

I. INTRODUÇÃO

Os enlaces ópticos, presentes em sistemas de telecomunicações em geral, são, basicamente, constituídos de três blocos principais, a saber: sistema de modulação, canal de comunicação (fibra óptica) e sistema de detecção, como mostra a fig. 1. Neste trabalho, enfatiza-se o sistema de modulação, o qual é um dos fatores limitantes de desempenho dos enlaces ópticos. Existem dois tipos de sistemas de modulação, a saber: sistema de modulação direta e de modulação externa.

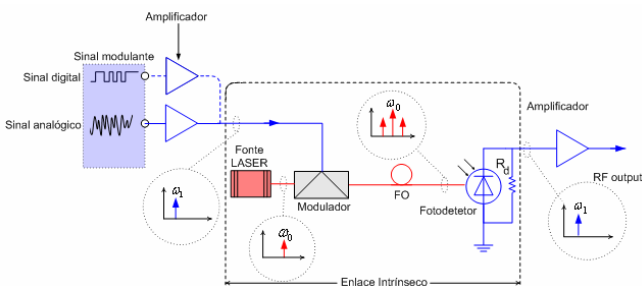


Fig. 1: Representação esquemática de um enlace óptico com modulação externa e detecção direta

A modulação direta consiste em alterar a intensidade da portadora óptica por meio do controle da corrente elétrica que alimenta os terminais da fonte luminosa (laser ou led) [1]. Por outro lado, a modulação externa consiste em modular as características da portadora óptica, como fase, amplitude ou frequência, através de um modulador externo a fonte luminosa (situação expressa pela fig. 1)[1].

Uma das vantagens em utilizar um modulador externo em relação ao modulador direto é a possibilidade de modulação em frequências elevadas, da ordem de algumas dezenas de GHz, ainda mantendo alta confiabilidade do sinal recuperado

[1]. No entanto, os dispositivos comerciais disponíveis apresentam não linearidades que limitam o desempenho de aplicações que requerem alta linearidade, tais como: interligação de antenas remotas com centros de controle e redistribuição de sinais comum (sistema CATV), dentre outras aplicações [2].

A não linearidade dos moduladores implica diretamente no surgimento de distorções, do tipo intermodulação e harmônica, no sinal modulado. Em consequência, o sinal recuperado também apresenta as mesmas distorções.

A quantização da distorção presente no sinal recuperado é descrita por uma importante figura de mérito, a faixa dinâmica livre de distorção – SFDR (Spur Free Dynamic Range), a qual mede a máxima potência do sinal fundamental a ser recuperada sem que o espúrio de determinada ordem ultrapasse o limiar detectabilidade [3].

Um dos moduladores comerciais comumente utilizados em enlaces óptico é o modulador Mach-Zehnder – MZM [1,4], o qual é representado pela fig. 1. No entanto, o MZM apresenta SFDR limitada, fato que tem motivado muitos pesquisadores a buscar configurações de moduladores que sejam capazes de atingir a linearidade exigida por aplicações que requerem elevada linearidade.

Neste trabalho, discute-se uma estrutura de modulador baseada no MZM acrescido de uma cavidade em anel, o respectivo modulador permite ganhos expressivos de SFDR de um enlace óptico [3,5].

Este trabalho é estruturado como segue. Na seção II, são modeladas e apresentadas as características de transferências do MZM e do Modulador Mach-Zehnder com cavidade em anel – RAMZ. Na seção III, apresenta-se a modelagem da distorção dos respectivos moduladores, onde enfatiza-se a componente de frequência fundamental e a intermodulação de terceira ordem – IMD₃. Na seção IV, apresentam-se as SFDRs com o objetivo de comparar a não-linearidade entre os dois moduladores, o MZM e o RAMZ. Por fim apresentam-se as conclusões.

II. MODULADORES ELETROÓPTICOS

Embora o modulador Mach-Zehnder seja amplamente empregado em diversas aplicações, sabe-se que sua SFDR é limitada. A fig. 2 ilustra um MZM, onde por simplicidade é reproduzida a configuração desbalanceada. Seu funcionamento consiste em acoplar um modo óptico para dentro do guia de onda no acesso 1; posteriormente, dividir a intensidade do modo acoplado para os braços “A” e “B” por

meio de uma junção “Y”, resultando em dois modos independentes. O braço “B” constitui um modulador de fase, dessa forma, os modos guiados nos braços “A” e “B” são combinados por uma junção “Y”, resultando em uma sobreposição entre os modos [3]. Tal sobreposição consiste em interferências construtiva ou destrutiva, dependendo da diferença de fase gerada no braço “B”, resultando em uma variação de intensidade dependente de um sinal elétrico externo.

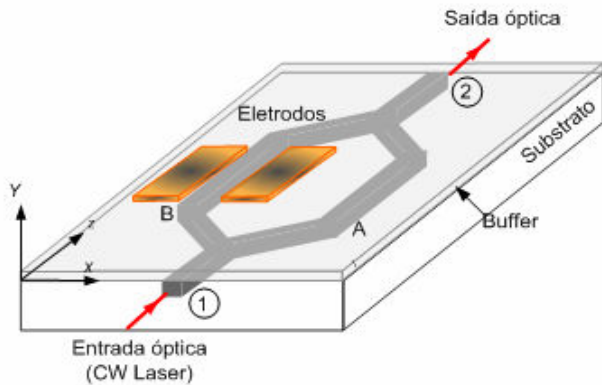


Fig. 2 Modulador Mach-Zehnder

A avaliação de sua característica de transferência pode ser realizada através da equação 1.

$$T(V) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{V}{V_{\pi}} \right) \right] \quad (1)$$

onde I_{in} e I_{out} são as intensidade no acesso de entrada e saída, respectivamente, V e V_{π} são as voltagens de modulação e de meia onda, respectivamente.

A voltagem de meia onda pode ser obtida a partir do projeto do circuito integrado, dependendo das características do substrato, comprimento de onda de operação, dimensionamento e posicionamento dos eletrodos de modulação.

Cabe observar que não há qualquer parâmetro livre na característica de transferência do MZM que possibilite sua alteração, ou seja, trata-se de uma característica de transferência fechada. A fig. 3 ilustra a característica $T(V)$ do MZM.

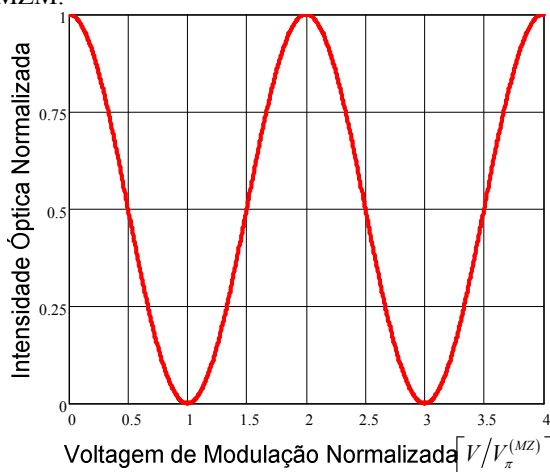


Fig. 3: característica de transferência do modulador Mach-Zehnder em função da voltagem de modulação normalizada.

Como pode ser observada, a característica de transferência do MZM é não linear, conseqüentemente, a escolha do ponto

de polarização do dispositivo pode possibilitar a redução ou o aumento das distorções presentes no sinal recuperado em um enlace.

O modulador Mach-Zehnder com cavidade em anel – RAMZ é ilustrado na fig. 4, e devido à cavidade ressonante, esta configuração apresenta uma característica diferenciada, sua característica de transferência pode ser alterada e modelada de acordo com o coeficiente de transmissão, τ , entre a cavidade e o guia de onda [6].

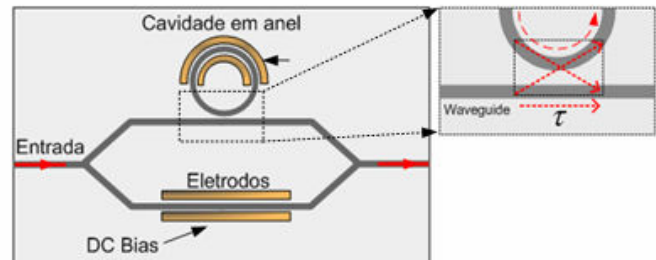


Fig. 4: modulador Mach-Zehnder com cavidade em anel

Seu princípio de funcionamento é similar ao MZM, no entanto, a inserção da cavidade a um dos braços do MZM propicia o acoplamento de parte da intensidade óptica do guia de onda para dentro da cavidade e vice-versa, este efeito ressonante gera a alteração de sua característica de transferência, como é expressa pela equação (2):

$$T(V) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\Phi(V) - \pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi}^{(MZ)}} \right] \right\} \quad (2)$$

onde

$$\Phi(V) = 2 \tan^{-1} \left[\left(\frac{1-\tau}{1+\tau} \right) \cot \left(\frac{\phi_0}{2} + \frac{\pi}{2} \frac{V}{V_{\pi}^{ring}} \right) \right] \quad (3)$$

e

$$\phi_0 = 2\pi n_{eff} \left(\frac{L_R}{\lambda_0} \right) ; \quad L_R = 2\pi R \quad (4)$$

$\Phi(V)$ é a fase acumulada pela cavidade em anel na presença do sinal de modulação, τ é o coeficiente de transmissão, V_{bias} é a tensão de polarização no braço do RAMZ, ϕ_0 é a fase acumulada pela propagação no modo guiado pela cavidade, L_R é o comprimento da cavidade, R é o raio da cavidade, n_{eff} é o índice de refração efetivo do guia de onda e λ_0 é o comprimento de onda de operação.

Com base nas equações 2 e 3, observa-se que uma série de parâmetros permite a alteração da característica de transferência em função da voltagem de polarização, no entanto, um parâmetro é fundamental para a alteração do formato da mesma é o coeficiente de transmissão, τ .

A fig. 5 ilustra a característica de transferência do RAMZ em função da voltagem de polarização e do coeficiente de transmissão quando $V_{bias} = 0.5V_{\pi}^{(MZ)}$. Com base na fig. 5 pode ser observada a influência do parâmetro na característica de transferência do RAMZ.

Como já fora mencionado anteriormente, as não linearidades presentes no sinal recuperado estão diretamente relacionadas com a não-linearidade da característica de transferência do modulador. Portanto, a vantagem desta

configuração é que ela permite alterar a característica de transferência em função do coeficiente de transmissão entre a cavidade e o guia de onda, de tal modo a obter a característica de transferência linearizada. Desse modo, as distorções podem ser modeladas com base na escolha do parâmetro τ .

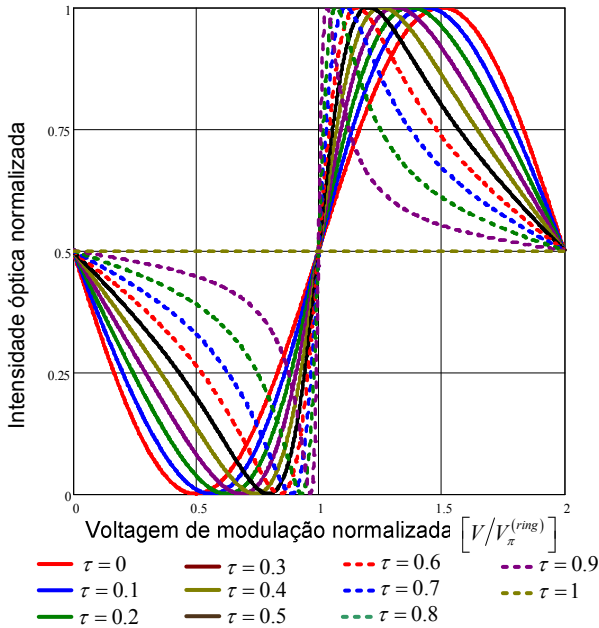


Fig. 5: característica de transferência do modulador RAMZ em função da voltagem de modulação normalizada e do coeficiente de transmissão.

III. ANÁLISE DE DISTORÇÃO

Uma maneira de analisar a linearidade de um modulador consiste em aplicar um sinal modulante constituído de dois tons em frequência ligeiramente espaçados ($\omega_1 \cong \omega_2$), do tipo:

$$V = V_B + V_m [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)] \quad (5)$$

Utilizando um sinal de dois tons em frequência, surgem os espúrios de distorção harmônica e por intermodulação. As componentes de distorções críticas são as componentes de intermodulação de terceira ordem, as que correspondem às frequências $2\omega_{1,2} - \omega_{2,1}$, as quais são praticamente a componente de frequência fundamental.

Para quantizar as distorções, foi utilizado o método da série de potências de Taylor, que consiste em expandir a característica de transferência do modulador entorno de um ponto de operação. A característica de transferência é expandida de acordo com a equação 6 [4].

$$T(V) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(V - V_B)^n}{n!} \left. \frac{d^n T}{dV^n} \right|_{V=V_B} = \sum_{n=0}^{\infty} c_n (V - V_B)^n \quad (6)$$

com

$$c_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n T(V)}{dV^n} \right|_{V=V_B} \quad (7)$$

Dessa forma, o sinal recuperado é dado por:

$$i_d = \eta \alpha A I_{in} \sum_{n=0}^{\infty} c_n V_m^n [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)]^n \quad (8)$$

onde η é a responsividade do fotodetector, α são as perdas globais do enlace A é a área do fotodetector e I_{in} é a intensidade óptica

Com base na equação 8, podem-se calcular as componentes de frequência fundamental e a intermodulação de terceira ordem – IMD_3 , e então calcular a SFDR dos respectivos moduladores.

As componentes de frequência fundamental e IMD_3 são dadas por [6]:

$$i_d^{(\omega_{1,2})} = \eta \alpha A I_{in} (C_{\omega_{1,2}}) \quad (9)$$

$$i_d^{(2\omega_{1,2} - \omega_{2,1})} = \eta \alpha A I_{in} (C_{2\omega_{1,2} - \omega_{2,1}}) \quad (10)$$

onde

$$C_{\omega_{1,2}} = \left| c_1 V_m + \frac{9}{4} c_3 V_m^3 + \frac{25}{4} c_5 V_m^5 + \frac{1225}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right| \quad (11)$$

$$C_{2\omega_{1,2} - \omega_{2,1}} = \left| \frac{3}{4} c_3 V_m^3 + \frac{25}{8} c_5 V_m^5 + \frac{735}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right| \quad (12)$$

$C_{\omega_{1,2}}$ e $C_{2\omega_{1,2} - \omega_{2,1}}$ são polinômios característicos das respectivas componentes em frequência, os quais são resultantes da expansão em série de Taylor até a sétima ordem.

As equações (11) e (12) permitem verificar o comportamento das componentes de frequência fundamental e intermodulação de terceira ordem de ambos moduladores em função da voltagem de polarização e parâmetro livre.

Analisando $C_{\omega_{1,2}}$ e $C_{2\omega_{1,2} - \omega_{2,1}}$ para o modulador Mach-Zehnder em função da voltagem de polarização obtém-se a fig. 6.

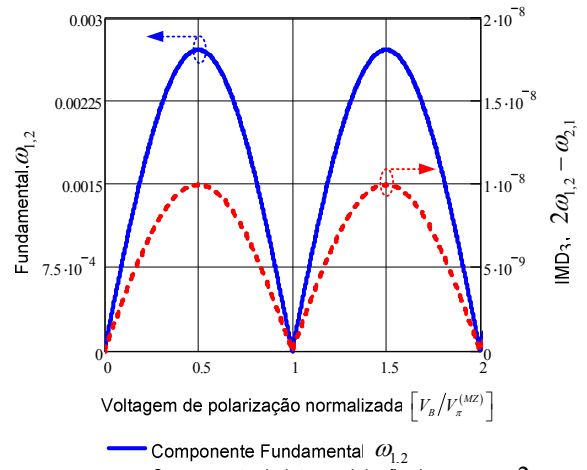


Fig. 6: componentes de frequência fundamental e intermodulação de terceira ordem provenientes do MZM com $V_m = 1.7 \times 10^{-3} V_{\pi}^{(MZ)}$

Observa-se, com base na fig. 6, que os pontos de polarização em que a componente fundamental e IMD_3 são coincidentes, o mesmo ocorre com a supressão. Esta é a limitação do MZM com relação à SFDR, não existe qualquer ponto de polarização que possibilite a supressão da IMD_3 mantendo a componente fundamental.

Por outro lado, o RAMZ apresenta o parâmetro τ que permite a alteração de sua característica de transferência,

dessa forma, as componentes de frequência fundamental e IMD_3 são dependentes deste parâmetro. A fig. 7 ilustra o comportamento das respectivas componentes em função da voltagem de polarização e em função do parâmetro τ .

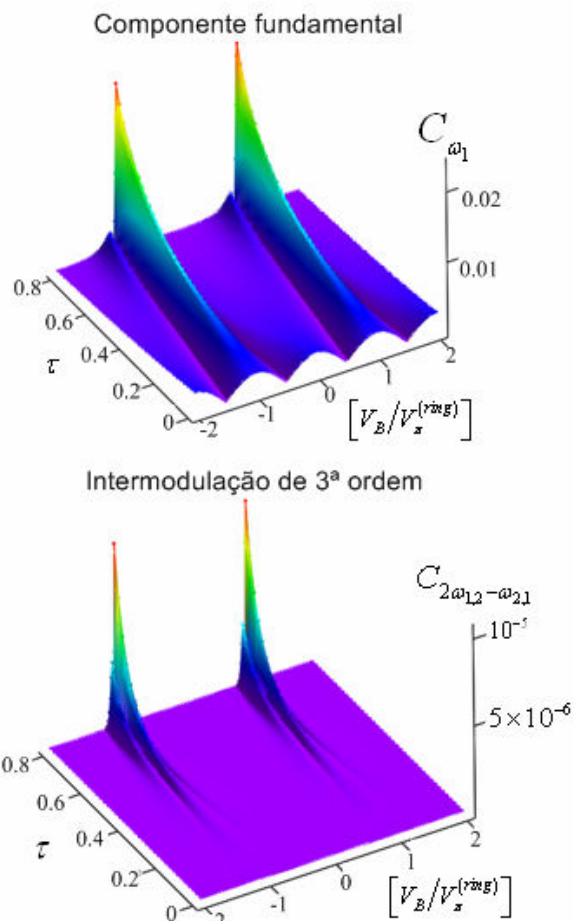


Fig. 7: comportamento das componentes de frequência fundamental e IMD_3 em função da voltagem de polarização e τ

Um caso particular da fig. 7 apresenta a possibilidade mencionada anteriormente, é possível suprimir a IMD_3 e ainda manter a componente fundamental. A respectiva condição ocorre quando $\tau=0.268$. A fig. 8 ilustra a respectiva situação e observa-se a supressão quando a polarização é nula.

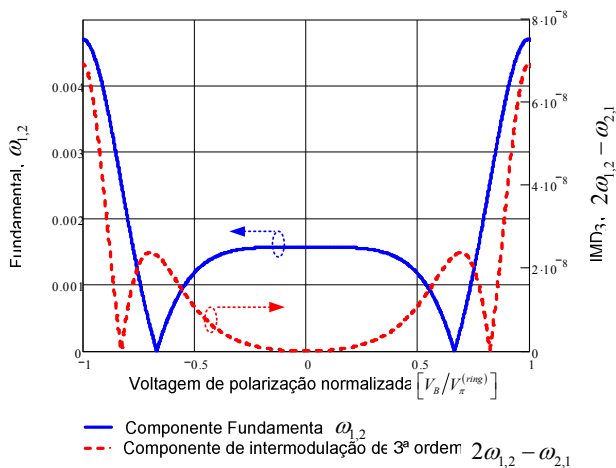


Fig. 8: componentes de frequência fundamental e intermodulação de terceira ordem provenientes do RAMZ com $V_m = 1.7 \times 10^{-3} V_\pi^{(MZ)}$ e $\tau=0.268$.

IV. FAIXA DINÂMICA LIVRE DE DISTORÇÃO

Nesta seção, são avaliadas numericamente as SFRDs dos moduladores analisados na seção II, levando em consideração os resultados apresentados na seção III. Para o cálculo da SFDR é necessário utilizar os parâmetros de funcionamento do enlace. A tabela 1 ilustra os parâmetros utilizados.

Parâmetros do enlace	Valor
Potência óptica ($A I_m = P_{optico,m}$)	15 mW
Resistência do circuito receptor (R_q)	50 Ω
Perdas gerais (α)	3 dB
Responsividade do fotodetector (η)	0.85 A/W

Tabela 1: parâmetro do enlace

Nas simulações a seguir assumiu-se que o patamar de ruído se encontra em -160 dBm.

Primeiramente, é expresso o cálculo da SFDR do MZM, para o respectivo cálculo, escolhe-se o ponto de polarização $V_B = 0.5 V_\pi^{(MZ)}$ e obtém-se $SFDR_3 = 108.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$, a fig. 9 ilustra a respectiva SFDR em relação a IMD_3 .

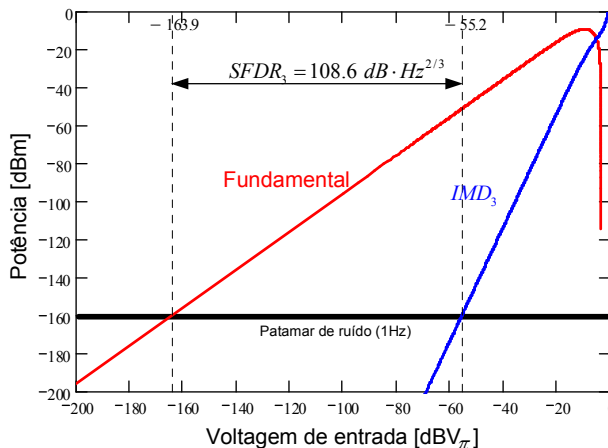


Fig. 9: $SFDR_3$ do MZM quando $V_B = 0.5 V_\pi$ e $SFDR_3 = 108.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$

O mesmo cálculo é realizado para o RAMZ quando o mesmo é polarizado em $V_B = 0$ e $\tau=0.268$. Na fig. 10 pode ser observado um aumento de SFDR em relação a IMD_3 resultando em uma $SFDR_3 = 126.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$

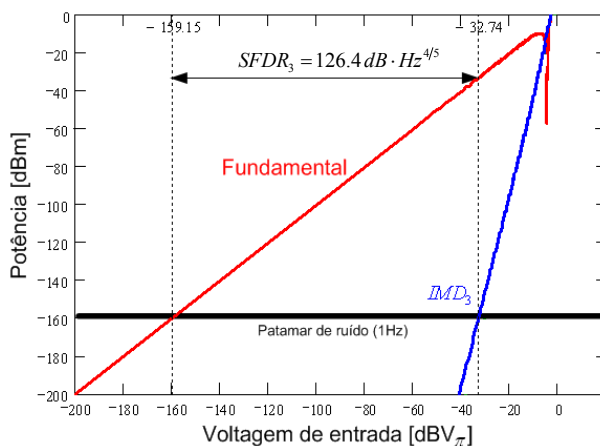


Fig. 10: $SFDR_3$ do RAMZ quando $V_B = 0.5 V_\pi$ e $SFDR_3 = 126.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$

V. CONCLUSÕES

Com base nos resultados expostos nas seções III e IV observa-se que o RAMZ consiste em um modulador altamente linear, o qual é capaz de elevar as SFDR de um enlace óptico em até 17.8 dB quando polarizado e construído nas condições apresentadas. O aumento de SFDR que o RAMZ pode possibilitar ao enlace classifica-o para aplicações altamente lineares, as quais seriam inviáveis a utilização do MZM.

REFERÊNCIAS

- [1] IEZEKIEL, S. Measurement of microwave behavior in optical links. *IEEE Microwave Magazine*, v. 9, n. 3, p.100–120, jun. 2008
- [2] Y. C. Hung, B. Bortnik and H. R. Fetterman “Dynamic - Range Enhancement and Linearization in Electrooptically Modulated Coherent Optical Links”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, NO. 11, pp. 3289 – 3300, November 2007.
- [3] FEGADOLLI, W. S.; OLIVEIRA, J. E. B.; SAKAMOTO, B. R. S. Highly Linear Optical Modulators Based on Gires-Tournois and Double Ring Assisted Mach-Zehnder interferometers. *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, 2008, Cambridge - USA
- [4] CHANG, W. S. C. RF photonic technology in optical fiber links. Cambridge: University Press, 2002. 403 p
- [5] H. Tazawa and W. H. Steier, “ Bandwith of Linearized Ring Resonator Assisted Mach – Zehnder Modulator”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, NO. 9, pp. 1851 – 1853, September 2005.
- [6] FEGADOLLI, W.S.; MARTINS, C.S.; OLIVEIRA, J.E.B. Modeling the dynamic - range of electrooptic modulators relying on ring resonator and directional couplers. In: *MOMAG*, 2008, Florianópolis.