

Modulador Eletroóptico Altamente Linear Baseado em Cavidade em Anel

William dos Santos Fegadolli^{1,2}, Olympio Lucchini Coutinho¹, Carla de Sousa Martins¹, Vilson Rosa de Almeida^{1,2} e José Edimar Barbosa Oliveira¹

Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA – Brasil – Departamento de Microondas e Optoeletrônica¹
Instituto de Estudos Avançados – IEAv – Brasil – Divisão de Fotônica²

Resumo – A distorção introduzida pelo modulador eletroóptico cavidade em anel (RRM) em um enlace óptico é analisada e modelada em função de parâmetros de projeto do dispositivo. Os resultados revelam que uma configuração do RRM pode possibilitar a supressão da intermodulação de terceira ordem, possibilitando uma elevada faixa dinâmica livre de distorção em relação ao espúrio limitante, em torno de 126 dB.Hz^{4/5}.

Palavras chaves – Moduladores eletroópticos, cavidade em anel, faixa dinâmica livre de distorção, linearidade.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, moduladores eletroópticos externos têm impulsionado um significativo papel na geração, transmissão e processamento de sinais de microondas por meio de técnicas fotônicas [1]. Tal fato tem ocorrido, principalmente, devido à alta linearidade que se pode obter com esses moduladores [2]. Eles permitem o aumento de desempenho em aplicações que empregam o enlace analógico a fibra óptica, tais como: antenas remotas, antenas *phased array* e sistema de TV a cabo. Um dos moduladores comumente empregados em enlaces analógicos é o modulador Mach-Zehnder (MZM), e é bem conhecido que o mesmo possibilita uma faixa dinâmica livre de distorção (SFDR) limitada devido à sua característica de transferência não-linear [3].

Nos últimos anos, alguns moduladores têm sido propostos, alguns com objetivo de aumentar a SFDR ou eliminar componentes de distorção que prejudiquem o desempenho do enlace [4] [5]. Dentre esses moduladores, cabe destaque aos moduladores: acoplador direcional [2], acoplador direcional junção-Y [2] e Mach-Zehnder assistido por cavidade em anel [4] [5].

Os moduladores citados são conhecidos por serem mais lineares que o MZM. Resultados reportados na literatura têm mostrado que a SFDR de um enlace convencional, que emprega o MZM, pode ser aumentada, na ordem de 17 a 19 dB, quando os respectivos moduladores substituem o MZM [6] [7].

Por outro lado, há alguns anos atrás, foi reportada na literatura uma configuração de modulador eletroóptico baseado em cavidades em anel, o RRM [8]. Entretanto, poucos trabalhos foram reportados na literatura com relação

ao emprego desse modulador em enlaces analógicos [9] [10].

Neste trabalho, avalia-se a distorção que o RRM pode introduzir em um enlace analógico, além disso, investiga-se o comportamento das principais distorções em função de parâmetros de projeto do dispositivo, objetivando a identificação de configuração linear do RRM.

Este trabalho é estruturado da seguinte forma: na seção II, avalia-se a característica de transferência do RRM, evidenciando sua dependência em função de parâmetros de projeto do dispositivo. Na seção III, apresenta-se a técnica para análise de distorção, o teste de dois tons em frequência, que é uma técnica de análise frequentemente utilizada. Na seção IV, realiza-se o estudo das componentes espectrais originadas pelo RRM. Finalmente, uma breve discussão e conclusões são apresentadas na seção V.

II. MODULADOR CAVIDADE EM ANEL

O RRM é representado esquematicamente pela Fig. 1, o respectivo modulador consiste em uma cavidade em anel constituída de um modulador de fase. Seu princípio de funcionamento consiste na alteração da resposta óptica da cavidade através do controle do seu índice de refração por meio de um sinal de modulação externo.

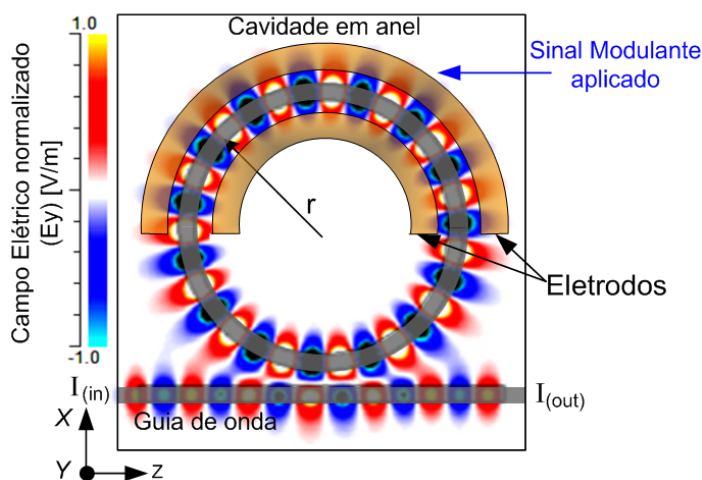


Figura 1: Representação do RRM.

A função característica de transferência do RRM pode ser obtida por meio do formalismo da matriz de espalhamento, considerando-se que não há perdas por acoplamento entre guia e cavidade, sendo expressa por:

$$T(V) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\tau^2 - 2\tau e^{-\alpha_R L} \cos\left(\phi_0 + \pi \frac{V}{V_\pi}\right) + e^{-2\alpha_R L}}{1 - 2\tau e^{-\alpha_R L} \cos\left(\phi_0 + \pi \frac{V}{V_\pi}\right) + \tau^2 e^{-2\alpha_R L}}, \quad (1)$$

onde I_{in} e I_{out} são, respectivamente, as intensidades ópticas de entrada e saída, τ é o coeficiente de transmissão entre o guia de onda e a cavidade em anel, L e o comprimento da cavidade, α_R e ϕ_0 são, respectivamente, o coeficiente que representa as perdas na cavidade e a fase da onda óptica na ausência de um sinal modulante, V e V_π são, respectivamente, a tensão de entrada, aplicada sobre os eletrodos, e a tensão de meia-onda do RRM.

A tensão de meia-onda, V_π , é a tensão necessária para que o modulador de fase introduza uma diferença de fase de π radianos, pode-se obtê-la a partir do projeto do dispositivo, ou seja, depende das características do substrato, comprimento de onda de operação, dimensionamento, bem como o posicionamento dos eletrodos de modulação.

Considerando uma cavidade com diâmetro igual a $10 \mu\text{m}$, índice de refração efetivo do guia de onda em anel igual 2.5 e comprimento de onda de operação utilizado igual ao comprimento de onda que estabelece a ressonância na cavidade, igual a $1.5399 \mu\text{m}$, pode-se avaliar a característica de transferência do RRM em função das perdas, α_R , e do coeficiente de transmissão, τ .

Em primeiro lugar, avalia-se na Fig. 2 o comportamento da função característica de transferência do RRM em função do coeficiente de transmissão quando as perdas são fixadas em $\alpha_R = 7.103 \times 10^3 \text{ m}^{-1}$.

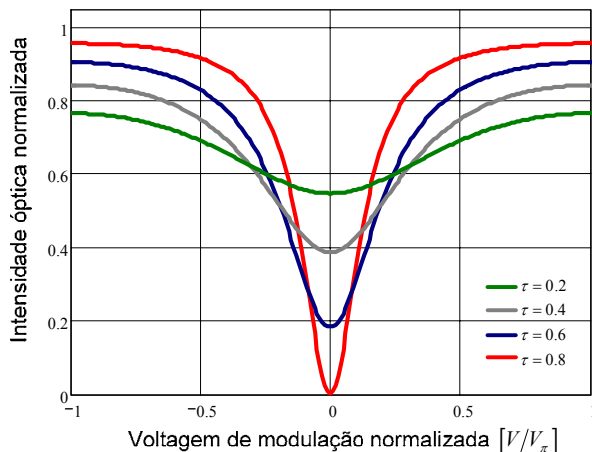


Figura 2: Função característica de transferência do RRM.

Com base na Fig. 2, observa-se como a característica de transferência pode ser alterada em função da escolha do coeficiente de transmissão quando as perdas são fixas.

Por outro lado, a Fig. 3 ilustra a dependência da característica de transferência em função das perdas quando o coeficiente de transmissão é definido como sendo $\tau = 0.8$.

Como pode ser observado na Fig. 3, as perdas são

essenciais para que ocorra modulação em intensidade. Cabe observar que $T(V) = 1$ se o dispositivo é construído de tal forma que não apresente qualquer perda, possibilitando apenas a modulação em fase.

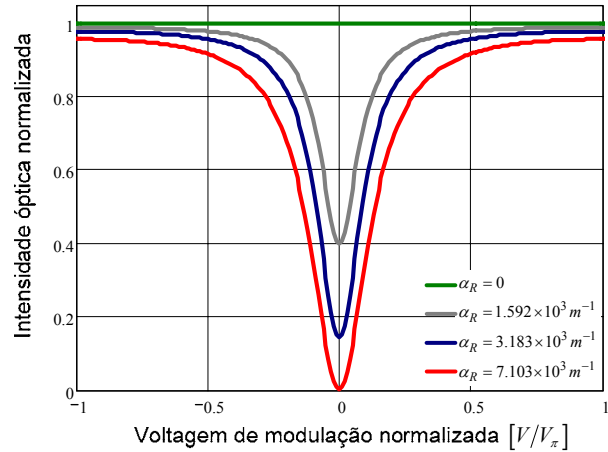


Figura 3: Função característica de transferência do RRM.

Antes de apresentar o método para analisar a distorção do RRM, cabe observar que a que a distorção está diretamente relacionada com a não-linearidade da característica de transferência do dispositivo, como será mostrado na próxima seção. No entanto, como pode ser observada nas figuras 2 e 3, a característica de transferência do RRM depende de parâmetros de projeto do dispositivo, consequentemente, a distorção pode ser modelada em função dos respectivos parâmetros.

III. TESTE DE DOIS TONS EM FREQUÊNCIA

Um modulador ideal, do ponto de vista de distorção, seria um modulador que não introduzisse qualquer distorção no enlace. No entanto, embora certas configurações de moduladores permitam suprimir algumas componentes em determinados pontos de polarização, esta situação não é obtida com a maioria dos moduladores.

Um teste comum para avaliar a distorção de dispositivos eletrônicos em geral é o teste de dois tons em frequência, que possibilita analisar distorções harmônicas e intermodulações geradas pelo dispositivo [6] [7].

O respectivo teste consiste em aplicar um sinal de dois tons em frequência ligeiramente espaçados, $\omega_1 \cong \omega_2$, e analisar a composição espectral do sinal na saída do enlace. O sinal de dois tons em frequência é um sinal do tipo:

$$V = V_B + V_m [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)], \quad (2)$$

onde V_B é uma tensão de polarização e V_m é a amplitude do sinal modulante.

Para analisar a distorção de um modulador, é necessário considerarmos um enlace e analisar a composição espectral da fotocorrente gerada na saída do enlace, expressa por:

$$i_d = \eta \alpha P_m T(V), \quad (3)$$

onde η e α são, respectivamente, a responsividade do fotodetector e as perdas gerais do enlace. P_m é a potência óptica do laser empregado no enlace e $T(V)$ é a característica

de transferência do modulador.

Como mencionado anteriormente, a distorção está relacionada à característica de transferência do modulador, portanto, a distorção introduzida por um modulador pode ser avaliada expandindo sua função $T(V)$ em série de potências [6], logo (3) resulta em:

$$i_d = \eta \alpha P_{in} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(V - V_B)^n}{n!} \frac{d^n T(V)}{dV^n} \Big|_{V=V_B} \quad (4)$$

Substituindo (2) em (4), obtém-se:

$$i_d = \eta \alpha P_{in} \sum_{n=0}^{\infty} c_n V_m^n [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)]^n, \quad (5)$$

onde

$$c_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n T(V)}{dV^n} \Big|_{V=V_B} \quad (6)$$

A partir da equação (5) pode-se calcular as distorções introduzidas pelo modulador.

A expansão da série de potências em (5) resulta em:

$$i_d = \eta \alpha P_{in} [C_{\omega_{1,2}} \sin(\omega_{1,2} t) + C_{2\omega_{1,2}} \cos(2\omega_{1,2} t) + \dots], \quad (7)$$

onde os coeficientes C_{ω} são polinômios característicos das componentes fundamentais e das possíveis combinações em frequência (distorções). Cabe destaque aos coeficientes de frequência fundamental, intermodulação de terceira ordem (IM_3) e intermodulação de quinta ordem (IM_5), dados por:

$$C_{\omega_{1,2}} = \left| c_1 V_m + \frac{9}{4} c_3 V_m^3 + \frac{25}{4} c_5 V_m^5 + \frac{1225}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right|; \quad (8)$$

$$C_{2\omega_{1,2}-\omega_{2,1}} = \left| \frac{3}{4} c_3 V_m^3 + \frac{25}{8} c_5 V_m^5 + \frac{735}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right|; \quad (9)$$

$$C_{3\omega_{1,2}-2\omega_{2,1}} = \left| \frac{5}{8} c_5 V_m^5 + \frac{245}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right|. \quad (10)$$

Em nosso modelo considerou-se a expansão em série de Taylor até a sétima ordem, possibilitando a análise até a respectiva ordem.

IV. ANÁLISE DE DISTORÇÃO

O teste de dois tons em frequência, apresentado na seção anterior, permite calcular as distorções que o RRM pode introduzir em um enlace. Entretanto, o devido destaque é dado às componentes de distorção que limitam o desempenho do enlace, visto que as componentes harmônicas e algumas componentes de intermodulação podem ser facilmente filtradas.

As componentes de distorções mais críticas, em um enlace, são as componentes de intermodulação de terceira e quinta ordem, essas são difíceis de serem filtradas, pois quando $\omega_1 \cong \omega_2$, tem-se $2\omega_{1,2} - \omega_{2,1} \cong \omega_{1,2}$ e $3\omega_{1,2} - 2\omega_{2,1} \cong \omega_{1,2}$, sendo essas as componentes que limitam o desempenho do enlace, respectivamente.

A partir de (8) e (9) pode-se avaliar o comportamento da componente de frequência fundamental e da componente de intermodulação mais crítica, a de terceira ordem (IM_3), que

corresponde à frequência $2\omega_{1,2} - \omega_{2,1}$.

A Fig. 4 ilustra o comportamento das componentes de frequência fundamental e IM_3 em função do coeficiente de transmissão e da voltagem de polarização quando a amplitude do sinal modulante é igual $1.73 \times 10^{-3} V_{\pi}$. Na análise da distorção do RRM consideram-se as perdas do dispositivo fixas, $\alpha_R = 7.103 \times 10^3 \text{ m}^{-1}$.

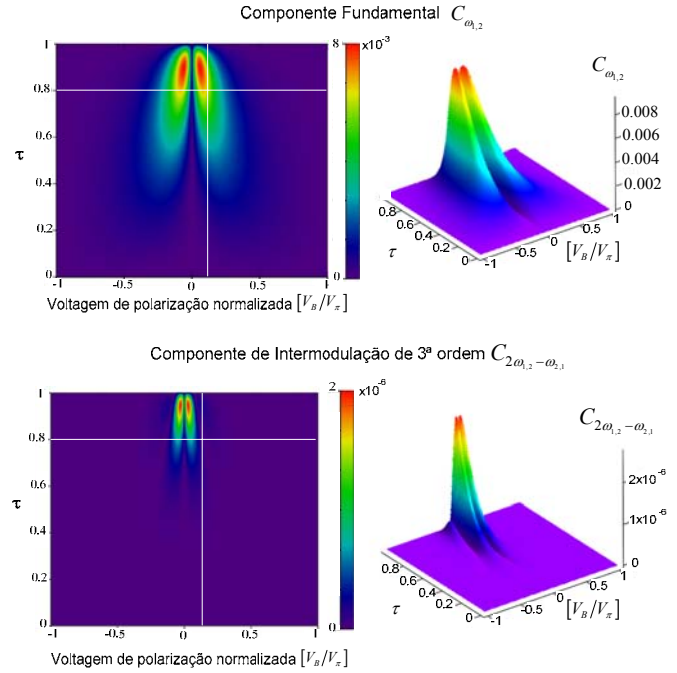


Figura 4: Comportamento das componentes fundamental e IM_3 .

O resultado mostrado na Fig. 4 permite identificar uma propriedade que os moduladores considerados lineares apresentam [7], existem pontos de operações, combinados com parâmetros de projeto, que possibilitam a supressão da IM_3 e ainda mantém uma elevada componente fundamental.

O devido destaque é dado ao ponto evidenciado nos mapas de contorno, que pode ser facilmente observado com o auxílio da Fig. 5, que descreve o comportamento das componentes em análise quando $\tau = 0.8$. Observa-se na Fig. 5 a supressão da IM_3 quando $V_B = 0.143 V_{\pi}$.

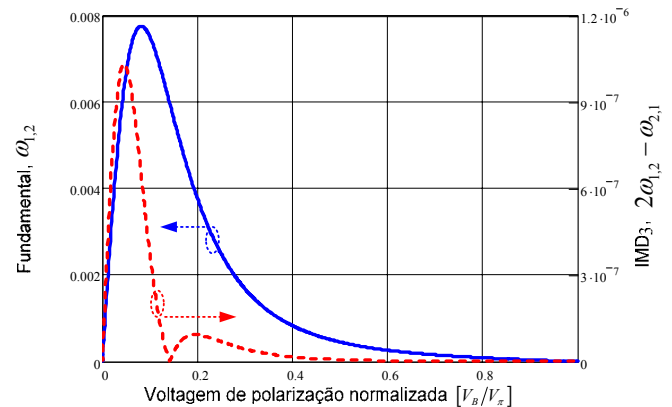


Figura 5: Comportamento das componentes fundamental e IM_3 , $\tau = 0.8$.

Considerando um RRM construído com $\tau = 0.8$ e

polarizado em $V_B = 0.143 V_\pi$, pode-se ter um dispositivo operando com supressão da IM_3 . No entanto, a forma adequada de quantificar a linearidade do dispositivo é efetuando o cálculo da SFDR do enlace que o emprega.

A SFDR do enlace que emprega o RRM, bem como a sua composição espectral, pode ser calculada a partir de (7). Para avaliar a SFDR e a composição espectral esperada considera-se um enlace com os seguintes parâmetros: um laser com potência óptica de 15 mW, um fotodetector com responsividade de 0.85 A/W, uma carga resistiva no circuito receptor de 50Ω e perdas gerais no enlace de 3 dB.

Para efeito de cálculo da faixa dinâmica livre de distorção em relação ao espúrio limitante ($SFDR_n$, onde n é a ordem da IM limitante), considera-se que o ruído predominante seja o ruído *shot*, que nessas condições tem intensidade em torno de -160 dB/Hz [3].

A Fig. 6 representa as componentes de frequência fundamental, IM_3 e IM_5 na saída do enlace em função da função da amplitude do sinal modulante, a respectiva figura permite observar a $SFDR_5 = 126.3 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$, quando o RRM é projetado com $\tau = 0.8$ e polarizado com $V_B = 0.143 V_\pi$.

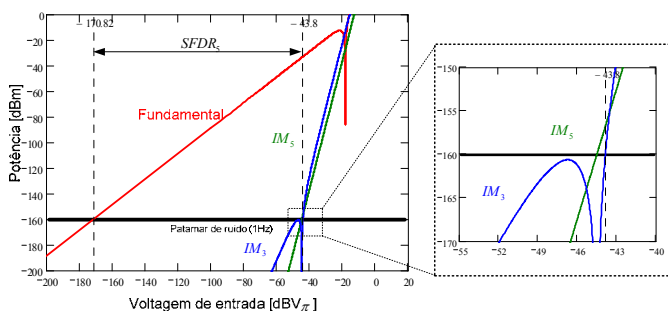


Figura 6: SFDR do enlace empregando o RRM.

Destacada importância é dada na região ampliada da Fig. 6, pois devido à supressão da IM_3 tem-se a SFDR limitada em relação ao espúrio de quinta ordem.

Finalmente, com auxílio de (7), pode-se avaliar a composição espectral do enlace quando o RRM, nas condições avaliadas anteriormente, é empregado. A fig. 7 representa o espectro esperado do sinal recuperado considerando as componentes de distorções até a sétima ordem.

A amplitude do sinal modulante utilizada foi a máxima até que o espúrio de quinta ordem não ultrapasse o patamar de ruído, aproximadamente $-44.4 \text{ dB} V_\pi$.

Com base no resultado apresentado na Fig. 7, observa-se que muitos espúrios estão acima do patamar de ruído e podem ser prejudiciais à aplicação desejada. No entanto, como fora mencionado anteriormente, essas componentes podem ser facilmente filtradas eletronicamente, sendo o dispositivo limitado pelas componentes que estão muito próximas do sinal de frequência fundamental, as quais, em geral, não podem ser eliminadas por meio de filtragem.

Cabe observar que os resultados obtidos, com relação à SFDR, permitem classificar o RRM como um modulador altamente linear, devido à elevada SFDR que proporciona a um enlace. A título de exemplo, a SFDR de um enlace convencional, que emprega o MZM, com os mesmos parâmetros utilizados no enlace aqui apresentado, fica em

torno de $108.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$, sendo as limitações relacionadas às IM_3 [7]

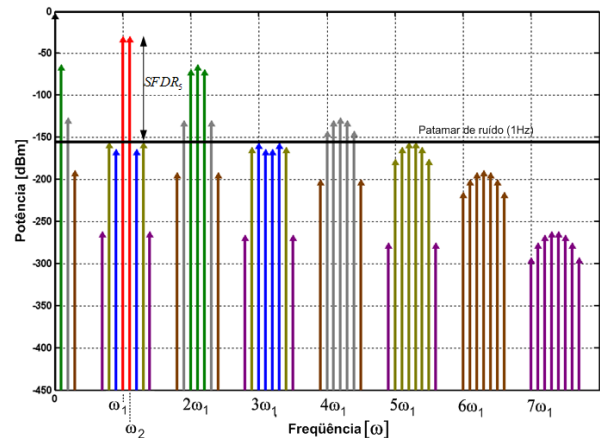


Figura 7: Espectro do sinal recuperado em um enlace empregando o RRM.

V. CONCLUSÕES

Com base nos resultados apresentados, conclui-se que o RRM, quando projetado em determinadas condições, $\tau = 0.8$ e $\alpha_R = 7.103 \times 10^3 \text{ m}^{-1}$, e polarizado adequadamente, possibilita uma SFDR elevada, aproximadamente 18 dB superior à do MZM; portanto, o RRM pode ser classificado como um modulador altamente linear, a ser utilizado em aplicações que demandem essa característica.

REFERENCES

- [1] IEZEKIEL, S. Measurement of microwave behavior in optical links. IEEE Microwave Magazine, v. 9, n. 3, p.100–120, 2008
- [2] HUNG, Y.; BORTNIK, B.; FETTERMAN, H. R. Dynamic range enhancement and linearization in electrooptically modulated coherent optical links. Journal of Lightwave Technology, v. 25, n. 11, p. 3289–3300, 2007
- [3] KOLNER, B.H.; DOLFI, D.W. Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator. Applied Optics, v.26, n.17, p.3676–3680, 1987
- [4] XIE, X.; KHURGIN, J.; KANG, J. Linearized Mach-Zehnder intensity modulator. IEEE Photonics Technology Letters, v. 15, n. 4, p. 531–533, 2003
- [5] TAZAWA, H.; STEIER, W. Bandwidth of linearized ring resonator assisted Mach-Zehnder modulator. IEEE Photonics Technology Letters, v.17, n.9, p.1851–1853, 2005.
- [6] OLIVEIRA, J. E. B.; SAKAMOTO, B. F. R.; FEGADOLLI, W. S. Similarities between birefringent Gires-Tournois interferometer and double ring assisted Mach-Zehnder electrooptic modulator. In: European microwave conference, 37., 2007, Munich. Proceedings... Munich: IEEE, 2007. p. 1330–1333.
- [7] 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: Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 2008
- [8] XU, Q., SCHMIDT, B., PRADHAN, S. and LIPSON, M., Micrometre-scale silicon electro-optic modulator, Nature, Vol. 435, pp. 325–327, 2005.
- [9] TAZAWA, H. and STEIER, W. H., “Linearity of ring resonator-based electrooptic polymer modulator”, Electronics Letters, Vol 41, n. 23, p. 1297–1298, 2005
- [10] TAZAWA, H.; STEIER, W. H. Analysis of ring resonator-based traveling-waves modulators. IEEE Photonics Technology Letters, v.18, n.1, p.211–213, 2006.