

Modulador Eletroóptico Altamente Linear com Supressão de Distorções de Ordem Par

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

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

Abstract – A distorção do modulador acoplador direcional junção-Y (Y-DCM) é analisada e comparada com a distorção dos moduladores Mach-Zehnder (MZM) e acoplador direcional (DCM). Os resultados revelam que uma configuração do Y-DCM permite reunir as vantagens de suprimir as distorções de ordem par, similarmente ao MZM, além de possibilitar uma elevada faixa dinâmica livre de distorção em um enlace, em torno de 126 dB.Hz^{4/5}, similarmente ao DCM.

Palavras chaves – Moduladores eletroópticos, Mach-Zehnder, acoplador direcional, acoplador direcional junção-Y, faixa dinâmica livre de distorção.

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 fornece faixa dinâmica livre de distorção (SFDR) limitada, devido à sua característica de transferência não-linear [3].

Nos últimos anos, alguns moduladores têm sido propostos com objetivo de aumentar a SFDR de enlaces ópticos analógicos, bem como eliminar componentes de distorção que prejudiquem o desempenho dos respectivos enlaces [2] [4]. Dentre os respectivos moduladores, cabe destaque aos moduladores baseados em acopladores direcionais: acoplador direcional (DCM) e acoplador direcional junção-Y (Y-DCM).

Destacada importância é dada a esses moduladores, devido ao fato de que suas características de transferências podem ser modeladas em função de parâmetros de fabricação do dispositivo, ou seja, em função do comprimento de interação entre os guias acoplados. A escolha desses parâmetros, em conjunto com a escolha do ponto de operação, pode possibilitar a supressão de determinadas componentes espectrais e aumentar a SFDR.

Este trabalho é estruturado da seguinte forma: na seção II, são avaliadas as características de transferências do MZM, DCM e Y-DCM, bem como evidenciadas as suas características em função de parâmetros de projeto. Em

seguida, na seção III, apresenta-se a técnica para análise de distorção, o teste de dois tons em frequência, que é uma técnica de análise freqüentemente utilizada. Posteriormente, na seção IV, é realizado o estudo do comportamento das componentes espectrais esperadas em enlaces que empregam os respectivos moduladores em análise. Finalmente, uma breve discussão e conclusões são apresentadas na seção V.

II. MODULADORES ELETROÓPTICOS

A. Modulador Mach-Zehnder

Embora o MZM ainda seja um dos moduladores mais utilizados em aplicações a óptica integrada e em sistemas a fibra óptica, é bem conhecido que seu emprego em enlaces ópticos torna a SFDR limitada em determinadas aplicações [1] [6].

A Fig.1 ilustra a representação esquemática de um MZM com modulação desbalanceada. Seu princípio de operação consiste em acoplar um modo óptico no acesso de entrada e posteriormente este modo é dividido igualmente para dois braços de mesmo comprimento por meio de uma junção de 3 dB, onde um dos braços do interferômetro consiste em um modulador de fase; por fim esses modos são combinados por meio de outra junção-Y. A sobreposição dos modos resulta em uma alteração da intensidade óptica na saída do dispositivo, que depende da diferença de fase introduzida pelo modulador de fase em um dos braços do interferômetro.

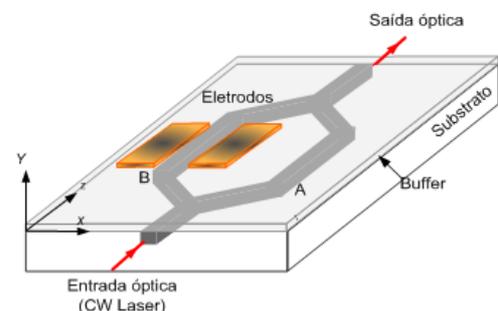


Fig. 1: Representação esquemática do MZM

A função característica de transferência do MZM é dada por:

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

onde I_{in} e I_{out} são, respectivamente, as intensidades ópticas de entrada e saída; V e V_{π} são, respectivamente, a tensão de entrada, aplicada sobre os eletrodos do MZM, e a tensão de

meia-onda do MZM. A tensão de meia-onda é a tensão necessária para que o modulador de fase introduza uma diferença de fase de π radianos entre os braços do MZM, podendo obtê-la a partir do projeto do circuito integrado, dependendo das características do substrato, comprimento de onda de operação, dimensionamento, bem como do posicionamento dos eletrodos de modulação. A Fig. 2 representa a característica de transferência do MZM, que é dada por (1).

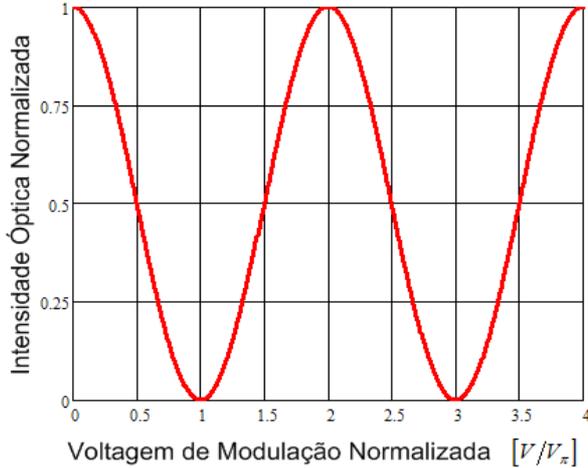


Fig. 2: Característica de transferência do MZM em função da voltagem de modulação normalizada.

Com base em (1), cabe observar que não há qualquer parâmetro livre na fabricação do dispositivo que possibilite alterar o formato da característica de transferência do MZM, implicando na limitação não-linear do dispositivo.

B. Modulador Acoplador Direcional

O modulador acoplador direcional (DCM), é bem conhecido na literatura por apresentar características mais lineares que o MZM e por possibilitar um ajuste de parâmetros de fabricação que permite alterar sua característica de transferência [2].

O DCM é representado esquematicamente na Fig. 3; seu princípio de funcionamento consiste no princípio da transferência de energia entre guias acoplados, que pode ser explicado por meio da teoria de modos acoplados [3].

A transferência de energia entre os guias acoplados depende da diferença de fase óptica entre os modos que se propagam nos guias 1 e 2, e que pode ser controlada por meio de um sinal modulante aplicado aos eletrodos, o qual introduz um descasamento de fase óptica entre os modos dos guias, e conseqüentemente, possibilita o controle da potência óptica nos acessos de saídas R e S.

A característica de transferência do DCM pode ser obtida a partir do par de equações de modos acoplados a seguir [3]:

$$\frac{dR(z)}{dz} = -j\kappa e^{j2\delta z} S(z) \quad (2)$$

$$\frac{dS(z)}{dz} = -j\kappa^* e^{-j2\delta z} R(z) \quad (3)$$

onde

$$2\delta = \beta_1 - \beta_2 \quad (4)$$

β_1 e β_2 são, respectivamente, as constantes de propagação dos guias 1 e 2, κ é o coeficiente de acoplamento entre os guias e

δ o fator de descasamento de fase entre os guias, o qual pode ser controlado por meio de um campo elétrico externo.

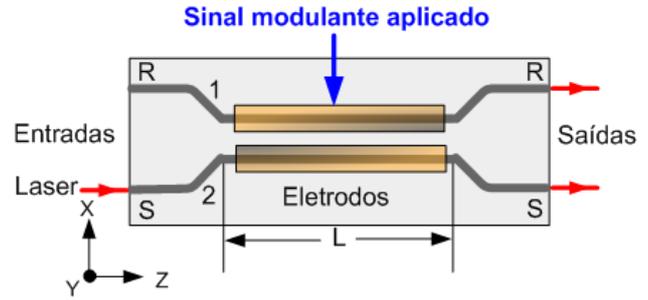


Fig. 3: Representação esquemática do DCM

Após algumas passagens matemáticas, a partir das equações de modos acoplados e condições iniciais de funcionamento, pode-se verificar que a característica de transferência da porta R do DCM é dada por [3]:

$$T_R(V) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\sin^2 \left[\frac{\pi}{2} s \sqrt{1 + 3(V/V_s)^2} \right]}{1 + 3(V/V_s)^2} \quad (5)$$

onde V_s é a tensão de chaveamento, que é a tensão necessária para que a energia seja totalmente transferida de um guia para outro, e s é o comprimento de acoplamento normalizado [2].

O comprimento de acoplamento normalizado, $s = \kappa L / (\pi/2)$, é a razão entre comprimento da região de interação, L , pelo comprimento de batimento, ou seja, o comprimento necessário para que ocorra transferência total de energia de um guia para outro.

A Fig. 4 ilustra a característica de transferência da porta R para alguns valores de s . Cabe observar a dependência da característica de transferência com o parâmetro s , fato que não ocorre no MZM. Em nosso modelo não se considera as perdas, logo a característica de transferência da porta S é complementar a porta R.

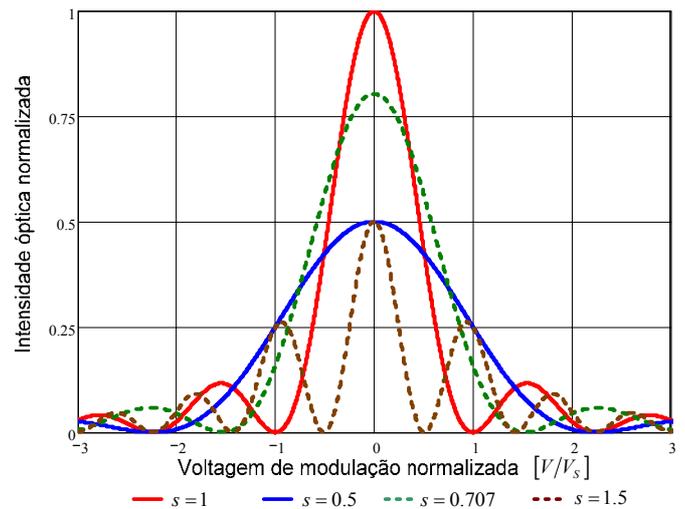


Fig. 4: Característica de transferência do DCM em função da voltagem de modulação normalizada.

C. Modulador Acoplador Direcional Junção Y

O modulador acoplador direcional junção Y (Y-DCM) possui o mesmo princípio de operação que o DCM, a única

diferença é que seus acessos de entrada são alimentados opticamente por meio de uma junção Y de 3 dB, como representado na Fig.5.

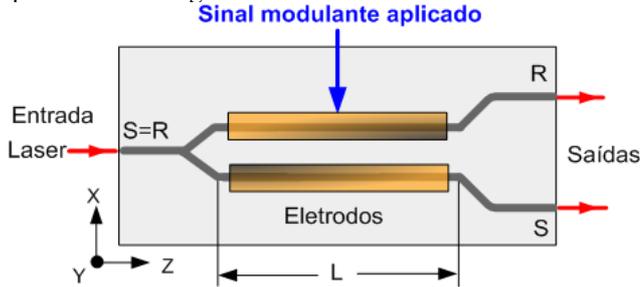


Fig. 5: Representação esquemática Y-DCM

Assim como o DCM, o Y-DCM pode ter sua característica de transferência modelada por meio da teoria de modos acoplados, bastando simplesmente alterar suas condições iniciais de funcionamento devido à alimentação óptica nos acessos de entrada R e S. A característica de transferência da porta R do Y-DCM é dada por:

$$T_R(V) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + 2 \frac{(2V/V_s)}{1 + (2V/V_s)^2} \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} s \sqrt{1 + (2V/V_s)^2} \right] \right\}, \quad (6)$$

onde todas as variáveis possuem a mesma nomenclatura do DCM.

A Fig.6 ilustra o comportamento da característica de transferência do Y-DCM em função da tensão de chaveamento e alguns valores de s .

De forma semelhante ao DCM, o Y-DCM permite alterar sua característica de transferência em função de um parâmetro de projeto do dispositivo, o parâmetro s .

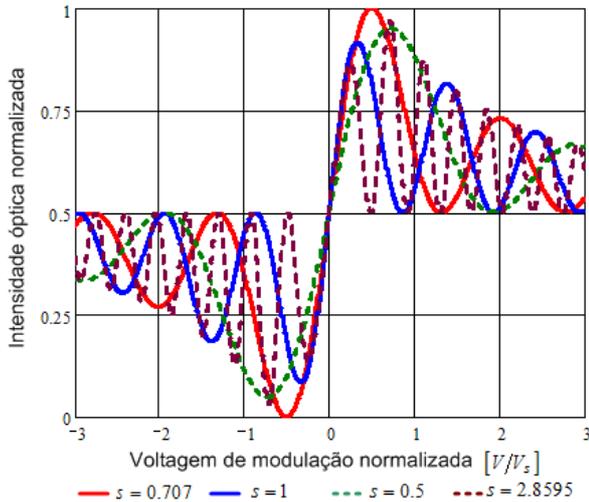


Fig. 6: Característica de transferência do Y-DCM em função da voltagem de modulação normalizada.

A propriedade que o DCM e o Y-DCM apresentam, de alterar a característica de transferência em função de um parâmetro de fabricação, permite alterar e modelar as distorções que os mesmos podem introduzir em um enlace, visto que a distorção está diretamente relacionada com a característica de transferência do dispositivo, como será apresentado na próxima seção.

III. TESTE DE DOIS TONS EM FREQUÊNCIA

Um teste comum para verificar 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 [5]. 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 dispositivo. O sinal de dois tons é um sinal do tipo:

$$V = V_B + V_m [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)] \quad (7)$$

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:

$$i_d = \eta \alpha P_{in} T(V) \quad (8)$$

onde η e α são, respectivamente, a responsividade do fotodetector e as perdas gerais do enlace. P_{in} 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, para avaliar a distorção introduzida por um modulador, pode-se expandir a função $T(V)$ em série de potências [4], logo (8) resulta em:

$$i_d = \eta \alpha P_{in} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(V - V_B)^n}{n!} \frac{d^n T(V)}{dV^n} \Big|_{V=V_B} \quad (9)$$

Substituindo-se (7) em (9), obtêm-se:

$$i_d = \eta \alpha A I_{in} \sum_{n=0}^{\infty} c_n V_m^n [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)]^n \quad (10)$$

onde

$$c_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n T(V)}{dV^n} \Big|_{V=V_B} \quad (11)$$

A partir da equação (10) podem-se calcular as distorções introduzidas pelos moduladores.

A expansão da série de potências em (10) resulta em:

$$i_d = \eta \alpha P_{in} \left[C_{\omega_{1,2}} \sin(\omega_{1,2} t) + C_{2\omega_{1,2}} \cos(2\omega_{1,2} t) + \dots \right] \quad (12)$$

onde os coeficientes C_ω são polinômios característicos das componentes fundamentais e todas as possíveis combinações em frequência (distorções). Cabe destaque aos coeficientes de frequência fundamental, intermodulação de terceira ordem (IM₃) e intermodulação de quinta ordem (IM₅), dados por:

$$C_{\omega_{1,2}} = \left| c_1 V_m + \frac{9}{4} c_3 V_m^3 + \frac{25}{4} c_5 V_m^5 + \frac{1225}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right| \quad (13)$$

$$C_{2\omega_{1,2}-\omega_{2,1}} = \left| \frac{3}{4} c_3 V_m^3 + \frac{25}{8} c_5 V_m^5 + \frac{735}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right| \quad (14)$$

$$C_{3\omega_{1,2}-2\omega_{2,1}} = \left| \frac{5}{8} c_5 V_m^5 + \frac{245}{64} c_7 V_m^7 + \dots \right| \quad (15)$$

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

Um modulador ideal, do ponto de vista de distorção, consiste em um modulador que não introduza qualquer distorção no enlace, entretanto, embora alguns moduladores

permitam suprimir algumas componentes em determinados pontos de polarização, esta situação é muito difícil de obter com grande parte dos moduladores em geral.

IV. ANÁLISE DE DISTORÇÃO

Considerando a técnica do sinal de dois tons em frequência, apresentada na seção anterior, sabe-se que as componentes de distorção mais críticas são as componentes de intermodulação de ordem ímpar, pois $2\omega_{1,2} - \omega_{2,1} \cong \omega_{1,2}$ e $3\omega_{1,2} - 2\omega_{2,1} \cong \omega_{1,2}$, devido ao fato de que $\omega_1 \cong \omega_2$, fato esse que torna essas indesejáveis componentes difíceis de serem filtradas.

Portanto, para que um modulador seja considerado linear, esse deve ser capaz de suprimir componentes de distorção ou reduzir significativamente as componentes de intermodulação que estão situadas nas proximidades das componentes fundamentais.

Na Fig. 7, são avaliados os comportamentos das componentes fundamentais e IM_3 em função da escolha do ponto de operação do MZM, ou seja, o gráfico mostra o comportamento das equações (13) e (14) em função da escolha do ponto de operação para $V_m = 1.7 \times 10^{-3} V_\pi$.

Embora seja bem conhecido que o MZM seja capaz de suprimir as distorções de ordem par, quando polarizado no ponto de quadratura [6], pode-se observar na Fig. 7 a limitação deste dispositivo com relação a IM_3 , ou seja, não há qualquer ponto de polarização em que exista a componente fundamental e supressão da IM_3 simultaneamente.

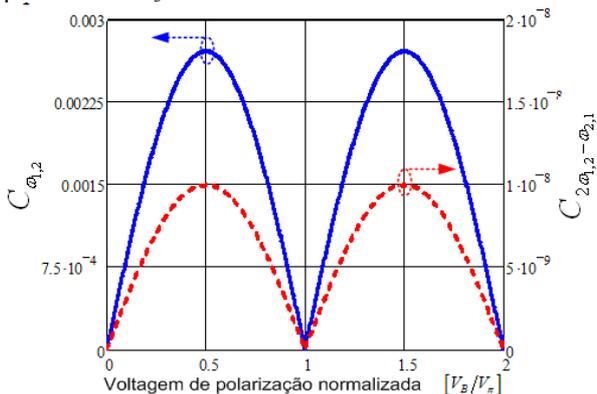


Fig. 7: Comportamento das componentes fundamentais e IM_3 do MZM.

Também é conhecido na literatura que o DCM quando construído com $s = 1$ apresenta a vantagem, com relação MZM, de suprimir a IM_3 e preservar a componente fundamental [2] [3], como pode ser observado na Fig. 8, que é obtida sob as mesmas condições da Fig. 7, e com $s = 1$.

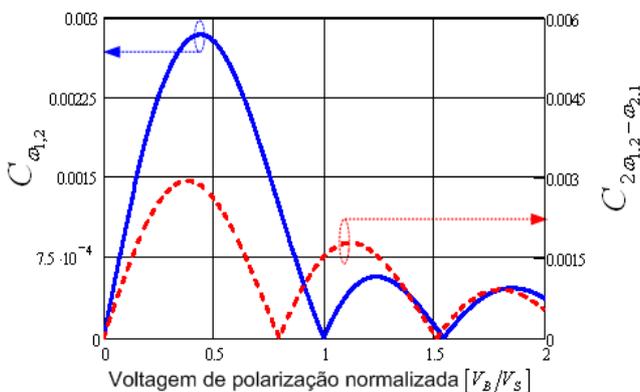


Fig. 8: Comportamento das componentes fundamentais e IM_3 do DCM

Com base nas Figs. 7 e 8, observa-se a vantagem do DCM com relação ao MZM, ou seja, existe um ponto em que a IM_3 é reduzida e a componente fundamental ainda é preservada.

Com o intuito de avaliar a composição espectral quantitativamente, considera-se um enlace que emprega um laser com potência óptica de 15 mW, um fotodetector com responsividade de 0.85 A/W, uma carga resistiva no circuito receptor de 50 Ω e perdas gerais no enlace de 3 dB, a partir destes valores podemos avaliar a composição espectral do sinal recuperado do MZM e DCM com auxílio da equação (10).

As Figs. 9 e 10 ilustram, respectivamente, o espectro do sinal recuperado utilizando MZM e DCM, considerando as componentes de distorção por intermodulação e harmônicas até a sétima ordem, bem como a faixa dinâmica livre de distorção em relação aos espúrios críticos, que não podem ser eliminados por meio de filtragem, que são a IM_3 e a IM_5 .

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 tem intensidade em torno de -160 dB/Hz [6].

A Fig. 9 foi obtida levando em consideração a polarização do MZM no ponto de quadratura, ou seja, $V_B = 0.5 V_\pi$. Com relação à amplitude do sinal modulante, considerou-se a máxima amplitude até que a IM_3 não ultrapassasse o patamar de ruído, ou seja, $V_m = 1.7 \times 10^{-3} V_\pi$. O valor avaliado de SFDR₃ foi de 108.6 dB.Hz^{2/3}.

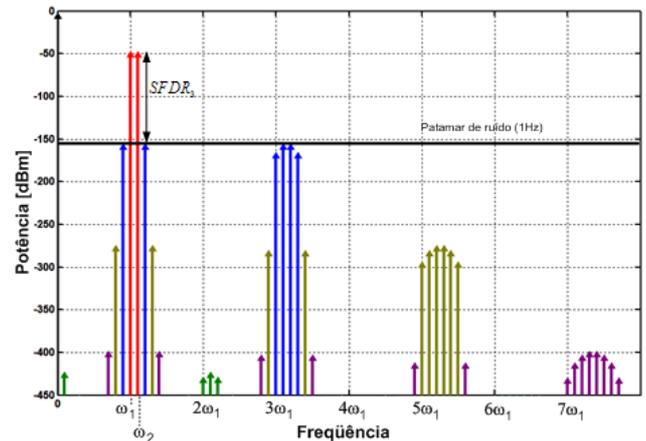


Fig. 9: Espectro do sinal recuperado em um enlace empregando o MZM.

Por outro lado, a Fig. 10 foi obtida levando-se em consideração a polarização do DCM no ponto de polarização igual $0.795 V_S$, ou seja, o ponto em que se observa, na Fig. 8, a supressão da IM_3 . De forma semelhante ao MZM, considerou-se a máxima amplitude do sinal modulante até que a IM_3 não ultrapassasse o patamar de ruído, ou seja, $V_m = 0.029 V_S$. O valor avaliado da SFDR₃ foi de 126.7 dB.Hz^{4/5}.

Comparando as figuras 9 e 10, observa-se uma diferença significativa de SFDR, da ordem de 18 dB, quando DCM é empregado, isto ocorre devido à supressão da IM_3 , tornando o enlace limitado pela IM_5 .

No entanto, embora a SFDR, com relação à componente limitante do enlace, seja significativamente aumentada com o emprego do DCM, observa-se a penalização da existência de muitos espúrios de ordem par acima do patamar de ruído, fato que não ocorre com o MZM, sendo necessária a presença de um filtro para eliminá-las.

Um modulador altamente linear é um modulador capaz de reunir as características de elevada faixa dinâmica do DCM com a supressão do maior número possível de componentes de

distorção, como o MZM.

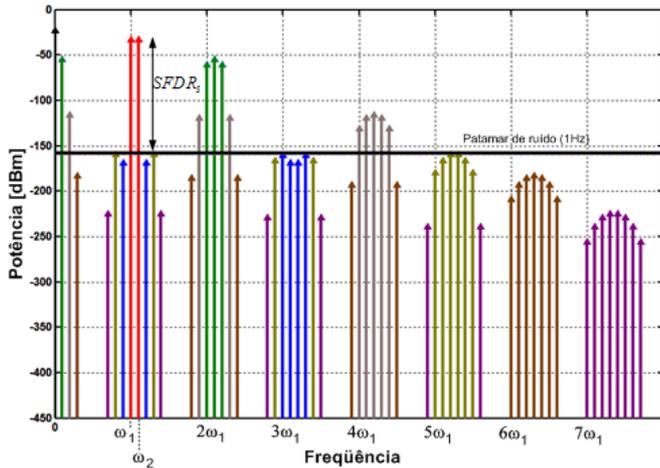


Fig.10: Espectro do sinal recuperado em um enlace empregando o DCM

Como mencionado anteriormente, a vantagem dos moduladores baseados em acopladores direcionais é que eles permitem a alteração de sua característica de transferência em função de parâmetros de projeto, conseqüentemente, a distorção também é afetada em função da escolha desses parâmetros, tal fato permite a modelagem da distorção em função do comprimento de acoplamento normalizado, s .

Analisando-se o Y-DCM empregado no enlace considerado anteriormente, observa-se na Fig.11 o comportamento das componentes fundamentais e IM_3 em função do comprimento de acoplamento normalizado, s , e da tensão de polarização, V_B .

Observa-se na Fig.11 que existem valores de s que, em conjunto com determinados pontos de polarização, permitem a supressão da IM_3 mantendo a componente fundamental.

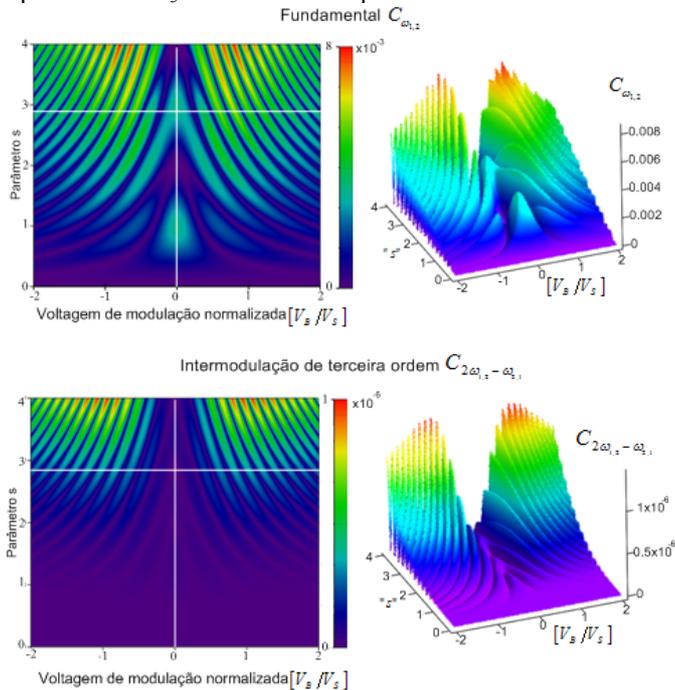


Fig. 11: Comportamento das componentes fundamental e IM_3 em função da tensão de polarização e comprimento de acoplamento normalizado

Um caso particular da Fig.11, ponto em destaque no mapa de contorno, é observado quando a tensão de polarização é nula

e $s = 2.8595$.

O respectivo ponto revela que a IM_3 pode ser significativamente suprimida quando a polarização é nula, mantendo uma elevada componente fundamental.

Avaliando as componentes de distorção até a sétima ordem, com o auxílio da equação (10), observa-se na Fig. 12 o espectro do sinal recuperado esperado quando o dispositivo é projetado com $s = 2.8595$ e polarizado com polarização nula.

De forma semelhante ao MZM e ao DCM, considerou-se a máxima amplitude do sinal modulante até que a IM_3 não ultrapassasse o patamar de ruído, ou seja, $V_m = 0.01V_s$. O valor avaliado de $SFDR_5$ foi de $125.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$.

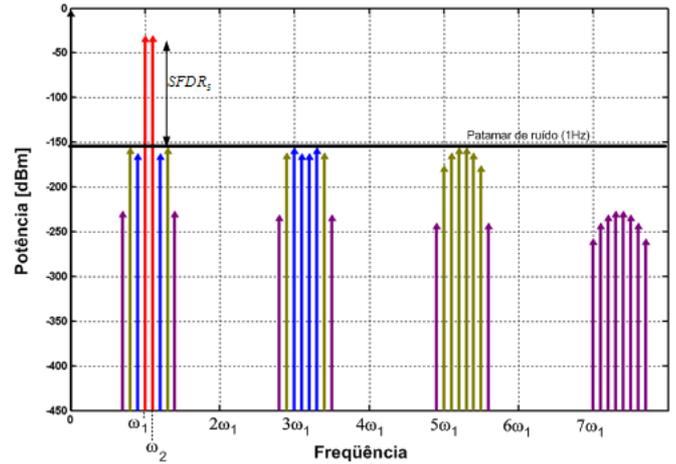


Fig.12: Espectro do sinal recuperado em um enlace empregando o Y-DCM

Com base nos resultados apresentados, observa-se que o Y-DCM, projetado em determinadas condições, possibilita a supressão da IM_3 mantendo a componente fundamental, além disso, todas as componentes de ordem par são eliminadas.

V. CONCLUSÕES

Com base nos resultados apresentados pode-se observar que o Y-DCM, projetado em determinadas condições, possibilita uma SFDR tão elevada quanto à do DCM e, ainda, elimina distorções de ordem par, assim como o MZM, fazendo com que o Y-DCM se mostre apropriado para aplicações que demandem alta linearidade.

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] 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
- [4] YU, Y. et al. Enhanced linear dynamic range of asymmetric Fabry-Pérot modulator/detector. IEEE Photonics Technology Letters, v.18, n. 9, p.1040-1042, 2006.
- [5] C. WU and X. ZHANG, “Impact of Nonlinear Distortion in Radio Over Fiber Systems with Single – Sideband and Tandem Single – Sideband Subcarrier Modulations”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No 5, pp. 2076 – 2090, 2006
- [6] B. H. KOLNER and D. W. DOLFI, “Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator”, Applied Optics, Vol. 26, No 17, pp. 3676 – 3680, 1987