

EFEITOS DA ASSIMETRIA DO CPS EM MODULADORES ELETROÓPTICOS DE FASE

C. KITANO ⁽¹⁾, V.R. ALMEIDA ⁽²⁾, J.E.B. OLIVEIRA ⁽³⁾

⁽¹⁾ FEIS - Faculdade Eng. Ilha Solteira/UNESP, kitano@dee.feis.unesp.br

⁽²⁾ IEAv - Instituto de Estudos Avançados/CTA, vilson@ieav.cta.br

⁽³⁾ ITA - Instituto Tecnológico de Aeronáutica/CTA, edimar@ita.cta.br

RESUMO

Neste trabalho analisa-se o modulador de fase eletroóptico a ondas caminhanter, com campo de modulação de RF/microondas gerado por um CPS (*coplanar strips*) blindado e assimétrico, através da técnica de Abordagem de Domínio Espectral. Ênfase especial é dedicada as alimentações e terminações das linhas acopladas de forma a obter-se um sinal de modulação monomodo. A modulação eletroóptica em substrato de niobato de lítio é modelada através da análise perturbacional do modo óptico. Valores de tensão de meia-onda e resposta em frequência para o modulador de fase são apresentados.

1. INTRODUÇÃO

Até metade da década de 90, a maior parte dos sistemas de comunicação por fibras ópticas empregava a modulação direta da fonte laser a fim de gerar sinais modulados em amplitude. Este tipo de modulação limita a taxa de transmissão em algumas dezenas de Gbits/s. Contudo, nas aplicações de altíssimas taxas de transmissão, que atuam com várias dezenas de Gbits/s, é necessário o uso de transmissores ópticos com elevada linearidade (para reduzir a intermodulação) e portadora muito bem definida (para reduzir a dispersão). A modulação direta em alta frequência apresenta o problema de *chirp*, o qual causa alargamento do espectro do *laser*, limitando o comprimento dos enlaces. Por outro lado, moduladores externos proporcionam uma forma de reduzir ou eliminar o *chirp*, uma vez que a fonte óptica opera em regime CW. Está se tornando regular a utilização de moduladores externos baseados em eletro-absorção e efeito eletroóptico [1]. Neste trabalho, é dado ênfase aos moduladores por ondas caminhanter em substrato eletroóptico (EO) de niobato de lítio (LiNbO₃). Constituem atributos gerais destes dispositivos a possibilidade de operação com *chirp* desprezível, profundidades de modulação superiores a 20dB, operação com potência óptica elevada, excelente estabilidade para flutuações de temperatura, tensão de meia-onda reduzida (entre 4V a 10V) e faixa dinâmica superior a 20dB. No caso da modulação digital, utilizam-se moduladores de amplitude em configuração de Mach-Zehnder, os quais já são disponíveis comercialmente até 40Gbits/s [2]. Suas principais aplicações são em sistemas de comunicação transoceânicos, modernas gerações da SONET e redes de CATV. Por outro lado, tem-se os moduladores EOs de fase, que encontram aplicações em controle de *chirp*, sensores ópticos e enlaces para comunicação coerente [1]-[2]. No Brasil, os moduladores de LiNbO₃ têm sido utilizados por diversos grupos de pesquisas. Aplicações de moduladores EOs para melhorar as características de fontes de sólitons já foram realizadas [3]. Moduladores externos estão sendo empregados

para testes de amplificadores a fibra óptica dopada com érbio [4]. Além dessas aplicações em telecomunicações, tais moduladores também têm sido empregados em sensores ópticos como, por exemplo, em giroscópios a fibra óptica, nos quais a linearidade do fator de escala tem grande importância [5].

Este trabalho se insere na linha de pesquisa do ITA, em conjunto com o IEAv/CTA, para obter capacitação para projeto e fabricação de *chips* ópticos a base de LiNbO₃ para aplicações aeronáuticas. Seu objetivo é apresentar as potencialidades da técnica de Abordagem de Domínio Espectral (ADE) em projetos de moduladores EOs de fase, em configuração CPS (*coplanar strips*) com blindagem e distribuição assimétrica de eletrodos. Existem algumas vantagens da estrutura CPW (*coplanar waveguides*) sobre o CPS como, por exemplo, a existência de um único modo sem frequência de corte (isto favorece a operação monomodo e simplifica a alimentação), maior largura de faixa de modulação de fase, permissividade efetiva reduzida e impedâncias características próximas a 50Ω [6]. Entretanto, se for de interesse aumentar a densidade de dispositivos integrados sobre um mesmo substrato, será constatado uma limitação na estrutura CPW, uma vez que seus eletrodos laterais devem apresentar larguras virtualmente infinitas. Contudo, este não constitui um problema para o CPS, uma vez que as larguras das fitas são finitas. Por outro lado, o CPS apresenta dois modos de propagação ortogonais sem frequência de corte, e cuidados adicionais devem ser tomados para garantir a operação monomodo do campo de modulação. Além disso, justifica-se a realização deste trabalho, em vista de não ser encontrado na literatura um estudo sistemático de moduladores com CPS que leve em conta os efeitos da blindagem eletromagnética e da assimetria de eletrodos, sobre as características do campo de modulação. Percebe-se também, que do ponto de vista de modulação eletroóptica, este problema ainda não se encontra completamente formulado na literatura em termos de fontes e cargas nos eletrodos, e as publicações se limitam em analisar o modulador clássico com CPS aberto e simétrico [7], [8].

A Fig.1 enfatiza a região de interação eletroóptica de um modulador de fase a óptica integrada por ondas caminhanter em uma estrutura CPS blindada. Esta estrutura é constituída por um substrato de LiNbO₃ em corte-Z, com espessura d_1 , um *buffer-layer* de SiO₂ de espessura d_2 , e uma camada de ar com espessura d_3 . Os eletrodos de modulação possuem comprimento L , com larguras (w_1 e w_2) e posições arbitrárias. Considera-se que tais eletrodos sejam ideais, com condutividade infinita e espessura nula. O guia óptico tipo canal, difundido no substrato de LiNbO₃, é especificado pela posição "p", medido a partir da origem. O conjunto é blindado por um invólucro metálico de

largura $2a$. Também são mostrados, os geradores e as cargas nos acessos do CPS.

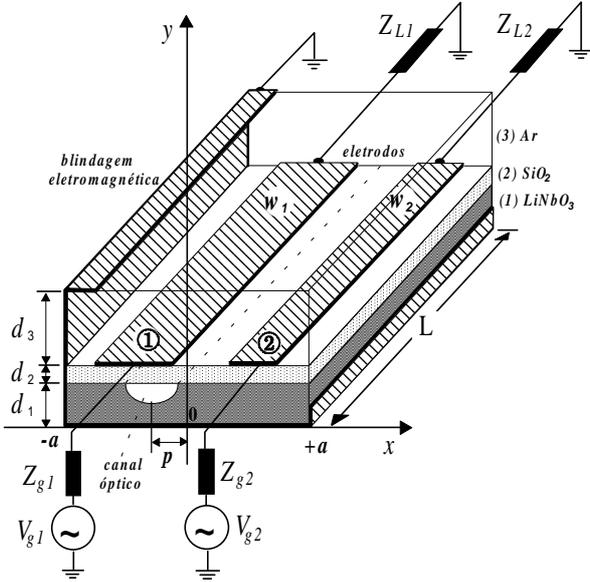


Figura 1. Vista interna da região de interação do modulador EO de LiNbO₃ em estrutura CPS assimétrica blindada

Neste tipo de modulador, a portadora óptica que propaga-se no guia de canal, tem sua fase modificada através do campo elétrico de modulação estabelecido pelo CPS, via efeito EO. Devido a não homogeneidade transversal, este campo elétrico propaga-se como modo híbrido, com componentes ao longo dos eixos x , y e z . Uma forma eficiente de obter o campo elétrico de modulação consiste na utilização da técnica de ADE [9]. A interação EO é modelada através da análise perturbacional do guia óptico [10].

2. MODELO MATEMÁTICO

No método de ADE, todas as componentes de campo são representadas por grandezas espectrais, através da aplicação da transformada de Fourier espacial na direção x [9]. A natureza anisotrópica do LiNbO₃ é levada em consideração através da permissividade dielétrica relativa que, para corte- Z , é representada da seguinte forma:

$$\bar{\epsilon} = \begin{bmatrix} \epsilon_{\perp} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{//} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{\perp} \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde $\epsilon_{//}$ e ϵ_{\perp} são permissividades relativas nas direções paralela e perpendicular ao eixo principal do LiNbO₃, respectivamente. Admitindo-se uma dependência dos campos de modulação, com z e t , da forma $\exp[j(\omega_m t - \beta_m z)]$, a aplicação da transformada de Fourier às equações de Maxwell conduz a uma equação de onda no domínio espectral, que deve ser resolvida com o auxílio das condições de contorno nas paredes metálicas e nas interfaces entre as camadas dielétricas. As densidades lineares de corrente nas fitas segundo z e x , são representadas por J_z e J_x , respectivamente. As componentes de campo elétrico transformado obedecem a seguinte relação, na interface $y=d_1+d_2$:

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_z \\ \tilde{E}_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{zz} & \tilde{Z}_{zx} \\ \tilde{Z}_{xz} & \tilde{Z}_{xx} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_z \\ \tilde{J}_x \end{bmatrix} \quad (2)$$

com

$$\begin{cases} \tilde{E}_{x,z}(\alpha_n, y) \\ \tilde{J}_{x,z}(\alpha_n, y) \end{cases} = \int_{-\infty}^{+\infty} \begin{cases} E_{x,z}(x, y) \\ J_{x,z}(x, y) \end{cases} e^{j\alpha_n x} dx \quad (3)$$

$$\alpha_n = \frac{2n\pi}{T_x} \quad \text{para } n=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4)$$

onde T_x representa o período espacial fundamental das componentes de campo, \tilde{Z}_{rs} , para $r,s=x,z$, são as diádicas de Green no domínio espectral. O procedimento utilizado para obtenção das diádicas para substratos em corte- Z são apresentados em [11]. Uma maneira de resolver o sistema de equações (2), consiste em empregar o método de Galerkin, expandindo-se as densidades de corrente em funções de base das seguintes formas:

$$\tilde{J}_z(\alpha_n) = \sum_{m=1}^M [a_m \tilde{J}_{z1m}(\alpha_n) + b_m \tilde{J}_{z2m}(\alpha_n)] \quad (5a)$$

$$\tilde{J}_x(\alpha_n) = \sum_{m=1}^N [c_m \tilde{J}_{x1m}(\alpha_n) + d_m \tilde{J}_{x2m}(\alpha_n)] \quad (5b)$$

onde os índices 1 e 2 referem-se as fitas 1 e 2 do CPS, respectivamente, e a_m , b_m , c_m e d_m são coeficientes a serem determinados. Neste trabalho, foram consideradas M funções de base na direção z , em cada linha do CPS ($J_{z1m}(x)$, $J_{z2m}(x)$), e N na direção x ($J_{x1m}(x)$ e $J_{x2m}(x)$), expressas em termos de polinômios de Chebyshev [11]. Seguindo o procedimento padrão, substitui-se (5a) e (5b) em (2), e aplica-se o teorema de Parseval, obtendo-se o sistema de equações homogêneas [9]:

$$[\mathbf{K}_{ijkl}^{rs}] \cdot [c] = 0 \quad (6)$$

com

$$\mathbf{K}_{ijkl}^{rs} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{Z}_{rs}(\alpha_n) \cdot \tilde{J}_{rik}(\alpha_n) \cdot [\tilde{J}_{sjl}(\alpha_n)]^* \quad (7)$$

e onde os índices i,j referem-se às fitas, e k,l às funções de base. A matriz $[\mathbf{K}]$ tem ordem $(2M+2N) \times (2M+2N)$, e a ordem da matriz $[c]$ é $(2M+2N) \times 1$. As soluções não-triviais do sistema (6) ocorrem quando:

$$\det[\mathbf{K}(\alpha_n, \beta_m)] = 0 \quad (8)$$

Através desta equação determinantal, são calculadas as constantes de fase β_m , e portanto, as permissividades efetivas $\epsilon_{\text{eff}} = (\beta_m/k_0)^2$ dos modos normais, onde $k_0 = \omega_m \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$.

No caso de CPS simétrico, o procedimento para aplicar as condições de contorno nas paredes laterais, $x=\pm a$, consiste em selecionar adequadamente os valores de n em (4). Os campos dos modos são pares ou ímpares [10]. Contudo, isto não se aplica a estruturas assimétricas, cujas larguras e posições das fitas são arbitrárias. Neste trabalho, utiliza-se o método de imagens para identificar as funções de base adequadas para analisar tal estrutura. Neste procedimento, as paredes laterais do invólucro

metálico, com largura $2a$, são substituídas por uma rede periódica de estruturas objeto-imagem na direção x , cujo período é igual a $T_x=4a$. As funções de base para densidades de corrente, que obedecem o método de imagens, forçam as componentes de campo a satisfazerem as condições de contorno nas paredes. A seleção das funções de base foi discutida em [12].

No caso do CPS blindado existem dois modos de propagação, com frequências de corte nulas [13]. Para estruturas simétricas, estas soluções correspondem aos modos par e ímpar, enquanto nas assimétricas, elas são denominadas de modo- c e modo- π , respectivamente. Estes modos, que são ortogonais, propagam-se como modos quase-TEM em certa faixa de frequências, porém com constantes de propagação distintas. Como apenas tais soluções podem admitir representações circuitais unívocas, em termos de linhas de transmissão TEM, somente elas são predominantemente utilizadas em dispositivos práticos. Uma vez determinadas as constantes de fase de cada modo, calculam-se as impedâncias características de cada linha do CPS para este modo. Denotando-se por $Z_{c1}^{\pi,c}$ e $Z_{c2}^{\pi,c}$ as impedâncias características, e $I_1^{\pi,c}$ e $I_2^{\pi,c}$ as correntes elétricas das fitas 1 e 2, respectivamente, então, para os modos- c e $-\pi$ do CPS, tem-se que [12]:

$$Z_{c1}^c = \frac{P^c}{|I_1^c|^2 (1 - R_c/R_\pi)} \quad \text{e} \quad Z_{c1}^\pi = \frac{P^c}{|I_1^\pi|^2 (1 - R_\pi/R_c)} \quad (9)$$

onde P_c é a potência transmitida por cada um dos modos, determinada através do vetor de Poynting [9]. Os termos R_c e R_π devem obedecer à seguinte relação [12]:

$$R_{\pi,c} = -\frac{1}{(b_1')_{\pi,c}} \cdot \frac{w_1}{w_2} \quad (10)$$

onde o fator normalizado $b_1' = b_1/a_1$, é determinado resolvendo-se o sistema homogêneo (6). Utilizando-se as propriedades dos polinômios de Chebyshev, empregados nas funções de base em (5a) e (5b), mostra-se que as correntes elétricas nas fitas 1 e 2 obedecem as relações $I_1^{\pi,c} = a_1^{\pi,c} \cdot (\pi w_1/2)$ e $I_2^{\pi,c} = b_1^{\pi,c} \cdot (\pi w_2/2)$, respectivamente. As impedâncias da linha 2 para os modo- π e modo- c obedecem a seguinte equação [14]:

$$Z_{c2}^{\pi,c} = -R^c R_\pi Z_{c1}^{\pi,c} \quad (11)$$

A análise apresentada até este estágio, considera apenas ondas progressivas propagando-se no CPS assimétrico blindado. Considera-se a seguir, a situação na qual as fontes de alimentação e as cargas são arbitrárias. Neste caso, poderão surgir ondas estacionárias, bem como a geração dos modos- π e $-c$ simultaneamente. Na Fig.2 ilustra-se o circuito elétrico equivalente do CPS, através de duas linhas de transmissão acopladas. Será mostrado na seção 3 deste trabalho, que para fins de modulação EO, utiliza-se o modo- π , devido a sua reduzida dispersão [15]. Neste caso, o modelo de linha de transmissão TEM adotado é satisfeito. Além disso, em moduladores, é desejável operar em regime mono-modo, para obter-se elevada largura de faixa com baixo consumo de potência. Entretanto, para alimentações e cargas arbitrárias, o CPS pode suportar os dois modos, devido às reflexões assimétricas nos acessos de

gerador e/ou carga. Portanto, é necessário identificar os geradores e as cargas de um CPS para obter operação mono-modo. Para isso, duas condições devem ser satisfeitas:

a) Os coeficientes de reflexão das linhas 1 e 2, nos acessos de gerador ou carga, devem ser iguais:

$$\Gamma_{g1} = \Gamma_{g2} = \Gamma_g \quad \text{e} \quad \Gamma_{L1} = \Gamma_{L2} = \Gamma_L \quad (12)$$

$$\text{onde} \quad \Gamma_{g1,2} = \frac{Z_{g1,2} - Z_{c1,2}}{Z_{g1,2} + Z_{c1,2}} \quad \text{e} \quad \Gamma_{L1,2} = \frac{Z_{L1,2} - Z_{c1,2}}{Z_{L1,2} + Z_{c1,2}} \quad (13)$$

Isto significa que as frentes da onda, sobre as fitas 1 e 2, devem perceber o mesmo coeficiente de reflexão. Substituindo-se (13) em (12) e usando a relação (11), mostra-se que

$$Z_{g2} = -R_c R_\pi Z_{g1} \quad \text{e} \quad Z_{L2} = -R_c R_\pi Z_{L1} \quad (14)$$

b) No instante $t=0^+$ as tensões fornecidas pelos dois geradores, ao atingirem os pontos ① e ②, em $z=0^+$ na Fig.2, devem obedecer às seguinte relações [14]:

$$V_1^\pi(z=0^+, t=0^+) = \frac{1}{R_\pi} V_2^\pi(z=0^+, t=0^+) \quad (15)$$

Estas tensões são fornecidas pelas fontes, em $t=0^+$, e têm as seguintes características:

$$V_{1,2}^\pi(z=0^+, t=0^+) = \frac{Z_{c1,2}^\pi}{Z_{c1,2}^\pi + Z_{g1,2}} V_{g1,2} \quad (16)$$

Combinando-se (14) a (16), e com o auxílio de (11), obtém-se

$$V_{g2} = R_\pi V_{g1} \quad (17)$$

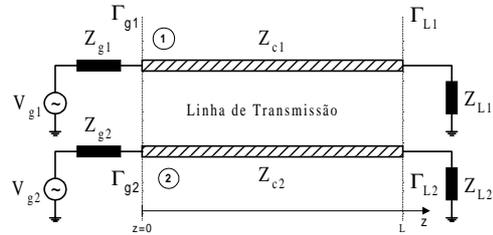


Figura 2. Modelo equivalente de linhas de transmissão para um CPS assimétrico blindado.

Portanto, o gerador e a carga da linha 1 podem ser selecionados de forma arbitrária, contudo, V_{g2} , Z_{g2} e Z_{L2} da linha 2 dependem das terminações da linha 1, de acordo com (14) e (17). De fato, pode-se mostrar que é possível utilizar as características da linha 1 como base para representar os parâmetros de propagação das ondas caminantes no CPS. Assim, a análise da propagação do campo elétrico de modulação na estrutura CPS assimétrica blindada é apresentada através dos parâmetros da linha 1. Com isso, o modelo de linha de transmissão desenvolvido na referência [8], para analisar a interação EO num CPS simétrico e aberto, pode ser novamente utilizado. Denota-se por $\vec{G}_m(x, y)$ a distribuição transversal de campo elétrico de modulação, a qual está associada a uma onda progressiva no CPS casado, e que pode ser obtida através da técnica de ADE [12]. Este campo, em

V/m, deve ser calculado para uma tensão de alimentação igual a 1,0V aplicado no ponto ① da Fig.2. Portanto, no modulador EO, o campo elétrico estacionário estabelecido no CPS descasado, relativo a uma referência que se desloca com a velocidade do modo óptico, pode ser descrito como [7]:

$$\vec{E}_m(x, y, z, t) = V_0(z) \cdot \vec{G}_m(x, y) \cdot e^{j\omega_m t} \quad (18)$$

onde $V_0(z)$ pode ser interpretado como um fator de forma que leva em consideração os descasamentos de impedâncias nos acessos, e o descasamento entre as velocidades de fase das ondas óptica e de modulação. Sua expressão geral é dada por [8]:

$$V_0(z) = V_g \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \left(\frac{u^+(z) + \Gamma_L e^{-2\gamma_m L} u^-(z)}{1 - \Gamma_g \Gamma_L e^{-2\gamma_m L}} \right) \quad (19)$$

$$\text{onde } u^\pm(z) = \exp\{\mp[\alpha_m \pm j \frac{\omega_m}{c} (n_e \mp \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}})]z\} \quad (20)$$

Nessas equações, $\gamma_m = \alpha_m + j\beta_m$ representa a constante de propagação da onda de modulação, α_m é o fator de atenuação [dB/m], $\beta_m = \omega_m \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} / c$ [rad/m] é o fator de fase e n_e é o índice de refração efetivo do modo óptico.

A variação do fator de fase da portadora óptica, $\Delta\beta$, devido a aplicação do campo elétrico de modulação, pode ser obtida através da análise perturbacional do guia óptico devido ao efeito EO linear [10]. Esta é uma função de z , e é determinada pela seguinte equação [8]:

$$\Delta\beta(z, t) = \Delta\beta(z) \cdot \cos(\omega_m t) \quad (21)$$

$$\text{onde } \Delta\beta(z) = \frac{-\omega}{2c} n_e^3 r_{33} \Gamma_N V_0(z) \quad (22)$$

$$\Gamma = \int_{-\infty}^{+\infty} E_y(x, y) |F_y(x, y)|^2 dx dy \quad (23)$$

$$|F_y(x, y)|^2 = \frac{4y^2}{\pi w_x w_y^3} e^{-\left(\frac{x-p}{w_x}\right)^2} e^{-\left(\frac{y}{w_y}\right)^2} \quad (24)$$

Na expressão (22), r_{33} é o coeficiente EO efetivo, e Γ é o fator de superposição, calculado conforme (23) para a componente y de campo elétrico, $E_y(x, y)$, quando a tensão do eletrodo ① for ajustada em 1,0V. A conformação de campo óptico, $F_y(x, y)$, dada em (24), leva em conta os desvios padrões (*mode sizes*) w_x e w_y do modo óptico quase-TM propagando-se num guia óptico difundido no substrato de LiNbO₃, o qual tem sua posição especificado pelo parâmetro "p", mostrado na Fig.1. A variação da fase óptica, $\Delta\phi$, é calculada integrando-se (21) entre 0 e L:

$$\Delta\phi(L, t) = \left(\int_0^L \Delta\beta(z) dz \right) \cos \omega_m t \quad (25)$$

A partir de (25) pode-se calcular a tensão de meia-onda, $V_{g1\pi}$, definida como a tensão de gerador que causa uma variação de

fase óptica com valor de pico igual a π rad, na condição de casamentos de impedância e fase, e em baixa frequência (1 KHz):

$$V_{g1\pi} = -\frac{2\lambda_0}{n_e^3 r_{33} L} \cdot \frac{1}{\Gamma} \quad (26)$$

Através de (17), calcula-se $V_{g2\pi} = R_\pi V_{g1\pi}$ para o gerador 2. Apesar de ser possível determinar α_m através de ADE, com o auxílio de métodos perturbacionais, neste trabalho consideram-se estruturas sem perdas, onde $\alpha_m=0$ [6].

3. RESULTADOS NUMÉRICOS

Os resultados obtidos nesta seção, referem-se a estrutura com CPS assimétrico blindado ilustrado na Fig.1. O substrato de LiNbO₃ possui $\epsilon_{//}=28$ e $\epsilon_{\perp}=43$, e o SiO₂ possui $\epsilon_{r2}=3,9$. A Fig. 3 apresenta o gráfico de ϵ_{eff} versus f_m , obtido resolvendo-se (8), para modos- π e -c, parametrizados na razão w_2/w_1 . As distâncias entre os centros das fitas 1 e 2 e a origem do eixo x são denotadas por s_1 e s_2 , respectivamente. Neste trabalho, utilizou-se $M=N=8$. Foram selecionados $w_1=16 \mu\text{m}$, $s_1=10 \mu\text{m}$, $2a=11\text{mm}$, $d_3=10\text{mm}$ e $d_1=1\text{mm}$. O valor de w_2 variou entre $8\mu\text{m}$ e $24\mu\text{m}$, com a borda interna do eletrodo 2 a $2\mu\text{m}$ da origem. Além disso, considerou-se dois valores para d_2 : $0,2 \mu\text{m}$ e $1,5 \mu\text{m}$. Estes gráficos confirmam que em geometrias típicas de óptica integrada, os modos- π são muito pouco dispersivos. Este fato valida o modelo de linha de transmissão TEM apresentado na seção 2, para o cálculo da impedância característica e dos parâmetros do modulador EO. Os modos-c são mais dispersivos, possuindo característica quase-TEM apenas em frequências inferiores a 1GHz aproximadamente.

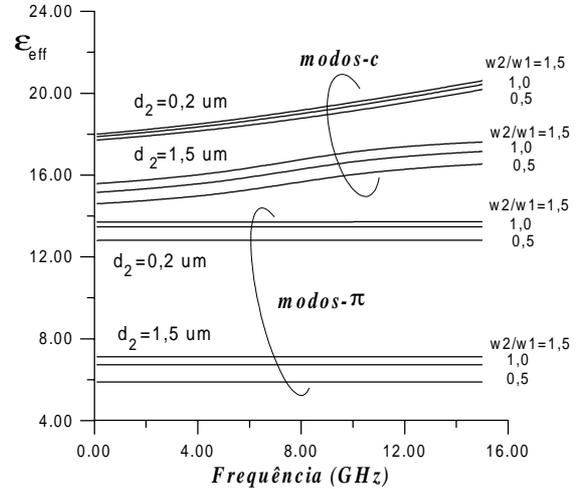


Figura 3. Característica de dispersão do CPS assimétrico.

Observa-se que o comportamento quase-TEM dos modos- π não se mantém indefinidamente com f_m . A técnica de ADE determina a faixa de frequência de validade. Conforme discutido em [6], a faixa de baixa dispersão é limitada pela frequência de transição modal, envolvendo o modo fundamental sem frequência de corte e o primeiro modo superior do CPS. Nas curvas da Fig 3, opera-se abaixo desta frequência e, portanto, o comportamento quase-TEM ocorre em toda a faixa de frequências apresentada.

Através de (9), (10) e (11), foram calculadas as impedâncias características das fitas acopladas 1 e 2, para modos- π e -c, das estruturas correspondentes a Fig.3. Os resultados são mostrados na Fig.4, para a linha 1, e na Fig. 5, para a linha 2. Estes gráficos revelam que as impedâncias características dos modos- π variam muito pouco com a frequência, ao contrário dos modos-c. Isto significa que para modos- π , as redes de casamento de impedância entre gerador/carga e linha não são tão críticas, mesmo para impedâncias características diferentes de 50Ω .

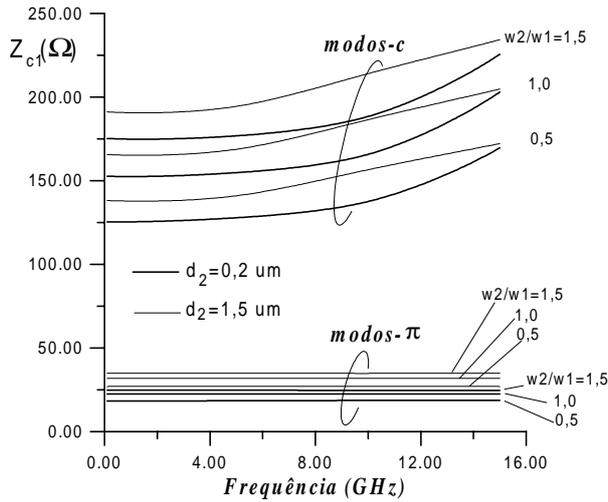


Figura 4. Impedância característica da linha 1.

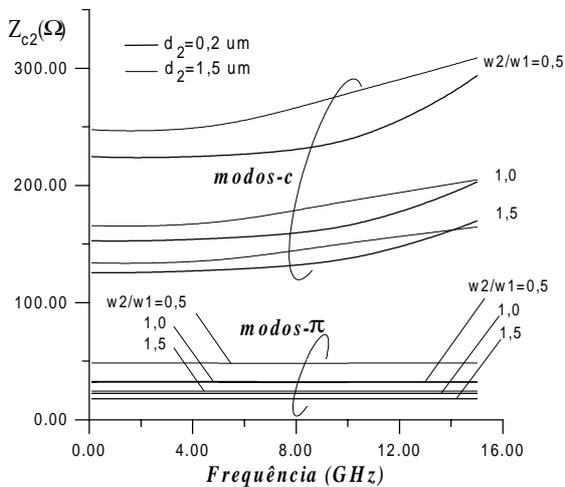


Figura 5. Impedância característica da linha 2.

As distribuições de campo elétrico transversal dos dois modos podem ser obtidas através da transformada de Fourier inversa [9]. Por exemplo, para a componente $E_y(x,y)$, tem-se:

$$E_y(x, y) = \frac{1}{T_x} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{E}_y(\alpha_n, y) \cdot \exp[-j\alpha_n x] \quad (27)$$

Na Fig. 6 foram desenhados os campos $E_y(x)$ e $E_x(x)$, em valores absolutos, para a estrutura simétrica onde $w_1=w_2=16\mu\text{m}$, $s_1=s_2=10\mu\text{m}$, $2a=1\text{mm}$, $d_1=1\text{mm}$, $d_2=0,2\mu\text{m}$ e $d_3=10\text{mm}$. Optou-se por considerar apenas o modo- π , em vista da sua baixa

dispersão. Na figura, foi calculado o campo a $1\mu\text{m}$ abaixo da interface entre o substrato e o buffer-layer. Considerou-se nos cálculos que $f=1\text{GHz}$, e que a tensão elétrica do eletrodo 1 fosse igual a $1,0\text{V}$. Através de ADE, foram calculados os valores de $R_\pi=-1$ e $R_c=+1$. Estes valores obedecem a (10). Portanto, para gerar modo- π , as seguintes fontes e cargas devem ser utilizadas: $V_{g2}=-V_{g1}$, $Z_{g2}=Z_{g1}$ e $Z_{L2}=Z_{L1}$. Na Fig.7, mostra-se os campos para um CPS assimétrico, com os mesmos parâmetros geométricos e de alimentação da Fig.6, exceto que $w_2=8\mu\text{m}$ e $s_2=6\mu\text{m}$. Utilizando-se ADE, obtém-se $R_\pi=-0,9708$ e $R_c=+1,8446$. Portanto, para operação mono-modo com o modo- π , devem ser selecionados $V_{g2}=-0,9708V_{g1}$, $Z_{g2}=1,79 \cdot Z_{g1}$ e $Z_{L2}=1,79 \cdot Z_{L1}$.

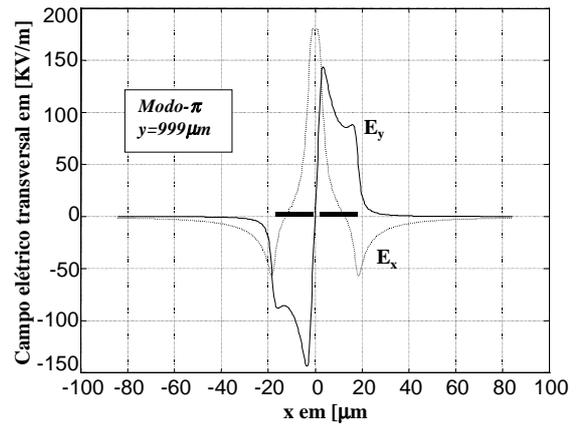


Figura 6. Campo elétrico transversal no CPS simétrico.

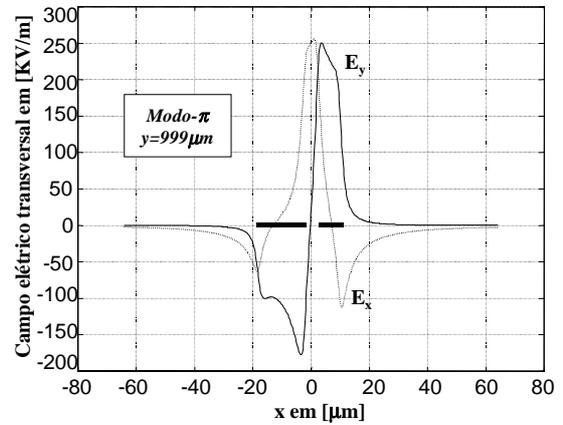


Figura 7. Campo elétrico transversal no CPS assimétrico.

Uma vez obtida a distribuição de campo elétrico transversal, pode-se determinar a tensão de meia-onda do modulador EO, através de (26). Analisa-se inicialmente o CPS simétrico referente a Fig.6. No cálculo de Γ , em (23), é necessário obter o campo elétrico $E_y(x,y)$, para valores de y entre 0 e d_1 utilizando ADE. A conformação de campo óptico empregada (quase-TM), obedece a (24), com $w_x=w_y=2\mu\text{m}$ [8]. O comprimento de onda óptico considerado foi $\lambda_0=1,3\mu\text{m}$ e, portanto, para o LiNbO_3 , $n_e=2,2$ e $r_{33}=31 \text{ pm/V}$. Na Fig.8 ilustra-se o gráfico de $(V_{g1\pi} \cdot L)$ em função do parâmetro "p", na faixa $|x| \leq 20\mu\text{m}$, definido conforme a Fig.1. O gráfico revela que o valor mínimo de $(V_{g1\pi} \cdot L)$ é igual a $0,083 \text{ V}\cdot\text{m}$, na posição $p=\pm 5,1\mu\text{m}$. Isto

significa que, para um modulador com acessos casados e com comprimento de interação $L = 50\text{mm}$, as tensões mínimas dos geradores necessárias para variar a fase óptica de π rad são : $V_{g1\pi} = -V_{g2\pi} = 1,66\text{V}$. Na Fig.9, analisa-se o modulador EO com estrutura CPS assimétrica igual a utilizada na Fig.7. O campo corresponde aquele da Fig.8. O gráfico indica que o valor mínimo de $(V_{g1\pi} \cdot L)$, 0,045, ocorre para $p = +5,6\mu\text{m}$. Assim, se $L = 50\text{mm}$, obtém-se $V_{g1\pi} = 0,9\text{V}$. Neste caso, calcula-se $R_{\pi} = -0,9708$ e, então, através de (17) tem-se que $V_{g2\pi} = -0,87\text{V}$.

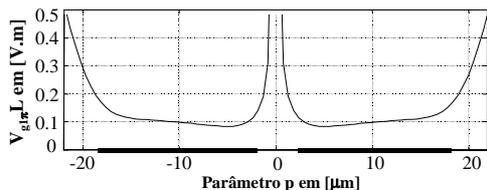


Figura 8. Tensão de meia-onda versus p para o CPS simétrico.

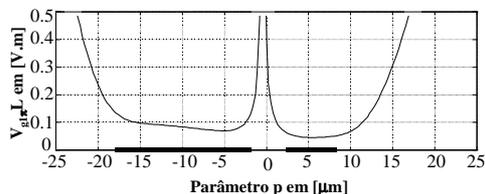


Figura 9. Tensão de meia-onda versus p para CPS assimétrico.

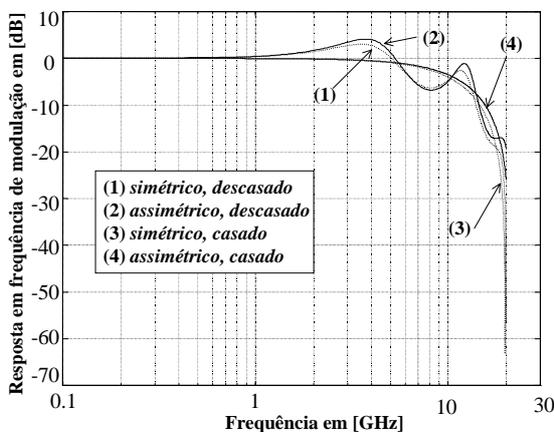


Figura 10. Resposta em frequência de modulação de fase.

A partir de (25) pode-se determinar a resposta em frequência do modulador de fase. Na Fig. 10, ilustram-se os resultados obtidos, em termos de gráficos de $20\log_{10}[\Delta\phi/\Delta\phi_{\text{pico}}]$, onde $\Delta\phi_{\text{pico}}$ é obtido a partir de (25) na situação de casamentos de impedâncias e de velocidades, com tensão DC. Os moduladores EOs operam com modos- π , nas geometrias das Figs. 6 e 7, segundo situações casadas (impedâncias de geradores e cargas iguais as das linhas) e descasadas (cargas e geradores com 50Ω). Conforme a Fig.4, a estrutura simétrica apresenta $Z_{c1}^{\pi} \approx 22,5\Omega$, e a estrutura assimétrica possui $Z_{c1}^{\pi} \approx 18,4\Omega$, para as frequências onde o modelo de linha de transmissão é válido. Os cálculos aplicam-se para um comprimento de interação $L = 50\text{mm}$.

4. SUMÁRIO

Apresentou-se a aplicação da técnica de ADE para obter as características de dispersão e de impedância da estrutura CPS assimétrica blindada, utilizadas em moduladores EOs de fase. Foram identificadas formas de alimentação e de terminações elétricas do modulador EO, que preservam a natureza do modo de propagação excitado na estrutura. Apresentou-se um modelo equivalente do dispositivo, apropriado para a determinação de valores de tensão de meia-onda e da resposta em frequência de um modulador de fase.

5. REFERÊNCIAS

- [1] Dagli, N., "Wide-Band Lasers and Modulators for RF Photonics", *IEEE MTT*, vol.47 (7): 1151-1171, 1999.
- [2] "40 Gbits/s Lithium Niobate Electro-Optic Modulator", Lucent Technologies Technical Notes, Lucent web page: <http://www.lucnet.com/micro/opto>, ago. 1999.
- [3] Mazzali, C. and Fragnito, H.L., "A Soliton Source Using a 1x2 Electro-Optic Modulator", *Anais do XIV SBT*. Curitiba, PR, pags. 731-734. Jul. 1996.
- [4] Waldman, H., et alii, "Simulação e Análise Experimental de Receptores Ópticos em 2,5 Gbits/s com AFDEs", *Anais do XIV SBT*. Curitiba, PR., pags. 301-305. Jul. 1996.
- [5] Almeida, V. R., "Aplicação de Dispositivo Multifuncional a Óptica Integrada em Interferômetro de Sagnac a Fibra Óptica Birrefringente", Tese apresentada no ITA, S.J.Campos, SP, Out. 1998.
- [6] Kitazawa, T., Polifko, D., Ogawa, H., "Analysis of LiNbO₃ Optical Modulator Using Coplanar-Type Electrodes", *IEEE MTT-S Digest*, Atlanta, USA, 1993, pages 213-216.
- [7] Kubota, K., Noda, J., Mikami, O., "Traveling Wave Optical Modulator Using a Directional Coupler LiNbO₃ Waveguide", *IEEE J. Quantum Electronics*, vol. 16(7):754-760, 1980.
- [8] Ribeiro, J.A.J., Kitano, C., Monteiro, E.C., Oliveira, J.E.B., "Análise de Moduladores Eletroópticos em Óptica Integrada", *Anais do XIX Encontro Nacional de Física da Matéria Condensada*. A. de Lindóia, SP, pags. 139-142, set. 1996.
- [9] Itoh, T. editor, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. John Wiley, 1989.
- [10] Yariv, A. and Yeh, P., *Optical Waves in Crystals*, John Wiley & Sons, 1984.
- [11] Kitazawa, T. and Hayashi, Y., "Propagation Characteristics of Striplines with Multilayered Anisotropic Media", *IEEE MTT*. Vol 34 (6): 429-433, jun. 1983.
- [12] Kitano, C. e Oliveira, J.E.B., "Estruturas Multi - Camadas com Substratos Eletroópticos para Aplicações em Óptica Integrada", a ser publicado no IX SBMO, J. Pessoa, PB, ago. 2000.
- [13] Kitano, C. e Oliveira, J.E.B., "Análise Generalizada de Moduladores de Fase Eletroópticos a Óptica Integrada com Substrato Estratificado", *VIII SBMO*, Joinville, SC, 1998.
- [14] Tripathi, V.K., "Asymmetric Couple Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium", *IEEE MTT*, vol MTT-23: 734-739, sep. 1975.
- [15] Kitano, C. e Oliveira, J.E.B., "Análise de Estruturas Multi Camadas Tipos CPW e CPS com Substratos de LiNbO₃ Através da Abordagem de Domínio Espectral", a ser publicado no IX SBMO, J.Pessoa, PB, ago. 2000.