

推挽极化 Y 型耦合器电光调制器的 傅里叶建模与表征

郑传涛 黄小亮 李翠婷 罗倩倩 王一丁 张大明

(吉林大学电子科学与工程学院集成光电子学国家重点联合实验室, 吉林 长春 130012)

摘要 设计了一种高线性度、无偏置聚合物 Y 型耦合器电光调制器, 它由 Y 型分束器、Y 型合束器、两节推挽极化电光耦合波导构成的电光区和一个微带行波电极构成, 给出了器件结构并对其参数做了优化。通过对施加的电学调制信号做傅里叶变换并结合器件的传递函数, 给出了一种新型数值方法来建模和表征器件的静态和动态特性, 推导并得到了器件的状态函数、静态响应、调制响应、三阶内调响应等表达式。计算和分析结果显示, 器件的半波电压为 2.69 V; 3 dB 调制带宽约为 143 GHz; 当调制系数为 1%~10% 时, 基频信号对器件所产生三阶内调噪声的抑制比为 60 dB~90 dB。所给出的理论和相关公式也可用于具有 Y 型耦合器结构的类似电光器件(如电光开关)的设计、建模和分析。

关键词 集成光学; 电光调制器; Y 型耦合器; 聚合物; 线性度

中图分类号 TN253 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201434.1113002

Fourier Modeling and Characterization on a Push-Pull Poled Y-Type Coupler Electro-Optic Modulator

Zheng Chuantao Huang Xiaoliang Li Cuiting Luo Qianqian
Wang Yiding Zhang Daming

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science and Engineering,
Jilin University, Changchun, Jilin 130012, China)

Abstract A high-linear bias-free polymer Y-type coupler electro-optic (EO) modulator is proposed, which consists of Y-type splitter, Y-type combiner, two-section EO region consisting of a pair of push-pull poled waveguides, and a microstrip line electrode. Device structure is proposed and its parameters are optimized. Using Fourier transformation on the applied electric modulation signal and combing the transfer function of the device, a novel formulation technique is presented to model and characterize the device's static and dynamic performances. Formulas and expressions are derived, with respect to state function, static response, modulation response, third-order intermodulation response, etc. Calculation and analysis results indicate that, the half-wave voltage of the modulator is about 2.69 V, and the 3 dB modulation bandwidth is about 143 GHz. As the modulation coefficient is within the range of 1%~10%, the suppression degree of the fundamental signal on the third-order intermodulation distortion signals is as high as 60 dB~90 dB. The proposed theory and related formulations can also be used to the design, modeling and analysis of a similar device based on Y-type coupler structure.

Key words integrated optics; electro-optic modulator; Y-type coupler; polymer; linearity

OCIS codes 130.0250; 130.4815

收稿日期: 2014-06-09; 收到修改稿日期: 2014-07-08

基金项目: 国家自然科学基金(61107021)、教育部高等学校博士学科点专项科研基金(20110061120052, 20120061130008)、中国博士后科学基金(20090491299, 2012T50297)、吉林省科技发展计划(20130522161JH)、吉林大学基本科研业务费(201103076)

作者简介: 郑传涛(1982—), 男, 博士, 副教授, 主要从事光电子器件与系统方面的研究。

E-mail: zhengchuantao@jlu.edu.cn

1 引 言

同光开关^[1]、光滤波器^[2]等器件一样,采用线性电光(ED)效应的极化聚合物电光调制器也是光通信、光传感等系统的关键器件^[3-5]。近年来,为了获得低的驱动电压、低的插入损耗和串扰、大的调制带宽以及宽的输出光谱,本课题组先后研究了多种结构的电光开关/调制器^[6-9]。2009年,利用两节独立电极,报道了一种 $\Delta\beta$ 反相 Y 型耦合器电光开关/调制器^[10]。然而,由于所报道器件的两节电极是独立的,无法将其配置为行波方式,且由于较长的工作电极导致的等效电容较大,这类器件的带宽一般为 10 GHz。为了增大器件的工作带宽,针对两节 $\Delta\beta$ 反相 Y 型耦合器电光调制器,通过对两节电光区的波导进行推挽极化并采用微带行波电极结构,设计了一种高速电光调制器,且通过参数优化,器件 3 dB 调制带宽的理论值可达 143 GHz。

为了分析电光开关或调制器的截止频率或调制带宽,本课题组在 2008 年提出了一种基于光波质点和微波质点相互作用的微元传输法^[11],然而这种方法只能用来分析严格阶跃方波信号作用下器件的响应特性。为了提高分析结果的精度,本文给出了一种新型傅里叶分析方法,该方法通过对施加在调制器上的电信号做傅里叶变换并结合所设计器件的传递函数,可分析器件在零频信号作用下的静态响应、

单频信号作用下的调制响应、双频信号作用下的三阶内调响应以及任何形式周期信号作用下器件的响应特性。给出了两节推挽极化 Y 型耦合器电光调制器的结构,并对其参数做了优化。结合电学信号的傅里叶变换以及器件传递函数,推导得到了一般周期信号作用下器件的输出响应公式,借此表征了器件的静态响应、动态响应和三阶内调响应等特性。

2 器件结构与优化设计

2.1 器件结构

图 1(a)示出了 Y 型耦合器电光调制器的结构,它包含一个 Y 型分束器、一个 Y 型合束器、两节推挽极化并相互耦合的脊形波导形成的电光区和一个微带传输线电极。电光区分成长度相等的两节,各节长度均为 $L/2$,电光区中两波导的耦合间距为 $d = 3.0 \mu\text{m}$ 。器件的输入光功率和幅度分别为 P_{in} 和 R_{in} ;从上分支波导和下分支波导的输出光功率分别为 P_{1out} 和 P_{2out} ,相应的光信号幅度分别为 R_{out} 和 S_{out} 。对器件进行极化时,第一节电光区的下分支波导和第二节电光区的上分支波导均沿垂直方向极化。当对器件施加如图 1(a)所示的工作电压时,两节电光区下分支和上分支波导间模式传播常数的差将相反,分别定义为 $\Delta\beta^1 = +\Delta\beta$ 和 $\Delta\beta^2 = -\Delta\beta$ 。令外加调制信号为 $u(t)$ 、传输线负载电阻为 Z_L 。

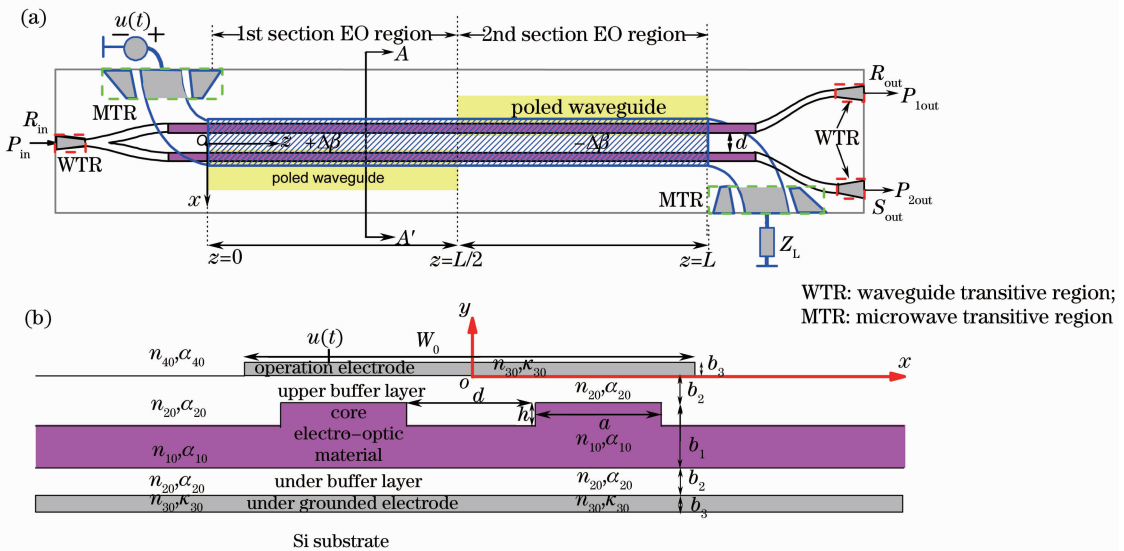


图 1 (a)两节推挽极化 Y 型耦合器电光调制器的结构; (b)电光区的截面结构

Fig. 1 (a) Schematic diagram of the polymer Y-type coupler EO modulator with traveling-wave MSL electrode and push-pull poled waveguide sections; (b) cross-section view AA' in the EO region

在波长 1550 nm 附近,芯层电光聚合物材料^[12-13]的折射率 $n_{10} = 1.643$,材料的振幅衰减系数

$\alpha_{10} = 2.0 \text{ dB/cm}$,材料的电光系数为 $\gamma_{33} = 138 \text{ pm/V}$;聚合物缓冲层材料^[14]折射率 $n_{20} = 1.461$,材料的

振幅衰减系数 $\alpha_{20} = 0.25$ dB/cm; 上限制层层材料为空气, 折射率 $n_{30} = 1$, 材料的振幅衰减系数 $\alpha_{30} = 0$; 电极材料为金^[15], 折射率为 $n_{30} = 0.1$, 材料的体消光系数为 $\kappa_{30} = 6.1$ 。设计中选取传输模式为 E_{00}^y 。为了保证单模传输并降低电极材料对模式的吸收损耗, 各介质层的参数选为 $a = 4.0$, $b_1 = 1.5 \mu\text{m}$, $h = 0.5 \mu\text{m}$, $b_2 = 1.5 \mu\text{m}$, $b_3 = 0.10 \mu\text{m}$ 。此时, 可计算得到 E_{00}^y 模式的有效折射率为 $n_{\text{eff}0} = 1.5936$, 模式振幅衰减系数为 $\alpha_p = 2.32$ dB/cm。

2.2 微带电极宽度优化

图 1(b) 所示电极形成的电场分布可通过点匹配法来求解^[16]。对于第一节电光区的下分支波导

和第二节电光区的上分支波导, 定义 y 方向的电光重叠积分因子为 Γ_y , 微波有效折射率为 n_m , 传输线电极的特征阻抗为 Z_c , 三者的计算公式见文献 [10]。图 2(a) 显示了 Γ_y 随电极宽度 W_0 的变化曲线。图中可见, 当 W_0 增大时, Γ_y 的幅值也随之增大, 因此设计中应选取较大的 W_0 ; 然而, 当 $W_0 \geq 18 \mu\text{m}$, Γ_{eq}^y 变化趋缓。图 2(b) 和 2(c) 分别显示了 n_m 和 Z_c 随 W_0 的变化曲线。图 2(c) 可见, 为了实现阻抗匹配, 应选取 $W_0 = 14.0 \mu\text{m}$ 。在该尺寸下, 相应的微波参数 $n_m = 1.4010$ 和 $Z_c = 50.2 \Omega$, 对应的电光重叠积分因子 $\Gamma_y = 0.1888 \mu\text{m}^{-1}$ 。

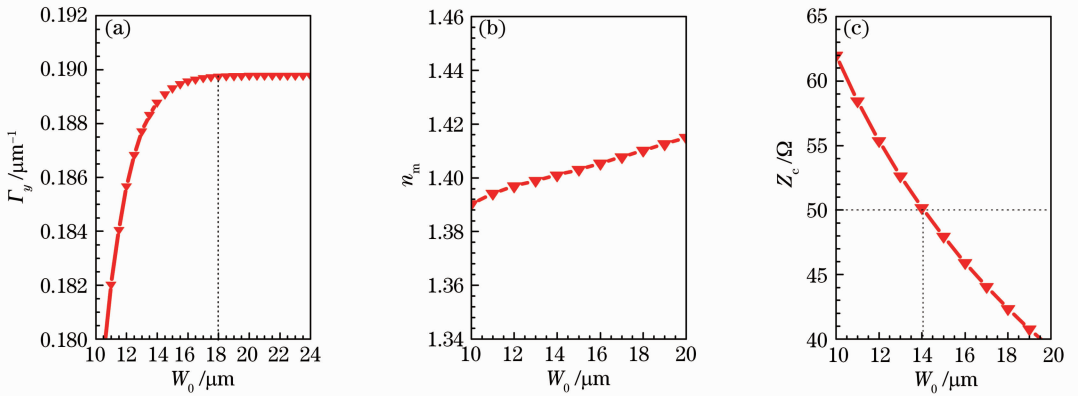


图 2 (a) Γ_y 、(b) n_m 和 (c) Z_c 随 W_0 的变化曲线

Fig. 2 Curves of (a) Γ_y , (b) n_m and (c) Z_c versus W_0

2.3 状态工作点和调制曲线

在第一节电光区, 下分支波导被极化, 外加电压时, 该波导中传输模式的有效折射率变化为

$$\Delta n_{\text{eff}2}(U) = -\frac{n_{10}^3}{2} \gamma_{33} U \Gamma_y, \quad (1)$$

进而下分支波导和上分支波导中模式传播常数的差为 $\Delta\beta^1 = \beta_2^1 - \beta_1^1 = k_0 \Delta n_{\text{eff}2}$ 。在第二节电光区, 上分支波导被极化, 该波导中传输模式的有效折射率变化为

$$\Delta n_{\text{eff}1}(U) = -\frac{n_{10}^3}{2} \gamma_{33} U \Gamma_y, \quad (2)$$

进而下分支波导和上分支波导中模式传播常数的差为 $\Delta\beta^2 = \beta_2^2 - \beta_1^2 = -k_0 \Delta n_{\text{eff}1}$ 。由于 $\Delta n_{\text{eff}1} = \Delta n_{\text{eff}2} = \Delta n_{\text{eff}}$, 因此 $\Delta\beta^1 = +\Delta\beta$, $\Delta\beta^2 = -\Delta\beta$ 。

定义 K 为电光区两波导的耦合系数, $L_0 = \pi/(2K)$ 为定向耦合器的耦合长度^[10]。为了便于分析, 定义第一节电光区和第二节电光区的振幅传递矩阵为

$$\mathbf{T}^+(u, v) = \begin{bmatrix} A(u, v) & -jB(u, v) \\ -jB^*(u, v) & A^*(u, v) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\mathbf{T}^-(u, v) = \begin{bmatrix} A^*(u, v) & -jB(u, v) \\ -jB^*(u, v) & A(u, v) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中 $A(u, v) = \cos\left(\frac{\pi}{4} \sqrt{u^2 + v^2}\right) + j \frac{v}{\sqrt{u^2 + v^2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} \sqrt{u^2 + v^2}\right)$, $B(u, v) = \frac{u}{\sqrt{u^2 + v^2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} \sqrt{u^2 + v^2}\right)$, $u = L/L_0$, $v = \Delta\beta L/\pi$ 。当忽略模式损耗时, 上、下分支波导的输出光幅度可表示为

$$\begin{bmatrix} R_{\text{out}} \\ S_{\text{out}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^-(u, v) \mathbf{T}^+(u, v) \begin{bmatrix} R_{\text{in}}/\sqrt{2} \\ R_{\text{in}}/\sqrt{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(u, v) & -jN(u, v) \\ -jN^*(u, v) & M^*(u, v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{\text{in}}/\sqrt{2} \\ R_{\text{in}}/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$M(u, v) = |A(u, v)|^2 - |B^*(u, v)|^2, \quad (6)$$

$$N(u, v) = A^*(u, v)B(u, v) + A^*(u, v)B(u, v), \quad (7)$$

因此,器件的输出光功率可表示为

$$P_{1out}(u, v) = \frac{P_0}{2} |M(u, v) - jN(u, v)|^2, \quad (8)$$

$$P_{2out}(u, v) = \frac{P_0}{2} |-jN^*(u, v) + M^*(u, v)|^2. \quad (9)$$

针对所设计的器件,定义如下两种工作状态:

1) 下分支状态,即 $|M(u, v) - jN(u, v)|^2 = 0$, 进而可得

$$\begin{cases} u = \sqrt{2 + \sqrt{2}}m \\ v = -\sqrt{2 + \sqrt{2}}(\sqrt{2} - 1)m \end{cases} \quad \text{or} \quad \begin{cases} u = \sqrt{2 - \sqrt{2}}m \\ v = \sqrt{2 - \sqrt{2}}(\sqrt{2} + 1)m \end{cases}, (m = 1, 3, 5, \dots). \quad (10)$$

2) 上分支状态,即 $|-jN^*(u, v) + M^*(u, v)|^2 = 0$, 进而可得

$$\begin{cases} u = \sqrt{2 + \sqrt{2}}m \\ v = \sqrt{2 + \sqrt{2}}(\sqrt{2} - 1)m \end{cases} \quad \text{or} \quad \begin{cases} u = \sqrt{2 - \sqrt{2}}m \\ v = -\sqrt{2 - \sqrt{2}}(\sqrt{2} + 1)m \end{cases}, (m = 1, 3, 5, \dots). \quad (11)$$

图 3(a) 显示了 $u-v$ 平面内调制器的上分支和下分支状态工作点分布,计算中取 $m = 1, 3, 5, 7$. 为了最大程度地降低半波电压,设计中取 $m = 1$, 并选择 $u = \sqrt{2 + \sqrt{2}}, v = +\sqrt{2 + \sqrt{2}}(\sqrt{2} - 1)$ 作为上分支状态点,选择 $u = \sqrt{2 + \sqrt{2}}, v = -\sqrt{2 + \sqrt{2}}(\sqrt{2} - 1)$ 作为下分支状态点.图 3(b) 显示了调制器的归一化输出光功率 P_{1out}/P_0 和 P_{2out}/P_0 与 v 的关系曲线.可以看出,该器件需要一对大小相等、极性相反的电压作为其状态驱动电压,即器件工作时无需直流偏置就

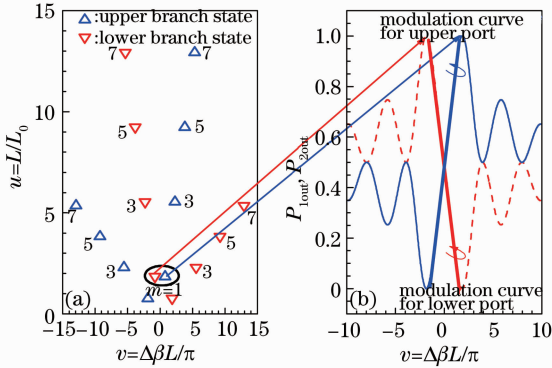


图 3 (a) $u-v$ 平面内,调制器的上分支和下分支状态点;
(b) 调制器的归一化输出光功率 P_{1out}/P_0 和 P_{2out}/P_0 随状态变量 v 的变化曲线,计算中取 $u =$

$$\sqrt{2 + \sqrt{2}}$$

Fig. 3 (a) State points of the upper-branch and lower-branch states in the $u-v$ plane; (b) curves of normalized output powers P_{1out}/P_0 and P_{2out}/P_0 of the modulator versus the state variable v , where

$$u = \sqrt{2 + \sqrt{2}}$$

可工作于 3 dB 状态.定义 $+U_\pi/2$ 为上分支状态电压, $-U_\pi/2$ 作为下分支状态电压, U_π 为半波电压.另外,当 $u = \sqrt{2 + \sqrt{2}}$ 时,且此时器件两节电光区的长度和 $L = uL_0 = 7.648$ mm.

3 傅里叶建模与表征

3.1 周期信号作用下调制器响应的傅里叶建模

令施加在器件电极上的调制信号 $u(t)$ 为偶对称的周期信号,其频率为 f_m 、周期为 T_m . 对该信号做傅里叶变换,则其可表示为

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{gn} \cos[2\pi(nf_m)t], \quad (12)$$

式中 $U_{gn} = \int_{-T_m/2}^{T_m/2} u(t) \cos(2\pi n f_m t) dt$ 为各谐波分量的傅里叶展开系数.

下面分析微带传输线电极上任意点的瞬态电压分布.首先,按照微波传输线理论,在谐波分量 $u_n(t) = U_{gn} \cos[2\pi(nf_m)t]$ 作用下,电极上各点的瞬态电压分布可表示为

$$u_n(z, t) = U_{gn} \cos[j(2\pi n f_m t - \beta_{mn} z)], \quad (13)$$

式中 $\beta_{mn} = 2\pi n f_m n_m / c$ 为微波传播常数.其次,按照叠加定理,电极上任意点的瞬态电压分布可写为

$$u(z, t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{gn} \left\{ \cos \left[2\pi(nf_m)t - \frac{2\pi(nf_m)n_m z}{c} \right] \right\}. \quad (14)$$

在电光区域,定义光波模式的相速度为 $v_c = c/n_{\text{eff}0}$. 于是, t 时刻进入 $z = 0$ (电光区始端) 的光波微元将在 $t + L/v_c$ 时刻从 $z = L$ (电光区末端) 处输

出。由于该微元经历了两个相互反相的电光区域，因此对这两个阶段分别进行分析：

$$t \leq t' < t + L/(2v_c), t' \text{ 时刻光波微元的位置为 } z_1(t') = (c/n_{\text{eff0}})(t' - t), \quad (15)$$

1) 在第一节电光区域，质点的传输时间范围为 该点的瞬时电压为

$$u[z_1(t'), t'] = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{gn} \left\{ \cos \left[2\pi(nf_m)t' - \frac{2\pi(nf_m)n_m}{c} z_1(t') \right] \right\}, \quad (16)$$

于是，第一节电光区域的振幅传递矩阵可表示为

$$\mathbf{T}_1 \{u[z_1(t'), t']\}_{t'=t}^{t'+L/(2v_c)} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \prod_{t'=t}^{t'+L/(2v_c)} \mathbf{T}^+ \{v_c \Delta t / L_0, \Delta\beta \{u[z_1(t'), t']\} v_c \Delta t / \pi\}, \quad (17)$$

式中 $\Delta\beta \{u[z_1(t'), t']\} = \Delta\beta^1$ 。

2) 在第二节电光区域，质点的传输时间范围为 $t + (L/2)/v_c \leq t' < t + L/v_c$ 。t' 时刻光波微元的位置为

$$z_2(t') = L/2 + v_c [t' - (L/2)/v_c], \quad (18)$$

该点的瞬时电压为

$$u[z_2(t'), t'] = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{gn} \left\{ \cos \left[2\pi(nf_m)t' - \frac{2\pi(nf_m)n_m}{c} z_2(t') \right] \right\}, \quad (19)$$

于是，该区域的振幅传递矩阵可表示为

$$\mathbf{T}_2 \{u[z_2(t'), t']\}_{t'=t+(L/2)/v_c}^{t'+L/v_c} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \prod_{t'=t+(L/2)/v_c}^{t'+L/v_c} \mathbf{T}^- \{v_c \Delta t / L_0, \Delta\beta \{u[z_2(t'), t']\} v_c \Delta t / \pi\}, \quad (20)$$

式中 $\Delta\beta \{u[z_2(t'), t']\} = \Delta\beta^2$ 。

因此，电光区总的振幅传递矩阵可写为

$$\mathbf{T}_{\text{dyn}}(t + L/v_c) = \mathbf{T}_2 \times \mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} M_{\text{dyn}}(t) & -jN_{\text{dyn}}(t) \\ -jN_{\text{dyn}}^*(t) & M_{\text{dyn}}^*(t) \end{bmatrix}, \quad (21)$$

式中 M_{dyn} 和 N_{dyn} 可由数值积分得到。最终，器件输出功率随时间的变化关系可表示为

$$P_{1\text{out}}^{\text{dyn}}(t) = 20 \lg |M_{\text{dyn}}(t - L/v_c)| - 2\alpha L_{\text{total}}, \quad (22)$$

$$P_{2\text{out}}^{\text{dyn}}(t) = 20 \lg |N_{\text{dyn}}^*(t - L/v_c)| - 2\alpha L_{\text{total}}. \quad (23)$$

3.2 零频信号作用下器件的静态响应特性表征

静态驱动时，施加在电极上的信号为

$$u(t) = U, \quad (24)$$

其频率 $f_m = 0$ ，没有其他谐波分量。此时微带传输线电极上各点的电压相同，即

$$u[z_i(t'), t'] = U, \quad i = 1, 2. \quad (25)$$

利用(25)式以及(17)、(20)~(23)式得到图 4，其显示了输出光功率 $P_{1\text{out}}$ 和 $P_{2\text{out}}$ 随外加直流电压 U 的关系曲线。图中可见，当 $U = 1.3426$ V 时，下分支波导输出的光功率最大，而上分支波导输出的光功率达到最小；当 $U = -1.3426$ V 时，上分支波导输出的光功率最大，而下分支波导输出的光功率达到最小。因此，器件的半波电压 $U_\pi = 2.6852$ V。在驱动电压 $\pm U_\pi/2$ 作用下，器件的插入损耗为 3.548 dB，最小功率对最大功率形成的串扰小于 -30 dB。

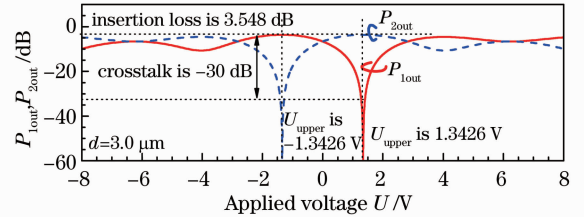


图 4 器件输出光功率 $P_{1\text{out}}$ 和 $P_{2\text{out}}$ 随外加直流电压 U 的关系曲线

Fig. 4 Curves of output powers $P_{1\text{out}}$ and $P_{2\text{out}}$ versus applied voltage U

3.3 单频信号作用下器件的动态响应特性表征

由于所设计的器件无需直流偏置，因此令所施加的单频信号为

$$u_{\text{cos}}(t) = (U_\pi/2) \times \cos(2\pi f_m t). \quad (26)$$

利用(26)式以及(17)、(20)~(23)式得到图 5，其显示了不同微波频率下器件的动态调制响应，计算中取 (a) 10 MHz、(b) 1 GHz、(c) 50 GHz、(d) 100 GHz、(e) 150 GHz。可以看出，当 f_m 较小(如 $f_m = 10$ MHz)时，器件响应与外加调制信号严格同步；当 f_m 增大到 1 GHz 时，二者出现相位延迟；当 f_m 更大(如 $f_m = 100$ GHz)时，输出功率的幅度开始减小；当 f_m 增大至 150 GHz 时，输出功率幅度几乎减小为 10 MHz 时器件功率幅度的一半。

定义上分支波导和下分支波导输出功率的幅度

为 $P_{\text{iout}}^{\text{amp}}(f_m) = [P_{\text{iout}}(f_m)]_{\text{max}} - [P_{\text{iout}}(f_m)]_{\text{min}}$, $i = 1$ 代表上分支, $i = 2$ 代表下分支, 其归一化的表示形式为

$$P_{\text{iout}}^{\text{amp}}(f_m) \Big|_{\text{dB}} = 10 \lg \{ P_{\text{iout}}^{\text{amp}}(f_m) / P_{\text{iout}}^{\text{amp}}(f_m = 10 \text{ MHz}) \}, \quad (27)$$

图 5(f) 显示了归一化输出功率幅度 $P_{\text{iout}}^{\text{amp}}$ 和 $P_{\text{2out}}^{\text{amp}}$ 随调制频率 f_m 的变化曲线。可以看到, 器件的 3 dB 带宽约为 143 GHz。

3.4 双频信号作用下器件的线性度表征

线性度是电光调制器的重要特性, 可通过器件在双频信号作用下, 响应信号中基频信号对三阶内调信号的抑制比来表征。假设两个幅值相等、频率临近的信号相互叠加后施加到调制器的电极上, 即

$$u(t) = p \frac{U_\pi}{4} \sum_{n=1}^2 \cos(2\pi f_n t), \quad (28)$$

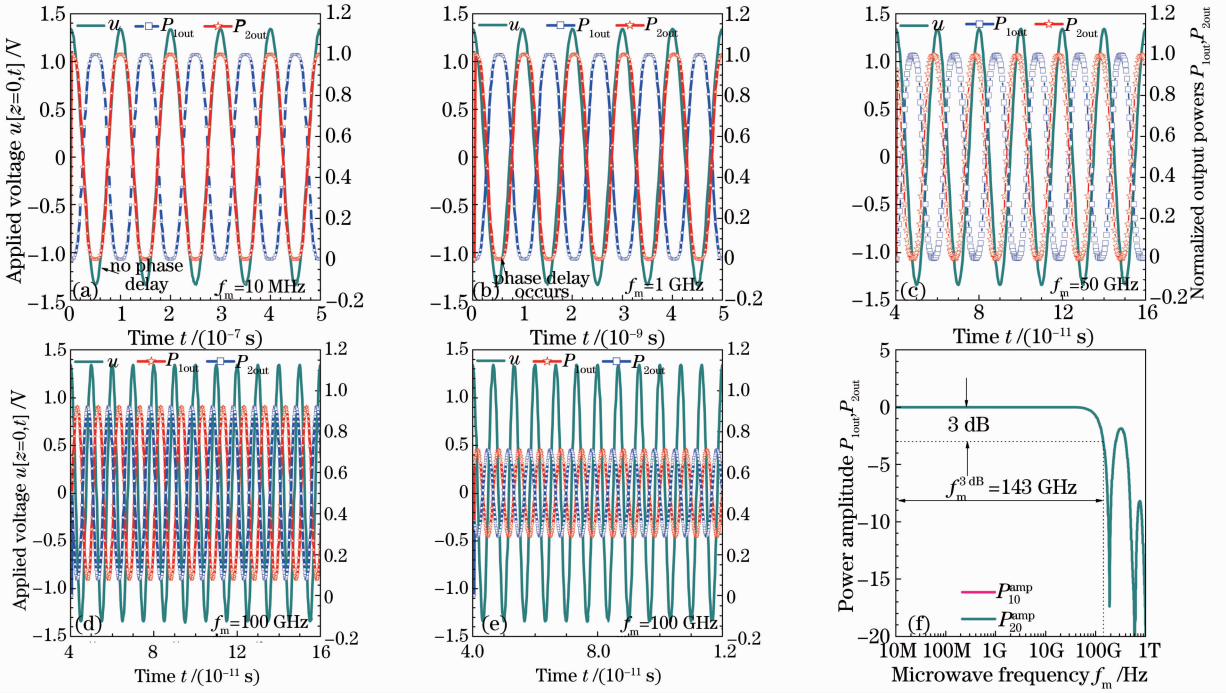


图 5 不同频率信号作用下器件的调制响应。(a) 10 MHz; (b) 1 GHz; (c) 50 GHz; (d) 100 GHz; (e) 150 GHz; (f) 归一化输出功率幅度 $P_{\text{iout}}^{\text{amp}}$ 和 $P_{\text{2out}}^{\text{amp}}$ 随微波频率 f_m 的关系曲线

Fig. 5 Modulation responses under the operation of signals with different frequencies. (a) 10 MHz; (b) 1 GHz; (c) 50 GHz; (d) 100 GHz; (e) 150 GHz; (f) curves of normalized output power amplitudes $P_{\text{iout}}^{\text{amp}}$ and $P_{\text{2out}}^{\text{amp}}$ versus microwave frequency f_m

式中 p 定义为调制系数, 代表外加信号的幅度。此时, 仍可利用(28)式以及(17)、(20)~(23)式来计算器件的动态响应 $P_{\text{iout}}^{\text{dyn}}(t)$ 和 $P_{\text{2out}}^{\text{dyn}}(t)$ 。针对器件输出响应中可能包含的基频分量 $\cos(2\pi f_1 t)$ 、 $\cos(2\pi f_2 t)$ 以及三阶内调失真信号 $\cos[2\pi(2f_1 - f_2)t]$ 、 $\cos[2\pi(2f_2 - f_1)t]$, 可分别计算其加权系数为

$$\omega_i = \frac{1}{T} \int_0^T P_{\text{iout}}^{\text{dyn}}(t) \cos(2\pi f_i t) dt, \quad (29)$$

式中 T 为器件响应信号的周期、 $f_3 = 2f_2 - f_1$ 、 $f_4 = 2f_1 - f_2$ 。于是, 基频信号对三阶内调失真信号的抑制因子可由(30)式计算

$$S_{\text{upp}} = 20 \lg(\omega_{1 \text{ or } 2} / \omega_{3 \text{ or } 4}), \quad (30)$$

上述求解也可通过直接对 $P_{\text{iout}}^{\text{dyn}}(t)$ 或 $P_{\text{2out}}^{\text{dyn}}(t)$ 做傅里叶变换得到。

如下分析中, 取两信号的频率分别为 499 Hz 和 501 Hz。当调制系数 $p = 1$ 时, 外加调制信号和器件的调制响应如图 6(a) 所示。对图 6(a) 所示的输出响应做傅里叶变换, 可得到输出信号的频谱, 如图 6(b) 所示。可以看到, 基频信号对三阶内调失真信号(频率分别为 497 Hz 和 503 Hz)的抑制因子约为 21 dB。类似地, 当调制系数分别为 0.9、0.5 和 0.1 时, 抑制因子分别为 23.0 dB、33.6 dB 和 56.3 dB, 如图 6(c)~(e) 所示。

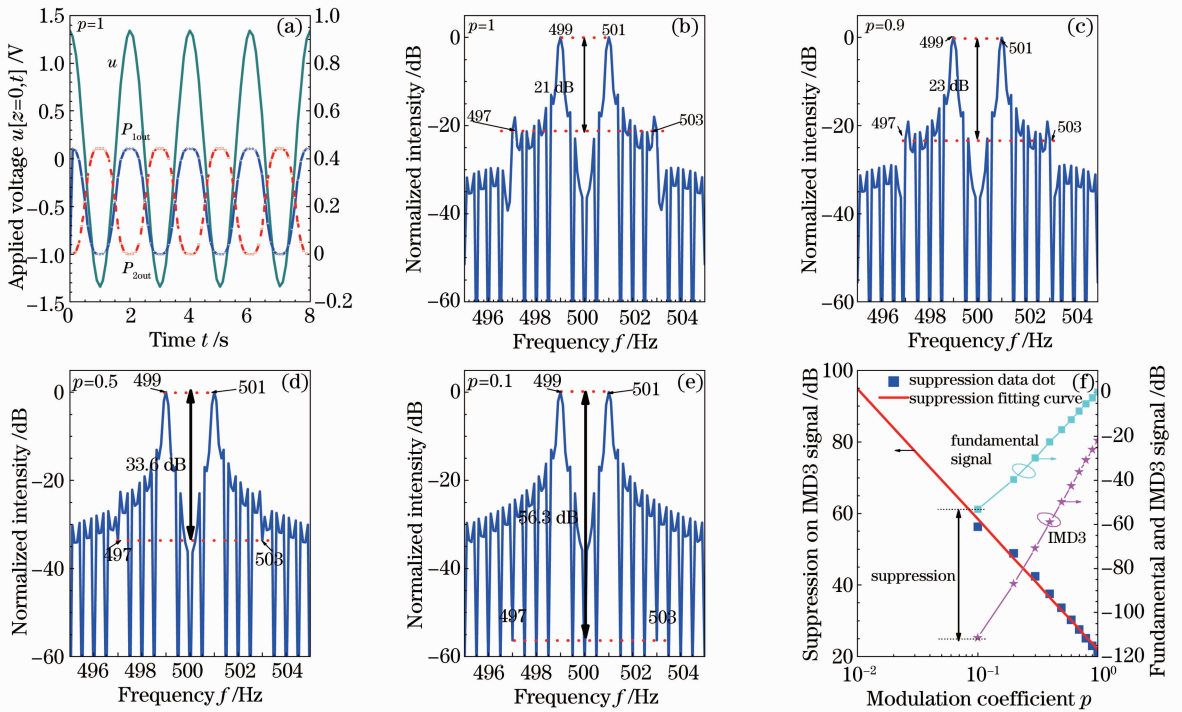


图 6 (a) 双频率信号(499 Hz 和 501 Hz)作用下,外加驱动信号和调制响应随 t 的变化曲线,计算中取调制系数 $p=1$; 不同调制系数下,调制器的频谱响应,分别取(b) $p=1$; (c) $p=0.9$; (d) $p=0.5$ 和(e) $p=0.1$; (f) 基频信号和三阶内调失真信号的归一化输出功率,以及基频信号对三阶内调失真信号的抑制因子随调制系数的变化曲线

Fig. 6 Under the operation of two-frequency signals (499 Hz and 501 Hz), (a) curves of driving signal and modulation responses versus t under the modulation coefficient of $p=1$; spectral response of the modulator under different modulation coefficients, (b) $p=1$; (c) $p=0.9$; (d) $p=0.5$; (e) $p=0.1$; (f) normalized powers of fundamental signal and third-order intermodulation distortion signal, and suppression degree on third-order intermodulation distortion signal versus modulation coefficient p

图 9(f) 显示了不同调制系数下,调制器输出响应中的基频信号和三阶内调信号的归一化功率以及基频信号对三阶内调失真信号的抑制因子,计算中令所有信号的输出功率均对 $p=1$ 时基频信号功率做归一化处理。图中可见,随着调制系数的减小,两种信号的输出功率均减小,而基频信号对三阶内调失真信号的抑制因子增大。当调制系数取为 $0.01 \sim 0.1$ 时,该抑制因子的范围为 $60 \text{ dB} \sim 90 \text{ dB}$ 。

4 结 论

通过对两节电光区的波导进行推挽极化,设计了一种基于微带传输线电极的无偏置聚合物 Y 型耦合器电光调制器,对其波导和电极参数做了详细优化。利用傅里叶变换,给出了一种用于分析任何形式周期信号作用下器件时域响应的理论方法,并借此表征了器件的静态特性、动态特性和线性度特性。计算和分析结果显示,1550 nm 工作波长下,器件的上分支和下分支状态电压为 $\pm 1.3426 \text{ V}$; 3 dB 调制带宽约为 143 GHz。当调制系数为 $1\% \sim 10\%$

时,基频信号对器件所产生三阶内调失真信号的抑制比约为 $60 \text{ dB} \sim 90 \text{ dB}$,这表明所设计的两节推挽极化电光调制器具有良好的线性度。

参 考 文 献

- Liu Yi, Tong Xiaogang, Yu Jilong, *et al.*. All-optical switching in silicon-on-insulator serially coupled double-ring resonator based on thermal nonlinear effect [J]. Chinese J Lasers, 2013, 40(2): 0205006.
- 刘毅, 仝晓刚, 于晋龙, 等. 基于热非线性效益的硅基串联双微环谐振腔全光开关 [J]. 中国激光, 2013, 40(2): 0205006.
- Li Zhiquan, Li Xiaoyun, Sun Yuchao, *et al.*. Doubled free spectral range of single micro-ring resonator filter [J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(7): 0723001.
- 李志全, 李晓云, 孙宇超, 等. 自由光谱范围加倍的单微环谐振滤波器 [J]. 光学学报, 2012, 32(7): 0723001.
- C Chen, F Zhang, H Wang, *et al.*. UV curable electro-optic polymer modulator based on direct photo definition technique [J]. IEEE J Quantum Electron, 2011, 47(7): 959-964.
- Ren Yan, Song Muping. Optical NRZ-to-RZ modulation format conversion based on cross-phase modulation effects in silicon micro-ring resonator [J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706002.
- 任艳, 宋牟平. 基于硅基微环谐振器交叉相位调制效应的非归零信号到归零信号光调制格式转换 [J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706002.

- 5 M Balakrishnan, M Faccini, M B J Diemeer, *et al.*. Microring resonator based modulator made by direct photodefinition of an electro-optic polymer [J]. *Appl Phys Lett*, 2008, 92(15): 153310.
- 6 C T Zheng, C S Ma, X Yan, *et al.*. Simulation and optimization of a polymer directional coupler electro-optic switch with push-pull electrodes [J]. *Opt Commun*, 2008, 281(14): 3695–3702.
- 7 C T Zheng, C S Ma, X Yan, *et al.*. Design of a spectrum-expanded polymer Mach-Zehnder interferometer electro-optic switch using two phase-generating couplers [J]. *Appl Phys B*, 2011, 102(4): 831–840.
- 8 C T Zheng, C S Ma, X Yan, *et al.*. Optimal design and analysis of a high-speed, low-voltage polymer Mach-Zehnder interferometer electro-optic switch [J]. *Opt & Laser Technol*, 2010, 42(3): 457–464.
- 9 C T Zheng, C S Ma, X Yan, *et al.*. Design of wide-spectrum polymer Mach-Zehnder interferometer electro-optic switches using two symmetric N -th order phase-generating couplers [J]. *Opt Commun*, 2010, 283(20): 3962–3969.
- 10 C T Zheng, C S Ma, X Yan, *et al.*. Analysis and optimum design of a polymer Y-fed coupler electro-optic switch using double-section reversed electrodes [J]. *J Mod Opt*, 2009, 56(12): 1383–1391.
- 11 C T Zheng, C S Ma, X Yan, *et al.*. Analysis of response characteristics for polymer directional coupler electro-optic switches [J]. *Opt Commun*, 2008, 281(24): 5998–6005.
- 12 Y Enami, C T Derose, D Mathine, *et al.*. Hybrid polymer/sol-gel waveguide modulators with exceptionally large electro-optic coefficients [J]. *Nature Photon*, 2007, 1(3): 180–185.
- 13 Y Enami, D Mathine, C T Derose, *et al.*. Hybrid cross-linkable polymer/sol-gel waveguide modulators with 0.65 V half wave voltage at 1550 nm [J]. *Appl Phys Lett*, 2007, 91(9): 093505.
- 14 C Pitois, C Vukmirovic, A Hult, *et al.*. Low-loss passive optical waveguides based on photosensitive poly(pentafluorostyrene-co-glycidyl methacrylate) [J]. *Macromolecules*, 1999, 32(9): 2903–2909.
- 15 W G Driscoll, W Vaughan. *Handbook of Optics* [M]. New York: McGraw-Hill, 1978. 7.
- 16 N H Zhu, W Qiu, E Y B Pun, *et al.*. Quasi-static analysis of shielded microstrip transmission lines with thick electrodes [J]. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, 1997, 45(2): 288–291.

栏目编辑: 何卓铭