文章编号: 0253-2239(2009)06-1631-07

聚合物定向耦合电光开关的高频响应特性分析

郑传涛 马春生 闫 欣 王现银 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大学试验区,吉林 长春 130012)

摘要 应用耦合模理论、电光调制理论、保角变换法和镜像法,给出了分析聚合物定向耦合电光开关高频响应特性的功率传输矩阵新方法,导出了输出功率、上升时间、下降时间、开关时间及截止开关频率的表达式。为了获得较低的传输损耗、较好的阻抗匹配、较小的开关电压以及较高的截止频率,优化设计了器件的波导结构和电极结构。模拟结果表明,所设计器件的开关电压为 1.457 V,耦合长度为 4.374 mm,开关时间为 32.8 ps,截止开关频率为 114.7 GHz。与点匹配法的计算结果和实验结果的对比表明,该理论分析方法具有较高的精度。

关键词 集成光学; 定向耦合器; 电光开关; 功率传输矩阵; 开关时间; 开关频率

中图分类号 TN253

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS20092909.1631

High-Frequency Response Characteristics of Polymer Directional Coupler Electro-Optic Switches

Zheng Chuantao Ma Chunsheng Yan Xin Wang Xianyin Zhang Daming (State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science and Engineering, Jilin University, Changchun, Jilin 130012, China)

Abstract In terms of the coupled-mode theory, electro-optic modulation theory, conformal transforming method and imaging method, a transfer matrix technique is proposed for analyzing the high-frequency response characteristics of the polymer directional coupler electro-optic switches. Expressions of output power, rise time, fall time, switching time and cutoff switching frequency are deduced. The structures of waveguide and electrode are optimized for getting the minimum propagation loss, good matching impedance, low switching voltage and high cutoff switching frequency. Simulation results show that the switching voltage is about 1.457 V, coupling length is about 4.374 mm, switching time is about 32.8 ps, and cutoff switching frequency is about 114.7 GHz. Comparisons are performed among the results of this technique, those of the point-matching method, and the experimental results, which show that the proposed technique has high accuracy.

Key words integrated optics; directional coupler; electro-optic switch; power transfer matrix; switching time; switching frequency

1 引 言

随着光纤通信技术的迅速发展,光开关及其阵 列在信息传输、信息交换、光交叉连接、光上下路复 用和光路保护倒换中的作用愈加显著,成为光信号 处理、光计算机、光学仪器仪表和光学传感器的重要 元件^[1-3]。为了增加光纤网络的传输带宽和容量,提高传输速度,电光开关的响应时间应达到皮秒量级,开关频率应达到吉赫兹(GHz)^[4,5]。开关时间和开关频率取决于很多因素,包括电光聚合物材料的响应时间,光在波导中的传输速度,微波沿电极的传输

收稿日期: 2008-09-24; **收到修改稿日期:** 2008-10-31

基金项目: 国家自然科学基金(60706011),教育部博士点新教师基金(20070183087),吉林省科技发展计划青年科研基金(20080125)和国家 973 计划(2006CB302803)资助课题。

作者简介: 郑传涛(1982—),男,博士研究生,主要从事聚合物电光开关的设计与模拟方面的研究。 E-mail: zhengchuantao578@163.com

导师简介: 马春生(1945-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事光电子学和导波光学等方面的研究。 E-mail: mcsheng@163.com (通信联系人)。 速度、波导长度和电极结构等。由于聚合物的响应时间可达亚皮秒甚至飞秒量级,因此该时间对器件响应速度的影响可近似忽略。微波传输速度取决于一定电极和波导结构下的微波有效折射率,它可通过行波电极的传输线方程来求解。

为了分析电光开关的高频响应特性,本文提出了一种基于功率传输矩阵的理论分析方法。在分析定向耦合电光开关波导结构和电极结构的基础上,应用耦合模理论和电光调制理论得到了工作电压变化时的功率传输矩阵,推导了当外加的方波开关信号工作于超高频时,输出功率随响应时间的变化关系,并分析了上升时间、下降时间、开关时间和截止开关频率等高频特性参数。

2 理论分析

2.1 器件结构

聚合物定向耦合电光开关的俯视图和剖面图如图 1 所示。该器件由结构对称的两条平行脊形波导构成,d 为耦合间距,L 为耦合区长度。器件采用推挽四电极结构,包括一对上电极和一对下电极。器件的波导结构依次为:空气/表面电极/上缓冲层/波导芯/下限制层/下电极/衬底,其中仅波导芯为聚合物电光材料。当器件工作时,外加电压U在 0 和U。之间切换,U。为开关电压。

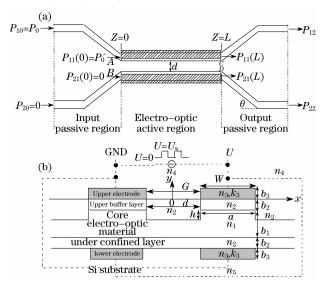


图 1 推挽电极结构定向耦合电光开关的 结构图(a)和耦合区截面图(b)

Fig. 1 Structure (a) and crosssection (b) of the polymer directional coupler electro-optic switch with push-pull electrode

令波导的芯宽度为a,芯厚度为 b_1 ,脊高度为h,

折射率为 n_1 ,体振幅衰减系数为 α_1 ;上缓冲层和下限制层厚度均为 b_2 ,上缓冲层、下限制层及脊两边的包层为同一种聚合物材料,折射率为 n_2 ,体振幅衰减系数为 α_2 ;电极厚度均为 b_3 ,折射率为 n_3 ,体消光系数为 κ_3 ;表面电极上面介质的折射率为 n_4 ,体振幅衰减系数为 α_4 ;电极宽度为 W,电极间距为 G;衬底材料为 Si,折射率为 n_5 。

2.2 电场分布及传播常数

对图 1(b) 所示的电极结构,聚合物芯层沿 y 方向的电场分布可表示为三部分电场之和

$$E_{y}^{(1)}(x,y) = E_{1y}(x,y) + E_{2y}(x,y) + E_{3y}(x,y),$$
 (1)

其中 $E_{1y}(x,y) = \frac{n_2^2 U}{2n_1^2 b_2 + n_2^2 b_1}$ 为上下电极形成的均匀电场, $E_{2y}(x,y)$ 是由两表面上电极形成的非均匀电场,根据保角变换法^[6]和镜像法^[7]可得

$$\begin{split} E_{2y}(x,y) &= (1-r) \sum_{i=0}^{\infty} r^{i} E_{20,y}(x,y+2ib_{2}), \quad (2) \\ \sharp & + r = \frac{n_{1}^{2} - n_{2}^{2}}{n_{1}^{2} + n_{2}^{2}}, E_{20,y}(x,y) = \frac{U}{2K'} \operatorname{Im} \frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}z}, \frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}z} = \\ & \frac{g}{\sqrt{(g^{2} - k^{2}z^{2})(g^{2} - z^{2})}}, z = x + jy, g = \frac{G}{2}, k = \\ & \frac{G}{G + 2W}, K' = F(\pi/2,k)$$
是第一类椭圆积分。 $E_{3y}(x,y)$ 是由两下电极形成的非均匀电场,可表示为

 $E_{3y}(x,y) = E_{2y}(x, -b_1 - 2b_2 - y).$ (3) 根据镜像法[7],缓冲层中 y 方向的电场分布为

$$E_{y}^{(2)}(x,y) = \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ r^{i} E_{20,y}(x,y+2ib_{2}) + r^{i+1} E_{20,y}[x,-y+2(i+1)b_{2}] \right\}.$$
(4

当外加电压 $U\neq 0$ 时,聚合物芯层材料折射率的变化为 $\Delta n(U)=\frac{n_1^3}{2}\gamma_{33}\frac{U}{G}\Gamma_y$,其中 $\Gamma_y=G$ •

$$\frac{\int \int \frac{1}{U} E_y^{(1)}(x,y) |E'(x,y)|^2 dx dy}{\int \int |E'(x,y)|^2 dx dy}$$
 为电光重叠积分因

子,E'(x,y)是光波电场分布, γ_{33} 为聚合物材料的电光系数。由于两波导芯对称位置上y方向的电场是大小相等且方向相反的,因此两波导芯折射率分别变化为 $n_1 - \Delta n$ 和 $n_1 + \Delta n$,设 β_1 和 β_2 分别为两波导在外加电压U 时的有效传播常数,且令 $\delta = (\beta_2 - \beta_1)/2$ 。当U = 0 时, $\beta_1 = \beta_2$, $\delta = 0$;当 $U \neq 0$ 时, $\beta_1 \neq \beta_2$, $\delta \neq 0$ 。

2.3 功率传输矩阵

令 K 为定向耦合器的耦合系数, v_0 为当 U=0 时光在两波导中的传播速度, v_1 , v_2 分别为当 $U=U_s$ 时光在波导 1、2 中的传播速度。假设光只从波导 1 输入,即初始输入的光信号功率 $P_1(0)=R_0^2=P_0$, $P_2(0)=S_0^2=0$,式中 R_0 、 S_0 为初始输入的信号光幅度。为便于分析,引入如下幅度传输矩阵

$$\mathbf{A}(z) = \begin{pmatrix} f_1(z) & -jg_1(z) \\ -jg_1^*(z) & f_1^*(z) \end{pmatrix}, \quad (U \neq 0); \\
\mathbf{B}(z) = \begin{pmatrix} f_2(z) & -jg_2(z) \\ -jg_2^*(z) & f_2^*(z) \end{pmatrix}, \quad (U = 0); (5)$$

式中

$$f_{1}(z) = \cos[(\delta^{2} + K^{2})^{1/2}z] + \frac{\delta}{(\delta^{2} + K^{2})^{1/2}}\sin[(\delta^{2} + K^{2})^{1/2}z],$$

$$g_{1}(z) = \frac{K}{(\delta^{2} + K^{2})^{1/2}}\sin[(\delta^{2} + K^{2})^{1/2}z],$$

$$f_{2}(z) = \cos(Kz), g_{2}(z) = \sin(Kz). \tag{6}$$

取电光耦合区长度 L 为耦合长度 L_0 = $\pi/(2K)$,当开关在切换过程中,正在波导中传输的光将经历两种电压状态:0 和 U_s ,应用耦合模理论可得如下结论:

1) 当外加电压从 $0 \rightarrow U_s$ 时,假设光信号传输到点 z,则在该点处光首先在电压为 0 的状态下以速度 $v=v_0$ 传输了距离 z,接着在电压为 U_s 的情况下以速度 $v=v_i$ (i=1, 2)传输了距离 L_0-z ,则开关输出光幅度可表示为

$$\begin{bmatrix} R(z) \\ S(z) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(L_0 - z)\mathbf{B}(z) \begin{bmatrix} R_0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(7)

输出功率为

$$\begin{bmatrix} P_{12,0}(z) \\ P_{22,0}(z) \end{bmatrix} = P_0 \begin{bmatrix} |C_1(z)|^2 \\ |D_1(z)|^2 \end{bmatrix},$$
(8)

式中

$$C_{1}(z) = f_{1}(L_{0} - z) f_{2}(z) - g_{1}(L_{0} - z) g_{2}^{*}(z),$$

$$D_{1}(z) = -jg_{1}^{*}(L_{0} - z) f_{2}(z) - jf_{1}^{*}(L_{0} - z) g_{2}^{*}(z).$$
(9)

2) 当外加电压从 $U_s \rightarrow 0$ 时,假设光信号传输到点 z,则在该点处光首先在电压为 U_s 的状态下以速度 $v = v_i (i = 1, 2)$ 传输了距离 z,接着在电压为 0 的情况下以速度 $v = v_0$ 传输了距离 $L_0 - z$,则开关输出光幅度可表示为

$$\begin{bmatrix} R(z) \\ S(z) \end{bmatrix} = \mathbf{B}(L_0 - z)\mathbf{A}(z) \begin{bmatrix} R_0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{10}$$

输出功率为

$$\begin{bmatrix} P_{12,0}(z) \\ P_{22,0}(z) \end{bmatrix} = P_0 \begin{bmatrix} |C_2(z)|^2 \\ |D_2(z)|^2 \end{bmatrix},$$
(11)

式中

$$C_{2}(z) = f_{2}(L_{0} - z) f_{1}(z) - g_{2}(L_{0} - z) g_{1}^{*}(z),$$

$$D_{2}(z) = -i g_{2}^{*}(L_{0} - z) f_{1}(z) - i f_{2}^{*}(L_{0} - z) g_{1}^{*}(z).$$
(12)

2.4 高频响应

当外加电压 U 以较高频率切换时,微波波长将小于电极尺寸。当 U 变化时,电极上不同点的电压将不同,电极将存在分布参数效应。采用微元分析法,取微元长度 dz,则 dz 可等效为集总参数电路,如图 2 所示。其中 R_0 , L_0 , G_0 , C_0 分别为特征电阻、特征电感、特征电导及特征电容。

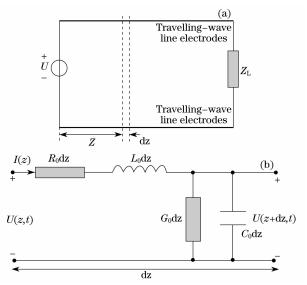


图 2 行波传输线电极的(a)微元 dz, (b)微元 dz 的集总参数等效电路

Fig. 2 Micro-element dz (a), and equivalent lumped parameter circuit of dz (b) of the traveling-wave electrodes

对于微波,电极可认为是无损耗的,由基尔霍夫 电压定律(KVL)^[8],电极的传输线方程可写为

$$\frac{d^{2}U(z)}{dz^{2}} + \beta_{m}^{2}U(z) = 0,$$

$$\frac{d^{2}I(z)}{dz^{2}} + \beta_{m}^{2}I(z) = 0,$$
(13)

其中 $\beta_{\text{m}} = (2\pi f_{\text{m}} n_{\text{m}})/c$ 为微波传播常数,c 为自由空间光传播速度, f_{m} 为微波频率, $n_{\text{m}} = \sqrt{C_0/C_0}$ 为微波频率, $\delta_{\text{m}} = \sqrt{C_0/C_0}$ 为微波有效折射率, $\delta_{\text{m}} = c_0 \sum_i \epsilon_i \int_{S_i} \frac{\mathbf{E}_i}{U} \cdot d\mathbf{S}_i$, $\delta_{\text{m}} = c_0$ 为真空介电常数, $\delta_{\text{m}} = c_0$ 表示环绕电极四周的不同积分区域, $\delta_{\text{m}} = c_0$

是当图 1(b) 中波导材料被空气取代时所对应的 C_0 的值。令 $Z_0 = 1/(c\sqrt{C_0C_0})$ 为特征阻抗,当 $Z_L = Z_0$ 时,微波信号的反射部分将为0,此时(13)式的解为

 $U(z) = [(U_1 + I_1 Z_0)/2] \exp(-j\beta_m z), (14)$ 其中 U_1 和 I_1 为z=0点的电压和电流幅值,且此时 电极工作于行波状态,能保证器件正常工作。令 θ_1

为初始相位,则(14)式的时空域解为

$$u(z,t) = U_1 \cos(\omega_{\rm m} t - \beta_{\rm m} z + \theta_1). \tag{15}$$

令 vm 为微波沿电极的传输速度,L'是开关输 人、输出区的波导长度,当 t_0 时刻z=0 点的电压 U_1 从 0 变化到 U_s 时,开关输出功率随响应时间的关系 可表示为

1) 当 $\beta_{\text{m}} < \beta_{\text{0}}$ 即 $v_{\text{m}} > v_{\text{0}}$ 时

$$P_{12,0}(t) = \begin{cases} P_{0} |C_{1}(L_{0})|^{2}, (t < t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{m}) \\ P_{0} |C_{1}(L_{0} - L^{(1)})|^{2}, (t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{m} \leq t \leq t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{1}), \\ P_{0} |C_{1}(0)|^{2}, (t > t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{1}) \end{cases}$$
(16a)

$$P_{22,0}(t) = \begin{cases} P_0 |D_1(L_0)|^2, (t < t_0 + L'/v_0 + L_0/v_m) \\ P_0 |D_1(L_0 - L^{(2)})|^2, (t_0 + L'/v_0 + L_0/v_m \le t \le t_0 + L'/v_0 + L_0/v_2), \\ P_0 |D_1(0)|^2, (t > t_0 + L'/v_0 + L_0/v_2) \end{cases}$$
(16b)

式中 $L^{(1)} = [v_{\rm m}(t-t_0-L'/v_0)-L_0][v_1/(v_{\rm m}-v_1],L^{(2)} = [v_{\rm m}(t-t_0-L'/v_0)-L_0][v_2/(v_{\rm m}-v_2)].$

2) 当 $\beta_{\text{m}} \approx \beta_{\text{0}}$ 即 $v_{\text{m}} \approx v_{\text{0}}$ 时

$$P_{12,0}(t) = \begin{cases} P_0 | C_1(L_0) |^2, (t < t_0 + L'/v_0 + L_0/v_0) \\ P_0 | C_1(0) |^2, (t \ge t_0 + L'/v_0 + L_0/v_0) \end{cases},$$
(17a)

$$P_{12,0}(t) = \begin{cases} P_0 | C_1(L_0)|^2, (t < t_0 + L'/v_0 + L_0/v_0) \\ P_0 | C_1(0)|^2, (t \ge t_0 + L'/v_0 + L_0/v_0) \end{cases},$$

$$P_{22,0}(t) = \begin{cases} P_0 | D_1(L_0)|^2, (t < t_0 + L'/v_0 + L_0/v_0) \\ P_0 | D_1(0)|^2, (t \ge t_0 + L'/v_0 + L_0/v_0) \end{cases}.$$
(17a)

3) 当 $\beta_{\rm m}$ $>\beta_{\rm 0}$ 即 $v_{\rm m}$ < $v_{\rm 0}$ 时

$$P_{12,0}(t) = \begin{cases} P_{0} |C_{2}(L_{0})|^{2}, (t < t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{0}) \\ P_{0} |C_{2}(L_{0} - L^{(3)})|^{2}, (t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{0} \le t \le t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{m}), \\ P_{0} |C_{2}(0)|^{2}, (t > t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{m}) \end{cases}$$
(18a)

$$P_{22,0}(t) = \begin{cases} P_{0} |D_{2}(L_{0})|^{2}, (t < t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{0}) \\ P_{0} |D_{2}(L_{0} - L^{(3)})|^{2}, (t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{0} \leq t \leq t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{m}), \end{cases}$$
(18b)
$$P_{0} |D_{2}(0)|^{2}, (t > t_{0} + L'/v_{0} + L_{0}/v_{m})$$

式中 $L^{(3)} = [L_0 - v_m(t - t_0 - L'/v_0)][v_0/(v_0 - v_m)]$ 。

同理, t_0 时刻 z=0 点的电压 U_1 从 U_s 变化到 0时,输出功率随响应时间的变化关系的表达式可 通过将(16)~(18) 式中的 C_1 、 D_1 替换为 C_2 、 D_2 , (18)式中的 C_2 、 D_2 替换为 C_1 、 D_1 ,以及 (16)式中 的 $L^{(i)}(i=1,2)$ 中的 v_1, v_2 替换为 v_0 来得到。

2.5 特性参数

为了表征开关输出功率上升或者下降的陡度, 定义上升时间 trise 和下降时间 tfall: trise 是开关某端口 的输出功率从最小值增大到最大值的90%的时间; tfall是另一端口的输出功率从最大值减小到最大值 的 10%的时间。延迟时间 ta 定义为从外加电压开 始变化到输出功率开始变化所间隔的时间。故开关 时间 ts 可表示为

$$t_{\rm s} = \max(t_{\rm d} + t_{\rm rise}, t_{\rm d} + t_{\rm fall}). \tag{19}$$

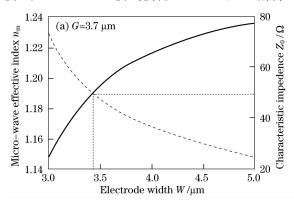
 $\mathcal{M}(16)\sim(18)$ 式可看出,三种情况下的延迟时 间 t_d 分别为 $L'/v_0 + L_0/v_m$, $L'/v_0 + L_0/v_0$, $L'/v_0 +$ L_0/v_0 。一方面,在一定的波导结构和电极结构下 t_a 为定值,当开关频率变化时,t_a 对器件的输出性能 没有影响;另一方面,在外加电压作用下,当开关电 压的变化周期小于信号光的变化周期时,器件将不 能实现正常的开关功能,因此开关信号的截止频率 f^{cut} 可表示为

$$f_{\rm m}^{\rm cut} = 1/(t_{\rm rise} + t_{\rm fall}).$$
 (20)

模拟结果 3

模拟中取工作波长 $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$,芯层聚合物 电光材料折射率 $n_1 = 1.643$,体振幅衰减系数 $\alpha_1 =$ 2.0 dB/cm,电光系数 $\gamma_{33} = 138 \text{ pm/V}^{[9,10]}$,上缓冲 层、下限制层及脊两侧包层的折射率 $n_2 = 1.461$,体振幅衰减系数 $\alpha_2 = 0.25$ dB/cm^[11],电极由金制成,折射率 $n_3 = 0.19$,体消光系数 $\kappa_3 = 6.1$ ^[12],电极上面介质为空气,折射率 $n_4 = 1.0$,体振幅衰减系数 $\alpha_4 = 0$ 。Si 衬底折射率 $n_5 = 3.45$,且当下限制层达到一定厚度时,衬底对光波模式的泄露损耗很小,可忽略。模拟中选取 E_{00}^{*} 主模。

为了保证波导中 E_0^* 模式的单模传输,保证有电极覆盖和没有电极覆盖的波导具有相同的模式传播常数,从而可使两部分波导之间的耦合损耗接近为零,优化后的相关参数值为:芯宽 $a=3.0~\mu\text{m}$,芯厚 $b_1=1.5~\mu\text{m}$,脊高 $h=0.5~\mu\text{m}$,上缓冲层及下限制层厚度 $b_2=1.5~\mu\text{m}$,最小电极厚度 $b_3=0.15~\mu\text{m}$,波导间距 $d=3.7~\mu\text{m}$,输入和输出区波导的偏折角度 $\theta=1.75^\circ$,对应区域的波导长度 L'=3.97~mm。在上述参数下,波导中基模的传输和损耗将成为稳态,电极、上缓冲层和下限制层均可视为半无限厚。此时耦合长度 $L_0=4.374~\text{mm}$,模式损耗 2.286~dB/cm,偏折



损耗 0.16 dB,模式有效折射率 $n_{\text{eff}} = 1.5910$ 。

为获得较高的电光调制效率和较低的开关电压,设计中必须优化电极宽度 W 和电极间距 $G^{[13]}$;根据 2.4 节的分析,电场分布将影响微波有效折射率,进而影响开关时间和截止开关频率等高频响应特性参数;电场分布将影响特征阻抗,当特征阻抗不等于 $50~\Omega$ 时,高频开关信号的反射波将严重影响器件的正常工作。因此在电极宽度和电极间距的优化设计中,必须综合考虑上述三方面因素。

图 3 给出了微波有效折射率 n_m 和特征阻抗 Z_0 随(a)电极宽度 W 和(b)电极间距 G 的变化曲线。可以看出,当 W 或 G 增大时,微波有效折射率随之增大,与模式有效折射率间的差值随之减小,且在某一特殊点可实现阻抗匹配(如图中直点线所对应的 W 和 G 点)。为了保证器件在较低的开关电压下正常工作,即保证器件实现阻抗匹配和具有较高的电光调制效率,取 G=3. 7 μ m,W=3. 6 μ m,此时 $Z_0=50$. 9 Ω , $U_s=1$. 457 V, $n_m=1$. 19。

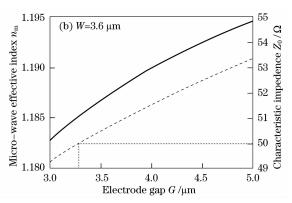


图 3 $b_3 = 0.15 \mu m$ 时微波有效折射率 n_m 和特征阻抗 Z_0 随(a)电极宽度 W 和(b)电极间距 G 的变化曲线

Fig. 3 Curves of the microwave refractive effective refractive index $n_{\rm m}$ and characteristic impedance Z_0 versus (a) electrode width W and (b) electrode gap G

在上述优化参数下, $n_{\rm m} < n_{\rm eff}$,应用(16)式,图 4 示出了输出光功率 $P_{12,0}$, $P_{22,0}$ 随 z=0 点电压 U_1 和响应时间 t 的变化曲线。由图 4 (a) 和 (b) 可知,上 升时间 $t_{\rm rise}$ 和下降时间 $t_{\rm fall}$ 分别为 3.78 ps 和 4.94 ps,延迟时间为 27.86 ps,开关时间为 32.8 ps。由图 4 (c) 可知,器件的延迟时间对输出功率的切换没有影响;然而在开关频率足够大情况下,某一端口输出功率在从最小值向最大值切换时,由于微波信号周期较小,在输出功率达到最大值之前微波信号再次切换,导致输出功率减小从而不能实现完全的交换。因此存在一临界频率 $f_{\rm min}^{\rm cut}$,当微波频率大于该值时,器件将不能实现正常功能。图 5 显示了微波有效折射率 $n_{\rm m}$ 对器件的上升时间 $t_{\rm rise}$ 、下降时间 $t_{\rm fall}$ 和开关

时间 t_s 的影响。可以发现,当微波有效折射率和光波有效折射率匹配时,即 $n_m = n_{eff}$,上升时间和下降时间将变为 0,这是一种理想的情况。但对于实际器件而言,这一理想情况很难精确达到。对器件优化的目的之一就是尽可能地减小上升时间和下降时间,以获得最大的截止开关频率。

图 6 显示了截止开关频率 f_{m}^{cut} 和微波有效折射率 n_{m} 的关系曲线。可以看出,当微波有效折射率和光波有效折射率匹配时,即 $n_{m}=n_{eff}$,截止开关频率将达到无穷大。这也是一种理想的情况,对于实际器件而言,这一理想情况很难精确达到。按照设计器件的波导及电极尺寸,截止开关 频率 $f_{m}^{cut}=114.7~\mathrm{GHz}$ 。因此为了获得较大的操作带宽和较短

的响应时间,微波和光波有效折射率必须实现较好的匹配。

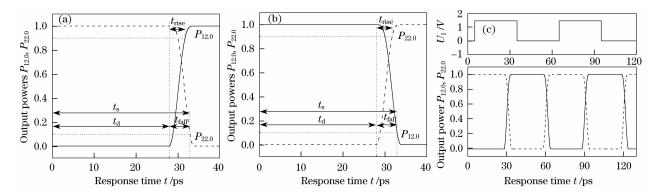


图 4 输出功率 $P_{12.0}$, $P_{22.0}$ 随 z=0 点电压 U_1 和响应时间 t 的变化关系,其中 U_1 变化的 初始时刻为 $t_0=0$, (a) U_1 从 0 变化到 U_s ,(b) U_1 从 U_s 变化到 0,(c) U_1 为周期变化的方波信号 Fig. 4 Curves of the output powers $P_{12.0}$ and $P_{22.0}$ versus the operation voltage U_1 at z=0, and the response time t, where (a) U_1 changes from 0 to U_s at the moment $t_0=0$, (b) U_1 changes from U_s to 0 at the moment $t_0=0$, and (c) U_1 is a square wave switching signal with periodical change

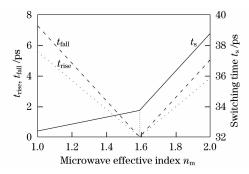


图 5 微波有效折射率 n_m 对开关上升时间 t_{rise} 、下降时间 t_{full} 和开关时间 t_s 的影响

Fig. 5 Effects of the microwave effective refractive index $n_{\rm m}$ on the rise time $t_{\rm rise}$, fall time $t_{\rm fall}$ and the switching time $t_{\rm s}$ when the operation voltage U changes from 0 to $U_{\rm s}$

4 误差分析

在上述计算中,由于微波有效折射率和特征阻抗对器件响应特性影响较大,为了验证本方法的精度,利用该方法计算了文献[14]和[15]中电极结构的微波有效折射率和特征阻抗,并与文献[14]的实验结果和文献[15]点匹配法的模拟结果做了对比,如表1所示。由计算结果可知,本方法具有较好的精度。

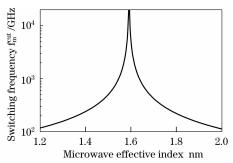


图 6 截止开关频率 f_m^{cut} 和微波有效折射率 n_m 的关系曲线 Fig. 6 Relation between the microwave effective refractive index n_m and the cutoff switching frequency f_m^{cut}

5 结 论

基于耦合模理论、电光调制理论、保角变换法和镜像法,提出了一种分析聚合物定向耦合电光开关高频响应特性的新方法,并给出了开关电压转换时的功率传输矩阵。应用该方法分析了输出功率、上升时间、下降时间、开关时间和截止开关频率等响应特性。为了获得较好的阻抗匹配、较小的开关电压以及较高的截止频率,优化设计了器件的波导结构和电极结构。模拟结果表明,所设计器件开关电压为1.457 V,耦合长度为4.374 mm,开关时间为32.8 ps,截止开关频率为114.7 GHz。与参考文献

表 1 本文方法和参考文献[14,15]中实验结果及计算结果的比较

Table 1 Comparisons between the results of proposed algorithm and those of references [14,15]

Reference	Electrode parameters $/\mu m$			$Z_{\scriptscriptstyle 0} / \Omega$			$n_{ m m}$		
	Width	Gap	Thickness	Proposed algorithm	Reference	Error	Proposed algorithm	Reference	Error
[14]	8	50	3	36.4	35	+4%	_	_	_
[15]	10	15	6	45.6	42	+8%	2.08	2.31	-9.9%

中模拟结果和实验结果的对比分析表明,本文方法 具有较好的精度,可满足工程设计的需要。

参考文献

- 1 Hou PeiPei, Song Zhe, Li Xudong et al.. Integrated optical $N\times N$ crossbar network and its control algorithm [J]. Acta Optica Sinica, 2008, **28**(2): 365 \sim 369
 - 侯培培,宋 哲,李旭东 等. 单块晶体集成的 $N \times N$ 纵横开关网络及其控制算法[J]. 光学学报,2008, **28**(2): $365 \sim 369$
- 2 Yang Junbo, Su Xianyu. Polarization-independent bidirectional 2×2 and 4×4 free-space optical switch[J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, 27(9): 1593~1599
 - 杨俊波, 苏显渝. 与偏振无关双向 2×2 和 4×4 自由空间光开关 [J]. 光学学报, 2007, **27**(9): 1593~1599
- 3 Dong Zuoren, Xia Zhiping, Qin Shibo *et al.*. Analyses and experimental study of a $N \times N$ optical switch using two-facet reflective mirrors[J]. *Chin. J. Lasers*, 2007, **34**(2): 234~238 董作人,夏志平,秦世博 等. 基于双面反射镜的 $N \times N$ 光开关的特性分析和实验研究[J]. 中国激光, 2007, **34**(2): 234~238
- 4 Qing Wang, Jianping Yao. A high speed 2 × 2 electro-optic switch using a polarization modulator[J]. Opt. Express, 2007, 15(25): 16500~16505
- 5 Y. H. Kim, U.-C. Paek, W.-T. Han. All-optical 2×2 switching with two independent Yb3+-doped nonlinear optical fibers with a long-period fiber grating pair [J]. Appl. Opt., 2005, 44: 3051~3057
- 6 Ramer O G. Integrated optic electrooptic modulator electrode analysis [J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1982, **18** (3): 386~392
- 7 Sabatier C, Caquot E. Influence of a dielectric buffer layer on the

- field distribution in an electrooptic guided-wave device[J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1986, **18**(1): 32~36
- 8 Yang Ken. Circuit analysis accounts for magnetic fields [J]. *Power Electronics Technol.*, 2004, **30**(11): 30~34
- 9 Enami Y., Derose C. T., Norwood R. A.. Hybrid cross-linkable polymer/sel-gel waveguide modulators with 0.65V half wave voltage at 1550 nm[J]. Appl. Phys. Lett., 2007, 91(9): 093505
- 10 Enami Y., Derose C. T., Mathine D. et al.. Hybrid polymer/ sol-gel waveguide modulators with exceptionally large electrooptic coefficients[J]. Nature Photon., 2007, 1(3): 180~185
- 11 Pitois C., Vukmirovic C., Hult A. Low-loss passive optical waveguides based on photosensitive poly(pentafluorostyrene-coglycidyl methacrylate) [J]. Macromolecules, 1999, 32 (9): 2903~2909
- 12 Driscoll W G, Vaughan W. Handbook of Optics [M]. New York: McGraw-Hill, 1978, 7
- 13 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
- 14 Hua Zhang, Min-Cheol Oh, Attila Szep et al.. Push-pull electro-optic polymer modulators with low half-wave voltage and low loss at both 1310 and 1550nm[J]. Appl. Phys. Lett., 2001, 78 (20); 3136~3138
- 15 Ren Dengjuan, Chen Mingsong, Huang Xueming. Electrode optimization design of traveling-wave electro-optic modulator[J]. Chin. Study on Opt. Commun., 2007, (05): 47~49, 55 任登娟, 陈名松, 黄雪明. 行波型 LiNbO3 电光调制器的电极优化设计[J]. 光通信研究, 2007, (05): 47~49, 55