

反相电极聚合物定向耦合电光开关的优化设计*

郑传涛, 马春生[†], 闫欣, 王现银, 张大明

(吉林大学 a. 集成光电子学国家重点联合实验室吉林大学试验区; b. 电子科学与工程学院, 长春 130012)

摘要:为了消除单节电极定向耦合电光开关的工艺误差对器件性能的不良影响,应用耦合模理论、电光调制理论、保角变换及镜像法,优化设计了一种两节交替反相电极聚合物定向耦合电光开关. 模拟结果表明,该器件具有良好的开关性能:在 1 550 nm 的工作波长下,器件耦合区的长度为 4 753.5 μm ,交叉态电压为 1.22 V,直通态电压为 2.65 V,插入损耗小于 2.21 dB,串扰小于 -30 dB. 通过微调状态电压,可以很容易地消除工艺误差对器件性能产生的不良影响. 本文方法的设计结果与光束传播法的仿真结果符合得很好.

关键词:集成光学; 电光开关; 反相电极; 制作公差; 开关电压; 插入损耗; 串扰

中图分类号: TN253

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2009)12-3072-7

0 引言

随着密集波分复用技术的迅速发展以及集成光电子工艺的不断进步,光纤通信网络中信息传输容量日益增大,在时分、空分或波分复用系统中,光开关及其阵列都有着广泛的应用^[1-2]. 与其它形式的光开关相比,电光开关具有响应速度快、插入损耗低、消光比高及使用寿命长等优点,因而成为人们研究的热点,并取得了很大的进展和显著的成果^[3-4].

对于定向耦合电光开关而言,在单节电极结构下,要求波导的电光耦合区长度严格等于耦合长度的奇数倍,器件才能实现良好的开关功能. 由于器件制作时不可避免地存在工艺误差,上述要求很难做到,这给器件的制作带来很大的困难^[5-6]. 研究表明,采用两节或多节电极结构,并且在相邻电极上施加大小相等、极性相反的电压,通过微调状态电压来实现良好的开关功能,因此可以放宽对波导工艺上的严格要求,从而使器件的制作变得容易.

为了降低器件的工艺误差敏感度,本文设计了一种具有两节反相电极结构聚合物定向耦合电光开关. 阐述了器件的结构和工作原理,分析了交替反相电极的电场分布,给出了状态电压、开关电压和输出功率的表达式. 为了获得较小的状态电压、开关电压和模式损耗,优化了器件的波导结构和电极结构. 模

拟了器件的传输功率、工艺误差、输出光谱、插入损耗、串扰等特性,并应用光束传播法(Beam-propagation Method, BPM)对本文的设计结果进行了验证.

1 理论分析

1.1 器件结构

图 1 给出了两节交替反相电极聚合物定向耦合电光开关的耦合区结构图和截面图. 电光作用区由一对相互平行、结构对称的脊形波导组成,间距为 d ,两节反相电极的长度均为 $L/2$,间距为 G' ,且 $G' \leq L$,耦合区总长度为 $L+G'$. 为降低开关电压和对芯层聚合物进行有效极化,采用双驱动推挽电极结构,由一个极化地电极和一对表面电极组成,如图 1(b). 脊形波导结构依次为:空气/表面电极/上缓冲层/波导芯/下缓冲层/地电极/衬底,其中仅波导

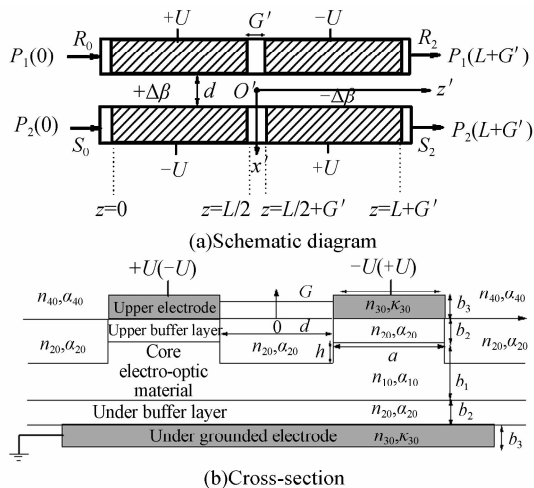


图 1 反相电极聚合物定向耦合电光开关的结构模型
Fig. 1 Structural model of the polymer electro-optic switch with reversed electrodes

* 国家自然科学基金(60706011)、国家重点基础研究发展计划(2006CB302803)、教育部博士点新教师基金(20070183087)和吉林省科技发展计划青年科研基金(20080125)资助

[†] Tel: 0431-85103909

Email: mcsheng@163.com

收稿日期: 2008-11-26

修回日期: 2009-01-09

芯为聚合物电光材料. 当器件极化时,两个表面电极接在一起,连接极化电压正极,在竖直方向上形成对聚合物芯层的同向极化. 当器件工作时,两个表面电极分开,分别接+ U 、 $-U$,此时在竖直方向上,两个波导芯中形成反向电场.

令脊形波导芯宽度为 a ,厚度为 b_1 ,脊高为 h ,折射率和体振幅损耗系数分别 n_{10} 、 α_{10} ;上下缓冲层厚度皆为 b_2 ,与脊两侧包层为同一种材料,折射率和体振幅损耗系数分别为 n_{20} 、 α_{20} ;共面电极宽度为 W ,间距为 G ,电极厚度为 b_3 ,折射率和体消光系数分别为 n_{30} 、 κ_{30} ;电极上面介质的折射率和体振幅损耗系数分别为 n_{40} 、 α_{40} . 为了表征图示电极系统形成的电场,引入两个坐标系 $o-xyz$ 及 $o'-x'y'z'$,二者关系为: $x=x'$, $y=y'$, $z=z'+L/2+G'/2$.

1.2 电场分布

图1所示的电极结构形成的电场 y 分量可分为三部分:表面电极和地电极形成的均匀电场 $E_{1y}(x, y)$,覆盖于两波导之上的两推挽电极形成的非均匀电场分布 $E_{2y}(x, y)$,以及覆盖于单一波导上的两共面交替反相电极形成的非均匀电场分布 $E_{3y}(z', y')$. 按照电磁场理论,可得

$$E_{1y}(x, y) = Un_{20}^2 / (2n_{10}^2 b_2 + n_{20}^2 b_1) \quad (1)$$

当存在缓冲层时,根据保角变换法和镜像法^[7-8],可得由两共面电极形成的非均匀电场分布为

$$E_{2y}(x, y) = (1-r) \sum_{i=0}^{\infty} r^i E_{20,y}(x, y+2ib_2) \quad (2)$$

式中 $E_{20,y}(x, y) = U/K' \text{Im}(dw/dt)$ 是缓冲层厚度为0时的电场分布,其中 $d\omega/dt = g/[(g^2 - k^2 t^2) (g^2 - t^2)]^{-1/2}$, $g = G/2$, $k = G/(G+2W)$, $t = x + jy$, $K' = F(\pi/2, k)$ 为第一类椭圆积分, $r = (n_{10}^2 - n_{20}^2) / (n_{10}^2 + n_{20}^2)$ 为反射因子. 考虑到 $G' \ll L/2$,对间距 G' 而言,反相电极可视为无限长. 根据保角变换法和镜像法可得^[7-8]

$$E_{3y}(z', y') = (1-r) \sum_{i=0}^{\infty} r^i E_{30,y}(z', y'+2ib_2) \quad (3)$$

式中 $E_{30,y}(z', y') = 2U/\pi \text{Re}(dw/dz)$ 是当缓冲层厚度为0时的电场分布,其中 $d\omega/dz = 1/[t^2 - (G'/2)^2]^{-1/2}$, $t = z' + jy'$.

1.3 传播常量

考虑到上述三部分电场所在坐标系以及积分区域上的不同,为了表征电光调制的效率,引入电光重叠积分因子 Γ_{1y} 和 Γ_{2y} ,分别定义为

$$\Gamma_{1y} = G \{ \int \int \frac{1}{U} (E_{1y}(x, y) + E_{2y}(x, y)) |E'(x, y)|^2 dx dy \} / \{ \int \int |E'(x, y)|^2 dx dy \} \quad (4)$$

$$\Gamma_{2y} = G \{ \int \int \left[\frac{1}{U} E_{3y}(z', y') |E'(x', y')|^2 \right] dx' dy' dz' \} / \{ \int \int \int |E'(x', y')|^2 dx' dy' dz' \} \quad (5)$$

式中 $E'(x, y)$ 是光波电场沿波导截面的分布. 则 y 方向总的电光重叠积分因子为

$$\Gamma_y = \Gamma_{1y} + \Gamma_{2y} \quad (6)$$

根据电光调制理论,聚合物芯层折射率的变化为 $\Delta n_{10} = (n_{10}^3/2) \gamma_{33} (U/G) \Gamma_y$,式中 γ_{33} 为聚合物芯层材料的电光系数. 在外加电场作用下,各节电极所覆盖两波导的传播常量之差分别为 $+\Delta\beta$ 和 $-\Delta\beta$,如图1(a).

1.4 输出功率

在电光耦合波导区,令 $L_0 = \pi/(2K)$ 为耦合长度, K 为耦合系数,引入状态变量 $u = L/L_0$, $v = \Delta\beta L/\pi$,令

$$A(u, v) = \cos\left(\frac{\pi}{4} \sqrt{u^2 + v^2}\right) + j \frac{v}{\sqrt{u^2 + v^2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} \sqrt{u^2 + v^2}\right) \quad (7a)$$

$$B(u, v) = \frac{u}{\sqrt{u^2 + v^2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} \sqrt{u^2 + v^2}\right) \quad (7b)$$

则传播常量差为 $+\Delta\beta$ 和 $-\Delta\beta$ 的两节电极对应的振幅传输矩阵可分别表示为

$$\mathbf{T}^+(u, v) = \begin{pmatrix} A(u, v) & -jB(u, v) \\ -jB^*(u, v) & A^*(u, v) \end{pmatrix} \quad (8a)$$

$$\mathbf{T}^-(u, v) = \begin{pmatrix} A^*(u, v) & -jB(u, v) \\ -jB^*(u, v) & A(u, v) \end{pmatrix} \quad (8b)$$

在间隔 G' 所对应的波导区,引入状态变量 $s = G'/L_0$,并令 $C(s) = \cos\left(\frac{\pi}{2}s\right)$, $D(s) = \sin\left(\frac{\pi}{2}s\right)$,则其振幅传输矩阵可表示为

$$\mathbf{T}'(s) = \begin{pmatrix} C(s) & -jD(s) \\ -jD^*(s) & C^*(s) \end{pmatrix} \quad (9)$$

所以总输出光振幅为

$$\begin{pmatrix} R_2 \\ S_2 \end{pmatrix} = \mathbf{T}^-(u, v) \mathbf{T}'(s) \mathbf{T}^+(u, v) \begin{pmatrix} R_0 \\ S_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M(u, v, s) & -jN(u, v, s) \\ -jN^*(u, v, s) & M^*(u, v, s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_0 \\ S_0 \end{pmatrix} \quad (10)$$

式中

$$M(u, v, s) = |A(u, v)|^2 C(s) - A(u, v) \cdot B(u, v) D^*(s) - A^*(u, v) B^*(u, v) D(s) - |B^*(u, v)|^2 C^*(s) \quad (11a)$$

$$N(u, v, s) = A^*(u, v) B(u, v) C(s) + B^2(u, v) \cdot D^*(s) + (A^*(u, v))^2 D(s) + A^*(u, v) \cdot B(u, v) C^*(s) \quad (11b)$$

令光只从波导 1 输入, 即 $R_0 \neq 0, S_0 = 0, P_0 = |R_0|^2$, 则输出光功率为

$$P_{10}(u, v, s) = P_0 |M(u, v, s)|^2 \quad (12a)$$

$$P_{20}(u, v, s) = P_0 |N^*(u, v, s)|^2 \quad (12b)$$

当考虑模式损耗时, 输出光功率将变为

$$P_1(u, v, s) = P_{10}(u, v, s) \exp[-2\alpha(L+G')] \quad (13a)$$

$$P_2(u, v, s) = P_{20}(u, v, s) \exp[-2\alpha(L+G')] \quad (13b)$$

式中 α 为模式振幅损耗系数, $P_{10}(u, v, s)$ 及 $P_{20}(u, v, s)$ 由式(12)给出.

1.5 状态曲线

根据式(12), 当输出功率从波导 1 输出时, 需要满足 $|N^*(u, v, s)|^2 = 0$, 记为直通态; 当输出功率仅从波导 2 输出时, 需要满足 $|M(u, v, s)|^2 = 0$, 记为交叉态. 图 2 给出了直通态和交叉态情况下 $u-v$ 的状态曲线, 其中 $s \approx 0$, “=”表示直通态, “ \times ”表示交叉态. 可以看出, 直通态包含了纵轴上一系列的孤立点和 $b_1, b_2, b_3 \dots$ 曲线族, 交叉状态包含了 $c_1, c_2, c_3 \dots$ 曲线族. 在一定的耦合区长度下, b_i 曲线上的点对应的外加电压称为直通态电压, 记为 U_+ , c_i 曲线上点对应的外加电压称为交叉态电压, 记为 U_\times , 对应的开关电压则为 $U_s = |U_\times - U_+|$. 为了降低状态电压及减小开关电压, 应选取曲线 b_1 和 c_1 上的点作为状态点, 并且通过优化选择 u ($1 \leq u \leq 3$) 的值, 可获得较小的 Δv , 进而可获得较小的开关电压.

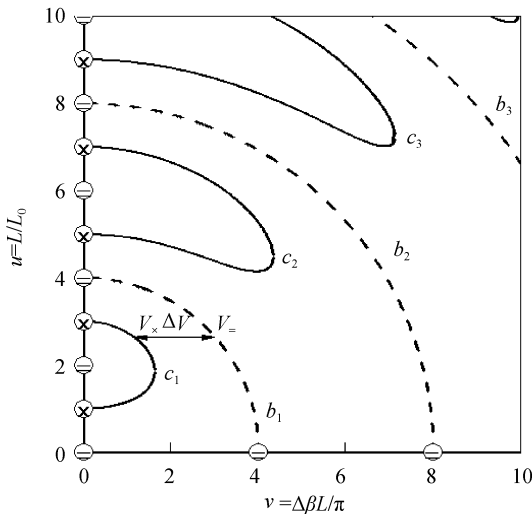


图 2 器件的 $u-v$ 状态曲线

Fig. 2 Curves of state variables u and v

2 参量优化

设计中选取工作波长 $\lambda_0 = 1550$ nm, 芯层聚合物电光材料折射率 $n_1 = 1.643$, 体振幅损耗系数 $\alpha_1 = 2.0$ dB/cm, 电光系数 $\gamma_{33} = 138$ pm/V^[9-10], 上下缓冲层及脊两侧包层的折射率 $n_2 = 1.461$, 体振幅损耗系数 $\alpha_2 = 0.25$ dB/cm^[11], 用金作为金属电极, 折

射率 $n_3 = 0.19$, 体消光系数 $\kappa_3 = 6.1$ ^[12], 电极上面的介质为空气, 折射率 $n_4 = 1.0$, 体振幅损耗系数 $\alpha_4 = 0$. 模拟中选取 E_{00}^* 主模.

缓冲层厚度和电极厚度都将影响波导的模有效折射率和模式损耗, 二者必须被优化. 图 3 给出了 E_{00}^* 主模有效折射率 n_c 和振幅衰减系数 α 随缓冲层厚度 b_2 和电极厚度 b_3 的变化关系, 取 $U = 0, a = 4.0$ $\mu\text{m}, b_1 = 1.5$ $\mu\text{m}, h = 0.5$ μm , 图 3(a) $b_3 = 100$ μm , 图 3(b) $b_2 = 1.5$ μm . 由图 3(a) 可以看出, 当 $b_2 \geq 1.5$ μm 时, n_c 变为常量, 模式的传输将形成稳态. 为了增加芯层中的电场进而减小开关电压, 限制层不能过厚, 因此可取 $b_2 = 1.5$ μm , 在器件制作中, 电极不可能取 100 μm , 因此要确定出电极的最小厚度. 由图 3(b) 可知, 当 $b_3 \geq 0.15$ μm 时, n_c 变为常量, 模式的传输也将形成稳态, 此时可把电极视为半无限厚, 这与图 3(a) 中取电极厚度为 100 μm 吻合, 故取 $b_3 = 0.15$ μm . 此时波导中只传输 E_{00}^* 主模, 由波导材料和电极引起的模式损耗系数为 $\alpha = 2.32$ dB/cm.

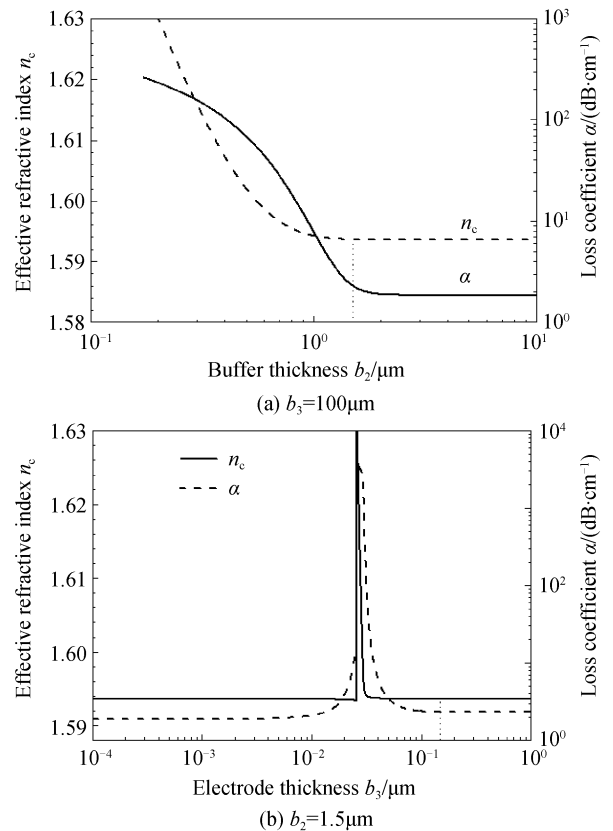


图 3 缓冲厚度 b_2 和电极厚度 b_3 对 E_{00}^* 模式有效折射率 n_c 和振幅损耗系数 α 的影响

Fig. 3 Effects of buffer thickness b_2 and electrode thickness b_3 on mode effective index n_c and loss coefficient α

根据图 2, 为了获得较小的状态电压及开关电压, 需要在 $1 \leq u \leq 3$ 区间内优化选择 u 值以获得较小的 Δv . 图 4 给出了直通态和交叉态电压 U_+, U_\times 、

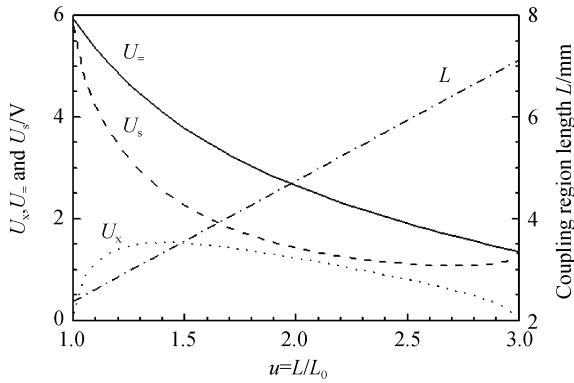
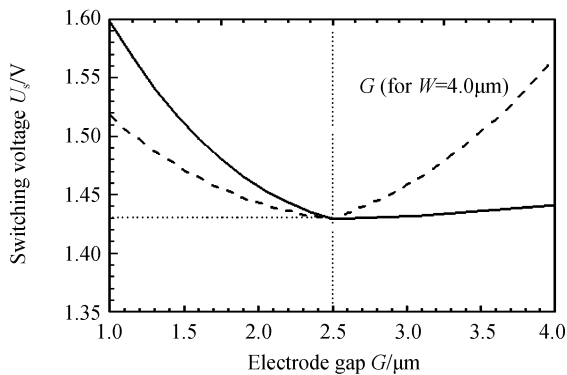


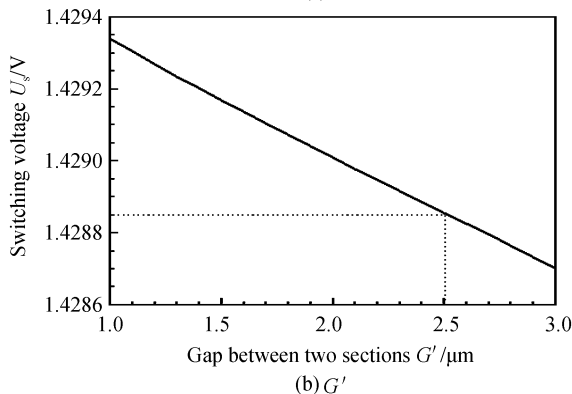
图4 直通态电压 U_- 、交叉态电压 U_\times 、开关电压 U_s 及耦合区长度 L 随 u 的关系曲线
Fig. 4 Curves of bar-state voltage U_- , cross-state voltage U_\times , switching voltage U_s and coupling region length L versus u

开关电压 U_s 以及耦合区长度 L 随 u 的关系曲线, 取 $d=2.5 \mu\text{m}, W=a, G=d, G'=d$. 可以看出, 当 u 增大时即耦合区长度 L 增加时, 在 $u=2.7$ 处, U_s 存在最小值, 但此时器件尺寸太大, 不利于集成. 为了保证器件具有较小的耦合区长度、较低的状态电压和开关电压, 取 $u=2.0$, 此时 $L=2L_0=4751 \mu\text{m}, U_- = 2.65 \text{ V}, U_\times = 1.22 \text{ V}, U_s = 1.43 \text{ V}$.

根据 1.2 节, 电极宽度 W 、间距 G 和两节反相电极间距 G' 都将影响电场分布, 进而影响开关电压, 为了获得较小的状态电压和开关电压, 也必须优



(a) W, G



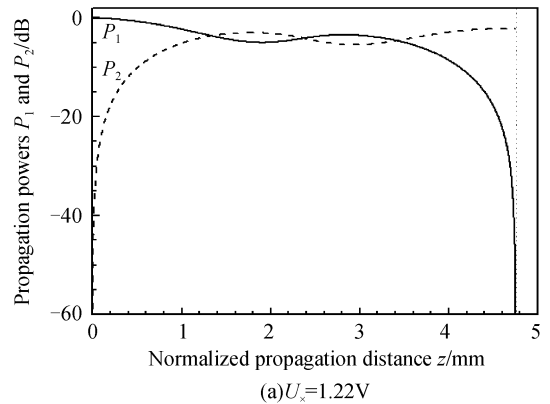
(b) G'

图5 开关电压 U_s 随 W, G 及 G' 的变化曲线
Fig. 5 Curves of switching voltage U_s versus electrode gap G and electrode width W , and gap G'

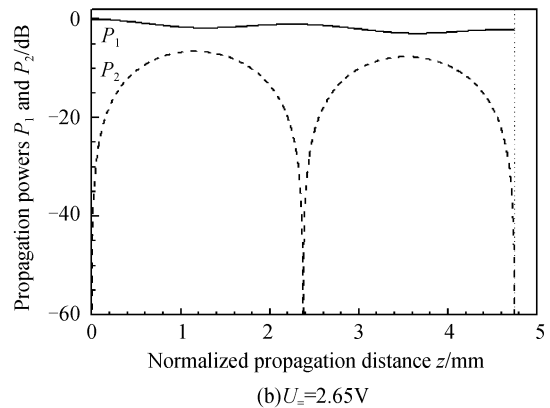
化这些参量. 图 5 给出了开关电压 U_s 随 W, G 及 G' 的变化曲线, 取 $L=2L_0=4751 \mu\text{m}$, (a) $G'=2.5 \mu\text{m}$, (b) $W=a, G=d$. 可以发现, 当 $W=a, G=d$ 时开关电压同时取得同一最小值, 约为 1.43 V , 详细的优化过程可参见文献[5]; 由于 G' 的变化对 U_s 影响很小, 设计中取 $G'=2.5 \mu\text{m}$.

3 性能模拟

图 6 给出了传输功率 $P_1(z)$ 和 $P_2(z)$ 随传输距离 z 的变化关系, 取图 6(a) $U_\times = 1.22 \text{ V}$, 图 6(b) $U_- = 2.65 \text{ V}, L=2L_0=4751 \mu\text{m}, G'=2.5 \mu\text{m}$. 可以看出, 在所计算的状态电压下, 当传输距离为 $z=L+G'$ 时, 器件实现了良好的功率切换.



(a) $U_\times = 1.22 \text{ V}$



(b) $U_- = 2.65 \text{ V}$

图6 传输功率 $P_1(z)$ 和 $P_2(z)$ 随传输距离 z 的变化关系
Fig. 6 Relations among propagation powers $P_1(z), P_2(z)$ and propagation distance z

图 7 给出了输出功率 $P_1(L+G')$ 和 $P_2(L+G')$ 随外加电压 U 的关系曲线, 取 $L=2L_0=4751 \mu\text{m}, G'=2.5 \mu\text{m}$. 可以看出, 直通态和交叉态的切换可通过图 7 中所标注的 1 和 2 对应的电压转换来实现. 对于转换 1, $U_- = 0 \text{ V}, U_\times = 1.22 \text{ V}$; 对于转换 2, $U_- = 2.65 \text{ V}, U_\times = 1.22 \text{ V}$. 但转换 1 要求 L 严格等于 $2L_0$ 时, 才能实现理想的直通态. 当器件制作中出现工艺误差时, $L \neq 2L_0$, 通过电压的调整也无法实现理想的直通态, 这将影响器件的正常工作.

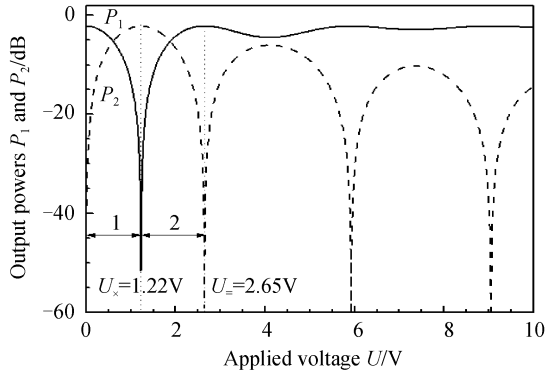


图7 开关输出功率 $P_1(L+G')$ 和 $P_2(L+G')$ 随外加电压 U 的关系曲线

Fig. 7 Curves of output powers $P_1(L+G')$ and $P_2(L+G')$ versus applied voltage U

如本文讨论,在器件制作中工艺误差是不可避免的,这将影响器件的工作性能.图8给出了波导长度的制作误差 $\Delta L = L - 2L_0$ 、外加调整状态电压 U_{ax} 、 $U_{a=}$ 及输出功率 $P_1(L+G')$ 、 $P_2(L+G')$ 的关系曲线,取(a) $U_x = 1.22$ V, (b) $U_ = 2.65$ V. 可以看出,当器件出现较大工艺误差 ($-100 \sim 100 \mu\text{m}$) 时,仍可通过调整外加状态电压实现小于 -60 dB 的串扰.

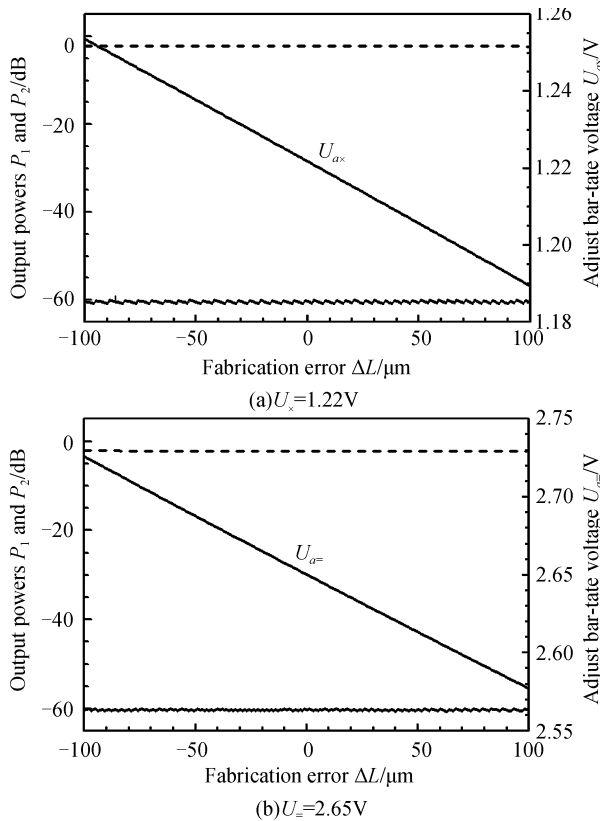


图8 制作误差 ΔL 、外加调整状态电压 U_{ax} 、 $U_{a=}$ 及输出功率 $P_1(L+G')$ 、 $P_2(L+G')$ 的关系曲线

Fig. 8 Relations among the fabrication error ΔL , adjusted state voltages U_{ax} and $U_{a=}$, and output powers $P_1(L+G')$ and $P_2(L+G')$

在器件工作过程中,波长漂移也是不可避免的,这也将影响器件的性能.图9给出了输出光功率 $P_1(L+G')$ 、 $P_2(L+G')$ 随光谱漂移 $\Delta\lambda = \lambda - \lambda_0$ 的关系曲线,取 $L = 2L_0 = 4751 \mu\text{m}$, $U_x = 1.22$ V, $U_ = 2.65$ V, $\lambda_0 = 1550$ nm. 可以看出,当光谱漂移处于 $-27 \leq \Delta\lambda \leq 27$ nm 的范围内 (对应的工作波长 $1523 \leq \lambda \leq 1577$ nm) 时,器件的插入损耗小于 2.21 dB,串扰小于 -30 dB.

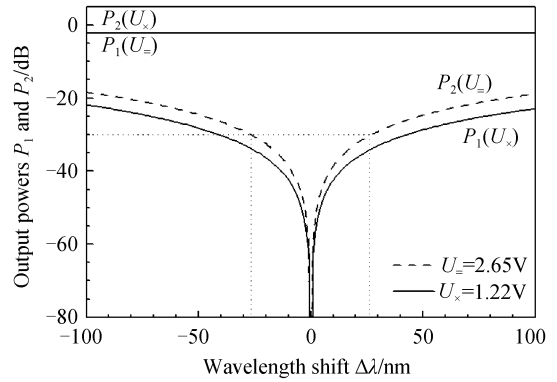


图9 输出光功率 $P_1(L+G')$ 、 $P_2(L+G')$ 随波长漂移 $\Delta\lambda = \lambda - \lambda_0$ 的关系曲线

Fig. 9 Curves of output powers $P_1(L+G')$ 、 $P_2(L+G')$ versus wavelength shift $\Delta\lambda = \lambda - \lambda_0$

4 方法验证

为了验证本文设计方法的准确度,在第2节给出的器件优化尺寸下,应用BPM对所设计的器件的输出功率 $P_1(L+G')$ 和 $P_2(L+G')$ 进行了模拟,如图10,取 $L = 2L_0 = 4751 \mu\text{m}$, $G' = 2.5 \mu\text{m}$, (a) $U_x = 1.22$ V, (b) $U_ = 2.65$ V. 可以看出,该模拟结果与图6中本方法的模拟结果吻合很好,这表明本文给出的设计方法具有较高的准确度,可满足工程设计上的需要.

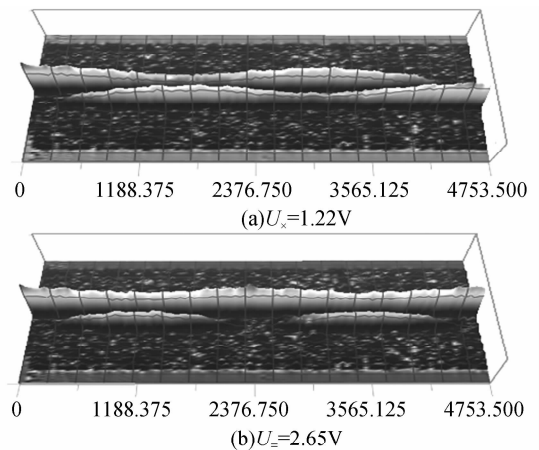


图10 传输功率 $P_1(L+G')$ 、 $P_2(L+G')$ 的 BPM 仿真结果
Fig. 10 Simulation results from BPM of the propagation powers $P_1(L+G')$ and $P_2(L+G')$

5 结论

本文设计了一种两节反相电极聚合物定向耦合电光开关,给出了器件的结构和工作原理,分析了推挽电极和反相电极的电场分布,给出了直通态电压和交叉态电压、开关电压和输出功率的表达式,优化设计了器件的波导结构和电极结构,分析了输出光功率,工艺误差,光谱漂移,插入损耗及串扰等性能.模拟结果表明,在 1550 nm 的工作波长下,所设计器件的耦合区长度为 $4\ 753.5\ \mu\text{m}$,交叉态电压 1.22 V,直通态电压 2.65 V,开关电压 1.43 V,器件的插入损耗小于 2.21 dB,串扰小于 -30 dB.所设计的器件在一定的工艺误差范围内可通过外加状态电压的调整使串扰小于 -60 dB.与 BPM 方法仿真结果的对比表明,本文的设计方法具有较高的准确度.

参考文献

- [1] LI Shan-fu, WEN Shuang-chun. Ultrafast all optical switching based on pulse trapping in photonic crystal fibers[J]. *Chinese Acta Photonica Sinica*, 2007, **36**(2): 270-274.
李善甫,文双春.基于光子晶体光纤中脉冲俘获的超高速光开关[J].光子学报,2007,**36**(2):270-274.
- [2] YANG Di, YU Jin-zhong, CHEN Shao-wu. An improvement on 2×2 silicon-on-insulator mach-zehnder thermo-optical switch [J]. *Chinese Acta Photonica Sinica*, 2008, **37**(5): 931-934.
杨迪,余金中,陈少武.一种改进的 2×2 SOI Mach-Zehnder 热光开关[J].光子学报,2008,**37**(5):931-934.
- [3] HAYASHITANI M, KASAHARA T, ISHII D, *et al.* GMPLS-based optical slot switching access-distribution network with a 10 ns high-speed PLZT optical switch[J]. *Journal of Optical Networking*, 2008, **7**(8): 744-758.
- [4] WANG Q, YAO J P. A high speed 2×2 electro-optic switch using a polarization modulator [J]. *Opt Express*, 2007, **15**(25): 16500-16505.
- [5] ZHENG C T, MA C S, YAN X, *et al.* Simulation and optimization of a polymer directional coupler electro-optic switch with push-pull electrodes [J]. *Opt Commu*, 2008, **281**(14): 3695-3702.
- [6] YAN X, ZHENG C T, WANG X Y, *et al.* Design of a polymer directional coupler electro-optic switch with rib waveguide structure [J]. *J Mod Opt*, 2008, **55**(12): 1859-1869.
- [7] RAMER O G. Integrated optic electrooptic modulator electrode analysis [J]. *IEEE J Quantum Electron*, 1982, **18**(3): 386-392.
- [8] SABATIER C, CAQUOT E. Influence of a dielectric buffer layer on the field distribution in an electrooptic guided-wave device [J]. *IEEE J Quantum Electron*, 1986, **18**(1): 32-36.
- [9] ENAMI Y, DEROSE C T, MATHINE D, *et al.* Hybrid polymer/sol-gel waveguide modulators with exceptionally large electro-optic coefficients [J]. *Nature Photon*, 2007, **1**(3): 180-185.
- [10] ENAMI Y, MATHINE D, DEROSE C T, *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.
- [11] PITOIS C, VUKMIROVIC C, HULT A. Low-loss passive optical waveguides based on photosensitive poly (pentafluorostyrene-co-glycidyl methacrylate) [J]. *Macromolecules*, 1999, **32**(9): 2903-2909.
- [12] DRISCOLL W G, VAUGHAN W. Handbook of optics [M]. New York: McGraw-Hill, 1978: 7.

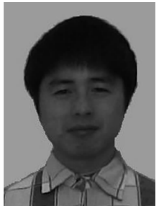
Optimal Design of a Polymer Directional Coupler Electro-optic Switch Using Reversed Electrodes

ZHENG Chuan-tao, MA Chun-sheng, YAN Xin, WANG Xian-yin, ZHANG Da-ming

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

Abstract: To eliminate the negative effect of the fabrication error on the performance for the directional coupler electro-optic switch with single-section electrode, the structure is designed, the parameters are optimized, and the characteristics are analyzed for a polymer directional coupler electro-optic switch with two-section reversed electrodes by using the coupled mode theory, electro-optic modulation theory, conformal transforming method and image method. Simulation shows that the designed device exhibits excellent switching functions. Under the operation wavelength of 1 550 nm, the coupling region length is 4 753.5 μm , the cross-state and bar-state voltages are about 1.22 V and 2.65 V, and the insertion loss and crosstalk are less than 2.21 dB and -30 dB, respectively. By slightly adjusting the state voltages, the blight of the fabrication errors on the switching characteristics can be easily eliminated. The calculation results of the presented technique are in good agreement with those of the beam propagation method (BPM).

Key words: Integrated optics; Electro-optic switch; Reversed electrodes; Fabrication error; Switching voltage; Insertion loss; Crosstalk



ZHENG Chuan-tao was born in 1982. He received his M. S. degree in 2007 from College of Electronic Science and Engineering, Jilin University. Now he is a Ph. D. degree candidate at the same college. His research interests focus on guided-wave optics and integrated optoelectronics. Currently he is devoting to the computer-aided design and technological process of the polymer electro-optic switches.