

波导调制器的光束传播法设计

金国良 候林 周毅 陈益新

(上海交通大学应用物理系光学与光子学研究所, 上海 200030)

摘 要 以光束传播法(BPM)分析马赫-陈德尔(Mach-Zehnder)型波导电光强度调制器的波导宽度、Y型分支角、调制电压等参量与器件特性之间的关系,有利于M-Z波导电光调制器的优化设计。

关键词 导波光学, 电光调制器, 光束传播法。

1 引 言

在光通讯,光计算等光信息处理技术领域中,波导调制器有着广泛的应用^[1~3]。目前以铌酸锂材料为衬底的M-Z型波导电光强度调制器、位相调制器的应用研究取得了较大的进展^[4,5],引起人们的日益重视。对有机物、高分子聚合物材料为衬底的M-Z型调制器的研究亦取得了显著的进步^[6]。随着光学与光子学技术的不断发展,对于M-Z型调制器的实用指标,如带宽、半波电压、插入损耗、调制特性等,必将提出更新更高的要求。这就需要不断地完善对M-Z型电光调制器件的研究。

对于M-Z型调制器的共面电极等的设计研究,已经有了保角变换法、频域分析法,有限元法,模匹配法以及点匹配法等多种方法。它们各有特色,互为补充,形成一个较完整的系统。对于M-Z型调制器的直波导,Y型分支波导的设计,有耦合模理论,有效折射率法,有限元法等方法,亦各有优点及局限。耦合模理论可分析不同、相同模之间的耦合,但是难以分析模场的分布及畸变;有效折射率法比较简便,但是难以分析弯曲波导中的导波分布及传输情况;有限元法可分析任意折射率分布及多个波导结构组合情况,但是比较繁复。光束传播法(BPM)^[7]用于分析光场在微小折射率变化介质中的传输特性时,具有模场的分布,传输、畸变直观可知的特点;能用于任意折射率分布波导结构的模拟分析。本文以光束传播法分析M-Z型调制器设计中,波导宽度、Y型分支角、波导间距等波导参数与器件特性之间的关系,提出优化设计结构。另外,M-Z型调制器设计中,光场与电场的相互作用情况,涉及器件性能的重要问题,难以用其它理论求得精细解。在以光束传播法分析了调制电压(低频集总型电极)、电极长度与器件特性之间的关系后,本文提出对高频集总型电极、行波型电极情况下光场与电场相互作用的研究设想。

2 结构与性能

图 1 是以铌酸锂材料为衬底的 M-Z 型调制器示意图。选取 X 切割、Y 方向传播 TE 模光波的方案是为了保证利用材料的最大电光系数 γ_{33} 。一般的铌酸锂扩钛波导, 其波导深度 (x) 方向的折射率分布为准高斯函数, 可近似视为阶跃型折射率分布; 其波导横向 (z) 折射率分布选为双曲余弦型函数^[8], 表示为

$$n_g^2(z) = n_s^2 + 2n_s\Delta \cosh^{-2} \frac{2Z}{H} \tag{1}$$

其中, n_s 为波导材料折射率, n_s 为衬底折射率, Δ 为 n_g 与 n_s 之差的最大值, H 为条波导宽度。此波导的 TE 模基模解为

$$\phi = \cosh^{-Q} \frac{2Z}{H} \tag{2}$$

其中, $Q = [(1 + V^2)^{1/2} - 1]/2$, $V = k_0 H (2n_s \Delta)^{1/2}$, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 。选取 $\lambda_0 = 1.3 \mu\text{m}$, 非常光主折射率 $n_e = 2.1512$ 、 $\Delta = 0.0035$, 以不同的波导宽度 H 代入, 就有不同的基模场分布。

M-Z 型调制器中, 各段尺寸符号如图 2 所示。其中, L_1 、 L_5 分别是输入、输出直波导长度; $L_2 (= L_4)$ 为 Y 型分支波导的 Y 轴投影长度; L_3 为调制器干涉臂长度。各段条波导宽度相同。G 为中间相邻直波导间距离。 α 为 Y 型波导分支角。显然, α , G , L_2 之间有约束关系 $\tan(\alpha/2) = G/(2L_2)$ 。

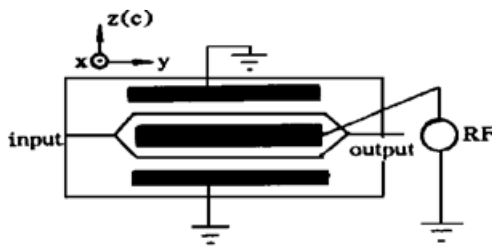


Fig. 1 Schematic diagram of Mach-Zehnder intensity modulator

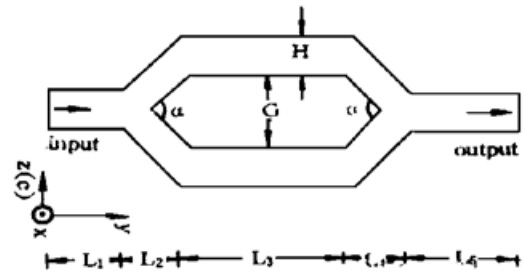


Fig. 2 Geometry of Mach-Zehnder modulator

2.1 波导宽度与输出特性之间的关系

在图 2 中, 取 $L_1 = 2500 \mu\text{m}$ 、 $L_2 = L_4 = 2000 \mu\text{m}$ 、 $L_3 = 11000 \mu\text{m}$ 、 $L_5 = 5500 \mu\text{m}$ 、 $\alpha = 0.95^\circ$ ($G = 33 \mu\text{m}$), $H = 9 \mu\text{m}$ 。图 3 是用光束传播法模拟的 M-Z 型波导中光波场传输情况。由图可知, 此时 M-Z 型波导具有良好的单模传输。结果表明: 总的传输损耗为 0.13 dB。还可见到, 两相同结构干涉臂中, 导波峰值相对中心成有少量周期性偏移, 这可理解为两平行波导之间通过间距 G 有少量能量的交换, 导致模场不稳定, 行为犹如一个定向耦合器。只要增大间距 G , 就可清除这种现象。

图 4 所示的是在上述情况下, 固定其它参数, 波导宽度 H 从 $4 \mu\text{m}$ 开始每次递增 $1 \mu\text{m}$ 直至 $12 \mu\text{m}$, 得到不同 M-Z 型波导中光功率随传输距离变化关系曲线。图中纵坐标为归一化光功率。由图 4 可见, 在 L_1 、 L_3 、 L_5 等直波导区域, 功率变化较小, 曲线呈现平坦; 在二个 Y 型分支区域, 功率变化比较快。当 $H > 10 \mu\text{m}$ 后, 波导已是多模波导, 尽管输入的是基模, 但相当部分能量耦合转移至高阶模。高阶模的传输损耗明显大于基模, 所以多模波导的传输损耗大于基模波导。另外, 波动方程的解析解^[8]表明, H 为 $4 \mu\text{m}$ 时的最大模数 $s < 1$, 即不对称波导的基模是截止的, 这里 $H = 4 \mu\text{m}$ 的模拟是假定波导属于对称波导 (x 方向), 基模不截止。其它各种情况, 对于非对称波导均是成立的。表 1 所示的是图 4 中不同宽度 M-Z 型波导

的传输损耗(P.L)。由表可见, $H = 9 \mu\text{m}$ 的波导, 为上述各参数条件下 M-Z 结构的最佳选择。

Table 1. Propagation loss for different waveguide width in Mach-Zehnder waveguide

$H (\mu\text{m})$	4	5	6	7	8	9	10	11	12
P.L (dB)	1.3	0.81	0.78	0.49	0.43	0.13	0.19	0.86	0.92

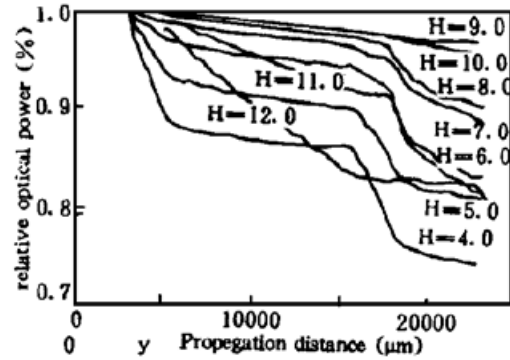
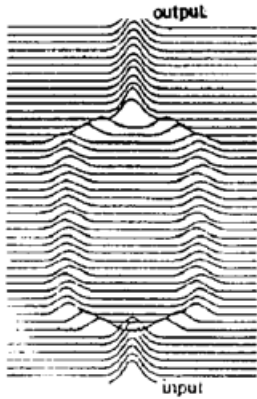


Fig. 3 BPM simulation for guidewave propagation in M-Z waveguide ($H = 9.0 \mu\text{m}$, $\alpha = 0.95^\circ$, $G = 33 \mu\text{m}$)

Fig. 4 Relation between guidewave power and propagation distance for different waveguide width. ($\alpha = 0.95^\circ$, $G = 33 \mu\text{m}$)

2.2 Y 型分支角与输出特性的关系

图 2 中, 设 $L_1 = 2500 \mu\text{m}$ 、 $L_3 = 11000 \mu\text{m}$ 、 $L_5 = 5500 \mu\text{m}$ 、 $H = 9 \mu\text{m}$ 、 $G = 24 \mu\text{m}$ 。 α 角分别选取 0.8° 、 1.0° 、 1.5° 、 2.0° 、 2.5° 、 3.0° 、 3.5° 等。图 5 是以光束传播法模拟不同 α 的 M-Z 结构中光功率传输曲线。其中 $L_2 (= L_4)$ 的长度是随 α 角而变化的。由图 5 可见, 在 $\alpha < 1^\circ$ 范围内, 光功率传输曲线比较平坦, 传输损耗较小; 在 $\alpha > 2^\circ$ 范围, 传输损耗急剧增加, 在 Y 型分支区, 尤为明显, 产生辐射模, 导致导模功率下降。表 2 示出图 5 中不同分支角 M-Z 结构的传输损耗(P.L)。由表 2 可见, 当 $\alpha = 0.8^\circ$ 时的 Y 型分支, 于上述参数条件下, 是 M-Z 结构的最合适选择。图 6 所示是分支角为 3.5° 时, 光束传播法模拟的光功率传输情况。在 Y 型分支处, 发生导波向衬底的强烈辐射, 经过第二个 Y 型分叉区后, 导波光功率所存无几。

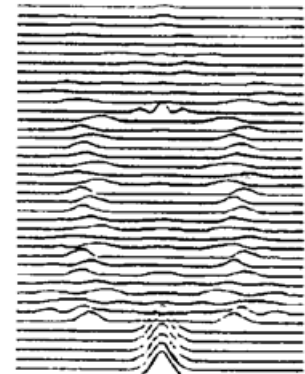
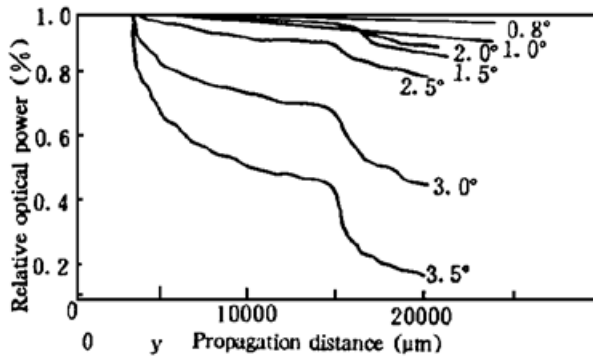


Fig. 5 Relation between guidewave poer and propagation distance for different Y junction angle. ($H = 9 \mu\text{m}$, $G = 24 \mu\text{m}$)

Fig. 6 BPM simulation for guidewave propagation in M-Z waveguide, when $\alpha = 3.5$

Table 2. Propagation loss for different Y junction angle in Mach-Zehnder waveguide

$\alpha(^{\circ})$	0.6	0.8	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5
P. L (dB)	0.41	0.087	0.13	0.66	0.51	0.97	3.37	7.7

一般情况下, Y 型分支的传输损耗随分支角增大而增加。然而表 2 中, 有两处与此规律有异, 0.8° 的传输损耗小于 0.6° 的; 2.0° 的小于 1.5° 的。这可理解为: 首先因 $G = 24 \mu\text{m}$ 取得偏小, 两平行干涉臂波导间有能量交换, 导致两模场不对称; 其次 Y 型分支本身也是一个间距线性变化的方向耦合器, 两斜臂之间的模场必有能量耦合与交流; 在角度变化, G 保持不变情况下, L_1 、 L_4 的长度因角度而变化, 对应有不同长度的 M-Z 结构, 两臂(包括斜边, 直边波导)的模场分布, 能量附加位相差也会有相应变化。当两模场在后一 Y 型分支区复合时, 会产生干涉增强的削弱。这种微扰的存在导致出现角度小, 传播损耗大的现象。但是从总趋势分析, 传输损耗随分支角增加而增大的规律是正确的。

图 7 所示的是当 $G = 6 \mu\text{m}$, $\alpha = 0.17^{\circ}$, 其它参数同上时, 光束传输法模拟的 M-Z 型波导导模传输图。在第二个 Y 型分支区输入处, 两平行波导中的模场已经严重不对称, 经 Y 型分支干涉复合以后不能还原为输出直波导的本征基模, 传播损耗增大。当然此种情况不会影响电光调制器的调制效果, 只要设置一直流电极就能校正这种附加位相差, 以及模场不对称性。

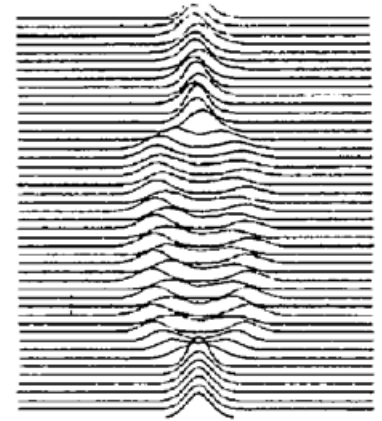


Fig. 7 BPM simulation for guidewave propagation, when $G = 6 \mu\text{m}$ ($H = 9 \mu\text{m}$, $\alpha = 0.17^{\circ}$)

2.3 似稳条件下的电光调制

当电场频率 f 与器件长度 L 之间满足 $f \ll c/L$ (c 为光速) 时, 可不必考虑光波通过调制电场区域的渡越时间, 器件可视为集总参数型调制器; 否则就是行波型调制器。设所施加的电压为 V , 电极间距离为 D , 光波进入调制区(直波导)后, 在调制区任一位置只有一个 Δn , 即 Δn 与 V 有与位置无关的一一对应关系。单个干涉臂中的 Δn 为

$$\Delta n = \frac{1}{2} n_e^3 \gamma_{33} \frac{V}{D} \Gamma \quad (3)$$

其中, Γ 为光波电场与调制电场之间的电光交迭积分^[9],

$$\Gamma = \frac{D}{V} \frac{\iint E(x, z) |E_0(x, z)|^2 dx dz}{\iint |E_0(x, z)|^2 dx dz} \quad (4)$$

其中, $E(x, z)$ 为调制电场横向分布, $E_0(x, z)$ 为光波电场横向分布。 Γ 为反映电光相互作用程度的量, 亦可由波导参数进行查表获取。以 $\gamma_{33} = 30.8 \times 10^{-12} \text{ m/V}$, $D = 10^{-5} \text{ m}$, 电极长度 $L = 10^{-2} \text{ m}$, $\Gamma = 0.5$ 代入(3)式; 以光束传播法模拟 M-Z 型调制器输出基模光功率与所加调制电压之间的关系, 如图 8 所示。基模输出光功率随电压基本呈余弦平方变化。消光比大约在 30~49 dB 之间。当外加调制电压增加, 后几个峰的峰值有所下降, 曲线形状略有变化。这可理解为在解析解中, 忽略了 Δn 二阶小量, 才导出功率呈余弦平方变化规律的; 当 V 增大以后, Δn 变大, 二阶小量不可忽视, 解的形式的有变化。由图 8 可得平均半波电压为 $V_{\pi} = 4.42 \text{ V}$, 而根据半波电压的理论表达式 $V_{\pi} = \lambda D / (2n_e^3 \gamma_{33} \Gamma L)$ 计算所得的值为 4.24 V, 两

者相差 4.2%。图 9 示出用光束传播法模拟调制电压分别为 0、2.35、4.42 V 等三种情形下 (系图 8 中的第一个半波曲线) 的导波传播情况。假定 $E_0(Y, z)$ 是 M-Z 型调制器输出端模场分布, $E_i(0, z)$ 是输入端的本征基模分布, 则 M-Z 型调制器的输出功率计算表达式为^[10]

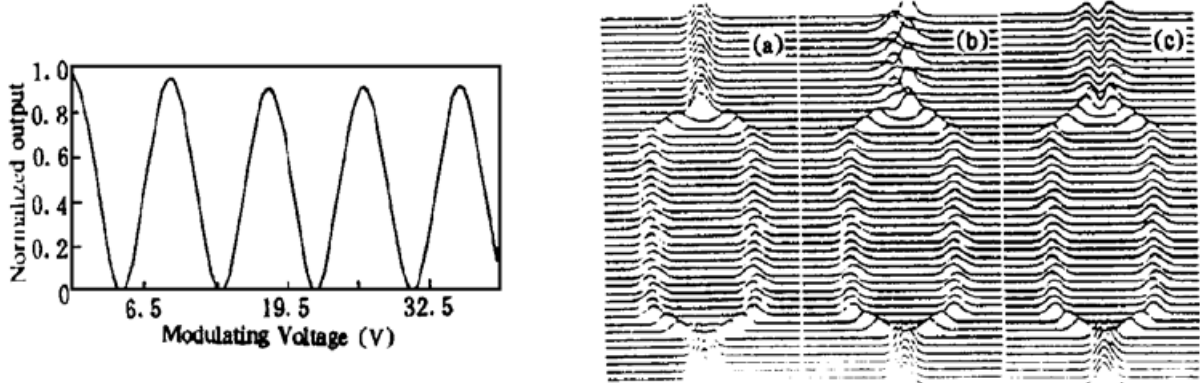


Fig. 8 Relation between output and modulating voltage ($L_3 = 10 \text{ mm}$)

Fig. 9 BPM simulation for different modulating voltage

$$P_0 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} E_0(Y, z) E_i(0, z) dz \right|^2 \quad (5)$$

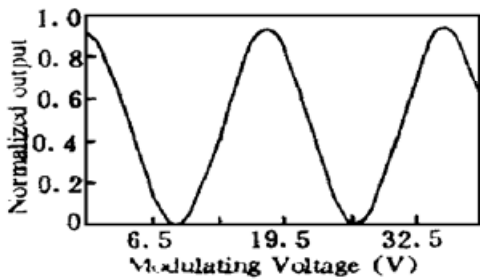


Fig. 10 Relation between output and modulating voltage, when $L_3 = 5.0 \text{ mm}$

即计算输出端功率中本征基模的份额, 其它部分是为本征单模波导所不容, 通过衬底辐射等形式被吸收。如此得到三种情况下的归一化输出功率分别为 0.95, 0.46, 6×10^{-4} 。图 9 中, 在后一个 Y 型分支区, 可以看到经位相调制以后的模场, 迭加以后形成高阶模, 从而形成强度调制的情况。

同样, 改变电极长度 L 。可以得到不同的基模输出功率与调制电压之间的关系, 图 10 示出当 $L = 5 \text{ mm}$ 时的情况。这时 V_π 基本是上述情况的二倍。

2.4 高频条件下的电光调制设想

若光波通过调制电场区的渡越时间为调制电场变化周期的十分之一以上, 这时就不能忽略调制区内不同位置处电场的变化。这种高频情况, 亦可以用光束传播法分别模拟集总型, 行波型高频调制的模场传输以及功率-电压变化。

对于集总型高频调制, 可以引入调制电场函数 $E(Y, t) = E_0 \sin \alpha(t - Y/v)$, 其中 v 为波导中的光速, 且 $v = c/n_e$ 。此式反映了电场强度随光波前传输到的位置不同而变化。光束传播法可将此变化引入位相项, 采用一个周期中多点分割, 逐点模拟电场变化, 可得到相应的光强调制曲线; 变化调制频率, 可以得到 M-Z 电光调制器的调制带宽、调制度等器件特性。

对于行波型调制, 其特点是调制电波沿电极方向与光波同向传播, 调制电场可表示为 $E(Y, t) = E_0 \exp(i\omega t - r_0 Y)$, 其中 $r_0 = \alpha + i\beta$, α 为传输损耗系数, β 为调制电波的传播常数, 且 $\beta = \omega n_w / c$, n_w 为微波折射率。同样以上述方法考虑位置、分割周期及变化频率, 可以得到行波型 M-Z 型调制器的调制带宽, 调制度等器件特性。

结 论 在 M-Z 型波导调制器件中, 波导折射率分布函数的复杂性、光路的曲折, 以及电光相互作用分散特性等, 很大程度上限制了其它方法对器件行为、性能的分析描述。光束传播法对于形状复杂、折射率微小变化的波导结构, 是一种有效的数值分析方法。若在(4)式中引入调制电场函数具体形式, 则能通过位相变化精细反映电光相互作用。本文应用光束传播法讨论了 M-Z 型波导电光调制器设计中, 波导宽度、Y 型分支角、调制电压等参数与传输损耗、调制特性等器件性能之间的关系, 得到了与理论分析、实际情况比较一致的结果, 有利于 M-Z 型调制器的优化设计。进一步改进模型, 可用此法模拟研究 M-Z 型调制器的高频调制特性。

参 考 文 献

- [1] A. M. Yurek, P. Q. Suchoski, S. W. Merritt *et al.*, Commerical LiNbO₃ integrated optic devices. *Optics & Photonics News*, 1995, **6**(6) : 26~ 30
- [2] H. Onaka, H. Miyata, G. Ishikawa *et al.*, 1.1 Tb/s WDM transmission over a 150 km 1.3 μ m zero-dispersion single mode fiber. *OFC'96 Technical Digest*, PD19 : 1~ 5
- [3] M. Kuznetsov, Cascaded coupler Mach-Zehnder channel dropping filters for WDM optical system. *J. Lightwave Tech.*, 1994, **12**(2) : 226~ 230
- [4] K. Noguchi, O. Mitomi, H. Miyazawa, A broadband Ti:LiNbO₃ optical modulator with a ridge structure. *J. Lightwave Tech.*, 1995, **13**(6) : 1164~
- [5] K. Noguchi, O. Mitomi, H. Miyazawa, Low-voltage and broadband Ti:LiNbO₃ modulators operating in the millimeter wavelength region. *OFC'96 Tech. Digest*, ThB2: 205~
- [6] D. G. Girton, S. L. Kwiatkowski, G. F. Lipscomb *et al.*, 20 GHz electro-optic polymer Mach-Zehnder modulator. *Appl. Phys. Lett.*, 1991, **58**(16) : 1730~
- [7] M. D. Feit, A. Fleck, J. A. Jr. *et al.*, Light propagation in graded-index optical fibers. *Appl. Opt.*, 1978, **17**(24) : 3990~ 3998
- [8] T. 塔米尔, 集成光学, 北京, 科学出版社, 1982
- [9] C. M. Kim, R. V. Ramaswamy, Overlap integral factors in integrated optical modulators and switches. *J. Lightwave Tech.*, 1989, **7**(7) : 1063~ 1070
- [10] R. Bets, P. E. Lagasse, Calculation of radiation loss in integrated-optics tapers and Y-junctions. *Appl. Opt.*, 1982, **21**(11) : 1972~ 1978

The BPM Design for Waveguide Modulator

Jin Guoliang Hou Lin Zhou Yi Chen Yinxin

(Optics & Photonics Institute, Applied Physics Department, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030)

(Received 17 August 1996)

Abstract The beam propagation method (BPM) is used to simulate the characteristics of waveguide intensity modulators. The relation between output and parameters, such as channel waveguide width, Y type angle and voltage, are presented.

Key words guidewave optics, electro-optical modulation, BPM.