

新型行波电极超宽带 LiNbO_3 电光调制器的优化设计*

谷京华 吴伯瑜

(清华大学电子工程系 北京 100084)

摘要 采用有限元法和增量电感公式对一种新型电极结构的电光调制器进行了理论分析和设计。计算中对损耗系数进行了修正。计算结果表明这种结构可以灵活地实现相速匹配和有效降低电极损耗,是一种具有超宽带潜力的调制器。用带宽和驱动功率的比值作为衡量调制器特性优劣的标准,得到了这种电极结构的一些优化尺寸,并从中发现适当增大电极间隙有利于提高器件性能。利用优化结果,给出了一带宽为 100 GHz,半波电压为 6 V 的调制器设计例子。

关键词 LiNbO_3 电光调制器,行波电极,调制器设计

1 引 言

从长距离高速光纤通信系统^[1,2]到微波测量仪器^[3], LiNbO_3 行波电光调制器都获得了广泛的应用。这类调制器具有小的波长啁啾,在未来的高速宽带光通信系统中具有重要的应用前景。

调制器的设计应考虑四个方面^[4]:微波和光波的相位速度匹配、低微波电极损耗、低半波电压和与驱动源特性阻抗匹配。

限制行波型电光调制器带宽的主要因素是相速匹配和电极损耗。对于前者目前已有各

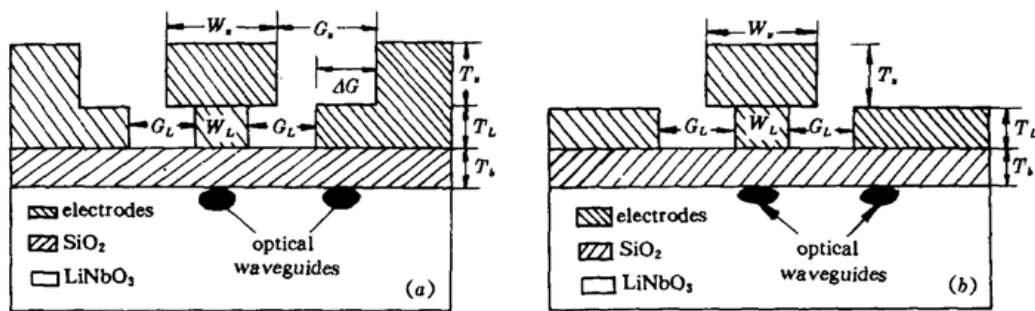


图 1 (a) 电光调制器电极结构横截面示意图;(b) 简化后的电极结构计算模型

Fig. 1 (a) The cross-sectional configuration of the electrode structure;
(b) The simplified calculation model of the electrode structure

* 国家 863 计划资助项目。

收稿日期: 1996—10—07; 收到修改稿日期: 1996—11—25

种各样的解决方案^[5~8]。要有效扩展带宽,必须在相速匹配的情况下进一步减小电极的损耗。图 1 (a) 所示为一种 Z-切对称共面波导型幅度调制器的横截面示意图,其中心电极为一 T 字形新结构^[9]。该结构能在相速匹配的条件下有效地增大电极上表面电流流过的截面积,减小电极的导体损耗,因而是一种在超宽带调制方面较有前途的结构。

2 分析模型和计算方法

从图 1 (a) 可见,电极分为上下两部分, T_b 为缓冲层厚度, G_L 为下电极间隙, T_L 为下电极厚度, W_L 为下电极宽度, G_u 为上电极间隙, T_u 为上电极厚度, W_u 为上电极宽度。计算中取 SiO_2 的相对介电常数为 3.8,Z-切 LiNbO_3 基片的相对介电常数在垂直基片表面方为 28,平行基片表面方向为 43,扩散光波导的模斑尺寸直径取为 $8 \mu\text{m}$,工作波长取为 $1.55 \mu\text{m}$,下电极的尺寸设定为传统共面波导的尺寸,为 $W_L = 10 \mu\text{m}$, $T_L = 10 \mu\text{m}$ 。

以图 1 (a) 为模型计算了 ΔG 的变化对微波等效折射率 N_m 和微波特性阻抗 Z_m 的影响,计算结果见图 2。从中发现当 $\Delta G < T_u$ 时, N_m 和 Z_m 随 ΔG 的变化急剧变化,这意味着器件特性对 ΔG 极为敏感,不利于器件的制作;当 $\Delta G > T_u$ 后, N_m 和 Z_m 基本不变,有利于器件制作的重复性。实际器件的制作一般满足 $\Delta G > T_u$,在此条件下可将 G_u 取为无穷,得到图 1 (b) 的便于计算的简化模型,按这一简化模型得到的结果与按非简化模型得到的计算结果基本没有差别,因此后文的计算均采用这一模型。

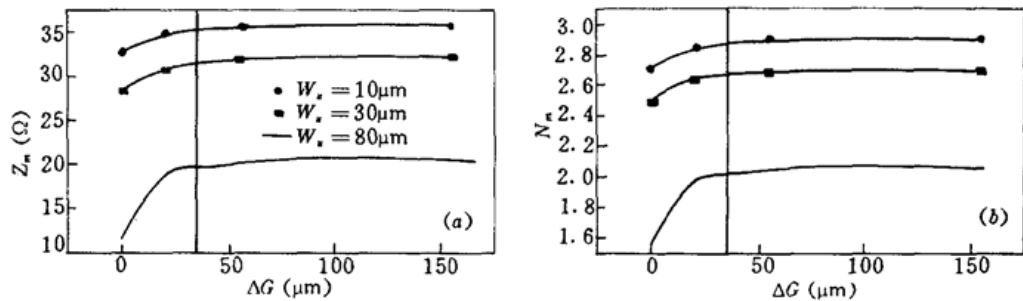


图 2 当 $T_b = 0.2 \mu\text{m}$, $G_L = 40 \mu\text{m}$, $T_L = 10 \mu\text{m}$, $W_L = 10 \mu\text{m}$ 时, N_m 和 Z_m 随 ΔG 变化的计算结果
Fig. 2 The N_m and Z_m as a function of ΔG , where $T_b = 0.2 \mu\text{m}$, $G_L = 40 \mu\text{m}$, $T_L = 10 \mu\text{m}$, and $W_L = 10 \mu\text{m}$

在对上面结构的分析中,利用有限元法得到电极系统的微波等效折射率 N_m ,特性阻抗 Z_m 和半波电压 V_π ,采用增量电感公式^[10]得到损耗系数 α_0 。我们发现理论计算的损耗系数值较实际值总是偏小。原因可能在于实际制作的电极表面不是非常平坦。通过对已发表文献中的实验结果和本实验室的实验结果与理论计算进行比较,我们发现将理论计算值乘以一个 1.5~2 的修正因子,计算值和实际值便可较好吻合。为使计算结果更具有实际指导意义,在本文的计算中将理论计算所得到的损耗系数乘以 2 作为最终的计算结果。

3 计算结果讨论与结构优化

前面的分析可以看到,器件的特性归根结底由四个尺寸参数所决定,即 G_L , T_b , T_u 和 W_u 。计算表明,不同 G_L 和 T_b 下,器件特性随 W_u 和 T_u 的变化规律基本相同,在此仅给出一组 G_L 和 T_b 下

的典型结果以分析这种电极结构的特点。在图 3 中给出 $G_L = 40 \mu\text{m}$, $T_b = 1 \mu\text{m}$ 的情况下, 不同 T_s 值时, 调制器微波特性参数(微波等效折射率 N_m , 损耗系数 α_0 , 微波特性阻抗 Z_m , 半波电压 V_π) 随上电极宽度 W_s 变化的计算结果。其中 V_π 值是电极长度 L 取为 25 mm 时的计算结果。

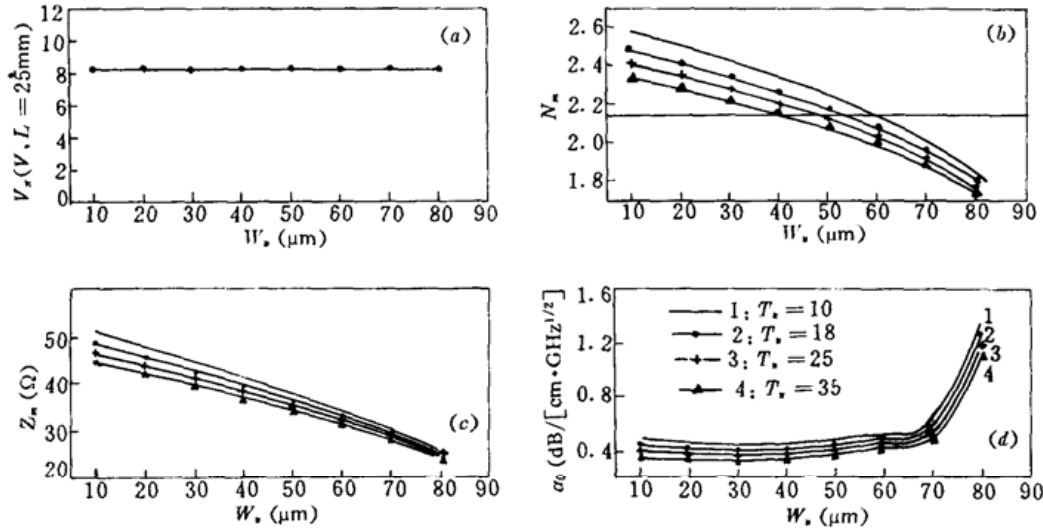


图 3 当 $T_b = 1.5 \mu\text{m}$, $G_L = 40 \mu\text{m}$, $L = 25 \text{ mm}$ 时 V_π (a), N_m (b), Z_m (c) 和 α_0 (d) 随 W_s 变化的计算结果

Fig. 3 Modulation characteristics of V_π (a), N_m (b), Z_m (c), and α_0 (d) as a function of W_s .

where $T_b = 1.5 \mu\text{m}$, $G_L = 40 \mu\text{m}$, and $L = 25 \text{ mm}$

由图 3 (a) 可见, W_s 和 T_s 的变化对半波电压基本没有影响, 这是因为 W_s 和 T_s 主要改变的是空气中电场的分布, 对衬底中的电场基本没有影响, 故而电场和光场的重叠积分基本不变, 半波电压基本不变。

由图 3 (b), (c) 可见, 无论 T_s 还是 W_s 的增大, N_m 和 Z_m 都会减小, 这是由于空气中电容的增大而引起的。当 N_m 降到光波折射率 ($N_0 = 2.14$, 如图 3 (b) 中横线所示) 便达到相速匹配。从图 3 (b) 中可以看到, 在 T_s 和 W_s 一个宽广的范围内, 均可达到相速匹配, 这给调制器的设计和制作带来了极大的灵活性。传统的矩形截面共面波导电极, 在电极间隙和缓冲层厚度一定时, 只有依靠改变电极厚度来实现相速匹配。

损耗系数的计算结果(见图 3 (d)) 表明这种电极结构的损耗系数值较传统的共面波导电极小得多。当中心电极上部非常靠近地电极时, 损耗系数迅速增加, 原因在于, 当中心电极靠近地电极时, 电极形状的变化使电场在空间中的分布发生变化, 电场在部分空间的过份加强使中心电极的表面电流分布不均, 反而使传导电流的有效截面积减小, 从而引起损耗增大。同一 W_s 情况下, T_s 越大, 损耗越小。

与前面计算条件相同, 图 4 是带宽 $BW_{3\text{dB}}$ 和驱动功率 P_{dr} 与上电极尺寸关系的计算结果。对驱动功率的计算中, 相互作用区长度取为 25 mm。图 4 (a) 表明, 同一 T_s 下, 随 W_s 的增大, 带宽存在极值。在损耗变化平缓的区域, 带宽极大值的出现在对应的相速匹配点。不同 T_s 情况下, 达到相速匹配的 W_s 不同, 因而 $BW_{3\text{dB}}$ 极大值出现的位置也相应发生变化; 同时, 因各匹配点处损耗系数不同, 带宽极大值的大小亦不相同, 一般 T_s 越大者损耗越小, 相应带宽越大, 但需要特别指出的是当相速匹配点处于损耗急剧变大的区域, 带宽的极大值有可能发生一定的位置偏移并且会急剧减小。在设计中应注意选择尺寸, 使相速匹配点处于损耗平坦的区域, 以获得大的

带宽。

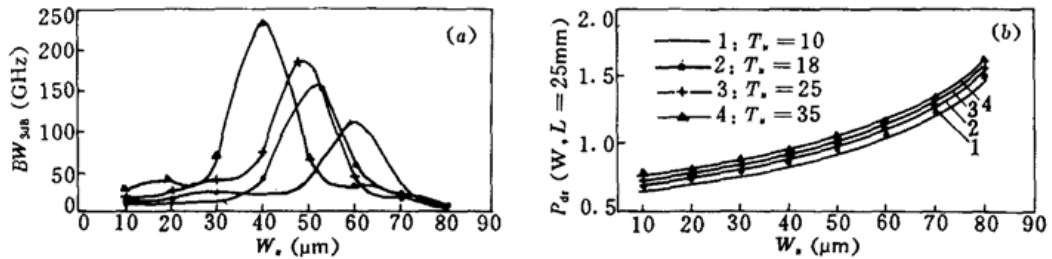


图 4 当 $T_e = 1.5 \mu\text{m}$, $G_L = 40 \mu\text{m}$, $L = 25 \text{ mm}$ 时 $BW_{3\text{dB}}$ (a) 和 P_{dr} (b) 随 W_e 变化的计算结果
Fig. 4 $BW_{3\text{dB}}$ (a) and P_{dr} (b) as a function of W_e , where $T_e = 1.5 \mu\text{m}$, $G_L = 40 \mu\text{m}$, and $L = 25 \text{ mm}$

另一方面,从图 4 中可见, T_e 越大,由于 Z_m 越小,驱动功率 P_{dr} 越大,因此仅用带宽不能全面衡量器件性能。本文用 $BW_{3\text{dB}}/P_{\text{dr}}$ 的值衡量器件的优劣,并将其定义为调制器的品质因数 M 。众所周知,在相速匹配点有

$$\alpha_0 \sqrt{BW_{3\text{dB}}} L = 13.8 \text{ (dB)} \quad (1)$$

在频带高端调制器所需的驱动功率为

$$P_{\text{dr}} = \frac{(50 + Z_m)^2}{400Z_m^2} V_\pi^2 \quad (2)$$

所以在相速匹配点有

$$M = BW/P_{\text{dr}} = \frac{76176Z_m^2}{\alpha_0^2(50 + Z_m)^2(V_\pi L)^2} \quad (3)$$

式中 $BW_{3\text{dB}}$ 的单位是 GHz, P_{dr} 的单位是 W, Z_m 的单位是 Ω , α_0 的单位是 $\text{dB}/[\text{cm}(\text{GHz})^{1/2}]$, V_π 的单位是 V, L 的单位是 cm。对横截面尺寸一定的电极, Z_m , α_0 和 $(V_\pi L)$ 为确定值,因而在相速匹配点, M 是一个与电极长度无关仅取决于电极横截面尺寸的量,它的最优值完全取决于调制器的横向尺寸。

利用 M 作为判别准则,对此种结构调制器的电极尺寸进行了优化选择,在优化过程中对电极长度没有限制,考虑到实际工艺制作可行等问题,电极尺寸的优化范围取为 $T_e = 0.2 \sim 2 \mu\text{m}$, $G_L = 20 \sim 60 \mu\text{m}$, $T_e = 10 \sim 35 \mu\text{m}$, $W_e < W_L + 2G_L$ 。

本文不采用计算工作量很大的迭代法进行优化,而是通过在一定的 T_e 和 G_L 下计算离散的几个 T_e 和 W_e 点上的 M 值,利用“GRAPH”软件制作 T_e 和 W_e 二维图上的 M 等值曲线,找到相应 T_e 和 G_L 下 M 的最大值。图 5 所示为一种典型情况的 M 的等值图,从中可见在 $G_L = 20 \mu\text{m}$, $T_e = 2 \mu\text{m}$ 时,在 $T_e = 10 \mu\text{m}$, $W_e = 15 \mu\text{m}$ 处 M 达到最大值。类似地,可以得到不同 G_L 和 T_e 的组合下一系列 M 的最大值,图 6 将这些 M 值绘成以 G_L 为参数的随 T_e 变化的曲线。

从图 6 可见,同一 G_L 下,存在最佳值 T_e 使 M 最大值达到此 G_L 值下最大的最佳值。如图中 $G_L = 20 \mu\text{m}$ 时,在 $T_e = 1 \mu\text{m}$ 处, M 达最大。不同 G_L 下 T_e 的最佳值及其对应的器件尺寸结构和特性参数列于表 1 中,从中可以看到不同 G_L 下 M 的最佳值随 G_L 的增大而增大,这说明随 G_L 的增大,器件的综合性能提高了。传统上,人们由于致力于半波电压的减小,总是尽可能采用小的电极间隙,以增加电光重叠积分,但这也不可避免地限制了中心电极的尺寸,也就限制了电极损耗的进一步减小和可能达到的带宽。进一步扩展带宽必然要求增大电极间隙以在减小损耗

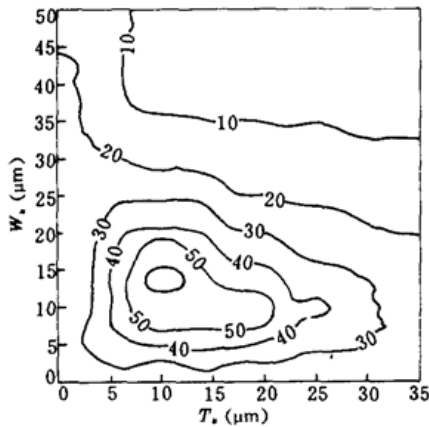


图 5 当 $T_b = 2 \mu\text{m}$, $G_L = 20 \mu\text{m}$, $M(M = BW_{3dB}/P_{dr})$ 随 T_b 和 W_s 变化的等值图

Fig. 5 The contour lines of $M(M = BW_{3dB}/P_{dr})$ as a function of T_b and W_s , where $T_b = 2 \mu\text{m}$, and $G_L = 20 \mu\text{m}$

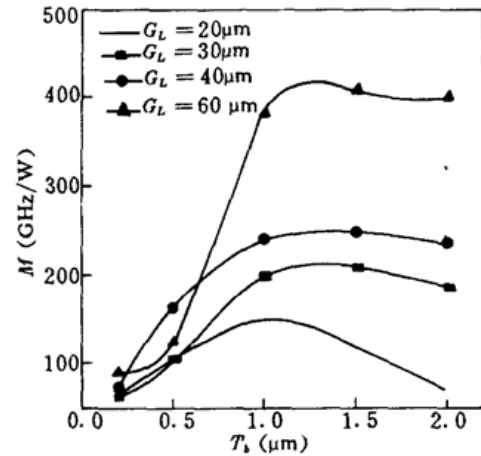


图 6 当 $T_b = 0 \sim 35 \mu\text{m}$ 时, 调制器品质因数 M 的极大值随 T_b 变化的计算结果

Fig. 6 The maximum of M as a function of T_b , when $T_b = 0 \sim 35 \mu\text{m}$

的同时实现相速匹配。优化结果表明虽然 G_L 大时半波电压升高了, 但 BW 和 BW_{3dB}/P_{dr} 的值均变大了, 即由于损耗降低带来的带宽上的收益大于半波电压增大所带来的功率上的增大。从图 6 可见, 当 T_b 较小时, 存在一些点, M 并不随 G_L 的增大而增大, 原因在于这些点对应的电极结构尺寸在相速匹配点处损耗较大, 即处于损耗急剧变大的区域 (见对图 3(d) 的分析)。

表 1 在优化范围 ($T_b = 0.2 \sim 2 \mu\text{m}$, $T_u = 10 \sim 35 \mu\text{m}$) 内, 不同 G_L ($G_L = 20, 30, 40, 60 \mu\text{m}$) 所对应的优化结果 (M 的最佳值所对应的尺寸结构和特性参数)

Table 1 The optimization results (optimized dimension and modulation characteristics of the electrode structures correspond to the optimized M), when $T_b = 0.2 \sim 2 \mu\text{m}$, $T_u = 10 \sim 35 \mu\text{m}$ and $G_L = 20, 30, 40$, and $60 \mu\text{m}$ respectively

G_L (μm)	T_b (μm)	T_u (μm)	W_s (μm)	N_m	α_0 (dB/(cm · GHz ^{1/2}))	Z_m (Ω)	$V_\pi L$ (V · cm)	M (GHz/W)
20	1.0	35	20	2.14	0.554	31.8	15.65	151.1
30	1.5	35	23	2.14	0.409	37.7	19.95	208.7
40	1.5	35	40	2.14	0.356	36.6	20.53	248.0
60	1.5	35	78	2.14	0.234	33.4	21.60	406.0

利用本文所给出的计算结果可以进行电光调制器的设计。例如, 当取 $G_L = 30 \mu\text{m}$ 要求 $BW_{3dB} = 100 \text{ GHz}$ 时, 由 (1) 式可得电极长度 $L = 33 \text{ mm}$, 由表中 $V_\pi L$ 值可得此时 $V_\pi = 6 \text{ V}$, 再利用 M 的值可得驱动功率 $P_{dr} = 0.48 \text{ W}$, 电极对应的横截面尺寸见表 1。

参 考 文 献

- 1 A. R. Chraplyvy, A. H. Gnauck, R. W. Tkach *et al.*. 160 Gbits (8 × 20 Gb/s WDM) 300-km transmission with 50-km amplifier spacing and span-by-span dispersion reversal. *Opt. Soc. America, OFC'94, Optical Fiber Communication Technical Digest Series*, Washington, DC, USA; *Opt. Soc. Am.*, 1994, 92~95
- 2 T. Kataoka, Y. Miyamoto, K. Hagimoto *et al.*. 20 Gbit/s long distance transmission using a 270 photon/bit optical preamplifier receiver. *Electr. Lett.*, 1994, 30: 715~716
- 3 R. L. Jungerman, C. Johnsen, D. J. McQuate *et al.*. High-speed optical modulator for application in instrumentation. *J. Lightwave Technol.*, 1990, LT-8: 1363~1370

- 4 G. K. Gopalakrishnan, W. K. Burns, R. W. McElhanon *et al.*. Performance and modeling of broadband LiNbO₃ traveling wave optical intensity modulators. *J. Lightwave Technol.*, 1994, LT-12(10) : 1807~1819
- 5 K. Kawano, T. Kitoh, H. Jumonji *et al.*. New traveling-wave electrode Mach-Zehnder optical modulator with 30 GHz bandwidth and 4.7 V driving voltage at 1.52 μm wavelength. *Electr. Lett.*, 1989, 25(20) : 1382~1383
- 6 K. Kawano. High-speed shielded velocity-matched Ti:LiNbO₃ optical modulator. *IEEE J. Quant. Electr.*, 1993, QE-29(9) : 2466~2475
- 7 H. Miyamoto, H. Ohta, K. Tabuse *et al.*. Evaluation of LiNbO₃ intensity modulator using electrodes buried in buffer layer. *Electr. Lett.*, 1992, 28(11) : 976~977
- 8 R. Madabhushi, T. Miyakawa. A wide-band Ti:LiNbO₃ optical modulator with a novel low-microwave attenuation CPW electrode structure. The Chinese University of Hong Kong, IOOC'95 Tech. Dig., Hong Kong; The Chinese University Press, 1995, 104~105
- 9 K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl. Microstrip lines and slotlines. Dedham, MA : Artech House, 1979, 66~67

The Design and Optimization of Ultra-broad-band LiNbO₃ Electro-optic Modulators of Novel Electrode Structures

Gu Jinghua Wu Boyu

(Electronic Engineering Department, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract The characterization and design of LiNbO₃ optical modulators of novel electrode structures are discussed by using the finite-element method (FEM) and the incremental inductance formula. Loss coefficients are verified in this paper. The calculation results show that the structures can realize microwave-optical velocity match easily and reduce microwave electrode losses drastically, so the modulators employing such structures are candidate devices for future ultra-high-speed optical fiber transmission systems. The electrode structures are optimized by using the ratio of the 3 dB optical bandwidth to driving power as a standard. The results of optimization show that the properties of the modulators can be improved by increasing the electrode gaps. As an example, an electro-optic modulator, whose bandwidth is 100 GHz, half wave voltage is 6 V and driving power is 0.48 W, is designed.

Key words LiNbO₃ electro-optic modulator, traveling wave electrode, modulator design