

# 极性反转结构电光波导调制器的 频域响应分析\*

周毅 邱伟 陈益新

(上海交通大学应用物理系, 上海 200030)

**摘 要** 本文详细分析了具有极性反转电极结构电光调制器的响应特性, 推导出器件输出端振幅和相位的频率响应的解析表达式, 并给出相应的数值计算结果.

**关键词** 极性反转, 波导调制器, 频率响应.

## 1 引 言

行波型电光波导宽带高速调制器在大容量光纤通信系统中已得到广泛的应用, 并日趋实用化<sup>[1]</sup>, 调制频带也从厘米波波段延伸到毫米波波段<sup>[2,3]</sup>. 传统的行波型电光波导调制器的频率响应范围是从直流点延伸到某一特定的频率, 因此要在高频率范围实现有效的光调制就必须使器件具有宽而平整的频率响应. 然而, 由于光波与同向传播的调制微波之间的速度失配本质上限制了行波光调制器的高频调制性能, 在高频波段(如毫米波段)要同时满足高速、宽带和低驱动功率的要求变的十分困难<sup>[2,3]</sup>. 目前已有许多方法<sup>[4,5]</sup>用于减小速度失配, 使器件性能获得十分有效的改善, 但复杂的制作工艺使其实用性受到限制. 使用极性反转结构<sup>[6]</sup>(如图1所示)是减小速度失配的一种简单方法. 该结构可用于补偿光波与调制波在传播过程中因速度失配而产生的位相失谐, 自动地达到速度匹配, 从而能有效地拓宽调制器的工作频带.

若使器件在高频波段以有限带宽模式(Band limited operation)工作, 同样能对光波进行有效的调制. 使用有限带宽工作模式的目的在于解决基带式在高频率下工作的困难, 将器件的频率响应设计在以所需频率为中心的数 GHz 的范围中, 以器件频带的狭窄化为代价, 来获得有效的光调制<sup>[7]</sup>.

目前, 用具有周期极性反转电极结构的电光波导调制器已成功地实现了有限带宽光调制<sup>[8,9]</sup>.

然而目前对该种结构的理论分析大多关注如何利用该结构实现宽带光调制<sup>[10]</sup>, 特别是对具有

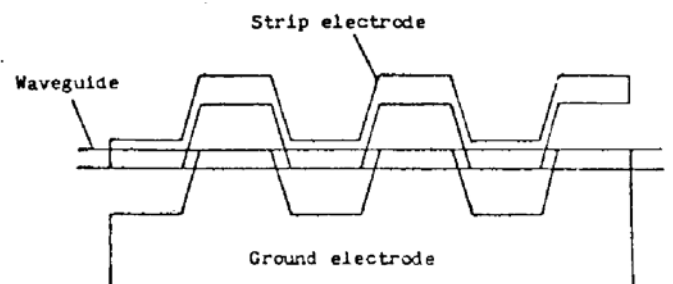


Fig. 1 Electrooptic modulators with polarity reversed electrode structures

收稿日期: 1993年3月3日; 收到修改稿日期: 1993年4月13日

\* 国家自然科学基金资助项目.

Baker 码序列电极结构的器件<sup>[11,12]</sup>. 目前已成功地利用具有 4 位 Baker 码序列<sup>[13]</sup>和 13 位 Baker 码序列<sup>[3]</sup>电极结构制成了带宽分别为 20 GHz 和 40 GHz 的强度调制器. 但由于电极极性沿波导周期性地反转, 入射光波在波导中因电光效应而产生的位相延迟积累在一定程度上被消除, 从而造成直流响应的退化, 以此为代价达到使频率响应平整化的目的<sup>[3]</sup>, 但导致器件驱动功率的增大. 对如何利用该结构实现有限带光调制的讨论确显不足. 本文将从理论上讨论具有周期极性反转电极结构电光波导调制器的特性, 导出该结构的幅频响应和相频响应的解析表达式, 并同时给出相应的数值计算结果.

## 2 解析推导

在图 1 所示器件电极上施加具有如下形式电信号

$$E_m = \frac{V_s}{G} \sin(\omega_m t - \beta_m z) \exp(-\alpha z) \quad (1)$$

式中  $V_s$  为电源的峰值电压,  $\omega_m$  为电信号的圆频率,  $\beta_m$  为电信号的传播常数, 且  $\beta_m = n_m \omega_m / c$ ,  $c$  为真空中的光速,  $G$  为电极间的间隔,  $\alpha$  为电信号在电极上的传输损耗. 若光波在  $t_0$  时刻从  $z = 0$  处直入晶体, 则光波通过电极的总长度为  $L$ , 周期为  $N$  的极性反转电极结构的调制器后因电光效应所产生位相延迟为

$$\Delta\Phi = \Delta\Phi_0 |M(\Delta)| \sin(\omega_m t_0 + \theta) \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} M(\Delta) &= \begin{cases} A, & (N \text{ 为偶数}) \\ B, & (N \text{ 为奇数}) \end{cases} & \theta(\Delta) &= \tan^{-1} \frac{M(\Delta) - M^*(\Delta)}{i[M(\Delta) + M^*(\Delta)]} \\ \Delta\Phi_0 &= -\frac{\pi}{\lambda_0} n_0^3 \gamma_{ij} \frac{V_s}{G} L; \quad l = L/N; \\ A &= \frac{1}{\gamma_+ l} \frac{\exp(-\gamma_+ l) - 1}{\exp(-\gamma_+ l) + 1} [1 - \exp(-N\gamma_+ l)], \\ B &= \frac{1}{\gamma_+ l} \frac{\exp(-\gamma_+ l) - 1}{\exp(-\gamma_+ l) + 1} [1 + \exp(-N\gamma_+ l)] \\ \beta &= 2\Delta/l; \quad \gamma_{\pm} = \alpha \pm i\beta, \quad \Delta = \frac{\omega_m l}{2c} (n_m - n_0) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中  $n_0$  为光波折射率,  $\lambda_0$  为入射光波波长,  $\gamma_{ij}$  为电光系数,

从上述推导可以看到,  $|M(\Delta)|$  与频率的函数关系(由(3)式给出)反映了器件的幅频响应特性, 而  $\theta(\Delta)$  与频率的函数关系(由(3)式给出)反映了器件的相频响应特性.

## 3 数值计算结果

以 LiNbO<sub>3</sub> 电光波导调制器为例, 对(3)式进行了数值计算. 有关参数的选取如下:

$$\lambda_0 = 1.3 \mu\text{m}; \quad n_0 = 2.2; \quad n_m = 4.2; \quad \gamma_{33} = 30.8 \times 10^{-10} \text{ cm/V}$$

对  $\alpha = 0$  的理想传输线,  $N = 2, 3, 4, 5, 6$  时幅频特性的计算结果如图 2 所示, 其中  $\Delta$  为电信号的归一化频率. 从图中可以看到, 无论  $N$  为何值, 最大调制深度均对应相同的归一化频率. 即在调制中心处  $\Delta$  不变, 其值为

$$\Delta = \frac{\omega_m l}{2c} (n_m - n_0) = \frac{\pi}{2} \tag{4}$$

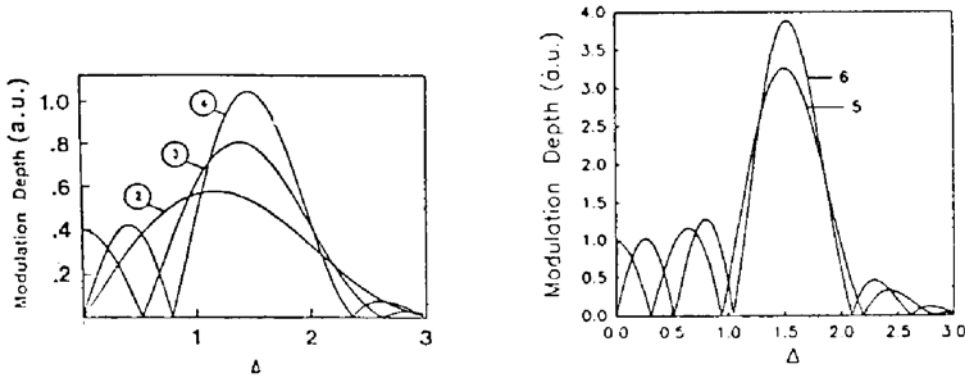


Fig. 2 Amplitude of the optical response vs frequency for devices of (a)  $N=2,3,4$  and (b)  $N=5,6$

相频特性的计算结果如图 3 和图 4 所示. 计算中电信号在电极上的传输损耗为<sup>[8]</sup>

$$ac = \begin{cases} 40 \sqrt{f \text{ (GHz)}} / G \text{ (}\mu\text{m)} & (t > 2d) \\ 212 / [t \text{ (}\mu\text{m)} \cdot G \text{ (}\mu\text{m)}] & (t < 2d) \end{cases} \text{ dB/cm} \tag{5}$$

式中  $t$  为电极的厚度, 计算时选择的典型值为  $2 \mu\text{m}$ ,  $d = (1/\pi\mu f\sigma)^{1/2}$ , 称为趋肤深度. 图 3(a) 所示为  $N=3,5,7,9$  时的计算结果; 图 3(b) 为  $N=4,6,8,10$  时的计算结果. 图 4 所示也是器件的相频响应特性. 图 4(a) 和 (b) 分别为  $N=5$  和  $6$ , 且  $l(n_m - n_0)$  取不同值时的结果.

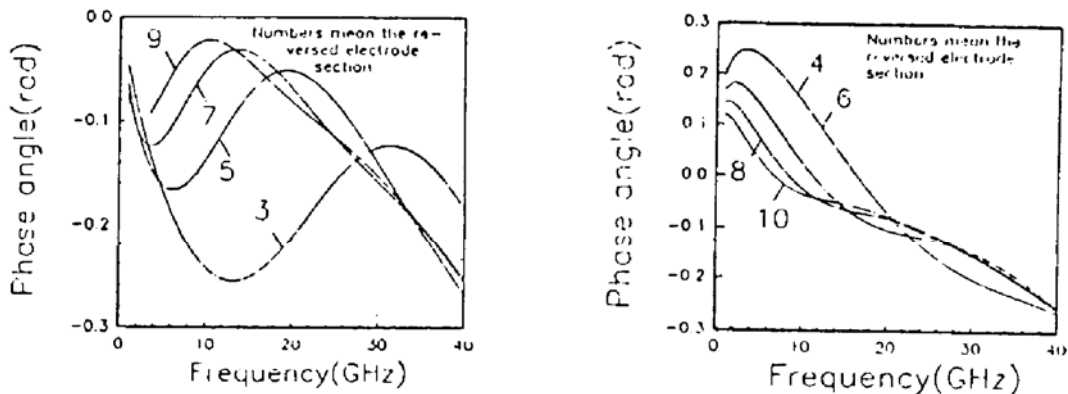


Fig. 3 Phase of the optical response vs frequency for devices of (a)  $N=3,5,7,9$  and (b)  $N=4,6,8,10$ , where the one section length of the electrode  $l=0.3 \text{ cm}$

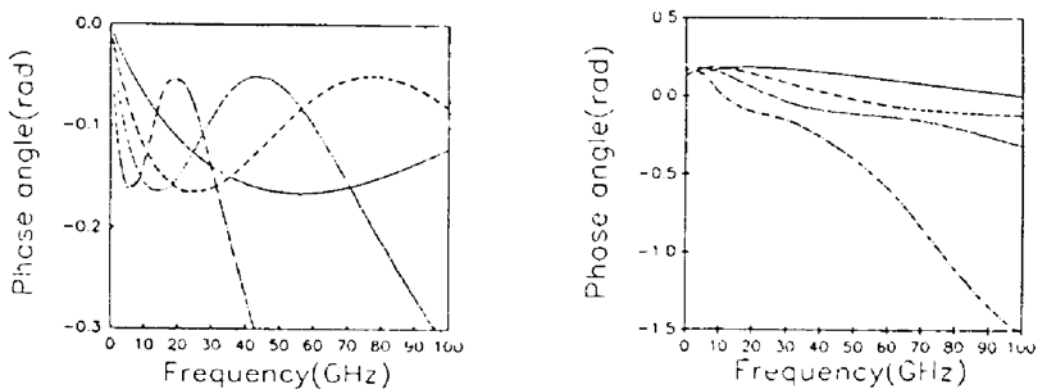


Fig. 4 Phase of the optical response vs frequency for devices of (a)  $N=5$ , and (b)  $N=6$  and  $l(n_m - n_0) = 0.2$  for solid line (—);  $0.3$  for long dash line (---);  $0.4$  for dot line (···); and  $0.6$  for dash-dot line (- · -)

从图 2 可以看到, 具有极性反转结构的电光波导调制器本质上具有带通响应特性. 随着反

转周期数的增加,即增加电极的总长度,器件频率响应中心所对应的最大调制深度也随之增大,但响应带宽变窄.因此即使对于具有极性反转结构的电光波导调制器,减小光波与调制微波间的速度失配对增大器件的调制带宽仍是十分必要的.但由于极性反转结构的作用,由(10)式可知,器件的频率响应中心是由反转电极的长度周期所决定,适当地改变电极的长度周期就可将器件的频率响应中心设计在所需要的频率.而且,若用某种方法消除光波与调制微波间的速度失配就可以获得具有理想带通响应特性的电光波导调制器.

图3表明,相频响应特性是非线性的.对 $N$ 为奇数的情形,随着反转周期数的增加,非线性向低频方向压缩,而在高频区域,响应曲线趋于线性.而对 $N$ 为偶数的情形,反转周期数和调制频率对响应特性的影响不大,也趋于线性.从图4可以看到,无论是缩短电极长度还是减小速度失配均可改善器件的相频响应特性.

由此可见,减小光波和调制微波间的速度失配能使器件的幅频响应和相频响应特性均获得改善.

## 4 结 论

以上对具有极性反转电极结构电光波导调制器进行了理论分析,给出了器件幅频响应和相频响应的解析表达式.对解析式进行数值计算,其结果表明利用该种结构的电光波导调制器本质上具有带通响应特性,且响应中心由反转电极的长度周期决定.若将利用该结构的调制器用于宽带光调制,必将以增加驱动功率为代价.相反,若将其用于有限带宽光调制,对某些实际应用具有广泛的前景.

## 参 考 文 献

- [1] T. Sueta, M. Izutsu, Integrated optic devices for microwave applications. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1990, **MTT-38**(5): 477~482
- [2] S. K. Korothy, G. Eisenstein, R. S. Tucker *et al.*, Optical intensity modulation to 40 GHz using a waveguide electrooptic switch. *Appl. Phys. Lett.*, 1987, **50**(23): 1613~1633
- [3] D. W. Dolfi, M. Nazarathy, R. J. Jungerman, 40 GHz electro-optic modulator with 7.5 V drive voltage. *Electron. Lett.*, 1988, **24**(9): 528~529
- [4] H. Haga, M. Izutsu, T. Sueta, LiNbO<sub>3</sub> traveling-wave light modulator/switch with an etched groove. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1986, **QE-22**(6): 902~906
- [5] K. Kawnao, T. Kitoh, H. Jumonji *et al.*, New travel-wave electrode Mach-Zehnder optic modulator with 20 GHz bandwidth and 4.7 V driving voltage at 1.52  $\mu\text{m}$  wavelength. *Electron. Lett.*, 1989, **25**(20): 1382~1383
- [6] R. C. Alferness, S. K. Korothy, E. A. J. Marcatili, Velocity-Matching techniques for integrated optic traveling-wave switch/modulator. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1984, **QE-20**(3): 301~309
- [7] M. Izutsu, T. Sueta, Tens GHz LiNbO<sub>3</sub> waveguide band modulator. *Tech. Dig. of IOOC' 89, Kobe*, 1989, **19D4-1**: 170~171
- [8] Y. Zhou, M. Izutsu, T. Sueta, Low-drive-power asymmetric Mach-Zehnder modulator with band limited operation. *J. Lightwave Technology*, 1991, **9**(6): 750~753
- [9] D. Erasme, D. A. Humphreys, A. G. Roddie *et al.*, Design and performance of phase reversal traveling wave modulator. *J. Lightwave Technol.*, 1988, **6**(6): 933~936
- [10] D. Erasme, M. G. F. Wilson, Analysis and optimization of integrated-optic travelling-wave modulators using periodic and non-periodic phase reversals. *Opt. and Quantum Electron.*, 1986, **18**: 203~211
- [11] M. Nazarathy, D. W. Dolfi, R. J. Jungerman, Spread spectrum frequency response of coded phase reversal traveling wave modulators. *J. Lightwave Technol.*, 1987, **LT-5**(10): 1433~1443

- [12] W. K. Burns, Analytic output expression for integrated optic phase reversal modulators with microwave loss. *Appl. Opt.*, 1989, **28**(15) : 3280-3283
- [13] R. J. Jungerman, C. A. Johnsen, D. W. Dolfi *et al.*, Coded phase-reversal LiNbO<sub>3</sub> modulator with bandwidth greater than 20 GHz at 1.3  $\mu\text{m}$  wavelength. *Electron. Lett.*, 1987, **23**(4) : 172~174

## Frequency Responses of Electro-Optic Guided-Wave Modulators with Polarity Reversed Structures

Zhou Yi      Qiu Wei      Chen Yixin

(Department of Applied Physics, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030)

(Received 3 March 1993; revised 13 April 1993)

**Abstract** In this paper, response characteristics of electro-optic modulators with polarity reversed electrode structures are analyzed and the analytic expressions of the output amplitude and phase of the modulators are derived. Numerical calculation for the bandpass frequency response of amplitude and nonlinear response of phase angle are given.

**Key words** polarity reversal, guided-wave modulator, frequency response.