

毫米波行波电吸收调制器电极的设计与分析

傅思镜, 童洲森, 刘叶新, 邓莉, 林位株

(中山大学光电材料与技术国家重点实验室 理工学院, 广东 广州 510275)

摘要:从电极设计的角度对行波电吸收调制器(TW-EAM)的带宽进行分析,用一个共面波导的 TW-EAM 的测量数据进行设计计算演示,介绍了本设计方法的计算过程.计算演示结果与实验测量结果相吻合.文章还分析了中间电极宽度和电极间距对带宽的影响.并简单说明用它计算设计的一个 GaAs/GaAlAs 多量子阱(MQWS)TW-EAM 获得大带宽的例子.

关键词:行波电吸收调制器(TW-EAM);调制带宽;共面波导

中图分类号:TN256 文献标识码:A

DISGN AND ANALYSIS OF MILLIMETER TRAVELING-WAVE ELECTROABSORPTION MODULATOR'S ELECTRODE

FU Si-Jing, TONG Zhou-Sen, LIU Ye-Xin, DENG Li, LIN Wei-Zhu

(State Key Laboratory of Optoelectronic Material and Technology, Physics Sciences and Engineering College Sun Yat-sen(Zhongshan) University, Guangzhou 510275, China)

Abstract:The bandwidth of the coplanar traveling-wave electroabsorption modulator(TW-EAM) was analyzed in the aspect of designing electrode. The calculation process of this method was introduced by demonstrating designing a coplanar TW-EAM with its measured data. The demonstrating result tallies with the result of experimental measure. It was analyzed the effect of the width of middle electrode and the electrode interval on the bandwidth. An example is also introduced that a GaAs/GaAlAs multiple quantum wells(MQWs) TW-EAM with alarge bandwidth which was designed by using this method.

Key words:traveling-wave electroabsorption modulator (TW-EAM); modulation bandwidth; coplanar waveguide

引言

近年来,高速电吸收调制器(EAM's)被越来越多地应用到数字及模拟的高速光纤链路中.在早期的电吸收调制器中,主要是集总参数电吸收调制器(L-EAM).由于L-EAM的电极受到传输电阻、电容及电场与光场间的相互作用区的场-模重迭因子的限制,影响了L-EAM带宽的提高.于是,人们寻求另一种电极传输方式即行波电极.TW-EAM中,电极被设计成一条在整个器件长度中电容分散分布的传输线.这种传输线结构,相对于集总参数电极能够得到更高频率的传输,进而提高调制带宽.

本文介绍的TW-EAM电极设计方法,通过适当选择 k 值,使源传输线、调制器的终端和微波特征阻

抗达到匹配,从而定出电极宽度和电极间距的数值,算出调制器的单位长度串联电阻 R_0 ,单位长度电容 C_0 ,单位长度电感 L_0 ,单位长度电导 G_0 ,再考虑TW-EAM频率响应的影响.最终求出调制带宽.

1 TW-EAM的种类及其参数的计算

如果按照电极的分布及形状来区分,TW-EAM的种类通常有两无限宽电极、两对称有限宽电极(平行场结构)、共面波导、非对称两电极等4种.用得比较多的是平行场结构和共面波导这两类.图1和图2分别是这两种电极分布的示意图.

行波电极实际上就是一种微波传输线^[1-3].对于传输线,有4个基本的物理参数,它们是:单位长度串联电阻 R_0 ,单位长度电容 C_0 ,单位长度电感 L_0 ,

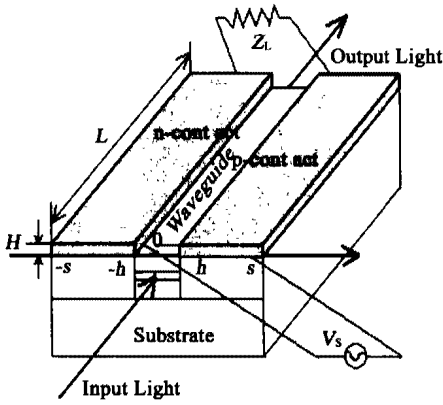


图1 平行场结构的 TW-EAM
Fig. 1 A TW-EAM of parallel field structure

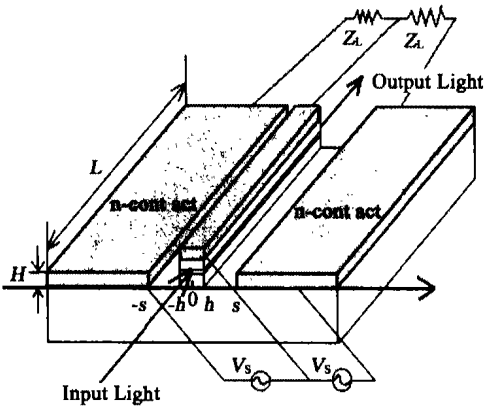


图2 共面波导结构的 TW-EAM
Fig. 2 A TW-EAM of coplanar waveguide structure

单位长度电导 G_0 .

通过保角变换和施瓦兹变换,把电极变换成类似于导体电容的两平板,使电力线完全限制在两平板之间,避免了电容的边缘效应.从而求出图1和图2相对应的电容表达式,如下^[4]

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{eff} K(k')}{K(k)}, \text{ (平行场结构)} \quad (1)$$

$$C_0 = \frac{4\epsilon_0 \epsilon_{eff} K(k)}{K(k')}. \text{ (共面波导)} \quad (2)$$

图1和图2中 V_s 是电极所加电压, $k = h/s$, $k' = \sqrt{1-k^2}$, 式中 $K(k)$ 、 $K(k')$ 为第一类完全椭圆积分, ϵ_0 为空气的介电常数, ϵ_{eff} 为有效微波介电常数. ϵ_{eff} 可由以下方法求出^[5]

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \sqrt{\epsilon_q} + (\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_q}) / (1 + a(f/f_{TE})^{-1.8}). \quad (3)$$

式(3)中, $\epsilon_q = (\epsilon_r + 1)/2$ 为传输线有效介电常量的准静电值; $f_{TE} = c/4h'\sqrt{\epsilon_r - 1}$, 是最低阶纵向模 TE_1 模的截止频率, f 为调制微波频率; ϵ_r 为衬底相对介电常数; h' 为衬底厚度; c 为真空中光速; a 是与传输

线结构参数有关的量,由下式决定

$$\lg(a) \approx u \lg(s/w) + v, \quad (4)$$

$$u \approx 0.54 - 0.64q + 0.015q^2, \quad (5)$$

$$v \approx 0.43 - 0.86q + 0.54q^2, \quad (6)$$

$$q = \lg(s/h'). \quad (7)$$

式中 s 和 w 分别为金属电极层的宽度与间距.

从已算出的 C_0 , 我们可以根据以下公式算出^[4]

$$\text{电极传输线单位长度的电感: } L_0 = \frac{\epsilon_{eff}}{C_0 c^2}, \quad (8)$$

$$\text{介质材料的并联电导: } G_0 = \omega C_0 \text{tg}\delta, \quad (9)$$

$$\text{电极单位长度的电阻: } R_0 = \frac{2R_m}{L} \sqrt{\frac{\omega}{W_s}}. \quad (10)$$

其中 c 是光速, ω 是传播的微波角频率, $\text{tg}\delta$ 是材料损耗的正切值, R_m 是直流电阻, L 是调制长度, W_s 是趋肤深度等于电极厚度一半的角频率, 趋肤深度

$\delta(\omega) = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$. 式中 σ 为电导率, μ 磁导率.

计算出这4个基本参数,微波传输时的传输常数 γ_μ 便可得到^[4]

$$\gamma_\mu = \alpha + j\beta = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}. \quad (11)$$

在高频近似条件下,调制器的特征阻抗表示为:

$$Z_m = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (12)$$

2 TW-EAM 的频率响应

归一化射频链路增益 (Normalized Radio-Frequency Link Gain)^[6]

$$G_{\text{NORM}} = \left| \frac{T}{1 - \Gamma_L \Gamma_S \exp(-2\gamma_\mu L)} \frac{\exp\{ (j\beta_0 - \gamma_\mu)L \} - 1}{(j\beta_0 - \gamma_\mu)L} + \Gamma_L \exp(-2\gamma_\mu L) \frac{\exp\{ (j\beta_0 + \gamma_\mu)L \} - 1}{(j\beta_0 + \gamma_\mu)L} \right|^2. \quad (13)$$

其中 $\beta_0 = \frac{\omega}{v_0}$. (v_0 为微波相速度) 上式是归一化的 TW-EAM 频率响应, 它包含了电阻失配效应, 速度失配和微波损耗, 式中的 γ_μ 和 Z_m 已由上面求出. 这个等式被用到以后的分析当中. 微波反射系数计算如下

$$\Gamma_S = \frac{(Z_S - Z_m)}{Z_S + Z_m}, \quad (14)$$

$$\Gamma_L = \frac{(Z_L - Z_m)}{Z_S + Z_m}. \quad (15)$$

另外 $T = 1 - \Gamma_s$, 其中 Z_S, Z_m, Z_L 分别定义为微波源

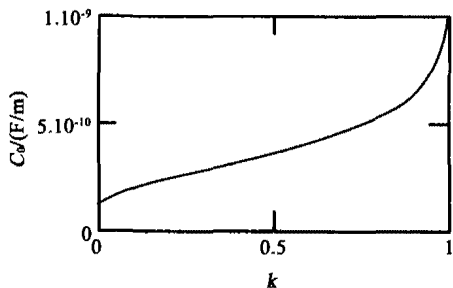


图3 共面波导结构 TW-EAM 的电容与参数 k 的关系曲线
Fig.3 Capacitance of TW-EAM of coplanar structure vs parameter k

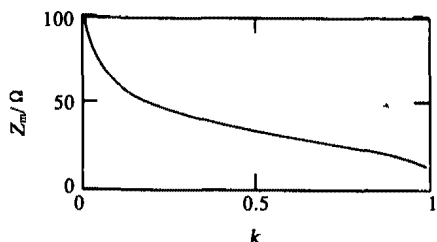


图4 共面波导结构 TW-EAM 的微波特性阻抗与参数 k 的关系曲线
Fig.4 Microwave characteristic impedance of TW-EAM of coplanar structure vs parameter k

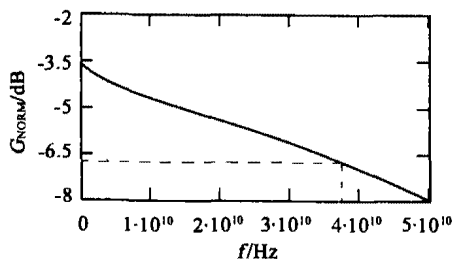


图5 共面波导结构 TW-EAM 的归一化链路射频增益与微波频率的关系曲线
Fig.5 Normalized RF link gain of TW-EAM of coplanar structure vs microwave frequency

内阻抗、调制器特征电阻和终端的微波特征电阻。

3 带宽计算与分析

在以 InP 作为衬底,以 InAsP/InGaP 多量子阱 (MQWs) 为波导,电极材料为金 (Au) 的共面波导型 TW-EAM^[7] 中,其中参数为: $\epsilon_{eff} = 13$, 材料损耗角正切 $\text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-3}$, 金的电阻率 $\rho_{Au} = 2.4 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, 电导率 $\sigma_{Au} = 4.17 \cdot 10^7 \text{S} \cdot \text{m}^{-1}$, 温度为 20°C , 波导宽度为 $3\mu\text{m}$, 长度 $L = 1.5\text{mm}$. 源传输线阻抗 $Z_s = 50\Omega$, 终端阻抗 $Z_L = 25\Omega$, 微波特性阻抗 $Z_m = 30\Omega$, 用网络分析仪测出带宽为 40GHz ^[7].

根据式(1)可以计算及作出电容 C_0 与 k 的关系图,如图3所示。

再把式(1)和式(8)代入式(12),可以得到调制器特性阻抗 Z_m 关于 k 的表达式,并可作出 Z_m 与 k 的关系图,如图4。

由调制器特性阻抗 $Z_m = 30\Omega$ 所对应的 $k = 0.593$. 则所对应的电容 $C_0 = 0.40\text{pF}/\text{mm}$, 电感 $L_0 = 0.36\text{nH}/\text{mm}$. 由脊电极宽度 $2h = 3.0\mu\text{m}$ 及 $k = 0.593$, 可算得脊电极与旁边电极之间的距离 $x = 1.0\mu\text{m}$. 另由电极厚度 $H = 0.6\mu\text{m}$, 长度 $L = 1.5\text{mm}$ 即可求出传输常数 γ_μ . 在微波频率为 10GHz , $k = 0.593$ 下的值为 $521.59 + 915.17i$.

根据式(13),可以作出在 $k = 0.593$ 时,归一化射频链路增高 (RF Link Gian) 与频率 f 的关系图. 如图5所示。

计算得上述共面波导型 TW-EAM 的 3dB 带宽为 38.6GHz 左右,与用网络分析仪实际测得的结果 40GHz 比较吻合. 验证了它的正确性。

4 中间电极宽度和电极间距对带宽的影响分析

上述的方法,我们称之为 k 值法. 由图2可知, k 值的定义是 $k = \frac{h}{s} = \frac{h}{h+x}$, h 为中间电极半宽度, x 为边电极与中间电极的间距. 因此,我们可以 k 值为变量研究它们对调制器微波调制带宽的影响。

1) 中间电极半宽度 h 对调制带宽性能的影响

假定这样一个共面波导型的行波电吸收调制器: 电极材料为金 (Au), 其电阻率 $\rho_{Au} = 2.4 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, 其电导率 $\sigma_{Au} = 4.17 \cdot 10^7 \text{S} \cdot \text{m}^{-1}$, 调制器的有效介电常数 $\epsilon_{eff} = 13$, 传输线源阻抗 $Z_s = 50\Omega$, 终端负载阻抗 $Z_L = 50\Omega$. 这里我们假定调制器边电极与

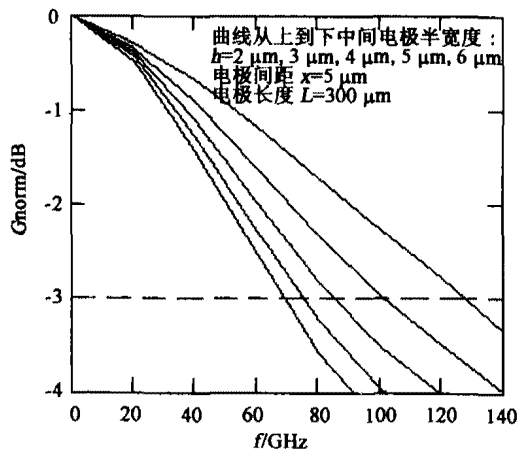


图6 归一化射频链路增益 G_{NORM} 与微波频率 f 的关系曲线
Fig.6 The relation of normalized RF link gain G_{NORM} vs microwave frequency f

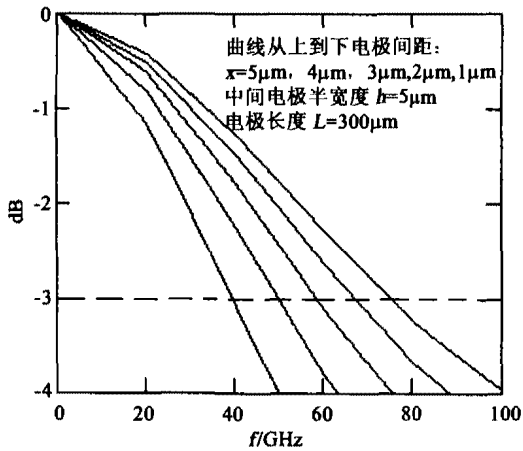


图7 归一化射频链路增益 G_{NORM} 与微波频率 f 的关系曲线

Fig. 7 The relation of normalized RF link gain G_{NORM} vs microwave frequency f

中间电极的间距 $x = 5 \mu\text{m}$, 电极长度 $L = 300 \mu\text{m}$. 根据 k 值法, 我们可以作出在不同的中间电极半宽度 h 值时, 调制器归一化射频链路增益 G_{NORM} 与微波频率 f 的关系曲线, 如图6所示.

图中曲线中的中间电极半宽度 h 的值从上到下分别取 $2 \mu\text{m}$ 、 $3 \mu\text{m}$ 、 $4 \mu\text{m}$ 、 $5 \mu\text{m}$ 和 $6 \mu\text{m}$. 由图可知, 调制器的调制带宽 (-3dB 带宽) 随着中间电极宽度 ($2h$) 的增加而减小, 也就是说比较小的中间电极的宽度能实现比较大的微波调制带宽.

2) 电极间距 x 对调制带宽性能的影响

沿用上述调制器的参数, 这里我们假定调制器中间电极半宽度 $h = 5 \mu\text{m}$, 电极长度 $L = 300 \mu\text{m}$. 根据 k 值法, 我们可以作出在不同的边电极与中间电极间距 x 值时, 调制器归一化射频链路增益 G_{NORM} 与微波频率 f 的关系曲线, 如图7所示.

图中曲线中的电极间距 x 的值从上到下分别取 $5 \mu\text{m}$ 、 $4 \mu\text{m}$ 、 $3 \mu\text{m}$ 、 $2 \mu\text{m}$ 和 $1 \mu\text{m}$. 由图可知, 调制器的调制带宽 (-3dB 带宽) 随着电极间距 x 的增加而增加, 也就是说比较大的电极间距能实现比较大的微波调制带宽.

上述计算得出的结论与 S. Irmischer 等人所做测量和模拟得出的结论吻合^[8]. 由此可知: 中间电极宽度越小, 电极间距越大, 则调制带宽越大, 这样对调制器的微波性能越有利. 可是它们也有一定的约束条件. 首先, 由图2可知, 这里的中间电极宽度 ($2h$) 等于调制器光波导宽度. 行波电吸收调制器是用微波信号来调制光波的, 过小的光波导宽度会导致很大的光耦合损耗和很大的光散射损耗. 其次, 虽然增大电极间距可增大调制带宽, 但是由图2可知,

过大的电极间距将会削弱光波导中的调制电场的强度, 也会使调制电场的方向不严格垂直波导平面方向, 从而影响调制器微波对光的调制效率. 这就要求我们使用 k 值法, 综合考虑各参数相互间的影响, 才能设计制作出较为理想的 TW-EAM 来.

随后, 我们用这种方法进行了设计: 在以半绝缘 GaAs 介质作为衬底, 以 AlGaAs/GaAs MQWs 为波导, 电极材料为金 (Au) 的共面波导型 TW-EAM. 波导宽度为 $3 \mu\text{m}$, 中间电极宽度为 $5 \mu\text{m}$, 电极厚度为 $2 \mu\text{m}$, 电极长度为 $300 \mu\text{m}$. 微波源内阻抗和终端的阻抗 $Z_s = Z_L = 50 \Omega$ 等比较理想的情况下, 3dB (光) 带宽可达 140GHz . 比目前看到报道的实验结果都高. 显示了它的先进性. 我们将另文介绍这一设计工作.

5 结语

结果表明, 该种计算设计分析方法符合实际, 是对 TW-EAM 电极进行合理设计的有效、快速、先进的好方法.

REFERENCES

- [1] GUO Bing, WEN Jin-Hui, ZHANG Hai-Chao, et al. Femtosecond Photo-conductive Characteristics[J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves* (郭冰, 文锦辉, 张海潮, 等. LT-GaAs 飞秒光电导特性. *红外与毫米波学报*), 2001, 20(4): 179—183.
- [2] LIN Wei-Zhu, QIU Zhi-Ren, XU Wen-Cheng. Femtosecond relaxation of excited in GaAlAs/GaAs multiple quantum wells[J]. *Acta Photonica Sinica* (林位株, 丘志仁, 徐文成. GaAlAs/GaAs 多量子阱结构中受激载流子的飞秒特性. *光学学报*), 2000, 29(4): 312—316.
- [3] GUO Bing, WEN Jin-Hui, ZHANG Hai-Chao, et al. Terahertz dispersion and attenuation characteristics of optically excited coplanar striplines on LT-GaAs[J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves* (郭冰, 文锦辉, 张海潮. 光激发共面微带传输线色散与衰减特性. *红外与毫米波学报*), 2000, 19(2): 98—102.
- [4] CHEN Fu-Shen. *Integrated Electrooptic Modulation Theory and Technology* [M]. Beijing: National Defence Industry Press (陈福深. *集成电光调制理论与技术*. 北京: 国防工业出版社), 1995, 86—87, 90—91.
- [5] Hasnain G, Dienes A, Whinnery J R. Dispersion of picosecond pulses on coplanar transmission lines[J]. *IEEE, Transaction on MTT*, 1986, 34(6): 738—741.
- [6] Li G L, Sun C K, Pappert S A, et al. Ultrahigh-speed traveling-wave electroabsorption modulator-design and analysis [J]. *IEEE. Microwave Theory and Techniques*, 1999, 47(7): 1177—1183.
- [7] Liao H H, Mei X B, Loi K K, et al. Microwave structures for traveling-wave MQW electroabsorption modulators for wide Band $1.3 \mu\text{m}$ photonic links[J]. *SPIE, Optoelectronic Integrated Circuits*, 1997, 3006: 291—300.
- [8] Irmischer S, Lewen R, Eriksson U. Influence of electrode width on high-speed performance of traveling-wave electroabsorption modulators[C]. 2001 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings. 13th IPRM Japan; Nara, 2001.