

行波电吸收调制器中脊宽对频带宽度的影响*

邢晓波 刘叶新 陈晓文 傅思镜 林位株**

(中山大学光电材料与技术国家重点实验室, 广州 510275)

摘要 根据行波电吸收调制器(TW-EAM)的微波传输特性,提出了等效电路模型. 制作了工作波长为 850 nm 的 GaAs/GaAlAs 材料的 TW-EAM,并通过等效电路模型分析了特性阻抗 Z_0 、微波传输常数 γ 和 S_{21} ,得出脊宽对器件微波特性的影响. 从理论上验证了较小脊宽可以降低微波和光波之间的速度失配、波导的传输损耗及传输线和终端及源端之间的阻抗失配. 理论模拟得出:脊宽为 $2 \mu\text{m}$ 时,器件提供的带宽为 23.9 GHz.

关键词 行波电吸收调制器(TW-EAM);特性阻抗;传输常数;调制带宽

中图分类号 TN76;TN711

文献标识码 A

0 引言

高速电吸收调制器(EAM)具有高速和低啁啾的性质,越来越多地被应用到数字及模拟的高速光纤链路中^[1]. 按照电极结构,电吸收调制器有集总参数型(L-EAM)和行波型电吸收调制器(TW-EAM). 集总参数型电吸收调制器(L-EAM)将高频电调制信号加在波导中心. 当频率较高时,器件两端对微波信号有一个较大的反射,导致器件高频性能的降低. 行波电吸收调制(TW-EAM)的电极被设计成电容分散分布的传输线,能够克服 RC-集总的限制^[2,3],可以得到符合要求的驱动电压、较高的消光比和饱和功率^[2,4,5].

正确分析器件的微波特性是设计和制作器件的关键问题. TW-EAM 的最优设计包括使电损耗、速度失配和阻抗失配达到最小,从而得到最大的 3 dB 电调制带宽. 因此,研究 TW-EAM 传输线的结构

参数,如脊宽、电极宽度、本征层厚度等对器件微波特性的影响很重要. 本文通过等效电路模型模拟和分析了脊宽 w_c 对传输常数 γ 、特性阻抗 Z_0 和 S_{21} 的影响,得出脊宽对电吸收调制器的调制带宽影响很大.

1 微波传输和等效电路模型

设计和制作了 AlGaAs/GaAs 材料的 TW-EAM. 如图 1(a),波导脊宽为 $8 \mu\text{m}$,高度为 $2 \mu\text{m}$,长度为 $300 \mu\text{m}$. 导波层由 10 个周期的 AlGaAs/GaAs 多量子阱(MQW)构成,厚约为 $0.2 \mu\text{m}$,上下包层分别是 p 型和 n 型 AlGaAs. 调制器工作时,电极终端接有负载,微波调制信号(电压)加在 p 电极与 n 电极上. 初始光信号从源端光波导注入,通过 GaAs/GaAlAs 多量子阱波导,同时受到携带信息的微波信号的调制,在波导终端输出,成为携带信息的光信号,最后耦合进光纤进行传输.

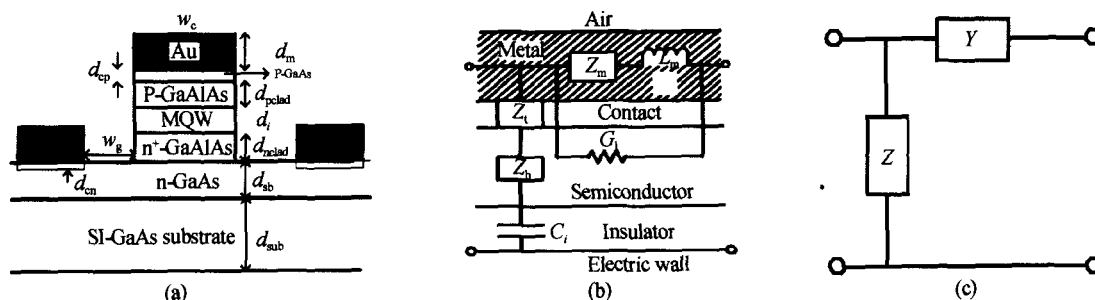


图 1 GaAs/AlGaAs 材料电吸收调制器的横截面图(a)和相应的等效电路(b)、(c)

Fig. 1 The cross-section of GaAs/AlGaAs TW-EAM(a) and the corresponding equivalent circuit model (b), (c)

光的吸收部分(MQW)由 p-和 n-掺杂层夹着,称为 p-i-n 结构. p-i-n 结构也适合微波传输线,它将金属-绝缘体-半导体(MIS)和共面波导(CPW)结构

结合起来. 我们对微波传输线的研究和计算基于 p-i-n 结构. CPW 金属层用于连接 p-和 n-掺杂层来传递微波信号. 根据边界条件,微波信号的横向电场远大于纵向电场. 因此,微波可以近似为横向电磁(TEM)模或者准 TEM^[6,7]. 在文献^[8,9]中,全波分析法和等效电路模型比较发现:当频率低于 THz 时,传输线可被准确近似为等效电路模型. 开始建

*国家和广东省自然科学基金项目资助(批准号:60178020, 10274107,011204,2002B11601)

** Tel: 020-84110042 Email: stslwz@zsu.edu.cn

收稿日期:2004-09-10

立等效电路模型时,首先把 TW-EAM 的物理元素从相应的电路中提取出来.微波传输线包括 CPW 金属板,金属板包括两块接地平板和一块中心信号电极板.然后将微带线(MS)和 CPW 线的金属化结构结合起来.通过分析得出等效电路模型,如图 1(b).

根据电磁场理论,微波传输可以用传输线理论计算.下面给出了 TW-EAM 等效电路模型的各个量的计算式^[8].

$$\delta_{sm} = \sqrt{2/\omega\mu_0\sigma_m} \quad (1)$$

$$\eta_{xmot} = \sqrt{j\omega\mu_0/\sigma_m} \coth \left[(1+j) \frac{d_m}{\delta_{sm}} \right] \quad (2)$$

$$Z_m = \frac{\eta_{xmot}}{w_c} \quad (3)$$

$$C_i = \epsilon_i \frac{w_c}{d_i} \quad (4)$$

$$Z_b = \frac{\rho_{sb}}{1+j\omega\rho_{sb}\epsilon_{sb}} \cdot \frac{(w_c/6+w_g+w_T)}{2d_{sb}},$$

式中

$$w_T = \sqrt{\frac{\rho_{cn}}{\rho_{sb}} \cdot \frac{1+j\omega\rho_{sb}\epsilon_{sb}}{1+j\omega\rho_{cn}\epsilon_{cn}} d_{cn}d_{sb}} \quad (5)$$

$$Z_i =$$

$$\left\{ \frac{\rho_{cp}d_{cp}}{1+j\omega\rho_{cp}\epsilon_{cp}} + \frac{\rho_{pclad}d_{pclad}}{1+j\omega\rho_{pclad}\epsilon_{pclad}} + \frac{\rho_{nclad}d_{nclad}}{1+j\omega\rho_{nclad}\epsilon_{nclad}} \right\} / w_c \quad (6)$$

$$G_1 = \frac{w_c d_{cp}}{3\rho_{cp}} + \frac{w_c d_{pclad}}{3\rho_{pclad}} + \frac{w_c d_{nclad}}{3\rho_{nclad}} \quad (7)$$

$$L_m = \mu \frac{D}{w_c} \quad (8)$$

这里 σ_m 为金属的电导率; $\omega=2\pi/f$ 为光的圆频率; d_m 为金属层厚度; w_c 、 w_g 分别为波导的脊宽和中间电极和两边电极的间隔; d_{cp} 、 ρ_{cp} 和 ϵ_{cp} 分别为帽层(P-GaAs)的厚度、电阻率和介电常数; d_{pclad} 、 ρ_{pclad} 和 ϵ_{pclad} 分别为 p 覆层(P⁺-GaAlAs)的厚度、电阻率和介电常数; d_i 、 ϵ_i 分别为 MQW 层的厚度和介电常数; d_{nclad} 、 ρ_{nclad} 和 ϵ_{nclad} 分别为 n 覆层(n⁺-GaAlAs)的厚度、电阻率和介电常数; d_{cn} 、 ρ_{cn} 和 ϵ_{cn} 分别为 n 接触层(n-GaAs)的厚度、电阻率和介电常数; d_{sb} 、 ρ_{sb} 和 ϵ_{sb} 分别为 n 传导层(n-GaAs)的厚度、电阻率和介电常数. δ_{sm} 为金属趋肤深度. η_{xmot} 为金属空气层的横波阻抗. C_i 为 MQW 的本征电容. Z_i 为横向阻抗,由来自 p 接触层、p 覆层和 n 覆层的横向阻抗组成. Z_b 为底部 n 传导层的阻抗,由脊下的扩展电阻、隙间电阻和接地电阻组成. G_1 为纵向电导,由来自 p 接触层、p 覆层和 n 覆层的电导组成. L_m 为电感,与同一金属模式的 CPW 线的电感相等. 以上各量都是波导的侧壁角为 90°时得到的.

2 微波特性分析

2.1 群速度失配

通过比较图 1(b)的等效电路模型和图 1(c)的整个传输线的等效电路模型,可以得到传输线的传输特性.总等效电路模型是由单位长度的串联阻抗 Z 和并联导纳 Y 组成.由电流和电压的耦合微分方程知

$$\frac{dV}{dz} = -IZ \quad (9a)$$

$$\frac{dI}{dz} = -VY \quad (9b)$$

由式(9a)、(9b),可以得到

$$\frac{d^2V}{dz^2} = \gamma^2 V \quad (10)$$

这里 $\gamma = \sqrt{YZ} = \alpha + j\beta$ 为传输常数, α 为场衰减常数, β 为相传输常数.

器件材料参数如表 1,这里中心电极和两边电极的间隔(w_g)为 5.0 μm .图 2 模拟了微波的相速度 v_p , $v_p = \frac{\omega}{\beta}$;同时也给出了光波的相速度为 95 $\mu\text{m}/\text{ps}$,如图 2 虚线.从图 2 可以看出,微波相速度接近光波相速度的 2/3;脊宽 w_c 越小,微波与光波的速度越接近.因此,脊宽越小,速度失配导致的损耗越小.

表 1 器件的材料参数

层	厚度	$\rho(\Omega\text{-cm})$	ϵ_r
p-金属	0.2	2.4e-6	
p-接触层	0.05	2.2e-3	13.3
p-覆层	0.9	3e-3	11.4
i	0.2		12.5
n-覆层	0.9	2.5e-3	11.4
n-传导层	0.05	3e-3	13.3
衬底	100	1e-9	13.3

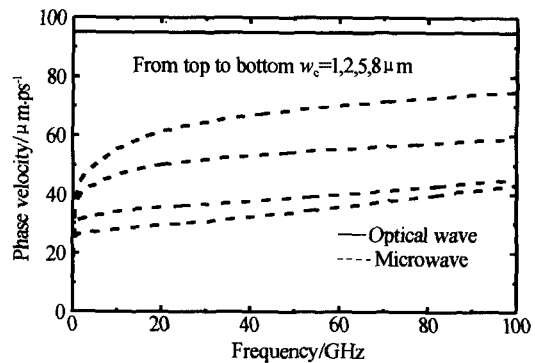


图 2 微波相速度和光波相速度随频率的变化关系
Fig. 2 Phase velocity calculated of microwave and optical wave as a function of frequency

另外,微波的相速度是光波相速度的 2/3,器件长度为 300 μm ,因此光波和微波通过器件的时间差

大约为 2.5 ps. 再者,考虑指数吸收的特点,速度失配对带宽的限制应当大于 100 GHz^[10]. 即使群速度稍微不同于相速度,仍可以得出下面的结论:群速度对带宽的限制超出了我们考虑的范围(DC 到 50 GHz).

2.2 传输损耗和传输线的特性阻抗

由场衰减常数 α 可以计算微波的传输损耗. 依次把 Z_m 、 Z_o 、 Z_i 的实部去掉,虚部保持不变;分析得到金属损耗占第一位,n 传导层损耗居第二,p 和 n 覆层损耗位于第三. 如果去掉这三个电阻成分,即使在计算中仍然包括 G_1 ,损耗实际上也减为零. 这也验证了平行电导 G_1 是可以看作微扰的. Z_m 来自金属平板的有限传导率. 一旦纵向时间变化的电流流过金属时,它不仅产生磁场,而且也在金属中产生趋肤效应,导致电感和欧姆损耗. 由式(1)可以看出,由于趋肤效应,电流通过的有效面积可被表述为与趋肤深度成正比. 由于金属的趋肤效应,微波频率较高时传输线得到较大的电阻和电感. 同时损耗和色散将改变传输线上电脉冲的传输,所以金属层所占的损耗最大. 从图 3(a)可以看出,脊宽越大电损耗越大.

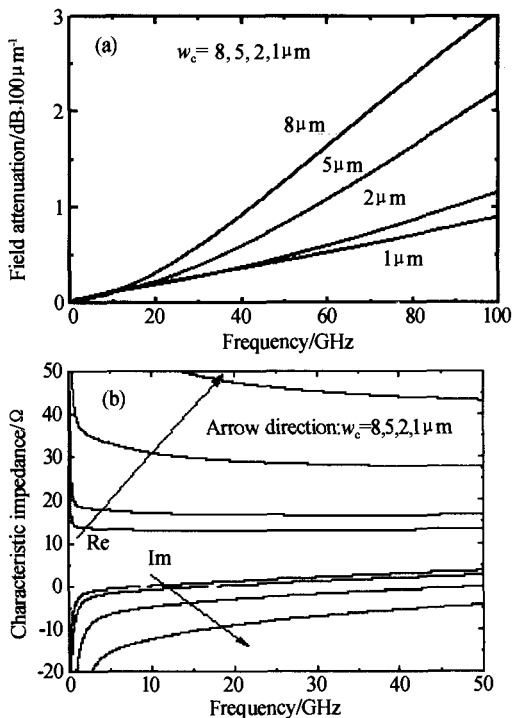


图 3 对不同脊宽,场衰减常数(a)和特性阻抗(b)随频率的变化

Fig. 3 Field attenuation constant (a) and Characteristic impedance (b) as a function of frequency for different ridge width

$Z_o = \sqrt{Z/Y}$ 是整个传输线的特性阻抗. 由第 2 部分可知,本征电容与脊宽成正比,金属电感和金属空气的横波阻抗与脊宽成反比. 因此较小的脊宽产生较大的特性阻抗,这与图 3(b)的理论拟合结果相

符. 当频率 > 10 GHz、脊宽 > 1 μm 时,阻抗的虚部很小,实部小于 50Ω. 这表明传输线和源端及输出端之间的阻抗是不匹配的.

S_{21} 为 TW-EAM 的传输系数^[11],它包含了波导部分的微波传输损耗、速度失配及阻抗不匹配导致的损耗. 通过计算可知:频率为 40 GHz 时,脊宽 2 μm 器件的总传输损耗大约为 4 dB,然而从图 3(a)可以看出 300 μm 器件的单程损耗大约为 1.14 dB. 这表明:输入和输出端的阻抗不匹配和速度失配将引起较大的额外损耗.

3 TW-EAM 的频率响应

归一化射频链路增益 (Normalized Radio-Frequency Link Gain)^[12,13]

$$G_{NORM} = \left| \frac{T}{1 - \Gamma_L \Gamma_S \exp(-2\gamma l)} \left\{ \frac{\exp\{(j\beta - \gamma)l\} - 1}{(j\beta - \gamma)l} + \Gamma_L \exp(-2\gamma l) \frac{\exp\{(j\beta + \gamma)l\} - 1}{(j\beta + \gamma)l} \right\} \right|^2 \quad (14)$$

式中 $\beta = \text{Im}\gamma$, γ 是衰减常数, l 是调制器长度. 上式是归一化的 TW-EAM 频率响应,它包含了阻抗失配,速度失配和微波损耗. 式中的 γ 和 Z_o 已由上面求出. 微波反射系数计算如下

$$\Gamma_S = [(Z_S - Z_o)/(Z_S + Z_o)] \quad (15)$$

$$\Gamma_L = [(Z_L - Z_o)/(Z_L + Z_o)] \quad (16)$$

另外 $T = 1 - \Gamma_S$, 式中 Z_S, Z_o, Z_L 分别定义为源传输线,调制器和终端的微波特征阻抗. 计算中,设 $Z_S = Z_L = 50\Omega$. 图 4 给出了脊宽分别为 1 μm, 2 μm, 5 μm 和 8 μm 器件的带宽分别为 63.3 GHz, 23.9 GHz, 8.6 GHz 和 5.3 GHz.

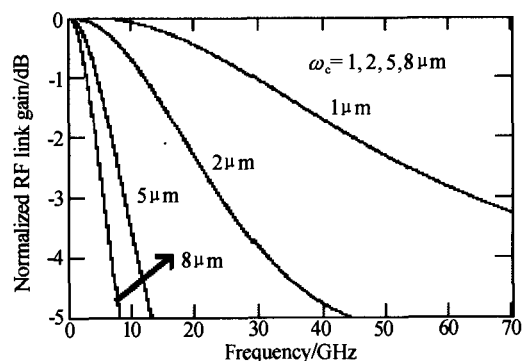


图 4 不同脊宽, TW-EAM 的归一化链路射频增益与微波频率的关系曲线

Fig. 4 Normalized RF link gain of TW-EAM as a function of frequency for different ridge width

4 结论

基于等效电路模型,从理论上模拟和分析了 TW-EAM 的微波特性,并得出了脊宽对器件调制频带宽度的影响. 由上面的分析可知:脊宽越小,波导的传输损耗越小;微波和光波的速度失配越小;由

阻抗失配导致的损耗也越小。总之,脊宽越小,归一化链路增益所对应的 3 dB 调制带宽越大。从损耗来说,脊宽小一些好。但是脊宽也不能小于 $2\ \mu\text{m}$, 否则会引起较大的光耦合损耗。综合分析得知,本文设计的器件脊宽太大($8\ \mu\text{m}$),引起了较大的损耗,限制了调制带宽。通过计算可知,脊宽为 $2.32\ \mu\text{m}$ 时,调制带宽为 20 GHz。我们可以选择合适的脊宽 $>2\ \mu\text{m}$,使器件提供的调制带宽超过 20 GHz。

参考文献

- 1 Liu X B, Ye P D. Design consideration of EAM-based short pulse light sources and demultiplexers in OTDM system. *Acta Photonica Sinica*, 1999, **28**(12): 1096~1101
- 2 Kawano K, Kohtoku M, Ueki M, et al. Polarisation-insensitive traveling-wave electroabsorption (TW-EA) modulator with bandwidth over 50 GHz and driving voltage less than 2 V. *Electronics Letters*, 1997, **33**(18): 1580~1581
- 3 Zhang S Z, Chiu Y J, Abraham P, et al. 25 GHz polarization-insensitive electroabsorption modulators with traveling-wave electrodes. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1999, **11**(2): 191~193
- 4 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. *Proc SPIE*, 1997, **3006**: 291~300
- 5 Zhang S Z, Chiu Y J, Abraham P, et al. Polarization-insensitive multiple-quantum-well traveling-wave electroabsorption modulators with 18 GHz bandwidth and 1.2 V driving voltage at $1.55\ \mu\text{m}$. *International Topical Meeting Microwave Photonics*, 1998:33~36
- 6 Kwon Y R, Hietala V M, Champlin K S. Quasi-TEM analysis of slow-wave mode propagation on coplanar microstructure MIS transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987, **35**(6): 545~551
- 7 Dan Tauber. Design and performance of semiconductor microstrip lasers. UCSB Ph. D. Dissertation March 1998
- 8 Bottcher E H, Pfitzenmaier H, Droge E, et al. Millimetre-wave coplanar waveguide slow wave transmission lines on InP. *Electronics Letters*, 1996, **32**(15): 1377~1378
- 9 Giboney K S, Rodwell J W, Bowers J E. Traveling-wave photodetector theory. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, **45**(8): 1310~1319
- 10 Spickermann R. High speed Gallium Arsenide/Aluminum Gallium Arsenide traveling wave electrooptic modulators. Ph. D dissertation University of California, Santa Barbara, 1996
- 11 Zhang S Z. Traveling-wave Electroabsorption Modulators. Ph. D dissertation University of California, Santa Barbara, 1999
- 12 Li G L, Sun C K, Pappert S A, et al. Ultrahigh-Speed Traveling-Wave Electroabsorption Modulator-Design and Analysis. *IEEE Microwave Theory and Techniques*, 1999, **47**(7): 1177~1183
- 13 傅思镜, 童洲森, 刘叶新, 等. 超高速行波电吸收调制器的 k 值设计方法. *光子学报*, 2004, **33**(7): 806~809
Fu S J, Tong Z S, Liu Y X, et al. *Acta Photonica Sinica*, 2004, **33**(7): 806~809

Influence of Ridge Width on Its Frequency Bandwidth of Traveling-wave Electroabsorption Modulators

Xing Xiaobo, Liu Yexin, Chen Xiaowen, Fu Sijing, Lin Weizhu

The State Key Lab. of Optoelectronic Materials and Technol., Zhongshan University, Guangzhou 510275

Received date: 2004-09-20

Abstract According to the microwave properties of the traveling-wave electroabsorption modulator (TW-EAM) transmission line, an equivalent circuit model was presented and a GaAs/GaAlAs TW-EAM for 850 nm has been fabricated. The influence of the ridge width on the frequency bandwidth was driven by analyzing the characteristic impedance Z_0 , microwave transmission constant γ and S_{21} . A reduced velocity mismatch between optical wave and microwave and an impedance mismatch were demonstrated for the narrower ridge width. Potential frequency bandwidth of 23.9 GHz of a TW-EAM was predicted by theoretical simulation when the ridge width was $2\ \mu\text{m}$.

Keywords Traveling-wave electroabsorption modulator (TW-EAM); Characteristic impedance; Transmission constant; Modulation bandwidth.

Xing Xiaobo was born in 1977, in Shandong Province, and graduated from Qufu Normal University in 2002 as a bachelor. Now she is a Ph. D. candidate in the Sun Yet-sen University, majoring in III-V compound semiconductor device.