

doi:10.3788/gzxb20174605.0523002

InP 基矩形马赫-曾德高速电光调制器行波电极设计与测试

赵丽亚¹, 王乐¹, 杨妍², 刘克^{1,3}

(1 北京工业大学 光电子技术省部共建教育部重点实验室 信息学部, 北京 100124)

(2 School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, 639798 Singapore)

(3 Department of Electrical and Computer Engineering, George Washington University, Washington, DC 20052, USA)

摘 要:提出了一种由新型沟槽耦合器和 90°弯曲波导构成的 InGaAsP/InP 基矩形马赫-曾德电光调制器, 对该调制器的 L 型波导相移臂设计了 T 型类微带行波电极. 首先利用电极的等效电路估算带宽上限, 进而在考虑阻抗匹配、回波损耗以及带宽等性能的基础上, 使用有限元方法对电极的传输、输入/输出以及过渡区的结构参量进行优化. 仿真结果表明由于受到电极输入及过渡区的性能限制, 设计的整体行波电极匹配阻抗大于 42 Ω , 回波损耗小于 -15 dB, 带宽可达 65 GHz. 测试制备的 Ti/Au 行波电极, 得到回波损耗为 -12 dB 和带宽为 20 GHz 的最优性能.

关键词:集成光学; 电光调制器; 有限元法; 行波电极; 特征阻抗; S 参量

中图分类号: TN256

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2017)05-0523002-10

Design and Characterization of Traveling-wave Electrodes for InP-based Rectangular Mach-Zehnder High Speed Electro-optic Modulators

ZHAO Li-ya¹, WANG Le¹, YANG Yan², LIU Ke^{1,3}

(1 Key Laboratory of Optoelectronics Technology, Ministry of Education, Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

(2 School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, 639798 Singapore)

(3 Department of Electrical and Computer Engineering, George Washington University, Washington, DC 20052, USA)

Abstract: An ultra-compact rectangular Mach-Zehnder (MZ) interference Electro-Optic (EO) modulator on InGaAsP/InP platform was proposed. This modulator consists of novel trench couplers and 90° waveguide bends. T type microstrip Travelling-Wave (TW) electrodes were designed for the L-shape waveguide phase shift arm of the MZ modulator. First of all, an upper bandwidth limit of this modulator was evaluated by using an equivalent circuit model of the TW electrodes. According to microwave characteristics such as impedance match, return loss and bandwidth, the transmission and input/output of electrodes and structure parameters of transition regions were optimized through a finite element analysis method. The simulation results show that being limited by the input of electrodes and transition regions, the overall TW electrodes exhibit an impedance match of $>42\Omega$, return loss of <-15 dB and bandwidth of 65 GHz. Experimentally the return loss of -12 dB and the bandwidth of >20 GHz are obtained in terms of the fabricated Ti/Au electrodes on an InP substrate.

Key words: Integrated optics; Electro-optic modulator; Finite element method; Travelling-wave

基金项目:国家自然科学基金(No. 61377059)、北京市自然科学基金(No. 4142004)、教育部留学回国人员科研启动基金、2017 年科技创新服务能力建设-科研基地建设-重点实验室-光电子技术教育部重点实验室(市级)项目(No. PXM2017-014204-500034)资助

第一作者:赵丽亚(1990—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为高速光集成器件电极. Email: zhaoly@emails.bjut.edu.cn

导师(通讯作者):刘克(1973—), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为新型光子集成器件与材料. Email: liuke@bjut.edu.cn

收稿日期:2016-12-29; **录用日期:**2017-02-23

<http://www.photon.ac.cn>

electrodes; Characteristic impedance; S parameters

OCIS Codes: 230.3120; 230.2090; 250.7360; 060.5625

0 引言

高速电光调制器是片上光互连和高性能计算系统的核心器件. 目前应用较多的电光调制器主要有硅基电光调制器和 III-V 族半导体电光调制器两种. 其中 III-V 族材料系以 InP 基衬底为代表, 因是直接带隙材料而具有制备光源的能力, 使得 InP 基集成光子学成为极具发展潜力的光互连技术^[1]. 在众多不同的光学调制器结构中, 马赫-曾德 (Mach-Zehnder, MZ) 干涉仪由于结构简单、制备相对容易以及带宽较大等优势是调制器广泛采纳的结构. 对比硅基电光调制器, InP 基电光调制器因其材料折射率变化较大使得制备的器件具有尺寸较小、半波电压较低, 同时易于集成的特点. 例如基于量子限制斯塔克效应 (Quantum-Confined Stark Effect, QCSE) 的 InP 基 MZ 电光调制器^[2-4], 其带宽为 50 GHz, 驱动电压低于 2 V, 消光比大于 13 dB.

目前提高 InP 基 MZ 电光调制器的带宽主要从三个方面入手: 1) 衬底材料因素, 例如量子阱区的载流子扫除时间. 研究表明载流子扫除时间跟量子阱垒区厚度和层数、施加电场以及工作温度等参量有关^[5], 通常采用减小量子垒区的厚度或者施加反向电压来降低载流子扫除时间^[6]. 2) 电极设计因素. 调制器电极的设计及实现对于器件的高速性能要求至关重要. 通常采用行波电极 (Traveling-Wave, TW) 替代集总电极. TW 电极实际上就是传输线结构, 由于可避免分布电容对调制带宽的限制, 该结构被普遍用于目前高速电光调制器中^[3,7-12]. 对于量子阱 InP 基波导 P-I-N 结构的 MZ 电光调制器, 有两种电极形式应用最广泛. 一种是共面带状线类型的分段电容负载式电极结构, 缺点是结构复杂, 制作难度通常较大^[2], 但是其阻抗匹配良好, 带宽较大. 例如使用绝缘 InP 材料支撑行波电极的器件表现出低损耗、高消光比、半波电压为 2.5 V、带宽达 40 GHz 的特性^[13]; 使用直流空气桥技术搭建行波电极的器件测得半波电压为 5.6 V, 带宽高达 80 GHz^[14]. 另外一种类微带电极, 其结构简易, 半波电压较低, 尽管特征阻抗通常达不到标准的 50 Ω , 但是能满足实用要求. 例如采用类微带电极结构的 InP 基 MZ 电光调制器, 特征阻抗约为 45 Ω , 带宽达到 20 GHz^[15]; 采用类似电极结构的 InP 基波导 N-I-N 结构的 MZ 电光调制器, 半波电压为 2.2 V, 带宽可达 40 GHz^[16]. 对于脊型波导电光调制器而言, 通常采用类微带电极结构就可以获得高速性能^[17]. 但是上述实例中的 Ground (G) 和 Signal (S) 电极通常不在同高度平面, 导致器件晶圆级在线测试 (Wafer-scale testing) 的不便. 3) 提高光波导上传播的微波和光载波信号的重叠度或者速率匹配度^[11], 采用优化设计光波导结构使其模式的群折射率尽量接近材料的微波折射率的方法降低速率失配度.

本文为一种高效紧凑 InP 基矩形 MZ 电光调制器的 L 型波导相移臂优化设计了类微带行波电极结构, 即沉积 SiO₂ 介质缓冲层然后通过穿孔工艺设计了 T 型 G 电极, 从而与脊波导上的 S 电极共面达到方便晶圆级在线测试的要求. 其中的矩形 MZ 电光调制器由新型沟槽耦合器和 90° 弯曲波导构成. 首先介绍了调制器的新型结构及工作原理, 进而利用电极的等效电路估算了调制器带宽上限. 然后使用有限元法仿真了扫描调制器结构参量变化对微波特性的影响, 进而优化了电极传输、输入/输出以及过渡区的电极结构. 最后制备并测试了电极的 S 参量, 并分析了测试结果.

1 矩形 MZ 电光调制器

1.1 器件结构与工作原理

InP 基矩形 MZ 电光调制器由沟槽型 3 dB 分光器、L 型波导参考臂/相移臂以及沟槽型 3 dB 合光器组成, 如图 1(a), 其中沟槽型 3 dB 分光/合光器是在两条波导交汇处刻蚀与光波的传播方向成 45° 角的微纳沟槽而构成. 沟槽型分光/合光器的工作原理均是利用光波的受抑全内反射 (Frustrated Total Internal Reflection, FTIR) 现象^[18], 即从输入波导进入沟槽的光倏逝波与沟槽的开口宽度相比拟时, 一部分倏逝波穿过沟槽到达对面的介质界面形成穿透光波; 另一部分倏逝波通过古斯-汉欣位移现象形成反射光波. L 型波导参考臂/相移臂是分别在拐角位置刻蚀与光波传播方向成 45° 角的全反射切面构成, 从而形成 90° 弯曲波导. 跟传统 MZ 调制器的直条波导相移臂相比, L 型参考/相移臂避免了过长的一维尺寸, 同时使得器件可以在二维方向上配置和扩展^[19]. 该 MZ 电光调制器通过 InGaAsP/InP 量子阱材料的载流子注入效应改变其 L 型波导的折射率产生 π 相移, 从而达到光信号调制的目的.

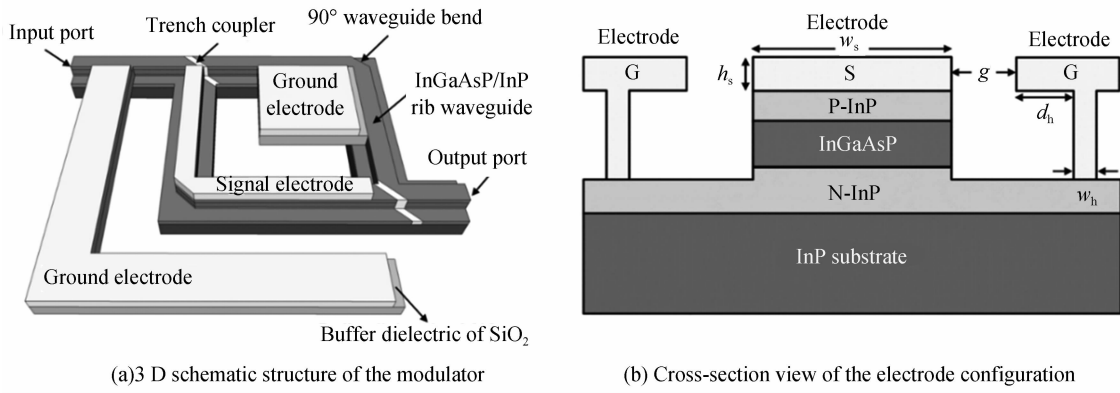


图1 InP 基矩形 MZ 电光调制器及电极结构

Fig. 1 Schematic structures of InP-based rectangular MZ electro-optic modulator and its TW electrodes

图 1(a) 为 G-S-G 类微带行波电极配置的 InP 基矩形 MZ 电光调制器三维示意图. 图 1(b) 为器件行波电极的横截面图, 展示了设计参量及波导结构, 其中 T 型 G 电极是沉积 SiO₂ 介质缓冲层后通过穿孔工艺而获得. 为了设计 MZ 调制器的行波电极结构, 首先估算 L 型波导相移臂的长度 L_{act} , 其相移公式为

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta n \cdot L_{act} \quad (1)$$

式中, Δn 为波导芯层折射率的变化值, λ 为自由空间光波长, 且 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$. 采用 Silvaco 仿真软件对调制器所用 InP 基衬底材料层建模, 见表 1, 根据注入的载流子浓度计算得到在 1.7 V 电压下有源区的折射率变化可达到 ~ 0.01 , 类似的结果也在 InGaAsP/InP 基多模干涉耦合器电光开关里得到^[20]. 因此器件 π 相移时得到其相移臂长度约为 $78 \mu\text{m}$, 从而得出器件的片占面积约在 $40 \mu\text{m} \times 40 \mu\text{m}$ 量级, 小于当前报道的 InP 基 MZ 电光调制器的尺寸 1 至 2 个数量级, 例如类似的量子阱波导结构的 MZ 电光调制器的相移臂长度可达 $350 \mu\text{m}$, 带宽仅为 20GHz ^[7]. 设计的小尺寸调制器得益于高效紧凑的沟槽型耦合器的使用, 其面积与交叉波导交汇处的面积相当(约为 $4 \mu\text{m}^2$).

表 1 调制器所用衬底外延层结构

Table 1 Epitaxial layer structure along with the thickness and doping concentrations

Material	Thickness/nm	Doping concentration/cm ⁻³
P-In _{0.53} Ga _{0.47} As	100	1×10^{19}
P-InP	1 500	5×10^{17}
In _{0.81} Ga _{0.19} As _{0.43} P _{0.57}	100	Undoped
InGaAsP	5	Undoped
In _{0.81} Ga _{0.19} As _{0.43} P _{0.57}	10	Undoped
In _{0.81} Ga _{0.19} As _{0.43} P _{0.57}	100	Undoped
N-InP	1000	5×10^{17}

1.2 调制器所用波导的有源区设计

量子阱 InP 基 MZ 电光调制器通常由材料的 QCSE 或者 Pockels 效应改变其相移臂的折射率达到 π 相移来实现光强度的调制. 限制调制带宽能力的主要因素是材料本身量子阱区的载流子扫除时间, 通常在几个至几百个皮秒之间^[5]. 因此合理设计量子阱 InP 材料层结构使得调制带宽达到几十 GHz 完全可能. 表 1 为本文调制器所用衬底材料的外延层结构. InP 基脊波导从上至下为 P-I-N 结构, 有源区采用外延 InGaAsP 量子阱材料, 交替生长 8 个垒和阱层构成有源区总厚度为 120 nm. 为估算表 1 所示衬底材料的调制带宽能力, 采用 Silvaco 仿真软件计算了其电容随驱动电压的关系. 显然非掺杂的量子阱垒和上下隔离约束层形成了有效电容结构, 得到在 1.7 V 电压下电容值为 35 fF. 根据电阻-电容时间延迟公式, 估算其调制带宽上限约为 70 GHz (电阻值采用 400Ω).

为优化设计行波电极结构, 采用 Ansoft 公司开发的商业化 3D 电磁仿真软件 HFSS. 仿真中用到的材料和波导参量见表 1 和图 1(b). 调制器采用深刻蚀宽度为 $2 \mu\text{m}$ 的脊波导结构, 以确保 $1.55 \mu\text{m}$ 波长良好的光场限制. 同时衬底使用半绝缘 InP 材料, 以减小微波传输损耗. 电极结构采用类微带电极形式, T 型的接地电极 G 沉积在高掺杂的 N 型 InP 材料层上, 与沉积在波导顶端欧姆接触层上的信号电极 S 形成类似微带传输

线的电极结构,支撑电极的缓冲介质材料为 SiO_2 . 设计使得 G 电极与脊波导上的 S 电极共面达到方便器件晶圆级在线测试的要求.

仿真软件中材料的物理参量设置为:金属电极 Au 的电导率为 $4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$; p 型、n 型掺杂的 InP 材料的掺杂浓度均为 10^{18} cm^{-3} , 其电导率分别为 $2.4 \times 10^3 \text{ S/m}$ 和 $4.11 \times 10^4 \text{ S/m}$; 考虑到量子阱有源区和半绝缘 InP 衬底材料基本不导电, 电导率设为 0. 对于相对介电常量 ϵ_r , 金电极和量子阱有源区材料分别设置为 12.57×10^{-7} 和 12.56.

由于量子阱区域材料的电导率 σ 很小, 施加的电场大部分集中在量子阱有源区, 如图 2, 从而有效地与传输的光信号相互作用. 设计的电光调制器由于采用 P-I-N 波导结构具有较大的重叠积分因子 Γ , 半波电压 V_π 是相移臂中的光信号相位变化 π 时所需要的电压, 可以表示为^[17]

$$V_\pi = \frac{\lambda D}{2n_e^3 \gamma_{33} \Gamma L_0} \quad (2)$$

式中, D 是信号电极与地电极之间的距离, 即 $D = g + w_h$, L_0 为电光相互作用区域的长度, γ_{33} 是材料线性电光系数, n_e 为非常光折射率. 因此器件所用材料及电极结构确定后, Γ 较大将会使得 V_π 比较小, 从而使本器件的功耗降低.

1.3 行波电极等效电路

该电光调制器行波电极的传输参量可用图 3 的近似等效电路来描述^[21]. 图中 L 代表金属电极之间的电感, R_{sc} 表示半导体材料中由于纵向感应电流产生的损耗, R_c 表示金属电极损耗, R_p 表示电极与有源区间的导体电阻, C_{int} 表示耗尽层及它附近的区域形成的电容, C_{ext} 表示金属电极和部分脊波导形成的电容.

如果 $R_{sc} \gg \omega L$ 的条件成立, 有源区的本征 RC 带宽定义为 $f_{RC} = 1/(2\pi R_p C_{int})$. 在频率小于本征

RC 带宽 (即 $f/f_{RC} \ll 1$) 时, 器件阻抗 Z_{act} 可以近似为 $\sqrt{L/(C_{int} + C_{ext})}$. 当光波与微波速率匹配时, 传输线电极总的损耗 α 可表示为^[22]

$$\alpha = \alpha_{Metal} + \alpha_{InP} \approx \frac{1}{2} \frac{R_c(f)}{Z_{act}} + \frac{2\pi f^2 C_{int} Z_{act}}{f_{RC}} \quad (3)$$

忽略其它非理想的射频 (Radio Frequency, RF) 效应 (如反射、多模效应等), 电光 3 dB 带宽 f_{EO_3dB} 和有效器件长度 L_{act} 的关系可以表示为 $\frac{1 - e^{-\alpha(f_{EO_3dB})L_{act}}}{\alpha(f_{EO_3dB})L_{act}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ^[23], 进而推导出

$$\alpha(f_{EO_3dB})L_{act} = 0.74 \text{ Neper} = 6.34 \text{ dB} \quad (4)$$

式中 Neper 是奈培表示衰减单位. 所以电光响应 3 dB 带宽可以用微波 6.34 dB 带宽来近似表示.

为简化起见, 进一步假设电光 3 dB 带宽相比于有源区本征 RC 带宽足够小, 即 $f_{EO_3dB}/f_{RC} \ll 1$, 并且通常情况下调制器行波电极传输线设计是低损耗的, 将式 (3) 带入式 (4) 得

$$f_{EO_3dB} \approx \sqrt{\frac{0.74}{\pi L_{act} Z_{act}}} \frac{f_{RC}}{C_{int}} \quad (5)$$

当调制器的结构尺寸采用优化后的结构参量时, 分别计算相应的线路单元值^[19]

$$C_{int} \approx \frac{\epsilon_0 \epsilon_a w_s}{h_a} + 0.8 \cdot \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r \cosh^{-1}[\sin(\pi h_a/2h)]}{\pi} \quad (6)$$

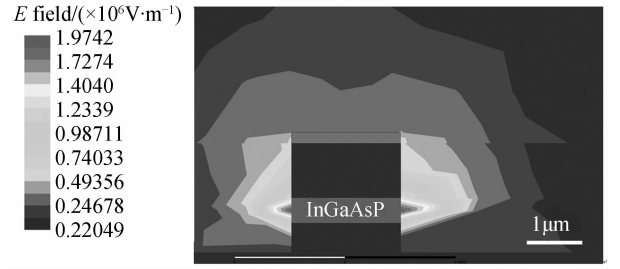


图 2 深刻蚀 InP 基脊波导脊区附近的电场分布
Fig. 2 Electric field distribution profile near a deep-etched InP-based ridge waveguide

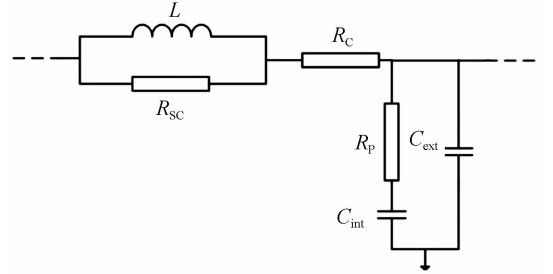


图 3 行波电极的单位长度传输线等效电路模型
Fig. 3 Equivalent circuit model for a unit length of the TW electrode

$$R_p = \frac{h_p}{\omega_a \sigma_{p-\text{InP}}} + \frac{h_n}{\omega_a \sigma_{n-\text{InP}}} + \frac{\omega_g}{4d \cdot \sigma_{n-\text{InP}}} \quad (7)$$

式中, h_p 、 h_a 、 h_n 分别为 P-InP 材料、有源区、N-InP 材料脊部分的厚度, h 为脊高, ω_a 为有源区的宽度, $\omega_g = g + d_h$; ϵ_a 、 ϵ_r 分别为有源区、支撑材料 SiO_2 的相对介电常量, $\sigma_{p-\text{InP}}$ 、 $\sigma_{n-\text{InP}}$ 分别表示 P-InP 材料、N-InP 材料的电导率计算表达式. 计算可得 $C_{\text{int}} = 5.14 \times 10^{-10} \text{ F}$, $Z_{\text{act}} = 46.15 \Omega$, $R_p = 0.0018 \Omega$, 进一步得到该行波电极调制带宽的上限为 104 GHz, 但是受到量子阱 InP 基衬底材料本身调制带宽 70 GHz 的限制, 因此该行波电极带宽二限为 70 GHz.

对于本文 InP 基量子阱波导 MZ 电光调制器, 光模式的群折射率约为 3.5, 与 InP 半导体材料中的微波折射率较为接近, 同时设计的光电调制器相移臂长度较短, 因此速率失配特性对该电光调制器的影响可以忽略^[24].

2 行波电极仿真结果与讨论

电极结构设计对提高调制器性能参量有关键的影响. 采用有限元方法对电极结构参量(图 1(b))进行数值仿真, 其中包括信号电极 S 与接地电极 G 之间的间距 g , 信号电极宽度 w_s 及电极厚度 h_s , T 型接地电极 G 的竖直电极条(连接 N-InP 材料层)的宽度 w_h 和距离 G 电极内边缘的距离 d_h , 通过优化设计得到一组最佳参量值.

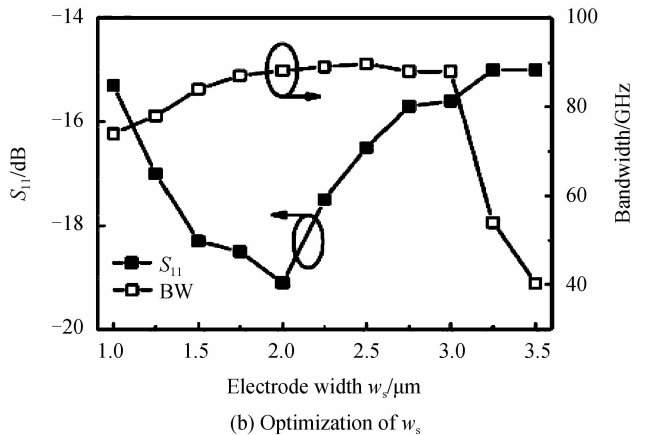
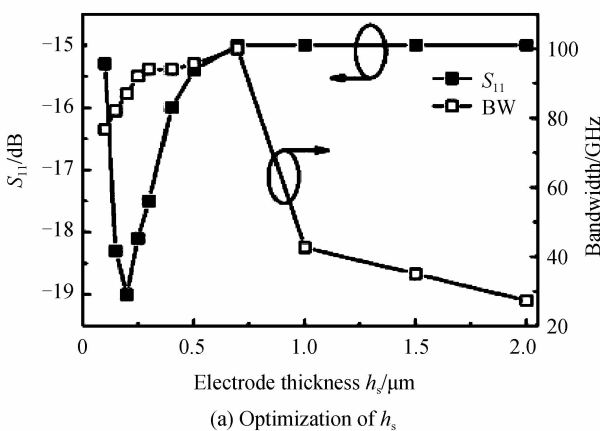
由于该调制器的速率失配较小, 所以电极结构的微波传输损耗和反射特性(S 参量)是限制调制器高速特性的关键参量. 微波反射系数 S_{11} 表征了电极结构的阻抗匹配特性, 其值越小, 表明行波电极的特征阻抗越接近负载阻抗 50Ω . 如果 S_{11} 小于 -15 dB ^[24], 则可认为电极的阻抗匹配特性良好; 微波传输系数 S_{21} 则表征了电极微波损耗随频率的变化, 由此得出微波损耗带宽, 利用式(4)可估算器件的电光响应带宽. 当忽略电极过渡区时, 考虑到调制器近似为对称结构, 有 $S_{11} = S_{22}$, $S_{12} = S_{21}$, 阻抗 Z_0 与 S 参量的关系表示为^[25]

$$Z_0 = Z_{\text{ref}} \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{12}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{12}^2}} \quad (8)$$

式中 Z_{ref} 为输入阻抗 50Ω .

2.1 行波电极优化结果

根据带宽和 S_{11} 随信号电极厚度的最大取值范围, 可得到 h_s 在 $0.2 \sim 0.5 \mu\text{m}$ 范围内时电极微波反射较小($< -15 \text{ dB}$)、带宽较宽($> 80 \text{ GHz}$), 微波性能表现良好, 如图 4(a), 此时参量为信号电极宽度 $w_s = 2 \mu\text{m}$, 电极间距 $g = 46 \mu\text{m}$; 当 h_s 大于 $0.5 \mu\text{m}$ 后电极微波反射逐渐增大, 带宽减小, 微波性能表现逐渐变差. 同样, 根据带宽和 S_{11} 最大值随信号电极宽度变化关系, 可以看出 w_s 在 $1.5 \sim 3.0 \mu\text{m}$ 范围电极内电极微波反射较小($< -15 \text{ dB}$)、带宽较宽($> 80 \text{ GHz}$), 微波性能表现优良; 当 w_s 超出这个范围后电极微波反射逐渐增大, 带宽逐渐减小, 微波性能表现逐渐变差, 如图 4(b), 此时参量为电极厚度 $h_s = 0.2 \mu\text{m}$, $g = 46 \mu\text{m}$. 为保证微波与光波信号在量子阱区域较强的相互作用, 行波电极宽度一般不应小于脊波导宽度, 即 w_s 取值在 $2 \mu\text{m}$ 以上. 通过性能最优取值原则可以得到 g 在 $40 \sim 60 \mu\text{m}$ 范围内电极微波反射满足要求, 带宽大于 80 GHz , 因此微波性能表现优异, 如图 4(c), 此时参量为 $w_s = 2 \mu\text{m}$, $h_s = 0.2 \mu\text{m}$. 但是考虑到矩形 MZ 光调制器的制备尺寸, 间距过大不利于改善器件性能(如微波损耗、半波电压等), 所以电极间距 g 取值为 $46 \mu\text{m}$.



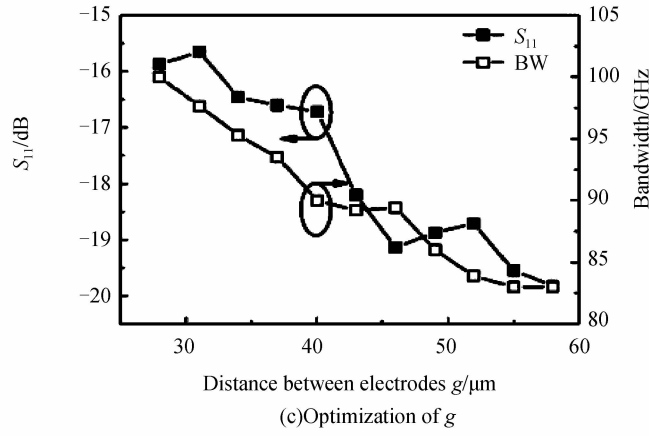


图4 传输区信号电极的优化设计曲线

Fig. 4 Optimization of signal electrodes of transmission region

通过观测带宽和 S_{11} 最大值随 w_h 和 d_h 变化曲线,如图5,看出 w_h 和 d_h 对行波电极的带宽和阻抗匹配影响较小. 当 $w_h=1 \mu\text{m}$, $d_h=13 \mu\text{m}$ 时,电极微波反射损耗小于 -19 dB ,带宽接近 90 GHz ,此时模拟参量为 $w_s=2 \mu\text{m}$, $g=46 \mu\text{m}$, $h_s=0.2 \mu\text{m}$.

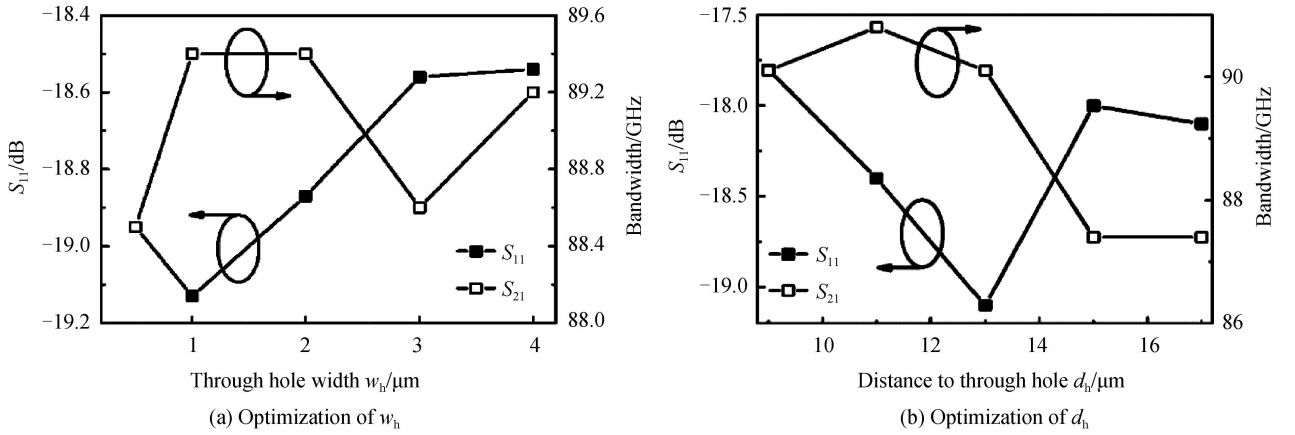


图5 传输区接地电极的优化设计曲线

Fig. 5 Optimization of G electrode of transmission region

2.2 最优电极结构微波性能

图6(a)是最优参量传输区电极的阻抗曲线,阻抗值约在 45Ω 范围内. 图6(b)是相应电极的 S 参量曲线,回波损耗 S_{11} 上限值为 -19.2 dB (即 $< -15 \text{ dB}$),阻抗匹配良好. 图6的仿真条件为 $g=46 \mu\text{m}$, $h_s=0.2 \mu\text{m}$, $w_s=2 \mu\text{m}$, $w_h=1 \mu\text{m}$, $d_h=13 \mu\text{m}$. 由于金属电极和半导体材料的损耗系数随频率升高而增大, S_{21}

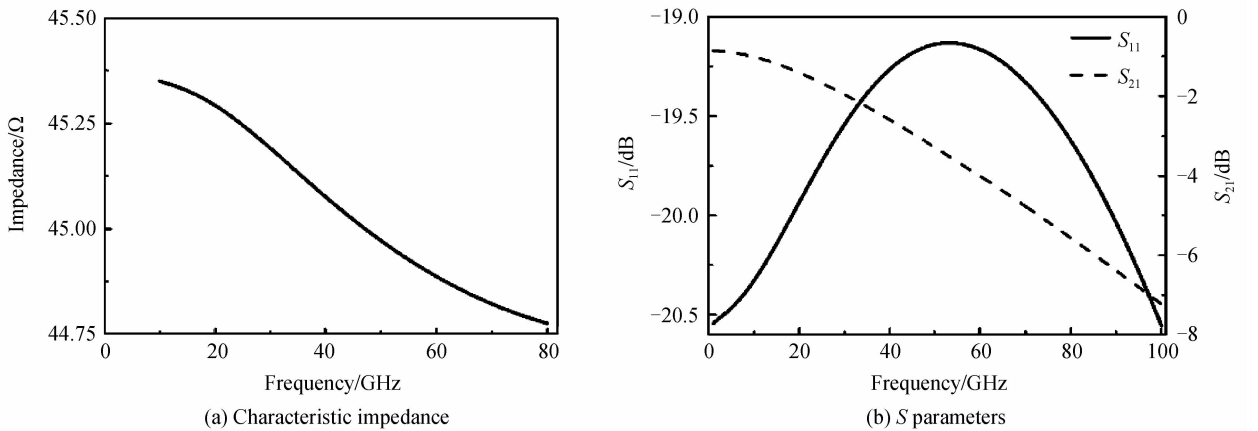


图6 最优参量的传输区电极结构特性曲线

Fig. 6 Characterization of transmission electrodes with optimized parameters

值会随频率增加而降低. 当 S_{21} 降低到 6.34 dB 时, 对应的频率就是器件的带宽, 即 90 GHz. 因此优化后的调制器微波性能表现良好.

2.3 电极输入/输出和过渡区结构设计

由于高密度光子集成芯片上集成多个光器件, 连接电信号的金属焊盘通常被放置在芯片的边缘, 以方便测试或封装. 因此电极输入/输出及过渡区的设计也很重要, 如图 7(a), 同时要考虑其阻抗匹配, 类似的电极结构已经有过报道^[10, 16, 26]. 过渡区电极沉积在 SiO_2 材料缓冲层上面, 如图 7(b), 可避免引起不必要的电信号损耗. 使用有限元数值方法计算了电极输入和输出以及过渡区的微波特性, 优化了电极结构. 优化后的结构参量取值为 $L_0 = 150 \mu\text{m}$, $L_1 = 100 \mu\text{m}$, $W_s = 20 \mu\text{m}$, $W_d = 80 \mu\text{m}$, 且 $d = 100 \mu\text{m}$, 其中电极 G-S-G 输入端间距 d 的取值是为了与美国商业化 GGB 公司定制的微波测试探针的针尖间隙相一致.

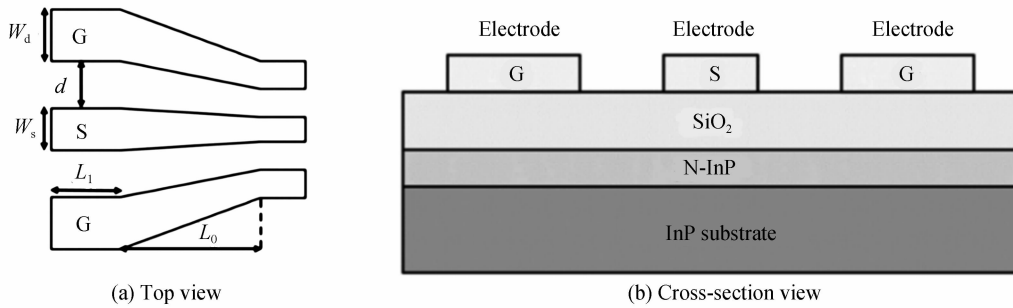


图 7 行波电极输入/输出及过渡区结构

Fig. 7 Schematic of the input/output and transition of TW electrodes

图 8(a) 是优化设计的电极输入/输出及过渡区阻抗 Z_0 曲线, 得出频率在 10~65 GHz 范围之间时, 电极阻抗在 47~42 Ω 之间变化. 图 8(b) 是相应电极的 S 参量曲线, S_{11} 小于 -15 dB, 即阻抗匹配情况下, 带宽为 65 GHz, 微波性能表现较好, 完全能够满足实际应用要求.

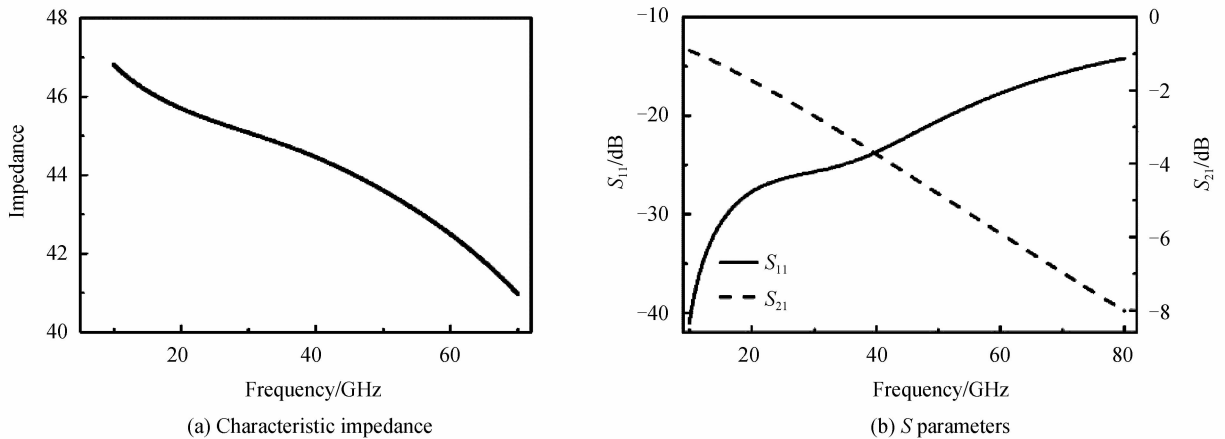


图 8 电极输入/输出及过渡区特性曲线

Fig. 8 Characterization of input/output and transition electrodes

3 电极制备与测试

为间接验证仿真方法的有效性, 在 n 型 InP 衬底上制备了不同尺寸的共面波导传输线电极, 图 9 插图所示为制备的 G-S-G 电极光学显微照片, 其中传输线总长度固定约为 1.3 mm. 电极制备工艺包括首先使用 PECVD 设备 (Oxford Instruments Plasmalab 80 Plus) 在 InP 衬底上沉积 2~4 μm 厚度的 SiO_2 , 以减小电极的微波传输损耗, 然后采用标准紫外光刻工艺制作电极图案, 最后射频溅射 Ti/Au 组合金属电极, 其中 Ti 和 Au 层厚度分别为 15 nm 和 400 nm.

行波电极测试装置由 Agilent N5230A 网络分析仪 (最大扫描频率 20 GHz) 进行测试, 并采用美国 GGB 公司的高频微波探针耦合电极的输入和输出端 (图 9). 图 10 为测试行波电极所得性能曲线, 此时电极的输入 (传输) 区信号电极 S 宽度为 50 μm (4 μm), 且 G-S-G 电极配置间隔为 46 μm . 图 10(a) 显示微波反射系数

S_{11} 测试与仿真曲线吻合较好,最大反射均为 -9 dB. 微波损耗 S_{21} 测试与仿真曲线随频率增大的变化趋势基本相同,如图 10(b),微波 -6 dB 带宽条件下估算相应器件电光带宽大于 20 GHz. 但是显示测试的实验值损耗偏大,可能原因是 InP 片上沉积的 SiO_2 材料实际物理特性(如介质损耗角、介电常量)和仿真时所输入参量值有差别,如仿真所用 SiO_2 材料的损耗角正切值输入偏小.

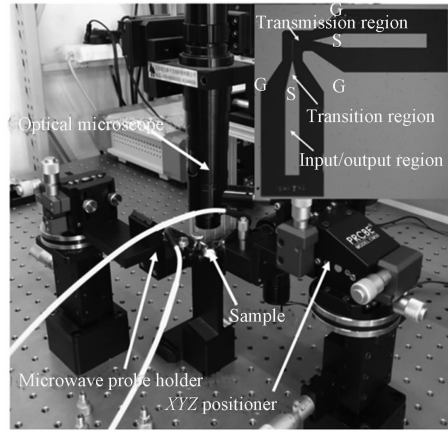


图 9 行波电极测试装置

Fig. 9 Measurement setup for a TW electrode

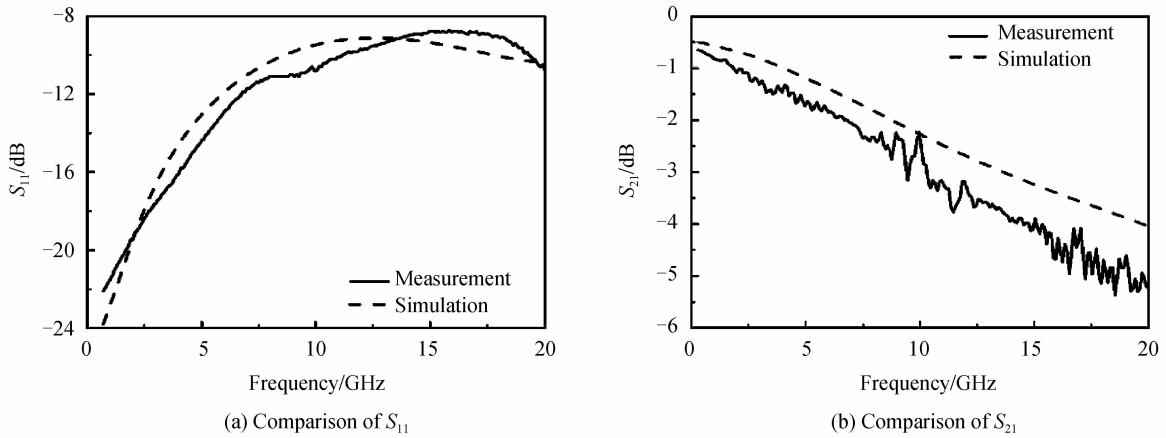


图 10 电极测试与仿真结果比较

Fig. 10 Comparison between measured and simulated results of electrodes

当输入区信号电极宽度为 $70\ \mu\text{m}$, 传输区 G-S-G 电极间距为 $46\ \mu\text{m}$ 时, 分别测试了传输区电极宽度为 $3\ \mu\text{m}$ 、 $6\ \mu\text{m}$ 和 $9\ \mu\text{m}$ 的 S 参量曲线, 如图 11, 结果显示了信号电极宽度的变化对电极微波性能影响较小.

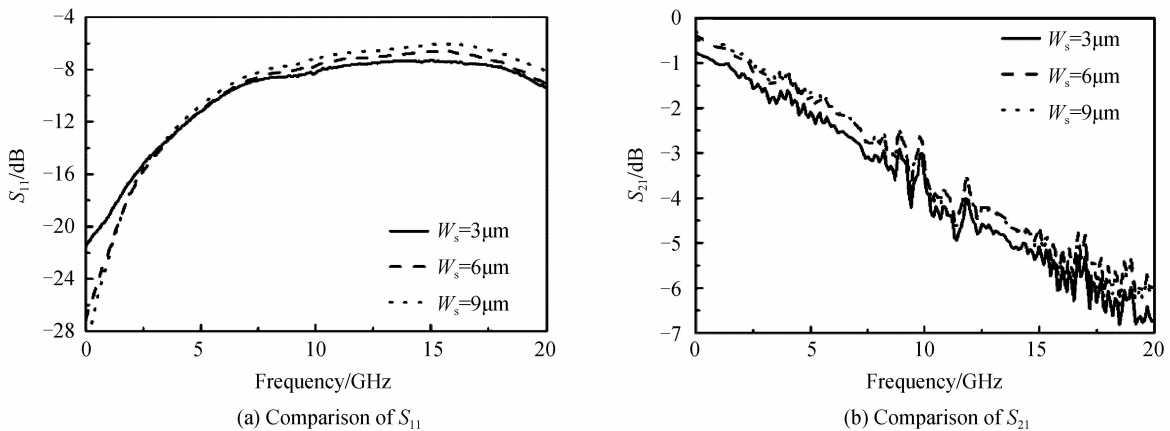


图 11 不同传输区宽度电极的测试结果

Fig. 11 Comparison of measurements for the electrodes with various w_s

由于测试装置的限制(电极输入区的宽度 $\geq 50\ \mu\text{m}$, 才能有效连接探针), 分别测试了输入区信号电极宽

度为 $50\text{ }\mu\text{m}$ 和 $70\text{ }\mu\text{m}$ 的行波电极,结果表明输入区电极宽度较小的电极微波性能较好,如图 12(a),此时电极其它参量为 $L_1=400\text{ }\mu\text{m}$, $w_s=4\text{ }\mu\text{m}$, $g=46\text{ }\mu\text{m}$. 另外,测试结果显示电极传输区的信号电极宽度 w_s 、G-S-G 电极间隔 g 对整体电极的性能影响不明显,整体电极的微波传输性能(带宽、阻抗匹配等)取决于输入/输出、过渡区的结构参量. 沉积不同厚度的 SiO_2 上的电极的测试结果表明,微波性能随着 SiO_2 厚度的增加而变得优异.

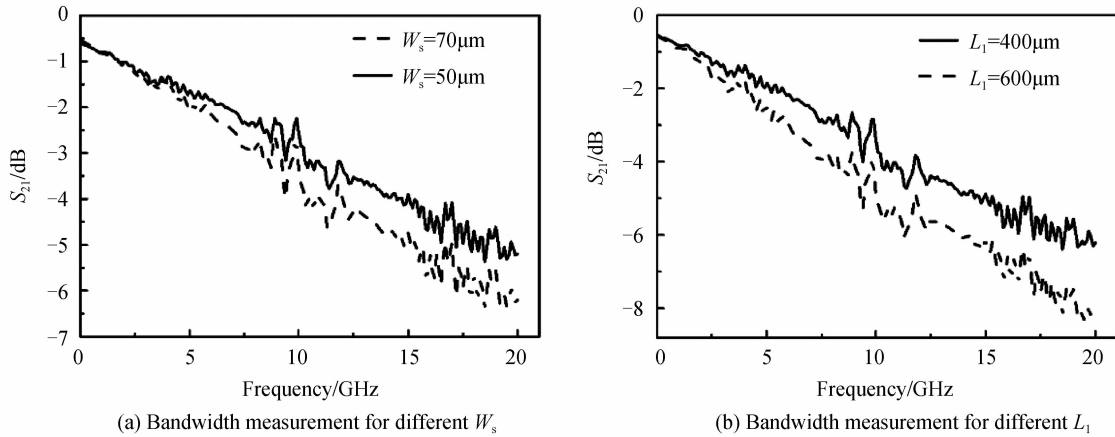


图 12 不同输入区参量电极的测试结果

Fig. 12 Measurements of the input electrodes with different parameters

针对行波电极仿真与测试所得带宽不一致的问题,分析总结后得出两点主要原因:一是测试所用网络分析仪的扫描带宽 20 GHz 的限制;二是考虑到微波探针接触电极的合理空间位置避免电磁干扰、电极制备工艺准确度的限制等因素,实测电极的尺寸参量与仿真优化的电极参量有些不同,导致带宽有较大差别. 例如用于测试与仿真优化的电极结构在电极输入输出区信号电极宽度有所不同,前者 $50\text{ }\mu\text{m}$ 宽,主要是考虑匹配微波探针针尖的接触面积,而后者是 $20\text{ }\mu\text{m}$ 宽,根据实测(图 12(a))和仿真结果都可以得出此宽度越窄,器件带宽越大. 考虑到输入和输出微波探针连接行波电极的输入与输出区的间距太短会产生高频信号互相干扰问题,因此加长了用于测试的电极输入与输出区的长度为 $400\text{ }\mu\text{m}$,而仿真优化的数值为 $100\text{ }\mu\text{m}$. 该长度越小损耗就越小,带宽则越大,如图 12(b),此时电极其它参量为 $W_s=70\text{ }\mu\text{m}$, $w_s=4\text{ }\mu\text{m}$, $g=46\text{ }\mu\text{m}$.

4 结论

本文为 InGaAsP/InP 基矩形 MZ 电光调制器的 L 型波导相移臂设计了 T 型类微带行波电极结构,其中 MZ 电光调制器由新型沟槽耦合器和 90° 弯曲波导构成. 由于沟槽耦合器的平面尺寸和交叉波导交汇处的面积相当,远远小于常规的 Y 分支、定向耦合器或者多模干涉耦合器等,所以极大地减小了由此构成的调制器件的尺寸. 计算的片占面积约在 $40\text{ }\mu\text{m} \times 40\text{ }\mu\text{m}$ 量级,小于当前报道的 InP 基 MZ 电光调制器尺寸 1 至 2 个数量级.

仿真结果表明设计的整体行波电极具有匹配阻抗大于 42Ω 、回波损耗小于 -15 dB 、带宽可达 65 GHz 的高性能参量. 由于仪器带宽的限制,测试在 InP 衬底上制备的电极,得到回波损耗 -12 dB 和带宽至少达到 20 GHz 的最优性能,同时也验证了仿真方法的有效性. 设计的 G-S-G 同高度类微带行波电极具备器件晶圆级在线测试的要求,同时新型矩形 MZ 高速电光调制器潜在应用于 InP 基光子集成芯片以及片上光互连系统.

参考文献

- [1] SMIT M, LEIJTENS X, AMBROSIOUS H, *et al.* An introduction to InP-based generic integration technology[J]. *Semiconductor Science and Technology*, 2014, **29**(8): 083001.
- [2] SAITO T, TAKIGUCHI T, TAKAGI K, *et al.* Tunable DFB laser array integrated with Mach-Zehnder modulators for 44.6 Gbps DQPSK transmitter[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2013, **19**(4): 1501507.
- [3] LANGE S, GRUNER M, MEUER C, *et al.* Low switching voltage Mach-Zehnder modulator monolithically integrated with DFB Laser for data transmission up to 107.4 Gb/s[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, **34**(2): 401-406.
- [4] MESTRE M A, MARDOYAN H, CAILLAUD C, *et al.* Compact InP-based DFB-EAM enabling PAM-4 112 Gb/s

- transmission over 2 km[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, **34**(7): 1572-1578.
- [5] FOX A M, MILLER D A B, LIVESCU G, *et al.* Quantum well carrier sweep out: Relation to electro absorption and excitation saturation[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1991, **27**(10): 2281-2295.
- [6] WU B B, CHENG Y B, FU S N, *et al.* Investigation of InGaAsP quantum-well EAM based pump-probe configuration for ultrafast optical signal processing[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2011, **47**(8): 1113-1122.
- [7] CHEN Wang, QU Xin, WANG Xiao-lin, *et al.* Study on 40GHz coplanar waveguide polymer electro-optic modulators [J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(s2): 36-40.
陈旺, 曲欣, 王晓林, 等. 40 GHz 共面波导电极聚合物电光调制器的研究[J]. 光学学报, 2009, **29**(s2): 36-40.
- [8] GAO Lei, GAO Wei-nan, DING Ling, *et al.* Organic-inorganic hybrid modulator with coplanar waveguide electrode[J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(12): 3511-3514.
高磊, 高伟男, 邓玲, 等. 有机无机杂化型共面波导行波电极电光调制器[J]. 光学学报, 2009, **29**(12): 3511-3514.
- [9] TU X, LIOU T Y, SONG J, *et al.* 50-Gb/s silicon optical modulator with traveling-wave electrodes [J]. *Optics Express*, 2013, **21**(10): 12776-12782.
- [10] FUSTE I, ANTONIO J. Design rules and optimization of electro-optic modulators based on coplanar waveguides[D]. Barcelona: UPC-Barcelona Tech, 2013: 9-22.
- [11] ZHOU Y, ZHOU L, SUN X, *et al.* Design of traveling wave electrode for high-speed silicon modulators[C]. Asia Communications and Photonics Conference, 2012: AS3B. 2.
- [12] DONG P. Travelling-wave Mach-Zehnder modulators functioning as optical isolators[J]. *Optics Express*, 2015, **23**(8): 10498-10505.
- [13] PROSYK K, AITOUALI A, BORNHOLDT C, *et al.* High performance 40GHz InP Mach-Zehnder modulator[C]. IEEE Optical Fiber Communication Conference & Exposition, 2012: OW4F. 7.
- [14] CHEN H. Development of an 80 Gbit/s InP-based Mach-Zehnder modulator[D]. Berlin: Technischen University, 2007: 95-119.
- [15] CAI Chun, LIU Xu, XIAO Jin-biao, *et al.* Direct analysis in time domain method for TW electrode on InP/InGaAsP-EAM [J]. *Chinese Journal of Quantum Electronics*, 2006, **23**(6): 881-885.
蔡纯, 刘旭, 肖金标, 等. 基于时域法的单条形 InP/InGaAsP-EAM 调制器的行波电极的仿真与实验研究[J]. 量子电子学报, 2006, **23**(6): 881-885.
- [16] TSUZUKI K, ISHIBASHI T, ITO T, *et al.* 40 Gbit/s n-i-n InP Mach-Zehnder modulator with a π voltage of 2.2V [J]. *Electronics Letters*, 2003, **39**(20): 1464-1466.
- [17] 陈福深, 杨拥军, 孙豹, 等. 集成光学器件导论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 23-33.
- [18] HUNTOON N R, CHRISTENSEN M P, MACFARLANE D L, *et al.* Integrated photonic coupler based on frustrated total internal reflection[J]. *Applied Optics*, 2008, **47**(30): 5682-5690.
- [19] LIU Ke, MU Si-xuan, HUANG Hui, *et al.* Design and simulation of silicon-based rectangular Mach-Zehnder thermo-optical switch[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(2): 0213001.
刘克, 牟思璇, 黄晖, 等. 硅基矩形结构马赫-曾德 2×2 热光开关的设计与仿真[J]. 光子学报, 2014, **43**(2): 0213001.
- [20] MU S, LIU K, WANG S, *et al.* Compact InGaAsP/InP 3×3 multimode interference coupler-based electro-optic switch [J]. *Applied Optics*, 2016, **55**(7): 1795-1802.
- [21] LEWEN R, IRMSCHER S, ERIKSSON U. Microwave CAD circuit modeling of a traveling-wave electro absorption modulator[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2003, **51**(4): 1117-1128.
- [22] DING R, LIU Y, LI Q, *et al.* Design and characterization of a 30-GHz bandwidth low-power silicon traveling-wave modulator[J]. *Optics Communications*, 2014, **321**(12): 124-133.
- [23] LIU J M. Photonic Devices[M]. New York: Cambridge University Press, 2005: 237-288.
- [24] GUO Li-li, SUN Chang-zheng, XIONG Bing, *et al.* Design of traveling-wave electrode for high-speed InP-based semiconductor electro-optic modulator[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2012, **33**(6): 791-794.
郭丽丽, 孙长征, 熊兵, 等. 高速 InP 基半导体电光调制器行波电极结构研究[J]. 半导体光电, 2012, **33**(6): 791-794.
- [25] POZAR D M. Microwave Engineering[M]. New York: John Wiley & Sons, 1998: 165-225.
- [26] KIKUCHI N. InP Mach-zehnder modulators for advanced modulation formats [C]. Integrated Photonics and Nanophotonics Research and Applications, 2008: IMA4.

Foundation item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61377059), Beijing Natural Science Foundation (No. 4142004), the Scientific Research Foundation of State Education Ministry for the Returned Overseas Chinese Scholars, the Development Foundation for Optoelectronics Technology Lab., Ministry of Education (No. PXM2017-014204-500034)