

行波电极硅-有机复合集成电光调制器理论分析与实验研究

周子涵¹, 巢萌¹, 苏鑫鑫¹, 陈卓², 刘若男³, 薄淑晖², 李志华³, 武震林¹, 赵明山¹, 韩秀友^{1*}

¹大连理工大学光电工程与仪器科学学院, 辽宁 大连 116024;

²中国科学院理化技术研究所, 北京 100190;

³中国科学院微电子研究所, 北京 100029

摘要 对基于行波电极的硅-有机复合集成电光调制器进行研究, 构建调制器的波导电极结构模型, 分析特征阻抗和微波有效折射率对调制器频率响应的影响。通过对电极结构的仿真优化, 完成调制器芯片的设计与制备, 研究电光聚合物材料的片上极化工艺, 得到高性能硅-有机复合集成电光调制器。对研制调制器电极的电学 S(Scatter) 参数进行测试, 分析得到的电极特征阻抗和有效折射率与仿真设计结果基本相符。测试得到电光调制器的 3 dB 带宽大于 50 GHz。

关键词 集成光学; 电光调制器; 硅-有机复合集成; 行波电极; 3 dB 带宽

中图分类号 TN256

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231155

1 引言

随着通信技术的快速发展, 人们对通信网络的覆盖范围、传输带宽、能效比以及器件尺寸的要求也越来越高。以光为信息载体的光通信网络具有超宽带宽、低延时、低损耗等特点, 因此成为当下极具竞争力的技术发展方向。电光调制器是光通信系统^[1-2]和微波光子系统^[3-5]中最重要的光电功能器件之一, 其作用是将信号从电域转换至光域, 继而对信号进行处理和传输, 其特性直接影响了光电信息系统的性能。与电子电路技术的发展历程相类似, 光电技术经过一段驰而不息的发展后, 光电信息系统也从分立的光学器件逐渐向板级互联、片上集成的方向发展, 尤其是系统的阵列化、多功能集成需求使得高集成度的光电芯片成为该技术发展的必然趋势。为了满足更大范围、更高速率、更高能效的光电信息处理应用需求, 研发更大带宽、更低半波电压、更小体积的集成电光调制器是光电集成技术的重要工作之一^[6-10]。

集成电光调制器的电极一般分为两类: 集总电极^[11]和行波电极^[12-13]。其中集总电极的信号被加载在电极上, 但是电极中的调制信号并不沿特定方向传播, 电极仅起到传递电场的作用。集总电极的调制器受电极 RC (Resistor capacitance) 常数的影响很大, 难以实

现更大的调制带宽。因此, 为了进一步拓宽电光调制器的调制带宽, 研究者提出了行波电极结构。行波电极结构实际上是一种传输线结构, 能够将调制电场从行波电极的一端加载到调制器电极上, 并在电极的另一端被负载吸收。对于行波调制器而言, 微波信号在电极上的传播方向与光波在波导中的传播方向相同, 二者的速度更易实现匹配。因此, 行波电极有利于实现更大带宽的电光调制器。

硅-有机复合 (Silicon-organic hybrid, SOH) 集成技术充分结合了硅光平台工艺成熟的优点和有机聚合物材料的高电光系数的优势, 可以在较小的器件尺寸下获得较高调制效率以及较大带宽, 在高性能集成光电集成系统、高速率数据中心中极具应用潜力。硅-有机复合集成电光调制器的研究引起了业界的极大关注并取得了良好的研究进展。2009 年, 德国卡尔斯鲁厄大学 Leuthold 等^[14]首次报道了硅-有机复合集成电光调制器。2010 年, 华盛顿大学 Ding 等^[15]研制了基于狭缝波导的硅-有机混合马赫-曾德尔结构电光调制器, 实现带宽约为 3 GHz。2013 年, 德国卡尔斯鲁厄大学 Koos 等^[16]报道了一个基于狭缝波导的马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder modulator, MZM), 实现了 8-ASK (Amplitude-shift-keying) 调制格式下 84 Gbit/s 速率的通信。2020 年, Lu 等^[17]展示了基于高玻璃化转变

收稿日期: 2023-06-19; 修回日期: 2023-08-14; 录用日期: 2023-09-04; 网络首发日期: 2023-09-22

基金项目: 国家自然科学基金面上项目 (62075026, 61875028)、辽宁省“兴辽英才计划”科技创新领军人才项目 (XLYC2002111)、辽宁省高校创新人才计划项目 (LR2019017)、中央高校基本科研业务费重点专项 (DUT22ZD202)

通信作者: *xyhan@dlut.edu.cn

温度聚合物的硅-有机复合集成电光调制器, 聚合物玻璃化的转变温度高达 $172\text{ }^{\circ}\text{C}$, 调制器在 $25\text{ }^{\circ}\text{C}\sim 110\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的工作环境下仍然可以实现 200 Gbit/s 的调制速率, 并且在 $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的环境温度下保存 100 h 后仍然具备良好的电光调制性能。为进一步提高基于狭缝波导的电光调制器的性能, 减少硅掺杂带来的微波损耗和光学损耗, 许多课题组对调制器结构进行了优化。2011 年特拉华大学 Shi 和 Prather^[18] 提出了一种利用铈酸锂晶体代替掺杂硅 Slab 层的硅-电光聚合物狭缝光波导电光调制器, 仿真设计带宽达到 250 GHz 。2021 年德国卡尔斯鲁厄大学 Koos 课题组^[19] 提出了使用高介电常数材料代替掺杂硅 Slab 层作为信号在电极与狭缝波导连接结构的硅-有机复合集成调制器, 有源区长度为 1 mm , 测试带宽达到了 76 GHz 。硅-有机复合集成调制器的性能和实用性变得越来越强, 国内相关单位也开展了结构优化设计和初步的制备研究工作^[20-22], 然而目前尚未见到国内关于硅-有机复合集成电光调制器的完整研究报道。

本文对硅-有机复合集成电光调制器的行波电极结构进行了深入研究, 建立了行波电极电光调制器数学模型, 分析了光波群折射率、微波有效折射率、调制器特征阻抗等因素对电光调制器响应带宽的影响。在理论模型的指导下, 对硅-有机复合集成电光调制器的

行波电极结构进行了优化设计, 完全基于国内的工艺平台完成了硅光波导器件制备、电光聚合物片上极化等工作, 研制出硅-有机复合集成调制器芯片。对调制器芯片的性能进行了测量表征, 测试了电极的电-电 S (Scatter) 参数, 分析该参数得到电极的有效折射率和传播常数, 测试了调制器的电光调制响应特性, 得到 3 dB 带宽大于 50 GHz 。本文的理论分析和实验研究工作为进一步提升硅-有机复合集成电光调制器的性能奠定了良好的基础。

2 调制器理论模型

硅-有机复合混合 MZM 的结构如图 1 所示, 调制区为在硅狭缝波导中填充有机电光材料。图 1 左上角中的插图展示了硅狭缝波导横截面示意图, 其中, W_{Si} 为硅波导宽度, W_{Slot} 为狭缝宽度, H_{Slab} 为平板层高度。光波通过波导光栅垂直耦合进入调制器芯片, 并通过脊型波导进入多模干涉 (Multimode interference, MMI) 耦合器并被等功率分为两路, 光波经过一段渐变结构的模式转换器并以低损耗的状态从脊波导中的高斯模式转换到狭缝波导中的非高斯模式, 然后进入调制区域; 经过一定长度的调制区域后, 光波再经过模式转换器回到脊波导中, 通过第二个 MMI 耦合器并进行合路, 最后由波导光栅耦合输出。

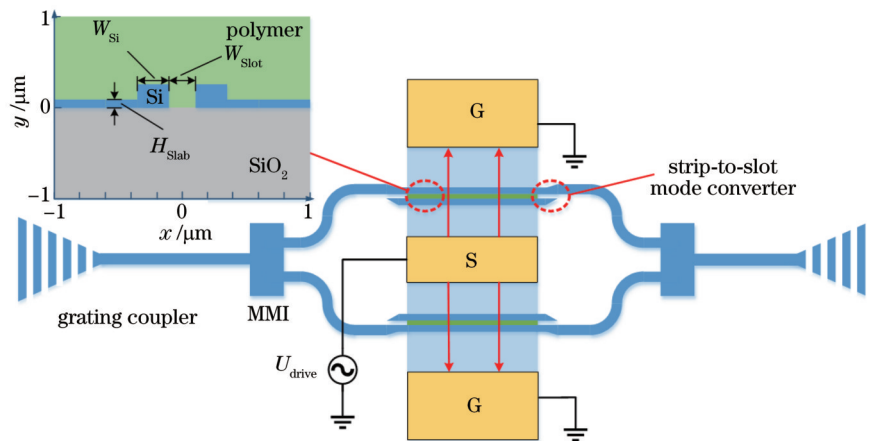


图 1 硅-有机复合混合 MZM 结构示意图

Fig. 1 Schematic of the silicon-organic hybrid integrated MZM

图 2 给出了该硅-有机复合集成电光调制器调制区域的三维结构以及该区域的波导电极横截面示意图, 图中 W_s 为信号电极宽度, W_G 为地电极宽度, d_{Gel} 为电极间距, l 为电极长度。调制区域的最上方为金属层, 将驱动电压 U_{drive} 通过中间的信号电极 S 施加到调制器上, 两侧的金属薄膜条为地电极 G。图 2(b) 中, 上侧带箭头的直线表示在施加极化电压 U_{pol} 下的极化电场方向; 下侧带箭头的直线表示外加的驱动电场方向, 实现了推挽调制功能。金属层下方的顶层硅为光波导结构, 电场通过电极下方的金属通孔 via 连接到经过掺杂的硅层, 从而将电场高效地集中在狭缝波导的电光

聚合物材料中。 N^{++} 与 N^+ 分别表示重掺杂区和轻掺杂区, 在平板层中采用重掺杂, 可以提升电场的导电性, 而在模场分布较集中的 Slot 区域附近采用轻掺杂, 可以减小由于掺杂引入的光学吸收损耗。

采用的电光聚合物由合作单位中国科学院理化技术研究所制备, 材料为主体掺杂体系^[23], 主体材料为聚甲基丙烯酸甲酯 (PMMA), 将发色团分子溶解后掺杂到聚合物基体中作为客体材料。发色团的分子结构如图 3 所示。发色团中供体的给电子能力和受体的电子吸收能力都很强, 因此具有良好的分子一级超极化率 (微观电光活性)。发色团分子的受体部分是在三氟

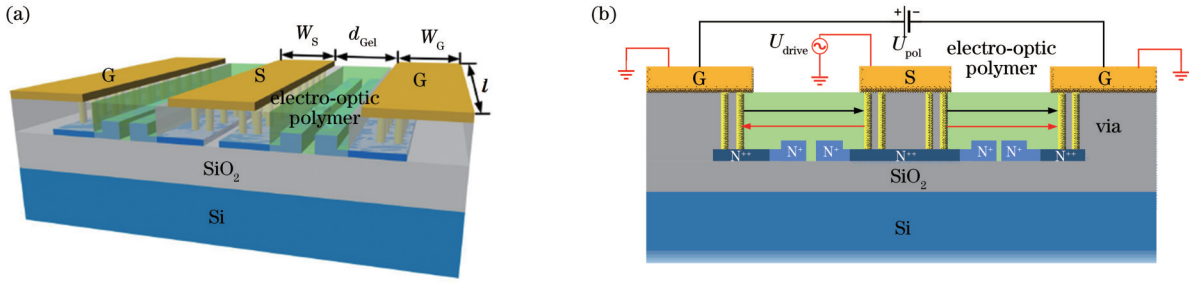


图 2 硅-有机复合集成电光调制器调制区域示意图。(a)三维结构;(b)波导电极横截面

Fig. 2 Schematic diagram of the modulation region of the silicon-organic hybrid integrated electro-optical modulator. (a) Three-dimensional structure; (b) cross-section of waveguide electrode

呋喃(TCF)的呋喃环上引入附加基团,增强了TCF受体的电子吸收能力,有利于提高其电光性能。

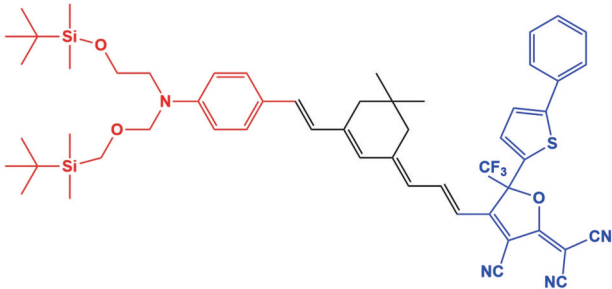


图 3 发色团分子结构

Fig. 3 Molecular structure of chromophore

图 2(a)所示的硅-有机复合集成电光调制器有源区的设计长度 l 为 $500 \mu\text{m}$, 虽然与硅基调制器或铌酸锂薄膜电光调制器的典型长度 ($\sim\text{mm}$) 相比, 该电光调制器的长度较短, 但在工作频率超过 50 GHz 后, 微波信号在电极上的波长与电极长度会逐渐接近, 因此这里采用行波电极模型对硅-有机复合集成电光调制器进行设计分析。图 2(b)所示的是三个金属电极处在同一平面的电极结构, 通常称之为共面波导(CPW)结构, 是一种典型的传输线结构^[24]。在传输线模型中, 微波信号从一端进入电极并沿电极传输, 最终从电极的另一端离开。经典的电极传输线系统组成如图 4 所示, 其中, V_g 为源开路电压, Z_g 为源阻抗, Z_l 为负载阻抗, Z_0 为传输线的特征阻抗。

行波电极单位长度传输线的等效电路如图 5 所

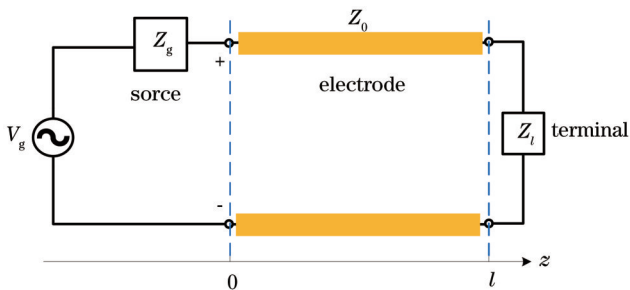


图 4 电极传输线的电路模型

Fig. 4 Circuit model of electrode transmission line

示。在图 5 中, z 表示在传输线上的长度; $i(z, t)$ 和 $u(z, t)$ 表示传输线上某一长度增量下的电流以及电压; R 表示传输线导体单位长度的串联电阻; L_c 表示导体单位长度的串联电感; G 表示两导体间的并联电导(来源于导体间的介电损耗); L_p 表示两导体间的并联电感; C 表示导体单位长度的并联电容。传输线的特征阻抗 Z_0 为传输线上电压和电流的幅度比值, 取决于传输线的分布参数, 其关系为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L_c}{G + j\omega L_p}} \quad (1)$$

式中: ω 表示射频信号的角频率。传输线上的信号以电磁波的形式在其中传播。在简谐稳态条件下, 传输线上某一长度增量下的电压 $V(z)$ 以及电流 $I(z)$ 可以通过经典的电报方程进行描述^[24], 其表达式为

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L_c)I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega L_p)V(z) \end{cases} \quad (2)$$

通过式(2)可以得到

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} = (G + j\omega L_p)(R + j\omega L_c)I(z), \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = (G + j\omega L_p)(R + j\omega L_c)V(z), \quad (4)$$

式(3)和式(4)具有式(5)中形式的解

$$\begin{cases} V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \\ \gamma = \alpha + j\xi = \sqrt{(R + j\omega L_c)(G + j\omega L_p)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: γ 为微波信号在传输线上的传播常数; α 为衰减因子; ξ 为相位因子; V^+ 为由源端向负载端传播的正向电压信号幅值; V^- 为由负载端向源端传播的反向电压信号幅值。正向传播和反向传播的电压信号幅值 V^+ 和 V^- 需要通过代入传输线两端的边界条件得到。

对于传输线源端 $z = 0$ 处有

$$V(0) = V_g \frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}} = V^+ + V^-, \quad (6)$$

Z_{in} 是从源看去传输线的输入阻抗, 其表达式为

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_l e^{-2\gamma l}}{1 - \Gamma_l e^{-2\gamma l}}, \quad (7)$$

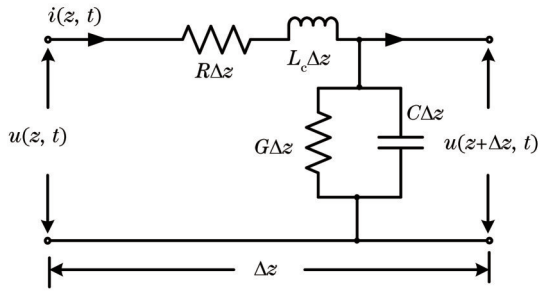


图 5 单位长度传输线的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit for a unit length of transmission line

式中: Γ_l 为负载处的反射系数, 其表达式为

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (8)$$

对于传输线负载端 $z = l$ 处有

$$\frac{V^- e^{iy^l}}{V^+ e^{-iy^l}} = \Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (9)$$

结合式(6)~(9), 可以得到

$$\begin{cases} V^+ = V_g \frac{Z_0}{(Z_0 + Z_g)} \frac{1}{1 - \Gamma_l \Gamma_g e^{-2\gamma l}} \\ V^- = V_g \frac{Z_0}{(Z_0 + Z_g)} \frac{\Gamma_l e^{-2\gamma l}}{1 - \Gamma_l \Gamma_g e^{-2\gamma l}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: Γ_g 为电压在源处的反射系数, 其表达式为

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (11)$$

根据式(8)和式(10), 在调制器特征阻抗与负载失配时, V^- 不为 0, 此时传输线上存在反方向传播的信号。调制器的特征阻抗与源阻抗的一致性仅影响传输线上信号的幅值, 但不影响传输线上两种信号的幅值比。对于电压信号而言, 调制器特征阻抗越大, 信号进入调制器的电压幅值越大。由于电光调制器是一种电压驱动型器件, 如果调制器特征阻抗小于输入端阻抗, 调制器的功耗会显著上升, 因此为了降低器件的功耗, 调制器电极特征阻抗的设计目标应当不小于 50Ω 。

在采用行波电极的电光调制器中, 微波信号和光波是同时在器件内传播的。当不考虑反向传输的信号时, 微波信号与光波在有源区域同时向前传输, 由于光波在光波导中的传播速度和微波在传输线的传播速度并不一致, 因此对于某一时刻进入调制器的光波波前而言, 其在调制器上不同位置 z 处受到的微波调制信号的瞬时幅值也不一致, 经过长度为 l 的调制光路后光波受到的平均电压 V_{eff} 由光波在传播路径上受的电压实部均值决定, 平均电压 V_{eff} 的表达式为

$$V_{\text{eff}} = \frac{1}{l} \int_0^l V(z) \exp\left[i\omega\left(t + \frac{z}{v_g}\right)\right] dz = \frac{1}{l} \int_0^l (V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z}) \exp(i\omega z/v_g) dz \quad (12)$$

结合公式(5)和式(10), 可以将式(12)写为

$$V_{\text{eff}} = \frac{1}{l} \int_0^l \left\{ V^+ e^{-\alpha z} \exp\left[-i\omega\left(\frac{z}{v_{\text{RF,p}}} - \frac{z}{v_g}\right)\right] + V^- e^{\alpha z} \exp\left[i\omega\left(\frac{z}{v_{\text{RF,p}}} + \frac{z}{v_g}\right)\right] \right\} dz \quad (13)$$

式中: $v_{\text{RF,p}}$ 为微波信号在传输线上的相速度; v_g 为光波在调制器光波导中的群速度。

光波经过长度为 l 的调制臂后, 受电光效应作用产生的相位改变量由该平均电压 V_{eff} 决定, 因此可以认为其为作用在调制器上的有效电压, 对于某一固定结构、固定材料的调制器而言, 该相位改变量为频率的函数。光波经过调制臂受到电光效应作用而产生的相位差, 表达式为

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{n_e^3 \gamma_{33} V_{\text{eff}}}{2d} l \quad (14)$$

式中: n_e 为电光材料的折射率; γ_{33} 为电光材料的线性电光系数; λ 为光波的波长; d 为电极间距。当信号较弱时, 调制器输出光强与相位差 $\Delta\varphi$ 成正比, 信号最后经过光电探测器进行光电转换得到功率与调制器输出光强的平方成正比, 因此可以根据 V_{eff} 的特征来分析调制器的电光响应 $M(f)$ ^[25], 其中 f 表示对应的射频信号频率, $M(f)$ 表达式为

$$M(f) = 20 \lg \frac{V_{\text{eff}}(0)}{V_{\text{eff}}(f)} \quad (15)$$

根据式(13)可以分析光波群速度和微波相速度不匹配, 以及调制器特征阻抗和标准阻抗 50Ω 不匹配是如何影响调制器电光响应带宽的。为了比较简单地表示出阻抗匹配、速度匹配对响应曲线的影响, 首先将在不同特征阻抗条件下计算得到的调制器响应带宽绘制在一起, 结果如图 6 所示。

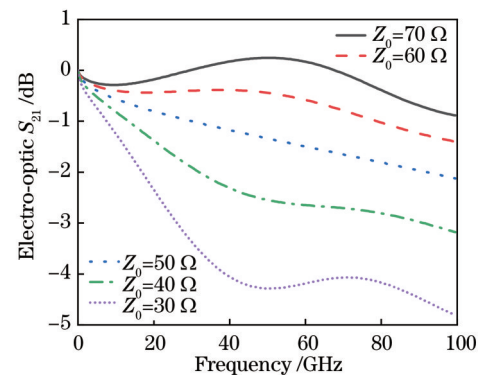


图 6 电极特征阻抗不同时 MZM 的频率响应

Fig. 6 Frequency response of MZM with different electrode characteristic impedances

在计算过程中, 仅保持传输线的特征阻抗不同, 其他条件均设置一致。源阻抗和匹配阻抗均为射频通用, 设置为 50Ω , 光波的群折射率设置为 3.4, 为仿真得到器件中狭缝波导的群折射率, 假设微波有效折射率设置为 4.5。从图 6 可以看出, 5 条曲线中响应带宽

最大的并不是传输线特征阻抗为 $50\ \Omega$ 的曲线,而是阻抗比标准阻抗更高的阻抗为 $70\ \Omega$ 的曲线,这说明了电光调制器作为一种电压驱动型器件,并不需要将所有的功率都传输向负载端,即不需要完美的阻抗匹配或共轭匹配。电极上存在一定的反射波或驻波反而可以在一定程度上提高器件的响应带宽,当然这种带宽上的提高是以低频处的功耗上升为代价的。

因此,如果以提高器件带宽为目的进行设计,调制器行波电极的设计阻抗在一定程度上高于标准阻抗的 $50\ \Omega$ 会更好。在此前的分析中,提到电极的特征阻抗与源阻抗的匹配程度只影响传输线上两种波的幅值,而不影响二者的比值,这种效应实际上取决于特征阻抗和负载阻抗的关系。在设计实际器件时,行波电极的特征阻抗可能做得不够高,这时可以考虑在传输线的负载端连接小阻抗负载以达到相同的目的^[26-27]。

当调制器电极的特征阻抗、源阻抗、负载阻抗均为 $50\ \Omega$ 时,在不同微波有效折射率情况下,调制器电光响应曲线如图 7 所示。在图 7 中,电极的特征阻抗与系统阻抗均为 $50\ \Omega$,电极上不存在驻波。调制区域长度为 $500\ \mu\text{m}$,光波的群折射率均设置为 3.4,微波的折射率在 $4\sim 6$ 范围内按照 0.5 步长变化,对应不同程度的速度失配情况。如图 7 所示,速度匹配情况越差,调制器响应下降越陡峭。因此在设计电光调制器时,速度匹配的目标应当是实现光波群速度与微波相速度的完全匹配。当调制器电极特征阻抗小于 $50\ \Omega$ 时,可以通过连接相应阻值的终端负载实现阻抗匹配。而速度匹配无法在器件设计完成之后再通过其他手段来改进优化,因此在设计时应着重考虑微波和光波的速度匹配条件。

3 调制器电极结构优化设计与制备

对调制器电极进行仿真分析和优化,在图 2(b)中,

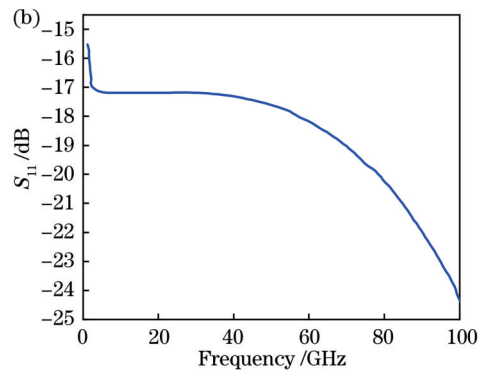
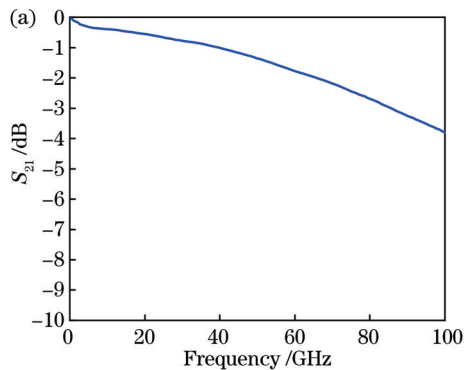


图 8 调制器共面波导电极 S 参数。(a) S_{21} ; (b) S_{11}

Fig. 8 S-parameter of modulator coplanar waveguide electrode. (a) S_{21} ; (b) S_{11}

狭缝硅波导调制器芯片的加工由合作单位中国科学院微电子研究所完成,采用了 SOI 顶层硅厚度为 $220\ \text{nm}$ 、下包层 SiO_2 厚 $3\ \mu\text{m}$ 的工艺。首先对芯片中的

条波导以及 Slab 层进行深紫外光刻与刻蚀制备。为了使 Slab 层硅具有导电能力的同时不引起较大的光学损耗,通过离子注入对硅波导进行分区域掺杂。通

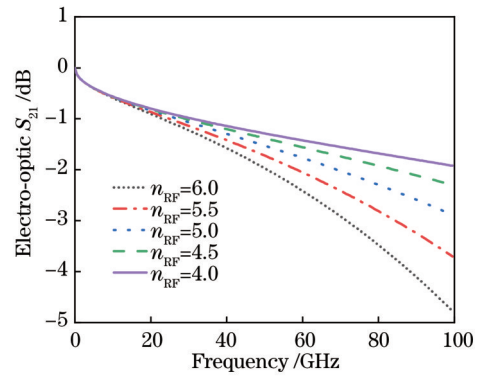


图 7 不同微波有效折射率情况下电光调制频率响应

Fig. 7 Electro-optic modulation frequency response with different microwave effective refractive indexes

设置顶层硅厚度为 $220\ \text{nm}$,顶层硅下的二氧化硅介质层厚度为 $3\ \mu\text{m}$ 。设置地电极宽度为 $50\ \mu\text{m}$,优化不同信号电极宽度、电极间距、电极厚度下的特征阻抗、有效折射率、损耗等因素,使特征阻抗接近 $50\ \Omega$,满足相速度匹配的同时,具有较大的 3 dB 带宽,更详细的设计分析请参照课题组先前发表的工作^[21]。最终优化设计参数:信号电极宽度为 $9\ \mu\text{m}$;电极间距为 $5\ \mu\text{m}$;电极厚度为 $1.2\ \mu\text{m}$;电极长度为 $500\ \mu\text{m}$;该参数下电极的 S 参数、特征阻抗、有效折射率分别如图 8 和图 9 所示。

从图 8 的仿真结果可以看出,微波 S_{21} 的 3 dB 带宽大于 $80\ \text{GHz}$,信号在电极上的损耗并不大, S_{11} 小于 $-15\ \text{dB}$,电极设计整体回波损耗较小,为大带宽电光调制响应的实现提供了保障。从图 9 可以看出,电极的有效折射率在 $3.2\sim 3.4$ 之间,速度匹配情况较好。设计特征阻抗较小只有 $37\ \Omega$,没有达到前期目标,这是综合考虑微波损耗和有效折射率后折中的结果。在实际使用时,可以使用较小阻抗的负载进行连接以消除带宽上的影响,但这会在一定程度上造成器件功耗的上升。

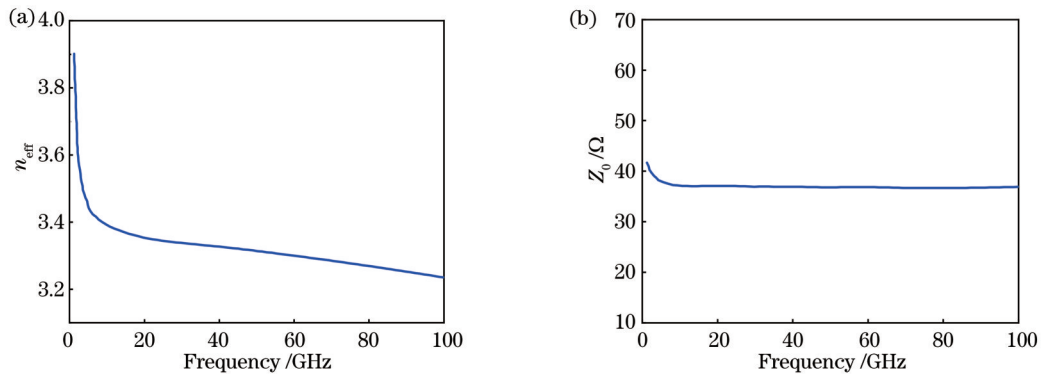


图 9 调制器电极的参数。(a)微波有效折射率;(b)特征阻抗

Fig. 9 Parameters of modulator electrode. (a) Microwave effective refractive index; (b) characteristic impedance

常情况下相同掺杂浓度的 N 型掺杂硅波导比 P 型掺杂硅波导的光学损耗更低,因此采用 N 型载流子掺杂来制备硅-有机复合集成调制器。本文中狭缝区域附近硅波导掺杂浓度为 $3 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$,远小于狭缝区域的硅波导掺杂浓度为 $1 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ 。然后使用深紫外光刻与刻蚀制备宽度为 150 nm 的狭缝波导。最后制作电

极通孔和电极、生长包层 SiO_2 并刻蚀金属焊盘 (Pad) 窗口和狭缝沟槽。制备得到波导光栅耦合器以及多模干涉耦合器的扫描电镜 (Scanning electron microscope, SEM) 图像,分别如图 10 和 11 所示,可以看出芯片器件结构表面完好,其中,3.50k、100k 和 1.20k 表示放大倍数。

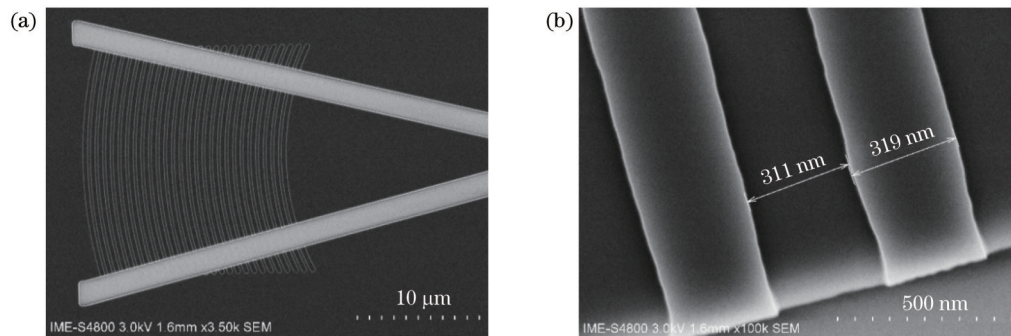


图 10 波导光栅耦合器的 SEM 图。(a)整体结构;(b)局部放大结构

Fig. 10 SEM photos of waveguide grating coupler. (a) General structure; (b) partial zoom-in structure

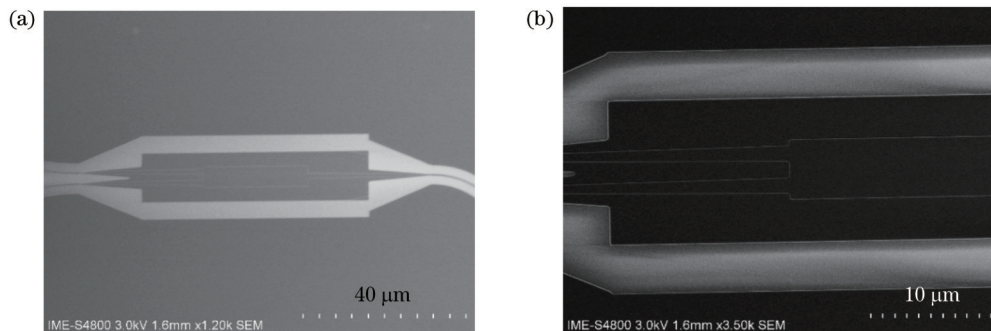


图 11 硅基多模干涉结构的 SEM 图。(a)整体结构;(b)局部放大结构

Fig. 11 SEM photos of silicon based multimode interference coupler. (a) General structure; (b) partial zoom-in structure

制备出硅波导和电极结构后,再对 SOI 片进行电光聚合物的旋涂填充,最终制备出的调制器芯片样件如图 12 所示。芯片样件中单个 block 的尺寸为 $12 \text{ mm} \times 16 \text{ mm}$,其中包括了各种不同结构参数的狭缝硅波导调制器结构。

最后,为了让材料获得宏观上的电光效应,必须让

电光聚合物材料中的发色团定向排列。使用调制器的调制电极对电光聚合物进行片上极化,聚合物在玻璃化转变温度 (Glass transition temperature, T_g) 下会由玻璃态转变为高弹态,此时发色团受聚合物的束缚作用较弱,可以在聚合物中一定范围内自由转动。因此,在外电场作用下发色团偶极矩会趋于电场方向转动,

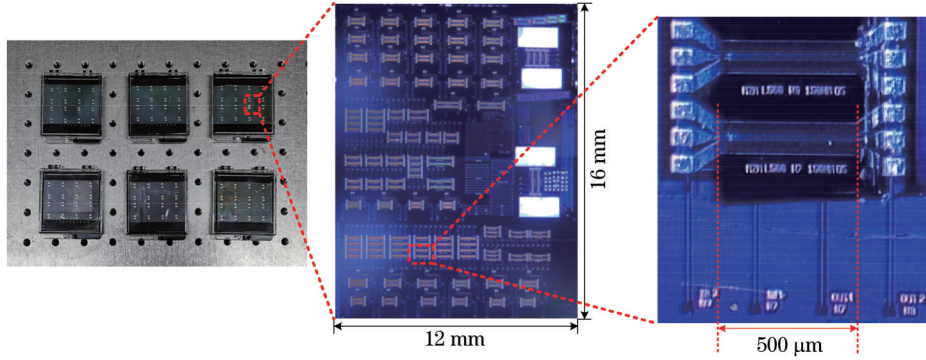


图 12 硅狭缝波导调制器芯片及其光学显微镜照片

Fig. 12 Silicon slot waveguide modulator chip and its optical microscope photographs

保持一段时间,待这种转动趋于稳定后,将聚合物温度降低至室温,聚合物恢复至强束缚力的状态,其中的发色团在撤去外电场后无法自由转动而保持定向排列,最终极化的聚合物产生了宏观上的电光效应。在实际极化过程中,在片上温度达到 82 °C(T_g)之前,极化电压设置为 20 V。温度达到玻璃化转变温度后逐步升高极化电压至 40 V。持续约 3 min 后,在维持 40 V 电压的同时,迅速将片上温度降至室温,最后撤去极化电压完成极化。整个极化过程持续时间约 7 min。

4 调制器性能测试分析

首先对制备出调制器电极的电学 S 参数进行测试,测量时将其看作简单的电学二端口网络,直接通过电学矢量网络分析仪(Keysight, N5247B)进行测试分析。为了准确测量调制器的性能参数,在进行测量前,应将矢量网络分析仪的参考平面校准到调制器两端。本实验中采用的校准方式为 Short-Open-Load-Through(SOLT)校准法,这种方法是目前芯片测试主流的校准方式之一^[28]。测量结果如图 13 所示,在不涉及电光相互作用的情况下调制器的结构是互易的,因此调制器的 S 参数满足 $S_{21}=S_{12}$ 和 $S_{11}=S_{22}$ 。而 S_{21} 曲线在 60 GHz 处下降约 1 dB,同时在 10 MHz~60 GHz 的范围内调制器的 S_{11} 均小于 -10 dB,表明调制器电极的输入反射信号较弱,同时传输损耗较低。

根据传输线的电学 S 参数,可以获得它的传播常数和特征阻抗,计算方法^[29]为

$$Z_0 = Z_{ref} \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}, \quad (16)$$

$e^{-\gamma l} =$

$$\left\{ \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \pm \left[\frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1)^2 - (2S_{11})^2}{(2S_{21})^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right\}, \quad (17)$$

式(16)中: Z_{ref} 为测量系统的参考阻抗,使用矢量网络分析仪进行测试时为 50 Ω 。将测试得到的电学 S 参数代入式(16)和式(17),计算得到共面波导电极的特征阻抗以及折射率曲线,分别如图 14(a)和(b)所示,可

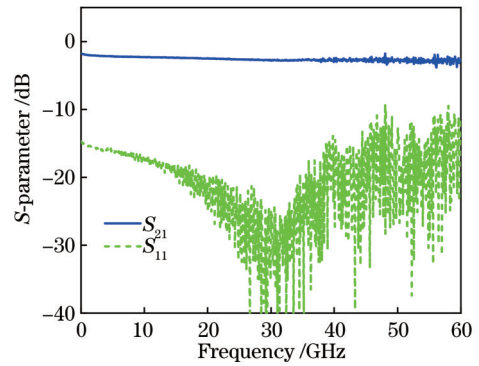


图 13 调制器的电学 S 参数测量结果

Fig. 13 Measurement results of electrical S -parameter of the modulator

以看出电极特征阻抗在 45 Ω 左右,微波的有效折射率在 4.5 左右。

将图 14 所示的由实验测试数据计算得到的微波有效折射率和电极特征阻抗曲线,与仿真设计的图 9 (a)和(b)比较,可以看出,测试计算结果与仿真设计结果基本符合,验证了电极结构模型的有效性以及制备工艺的完备性。同时根据测量得到这些特征参数,通过式(15)计算得到调制器的电光响应曲线,如图 15 所示,可以看出电光响应在 50 GHz 时下降约 1.5 dB,电光调制响应在 3 dB 带宽处大于 50 GHz。

对调制器的电光响应曲线进行测量,通过微波矢量网络分析仪测得调制器的电光 S 参数,能直接反映调制器的电光响应特性。由于电光调制器的输出端口为光端口,因此想要获得调制器的电光 S 参数,需要光电探测器(Photodetector, PD)与电光调制器组成二端口网络,然后去除 PD 自身的响应曲线,最终得到调制器的电光响应曲线。对调制器进行带宽电光响应测试时,可调谐激光器输出中心波长为 1550 nm、功率为 9 dBm 的光信号,依次经过偏振控制器、标准单模光纤后,采用垂直耦合的方式输入到待测调制器芯片中。矢量网络分析仪端口 1 输出频率为 10 MHz~55 GHz 的微波信号至射频探针。待测芯片输出的光信号经掺

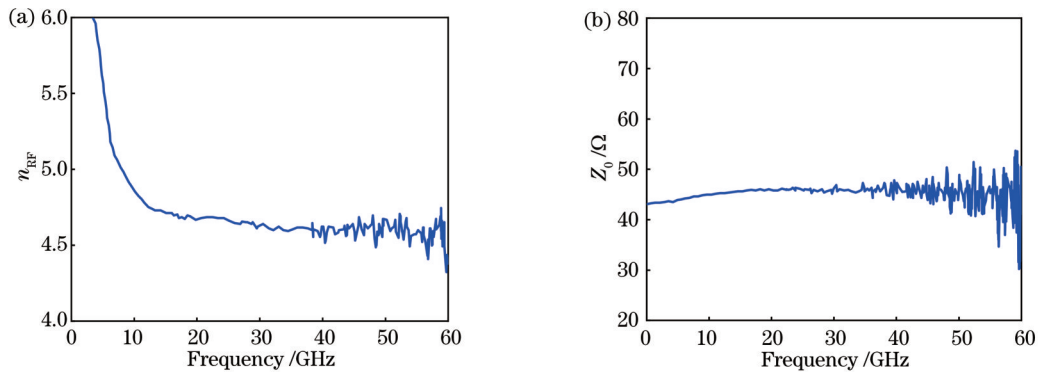


图 14 通过测量 S 参数计算得到的电极参数。(a) 微波有效折射率;(b) 电极特征阻抗

Fig. 14 Electrode parameters obtained by S-parameter. (a) Microwave effective refractive index; (b) electrode characteristic impedance

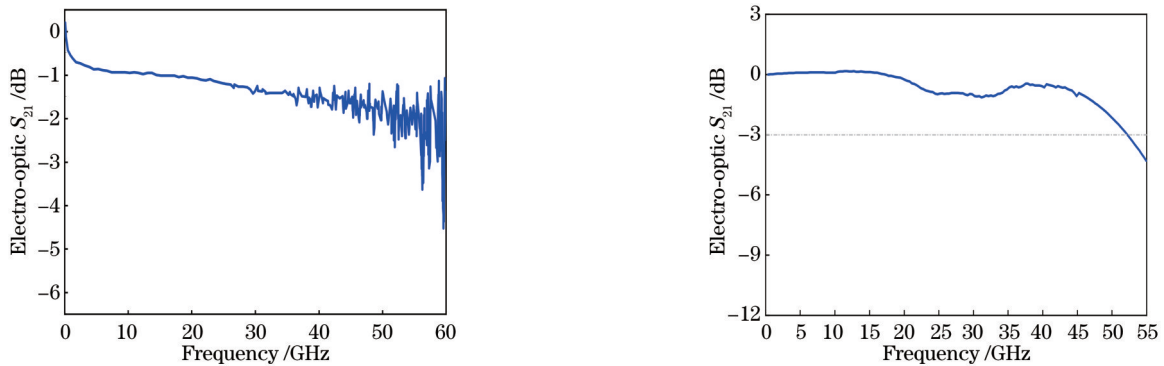


图 15 基于测量的电学 S 参数仿真得到的调制器的电光响应
Fig. 15 Electro-optical response of the modulator simulated with measured electrical S-parameter

图 16 硅-有机复合集成调制器的电光响应测试曲线
Fig. 16 Measured electro-optic modulation response curve of silicon-organic hybrid integrated modulator

钕光纤放大器放大后输入至带宽为 50 GHz 的光电探测器 (Finisar, XPDV2120R-VF-FP) 中, 光电探测器输出的电信号返回至矢量网络分析仪的 2 端口, 得到待测芯片的电光响应曲线。电光响应曲线最高点往下降 3 dB 对应的频带宽度, 定义为调制器芯片的 3 dB 带宽。最终测试得到调制器的电光 S_{21} 响应测试曲线如图 16 所示。从图 16 可以看出, 研制的硅-有机复合集成电光调制器的响应带宽超过 50 GHz, 表明器件具有良好的射频调制响应特性。与图 15 中根据电极的电-电 S 参数计算得到的结果比较, 带宽略有减小, 这主要是由于在理论分析时, 没有考虑硅-有机复合集成电光调制器中电光聚合物的影响, 在今后的研究中将进一步优化改进该电光调制器。

5 结 论

对采用了行波电极的硅-有机复合集成电光调制器进行了理论分析与实验研究。建立了调制器的电光响应带宽数学模型, 基于优化设计后的参数完成了 Slot 硅波导器件的制备、有机电光聚合物材料片上有效极化。对制备出的硅-有机复合集成电光调制器的射频调制响应进行了表征测试, 测得 3 dB 带宽大于 50 GHz, 测试结果与仿真分析结果相吻合, 验证了该

模型的有效性。本文的理论分析和实验研究工作为进一步提升硅-有机复合集成电光调制器的性能提供了有益参考。

参 考 文 献

- [1] Cheng Q X, Bahadori M, Glick M, et al. Recent advances in optical technologies for data centers: a review[J]. *Optica*, 2018, 5(11): 1354-1370.
- [2] Winzer P J, Neilson D T, Chraplyvy A R. Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 years[J]. *Optics Express*, 2018, 26(18): 24190-24239.
- [3] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. A fully photonics-based coherent radar system[J]. *Nature*, 2014, 507(7492): 341-345.
- [4] Yao J P, Capmany J. Microwave photonics[J]. *Science China Information Sciences*, 2022, 65(12): 221401.
- [5] 潘磊, 丁玟, 陈萧恩, 等. 基于光采样的微波光子矢量网络分析仪设计[J]. *光学学报*, 2022, 42(13): 1312002.
Pan L, Ding M, Chen X E, et al. Design of microwave photon vector network analyzer based on optical sampling[J]. *Acta Optica Sinica*, 2022, 42(13): 1312002.
- [6] Marpaung D, Yao J P, Capmany J. Integrated microwave photonics[J]. *Nature Photonics*, 2019, 13(2): 80-90.
- [7] 刘子溪, 曾成, 夏金松. 高线性度电光调制器研究进展[J]. *中国激光*, 2022, 49(12): 1206001.
Liu Z X, Zeng C, Xia J S. Research progress on high-linearity electro-optical modulators[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2022, 49(12): 1206001.
- [8] Xu M Y, Cai X L. Advances in integrated ultra-wideband electro-optic modulators[J]. *Optics Express*, 2022, 30(5): 7253-

- 7274.
- [9] 沈祥国, 徐银, 董越, 等. 基于嵌入填充层的薄膜铌酸锂-氮化硅光电调制器[J]. 光学学报, 2023, 43(14): 1413001.
Shen X G, Xu Y, Dong Y, et al. Thin-film lithium niobate-silicon nitride electro-optic modulator based on embedded filling layer[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(14): 1413001.
- [10] 袁华江, 孙崇磊, 赵佳. 高速异型掺杂的硅基槽波导调制器[J]. 光学学报, 2023, 43(7): 0723002.
Yuan H J, Sun C L, Zhao J. High-speed heteromorphic doped silicon-based groove waveguide modulator[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(7): 0723002.
- [11] Xu Q F, Schmidt B, Pradhan S, et al. Micrometre-scale silicon electro-optic modulator[J]. Nature, 2005, 435(7040): 325-327.
- [12] Dong P, Chen L, Chen Y K. High-speed low-voltage single-drive push-pull silicon Mach-Zehnder modulators[J]. Optics Express, 2012, 20(6): 6163-6169.
- [13] Chen G X, Chen K X, Zhang J W, et al. Compact 100 Gbaud driverless thin-film lithium niobate modulator on a silicon substrate[J]. Optics Express, 2022, 30(14): 25308-25317.
- [14] Koos C, Vorreau P, Vallaitis T, et al. All-optical high-speed signal processing with silicon-organic hybrid slot waveguides[J]. Nature Photonics, 2009, 3(4): 216-219.
- [15] Ding R, Baehr-Jones T, Liu Y, et al. Demonstration of a low V_πL modulator with GHz bandwidth based on electro-optic polymer-clad silicon slot waveguides[J]. Optics Express, 2010, 18(15): 15618-15623.
- [16] Palmer R, Alloatti L, Korn D, et al. Silicon-organic hybrid MZI modulator generating OOK, BPSK and 8-ASK signals for up to 84 Gbit/s[J]. IEEE Photonics Journal, 2013, 5(2): 6600907.
- [17] Lu G W, Hong J X, Qiu F, et al. High-temperature-resistant silicon-polymer hybrid modulator operating at up to 200 Gbit s⁻¹ for energy-efficient datacentres and harsh-environment applications[J]. Nature Communications, 2020, 11: 4224.
- [18] Shi S Y, Prather D W. Ultrabroadband electro-optic modulator based on hybrid silicon-polymer dual vertical slot waveguide[J]. Advances in Optoelectronics, 2011, 2011: 714895.
- [19] Ummethala S, Kemal J N, Alam A S, et al. Hybrid electro-optic modulator combining silicon photonic slot waveguides with high-k radio-frequency slotlines[J]. Optica, 2021, 8(4): 511-519.
- [20] 李凯丽, 安俊明, 张家顺, 等. 硅-有机物材料混合光电调制器的优化设计[J]. 光子学报, 2016, 45(5): 0523001.
Li K L, An J M, Zhang J S, et al. Optimal design of high-speed SOH electro-optic modulator based on SOI[J]. Acta Photonica Sinica, 2016, 45(5): 0523001.
- [21] 邹艳慧, 王艺蒙, 张小雪, 等. 硅-有机复合集成光电调制器的优化与制备[J]. 光学精密工程, 2020, 28(10): 2138-2150.
Zou Y H, Wang Y M, Zhang X X, et al. Optimal design and preparation of silicon-organic hybrid integrated electro-optic modulator[J]. Optics and Precision Engineering, 2020, 28(10): 2138-2150.
- [22] 高润中. 硅-有机复合集成 Mach-Zehnder 调制器的设计与模拟[D]. 长春: 长春理工大学, 2022.
Gao R Z. Design and simulation of silicon-organic composite integrated Mach-Zehnder modulator[D]. Changchun: Changchun University of Science and Technology, 2022.
- [23] Bo S H, Li Y, Liu T T, et al. Systematic study on the optimization of a bis(N, N-diethyl)aniline based NLO chromophore via a stronger electron acceptor, extended π -conjugation and isolation groups[J]. Journal of Materials Chemistry C, 2022, 10(9): 3343-3352.
- [24] 大卫·波扎尔. 微波工程[M]. 张肇仪, 周乐柱, 吴德明, 等, 译. 3版. 北京: 电子工业出版社, 2006: 42-77.
Pojar D. Microwave engineering[M]. Zhang Z Y, Zhou L Z, Wu D M, et al., Transl. 3rd ed. Beijing: Electronic Industry Press, 2006: 42-77.
- [25] 张宇佳. 集成光电调制器特性分析及应用研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
Zhang Y J. Characteristic analysis and application research of integrated electro-optic modulator[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2022.
- [26] Yu H, Bogaerts W. An equivalent circuit model of the traveling wave electrode for carrier-depletion-based silicon optical modulators[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(11): 1602-1609.
- [27] Hinakura Y, Akiyama D, Ito H, et al. Silicon photonic crystal modulators for high-speed transmission and wavelength division multiplexing[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2021, 27(3): 4900108.
- [28] Fregonese S, Deng M, de Matos M, et al. Comparison of on-wafer TRL calibration to ISS SOLT calibration with open-short de-embedding up to 500 GHz[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2019, 9(1): 89-97.
- [29] Eisenstadt W R, Eo Y. S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization[J]. IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, 1992, 15(4): 483-490.

Theoretical Analysis and Experimental Investigation of Silicon-Organic Hybrid Integrated Electro-Optic Modulator with Traveling-Wave Electrodes

Zhou Zihan¹, Chao Meng¹, Su Xinxin¹, Chen Zhuo², Liu Ruonan³, Bo Shuhui², Li Zhihua³,
Wu Zhenlin¹, Zhao Mingshan¹, Han Xiuyou^{1*}

¹School of Optoelectronic Engineering and Instrumentation Science, Dalian University of Technology, Dalian 116024, Liaoning, China;

²Technical Institute of Physics and Chemistry, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

³Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China

Abstract

Objective With the rapid development of communication technology, the coverage area, transmission bandwidth, energy efficiency ratio, and device size of communication networks have higher requirements. Optical communication

network using lightwave as the information carrier has become a very competitive technology development direction due to its characteristics of ultra-wide bandwidth, low delay, and low loss. Electro-optic modulator (EOM) is one of the most important optoelectronic devices in optical communication systems and microwave photonic systems, and its characteristics directly affect the performance of optoelectronic information systems. The function of the EOM is to convert the signal from the electrical domain to the optical domain and then to process and transmit the signal. After a period of rapid development of optoelectronic technology, the entire system has gradually developed from discrete optical devices to board-level interconnection and on-chip integration, especially the array and multifunctional integration needs of optoelectronic information systems make highly integrated optoelectronic chips an inevitable trend of technological development. In order to meet the application requirements of a larger range, higher speed, and higher energy efficiency of photoelectric information processing, the development of integrated electro-optic modulators with larger bandwidth, lower half-wave voltage, and smaller volume is one of the important directions of photoelectric integration technology.

Methods The silicon-organic hybrid (SOH) integrated EOM with traveling-wave electrode structure is investigated. The mathematical model of an EOM with the traveling-wave electrode is established, and the effects of the group refractive index of lightwave, effective refractive index of microwave, and characteristic impedance of the modulator on the electro-optic modulation response bandwidth are analyzed. Under the guidance of the theoretical model, the traveling-wave electrode structure of the SOH-integrated EOM is optimized, and the fabrication of the silicon optical waveguide device and the on-chip polarization of the electro-optical polymer are completed by the domestic process platform.

Results and Discussions According to the theoretical model, the corresponding electro-optical bandwidths under different impedance matching and velocity matching conditions are simulated, and the matching state under the maximum bandwidth condition is that the speed between the lightwave and the microwave is perfectly matched, and the characteristic impedance of the modulator is slightly greater than the system impedance (50Ω), as shown in Fig. 6 and Fig. 7. The electrode structure of the modulator is simulated and optimized, and the electrical bandwidth is greater than 80 GHz. The effective refractive index of a microwave is about 3.3, and the characteristic impedance is about 37Ω . The fabrication and on-chip polarization of the modulator chip are completed (Figs. 10–12), and the electrical tests of the modulator are carried out. The measured electrical bandwidth of the modulator is greater than 60 GHz, and the characteristic impedance of the electrode is calculated to be about 45Ω , with an effective refractive index of 4.5 (Fig. 13 and Fig. 14). The final modulation effect of the modulator is tested, and the electro-optic modulation bandwidth greater than 50 GHz is obtained (Fig. 16).

Conclusions In this paper, the traveling-wave electrode structure model of SOH-integrated EOM is established, and its working principle is theoretically deduced in detail. The effects of electrode characteristic impedance and microwave effective refractive index on the response bandwidth of electro-optic modulation are analyzed. On this basis, an SOH integrated EOM is designed and fabricated, and the high-performance electro-optic modulation is obtained by exploring the on-chip polarization process of electro-optical polymer material. The experimental system is set up to test and analyze the characteristics of the modulator chip, and the 3 dB electro-optic modulation response bandwidth of 50 GHz is measured. The experimental results are in good agreement with the theoretical calculation results, which verifies the validity of the structure model of the traveling-wave electrode. The theoretical modeling analysis and experimental research work in this paper provide a good foundation for further improving the performance of SOH-integrated EOMs.

Key words integrated optics; electro-optic modulator; silicon-organic hybrid integration; traveling-wave electrode; 3 dB bandwidth