光子和光电子集成专题

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2022031501

高速硅基单端推挽驱动狭缝脊波导调制器

蔡龙飞，胡国华，恽斌峰*

（东南大学 先进光子学中心，南京 210096）

摘　要： 针对硅基单端推挽驱动调制器的脊波导 pn 结部分结电容较大，限制了调制器带宽进一步提高的问题，提出了一种狭缝脊波导 pn 结结构。通过将脊波导 pn 结蚀刻一定尺寸的狭缝，降低了 pn 结电容，实现了带宽的提升。对两种 pn 结进行了仿真对比，结果表明，在相同电极结构与掺杂条件下，狭缝脊波导调制器比脊波导调制器的电光带宽提升了约 8.3 GHz。基于优化的单端推挽驱动狭缝脊波导调制器，仿真实现了 90 Gbit/s 的 OOK 信号调制，眼图消光比为 14.69 dB。

关键词： 硅光子；电光调制器；行波电极；马赫-曾德尔干涉仪；pn 结

中图分类号： TN25　**文章编号：** 1001－5868(2022)02－0248－07

High Speed Single-drive Push-pull Silicon Modulator Based on Slot Rib Waveguide

CAI Longfei，HU Guohua，YUN Binfeng

（Advanced Photonics Center，Southeast University，Nanjing 210096，CHN）

Abstract： According to the large junction capacitance of the rib waveguide pn junction of the single-drive push-pull silicon modulator，which limits the further improvement of the modulator's bandwidth，a silicon modulator with slot rib waveguide pn junction structure is proposed. By etching the rib waveguide pn junction with a certain size of slot，the capacitance of the pn junction is reduced and the modulation bandwidth is increased. The two pn junctions are simulated and compared，and the results show that with the same electrode structure and doping conditions，the electro-optical bandwidth of the slot rib waveguide modulator is increased by about 8.3 GHz compared with the rib waveguide modulator. Based on the optimized single-drive push-pull slot rib waveguide modulator，the 90 Gbit/s OOK signal modulation is simulated，and 14.69 dB extinction ratio of eye-diagram is obtained.

Key words： silicon photonics；electro-optic modulator；traveling-wave electrode；Mach-Zehnder interferometer；pn junction

0　引言

近年来，全球光通信网络的传输容量快速增长，需要高性能的电光调制器将电信号转化为光信号，因此提高电光调制器的电光带宽与信号传输比特率迫在眉睫。基于等离子体色散效应(PDE)的硅基电光调制器因为与 CMOS 工艺兼容、易于片上集成的优势，得到快速发展[1-2]。在高速调制器领域，硅基载流子耗尽型马赫-曾德尔调制器(MZM)得到了十分广泛的研究[3]。

在耗尽型 MZM 调制器中，移相器部分是基于反向偏压的 pn 结。用集总电极驱动的耗尽型调制器受自身 pn 结 *RC* 时间常数的限制，电光带宽很难突破 20 GHz。因此，通常搭载行波电极(TWE)进行驱动，将电极中的电信号速度与波导中的光信号速度进行匹配，以获得更大的电光带宽(约 45 GHz)[4-5]。近几年报道的高性能硅基 MZM 大部分都是基于单端推挽驱动 TWE[6]，其 pn 结串联

收稿日期：2022－03－15.

基金项目：国家重点研发计划项目(2018YFB2201800)；国家自然科学基金项目(62171118).

* **通信作者：**恽斌峰　**E-mail：** ybf@seu.edu.cn

的电学结构将 MZM 整体结电容减小一半，相比于传统的双端驱动 TWE[7-9] 微波损耗更小、带宽更大；此外，单端推挽驱动电路结构更简单，降低了工艺难度，易于片上集成。2012 年，Dong 等[10] 首次提出硅基单端推挽驱动 MZM，实现了 30 Gbit/s 的 OOK 信号调制。Zhou 等[11] 于 2016 年提出单端推挽驱动 MZM 的等效电路模型，设计出的器件带宽为 33 GHz，实现了 55 Gbit/s 的 OOK 调制。直到 2021 年 6 月，Alam 等[5] 设计出电光带宽为 45 GHz，PAM8 信号格式下调制速率为 220 Gbit/s 的高速单端推挽驱动 MZM，这是目前报道的传输速率最高的全硅调制器。

全硅调制器还需要对 pn 结形状与掺杂方式进行优化，目前已经报道了多种类型的 pn 结，如：水平 pn 结、交趾 pn 结[12]、垂直 pn 结[13] 等。它们被提出的目的是相同的：在保持较小光损耗的情况下增大载流子与光模式的作用，获得高调制效率。然而随着调制器逐渐向更高的调制速度发展，pn 结本身的结电容 C_{dep} 对微波传输损耗的影响越来越不可忽略，这导致全硅调制器的带宽很难突破 45 GHz。所以仅仅在调制效率和光损耗两个性能指标上做优化是不够的。近几年报道了基于狭缝脊波导（Slot Rib）的硅调制器[14-15]，通过在脊波导（Rib）上端蚀刻一定尺寸的狭缝，减小了波导被蚀刻区域的介电常数，从而减小了 pn 结 C_{dep}，获得了较大的带宽。这说明狭缝脊波导有望打破脊波导 pn 结的 C_{dep} 下限，从而突破脊波导 MZM 的带宽限制。

为了进一步降低 MZM 的结电容、增大带宽，本文首次将单端推挽驱动 TWE 与狭缝脊波导 pn 结结合起来，提出基于狭缝脊波导的单端推挽驱动 MZM，并将其与单端推挽驱动脊波导 MZM 进行了仿真对比。结果表明，在相同结构参数与掺杂情况下，对于长度为 3.5 mm 的器件，狭缝脊波导 MZM 模拟电光带宽 $f_{EO\text{-}3\,dB}=50.9$ GHz，$V_\pi L=2.85$ V·cm；脊波导 MZM 的模拟电光带宽 $f_{EO\text{-}3\,dB}=42.6$ GHz，$V_\pi L=2.33$ V·cm。即狭缝脊波导 MZM 牺牲了一定的调制效率换取了带宽的较大提升。最后仿真了狭缝脊波导 MZM 在 90 Gbit/s OOK 信号的调制性能，眼图消光比为 14.69 dB。

1　器件结构

提出的硅基单端推挽驱动狭缝脊波导 MZM 的结构如图 1(a)所示，采用非对称 MZI 结构，两臂之间的长度差为 L_D，这种结构的好处是可以通过调节波长来选择调制器的偏置点。图 1(a)中虚线处的光波导截面结构如图 1(b)，两个以 n^{++} 型掺杂区域成中心对称的 pn 结作为 MZI 两臂上的移相器部分，n^{++} 区连接直流电极 V_d，使得左右两个 pn 结都处于反偏电压的工作状态。调制器有三个电端口：直流端口 V_d、地端口 G、信号端口 S。当信号端口施加射频信号 V_{RF}，左边 pn 结的反偏电压值为 $V_d+0.5V_{RF}$、右边 pn 结的反偏电压值为 $V_d-0.5V_{RF}$，形成了以 V_d 为预偏置电压的单端推挽驱动电学结构。行波电极采用 CPS 电极，材料是 Al，宽度为 w_E，厚度为 h_E，电极间隔为 g_E。调制器臂长度为 3.5 mm。

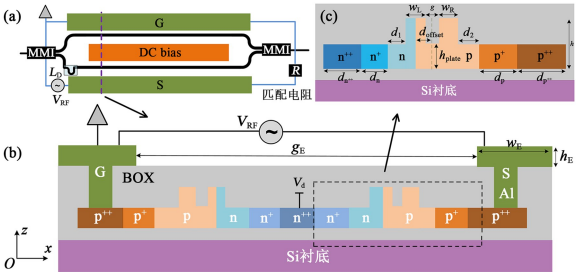


图 1　单端推挽驱动狭缝脊波导调制器示意图。(a) MZM 示意图；(b) MZM 截面图；(c) 单个 pn 结的波导截面图

图 1(c)是图 1(b)右侧 pn 结的波导截面示意图，pn 结平板区域高度为 h_{slab}，脊波导区域高为 h，波导中心蚀刻有深度为 $h_D=h-h_{plate}$、宽度为 g 的狭缝。狭缝左右两侧的脊波导宽度分别为 w_R，w_L。pn 结底部是 2 μm 厚的 SiO_2 和 750 Ω·cm 的高电阻率硅衬底。根据掺杂浓度的不同，掺杂区可以分为三个部分，分别是掺杂浓度较低（1×10^{17} cm^{-3} 量级）的波导区（n，p）、浓度较高（1×10^{20} cm^{-3}）的高掺杂区（n^{++}，p^{++}）和过渡区（n^{+}，p^{+}）。掺杂方式采用从顶部离子注入的高斯掺杂。高掺杂区的掺杂区域长度分别为 $d_{n^{++}}$ 和 $d_{p^{++}}$。波导区是 PDE 效应发生作用的主要区域，其中 p 区掺杂浓度设置为 P，n 区设置为 N。由于空穴引起的 PDE 效应更强[16]，我们增加了 p 区在整个波导区的占比，p 区边界相对波导中心的偏移量为 d_{offset}。此外，p 区和 n 区的掺杂区域从狭缝脊波导区分别往两端延伸了 d_1 和 d_2，这样做是为了进一步降低来自过渡区载流子流入波导区造成的额外光损耗。p^{+} 区的掺杂浓度设置为 P^{+}，掺杂区域长度为 d_p；n^{+} 区浓度为 N^{+}，掺杂区域长度为 d_n。优化后的调制器各参数如表 1

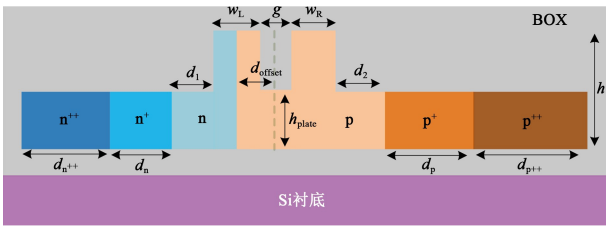
所示。

表 1 狭缝脊波导 MZM 参数表

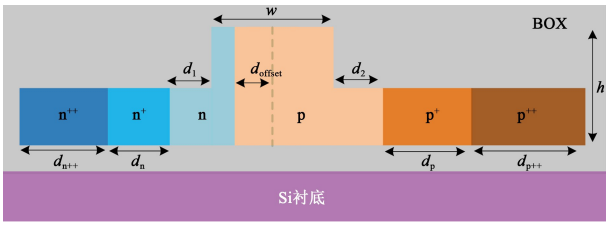
h/nm	h_{slab}/nm	h_{plate}/nm	g/nm
220	90	100	50
(d_1/d_2)/nm	(d_n/d_p)/nm	d_{offset}/nm	d_{p++}/μm
200	300	90	7.76
d_{n++}/μm	(w_L/w_R)/nm	N/cm^{-3}	P/cm^{-3}
2	200	7×10^{17}	9×10^{17}
(P^+/N^+)/cm^{-3}	w_E/μm	g_E/μm	h_E/μm
2×10^{18}	40	18	1

2 狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 对比

为了验证狭缝脊波导 MZM 的可行性，我们以相同波导尺寸的脊波导 MZM 作为参照，仿真对比二者的调制效率、光损耗与带宽性能。图 2 是狭缝脊波导与脊波导 pn 结的波导截面示意图，其中，脊波导 pn 结的宽度为 $w=w_L+g+w_R$，二者的其余结构参数和掺杂参数均与表 1 中相同。



(a) 狭缝脊波导

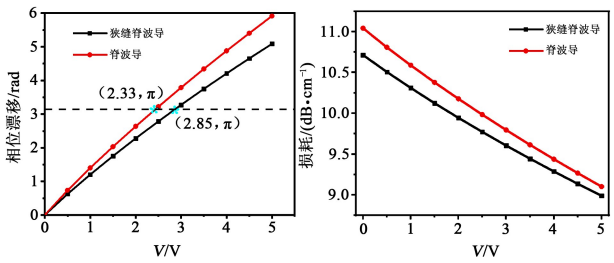


(b) 脊波导

图 2 狭缝脊波导与脊波导 pn 结波导截面示意图

2.1 调制效率和光损耗对比

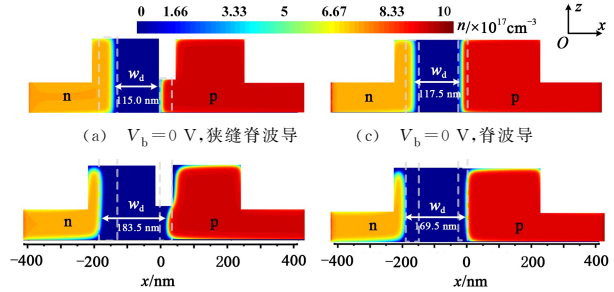
表征 MZM 调制效率的参数是 $V_\pi L$，其定义为对于长度为 1 cm 的移相器，产生 π 相移需要施加的电压，$V_\pi L$ 越小调制效率越高。由图 3(a)可以看出，狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 的 $V_\pi L$ 值分别为 2.85 和 2.33 V·cm。可见狭缝脊波导 MZM 比脊波导 MZM 的调制效率低，但是从图 3(b)可以看出狭缝脊波导的损耗低于脊波导。由于调制效率和损耗都受到载流子与光波导模场相互作用影响，为了分析原因，我们分别对两种 pn 结的载流子分布与光场分布进行了仿真。



(a) 1 cm 移相器的相移 (b) 光损耗

图 3 狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 的调制效率及损耗性能

对于耗尽型 MZM，波导中的载流子分布变化主要表现为 pn 结耗尽区宽度 w_D 的变化。当施加在 pn 结两端的反偏电压 V_b 分别为 0 和 5 V 时，仿真得到狭缝脊波导 pn 结与脊波导 pn 结在 xz 截面上的载流子分布如图 4 所示，二者 w_D 值随 V_b 增大而增大。分别在图中用虚线框标注了 V_b 在 0～5 V 内变化时二者 n 区和 p 区的移动范围，左右虚线框包含的区域分别为电子分布与空穴分布的变化区域，波导中其余部分载流子分布几乎不变。



(a) $V_b=0$ V，狭缝脊波导 (c) $V_b=0$ V，脊波导

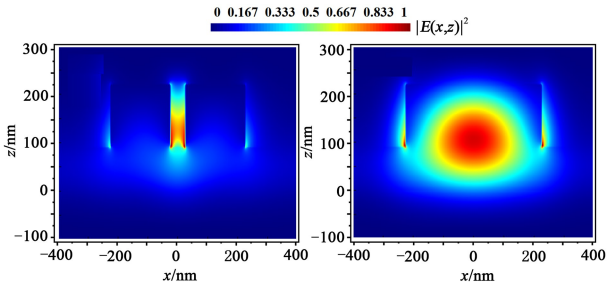
(b) $V_b=5$ V，狭缝脊波导 (d) $V_b=5$ V，脊波导

图 4 V_b 分别为 0 和 5 V 时狭缝脊波导 pn 结与脊波导 pn 结在 xz 截面上的载流子分布

当 $V_b=0$ V 时，仿真得到狭缝脊波导与脊波导 TE_0 模式归一化光场分布 $|E(x,z)^2|$ 分别如图 5(a)，5(b)所示，二者光场较强的区域分别位于狭缝与波导中心位置。由于硅波导中才存在 PDE 效应，我们提取了图 5 硅波导中的光场数据 $|E(x,z)^2|_{Si}$，并作二次处理：

$$|E(x)^2|_{Si}=\frac{\int_{z1}^{z2}|E(x,z)^2|_{Si}\mathrm{d}z}{z_2-z_1} \tag{1}$$

其中，z_1 和 z_2 分别为硅波导的下边界与上边界的 z 轴坐标，将 $|E(x,z)^2|_{Si}$ 在 $[z_1,z_2]$ 区间上取均值，得到硅波导中光场在 x 方向上的平均归一化光场分布 $|E(x)^2|_{Si}$。



（a）　狭缝脊波导　　（b）　脊波导

图 5　狭缝脊波导与脊波导 TE_0 模式归一化光场分布

脊波导与狭缝脊波导 TE_0 模式 x 方向平均归一化光场分布 $|E(x)^2|_{Si}$ 如图 6 所示，图中标注了图 4 中电子分布与空穴分布的主要变化区域。当波导材料折射率改变量为 $\Delta n(x,z)$、材料吸收系数改变量为 $\Delta\alpha(x,z)$时，波导模式有效折射率和吸收系数的改变值如下[17]：

$$\Delta n_{\text{eff}}=\frac{\iint\Delta n(x,z)n_0(x,z)\mid E(x,z)^2\mid \mathrm{d}x\,\mathrm{d}z}{n_{\text{eff}}^0\iint\mid E(x,z)^2\mid \mathrm{d}x\,\mathrm{d}z} \tag{2}$$

$$\Delta\alpha_{\text{eff}}=\frac{\iint\Delta\alpha(x,z)\mid E(x,z)^2\mid \mathrm{d}x\,\mathrm{d}z}{\iint\mid E(x,z)^2\mid \mathrm{d}x\,\mathrm{d}z} \tag{3}$$

其中，$|E(x,z)^2|$为光场分布，n_{eff}^0 为有源区波导基模的有效折射率，$\Delta\alpha(x,z)$和 $\Delta n(x,z)$可由 Soref 和 Bennett 模型[16]得出，$n_0(x,z)$为无外加电压下有源区波导的折射率分布。调制器 $V_\pi L$ 参数的变化归根于 Δn_{eff} 的变化，光损耗的变化归根于 $\Delta\alpha_{\text{eff}}$ 的变化。如式(2)与(3)，Δn_{eff} 与 $\Delta\alpha_{\text{eff}}$ 都取决于载流子分布与光场分布$|E(x,z)^2|$的交叠积分值。我们看到，在载流子分布发生变化的光波导区域，狭缝脊波导的光场强度小于脊波导。因此根据式(2)可知狭缝脊波导 Δn_{eff} 较小、调制效率较低。此外，狭缝脊波导一部分光集中在狭缝中，降低了载流子对光的吸收，因此狭缝脊波导中的光损耗小于脊波导。

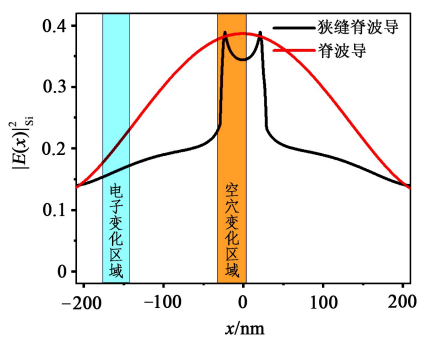
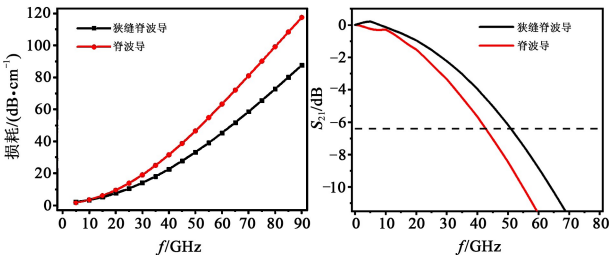


图 6　脊波导与狭缝脊波导 TE_0 模式 x 方向平均归一化光场分布

2.2　调制带宽性能对比

设置 MZM 的直流偏压 $V_d=4$ V，行波电极长度为 3.5 mm。调制电信号在行波电极中以微波的形式传输，仿真得到狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 行波电极微波损耗如图 7(a)所示，前者微波传输损耗明显小于后者，且随着微波频率的增加，相差越来越大。狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 的 S_{21} 参数如图 7(b)所示，二者的 6.4 dB 电带宽分别为 $f_{\text{EE-6.4 dB}}=50.94$ GHz 和 $f_{\text{EE-6.4 dB}}=42.6$ GHz。2013 年新加坡电子研究所报道[18]，当行波调制器中微波信号与光模式匹配良好时，调制器的 3 dB 电光带宽 $f_{\text{EO-3 dB}}$ 等于其 6.4 dB 电带宽 $f_{\text{EE-6.4 dB}}$。因此，仿真的调制器 6.4 dB 电带宽可以作为其 3 dB 电光带宽的近似值。狭缝脊波导 MZM 拥有比脊波导 MZM 更大的调制带宽，二者 3 dB 电光带宽差值约为 8.3 GHz，可以提供大于 15 Gbit/s 的 OOK 电光调制速率的提升。



（a）　行波电极微波传输损耗　（b）　S_{21} 参数仿真结果

图 7　狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 的微波传输特性

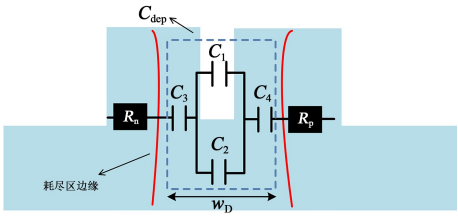
耗尽型 MZM 的带宽性能与 pn 结的电容与电阻值密切相关。狭缝脊波导 pn 结与脊波导 pn 结的等效电学结构如图 8 所示。

pn 结耗尽区以外的电学结构可看作电阻，记作 R_p，R_n，由于狭缝脊波导 pn 结与脊波导 pn 结掺杂条件一致，可以认为 $R_p=R_n$。耗尽区的电学结构相当于一个平板电容器，电容记为 C_{dep}。在图 8 中，C_2，C_3，C_4 对应硅波导区域的电容，C_1 对应狭缝区域的电容。

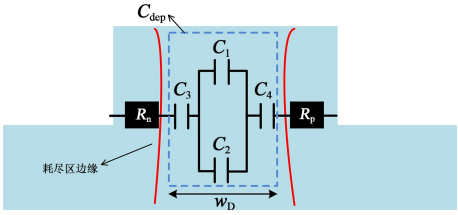
$$C_{\text{dep}}=(C_1\ //\ C_2)\oplus C_3\oplus C_4 \tag{4}$$

其中，//与⊕分别表示两电容并联和串联。狭缝区域介电常数 $\varepsilon_{SiO_2}=3.9$，硅波导中介电常数 $\varepsilon_{Si}=11.7$，根据平板电容器公式，当介电常数降低时，电容值降低，所以狭缝脊波导 pn 结的 C_1 值小于脊波导 pn

结。相应地，狭缝脊波导 pn 结的 C_{dep} 也小于脊波导 pn 结，二者的 C_{dep} 仿真结果如图 9 所示。



(a) 狭缝脊波导 pn 结



(b) 脊波导 pn 结

图 8 狭缝脊波导 pn 结与脊波导 pn 结的等效电学结构

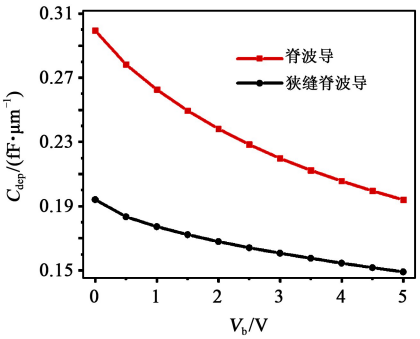


图 9 狭缝脊波导 pn 结与脊波导 pn 结 C_{dep} 随 V_b 的变化

单端推挽驱动 MZM 掺杂硅部分由两个 pn 结串联而成，其等效电学结构如图 10 所示。当调制器工作时，有源区的总电容记为 $C_{tot}=C_{dep1}\ //\ C_{dep2}\approx 1/2C(V_d)$，其中，$C(V_d)$ 为 pn 结反偏电压为 V_d 时的 C_{dep}。有源区总电阻记为 $R_{pn}=2(R_p+R_n)$。根据传输线理论，行波调制器传输线 S_{21} 参数定义为[19]

$$S_{21}(\omega_m)=(1+\Gamma_s)(1+\Gamma_t)e^{-\gamma L} \tag{5}$$

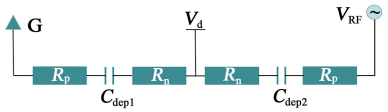


图 10 单端推挽驱动 MZM 掺杂硅部分等效电学结构示意图

图 10 中 S 端口的射频信号 V_{RF} 可以看作是在电极中传播的微波信号，S_{21} 参数越大说明行波电极的微波传输损耗越小。其中，ω_m 是微波信号的角频率，Γ_s 为微波进入 MZM 时的源端反射系数，Γ_t 为微波的终端反射系数。当传输线阻抗 Z 与输入阻抗 Z_{in}、终端阻抗 Z_t 均相等时，Γ_s，Γ_t 为 0，Z_{in}，Z_t 通常为 50 Ω。因此，为了降低微波在输入端的反射和输出端的反射，需要使阻抗 Z 接近 50 Ω。图 11 是狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 的阻抗 Z 随频率的变化，阻抗实部在 48.0～51.5 Ω。

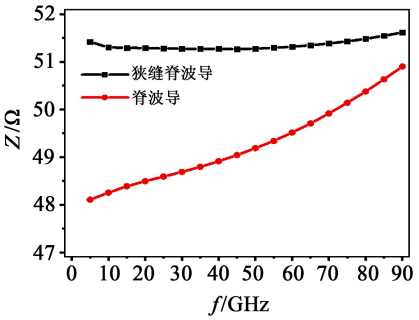


图 11 狭缝脊波导 MZM 与脊波导 MZM 的阻抗 Z 随频率的变化关系

γ 为微波信号的复传播常数，定义为[19]

$$\gamma=\alpha+j\beta \tag{6}$$

$$\alpha=\frac{1}{2}R_T\sqrt{\frac{C_{tot}+C_T}{L_T}}+\omega_m^2C_{tot}^2R_{pn}\sqrt{\frac{L_T}{C_T+C_{tot}}} \tag{7}$$

$$\beta=j\omega_m\sqrt{L_T(C_{tot}+C_T)} \tag{8}$$

其中，α 为微波传输损耗，C_T，L_T，R_T 分别为无负载传输线中金属电极的等效电容、电感、电阻。结合式(6)～(8)可知，当行波电极各参数一致且 R_{pn} 值相同时，C_{tot} 越小，微波传输损耗越小，S_{21} 参数越大，这验证了图 7 的仿真结果。

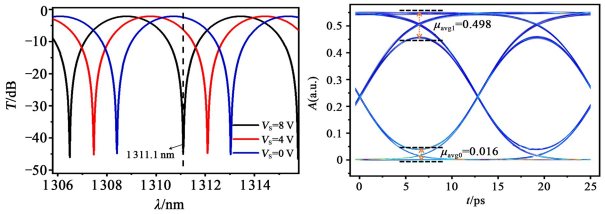
3 狭缝脊波导 MZM 电光调制性能仿真

优化后的狭缝脊波导 MZM 电极与移相器长度都为 3.5 mm，$V_\pi L$ = 2.85 V · cm，$f_{EO-3\,dB}$ = 50.94 GHz。接下来仿真测试该器件的电光调制性能。图 12(a)是狭缝脊波导 MZM 在不同 S 端电压 V_S 下的直流传输光响应，器件的额外光损耗为 2.3 dB。仿真时未将输入、输出端面耦合损耗计算在内，该额外光损耗全部来源于载流子吸收损耗。

随后，对狭缝脊波导 MZM 进行 OOK 信号调制性能仿真，设置输入激光波长为 1 311.1 nm，直流电压 V_d 为 4 V，射频驱动信号 V_{RF} 为峰峰电压 V_{pp}=8 V 的 90 Gbit/s 伪随机比特二进制信号(PRBS)。眼图消光比 ER 定义为

$$ER=10\log(\mu_{avg1}/\mu_{avg0}) \tag{9}$$

其中，μ_{avg1} 为眼图中电平 1 的振幅平均值，μ_{avg0} 为电平 0 的振幅平均值。仿真得到的 OOK 信号调制眼图如图 12(b)所示，眼图消光比 $ER=14.69$ dB，展现了狭缝脊波导 MZM 良好的高速调制性能。



(a)　直流传输光谱　　(b)　调制眼图

图 12　狭缝脊波导 MZM 在不同 V_S 下的直流传输光谱及其 90 Gbit/s OOK 信号调制眼图

4　结论

本文将搭载单端推挽驱动 TWE 的狭缝脊波导 MZM 与等尺寸的脊波导 MZM 进行了仿真对比，仿真时二者的电极结构、掺杂条件相同。结果表明，狭缝脊波导调制器相比于脊波导调制器，其 3 dB 电光带宽提升约 8.3 GHz，高速调制性能更优；缺点是调制效率略低，二者 $V_\pi L$ 相差 0.52 V·cm。最后仿真获得了狭缝脊波导调制器在 90 Gbit/s 速率下的 OOK 信号调制眼图，眼图消光比为 14.69 dB，调制器光损耗为 2.4 dB。

参考文献：

[1] Siew S Y, Li B, Gao F, et al. Review of silicon photonics technology and platform development[J]. J. of Lightwave Technol., 2021, 39(13): 4374-4389.

[2] Sinatkas G, Christopoulos T, Tsilipakos O, et al. Electro-optic modulation in integrated photonics[J]. J. of Appl. Phys., 2021, 130(1): 10901.

[3] Shi W, Xu Y, Hassan S, et al. Silicon photonic modulators for PAM transmissions[J]. J. of Opt., 2018, 20(10): 080302.

[4] Xu H, Li X, Xiao X, et al. High-speed silicon modulator with band equalization[J]. Opt. Lett., 2014, 36(16): 4839-4842.

[5] Alam M D, Li X, Maxime J, et al. Net 220 Gbps/IM/DD transmission in O-band and C-band with silicon photonic traveling-wave MZM[J]. J. of Lightwave Technol., 2021, 39(13): 4270-4278.

[6] Zhang F, Zhang L, Ruan X, et al. High baud rate transmission with silicon photonic modulators[J]. IEEE J. of Sel. Topics in Quantum Electronics, 2021, 27(3): 8300709.

[7] Hui Y. An equivalent circuit model of the traveling wave electrode for carrier-depletion-based silicon optical modulators[J]. J. of Lightwave Technol., 2012, 30(11): 1602-1609.

[8] Chagnon M, Osman M, Poulin M, et al. Experimental study of 112 Gb/s short reach transmission employing PAM formats and SiP intensity modulator at 1.3 μm[J]. Opt. Express, 2014, 22(17): 21018.

[9] Streshinsky M, Ding R, Liu Y, et al. Low power 50 Gb/s silicon traveling wave Mach-Zehnder modulator near 1 300 nm[J]. Opt. Express, 2013, 21(25): 30350-30357.

[10] Dong P, Chen L, Chen Y K. High-speed low-voltage single-drive push-pull silicon Mach-Zehnder modulators[J]. Opt. Express, 2012, 20(6): 6163-6169.

[11] Zhou Y, Zhou L, Zhu H, et al. Modeling and optimization of a single-drive push-pull silicon Mach-Zehnder modulator[J]. Photon. Research, 2016, 4(4): 153-161.

[12] Xu H, Li X, Xiao X, et al. Demonstration and characterization of high-speed silicon depletion-mode Mach-Zehnder modulators[J]. IEEE J. of Sel. Topics in Quantum Electronics, 2014, 20(4): 23-32.

[13] Azadeh S S, Merget F, Romero-García, Sebastian, et al. Low V_π silicon photonics modulators with highly linear epitaxially grown phase shifters[J]. Opt. Express, 2015, 23(18): 23526-23550.

[14] Debnath K, Thomson D J, Zhang W, et al. All-silicon carrier accumulation modulator based on a lateral metal-oxide-semiconductor capacitor[J]. Photon. Research, 2018, 6(5): 373.

[15] Jain S, Rajput S, Kaushik V, et al. High speed optical modulator based on silicon slotted-rib waveguide[J]. Optics Communications, 2019, 4(34): 49-53.

[16] Soref R A, Bennett B R. Electrooptical effects in silicon[J]. IEEE J. of Quantum Electron., 1987, QE-23(1): 123-129.

[17] Adrian V, Regis O, Alain K. Numerical simulation of a silicon-on-insulator waveguide Fabry-Perot interferometer for intensity light modulators at 1.3 μm[J]. J. of Lightwave Technol., 1997, 15(4): 2124-2129.

[18] Streshinsky M, Ding R, Liu Y, et al. Low power 50 Gb/s silicon traveling wave Mach-Zehnder modulator near 1 300 nm[J]. Opt. Express, 2013, 21(25): 30350-30357.

[19] Ding J, Chen H, Lin Y, et al. Low-voltage, high-extinction-ratio, Mach-Zehnder silicon optical modulator for CMOS compatible integration[J]. Opt. Express, 2012, 20(3): 3209-3218.

作者简介：

蔡龙飞(1997—)，男，江苏省人，硕士研究生，主要研究方向为硅基电光调制器；

胡国华(1976—)，女，博士，教授，博士生导师，主要研究方向为高性能集成光子器件；

恽斌峰(1979—)，男，博士，教授，博士生导师，主要研究方向为信息光电子器件。