

大摆幅输出的高速线性行波驱动器*

黄俊,任方圆,胡欢,袁恺,闵成彧

(联合微电子中心有限责任公司,重庆 400000)

摘要: 基于 $0.13\ \mu\text{m}$ SiGe BiCMOS 工艺设计了高速线性行波马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulators, MZM)驱动器。驱动器主要由三个部分组成,分别是输入级、输出级和直流消除(Direct Current Offset Compensation, DCOC)。输入级在差分对的发射极引入可变电容和可变电阻来实现增益可调的功能,在输出节点采用了并联电感峰化技术来提高带宽;输出级中采用了击穿电压倍增技术来获得大摆幅输出电压,以及采用了并联电感峰化技术来提高带宽;DCOC 通过在行波 MZM 驱动器的输出和输入之间建立反馈以消除直流失调,并且采用了一阶低通滤波器以保证环路稳定。仿真结果显示,驱动器的增益可以在较大的范围内可调,DCOC 环路的相位裕度高达 82° ,最高工作速率为 $100\ \text{Gb/s}$,输出 V_{pp} 约为 $4\ \text{V}$,可以很好地驱动行波 MZM。

关键词: 行波 MZM 驱动器;并联电感峰化;击穿电压倍增;低通滤波器;模拟集成电路

中图分类号: TN402

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.212366

中文引用格式: 黄俊,任方圆,胡欢,等. 大摆幅输出的高速线性行波驱动器[J]. 电子技术应用, 2022, 48(7): 49-53, 59.

英文引用格式: Huang Jun, Reng Fangyuan, Hu Huan, et al. A high-speed linear large-swing push-pull drivers[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(7): 49-53, 59.

A high-speed linear large-swing push-pull drivers

Huang Jun, Reng Fangyuan, Hu Huan, Yuan Kai, Min Chenyu

(United Microelectronics Center Co., Ltd., Chongqing 400000, China)

Abstract: A high-speed linear push-pull Mach-Zehnder Modulators(MZM) driver based on $0.13\ \mu\text{m}$ SiGe BiCMOS process is proposed in this paper. The driver circuit is composed of 3 components, including the input stage, the output stage and direct current offset compensation(DCOC). A variable gain is achieved by placing variable resistances and variable capacitances in the emitter of the input stage, and the bandwidth is expanded by shunt inductive peaking technology. The output stage utilizes the breakdown voltage multiplier to attain a large-swing, and shunt inductive peaking technology is implemented to get a wide bandwidth. The DCOC builds a feedback between the output and the input of the driver, and utilizes a low pass filter to ensure loop stability. The simulation results demonstrate that the driver gain can be adjusted in a wide scale, and the phase margin, the operating rate and the voltage output swing are 82° , $100\ \text{Gb/s}$, $4\ \text{V}$, respectively, which can drive the push-pull MZM well.

Key words: push-pull MZM driver; shut inductive peaking; breakdown voltage multiplier; low pass filter; analog IC

0 引言

随着信息时代的到来,数据的吞吐量呈现出爆炸式的增加,其中 70% 以上的数据流量交互发生在数据中心^[1-4]。光纤通信作为一种解决方案,能够利用光信号传输更多的数据,效率更高,传输速度更快,同时能耗更低,使数据中心之间的带宽传输能力得到了显著提高^[5-8]。马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)作为光发射机的重要组成部分,它具有高速度和宽光谱等优点。对于行波电极的 MZM,通常需要 $2\ \text{V}$ 至 $10\ \text{V}$ 的驱动电压以保证输出光的高消光比^[9]。然而,这对行波 MZM 的驱动电路却提出了更高的要求。MZM 更高的传输速

度迫使驱动电路采用更小节点的工艺来设计制造,工艺节点越小,器件的击穿电压也就越低,这与大摆幅驱动电压相互矛盾。P.Rita 等人采用 $0.13\ \mu\text{m}$ SiGe:C BiCMOS 工艺设计了工作速度为 $40\ \text{Gb/s}$,输出 V_{pp} 为 $4\ \text{V}$ 的行波 MZM 驱动器^[10]。在 2017 年,一种采用 $55\ \text{nm}$ SiGe BiCMOS 工艺的行波 MZM 驱动器可以实现工作速率 $128\ \text{Gb/s}$,输出电压可达 $4.8\ \text{V}$ ^[11]。然而,上述两种方案中都没有考虑输入信号受工艺、电压、温度和封装等因素的影响,信号强度会发生较大的变化,需要驱动器的增益可调;以及直流失调可能会导致系统不能正常工作。

为了解决上述问题,本文基于 $0.13\ \mu\text{m}$ SiGe BiCMOS 工艺设计了一种高速线性的行波 MZM 驱动器。驱动器的输入级采用可变电阻和可变电容实现了可变增益的

* 基金项目:重庆市自然科学基金(面上项目)(cstc2021jcyj-msxmX1170)

功能;输出级采用了击穿电压倍增实现大摆幅输出;在输出与输入之间采用 DCOC 以消除直流失调。后仿结果表明,输出眼图质量很好,驱动器工作速率最高为 100 Gb/s,差分输出 V_{ip} 约为 4 V,驱动器实现了增益可调的功能,以及环路系统稳定。

1 行波 MZM

图 1 所示为行波 MZM 的结构示意图^[12-14],主要由两个相位调制器、两个 Y 分支波导和相应的驱动电极组成。其中相位调制器由周期排放的 PN 结构成,波导如图中灰色实线所示,行波驱动电极由上下两根传输线构成。当驱动器的差分输出电压施加到两根传输线时,PN 结的耗尽区宽度随之变化,波导中的光相位也随之改变,最终完成由电信号到光信号的转换。为了减小传输线中的信号反射,每根传输线的末端需要接一个电阻与传输线的特征阻抗完成阻抗匹配。在本文中,行波 MZM 的等效电模型为:终端为 100 Ω 的电阻、阻抗为 50 Ω 的传输线。

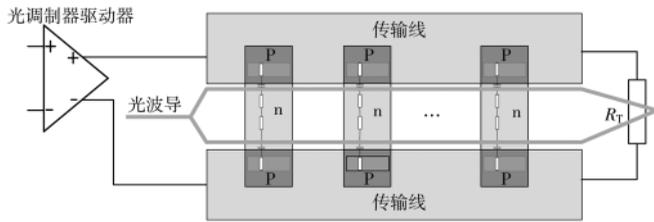


图 1 行波 MZM 结构示意图

2 行波 MZM 驱动器的基本原理

图 2 所示为行波 MZM 驱动器的基本结构图,主要由输入级(Pre-Driver)、输出级(Output-Driver)和直流失调消除(DCOC)构成。驱动器采用差分输入、输出可以有效地抑制电源噪声和衬底噪声,提高输出信号的共模抑制比和输出电压的输出动态范围。输入级完成与信号源的阻抗匹配以及信号的预放大。此外,输入 V_{in} 通常是幅度约为 200 mV 的差分信号,但是由于输入信号受工艺、电压、温度和封装等因素的影响,信号强度会发生较大的变化,而驱动器需要一个固定的输出电压驱动光调制器。为了适应强度变化的信号,输入级的增益可调。

输出级将输入级输出的信号(V_1)进行放大并驱动光

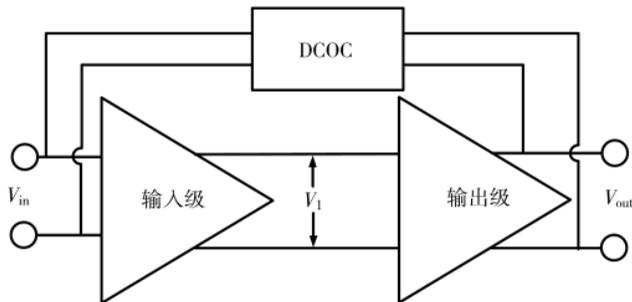


图 2 行波 MZM 驱动器的基本结构图

调制器。这里需要指出的是,输出级需要在保证输出大摆幅电压的同时保证器件不击穿。

失调一般是由系统的不对称或者器件在加工过程中的失配引起的,比如工艺生产过程中的掺杂不均匀、刻蚀误差等。如果电路中存在较大的失调电压,那么经过多级级联后,失调电压可能因为很大的级联增益使得后级电路工作点发生偏移甚至不能正常工作,严重限制了电路的性能。因此,DCOC 加在了输出级的输出端(V_{out})与输入级的输入(V_{in})之间,如图 2 所示。

2.1 输入级

输入级如图 3 所示,为了与芯片外部实现 50 Ω 阻抗匹配的同时为输入级提供合适的偏置电压,输入射随对(Q_1 和 Q_2)基极端接 50 Ω 到输入电源 V_{DD1} 。尾电流源在偏置电压 V_{G1} 的控制下为各个支路提供合适的工作电流。输入射随之后接差分放大电路(Q_3 和 Q_4)进行高频信号峰化补偿信道损失以及实现增益可调。发射极之间的两个可变电容 C_1 的数值由电压 V_{C_ctrl} 控制,发射极与尾电流之间的晶体管 M_1 和 M_2 工作在深线性区,假设 $M_1(M_2)$ 的漏源电压为 V_{DS} ,则流过其电流为:

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2] \quad (1)$$

其中 μ_n 为沟道的电子迁移率, C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容, W 、 L 和 V_{TH} 分别为沟道宽度、长度和阈值电压。当 $V_{DS} \ll 2(V_{DS} - V_{TH})$, 式(1)变为:

$$I_{DS} \approx \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})V_{DS} \quad (2)$$

也就是说, I_{DS} 是 V_{DS} 的线性函数。这种线性关系表明 M_1 和 M_2 可以用一个线性电阻表示,该电阻为:

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (3)$$

这样, M_1 和 M_2 就可以作为一个由栅极电压 V_{R_ctrl} 控

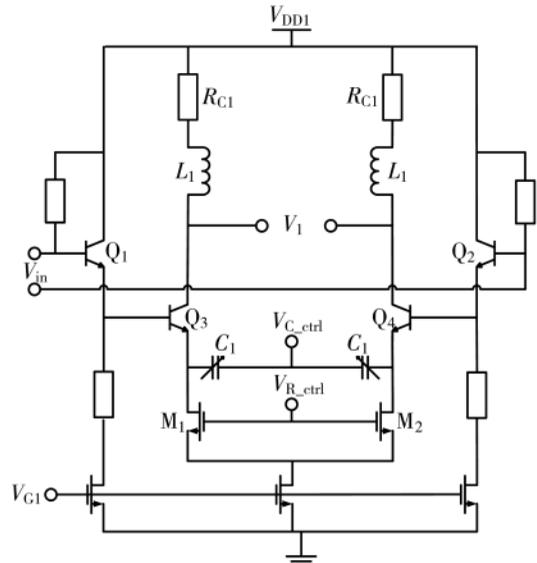


图 3 输入级电路结构

制的电阻。根据文献, C_1 、 M_1 和 M_2 构成发射极负反馈, 通过控制信号 V_{R_ctrl} 改变 R_{on} , 实现对输入级增益的连续控制; 通过控制信号 V_{C_ctrl} 控制 C_1 的大小, 实现零点可调。此外, 在输出端, 采用并联电感峰化技术(L_1)来实现扩展带宽^[15]。

2.2 输出级

为了提高调制光信号的消光比, 同时为行波 MZM 提供合适的 V_{π} 电压, 驱动器差分输出摆幅设计为 4 V, 而 SiGe BiCMOS 工艺提供的 NPN-HBT 的击穿电压 BV_{CEO} 为 2.1 V, 存在器件击穿的问题。通常, 行波 MZM 驱动器在输出级使用共射共基结构来支持大摆幅, 但是共基极管子的基极电压恒定, 最大摆幅受限于集电极-发射极击穿电压^[16]。

为了打破 BV_{CEO} 的限制, 对传统的共射共基结构进行了修改, 在输出级引入主信号通道和辅助信号通道将大摆幅均匀分配在共射共基管, 改进后的输出级电路如图 4 所示。输出级采用的是差分输入、差分输出, 其中主信号通道的信号主要经 Q_5 、 Q_{11} 和 Q_9 到达输出节点, 辅助信号通道的信号经 Q_7 和 Q_9 到达输出节点, 其半边等效电路如图 5 所示。由于信号传输路径不同, 辅助路径信号到达输出节点的时间要早于主路径信号, 传输时间不匹配将造成信号的失真, 因此在辅助路径 Q_7 (Q_8) 的集电极增加电容 C_D 来对时间常数进行调节, 以确保主路径信号和辅助路径信号到达输出节点时间接近。此外, 为提高电路带宽, 输出节点处的电感 L_2 采用了并联电感峰化技术。射随级和输出级尾电流源通过偏置电压 V_{G2} 来进行调节。

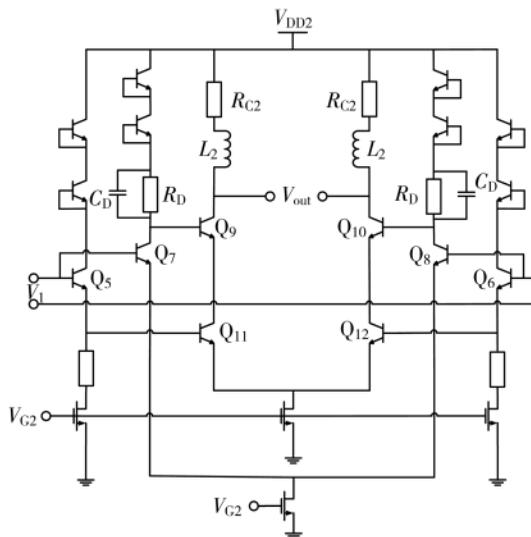


图 4 输出级电路结构

2.3 DCOC

DCOC 电路结构如图 6 所示, 也是采用差分输入和差分输出, 其中输入为输出级的输出 V_{out} , 输出端接输入级的输入端 V_{in} 。输入信号首先经过一级射随, 再经过一

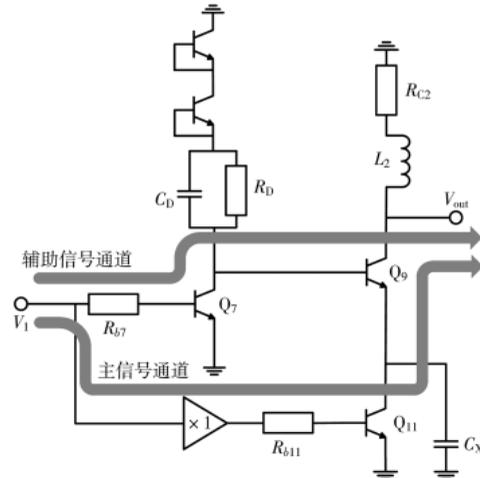


图 5 输出级的半边等效电路

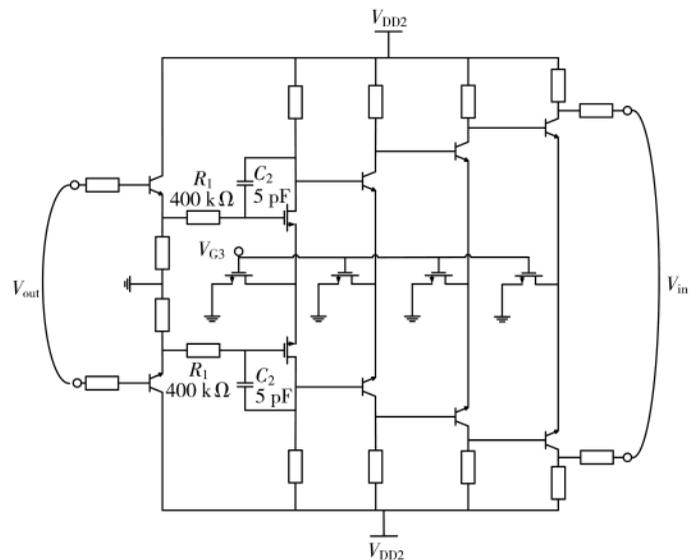


图 6 DCOC 电路结构图

个由 R_1 和 C_2 构成的低通滤波器, 然后经过一级共源放大, 最后再经过三级级联的共射极放大电路输出。需要指出的是, R_1 和 C_2 构成的低通滤波的截止频率约为 79 kHz, 这可以保证 DCOC 环路不会反馈高频信号, 从而不会导致环路不稳定的问题。

3 版图与仿真结果

整体芯片版图如图 7 所示, 行波 MZM 驱动器采用 $0.13 \mu\text{m}$ SiGe BiCMOS 工艺加工, 该工艺提供的 NPN-HBT 特征频率约为 300 GHz。输入级、输出级和 DCOC 分别位于芯片的左上位置、右上位置和底部。芯片尺寸大小为 $560 \mu\text{m} \times 780 \mu\text{m}$ (包含 PAD 及外围划片道)。芯片有 2 个电源电压 PAD (V_{DD1} 和 V_{DD2}) 和 5 个偏置电压 PAD (V_{G1} , V_{G2} , V_{G3} , V_{C_ctrl} 和 V_{R_ctrl})。为了便于调试电路, 各个电源和偏置电压独立为芯片供电和提供偏置。核心电路采用对称设计, 级与级之间相对紧凑, 减小寄生参数的影响。由于芯片工作电压较高, 摆幅较大, 信号路径应当充分考

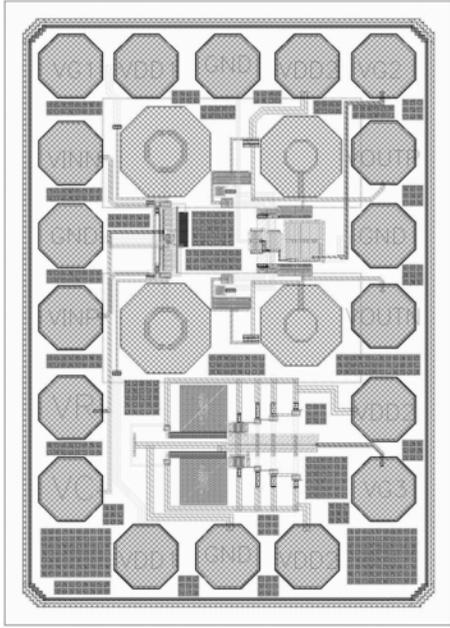
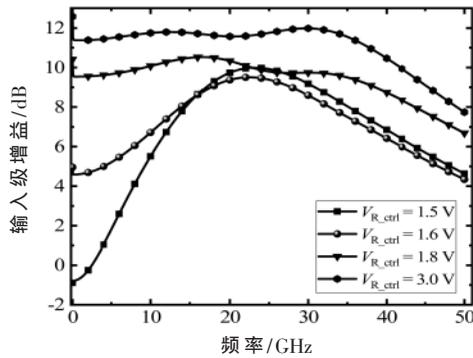


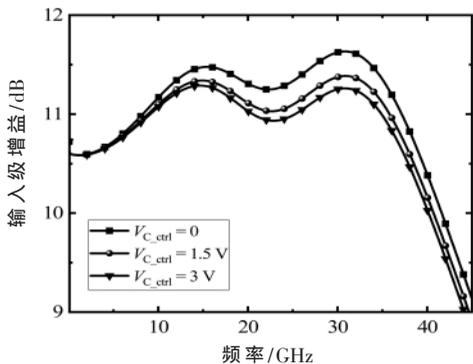
图7 行波 MZM 驱动芯片的版图

考虑电流应力的影响。为了满足芯片填充率及金属、多晶密度检查,使用了大量的退耦 MOS 电容。

输入级增益随 V_{R_ctrl} 的变化曲线如图 8(a)所示,可以看出当 V_{R_ctrl} 从 1.5 V 增加至 3 V 时,低频增益可以从 -1 dB 增加至 11.5 dB。这是因为输入级中电压 V_{R_ctrl} 通过控制



(a)输入级增益随电压 V_{R_ctrl} 的变化曲线



(b)输入级的零点随电压 V_{C_ctrl} 的变化曲线

图8 输入级变化曲线

M_1 和 M_2 的栅极电压来控制其漏源之间的电阻,进而通过发射极负反馈来改变输入级的增益大小。因此,行波 MZM 驱动器通过 M_1 和 M_2 实现可变增益的功能。此外,输入级的幅频特性随电压 V_{C_ctrl} 的变化曲线如图 8(b)所示,可以看出当 V_{C_ctrl} 从 0 增加至 3 V 时,输入级中的零点有显著变化。这是由于 V_{C_ctrl} 直接控制着 C_1 的大小,从而通过发射极负反馈实现零点可调。

输出级增益随电感 L_2 的变化曲线如图 9 所示。由图中可知,当 L_2 从 50 pF 变化到 200 pF 时,输出级在频率为 42 GHz 处的峰化逐渐增强。当 L_2 超过 150 pF 后,高频处的幅频特性曲线出现了一个尖峰,这会导致在输出眼图出现过冲的现象,为此,输出级增益曲线应该尽可能平坦,所以 L_2 设置为 100 pF。

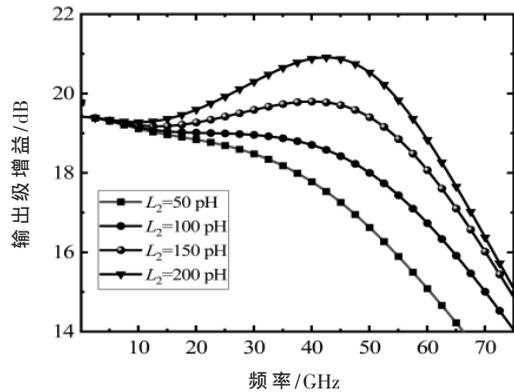


图9 输出级增益随电感 L_2 的变化曲线

输入级、输出级和 DCOC 构成一个环路,环路频域响应曲线如图 10 所示。由图中可以看出,在环路增益为 0 时,环路相位约为 82° ,也就是说,该系统有足够的相位裕度,系统稳定。这主要是因为 DCOC 电路中 R_1 和 C_2 构成的低通滤波的截止频率约为 79 kHz,这可以保证环路不会反馈高频信号。

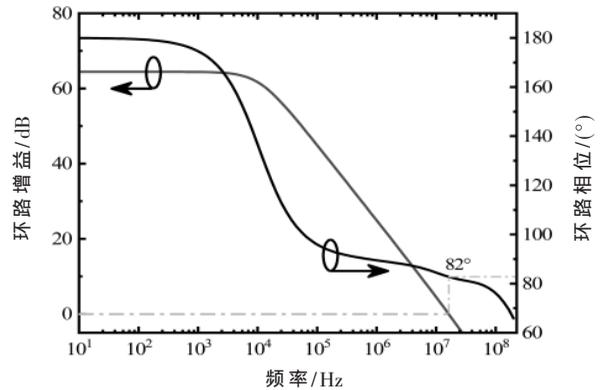


图10 环路频域响应

当驱动电路输入端的共模电平存在差值时,这个差值也会出现在驱动电路的输出端。图 11 所示为输出端的共模电平差值随输入端的共模电平差值变化曲线,可

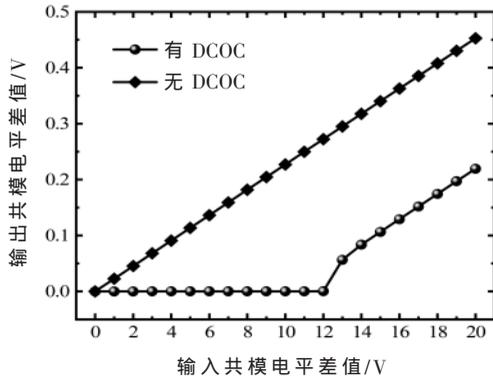


图 11 输出端的共模电平差值随输入端的共模电平差值变化曲线

可以看出当无 DCOC 时,输出端的共模电平差值随输入端共模电平差值线性地增加;而当有 DCOC 时,当输入差值小于 12 mV 时,输出共模电平差值几乎为零,从而消除了直流失调,直到当输入差值大于 12 mV 后,输出共模电平差值才开始增加。因此,DCOC 具有消除直流失调的作用。

驱动器的 S 参数(S_{11} 和 S_{21})随频率的变化曲线如图 12 所示。可以看出,当频率由 0 增加至 38.5 GHz 时, S_{11} 都小于 -10 dB,这表明驱动器与信号源的阻抗匹配非常好,驱动器的输入端反射非常小。 S_{21} 为输入到输出的传输系数,表征信号增益及带宽, S_{21} 在低频时约等于 26 dB,3 dB 带宽约为 30 GHz。因此, S_{11} 和 S_{21} 都表明驱动电路的工作频率可以非常高。

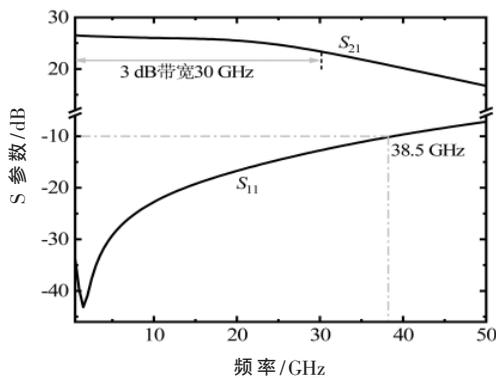
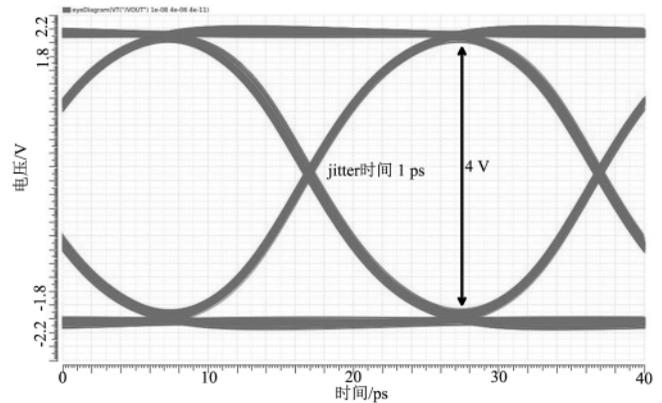
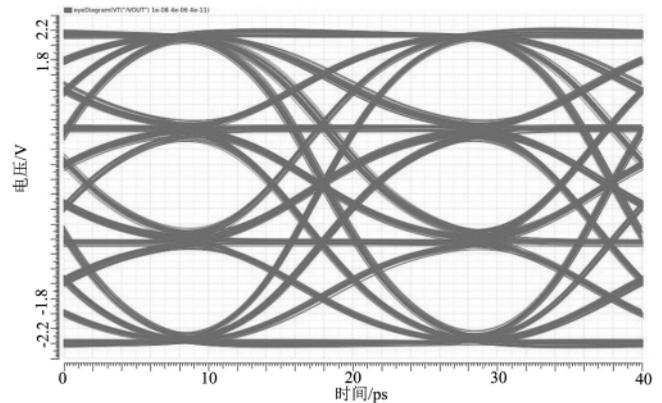


图 12 行波 MZM 驱动电路的 S_{11} 和 S_{21} 参数

当输入差分信号 V_{in} 的 V_{pp} 为 200 mV,速率为 50 Gb/s 的 NRZ 时,可以得到驱动电路的后仿电压输出眼图,如图 13(a)所示。可以看出,输出 V_{pp} 约为 4 V,jitter 时间约为 1 ps,眼图质量很好。当输入差分信号 V_{in} 的 V_{pp} 为 200 mV,速率为 50 Gbaud 的 PAM4 时,后仿电压输出眼图如图 13(b)所示。可以看出,三个眼几乎一样大,眼图质量很好,工作比特率速率可达 100 Gb/s。这主要是由于驱动电路的线性度高,因此可以工作在 PAM4 模式。



(a) 输入差分信号 V_{pp} 为 200 mV,速率为 50 Gb/s 的 NRZ



(b) 输入差分信号 V_{pp} 为 200 mV,速率为 50 Gbaud 的 PAM4

图 13 后仿电压输出眼图

4 结论

本文提出了一种新型的高速线性行波 MZM 驱动器,完成了电路设计和版图设计,其中芯片尺寸大小为 $560 \mu\text{m} \times 780 \mu\text{m}$ 。仿真结果显示,本文设计的驱动器的最高工作速率为 100 Gb/s,输出 V_{pp} 可达 4 V,具有增益可调和消除直流失调的功能。

参考文献

- [1] 李祎昕,邹欢清,王明凯,等.一种面向 5G 通信的宽带 8 单元 MIMO 天线设计[J].电波科学学报,2018,33(4):447-454.
- [2] LIN Y, CHEN W, CHEN H. High-gain MIMO dipole antennas with mechanical steerable main beam for 5G small cell[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(7): 1317-1321.
- [3] 刘光海,李一,肖天,等.5G 网络移动性能优化研究[J].电子技术应用,2021,47(10):1-5.
- [4] 邹佳琪,刘宇阳,邹子轩,等.面向云无线接入网的通信感知一体化:应用和挑战[J].电子技术应用,2021,47(12):18-21.
- [5] 谈仲纬,吕超.光纤通信技术发展现状与展望[J].中国工程科学,2020,22(3):100-107.

(下转第 59 页)

- [15] 陈悦,周晓宁,季秀霞.SIP技术的发展与应用[J].印制电路信息,2015,23(9):51-53.
- [16] 向云秀,覃开宇.汽车电磁兼容:标准、现状、措施与建议[J].磁性材料及器件,2011,42(4):10-13,36.
- [17] 何雨昂,李超,李光学,等.大功率电子设备电磁兼容试验[J].电子技术与软件工程,2019(11):101.
- [18] 刘玉欣,李殿来,杨明武.一种用于测量电场法向分量的近场探针[J].合肥工业大学学报(自然科学版),2014,37(1):78-81.
- [19] 林辰正,高成,黄姣英.浅析集成电路辐射抗扰度测试方法[J].电子测量技术,2021,44(14):51-58.
- [20] ARCHAMBEAULT B.Predicting EMI emission levels using EMSCAN[C]//IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility.IEEE,1992.
- [21] 苏桃,田梦倩,王庆祥.PCB电磁辐射的仿真分析与优化[J].电子器件,2014,37(4):605-608.
- [22] FUNATO H,SUGA T,SUHARA M.Double position-signal-difference method for electric near-field measurement[C]//IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility.IEEE,2013:621-625.
- [23] 路宏敏,朱满座,刘鹏程.测量印刷电路板近场电磁辐射的一种新方法[J].电子科技,1996(4):54-55.
- [24] 王福鑫,国凤娟,牛玉成,等.基于SIP技术的微系统设计及实现[J].电子技术应用,2018,44(12):17-19,24.
- [25] ZHANG H,WU J,WU P,et al.Research on NFS test method of an embedded CPU[C]//2019 12th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits(EMC Compo),Hangzhou,China:IEEE,2019:153-155.
- [26] 惠建峰,关志成,刘瑛岩.各国工频电磁场的限值及其确定的依据[J].高电压技术,2006(4):51-54,64.
- [27] 李宝云,钱宏文,侯伟盟.一种辐射发射近场测试系统方案的设计与优化[J].安全与电磁兼容,2021(3):95-97.
- [28] 董荻莎,许明明.电磁辐射干扰诊断的近场测试方法及应用[J].安全与电磁兼容,2020(6):103-106.
- [29] IEC 61967-3,TS,Ed.1:integrated circuits-measurement of electromagnetic emissions,150 kHz to 1 GHz-Part 3: measurement of radiated emissions-surface scan method[S].IEC,2002.

(收稿日期:2021-11-29)

作者简介:

高成(1973-),男,博士,教授,主要研究方向:大规模集成电路测试、可靠性评价。

李维(1999-),男,硕士研究生,主要研究方向:电子元器件和集成电路测试。

梅亮(1987-),男,高级工程师,主要研究方向:元器件可靠性评价评估、元器件国产化替代及应用验证、寿命评估等。



扫码下载电子文档

(上接第53页)

- [6] 易志刚.分析通信工程中光纤技术的设计应用及展望[J].产业科技创新,2019,1(18):53-54.
- [7] 崔秀国,刘翔,操时宜,等.光纤通信系统技术的发展、挑战与机遇[J].电信科学,2016,32(5):34-43.
- [8] 谢崇进.数据中心光通信技术[J].电信科学,2016,32(5):44-51.
- [9] QI N,XIAO X,HU S,et al.Co-design and demonstration of a 25-Gb/s silicon-photonics mach-zehnder modulator with a CMOS-based high-swing driver[J].IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics,2016,22(6):131-140.
- [10] RITO P,LOPEZ I G,PETOUSI D,et al.A 40 Gb/s 4 Vpp IQ modulator driver in 0.13 μm SiGe:C BiCMOS technology for 25 Ω Mach-Zehnder modulator[J].IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2015,64(12):4561-4572.
- [11] ZANDIEH A,SCHVAN P,VOINIGESCU S P.Linear large-swing push-pull SiGe BiCMOS drivers for silicon photonics modulators[J].IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2017,65(12):5355-5366.
- [12] 崔海娟,陈福深.LiNbO₃电光调制器行波电极优化设计[J].电子科技大学学报,2003(3):309-312.
- [13] 龙祖利.用于空间光通信的宽带LiNbO₃行波调制器[J].兵工自动化,2006(2):71-72.
- [14] 任登娟,陈名松,黄雪明.行波型LiNbO₃电光调制器的电极优化设计[J].光通信研究,2007(5):47-49.
- [15] RAZAVI B.光通信集成电路设计[M].北京:电子工业出版社,2017:90-110.
- [16] MANDEGARAN S,HAJIMIRI A.A breakdown voltage multiplier for high voltage swing drivers[J].IEEE Journal of Solid-State Circuits,2007,42(2):302-312.

(收稿日期:2021-11-24)

作者简介:

黄俊(1991-),男,博士,工程师,主要研究方向:集成电路设计、功率半导体设计。

任方圆(1990-),男,硕士,工程师,主要研究方向:集成电路设计。

胡欢(1992-),男,博士,工程师,主要研究方向:集成电路设计、功率半导体设计。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所