



微波光子镜频抑制混频系统及芯片技术

Microwave Photonic Image-Reject Mixing System and Circuit

摘要: 设计了基于光边带幅相调控的低杂散微波光子镜频抑制混频系统, 实现了应用于微波光子镜频抑制混频的硅基光子集成芯片。通过实验初步论证了硅基光子集成技术在微波光子混频中的应用。

关键词: 微波光子学; 微波混频变换; 硅基光子学; 模拟光链路

Abstract: Based on the amplitude and phase manipulations of optical sidebands, a low spurious microwave photonic image-reject mixer is proposed. In addition, a silicon integrated circuit for microwave photonics mixing circuit is introduced. The feasibility of the silicon photonics technology in the microwave photonic mixing is preliminarily demonstrated by experiments.

Keywords: microwave photonics; microwave frequency conversion; silicon photonics; analog photonic link

唐震宙 /TANG Zhenzhou
潘时龙 /PAN Shilong

(南京航空航天大学雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室, 中国 南京 210016)
(Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

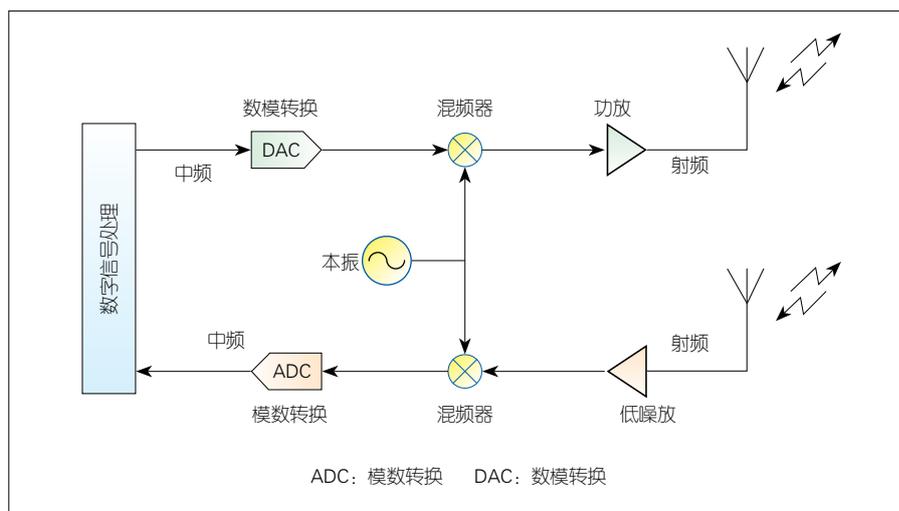
DOI: 10.12142/ZTETJ.202005012

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20200410.1349.009.html>

网络出版日期: 2020-04-10

收稿日期: 2020-02-19

经过近百年的发展, 基于电子技术的微波混频器已成为目前雷达、通信、传感、卫星等微波系统中最基础、最重要的器件之一。以图 1 所示的无线通信系统为例, 在下行发射链路中, 携带通信业务的中频 (IF) 信号利用混频器与本振 (LO) 混频, 实现频率的上转换, 从而将待发射的数据频谱搬移至目标的工作频段, 以保证有效的电磁辐射。对于上行接收链路, 天线接收的高频射频 (RF) 信号通过混频器与 LO 混频, 实现频率的下转换, 将高频率处的频谱分量重新搬移至 IF, 从而可以使用固定频率的 IF 滤波器实现信号滤波, 提高无线通信系统的灵敏度, 并降低后端处理器



▲图 1 基于微波混频器的通信系统一般架构

的处理难度。显然, 混频器在通信系统中发挥着不可替代的作用, 而混频器的各项指标 (如工作带宽、混频动态范围、镜频抑制能力等) 也将影响整个无线通信系统的性能。

传统微波混频通常在电域通过二极管等非线性器件实现。一个普遍的不足是混频器输出端除了有用的混频分量外, 还会存在许多不需要的混频杂散 (包括 LO/RF 泄漏、LO/RF 谐波

基金项目: 国家自然科学基金 (61527820)、中央高校基本科研业务费专项资金项目

等)。这些无用的混频杂散将混频器带宽限制在较窄的频率范围内(通常小于一个倍频程),而且也影响了混频器的动态范围。这也是目前大部分微波系统仍须采用多级窄带变频、多级窄带滤波来保证系统具有足够灵敏度、动态范围和杂散抑制的原因。伴随着下一代无线通信、物联网和卫星通信等系统的迅猛发展,传统微波混频器在这些方面的问题将更加严峻。

为解决以上问题,20世纪70年代末微波光子混频器的概念被提出^[1]。微波光子技术具有瞬时带宽大、传输损耗低、响应平坦、非线性操控灵活和抗电磁干扰等无法比拟的优点^[2];因此微波光子混频器能显著提升瞬时带宽、工作频率范围、端口隔离度等。此外,借助光域丰富的频谱资源,利用波分复用技术可以实现基于单个混频器的多通道并行混频,从而进一步降低混波系统的复杂度^[3]。

经过40多年的发展,尽管微波光子混频技术取得了较为显著的进展,已经有多个基于微波光子混频的应用报道,例如,葡萄牙阿威罗大学利用微波光子混频器实现卫星转发器中的多通道变频^[4],澳大利亚研究机构利用微波光子多通道混频实现飞机预警^[5],意大利国家网络实验室利用微波光子混频技术实现多频段雷达收发信机^[6],南京航空航天大学利用微波光子混频技术实现微波光子雷达系统中的去斜接收^[7]等,但是大多数微波光子混频器只实现了最普通的单端混频功能。单端混频器虽然结构简单、实现方便,但是缺点也很明显:

(1)与电混频器类似,电光调制和光电探测的非线性效应将无差别地产生许多无用的光边带分量。由于缺乏对这些无用边带的有效调控,所以在传统微波光子单端混频器的输出端通常包含许多杂散分量,这降低了工作带宽

也为后续的信号处理增加了难度。

(2)光电探测只能实现幅度探测。相位信息经光电探测后将被丢失,因此与相位密切相关且在微波系统中更为实用的正交混频器和镜频抑制混频器等往往很难实现,这在某种程度上限制了微波光子混频器在复杂射频系统中的应用。

本文中,我们在传统微波光子混频技术的基础上,引入对光边带的幅相调控以实现低杂散的宽带微波光子镜频抑制混频^[8]。一方面,通过采用复杂电光调制及光滤波等光边带幅度操控手段,在光域消除由于电光调制产生的无用光边带,从而消除混频杂散,提高混频器的工作带宽;另一方面采用光子六端口接收机对光边带引入宽带且精准的90°光移相,进而实现正交混频及镜频抑制混频。

1 基于光边带幅相调控的低杂散微波光子镜频抑制混频器

1.1 混频原理

图2给出了本文中我们提出的基于光边带幅相调控的低杂散微波光子镜频抑制混频器示意图。激光器生成的光载波通过光分束器分成两路,并

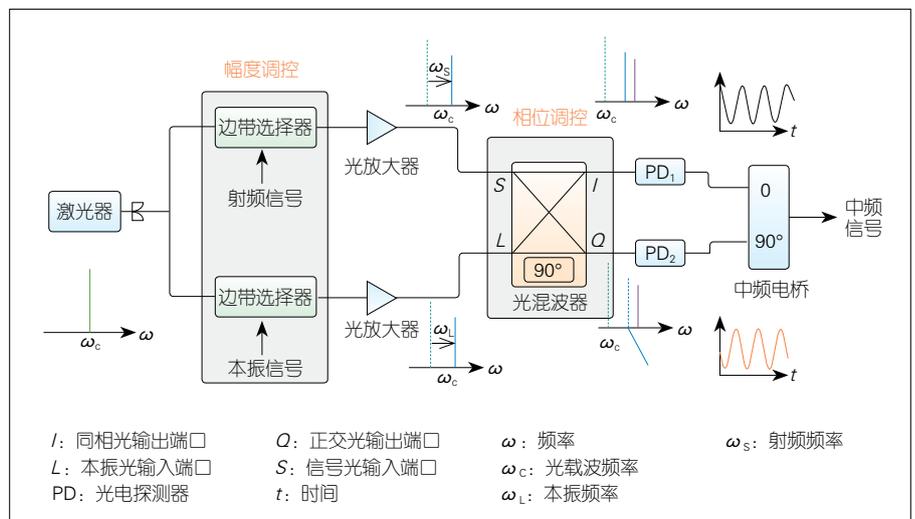
分别输入一个光边带选择器。光边带选择器主要实现两个功能:其一是电光调制,将RF及LO信号分别调制到光载波上;其二是光边带的幅度调控,抑制其他边带,只选出RF及LO调制产生的一个一阶光边带。该边带选择器可以通过基于双平行调制器的载波抑制单边带调制或者普通电光调制器辅以光滤波实现。假设光载波频率为C,RF和LO信号的频率分别为RF和LO,则上下两路边带选择器得到的一阶边带可以表示为:

$$E_s \propto J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_c + \omega_{RF})t] \quad (1)$$

$$E_L \propto J_1(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_c + \omega_{LO})t]$$

式(1)中, E_s, E_L 分别为本振光与信号光的电场, $J_1(\beta_{RF})$ 和 $J_1(\beta_{LO})$ 分别为RF和LO调制的一阶贝瑟尔系数, β_{RF} 和 β_{LO} 分别为RF和LO的调制指数。

上下两路选出一阶光边带作为信号光和本振光送入基于90°光混波器的光子六端口接收机。类比于微波域的光子六端口接收机^[9],光子六端口接收机的作用是将输入的信号光和本振光进行耦合,并且在两者之间引入90°、180°和270°的光相位差;因此,光子六端口接收机的4路输出光信号为:



▲图2 基于光子六端口接收机的低杂散微波光子镜频抑制混频器结构图

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_C + \omega_{RF})t] + \\ J_1(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_C + \omega_{LO})t] \\ J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_C + \omega_{RF})t] - \\ J_1(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_C + \omega_{LO})t] \\ J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_C + \omega_{RF})t] + \\ jJ_1(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_C + \omega_{LO})t] \\ J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_C + \omega_{RF})t] - \\ jJ_1(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_C + \omega_{LO})t] \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)中, I_1 和 I_2 分别为同相的两路输出光信号, Q_1 和 Q_2 分别为正交的两路输出光信号。

经过光电探测后得到的4路光电流为:

$$\begin{aligned} i_{I_1} &\propto J_1(\beta_{RF})J_1(\beta_{LO})\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \\ i_{I_2} &\propto -J_1(\beta_{RF})J_1(\beta_{LO})\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \\ i_{Q_1} &\propto J_1(\beta_{RF})J_1(\beta_{LO})\sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \\ i_{Q_2} &\propto -J_1(\beta_{RF})J_1(\beta_{LO})\sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中, i_{I_1} 、 i_{I_2} 、 i_{Q_1} 、 i_{Q_2} 分别为 I_1 、 I_2 、 Q_1 、 Q_2 输出光信号经光电探测得到的光电流。

从公式(3)可以看出, 经过光电探测后的4路输出信号中均包含频率为 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 的IF分量, 所以取任意一路输出均可实现最普通的微波光子单端混频。其次, 因为 I_1 和 I_2 (或 Q_1 和 Q_2) 之间具有 180° 的光相位差, 所以这两路对应得到的IF信号相位相反; 因此, 取这两路输出进行平衡探测即可实现双平衡混频。此外, 由于 I_1 (或 I_2) 和 Q_1 (或 Q_2) 之间具有 90° (或 270°) 的光相位差, 所以这两条支路输出的IF信号相互正交。若取这两路混频输出即可实现正交混频。进一步地, 如图2所示, 若将两路正交信号通过低频 90° 微波电桥进行正交耦合即可实现镜频抑制混频。

综上所述, 由于使用光边带选择器进行光边带幅度调控, 无用的光边带(包括光载波、1阶RF边带、1阶LO边带及其他高阶边带)在光电探测

前均被有效去除; 因此在混频器的输出信号中只包含有用的IF信号, RF泄露、LO泄露及高阶混频杂散均被有效抑制。其次, 采用光子六端口接收机进行光边带相位调控, 可以对目标边带引入精准的光相位调控, 从而实现正交混频和镜频抑制混频。值得说明的是, 基于 90° 光混波器的光子六端口接收机具有更小的幅度不平衡度、更小的相位不平衡度和更大的端口隔离度。尤其是相位不平衡度, 相比于传统的 90° 微波电桥(约 $\pm 10^\circ$) 降低了5倍左右, 因此可以保证在足够大的带宽内实现足够高的镜频抑制比。

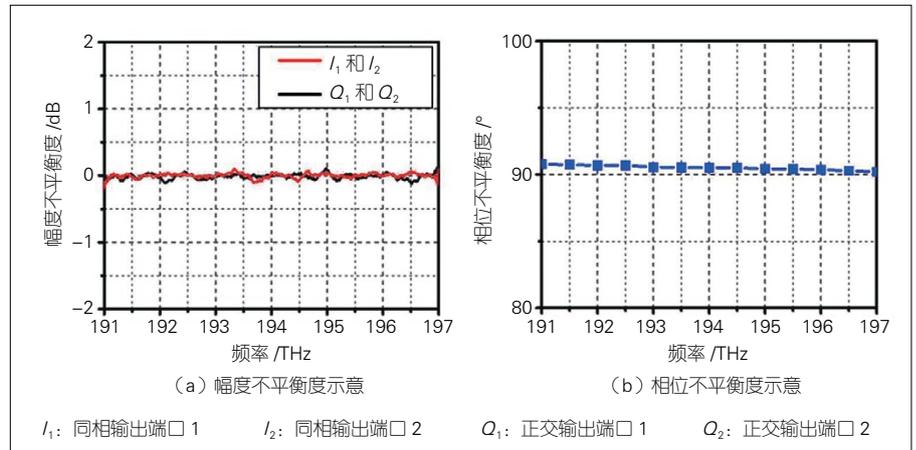
1.2 混频结果

我们搭建了基于图3的微波光子混频系统。激光器输出一个波长为 1552.5 nm 、功率 18 dBm 的单频连续波光信号。该光载波通过一个 $50:50$ 光分束器分成两路后, 分别送入一个边带选择器。在本实验中, 边带选择器通过马赫-曾德尔调制器(MZM)和光滤波器实现。其中, MZM(Fujitsu FTM7937)的带宽为 40 GHz , 半波电压小于 4 V ; 光滤波器分别通过可编程光滤波器(Finisar 4000s)和可调光滤波器(Yenista XTM-50)实现。RF和LO信号通过矢量信号源(Agilent E8267D)产生。上下两路均选出+1

阶光边带信号, 并且将选出的+1阶边带作为信号光及本振光输入光子六端口接收机。将光子六端口接收机由一个商用 90° 光混波器(Kylia COH28)实现。六端口接收机的I路和Q路分别送入光电探测器(PD)进行光电转换。PD的带宽为 30 GHz , 响应度为 0.85 A/W 。PD输出的正交IF信号通过 90° 微波电桥(Krytar 3017360K)进行正交耦合, 最终实现镜频抑制混频。

实验首先论证了光子六端口接收机的性能。图3(a)和图3(b)分别给出了本实验所用 90° 光混波器的幅度和相位不平衡度。从图中可以看出, 在 6 THz 的频率范围内幅度不平衡度低于 1 dB , 相位不平衡度低于 2 。由于宽带微波信号经光电调制转换到光域后通常表现为窄带的光谱分量, 所以通过选择合适的光载波可以进一步降低端口的幅度和相位不平衡度, 进一步证明了光子六端口接收机宽带、低幅度不平衡度和低相位不平衡度的优势。

图4(a)和图4(b)给出了上下两路光边带选择器得到的+1阶RF边带和+1阶LO边带。其中RF信号频率为 16 GHz , 功率为 5 dBm ; LO信号频率为 13.71 GHz , 功率同样为 5 dBm 。从图中可以看出, 边带选择器具有较好的边带选择效果, 光载波及其他无用的边带均处于噪声以下, 抑



▲图3 光子六端口接收机幅度和相位不平衡度

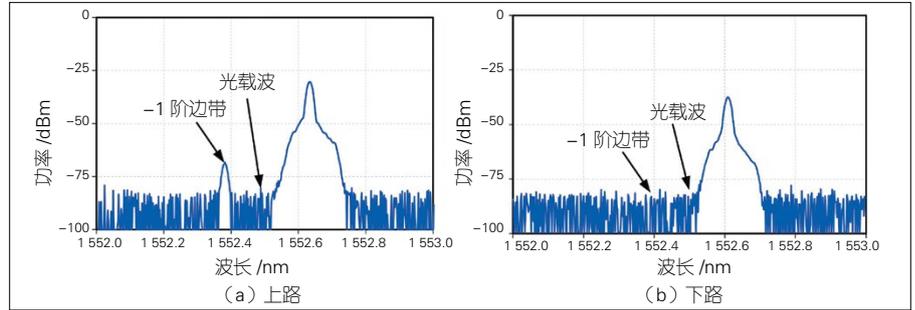
制比超过 40 dB。此外，对比图 4 (a) 和图 4 (b) 可以看出下路得到的光信号频谱更加纯净，这是由于下路使用的可调谐光滤波器 (Yenista XTM-50) 比上路使用的可编程光滤波器 (Finisar 4000s) 通带选择性更好，前者的滤波响应边沿为 500 dB/nm，后者的滤波响应边沿小于 200 dB/nm。滤波器的性能会影响光边带幅度选择的优劣，影响对无用边带的有效抑制，从而影响整个混频系统的杂散抑制效果。

图 5 (a) 给出了 I_1 和 Q_1 输出支路经光电探测得到的 IF 信号波形。从图中可以看出，两路输出信号相互正交，且 I_1 路的信号超前 90° ，这证明实现了正交混频。当使用微波电桥将这两路信号进行正交耦合时，得到的波形及频谱如图 6 中的实线所示。为了验证镜频抑制效果，将加载的 RF 信号频率改为镜像信号的频率，即 11.42 GHz。在该情况下， I_1 和 Q_1 输出支路经光电探测得到的波形如图 5 (b) 所示。尽管两路信号依然保持正交，但此时 I_1 路信号滞后 90° 。当这两路 IF 信号经过同一个微波电桥进行正交耦合时，得到的波形及频谱如图 6 中的虚线所示。从图中可以看出，波形幅度较小，功率约为 75 dBm，说明该镜频抑制混频器的镜频抑制比为 60 dB。

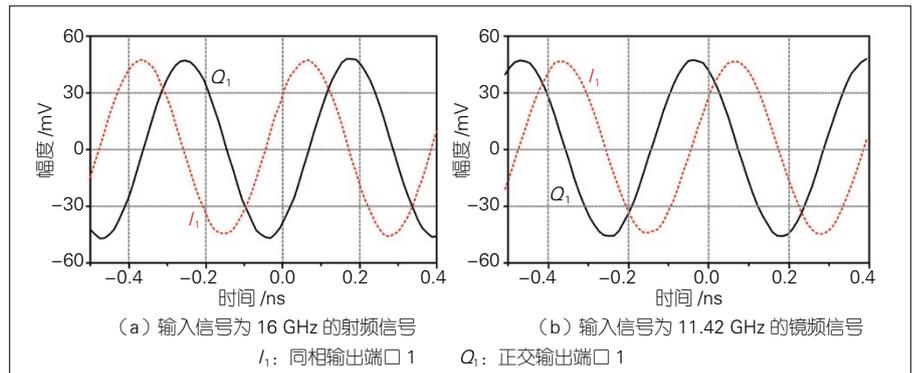
为了进一步论证该混频器的可调谐性，我们对 RF 信号及 LO 信号的频率进行了调节。图 7 给出了 LO 信号频率固定为 16 GHz，RF 信号频率在 17~33 GHz 范围内调谐时得到的 IF 信号频谱图。从图中可以看出，该混频器可以实现宽带范围内的频率变换，并且在后端未使用任何电滤波器的情况下，混频杂散抑制了约 40 dB，说明实现了低杂散的宽带微波光子镜频抑制混频。

2 微波光子混频芯片

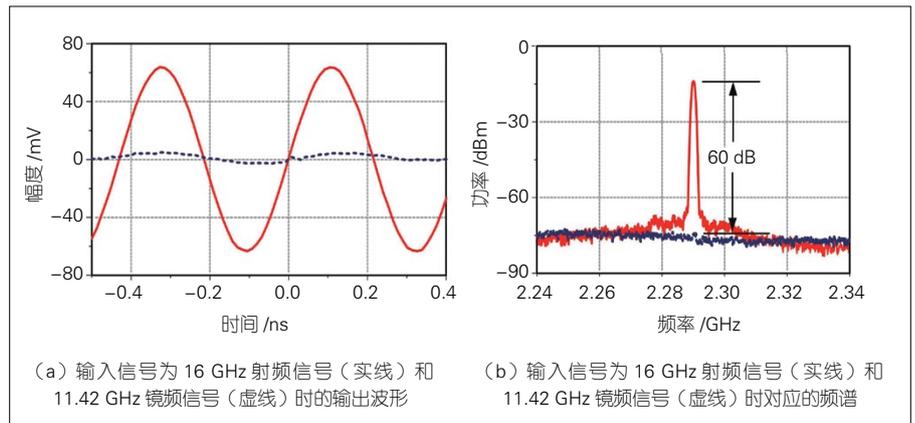
尽管如图 3 所示的微波光子混



▲图 4 光边带选择器输出信号的光谱图



▲图 5 不同输入信号下 I_1 (虚线) 和 Q_1 (实线) 支路的输出波形



▲图 6 镜频抑制混频器效果对比

频器能够实现宽带、低杂散和高镜频抑制比的镜频抑制混频，但是和大部分的微波光子系统类似，该系统仍然是基于分立元器件搭建，具有较大的成本、体积和功耗，无法与目前高度集成的电混频器相比拟；因此，微波光子混频器的小型化和集成化是未来的发展趋势。目前有部分文献报道，例如美国麻省大学报道了基于磷化铟 (InP) 基的微波光子混频集成芯片^[10]，比利时安特卫普航空公司基于硅上

三五族的光子集成技术将锁模激光器、调制器、探测器等集成到硅基芯片上，实现卫星系统中的多频段变频^[11]。

2.1 硅基光子集成的六端口接收机

本文中，我们在上述工作的基础上，实现了硅基光子集成的六端口接收机^[12]。该硅基光子六端口接收机的版图和芯片照片如图 8 (a) 和图 8 (b) 所示。该芯片采用了比利时微电子研究中心 (IMEC) 的 iSiPP25G 有源工艺

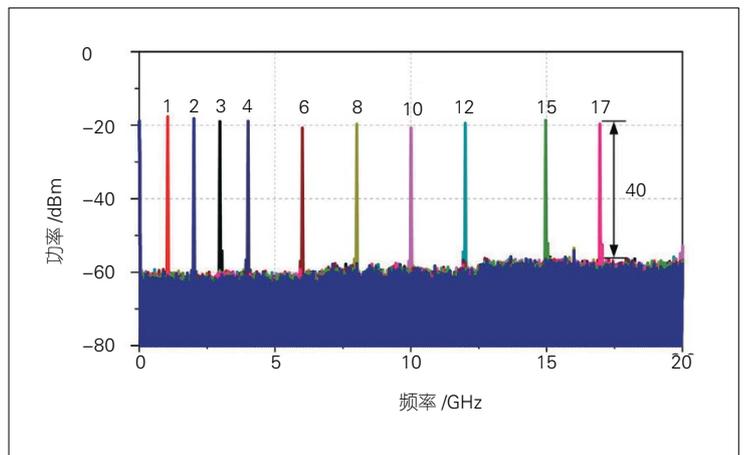
平台。该光子六端口接收机由两个垂直光栅耦合器、一个 24 多模干涉器和两对平衡探测器 (BPD) 组成, 芯片面积仅 0.21 mm^2 ($0.3 \text{ mm} \times 0.7 \text{ mm}$)。其中, 垂直光栅耦合器用来将信号光和本振光从光纤耦合进芯片, 其 1 dB 工作带宽约 20 nm, 并且在 1550 nm 处的单端耦合损耗约 6.5 dB。24 多模干涉器用来实现 90° 光混波器的功能, 其三维结构如图 8 (c) 所示。为了降低相位和幅度误差, 多模干涉区采用了脊型波导结构, 刻蚀深度为 70 nm, 多模干涉区宽度为 13.7 μm , 长度为 115.5 μm , 脊波导两侧的波导宽度为 3 μm 。图 8 (d) 给出了信号光与本振光在多模干涉器中的模场分布。从图中看出, 信号光和本振光在多模干涉器中可以有效分开并在输出端口进行耦合。通过仿真可知, 该 24 多模干涉器的相位不平衡度在整个 C 波段波长范围内小于 5。BPD 通过将两个单端锗硅 PD 级联, 并将其中一个 PD 进行反接实现。根据 BPD 的工作原理, 光电转换得到的光电流将在片上实现相减, 因此可以有效减小共模噪声, 提高系统的信噪比。

单个锗硅 PD 测得的响应度为 0.5 A/W, 3 dB 带宽超过 40 GHz。

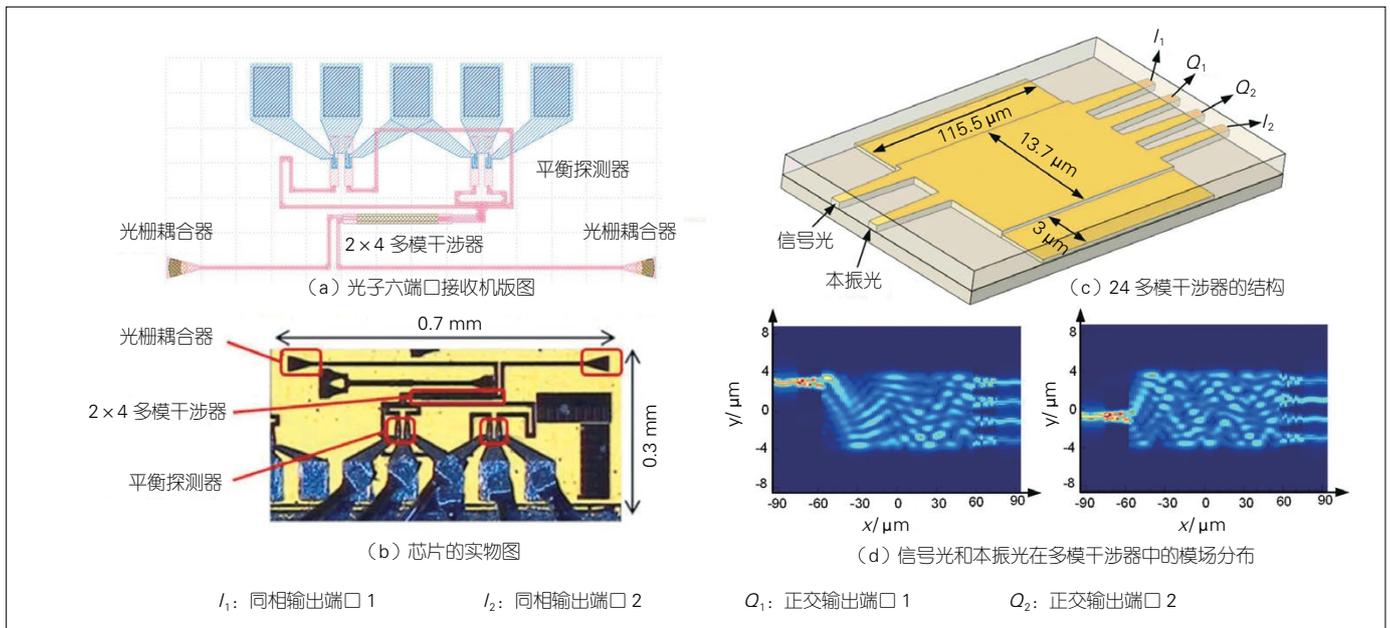
2.2 实验结果

将光子六端口接收机应用于图 3 所示的微波光子混频系统, 以验证该六端口接收机的混频性能。图 9 (a) 给出了本振频率为 10 GHz, RF 频率为 10.01 GHz 时六端口接收机的输出信号频谱。从图中可以看出, *I* 路和 *Q* 路得到的 10 MHz IF 功率几乎相同, 说明该集成光子六端口接收机具有较小的幅度不平衡度。图 9 (b) 给出了此时对应的输出波形, 从波形可以看出两路输出信号相互正交, 并且 *Q* 路超前 *I* 路 90° 。当这一对正交的 IF 信号通过低频微波电桥耦合在一

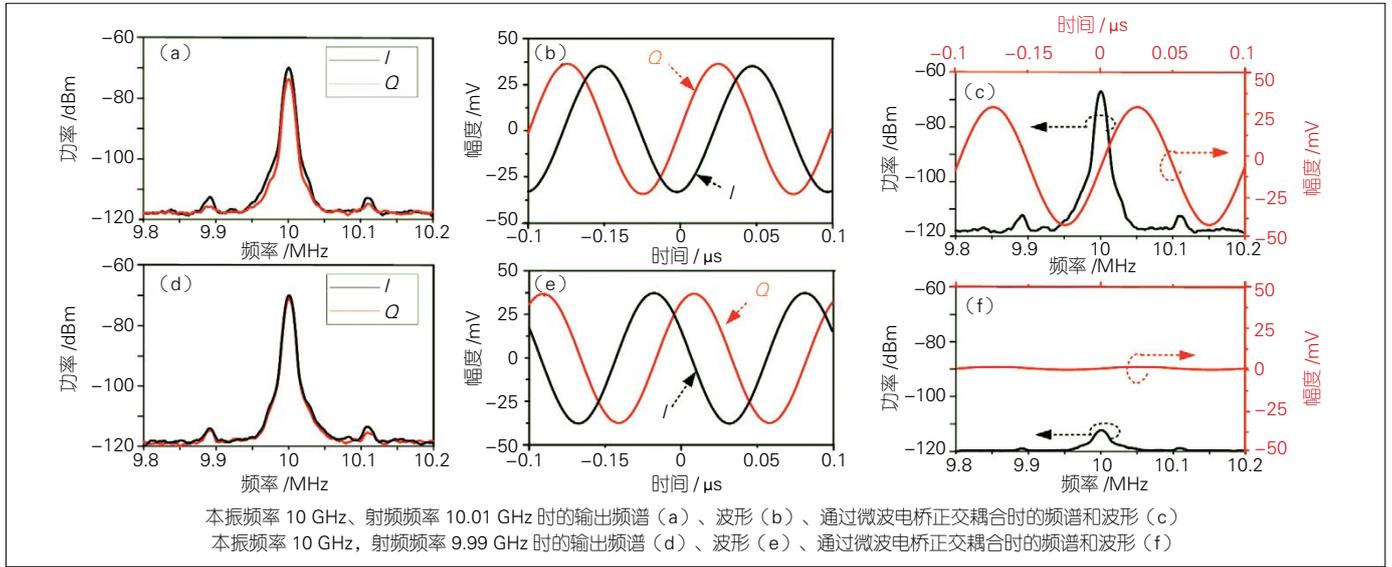
起时, 得到的 IF 信号频谱和波形如图 9 (c) 所示。为验证镜频抑制效果, 实验中把 RF 信号频率切换到镜像频率, 即 9.99 GHz。在该情况下, 片上六端口接收机输出的 IF 信号频谱如图 9 (d) 所示, 对应的波形如图 9 (e) 所示。从波形可以看出两路输出信号仍然相互正交, 但此时 *I* 路超前 *Q* 路 90° 。当使用同一个微波电桥进行正交耦合时得到的频谱和波形如图 9 (f) 所示。此时波形的幅度几乎为 0 mV, 功率低于 110 dBm, 这说明实现了镜频抑制混频, 且镜频抑制比大于 40 dB。



▲图7 本振频率固定在 16 GHz、射频频率在 17~33 GHz 调谐时输出的中频信号频谱



▲图8 硅基光子六端口接收机结构



▲图9 硅基光子六端口接收机的混频性能

由于该光子六端口接收机具有大于 40 GHz 的工作带宽，所以只需采用大于 40 GHz 的电光调制器即可实现 40 GHz 带宽的微波光子镜频抑制混频。此外，尽管本文中我们仅展示了硅基光子六端口集成芯片，但是高速电光调制器（例如大于 50 GHz 的微环调制器和电吸收调制器）和光滤波器（微环滤波器或波导光栅等）均可在硅基平台上实现；所以，集成度更高的微波光子镜频抑制混频芯片也将成为可能。

3 结束语

本文中，我们针对传统微波光子混频器杂散大和无法实现复杂混频功能的难点，提出了基于光边带幅相调控的低杂散微波光子混频方法。一方面通过光边带幅度操控在光域消除对混频没有贡献的无用光边带分量，抑制混频杂散；另一方面通过基于光子六端口接收机的光边带相位调控方法引入精准的光相位差，进而实现微波光子正交混频和镜频抑制混频。最后提出并实现了用于微波光子混频的硅基集成光子六端口接收机芯片，展示了硅基光子集成技术在高性能微波光

子混频芯片方面的应用。

参考文献

- [1] KOLNER B H, DOLFI D W. Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator[J]. Applied optics, 1987, 26(17): 3676–3680. DOI: 10.1364/ao.26.003676
- [2] YAO J P. Microwave photonics [J]. Journal of lightwave technology, 2009, 27(3): 314–335. DOI:10.1109/jlt.2008.2009551
- [3] TANG Z Z, LI Y F, YAO J P, et al. Photonics-based microwave frequency mixing: methodology and applications [J]. Laser & photonics reviews, 2020, 14(1): 1800350. DOI: 10.1002/lpor.201800350
- [4] DUARTE V C, PRATA J G, RIBEIRO C F, et al. Modular coherent photonic-aided payload receiver for communications satellites [J]. Nature communications, 2019, 10(1): 1–9. DOI: 10.1038/s41467-019-10077-4
- [5] MANKA M E. Microwave photonics for electronic warfare applications [C]//2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, Gold Coast, Australia: IEEE, 2008: 275–278. DOI: 10.1109/mwp.2008.4666690
- [6] SCOTTI F, LAGHEZZA F, GHELFI P, et al. Multi-band software-defined coherent radar based on a single photonic transceiver [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2015, 63(2): 546–552. DOI: 10.1109/tmmt.2014.2386877
- [7] ZHANG F Z, GAO B D, PAN S L. Photonics-based MIMO radar with high-resolution and fast detection capability [J]. Optics express, 2018, 26(13): 17529–17540. DOI: 10.1364/oe.26.017529
- [8] TANG Z Z, PAN S L. A reconfigurable photonic microwave mixer using a 90° optical hybrid [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2016, 64(9): 3017–3025. DOI: 10.1109/tmmt.2016.2594278

- [9] KOELPIN A, VINCI G, LAEMMLE B, et al. The six-port in modern society [J]. IEEE microwave magazine, 2010, 11(7): 35–43. DOI: 10.1109/mmm.2010.938584
- [10] JIN S L, XU L T, ROSBOROUGH V, et al. RF frequency mixer photonic integrated circuit [J]. IEEE photonics technology letters, 2016, 28(16): 1771–1773. DOI: 10.1109/lpt.2016.2570520
- [11] VAN GASSE K, WANG Z, UVIN S, et al. Ka-band to L-band frequency down-conversion based on III–V-on-silicon photonic integrated circuits [J]. CEAS space journal, 2017, 9(4): 531–541. DOI: 10.1007/s12567-017-0179-z
- [12] ZHANG J, VERBIST J, MOENECLAËY B, et al. Compact low-power-consumption 28-Gbaud QPSK/16-QAM integrated silicon photonic/electronic coherent receiver [J]. IEEE photonics journal, 2016, 8(1): 1–10. DOI: 10.1109/jphot.2015.2505609

作者简介



唐震宙，南京航空航天大学副研究员；主要研究领域为微波光子学及硅基光子芯片；已发表论文 20 余篇。



潘时龙，南京航空航天大学教授；主要研究领域为微波光子雷达、微波光子信号处理和微波光子测量；已发表论文 240 余篇。