

引用格式: LI Zhongkun, HAN Yishi, GUO Zhongguo, et al. A Reconfigurable Microwave Photonic Mixing and Phase Shifting System[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(11):1106004

李忠坤,韩一石,郭忠国,等.一种可重构的微波光子混频移相系统[J].光子学报,2021,50(11):1106004

# 一种可重构的微波光子混频移相系统

李忠坤,韩一石,郭忠国,郭冠锋,曾昶盛,钟永明

(广东工业大学 信息工程学院, 广州 510006)

**摘 要:**提出了一种可重构的微波光子混频移相系统,通过调节本振信号频率及检偏器角度,可输出上/下变频微波信号,同时其相位可在 $360^\circ$ 范围内连续调节。此外,适当改变任意两个混频通道间的相位差,可重构实现I/Q混频、双平衡混频和镜像抑制混频,应用于多通道时可输出多频段混频移相微波信号,并且每个通道的相位可独立调节。由于让本振信号的高阶边带参与混频,成倍降低了对本振信号频率的要求。仿真结果表明,当本振信号和射频信号频率分别为10 GHz和19 GHz时,系统的混频范围为1~79 GHz,相移幅度差低于0.1 mV,镜像抑制比超过65 dB,多频段混频后的信号功率差低于0.2 dB; $90^\circ$ 电移相器、偏振控制器角度调节偏差几乎不影响系统性能,且合适的射频信号功率有助于提高系统性能。理论分析和仿真验证了该系统具有较高的灵活性、重构性和实用性。

**关键词:**微波光子混频;移相;镜像抑制;重构;多功能

中图分类号:TN29

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20215011.1106004

## A Reconfigurable Microwave Photonic Mixing and Phase Shifting System

LI Zhongkun, HAN Yishi, GUO Zhongguo, GUO Guanfeng, ZENG Changsheng,  
ZHONG Yongming

(School of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

**Abstract:** A reconfigurable microwave photonic mixing and phase shifting system is proposed. By adjusting the frequency of the local oscillator signal and the angle of the polarizer, it can output up/down conversion microwave signal, and its phase can be adjusted continuously within  $360^\circ$ . In addition, by appropriately changing the phase difference between any two mixing channels, it can be reconstructed to realize I/Q mixing, double-balanced mixing and image rejection mixing. When applied to multiple channels, it can output multi-band mixing and phase-shifted microwave signal, and the phase of each channel can be adjusted independently. Since the high-order sidebands of the local oscillator signal are involved in the mixing, the requirements for the frequency of the local oscillator signal are reduced exponentially. The simulation results show that when the frequency of the local oscillator signal and the RF signal are 10 GHz and 19 GHz respectively, the mixing range of the system is 1~79 GHz, the phase shift amplitude difference is less than 0.1 mV, the image rejection ratio exceeds 65 dB, and the signal power difference after multi-band mixing is less than 0.2 dB. In addition, the  $90^\circ$  electrical phase shifter and polarization controller angle adjustment deviation hardly affect the system performance, and the appropriate radio frequency signal power can help improve the system performance. Theoretical analysis and simulation have verified that the system has high flexibility, reconfiguration and practicability.

基金项目:国家自然科学基金(No.61471130),广东省重点领域研发计划(No.2019B010138004)

第一作者:李忠坤(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为微波光子信号处理及光纤无线技术等。Email: 1664249224@qq.com

导师(通讯作者):韩一石(1970—),男,教授,博士,主要研究方向为全光通信网络器件及光纤无线技术等。Email: yshan@gdut.edu.cn

收稿日期:2021-04-20;录用日期:2021-07-01

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

**Key words:** Microwave photonic mixing; Phase shifting; Image rejection; Reconstruction; Multifunction

**OCIS Codes:** 060.5625; 190.2620; 050.5080; 350.4010; 100.1160

## 0 引言

随着微波技术的快速发展,混频和移相成为了众多通信系统不可缺少的功能,如:相控阵雷达、宽带无线通信系统、卫星通信和电子战系统<sup>[1-4]</sup>。其中混频模块可以将射频(Radio Frequency, RF)信号下变频到中频(Intermediate Frequency, IF)信号以便接收机接收,也可以将低频(Low Frequency, LF)信号上变频到高频(High Frequency, HF)信号以提高系统的通信容量和传输带宽<sup>[5]</sup>。而相移模块是相控阵雷达<sup>[6]</sup>等系统的重要组成部分。由于传统微波系统瞬时带宽小、不易操作且容易受到电磁干扰,而微波光子移相技术具有带宽大、体积小、低传输损耗和抗电磁干扰<sup>[7-8]</sup>等特点,解决了现有微波系统的移相瓶颈。近十年来,许多结构紧凑和性能良好的微波光子混频<sup>[9-12]</sup>和移相方案<sup>[13-14]</sup>相继被提出,但大多数只能实现简单的单端混频或移相功能,无法满足未来多功能微波光子混频移相系统的需求,如可抑制杂散信号的双平衡混频<sup>[15-17]</sup>,可应用于零中频发射机和接收机的I/Q混频<sup>[16-17]</sup>,以及具有抑制镜像(Image, IM)信号能力的镜像抑制混频<sup>[18-19]</sup>,因此实际应用价值不大。

最近,关于多功能混频移相系统的方案相继被提出。文献[20]提出的基于马赫曾德尔调制器(Mach Zehnder Modulator, MZM)的混频移相系统可实现混频和移相功能,但其结构和混频移相操作比较复杂,不易扩展到多频段混频系统中。文献[21]提出的多频段混频移相方案,尽管实现了多通道混频,但无法独立调节多通道信号的相位。文献[22]提出的方案可以独立调节多通道混频信号的相位,但受到光纤布拉格光栅和滤波器的影响,系统混频范围受到了限制。文献[23]提出的重构多功能混频系统,需要改变多个器件的参数以及光电探测器(Photoelectric Detector, PD)的组合方式才能实现I/Q混频和镜像抑制混频功能,因此存在一定的复杂性。此外,为了抑制镜像信号,还需要集成90°光混合器来引入90°相位差<sup>[24]</sup>,而90°光混合器存在固有相位偏差,从而降低了系统的镜像抑制比(Image Rejection Ratio, IRR),并且后期难以补偿。

基于此,本文提出了一种新型可重构的微波光子混频移相系统,其主要由双平行马赫曾德尔调制器(Dual-Parallel Mach Zehnder Modulator, DPMZM)和检偏器(Polarization, Pol)组成。在单光源同一光链路中,通过调节本振(Local Oscillator, LO)信号的频率及波长选择开关(Wavelength Selector Switch, WSS)输入的二进制序列,系统可输出频率可选的上/下变频微波信号。同时调节Pol与调制器偏振主轴的夹角 $\alpha$ ,可使混频后的信号相位在360°范围内连续变化。扩展到多通道时,可输出多频段混频微波信号,并且每个通道的相位可独立调节,此外适当调节Pol使得任意两个通道的相位差为一定值,可重构实现I/Q混频、双平衡混频和相位可补偿的镜像抑制混频,一定程度上提高了系统的杂散抑制能力,并扩大了系统的应用范围。

## 1 基本原理

### 1.1 单端上/下变频、移相原理

提出的单端微波光子混频移相系统的结构如图1所示。可调谐半导体激光器(Tunable Semiconductor Laser, TSL)输出的光波 $E_c(t) = E_c \exp(j\omega_c t)$ 被光分束器均分为两路功率相等的光载波, $E_c$ 、 $\omega_c$ 分别为光载波的幅度和角频率。其中一路光载波协同LO信号输入到MZM生成高平坦度的光频梳<sup>[25-27]</sup>,MZM由频率和

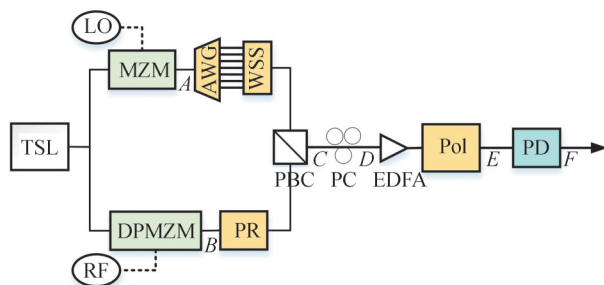


图1 单端微波光子混频移相系统结构

Fig. 1 Single-ended microwave photonic mixing and phase shifting system structure

相位差分别为  $\omega_{LO}$  和  $\pi$  的正弦 LO 信号驱动。

利用贝塞尔函数对 MZM 的输出进行理论推导,可得其输出端表达式为

$$E_{out}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} E_c J_{2m}(\beta_{LO}) \cos(\omega_c t + 2m\omega_{LO} t) \quad (1)$$

式中,  $m$  为输出光边带的阶数,  $\beta_{LO} = \pi \frac{V_{LO}}{V_\pi}$ ,  $J_{2m}(\cdot)$  为偶数阶贝塞尔函数。其中  $V_{LO}$  为 LO 信号的幅值,  $V_\pi$  为 MZM 的半波电压。由式(1)得 MZM 的输出只包含 LO 信号的偶数阶边带,但受到 MZM 结构和输入信号功率的限制,很难产生高平坦度的光频梳(Optical Frequency Comb, OFC)<sup>[26-27]</sup>。当  $\beta_{LO} = 9.18$ , MZM 可输出 7 条功率十分接近的高平坦光边带,此时点 A 信号表达式为

$$E_A(t) \approx \sum_{m=-3}^3 \frac{1}{2} E_c J_{2m}(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_c + 2m\omega_{LO})t] \quad (2)$$

随后将点 A 信号输入到阵列波导光栅(Arrayed Waveguide Grating, AWG)和 WSS 模块, WSS 模块结构<sup>[28-29]</sup>如图 2(a)所示。通过给 WSS 输入不同的二进制序列:000、001、010、011、100、101、110,可输出不同频率的 LO 信号边带。

同时,光分束器输出的另一路光载波协同 RF 信号一起输入到 DPMZM。DPMZM 模块结构如图 2(b)所示。通过控制 DPMZM 的直流偏置电压,可生成抑制载波单边带信号。此时 DPMZM 中的子马赫曾德尔调制器(Sub-Mach-Zehnder Modulator, Sub-MZM)工作在最小偏置点,主马赫曾德尔调制器(Main-Mach-Zehnder Modulator, Main-MZM)工作在正交偏置点,其中  $V_{bias1} = V_\pi$ ,  $V_{bias2} = -V_\pi$ ,  $V_{bias3} = \pm \frac{V_\pi}{2}$ 。经微波信号发生器输出的 RF 信号为  $V_{RF} \sin(\omega_{RF} t)$ ,其中  $V_{RF}$  和  $\omega_{RF}$  分别为 RF 信号的幅度和角频率。

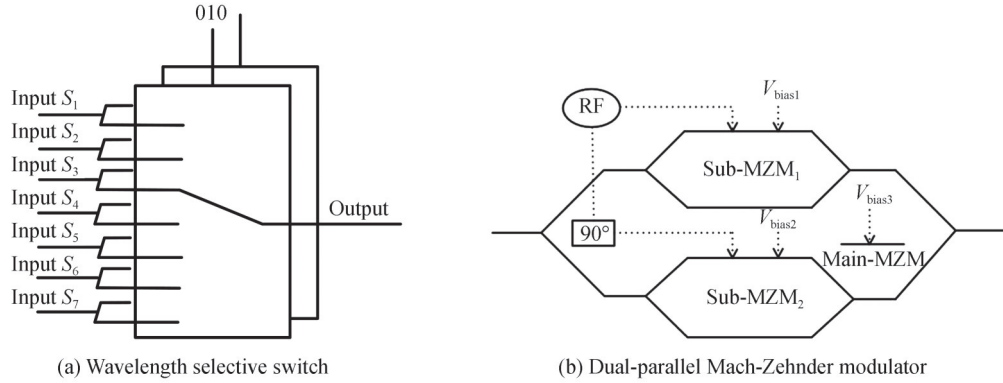


图 2 波长选择开关和双平行马赫曾德尔调制器结构

Fig. 2 Wavelength selective switch and dual-parallel Mach-Zehnder modulator structure

对 DPMZM 采用小信号调制方式,忽略二阶及二阶以上边带,当  $V_{bias3} = -\frac{V_\pi}{2}$  时, DPMZM 的输出端表达式为

$$E_{DPMZM}(t) = \frac{E_c(t)}{4} \left\{ \exp[j\beta_{RF} \sin(\omega_{RF} t)] + \exp[-j\beta_{RF} \sin(\omega_{RF} t)] \exp(j\pi) + \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right) \exp\left[j\beta_{RF} \sin\left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{2}\right)\right] + \exp\left[-j\beta_{RF} \sin\left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{2}\right)\right] \exp(j\pi) \right\} = E_c J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_{RF} + \omega_c)t] \quad (3)$$

由式(3)得 DPMZM 输出端为抑制载波正一阶边带信号,其中  $\beta_{RF} = \pi \frac{V_{RF}}{2V_\pi}$  表示 RF 信号的调制系数,  $n$  为边带数,  $J_1(\cdot)$  为一阶第一类贝塞尔函数。

在单端混频移相中,为了后续分析方便,选择 DPMZM 输出的抑制载波正一阶 RF 信号边带与 WSS 输

出的正二阶 LO 信号边带进行下变频移相,此时 WSS 输出端表达式为

$$E_{\text{WSS}}(t) = \frac{1}{2} E_c J_2(\beta_{\text{LO}}) \exp[j(\omega_c + 2\omega_{\text{LO}})t] \quad (4)$$

接着,将  $E_{\text{DPMZM}}(t)$  经过  $90^\circ$  偏振旋转器 (Polarization Rotator, PR) 后与  $E_{\text{WSS}}(t)$  用偏振合束器 (Polarization Beam Combiner, PBC) 合波,此时点 C 信号表达式为

$$E_C(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} E_c J_2(\beta_{\text{LO}}) \exp[j(2\omega_{\text{LO}} + \omega_c)t] \\ E_c J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp[j(\omega_{\text{RF}} + \omega_c)t] \end{bmatrix} \quad (5)$$

将合波后的信号送入偏振控制器 (Polarization Controller, PC) 中调整偏振方向与偏振相位,其中 PC 由两个四分之一波片和一个半波片组成<sup>[30-31]</sup>。通过调节 PC 中的波片,使得两路偏振正交光边带的相位差  $\Delta\varphi$  和偏振旋转角  $\phi$  分别为  $\pi/2$  和  $\pi/4$ , PC 传输矩阵为

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & -\sin(\pi/4) \\ \sin(\pi/4) & \cos(\pi/4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(j\pi/4) & 0 \\ 0 & \exp(-j\pi/4) \end{bmatrix}$$

此时点 D 信号表达式为

$$E_D(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_c J_2(\beta_{\text{LO}}) \exp\left[j(2\omega_{\text{LO}} + \omega_c)t + j\frac{\pi}{4}\right] x - \frac{\sqrt{2}}{2} E_c J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp\left[j(\omega_{\text{RF}} + \omega_c)t + j\frac{\pi}{4}\right] x + \frac{\sqrt{2}}{4} E_c J_2(\beta_{\text{LO}}) \exp\left[j(2\omega_{\text{LO}} + \omega_c)t - j\frac{\pi}{4}\right] y + \frac{\sqrt{2}}{2} E_c J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp\left[j(\omega_{\text{RF}} + \omega_c)t - j\frac{\pi}{4}\right] y \quad (6)$$

式中,  $x$  与  $y$  相互正交,随后将 D 点信号经掺铒光纤放大器 (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) 放大,通过调节 Pol 与调制器偏振主轴的夹角  $\alpha$ ,使 PC 输出的信号合并到同一偏振方向,对应的点 E 信号表达式为

$$E_E(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} G E_C(t) \exp\left(-j\frac{\pi}{4}\right) \left[ \frac{1}{2} J_2(\beta_{\text{LO}}) \exp(j2\omega_{\text{LO}}t + j\alpha) + J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}}t - j\alpha) \right] \quad (7)$$

将点 E 信号送入 PD 进行光电转换,此时点 F 输出的电信号交流部分表达式为

$$I_{\text{AC}}(t) \propto \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{\text{RF}}) J_2(\beta_{\text{LO}}) \cos[(2\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}})t + 2\alpha] \quad (8)$$

式中,  $G$  为 EDFA 的放大系数,  $R$  为 PD 的响应度,  $2\alpha$  为混频后的微波信号相位角。由式(8)得该结构输出了频率为  $2\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}}$  的下变频移相信号。保持  $E_c$ 、 $\omega_{\text{RF}}$ 、 $\omega_{\text{LO}}$ 、 $R$  和  $G$  不变,则拍频后的微波信号功率与  $\beta_{\text{RF}}$ 、 $\beta_{\text{LO}}$  有关,且相位与  $\alpha$  值有关。因此,适当提高 RF 和 LO 信号的调制指数,可使混频后的微波信号功率得到提高,调节  $\alpha$  使其处于  $-90^\circ \sim +90^\circ$ ,可使混频后的微波信号相位在  $-180^\circ \sim 180^\circ$  范围内连续变化。

保持系统其他参数不变,仅改变 WSS 输入的二进制序列,使其输出负二阶 LO 信号边带,即可实现上变频移相,对应的微波信号表达式为

$$I_{\text{AC1}}(t) \propto \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{\text{RF}}) J_2(\beta_{\text{LO}}) \cos[(2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{RF}})t + 2\alpha] \quad (9)$$

同理,控制 WSS 输入的二进制序列,使 MZM 输出的其他 5 条高平坦边带依次与 DPMZM 输出的正一阶边带拍频,即可分别生成频率为  $6\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{RF}}$ 、 $4\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{RF}}$ 、 $\omega_{\text{RF}}$ 、 $4\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}}$  和  $6\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}}$  且相位可  $360^\circ$  连续调节的微波信号。

## 1.2 I/Q 混频、双平衡混频、镜像抑制混频和多通道多频段混频移相原理

除了上述分析的单端混频移相功能,该系统通过重构还可以实现 I/Q 混频、双平衡混频、镜像抑制混频和多通道多频段混频移相,对应的结构如图 3 所示。

将单端混频移相结构扩展到多个通道,保持 Pol 前的结构和器件参数不变,任意选择两个通道,每个通道后跟一个 Pol 和 PD,选取 LO 信号的正二阶边带与 RF 信号的正一阶边带进行下变频从而输出 IF 信号。为了后续研究分析方便,选取 Pol<sub>11</sub> 和 Pol<sub>12</sub> 所在通道,依次改变 Pol<sub>11</sub> 和 Pol<sub>12</sub> 与所在的偏振主轴的夹角  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ ,使其保持一定的相位差,经过 PD<sub>11</sub> 和 PD<sub>12</sub> 光电转换后,系统即可输出不同类型的混频移相信号,对应点的信号表达式为



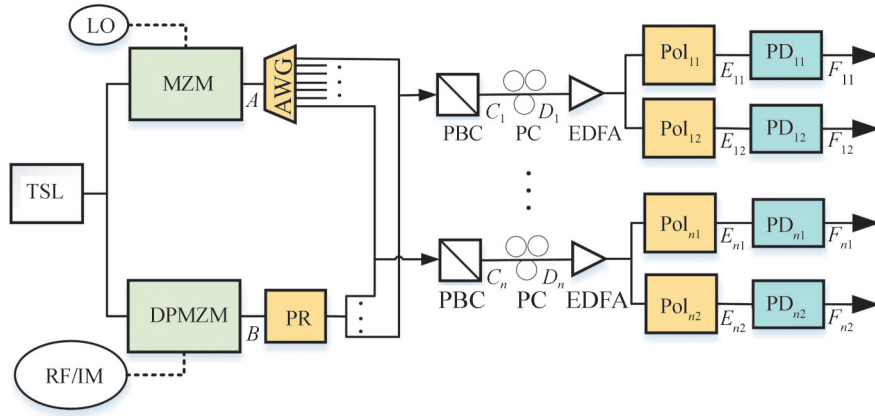


图3 新型可重构的微波光子混频移相系统结构

Fig. 3 The structure of a new reconfigurable microwave photonic mixing and phase shifting system

$$E_{E_{11}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} G E_c(t) \exp\left(-j\frac{\pi}{4}\right) \left[ \frac{1}{2} J_2(\beta_{LO}) \exp(j2\omega_{LO}t + j\alpha_1) + J_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF}t - j\alpha_1) \right] \quad (10)$$

$$E_{E_{12}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} G E_c(t) \exp\left(-j\frac{\pi}{4}\right) \left[ \frac{1}{2} J_2(\beta_{LO}) \exp(j2\omega_{LO}t + j\alpha_2) + J_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF}t - j\alpha_2) \right] \quad (11)$$

$$I_{F_{11}}(t) \propto \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{RF}) J_2(\beta_{LO}) \cos\left[(2\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 2\alpha_1\right] \quad (12)$$

$$I_{F_{12}}(t) \propto \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{RF}) J_2(\beta_{LO}) \cos\left[(2\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 2\alpha_2\right] \quad (13)$$

由式(12)和(13)得,当 $\alpha_1 - \alpha_2 = 45^\circ$ 时,点 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 信号频率和功率均相同且相位差为 $90^\circ$ ,实现了I/Q混频,其结构如图4(a)所示。当 $\alpha_1 - \alpha_2 = 90^\circ$ 时,点 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 信号频率和功率均相同且相位相反,实现了双平衡混频,其结构如图4(b)所示。

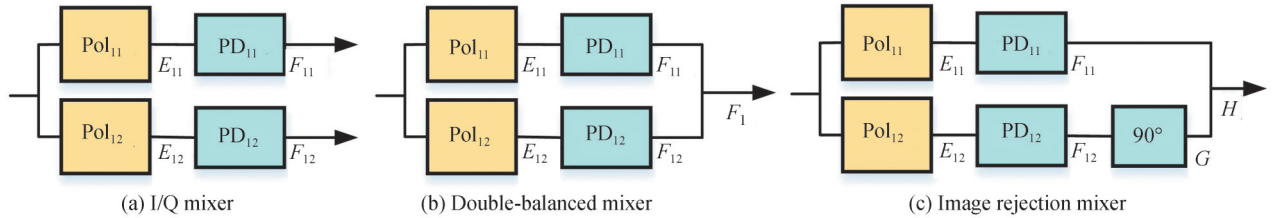


图4 不同类型的混频结构

Fig. 4 Different types of mixing structures

随着RF通信技术的快速发展,混频系统中通常会夹杂IM信号,其频率为 $\omega_{IM} = 2\omega_{LO} - \omega_{RF}$ ,下变频RF信号到IF信号时,IM信号也会与LO信号拍频输出频率相同的IF信号,从而影响混频系统的性能,因此抑制IM信号就显得非常重要。现有的镜像抑制方式主要是相对抵消<sup>[32]</sup>,但是由于相移器件存在固有偏差,IM信号无法得到较大的抑制。

基于此,结合上述分析的I/Q混频,提出了一种新型镜像抑制混频方案,通过补偿相移偏差来提升镜像抑制比,其结构如图4(c)所示。保持系统的其他参数不变,同时将RF信号和IM信号输入到系统中,将点 $F_{11}$ 信号与点 $G$ 信号进行耦合,即可实现镜像抑制混频,对应点的信号表达式为

$$I_{IF-F_{11}}(t) \propto \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{RF}) J_2(\beta_{LO}) \cos\left[(2\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 2\alpha_1\right] + \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{IM}) J_2(\beta_{LO}) \cos\left[(\omega_{IM} - 2\omega_{LO})t - 2\alpha_1\right] \quad (14)$$

$$I_{IF-F_{12}}(t) \propto \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{RF}) J_2(\beta_{LO}) \cos \left[ (2\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 2\alpha_1 - 90^\circ \right] + \frac{G^2 R}{4} |E_c|^2 J_1(\beta_{IM}) J_2(\beta_{LO}) \cos \left[ (\omega_{IM} - 2\omega_{LO})t - 2\alpha_1 + 90^\circ \right] \quad (15)$$

$$I_{IF-H}(t) \propto \frac{1}{2} G^2 R |E_c|^2 J_1(\beta_{RF}) J_2(\beta_{LO}) \cos \left[ (2\omega_{LO} - \omega_{RF})t \right] \quad (16)$$

式中,  $\beta_{IM} = \pi \frac{V_{IM}}{2V_\pi}$  是 IM 信号调制指数,  $V_{IM}$  为 IM 信号的幅值。由式(14)~(16)得, 当输入是 RF 信号时, 输出的 I/Q 混频信号相位差为  $90^\circ$ , 经过  $90^\circ$  电移相器及耦合器后, 考虑到耦合器损耗, 点 H 输出的 IF 信号功率约为镜像抑制混频前的两倍。当输入是 IM 信号时, 输出的 I/Q 混频信号相位差为  $-90^\circ$ , 经过  $90^\circ$  电移相器及耦合器后, 点 H 输出的 IF 信号几乎不存在, 即有效地抑制了 IM 信号。由于采用了 LO 信号的高阶边带混频和具有大带宽的 Pol 调相, 因此该系统中的镜像抑制混频可以在大带宽频率范围内工作。此外, 考虑到  $90^\circ$  相移器固有的相位不平衡会影响镜像抑制效果, 可以二次调节 Pol 来补偿  $90^\circ$  相移器的固有偏差。由分析可知, 相比先前的镜像抑制混频研究<sup>[18-19]</sup>, 本文提出的新型镜像抑制混频方案, 通过补偿相移器固有偏差, 更加有效地抑制了 IM 信号。

此外, 扩展单端混频移相结构到多通道, 将 MZM 输出的 7 条高平坦光边带依次与 DPMZM 输出的正一阶 RF 信号边带拍频, 即可实现多通道多频段混频, 相应边带的组合方式如图 5 所示。

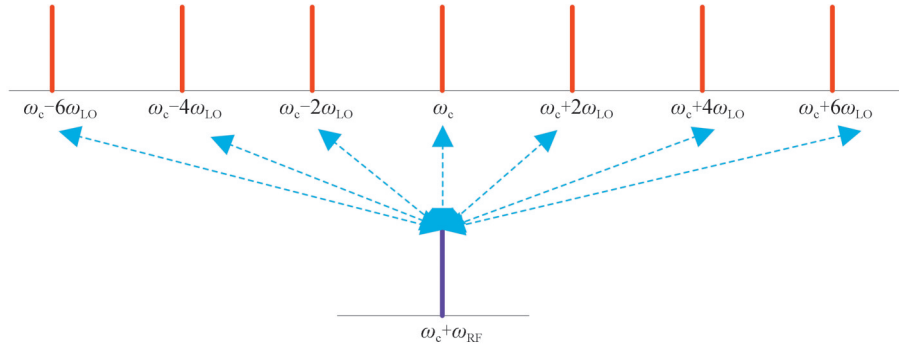


图 5 多频段混频边带组合示意

Fig. 5 Schematic diagram of multi-band mixing sideband combination

通过调节每个通道中 Pol 与偏振主轴之间的夹角  $\alpha$ , 可独立改变每个通道中混频信号的相位, 送入 PD 进行光电转换即可得到 7 路相位可  $360^\circ$  连续调节的多频段混频移相微波信号, 可应用于多功能相控阵雷达系统。

重构后的微波光子混频移相系统可输出包括多种混频类型及多频段混频移相的微波信号, 从而扩大了系统的传输带宽、通信容量和应用范围。

## 2 仿真实验与结果分析

为了验证所提方案的可行性, 利用光学仿真软件对图 1、3 和图 4 的结构进行仿真验证。TSL 输出的中心频率、线宽、功率分别为 193.1 THz、1 MHz、10 dBm 的光载波经分束器后注入到 MZM 和 DPMZM。其中 DPMZM 由频率为 19 GHz 的 RF 信号驱动, 分别设置 DPMZM 的  $V_{bias1}$ 、 $V_{bias2}$ 、 $V_{bias3}$  为 4 V、4 V、-2 V, 此时 DPMZM 输出抑制载波正一阶边带信号。同时, MZM 由频率为 10 GHz 的 LO 信号驱动, 其中  $\beta_{LO} = 9.18$ , 此时 MZM 可以输出中心频率为 193.1 THz 且频率间隔为 20 GHz 的 7 条高平坦光边带。分别设置 AWG 的频率间隔和带宽为 20 GHz 和 5 GHz。先将 PC 的偏振旋转角度和相位差分别设置为  $45^\circ$  和  $90^\circ$ , 再将所得的偏振正交边带经过 EDFA 放大后通过 Pol 进行相位调节, 最后送入到响应度为 0.8 A/W 的 PD 进行光电转换, 即可得到相应频率的混频移相微波信号。

### 2.1 单端上/下变频、多通道多频段混频和移相仿真实验分析

为了验证所提方案的混频功能, 按照上述参数对系统进行设置。假设 WSS 选出的边带为  $\omega_c - 2\omega_{LO}$  和

$\omega_c + 2\omega_{LO}$ 。经过PC后的两个偏振方向的光边带完全相同,选取其中一个偏振方向的光边带进行分析,对应的上/下变频后的微波信号频谱如图6(a)和(b)所示。扩展图1结构到多通道时,将7条高平坦的LO信号的光边带依次与RF信号的正一阶边带拍频,系统即可输出多通道多频段微波信号,对应的频谱如图6(c)所示。

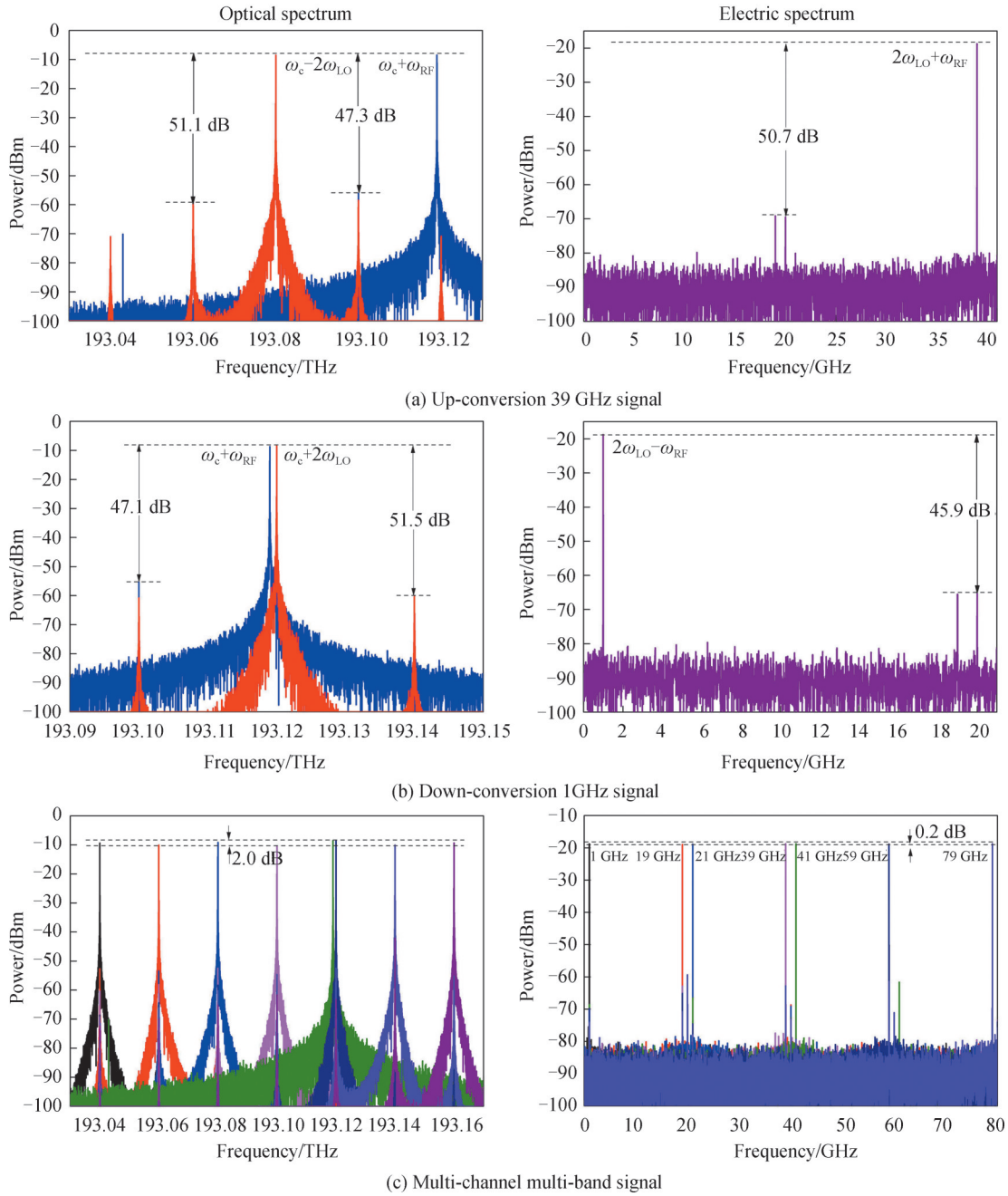


图6 不同情况下点C信号光谱和PD输出电谱

Fig. 6 Optical spectrum at point C and electric spectrum at the output of PD under different conditions.

由图6(a)、(b)得,上/下变频后的微波信号光杂散抑制比(Optical Spurious Suppression Ratio, OSSR)均高于47 dB,光电转换后的电杂散抑制比(Electrical Spurious Suppression Ratio, ESSR)和功率分别高于45 dB和-19 dBm,表明混频方案具有较好的光/电杂散边带抑制效果,后续无需增加电滤波器进行信号分离,可应用于无线通信中的接收机、发送机等系统。此外,利用10 GHz的LO信号的高阶边带与19 GHz的RF信号进行混频,输出了上变频39 GHz和下变频1 GHz微波信号,降低了对LO信号的频率要求。由图6

(c)得,扩展单端混频结构到多通道时,不同频率的光边带功率差约为 2.0 dB,PD 光电转换后的多频段微波信号频率分别为:1 GHz、19 GHz、21 GHz、39 GHz、41 GHz、59 GHz 和 79 GHz,并且不同频率的电信号功率差最大为 0.2 dB,表明上述方案不仅使混频后的微波信号频率可选,而且具有高平坦的功率响应,可实现多通道多频段混频,扩大系统的混频范围和通信容量。

由于每个通道的混频信号相位调谐原理相同,都是通过改变 Pol 与调制器偏振主轴的夹角  $\alpha$  进而调节微波信号的相位。为了验证所提方案的相位调谐功能,以下变频得到的 1 GHz IF 信号为例进行移相分析。仿真中改变  $\alpha$  的大小,使其处于  $-90^\circ \sim 90^\circ$ ,系统即可输出不同相位的 IF 信号,对应的波形、功率和 ESSR 如图 7 所示。

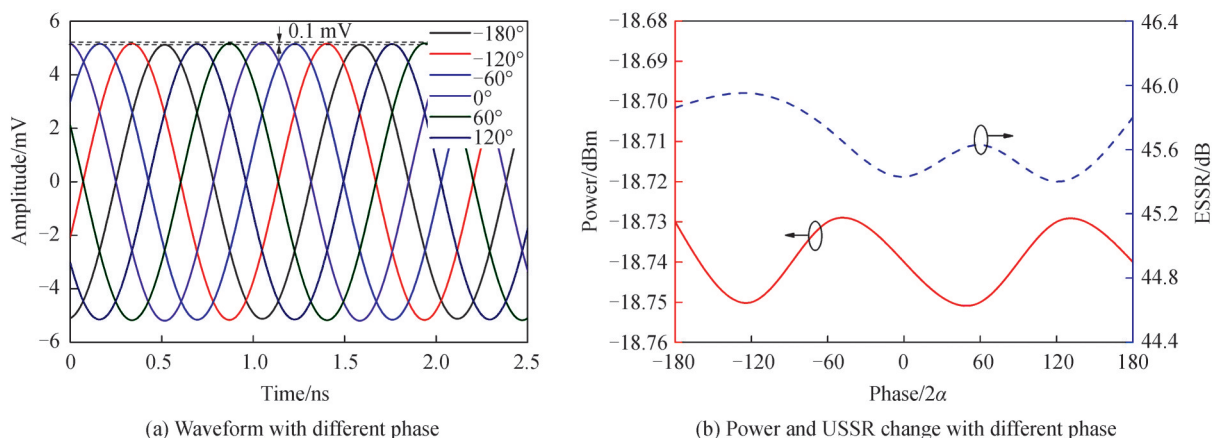


图 7 不同相位下的 1 GHz IF 信号的波形、功率和 ESSR

Fig. 7 Waveform, power and ESSR of down-converted 1 GHz IF signal with different phase

由图 7(a)得,下变频后的微波信号相位可从  $-180^\circ$  连续变化到  $180^\circ$ ,且相移幅度差低于 0.1 mV,说明混频后的信号相位可在  $360^\circ$  范围内连续调节,改变微波信号的相位几乎不影响混频后的微波信号质量。由图 7(b)可得,不同相位的微波信号的功率差低于 0.02 dB,ESSR 均高于 45 dB,说明多频段混频移相后的微波信号具有较平坦的功率响应。扩展到多通道时,改变每个通道中  $\alpha$  的大小,则每个通道的混频信号相位可独立在  $360^\circ$  范围内连续调节,后续可应用于相控阵雷达系统。

## 2.2 双平衡混频、I/Q 混频和镜像抑制混频仿真分析

为了验证所提方案的双平衡混频功能,选取 Pol<sub>11</sub> 与 Pol<sub>12</sub> 所在通道,将 19 GHz RF 信号下变频为 1 GHz IF 信号,设置  $\alpha_1 = 90^\circ$ 、 $\alpha_2 = 0^\circ$ ,使用两个 PD 将双通道输出的光信号转换成电信号,对应的 IF 信号波形和频谱如图 8 所示。

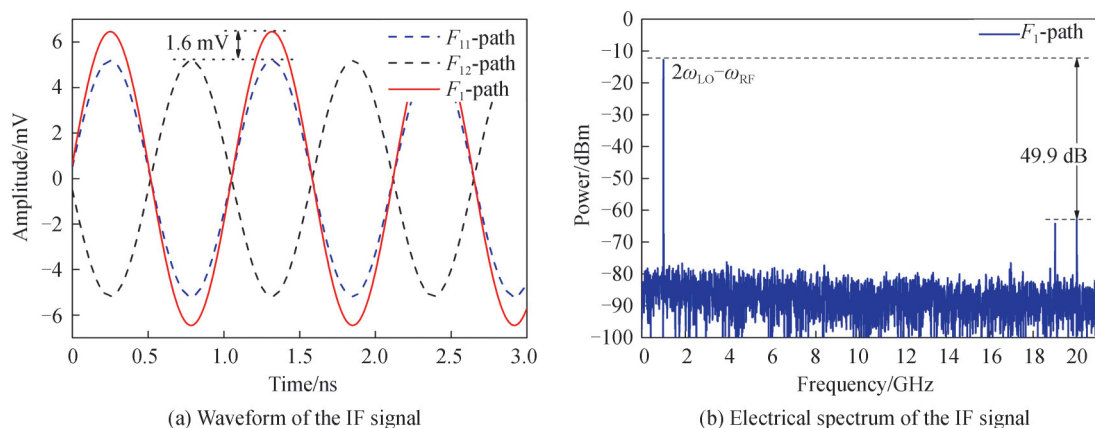


图 8 双平衡混频输出的 1 GHz IF 信号的波形和电谱

Fig. 8 The electric waveform and spectrum of the 1 GHz IF signal output by double-balanced mixing



由图8(a)得,拍频后的 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 路信号的相位差为 $180^\circ$ ,与理论分析一致,即实现了双平衡混频。接着将 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 路信号合并为 $F_1$ 路信号,由图8得,平衡探测后的 $F_1$ 路信号的ESSR和幅度相对于单端混频分别提高了4.0 dB和1.6 mV。由分析得,双平衡混频不仅使杂散信号得到了更有效的抑制,而且提高了混频后的信号功率。

为了验证所提方案的I/Q混频功能,将19 GHz RF信号下变频为1 GHz IF信号,选取 $Pol_{11}$ 与 $Pol_{12}$ 所在通道,设置 $\alpha_1=45^\circ$ 、 $\alpha_2=0^\circ$ ,对应的IF信号波形、相位和功率如图9所示。

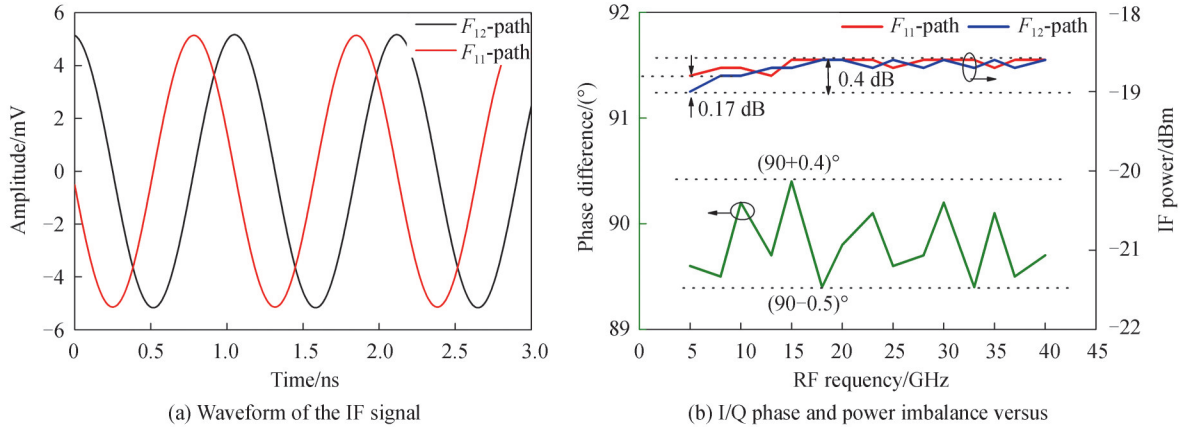


图9 I/Q混频中 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 通道输出的1 GHz IF信号波形、相移和功率变化情况

Fig.9 1 GHz IF signal waveform, phase shift and power change of  $F_{11}$  and  $F_{12}$  channels output in I/Q mixing

由图9(a)可得,拍频后的 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 通道信号的相位差为 $90^\circ$ ,与I/Q混频理论分析一致,即实现了I/Q混频。此外,将RF信号频率从5 GHz连续增加到40 GHz,相应改变LO信号频率,使得I/Q混频后的IF信号频率保持在1 GHz,测量其相移差和功率不平坦度,结果如图9(b)所示。由图9(b)得, $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 通道输出的IF信号最大功率不平坦度低于0.17 dB,频率为5~40 GHz的RF信号经I/Q混频后的IF信号最大相移差和功率不平坦度分别低于 $0.5^\circ$ 和0.4 dB,说明经过I/Q混频后的IF信号具有较小的相移差和较大的功率平坦度,后续可应用于零中频接收机。

为了验证所提方案的镜像抑制混频功能,保持LO信号的频率不变,将19 GHz RF信号下变频为1 GHz IF信号,则相应的IM信号频率为21 GHz。若输入为RF信号,则点 $F_{11}$ 和 $F_{12}$ 信号频率相同且相位相差 $90^\circ$ ,点 $F$ 信号与点 $F_{11}$ 信号相位一致,对应点的信号波形如图10所示。若输入为IM信号,则点 $F_{11}$ 与 $F_{12}$ 的信号频率相同且相位相差 $-90^\circ$ ,此时点 $G$ 信号与点 $F_{11}$ 信号相位相反,对应点的信号波形如图11所示。将RF信号和IM信号一起输入到DPMZM中,此时 $F$ 点的IF信号频谱和相位如图12所示。

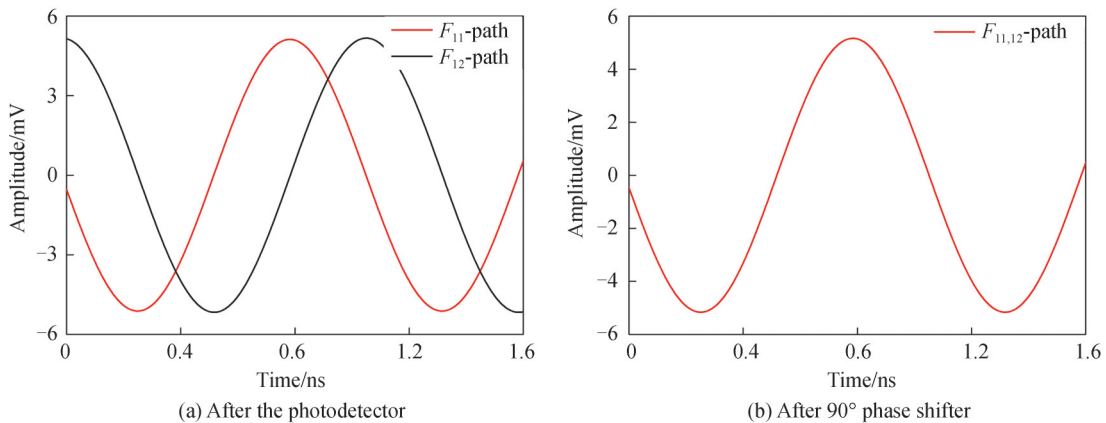


图10 输入RF信号时不同位置的1 GHz IF信号波形

Fig.10 1 GHz IF signal waveform at different position when inputting RF signal

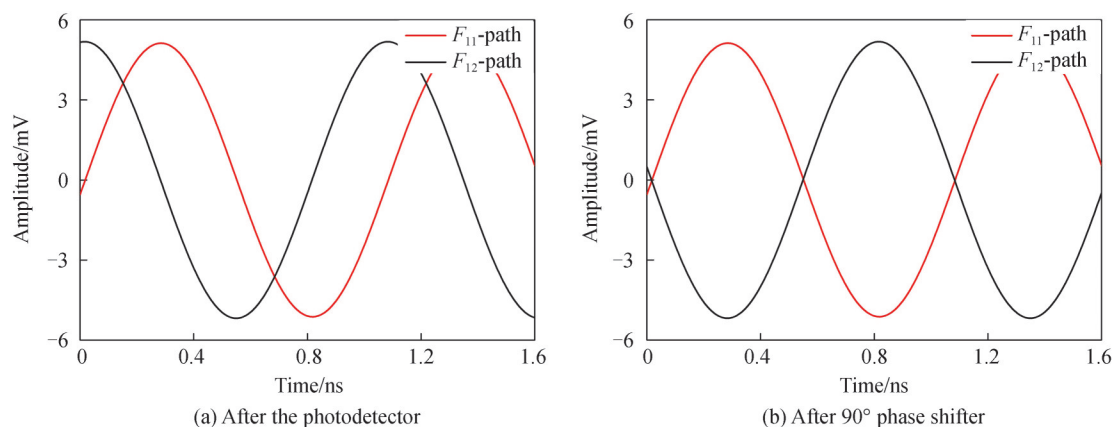


图 11 输入 IM 信号时不同位置的 1 GHz IF 信号波形  
Fig.11 1 GHz IF signal waveform at different position when inputting IM signal

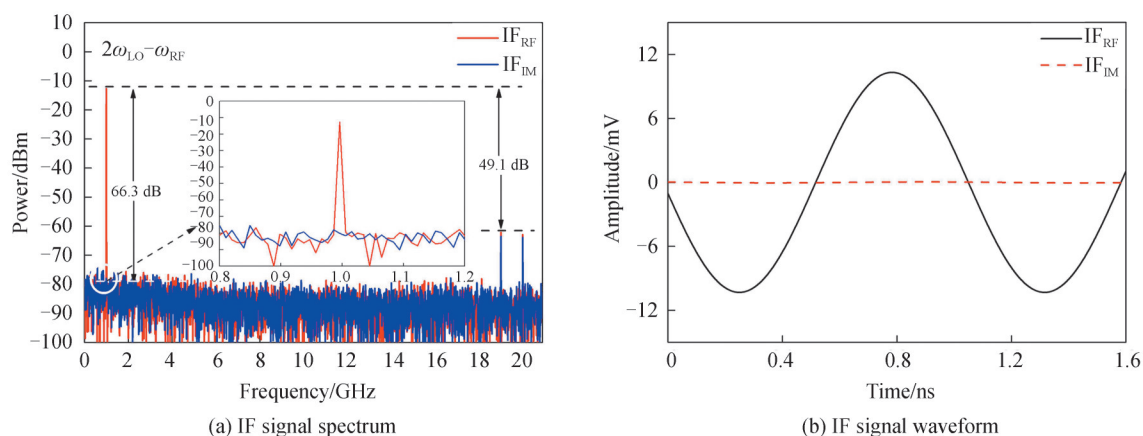


图 12 19 GHz RF 信号和 21 GHz IM 信号同时引入的 IF 信号电谱和波形  
Fig.12 The electric spectrum and waveform of the IF signal introduced at the same time by the 19 GHz RF signal and the 21 GHz IM signal

由图 10~12 得,相对于 RF 信号下变频引入的 IF 信号功率,IM 信号下变频引入的 IF 信号功率被抑制了约 66.3 dB,此时 ESSR 约为 49.1 dB,仿真验证了该结构实现了镜像抑制混频,并大幅度抑制了 IM 信号,此外输出的 IF 信号功率相比镜像抑制混频前得到了提高。

### 3 性能影响因素分析

#### 3.1 90°电移相器偏差对系统性能的影响及相位补偿方案

本文中的 90°电移相器主要用来给镜像抑制混频中的两个通道引入 90°相位差,在理论分析及仿真部分都默认 90°电移相器为理想器件。但实际应用中,受器件制造工艺及固有损耗等因素影响,90°移相器存在一定的相位偏差,因此会影响系统的镜像抑制性能。假设实际应用中的 90°电移相器的固有相位角为  $\theta$ ,考虑到 90°电移相器在不同频率处的相位偏差不同,假设误差均在  $\pm 10^\circ$  以内。首先在  $\text{Pol}_{11}$  和  $\text{Pol}_{12}$  所在通道中使用鉴相器,检测具体的相位差,然后固定  $\text{Pol}_{12}$ ,微调  $\text{Pol}_{11}$  进行相位补偿,使得  $\theta + 2\alpha_1 = 180^\circ$ 。选取镜像抑制混频中的 1 GHz IF 信号进行相位补偿,并仿真分析补偿前和补偿后的 IRR 值,对应的结果如图 13 所示。

由图 13(a)得,当  $\theta$  处于  $80^\circ \sim 90^\circ$  和  $90^\circ \sim 100^\circ$  时,IRR 均低于 28 dB。由图 13(b)得,当  $\theta$  处于  $80^\circ \sim 100^\circ$  时,利用 Pol 进行相位差补偿后的 IRR 均高于 59 dB,且  $\theta$  为  $90^\circ$  时 IRR 最大,为 66.3 dB,从而 IM 信号得到了大幅度抑制。分析可知,利用本文所述的微波光子移相技术重构实现镜像抑制混频,通过补偿 90°电移相器偏差,大幅度提高了系统的镜像抑制效果。

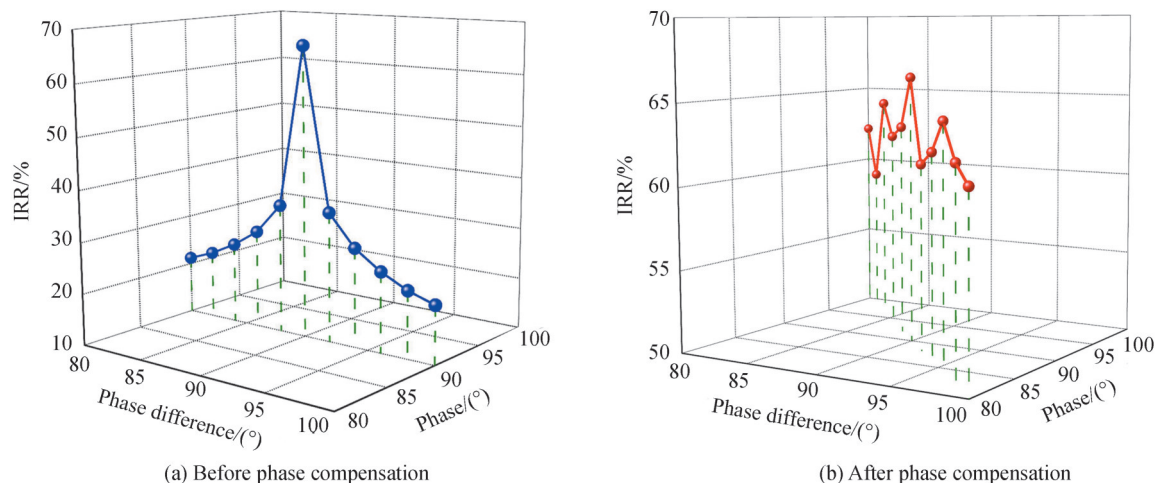


图 13 90°电移相器偏差与镜像抑制比的关系

Fig.13 The relationship between the deviation of the 90° electrical phase shifter and the image rejection ratio

### 3.2 PC 角度调节偏差对系统性能的影响

在理论分析及仿真部分都默认PC为理想器件,但实际应用中PC通常会受到自身精度和调节方式等因素影响,角度设置会存在一定偏差,因此会对混频后的信号功率和ESSR产生影响。假设PC中的 $\Delta\varphi$ 和 $\phi$ 分别处于80°~100°和40°~50°。由于PC在不同类型混频中的作用相同,以下变频得到的1 GHz IF信号为例,分析其功率和ESSR随PC角度调节偏差的具体变化情况,对应的仿真结果如图14所示。

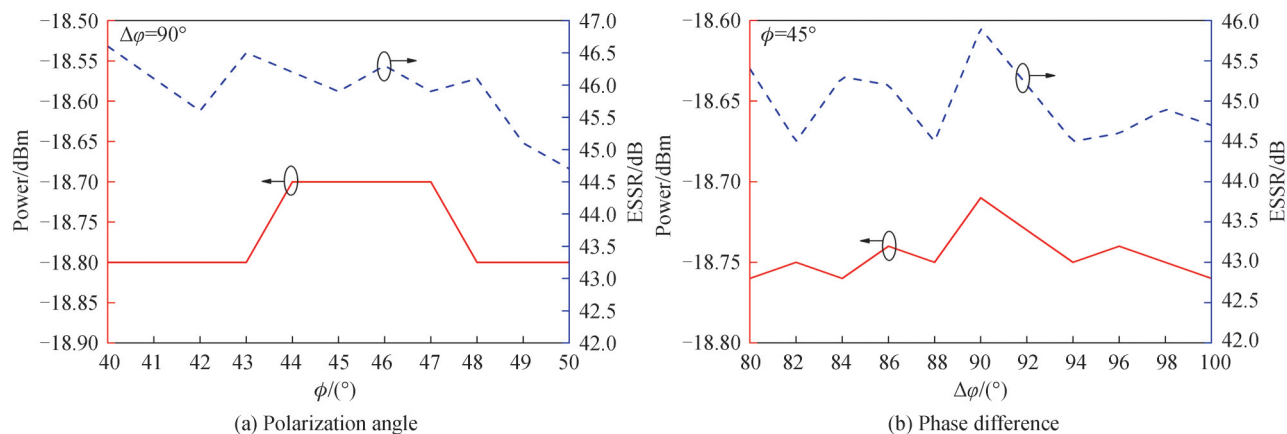


图 14 下变频 1 GHz IF 信号功率和 ESSR 与 PC 角度调节偏差的关系

Fig. 14 The relationship between down-conversion 1 GHz IF signal power and ESSR and PC angle adjustment deviation

由图14(a)得,当 $\phi$ 处于40°~50°时,IF信号功率呈现先上升后下降的趋势,最大功率不平坦度为0.1 dB,同时ESSR随着PC偏振角度的增大而缓慢减小,最小值大于44.5 dB。由图14(b)得,当 $\Delta\varphi$ 为理想值90°时,IF信号的功率和ESSR均达到最大,当 $\Delta\varphi$ 偏离90°时,IF信号的功率和ESSR均逐渐减小,但最小功率和ESSR分别高于-18.80 dBm和44.3 dB。分析可知,本方案中的PC角度调节偏差几乎不影响混频后的微波信号功率和ESSR。

### 3.3 RF 信号功率对系统性能的影响

转换效率(Conversion Efficiency, CE)定义为输出信号功率与输入RF信号功率的比值,通常合适的RF信号功率有助于提高混频系统的CE并大幅度抑制杂散分量。为了研究RF信号功率对系统CE和ESSR的影响程度,保持系统的其他参数不变,将19 GHz RF信号下变频到1 GHz IF信号,通过改变RF信号的功率使其从1 dBm连续增加到25 dBm,然后测量不同RF信号功率下的CE和ESSR值,对应的仿真结果如图15所示。

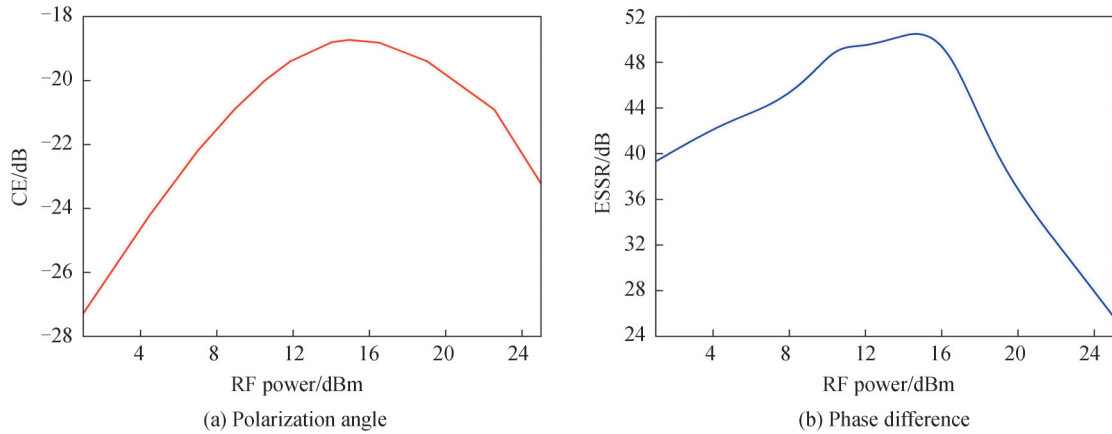


图15 不同RF信号功率对系统转换效率和杂散抑制能力的影响

Fig.15 The influence of different RF signal power on system conversion efficiency and spurious suppression

由图15得,当RF信号的功率低于16 dBm时,CE和ESSR均与RF信号功率成正比,主要是由于在小信号条件下,杂散边带得到了有效抑制,只剩下较高功率的RF信号与LO信号拍频,因此IF信号功率和ESSR随着RF信号功率的增加而增加,从而系统的转换增益和杂散抑制效果得到了提高。当RF信号功率处于16 dBm时,系统的CE和ESSR均达到最大。当RF信号的功率大于16 dBm时,系统的杂散分量抑制能力减弱,因此CE和ESSR呈下降趋势。分析可知,合适的RF信号功率不仅有助于提高系统的转换效率,而且可让杂散分量得到较大程度的抑制。

## 4 结论

本文提出了一种新型可重构的微波光子混频移相系统,通过控制WSS选出光频梳的不同边带,不仅实现了上/下变频,使得输出的混频信号频率可选,而且提高了系统的混频范围,降低了对本振信号的频率要求。同时,采用Pol调节混频信号的相位,使得混频信号的相位可在 $360^\circ$ 范围内连续调节且具有平坦的功率响应,并且为重构实现I/Q混频、双平衡混频和镜像抑制混频提供了相位差条件,还可以补偿 $90^\circ$ 电移相器的固有相位偏差,从而提高镜像抑制比。扩展到多通道时,可实现多通道多频段混频移相。该可重构的微波光子混频移相系统具有多功能、高杂散抑制比和独立多通道相移等特性,可应用于电子战系统、通信系统和相控阵雷达系统。理论分析和仿真模拟结果表明该系统具有较高的灵活性、可重构性和实用性。

### 参考文献

- [1] WAKE D, NKANSAH A, GOMES N J. Radio over fiber link design for next generation wireless systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(16):2456-2464.
- [2] ZHANG Kun, ZHAO Shanghong, WEN Aijun, et al. Anti-chromatic dispersion transmission of frequency and bandwidth-doubling dual-chirp microwave waveform[J]. Optics Letters, 2019, 44(16):4004-4007.
- [3] CAPMANY J, NOVAK D. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1(6):319-330.
- [4] NOVAK D, WATERHOUSE R B, NIRMALATHAS A, et al. Radio-over-fiber technologies for emerging wireless systems[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2015, 52(1):1-11.
- [5] SUN C K, ORAZI R J, PAPPERT S A, et al. A photonic-link millimeter-wave mixer using cascaded optical modulators and harmonic carrier generation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 1996, 8(9):1166-1168.
- [6] COWARD J F, CHALFANT C H, CHANG P H. A photonic integrated-optic RF phase shifter for phased array antenna beam-forming applications [J]. Journal of Lightwave Technology, 1993, 11(12):2201-2205.
- [7] YAO Jianping. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3):314-335.
- [8] GHELFI P, ONORI D, LAGHEZZA F, et al. An RF scanning receiver based on photonics for electronic warfare applications[C]. Radar Conference, IEEE, 2015:197-200.
- [9] CHAN E, MINASIAN R A. Microwave photonic down-converter with high conversion efficiency [J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(23):3580-3585.
- [10] ZHOU Pei, TANG Zhenzhou, PAN Shilong, et al. Photonic microwave up-conversion using optoelectronic oscillator based on polarization modulator[J]. Electronics Letters, 2012, 48(5):271-272.
- [11] LIN Tao, ZHAO Shanghong, ZHENG Qiurong, et al. Photonic microwave multi-band frequency conversion based on a



- DP-QPSK modulator for satellite communication[J]. *Optical Review*, 2017, 24(3):1-8.
- [12] LI Qiang, DU Cong, LI Xiang, et al. Microwave photonic down-conversion system based on stimulated Brillouin scattering effect[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2019, 46(7):0701006.  
李强, 都聪, 李想, 等. 基于受激布里渊散射效应的微波光子下变频系统[J]. *中国激光*, 2019, 46(7):0701006
- [13] LIU Weilin, YAO Jianping. Ultra-wideband microwave photonic phase shifter with a 360° tunable phase shift based on an erbium-ytterbium co-doped linearly chirped FBG[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(4):922-924.
- [14] YANG Chen. A wideband photonic microwave phase shifter with 360-degree phase tunable range based on a DP-QPSK modulator[J]. *Optics Communications*, 2018, 410(1):787-792.
- [15] PAVIO A M, HALLADAY R H. Double balanced mixers using active and passive techniques[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 1988, 36(12):1948-1957.
- [16] GAO Yongsheng, WEN Aijun, ZHANG Wu, et al. Ultra-wideband photonic microwave I/Q mixer for zero-IF receiver [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2017, 65(11):4513-4525.
- [17] CHEN Bo, FAN Yangyu, TIAN Zhou, et al. An ultra-wideband microwave photonic channelized receiver with zero-IF architecture[J]. *Applied Sciences*, 2019, 10(1):30-42.
- [18] LU C, CHEN W, SHIANG J F. Photonic mixers and image-rejection mixers for optical SCM systems [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2002, 45(8):1478-1480.
- [19] ZHU Zihang. Photonic microwave frequency down-converter with image rejection via carrier suppression single sideband modulation and photonic microwave phase shift[J]. *Journal of Modern Optics*, 2019, 66(19):1934-1941.
- [20] LIN Tao, ZHAO Shanghong, ZHU Zihang, et al. Photonic microwave frequency conversion scheme with flexible phase shift[J]. *Journal of Modern Optics*, 2019, 66(1/3):183-191.
- [21] LI He, ZHAO Shanghong, LIN Tao, et al. Photonic phase shifter with full tunable range and multi-band frequency-conversion feature based on a PDM-DPMZM[J]. *Optical Review*, 2019, 26(6):681-692.
- [22] LI He, ZHAO Shanghong, YU Lina, et al. Generation of multichannel frequency conversion signal with full range phase shift based on a PDM-DMZM [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(12):125004.  
李赫, 赵尚弘, 于丽娜, 等. 基于PDM-DMZM的多通道变频移相信号产生[J]. *中国激光*, 2020, 47(12):125004
- [23] TANG Zhenzhou, PAN Shilong. A reconfigurable photonic microwave mixer using a 90 optical hybrid [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2016, 64(9):3017-3025.
- [24] TANG Zhenzhou, PAN Shilong. A reconfigurable photonic microwave mixer [C]. *International Topical Meeting on Microwave Photonics*, IEEE, 2014:343-345.
- [25] HMOOD J K, EMAMI S D, NOORDIN K A, et al. Optical frequency comb generation based on chirping of Mach-Zehnder modulators[J]. *Optics Communications*, 2015, 344(1):139-146.
- [26] SAKMOTO T, KAWANISHI T, IZUTSU M. Asymptotic formalism for ultra-flat optical frequency comb generation using a Mach-Zehnder modulator[J]. *Optics Letters*, 2007, 32(11):1515-1517.
- [27] WANG Qiang, HUO Li, XING Yanfei, et al. Ultra-flat optical frequency comb generator using a single-driven dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(10):3050-3053.
- [28] BAXTER G, FRISKEN S, ABAKOUMOV D, et al. Highly programmable wavelength selective switch based on liquid crystal on silicon switching elements [C]. *2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, CA, USA, 2006.
- [29] MA Y, STEWART L, ARMSTRON J, et al. Recent progress of wavelength selective switch[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(4): 896-903.
- [30] BULL J D, JAEGER N A, KATO H, et al. 40-GHz electro-optic polarization modulator for fiber optic communications systems [C]. *SPIE*, 2004, 5577:133-143.
- [31] PAN Shilong, YAO Jianping. UWB-over-fiber communications: modulation and transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(16):2445-2455.
- [32] ZHU Dan, CHEN Wenjuan, PAN Shilong. Photonics-enabled balanced Hartley architecture for broadband image-reject microwave mixing[J]. *Optics Express*, 2018, 26(21):28022-28029.