

引用本文: 谢威, 李尚远, 杨仕铭, 等. 基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案[J]. 光通信技术, 2022, 46(5): 83–88.

基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案

谢威¹, 李尚远², 杨仕铭¹, 刘 婧¹, 张振荣¹, 耿敏明^{1*}

(1. 广西大学 计算机与电子信息学院, 南宁 530004; 2. 清华大学 电子工程系, 北京 100084)

摘要: 为了实现多通道的微波光子下变频, 提高变频链路性能, 提出一种使用单个集成调制器实现的微波光子下变频方案, 该方案利用偏振复用特性实现双通道下变频功能。仿真与实验结果表明: 当子调制器设置在最小传输点时, 可实现载波抑制双边带调制, 光载波抑制比达到 29 dB; 双通道分别独立地将射频信号下变频转换为中频信号, 杂散抑制比达 30 dB 左右, 2 个通道的无杂散动态范围(SFDR)分别达到 110.4 dB·Hz^{2/3}、113.4 dB·Hz^{2/3}。

关键词: 微波光子; 光通信; 下变频; 双偏振双平行马赫-曾德尔调制器; 双通道变频系统

中图分类号: TN29 **文献标志码:** A **文章编号:** 1002-5561(2022)05-0083-06

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2022.05.015

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Dual-channel microwave photonic down-conversion scheme based on DP-DPMZM

XIE Wei¹, LI Shangyuan², YANG Shiming¹, LIU Qiang¹, ZHANG Zhenrong¹, GENG Minming^{1*}

(1. School of Computer, Electronics and Information, Guangxi University, Nanning 530004, China;

2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In order to realize multi-channel microwave photonic down-conversion and improve the performance of frequency conversion link. In this paper, a single integrated modulator is used to realize the microwave photonic down-conversion scheme, the scheme uses the polarization multiplexing feature to realize the dual-channel down-conversion function. The simulation and experiment results show that when the sub-modulator is set to work at the minimum transmission point, the carrier-suppressed double-sideband modulation is realized, and the optical carrier-suppression ratio reaches 29 dB. Two channels independently down convert the radio frequency signal to intermediate frequency signals respectively, the spurious rejection ratio reaches about 30 dB, and the spurious free dynamic range(SFDR) of two channels reaches 110.4 dB·Hz^{2/3} and 113.4 dB·Hz^{2/3} respectively.

Key words: microwave photonic, optical communication, down-conversion, dual-polarization dual-parallel Mach-Zehnder modulator, dual-channel frequency conversion system

0 引言

在微波接收机中, 为了提高信号处理能力, 通常需要将接收到的射频(RF)信号下变频转换为基频或中频(IF)信号^[1]。传统的微波下变频通过电混频器实现, 但电域混频技术受较低的带宽、隔离度以及较大

的转换损耗等因素影响, 难以满足未来大宽带、高频段系统的需求。基于微波光子的下变频技术是将高频的微波信号通过调制器调制到光载波上, 在光域内进行信号处理, 最后基于差频的原理, 通过探测器拍频得到基频或 IF 信号^[2], 该技术具有超大带宽、高隔离度和抗电磁干扰等优点^[3], 因此近年来国内外多个研究所和大学机构投入了大量人力、物力研究设计微波光子下变频系统。欧洲航天局(ESA)^[4]在光域内进行多频率转换实验验证, 实现了输入信号由 Ka 波段下变频到 C 波段的频率转换。北京大学^[5]于 2017 年提出了一种基于并联马赫-曾德尔调制器(MZM)与相位调制器(PM)的微波光子下变频转换方法, 实验结果可知, 与传统 MZM-MZM 级联系统相比, 该方法将动态范围提

收稿日期: 2022-02-03。

基金项目: 国家自然科学基金项目(61965003、61741504)资助。

作者简介: 谢威(1994—), 男, 广西南宁人, 硕士研究生, 本科毕业于西南交通大学, 现就读于广西大学计算机与电子信息学院。研究生阶段前往清华大学联合培养, 主要研究方向为光通信与微波光子技术, 参与了实验室平台搭建以及微波光子变频系统设计研究。

* 通信作者: 耿敏明(1981—), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为硅基集成光学、光纤通信技术和光子信息处理。



谢威,李尚远,杨仕铭,等:基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案

高了 16 dB,且结构简单,只需要单个直流偏置就可以很容易地平衡上下 2 束相干光的强度。此外,研究者们还提出了多种微波光子变频方案,如级联相位调制器和光滤波器、级联偏振调制器(PolM)^[6]以及基于光电振荡器(OEO)的单个双驱 MZM(DMZM)^[7]等。但是,级联离散的多个光器件或者并联 2 个平行的调制器都将增加链路损耗,并且由于并联结构的上下 2 路信号受到环境干扰,在耦合时很容易出现由电压不稳定而引起的相干现象,需要增加反馈电路控制电压。为此,研究者们研究了集成的 MZM,如双平行 MZM(DPMZM)^[8-9]、偏振复用 DPMZM(PDM-DPMZM)^[10-12]。相比离散结构,集成结构具有传输损耗小、转换效率高和易于操作等优点。2019 年,西北工业大学^[12]提出了一种偏振复用双通道微波光子 RF 中继器,实现了频率转换和双通道中继交换功能。但是,该中继器结构仅有一个本振(LO)信号,所有接收到的 RF 信号都必须由这个 LO 信号进行变频转换,限制了变频得到的基频或 IF 信号的频带范围。2020 年,上海卫星工程研究所^[13]提出一种基于双偏振 DPMZM(DP-DPMZM)的微波光子混频方案,该方案中的 RF 信号和 LO 信号分别输入调制器上下 2 路,通过调节调制器的 6 个直流偏置电压得到载波抑制单边带调制信号。虽然该结构的 RF 信号与 LO 信号隔离度高、频谱纯度好,但只能实现单通道变频。

为解决以上问题,本文提出一种基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案。

1 设计原理

本文提出的基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案中系统结构如图 1 所示。该系统包括 1 个

分布式反馈(DFB)激光器(LD)、1 个 DP-DPMZM、1 个掺铒光纤放大器(EDFA)、1 个光纤分光器(OS)、2 个偏振控制器(PC)、2 个偏振检偏器(Pol)和 2 个光电探测器(PD)。其中,DP-DPMZM 由 2 个 DPMZM、1 个 90°偏振旋转器(PR)和 1 个偏振合束器(PBC)组成。模拟信号发生器(ASG)产生 LO 信号(LO₁ 和 LO₂),矢量信号发生器(VSG)产生 RF 信号(RF₁ 和 RF₂),RF₁ 与 LO₁ 输入到子调制器 X-DPMZM 中对 X 路光载波进行调制;RF₂ 与 LO₂ 输入到子调制器 Y-DPMZM 中对 Y 路光载波进行调制。子调制器均工作在最小传输点,产生 4 个载波抑制的双边带(CS-DSB)调制信号。通过调节 2 个子调制器(X-DPMZM、Y-DPMZM)和 PC,2 个正交偏振态信号分别进入 2 个通道中通过 PD 进行拍频,得到 RF₁ 与 LO₁、RF₂ 与 LO₂ 之间的差频信号(IF₁、IF₂),实现了对 2 个不同频率的 RF 信号(RF₁、RF₂)的频率转换。频谱分析仪(PSA)用于分析 PD 拍频得到的下变频 IF 信号频谱图。

假设 LD、VSG、ASG 信号源发出的光载波信号、RF 信号和 LO 信号分别为

$$\begin{cases} E_m(t) = E_0 e^{j\omega_c t} \\ V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \\ V_{LO}(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \end{cases} \quad (1)$$

其中, E_0 、 V_{RF} 、 V_{LO} 分别为光源、RF 信号和 LO 信号的振幅, ω_c 、 ω_{RF} 、 ω_{LO} 分别为光源、RF 信号和 LO 信号的角频率。RF 信号、LO 信号分别输入到 DP-DPMZM 上下 2 路中调制光载波,子调制器 MZM₁、MZM₂ 输出光信号为

$$E_{MZM1}(t) = E_0 e^{j\omega_c t} (e^{j\beta_{RF1} \cos \omega_{RF1} t} + e^{j\theta_1 - j\beta_{RF1} \cos \omega_{RF1} t})/4 \quad (2)$$

$$E_{MZM2}(t) = E_0 e^{j\omega_c t} (e^{j\beta_{LO1} \cos \omega_{LO1} t} + e^{j\theta_2 - j\beta_{LO1} \cos \omega_{LO1} t})/4 \quad (3)$$

则 X-DPMZM 输出光信号表示为

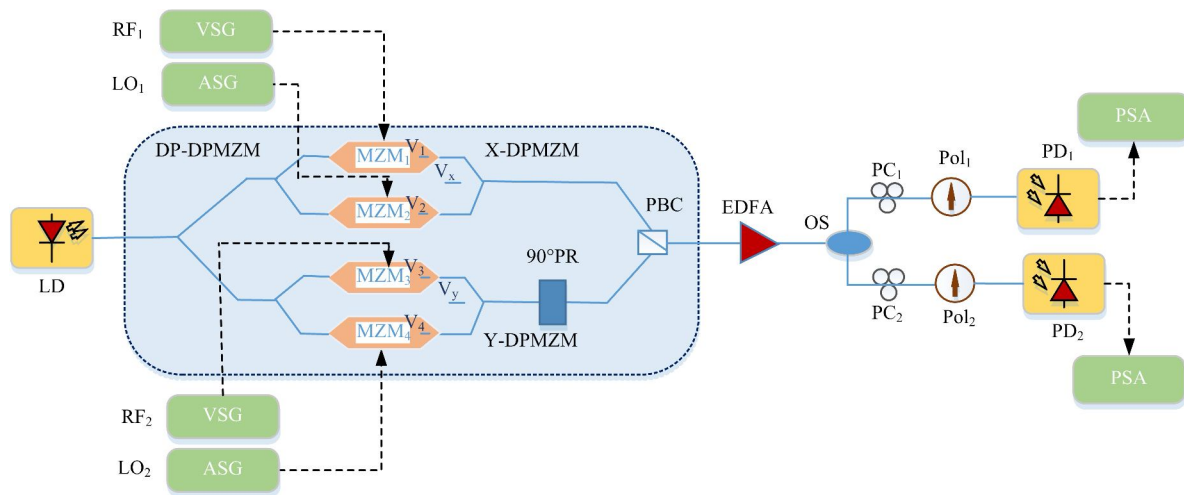


图 1 基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频系统框图

$$E_{X-DPMZM}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_{MZM1}(t) + e^{j\theta_x} E_{MZM2}(t)] = \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 e^{j\omega_c t} \left[e^{j\beta_{RF1} \cos \omega_{LO1} t} + e^{j\theta_1} e^{-j\beta_{RF1} \cos \omega_{LO1} t} + e^{j\theta_x} \left(e^{j\beta_{LO1} \cos \omega_{LO1} t} + e^{j\theta_2} e^{-j\beta_{LO1} \cos \omega_{LO1} t} \right) \right] \quad (4)$$

其中, θ_1 、 θ_2 、 θ_x 分别为 MZM₁、MZM₂、X-DPMZM 的直流偏置电压 V_1 、 V_2 、 V_x 引起的相移。 β_{RF1} 、 β_{LO1} 分别为 X-DPMZM 上下 2 路的调制指数, 表示为 $\beta_{RF1} = \frac{\pi V_{RF1}}{V_\pi}$, $\beta_{LO1} = \frac{\pi V_{LO1}}{V_\pi}$ 。MZM₁、MZM₂ 工作在最小传输点时, 即设置直流偏置电压 V_1 、 V_2 使得 $\theta_1 = \theta_2 = \pi$ 时, 光载波被抵消, 实现了载波抑制双边带调制。

在小信号调制下, 经过 Jacobi-Anger^[14]展开后, 式(4)可以表示为

$$E_{X-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 e^{j\omega_c t} \times \left\{ J_1(\beta_{RF1}) e^{j(\omega_{RF1} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{RF1}) e^{j(-\omega_{RF1} t + \frac{\pi}{2})} + e^{j\theta_x} \left[J_1(\beta_{LO1}) e^{j(\omega_{LO1} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{LO1}) e^{j(-\omega_{LO1} t + \frac{\pi}{2})} \right] \right\} \quad (5)$$

其中, J_1 为一阶第一类贝塞尔函数。

同理, Y-DPMZM 输出光信号表示为

$$E_{Y-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 e^{j\omega_c t} \times \left\{ J_1(\beta_{RF2}) e^{j(\omega_{RF2} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{RF2}) e^{j(-\omega_{RF2} t + \frac{\pi}{2})} + e^{j\theta_y} \left[J_1(\beta_{LO2}) e^{j(\omega_{LO2} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{LO2}) e^{j(-\omega_{LO2} t + \frac{\pi}{2})} \right] \right\} \quad (6)$$

X-DPMZM、Y-DPMZM 2 路光信号通过 PBC 合并后输出, 经过 EDFA 放大处理, 再由 OS 分成 2 路光信号, 经过 PC 与 Pol 后进入 PD 中拍频得到 IF 信号。其中, 根据平方律探测原理, 进入探测器的信号功率表示为 $P = E_{DP-DPMZM}(t) \cdot E_{DP-DPMZM}(t)^*$ 。

进入探测器前的光信号表示为

$$E_{DP-DPMZM}(t) = E_{X-DPMZM}(t) \cos \alpha + E_{Y-DPMZM}(t) \sin \alpha e^{j\varphi_{PC}} \quad (7)$$

其中, α 为 Pol 轴向与 PBS 主轴之间的夹角, φ_{PC} 为调节 PC 引入的正交偏振态的相移量。

综上所述, 通过合理地调节 DP-DPMZM 的直流偏置电压 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 、 V_x 、 V_y 可以获得 2 路正交偏振态的载波抑制双边带调制信号。令 $\varphi_{PC} = \frac{\pi}{2}$, 2 路调制光信号经 PD 拍频后得到双通道的变频信号。

通道 1 中, 当调节 $V_x = V_y = 0$, $\alpha = 0$ 时, 经探测器平

方律探测后, 得到 RF₁ 下变频转换的 IF₁, 为

$$I_{IF1}(t) \propto \frac{1}{2} \eta E_0^2 J_1(\beta_{LO1}) J_1(\beta_{RF1}) \cos[(\omega_{LO1} - \omega_{RF1})t] \quad (8)$$

其中, $\omega_{LO1} - \omega_{RF1}$ 为 IF₁ 的频率, η 为 PD 的响应度。

通道 2 中, 当调节 $V_x = V_y = 0$, $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时, 经探测器平方律探测后, 得到 RF₂ 下变频转换的 IF₂, 为

$$I_{IF2}(t) \propto \frac{1}{2} \eta E_0^2 J_1(\beta_{LO2}) J_1(\beta_{RF2}) \cos[(\omega_{LO2} - \omega_{RF2})t] \quad (9)$$

其中, $\omega_{LO2} - \omega_{RF2}$ 为 IF₂ 的频率。由式(8)与式(9)可知, 本文提出的微波光子下变频系统利用 LO₁、LO₂ 可实现 RF₁、RF₂ 下变频到频率为 $\omega_{LO1} - \omega_{RF1}$ 、 $\omega_{LO2} - \omega_{RF2}$ 的 2 路 IF 信号。

2 系统仿真

本文通过 VPI transmission Maker 光学仿真软件搭建了图 1 的仿真系统, 设置连续波长 LD 的中心频率为 193.7 THz, 功率为 20 dBm; X-DPMZM 的 RF₁、LO₁ 和 Y-DPMZM 的 RF₂ 和 LO₂ 这 4 种信号的频率分别为 22 GHz、23 GHz、16 GHz 和 18 GHz, 功率均为 10 dBm。将加载到 MZM₁、MZM₂、MZM₃、MZM₄ 的直流电压分别设置为其调制器的半波电压, 使其均工作在最小传输点, 实现 CS-DSB 调制。仿真得到的光谱图如图 2 所示, 频率经过归一化处理, 0 GHz 对应的中心频率为 193.7 THz。

由式(5)可知, 设置 X-DPMZM 工作在最大传输点, 即 $\theta_x = 0$ 时, 可得 X-DPMZM 输出光信号为

$$E_{X-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 e^{j\omega_c t} \times \left[J_1(\beta_{RF1}) e^{j(\omega_{RF1} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{RF1}) e^{j(-\omega_{RF1} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{LO1}) e^{j(\omega_{LO1} t + \frac{\pi}{2})} + J_1(\beta_{LO1}) e^{j(-\omega_{LO1} t + \frac{\pi}{2})} \right] \quad (10)$$

由图 2(a)可以看出, 光载波被抵消, 光载波抑制比达到 29 dB, RF₁、LO₁ 的正负一阶边带 ($\omega_c \pm \omega_{RF1}$ 、 $\omega_c \pm \omega_{LO1}$) 被保留, 仿真结果与理论分析相符合。

同理, 由式(6)可知, 设置 Y-DPMZM 工作在最大传输点, 即 $\theta_y = 0$ 时, 可得 Y-DPMZM 输出信号如图 2(b)所示。可以看出, 光载波被抵消, 光载波抑制比达到 29 dB, RF₂、LO₂ 的正负一阶边带 ($\omega_c \pm \omega_{RF2}$ 、 $\omega_c \pm \omega_{LO2}$) 被保留, 可知仿真结果与理论分析相符。DP-DPMZM 最终输出光谱如图 2(c)所示, 可以看出, 该调制器输出保留了两通道信号的正负一阶边带。

最后, 以通道 1 为例, 设置 MZM₁、MZM₂ 工作在正

谢威,李尚远,杨仕铭,等:基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案

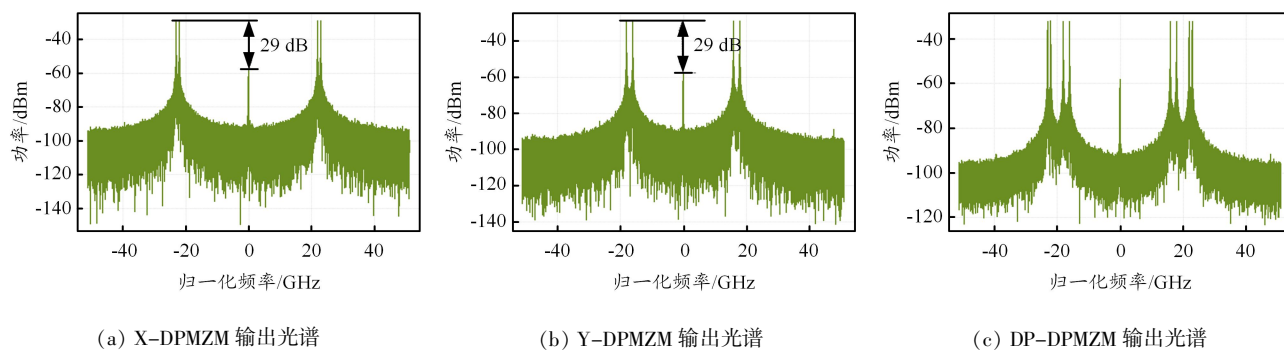
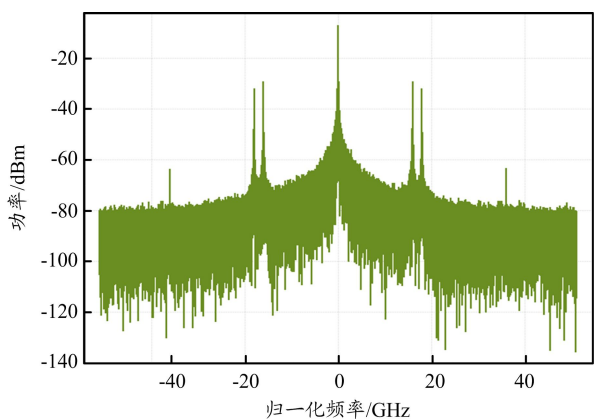
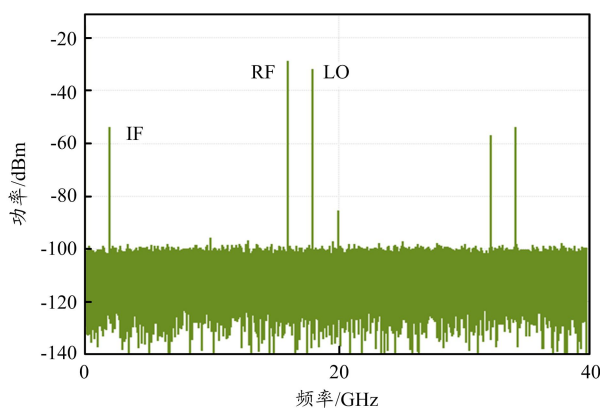


图2 DP-DPMZM 及子调制器输出光谱

交点,即设置直流偏置电压 V_1 、 V_2 使得 $\theta_1=\theta_2=\pi/2$ 时,仿真得到输出光谱图与拍频后的电谱图如图3所示。对比图2可知,当调制器的参数设置不合理时,调制器对载波的抑制效果较差,拍频主要得到 RF 信号与 LO 信号本身,而所需 IF 信号却非常弱。因此,本文提出的方案中通过合理设置调制器的参数能实现 CS-DSB 调制,光载波被抵消,上下2路 RF 信号与 LO 信号的正负一阶边带信号均被保留下来,且载波抑制比达到 29 dB,说明该方案具有较好的 CS-DSB 调制性能。



(a) 光谱图



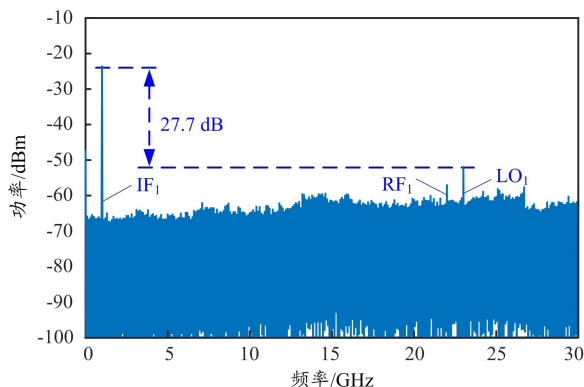
(b) 电谱图

图3 $\theta_1=\theta_2=\pi/2$ 时的光谱图和电谱图

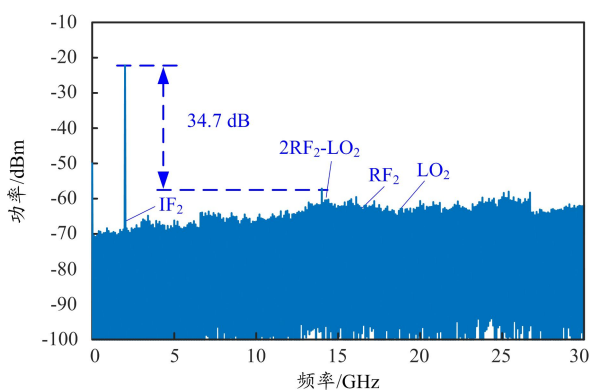
3 实验及结果分析

本文根据图1搭建实验链路。LD(EMCORE, 1782)提供光载波,中心波长为 1547.72 nm,中心频率为 193.7 THz,输出光功率为 19.5 dBm。光载波输入到商用的 DP-DPMZM(Fujitsu,FTM7977HQ/611),该调制器半波电压为 3.5 V,3 dB 带宽为 23 GHz,工作在最大传输点时插损为 14 dB。ASG(Agilent,N5183A)产生 LO 信号驱动调制器,该信号源输出频率范围为 100 kHz~40 GHz。VSG(Agilent,E8257D)产生 RF 信号驱动调制器,该信号源输出频率范围为 250 kHz~40 GHz。直流电源向调制器提供 6 个直流偏置电压,使得 X-DPMZM、Y-DPMZM 均实现 CS-DSB 调制。将 DP-DPMZM 输出的偏振复用信号接入 EDFA(Amonics, AEDFA-PM-DWDM-30-R-FA)中,补偿链路中由光电器件引起的损耗。放大后的光信号,通过 OS 将光分成 2 路,记为通道 1、通道 2,依次经过 PC 和 Pol 进入 PD(Finisar,XPDV2120R)中拍频得到所需变频信号。该 PD 的响应度为 0.65 A/W,3 dB 带宽为 50 GHz。PSA(Agilent,E4446A)频率范围为 3 Hz~44 GHz。

为了分析该方案的频谱,设置实验输入参数与仿真输入参数一致,得到双通道输出电谱图如图4所示。可以看出,双通道微波光子下变频系统成功地将 2 个



(a) 通道 1 输出电谱图

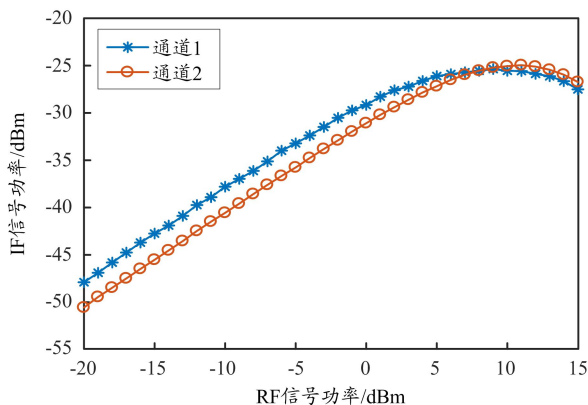


(b) 通道 2 输出电谱图

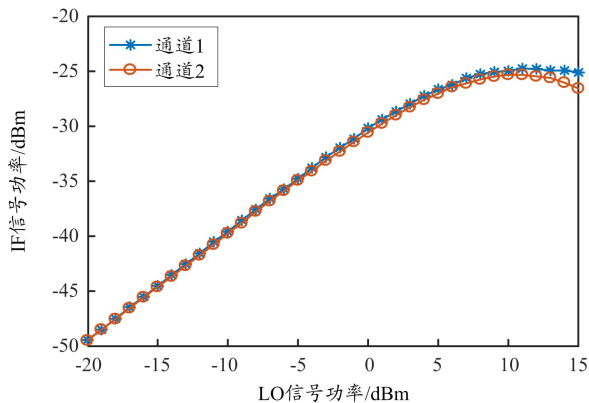
图 4 双通道输出电谱图

RF 信号下变频到 1 GHz、2 GHz, 实现下变频功能; CS-DSB 调制效果较好, 多余杂散信号被抵消, 杂散抑制比达 27.7 dB、34.7 dB, 说明得到的 IF 信号纯度较高。

本文对双通道微波光子下变频系统的转换效率进行测试分析, 实验中通过改变 RF 信号和 LO 信号的功率, 观察输出 IF 信号功率的变化, 结果如图 5 所示。可以看出, 在改变输入 RF 信号功率测试过程中, 2 个通道的输出 IF 信号功率变化趋势一致, 均表现为当输



(a) IF 信号功率随输入 RF 信号功率变化趋势



(b) IF 信号功率随输入 LO 信号功率变化趋势

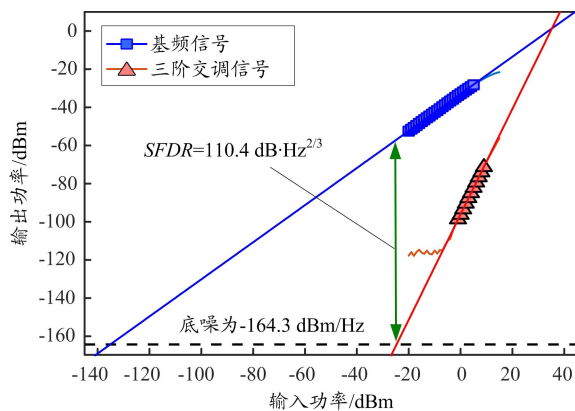
图 5 输出 IF 功率变化趋势图

入信号功率小于某个数值时, 输出 IF 信号功率随着输入功率的增加呈线性增加。当给定 LO 信号(LO_1 、 LO_2) 的功率均为 10 dBm, RF 信号(RF_1) 功率为 9 dBm 时, 通道 1 输出 IF 信号(IF_1) 功率最大, 最大值为 -25.4 dBm; RF 信号(RF_2) 功率为 11 dBm 时, 通道 2 输出 IF 信号(IF_2) 功率最大, 最大值为 -24.9 dBm。同理, 当给定 RF 信号(RF_1 、 RF_2) 的功率均为 10 dBm, LO 信号(LO_1 、 LO_2) 分别为 11 dBm、10 dBm 时, 2 个通道得到最大的输出功率分别为 -24.7 dBm、-25.3 dBm。

实验中提高 EDFA 的放大倍数可以提高转化效率, 但并不能无限提高。这是因为受 DP-DPMZM 的余弦传输特性影响, 当输入信号功率达到某数值之后, 输出 IF 信号功率出现明显的饱和现象^[15]。

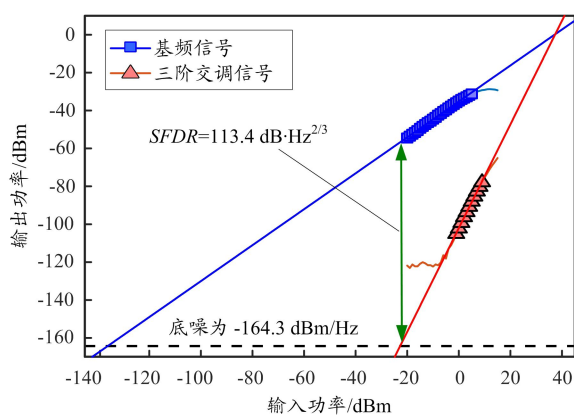
最后, 本文对双通道微波光子下变频系统的无杂散动态范围(SFDR)进行测试分析。将三阶交调失真作为变频器的主要干扰信号, 测试了不同输入 RF 信号功率下的输出基频功率、三阶交调失真功率。实验中, 输入双音 RF 信号频率分别为 15.995 GHz 和 16 GHz, 输入 LO 信号频率为 18 GHz, 功率为 10 dBm。通过改变双音 RF 信号的输入功率, 得到对应的基频信号、三阶交调信号的输出功率如图 6 所示。当系统底噪为 -164.3 dBm/Hz 时, 则 2 个通道的三阶 SFDR 分别为 $110.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 、 $113.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$, 即 2 个通道的 SFDR 不一致, 原因是 2 个通道光功率分配不完全均衡和 DPMZM 器件本身制作工艺的限制导致 X-DPMZM、Y-DPMZM 的半波电压并不完全相同。

实验过程中, 由于调制器有多个直流偏置点, 在工作时容易产生偏置点偏移问题, 引入杂散信号, 导致仪器测量结果不稳定影响通道 1 测量得到的杂散抑制比和 2 个通道的输出功率。可以采用商用的偏置点控制模块给调制器提供直流偏置电压并稳定调制



(a) 通道 1

谢威,李尚远,杨仕铭,等:基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案



(b) 通道 2

图 6 双通道下变频系统的 SFDR

器的工作点^[10],从而进一步提高本文设计系统的稳定性和杂散抑制比。

4 结束语

微波通信系统的工作频率向高频带扩展时,传统的电域变频技术因其固有的缺陷使得系统难以突破处理速率的瓶颈。而微波光子变频技术具有带宽大、传输损耗低、抗电磁干扰和系统复杂度低等优点,满足现代化微波通信系统的要求。本文设计了一种基于 DP-DPMZM 的双通道微波光子下变频方案,该方案结构简单,仅使用一个 DP-DPMZM 即可实现 2 个通道微波光子下变频。理论分析结合 VPI 仿真验证了下变频的原理及光域调制性能,仿真结果表明:该方案可实现 CS-DSB 调制,且光载波抑制比达到 29 dB。实验搭建了所设计方案的系统链路,分别将 22 GHz、16 GHz 的 RF₁、RF₂ 下变频到 1 GHz、2 GHz 的 IF₁、IF₂ 信号,杂散抑制比达到 30 dB 左右,表明该方案能实现 2 个通道独立下变频并且频谱纯度较高。系统性能测试结果表明:输出 IF 信号功率随着输入功率的增加呈线性增加,具有较好的线性输出特性和较大的线性输出范围。单独测试 2 个通道时,SFDR 分别为 110.4 dB·Hz^{2/3} 和 113.4 dB·Hz^{2/3}。综上所述,本文设计的方案既能实现双通道下变频,又具有较大的动态范围,且结构简单,为微波光子变频应用到高频段、多通道的现代化微波通信系统提供了参考。

参考文献:

[1] LINDSAY A C, KNIGHT G A. Photonic mixers for wide bandwidth RF receiver applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Tech-

niques, 1995, 43(9): 2311–2317.

[2] 蒲涛,闻传花,项鹏,等. 微波光子学原理与应用[M]. 北京:电子工业出版社,2015.

[3] HUANG C, CHAN E, ALBERT C B. A compact photonics-based single sideband mixer without using high-frequency electrical components [J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(4): 1–1.

[4] SOTOM M, BENAZET B, LE KERNEC A, et al. Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads [C]//IEEE. Proceedings of 2009 35th European Conference on Optical Communication. Vienna: IEEE, 2009: 1–4.

[5] LI J, WANG Y, WANG D, et al. Microwave photonic frequency down-conversion link based on intensity and phase paralleled modulation [C]//SPIE. Proceedings of International Conference on Optoelectronics and Microelectronics Technology and Application. Shanghai: SPIE, 2017: 393–398.

[6] LI P, PAN W, ZOU X, et al. High-efficiency photonic microwave down-conversion with full-frequency-range coverage[J]. Photonics Journal IEEE, 2015, 7(4): 1–7.

[7] TANG Z, ZHANG F, PAN S. Photonic microwave downconverter based on an optoelectronic oscillator using a single dual-drive Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Express, 2014, 22(1): 305–310.

[8] GAO Y, WEN A, ZHANG H, et al. An efficient photonic mixer with frequency doubling based on a dual-parallel MZM [J]. Optics Communications, 2014, 321: 11–15.

[9] CHAN E, MINASIAN R A. Microwave photonic downconverter with high conversion efficiency [J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(23): 3580–3585.

[10] SHI F, FAN Y, KANG B, et al. Wideband dual-channel photonic RF repeater based on polarization division multiplexing modulation and polarization control [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 38(6): 1275–1285.

[11] TANG Z, PAN S. Image-reject mixer with large suppression of mixing spurs based on a photonic microwave phase shifter[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(20): 4729–4735.

[12] WANG Y, XU J, WANG D, et al. Microwave photonic mixer with large mixing spurs suppression and high RF/LO isolation [J]. Optik, 2018, 174: 630–635.

[13] 张舟,王天亮,朱维. 基于载波抑制单边带调制的微波光子混频方案[J]. 光通信技术, 2020, 44(2): 14–18.

[14] URICK V J, WILLIAMS K J, MCKINNEY J D. Fundamentals of microwave photonics[M]. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.

[15] TANG Z, ZHANG F, ZHU D, et al. A photonic frequency downconverter based on a single dual-drive Mach-Zehnder modulator [C]//IEEE. Proceedings of 2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). Alexandria: IEEE, 2013: 150–153.

[16] Plugtech. Ultra compact DP-IQ modulator bias controller [EB/OL]. [2002-04-15]. http://plugtech.hk/data/documents/MBC-DPIQ-ENG_20201225.pdf.