

基于双平行马赫-曾德尔调制器的大动态范围微波光子下变频方法

王云新 李虹历 王大勇 李静楠 钟欣 周涛 杨登才 戎路

Dual-parallel Mach-Zehnder modulator based microwave photonic down-conversion link with high dynamic range

Wang Yun-Xin Li Hong-Li Wang Da-Yong Li Jing-Nan Zhong Xin Zhou Tao Yang Deng-Cai Rong Lu

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 66, 098401 (2017) DOI: 10.7498/aps.66.098401

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.098401>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2017/V66/I9>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

外界条件在电磁脉冲对 GaAs 赝高电子迁移率晶体管损伤过程中的影响

[Influence of the external condition on the damage process of the GaAs pseudomorphic high electron mobility transistor induced by the electromagnetic pulse](#)

物理学报.2017, 66(7): 078401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.078401>

GaN 高电子迁移率晶体管强电磁脉冲损伤效应与机理

[Damage effects and mechanism of the GaN high electron mobility transistor caused by high electromagnetic pulse](#)

物理学报.2016, 65(3): 038402 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.038402>

基于无源超高频射频识别标签的湿度传感器设计

[Complementary metal-oxide-semiconductor humidity sensor design for passive ultra-high frequency radio-frequency identification application](#)

物理学报.2014, 63(18): 188402 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.188402>

基于离散粒子群算法的频率选择表面优化设计研究

[Study on the optimal design of frequency selective surfaces based on the discrete particle swarm optimization](#)

物理学报.2014, 63(13): 138401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.138401>

具有陡降特性的新型混合单元频率选择表面

[A novel frequency selective surface of hybrid-element type with sharply decreased stop-band](#)

物理学报.2014, 63(7): 078402 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.078402>

基于双平行马赫-曾德尔调制器的大动态范围微波光子下变频方法*

王云新¹⁾²⁾ 李虹历¹⁾²⁾ 王大勇^{1)2)†} 李静楠¹⁾²⁾ 钟欣³⁾ 周涛^{3)‡}
杨登才¹⁾²⁾ 戎路¹⁾²⁾

1)(北京工业大学应用数理学院, 北京 100124)

2)(北京市精密测控技术与仪器工程技术研究中心, 北京 100124)

3)(电子信息控制国防科技重点实验室, 成都 610036)

(2016年9月9日收到; 2017年1月30日收到修改稿)

为了提高微波光子下变频链路的性能, 提出了基于集成双平行马赫-曾德尔调制器的微波光子下变频方法. 通过理论推导和数值仿真分析了系统的增益和无杂散动态范围, 实验搭建了基于双平行马赫-曾德尔调制器的下变频链路, 控制直流偏置电压使双平行马赫-曾德尔调制器工作在高载波抑制的双边带调制模式, 并对链路进行了性能测试. 实验结果表明: 该下变频链路的增益为 7.43 dB, 无杂散动态范围达到了 110.85 dB/Hz^{2/3}, 工作频段可覆盖 5—18 GHz 的宽频范围. 基于双平行马赫-曾德尔调制器的下变频方法可优化设计输出频谱, 系统结构简单、易于实现, 为微波光子下变频链路提供了有效的解决方案.

关键词: 微波光子下变频, 双平行马赫-曾德尔调制器, 增益, 无杂散动态范围

PACS: 84.40.-x, 42.79.Hp, 42.79.Sz

DOI: 10.7498/aps.66.098401

1 引言

传统微波通信具有易于构建、频谱利用率高、能够在任意方向上发射等优点^[1]. 而光纤通信则具有低损耗、抗电磁干扰等优势^[2]. 微波光子学作为一门新兴的交叉学科, 将微波通信与光纤通信结合形成了新型的通信链路系统^[3]. 微波光子链路是将射频(RF)信号调制到光波上, 再通过光纤实现 RF 信号的宽带传输. 相比于传统的同轴电缆链路, 微波光子链路具有带宽宽、传输损耗小和抗电磁干扰等优势, 已经被广泛应用于卫星通信、雷达探测和光控相阵列天线等领域^[4-6].

随着无线通信系统对带宽要求的日益提高, 微波光子链路传输的微波信号已经逐渐向 Ka 波段发

展, 而目前商用的探测器和信号处理模块带宽有限, 导致利用探测器直接接收微波信号的传统方法已经不能满足实际需求, 为此微波光子下变频技术应运而生, 近年来得到了广泛的关注. 微波光子下变频是将频率较高的微波信号调制到光载波上, 运用光信号处理的方法对信号进行光域内的变换, 基于差频原理得到低频信号, 可将几十甚至几百 GHz 的高频信号下变频到 MHz 量级的低频信号, 在此基础上结合现有的技术成熟、成本低低频器件完成微波信号的后续处理. 微波光子下变频技术有利于提高系统的动态范围, 优化链路的可靠性, 并可大大降低系统的成本. 此外, 由于光波不会从光纤链路中泄露, 微波光子下变频可以实现传统电域内很难达到的高隔离度的频率下转换, 该性能参数对监听和电子武器系统尤为重要. 以上的诸多优势使

* 国家自然科学基金(批准号: 61372061, 51477028, 61475011)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: wdyong@bjut.edu.cn

‡ 通信作者. E-mail: zhj_zht@163.com

得微波光子下变频技术成为微波光子领域的重要研究方向之一。

目前实现微波光子频率下转换主要有三种方法,分别为基于直接调制激光器的下变频^[7,8]、基于光波本振(LO)的下变频^[9-12]和基于微波LO的下变频方法^[13-19]。第一种方法对半导体激光器进行直接调制,将RF信号加载到光波上,不需要外部的LO信号源,而是采用Q转换的激光器内部的自振荡器产生LO信号,利用光电探测器的非线性传输区特性实现频率的转换^[7,8]。该下变频系统结构简单、容易实现,但LO频率难于稳定控制,且对激光器进行直接调制大大限制了传输信号的带宽。2009年,Chen等^[9]提出基于分布反馈式激光器的光波下变频方法,将RF信号通过调制器调制到光载波上,通过直接调制分布反馈式激光器产生光波LO信号,在探测器处实现下变频,这种方法需要采用两个激光器,且两激光器间的锁相技术较为复杂。2012年,Torres-Company等^[10]首次将光频梳激光器用于微波光子下变频,且可同时实现滤波。在此基础上Wang等^[11]对基于光频梳的光波LO下变频链路进行了优化设计,上臂利用RF信号对光频梳进行单边带调制,下臂光频梳通过可调谐振延迟线,避免了两臂信号在合并时发生LO与多个梳齿的干涉,输出信号在探测器处实现下变频。该方法可以提供大的下变频频谱范围,但需要采用价格较为昂贵的光频梳激光器,且探测器后需要通过低通微波滤波器获得中频信号。2014年,Pan等^[12]提出了基于双驱动强度调制器(DMZM)的微波光子下变频方法,将DMZM输出的调制光信号进行光电探测和滤波处理作为LO信号,系统结构紧凑,且通过调节DMZM的偏置电压可优化转换效率,但为了保证LO信号的纯度和低噪声,需要高Q的电带通滤波器。基于微波LO的下变频是目前应用较为广泛的链路结构。Howerton等^[13,14]首次采用两个级联的强度调制器实现下变频,将RF信号和LO信号分别加载到两个调制器上,在探测器处实现频率的下转换。该方法使RF信号和LO信号具有很好的隔离度,但微波信号经过两次调制后,能量损耗较大,系统的转换效率不高。2011年,Haas等^[15,16]提出了基于级联相位调制器的下变频方法,将微波信号和LO信号分别加载在两个级联的相位调制器上,实现差频探测。由于采用相位调制器,该链路有着很好的线性度,然而相位调

制会产生较多能量接近的调制边带,需要通过窄带光纤光栅滤波器滤除光信号的高次边带,导致系统增益较低。Zou等^[17]采用两个级联的偏振调制器实现了宽带和高转换效率的微波光子下变频链路。Sun等^[18]将RF信号和LO信号加载到两个平行的双驱动马赫-曾德尔调制器上,结合光学带通滤波器和偏置电压的调节实现单边带调制,在探测器处实现了微波频率下转换,仿真验证了其抑制三阶交调失真的可行性,进而提高了系统的无杂散动态范围(SFDR)。2016年,Yu等^[19]将RF和LO信号加载在DMZM上,结合光纤布拉格光栅滤波器进行下变频,并通过改变光波波长或调节DMZM的偏置实现下变频信号的相位控制。可见,为了实现有效的微波下变频,基于微波LO的下变频多数需要借助窄带光学滤波器,一方面会降低系统的转换效率,且增加了系统结构的复杂度,另一方面,由于滤波器的带宽不可调节,当LO和RF信号的调制信号落在滤波器带宽之外时,将无法有效探知调制的RF信号,这也就限制了RF信号的频率测量范围。

随着电光调制需求的多样化,人们运用不同的链路结构实现不同的调制特性,一些常用的链路结构逐渐被集成到一个调制器件中,形成了商用化的集成调制器。其中,双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)集成了两个平行的强度调制器,具有低损耗、低半波电压、工作状态可调等优势。Erwin等^[20]结合DPMZM和光学滤波器实现了高转换效率的微波光子下变频检测。在此基础上,他们还采用DPMZM和MZM级联的链路结构抑制三阶交调,实现了大动态范围的微波光子混频器^[21]。Wen等^[22]合理设计DPMZM的工作模式,取LO信号的倍频作为上转换边带,使链路系统对DPMZM器件的带宽要求降低了一半。Huang等^[23]采用DPMZM和光学滤波器进行下变频,并借助后续数字信号处理技术提高了动态范围。

本文基于DPMZM,提出了宽带大动态范围的微波光子下变频方法。利用DPMZM实现高载波抑制的双边带调制,理论分析了微波下变频的原理,对下变频链路的增益和SFDR进行了推导和仿真。实验搭建了基于DPMZM的下变频链路,通过控制直流偏置电压,使DPMZM工作在载波抑制的双边带调制状态,滤除了系统中的主要噪声信号,降低了下变频系统对窄带光学滤波器的依赖,实验验证了该链路下变频的可行性,并测量了下变频链

路的性能.

2 理论与仿真

2.1 下变频原理

基于DPMZM的微波光子下变频链路的结构如图1所示. 激光器的输出光作为光载波入射到DPMZM, 通过DPMZM将RF信号调制到光载波上. DPMZM由上下两臂的子调制器MZM-a, MZM-b和相移器(PS)组成, MZM-a, MZM-b输入的微波信号分别为 $\nu_{LO}(t)$, $\nu_{RF}(t)$; 输出的光信号分别为 $E_A(t)$, $E_C(t)$. V_1, V_2, V_3 分别为MZM-a, MZM-b, PS上加载的直流偏置电压; V_1, V_2 用于控制子调制器MZM-a, MZM-b的偏置点, V_3 用于改变PS的相移量. 在DPMZM的输出端, $E_C(t)$ 与 $E_A(t)$ 合并为一路, 实现光信号的干涉. 利用光电探测器对干涉光信号进行光电转换, 最后利用频谱分析仪对下变频信号进行频谱分析.

设光载波为连续窄带光信号, 因此, 激光器的输出信号可以表示为

$$E_0(t) = E_{in} \cos(\omega_c t), \quad (1)$$

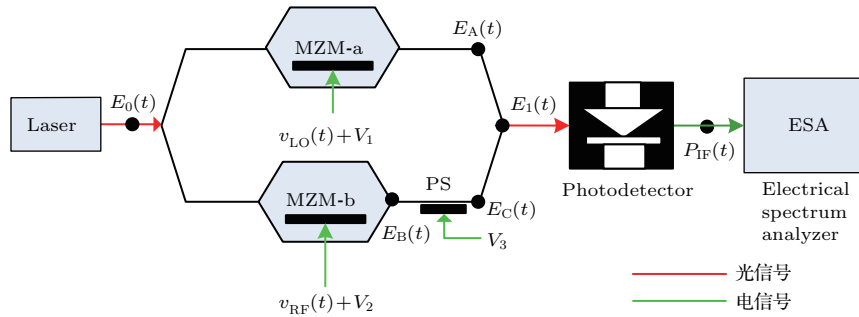


图1 (网刊彩色) 基于DPMZM的微波光子下变频链路示意图

Fig. 1. (color online) Schematic diagram of the microwave photonic frequency down-conversion system based on DPMZM.

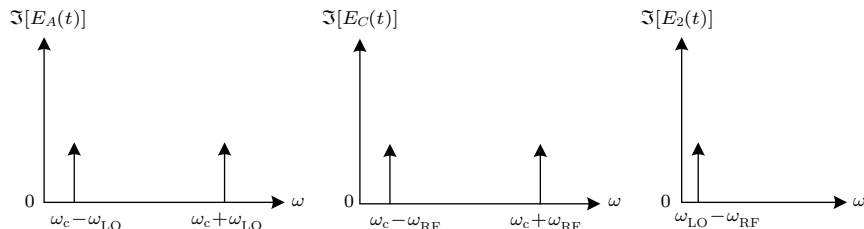


图2 获取中频信号的示意图 (a) $E_A(t)$ 处的光谱分布; (b) $E_C(t)$ 处的光谱分布; (c) 探测器输出的频谱分布; \Im 表示傅里叶变换

Fig. 2. Schematic for detection of the intermediate frequency signal: (a) Optical spectrum of $E_A(t)$; (b) optical spectrum of $E_C(t)$; (c) frequency spectrum of the output from detector. The \Im indicates Fourier transform.

式中 E_{in} 为光载波振幅, ω_c 为光载波的角频率. DPMZM的上臂和下臂分别加载单音LO微波信号 $\nu_{LO}(t)$ 和RF信号 $\nu_{RF}(t)$, 可分别表示为

$$\begin{cases} \nu_{LO}(t) = V_{LO} \sin(\omega_{LO}t), \\ \nu_{RF}(t) = V_{RF} \sin(\omega_{RF}t), \end{cases} \quad (2)$$

式中, V_{LO}, V_{RF} 为LO和RF微波信号的幅值; ω_{LO}, ω_{RF} 为其角频率. MZM-a和MZM-b本质为两个强度调制器, 则其输出 $E_A(t)$ 和 $E_B(t)$ 均为光载波和一系列调制边带的叠加. 为了降低底噪, 有效探测LO与待测微波的差频信息, 有必要对光载波进行抑制, 进而使MZM-a和MZM-b的一阶边带在探测器中实现差频, 得到所需要的中频信号, 如图2中的频谱图所示. 为此调节直流偏置 V_1, V_2, V_3 使DPMZM工作在载波抑制双边带调制状态, 此时输入的偏置电压满足

$$\begin{cases} \frac{\pi V_1}{V_\pi} = \frac{\pi}{2}, \\ \frac{\pi V_2}{V_\pi} + \frac{\pi V_3}{V_\pi} = \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

在此条件下, 经过 LO 和待测 RF 信号调制后, DPMZM 的上臂和下臂输出的光信号 $E_A(t)$ 和 $E_C(t)$ 分别为

$$\begin{cases} E_A(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{\text{ff}}} E_{\text{in}} \cos(\omega_c t) \sin[\beta_{\text{LO}} \sin(\omega_{\text{LO}} t)], \\ E_C(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{\text{ff}}} E_{\text{in}} \cos(\omega_c t) \sin[\beta_{\text{RF}} \sin(\omega_{\text{RF}} t)], \end{cases} \quad (4)$$

式中, t_{ff} 为 DPMZM 的插入损耗; β_{LO} , β_{RF} 为 LO 信号和 RF 信号的调制度.

DPMZM 的上臂和下臂输出信号相遇干涉, 对干涉信号进行第一类贝塞尔级数展开, 可得 DPMZM 的输出光信号为

$$\begin{aligned} E_1(t) &= \sqrt{2} \sqrt{t_{\text{ff}}} E_{\text{in}} \cos(\omega_c t) \\ &\times \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_{\text{LO}}) \sin[(2n-1)\omega_{\text{LO}} t] \right. \\ &\left. + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_{\text{RF}}) \sin[(2n-1)\omega_{\text{RF}} t] \right\}, \quad (5) \end{aligned}$$

式中 $J_{2n-1}(\beta_{\text{LO}})$ 表示 $2n-1$ 阶的第一类贝塞尔级数. 该信号入射光电探测器, 在探测器中完成差频探测, 中心频率 $\omega_{\text{IF}} = |\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}}|$ 的差频信号可表示为

$$\begin{aligned} i_{\text{IF}}(t) &= 2\Re P_{\text{in}} t_{\text{ff}} J_1(\beta_{\text{LO}}) J_1(\beta_{\text{RF}}) \\ &\times \cos[(\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}}) t], \quad (6) \end{aligned}$$

式中 $P_{\text{in}} = E_{\text{in}}^2$ 为输入光功率, \Re 为探测器的响应度. 输出差频信号的功率为

$$P_{\text{IF}} = [2\Re P_{\text{in}} t_{\text{ff}} J_1(\beta_{\text{LO}}) J_1(\beta_{\text{RF}})]^2 R_{\text{out}}, \quad (7)$$

式中 R_{out} 为探测器的匹配阻抗.

2.2 链路增益分析

系统增益为微波光子链路输出 RF 功率和输入 RF 功率的比值, 反映了链路的功率转换效率, 增益越大表示系统功率衰减越小, 转换效率越高. 针对微波光子下变频系统, 增益即为下变频中频信号与输入待测 RF 信号的功率比. 根据上述分析, 基于 DPMZM 的下变频系统的增益为

$$G = [2\Re P_{\text{in}} t_{\text{ff}} J_1(\beta_{\text{LO}}) J_1(\beta_{\text{RF}})]^2 R_{\text{out}} / P_{\text{RF}}. \quad (8)$$

利用 Matlab 软件对系统增益进行仿真计算, 设光载波功率 P_{in} 为 11.63 dBm, DPMZM 的半波电压 V_{π} 为 2.8 V, 插入损耗 t_{ff} 为 7 dB, 探测器的响

应度 \Re 为 0.85 A/W, 匹配阻抗 R_{out} 为 50 Ω . P_{RF} 为输入 RF 信号的功率, 系统 LO 信号和 RF 信号的功率范围定为 0—14 dBm. 图 3 给出了系统增益与 LO 功率和 RF 功率之间的关系, 可见在系统接收微波信号功率不变的条件下, 系统增益值随着 LO 功率的增加而增大, 说明适当提升 LO 信号功率可以改善系统的增益, 而当系统 LO 信号的功率不变时, 接收 RF 信号功率的增加对系统增益的影响并不明显.

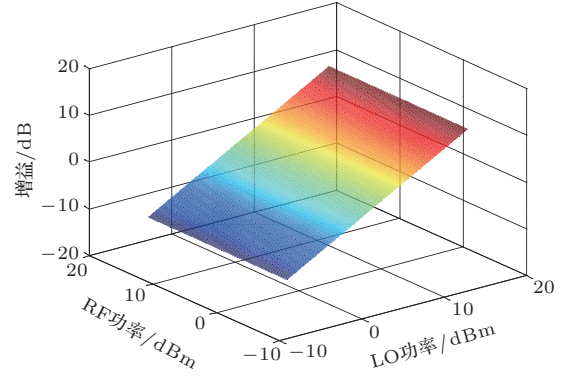


图 3 (网刊彩色) 链路的增益与 LO 功率和 RF 功率的关系

Fig. 3. (color online) Relation of the conversion efficiency to LO power and RF power.

2.3 SFDR 分析

SFDR 是综合体现链路处理微弱信号及大功率信号的重要参数, 它是指使信号的输出功率大于系统本底噪声, 且交调信号的输出功率不超过本底噪声输出功率的输入功率范围. 可见, SFDR 下限受限于系统的噪声水平, 上限受限于系统的非线性效应. 在微波下变频系统的输出频谱中, 三阶互调失真 (IMD3) 信号是强度最高的失真信号, 其对中频信号的干扰最大且不易滤除, 因此通常利用 IMD3 信号评价该系统的 SFDR 性能. 为了计算 IMD3 信号的输出功率, 将双音微波信号作为系统的输入信号, 则输入信号为

$$\nu_{\text{RF}}(t) = V_{\text{RF}} [\sin(\omega_{\text{RF}1} t) + \sin(\omega_{\text{RF}2} t)], \quad (9)$$

式中 $\omega_{\text{RF}1}$, $\omega_{\text{RF}2}$ 分别为两个 RF 信号的角频率.

DPMZM 经过 LO 信号和 RF 信号调制后, 输出光信号为

$$\begin{aligned} E_1(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{t_{\text{ff}}} E_0 \left\{ \sin[\beta_{\text{LO}} \sin(\omega_{\text{LO}} t)] \right. \\ &\quad \left. + \sin[\beta_{\text{RF}1} \sin(\omega_{\text{RF}1} t) \right. \\ &\quad \left. + \beta_{\text{RF}2} \sin(\omega_{\text{RF}2} t)] \right\}, \quad (10) \end{aligned}$$

式中 β_{RF1} , β_{RF2} 分别表示输入两个不同 RF 微波信号的调制度。

对两个 RF 信号进行下变频获得的中频信号频率分别为 $\omega_{10} = \omega_{RF1} - \omega_{LO}$, $\omega_{20} = \omega_{RF2} - \omega_{LO}$, 则相应的三阶交调信号频率为 $2\omega_{20} - \omega_{10}$, $2\omega_{10} - \omega_{20}$, 这里仅对频率为 $2\omega_{20} - \omega_{10}$ 的信号进行分析, 经探测器后输出的下变频中频信号的光电流 i_{20} 和三阶交调信号的光电流 i_{IMD3} 可分别表示为

$$\begin{cases} i_{20} = 2\Re_{ff} P_{in} J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{RF2}) J_0(\beta_{RF1}) \\ \quad \times \cos(\omega_{20} t), \\ i_{IMD3} = 2\Re_{ff} P_{in} J_1(\beta_{LO}) J_2(\beta_{RF2}) \\ \quad \times J_1(\beta_{RF1}) \cos(2\omega_{20} - \omega_{10}) t. \end{cases} \quad (11)$$

当三阶交调信号功率刚好等于噪声本底时, 中频信号与 IMD3 信号之间的输出功率差就是 SFDR. 因此本系统的动态无杂散范围可表示为

$$SFDR = 4t_{ff}^2 P_{in}^2 \Re^2 J_1^2(\beta_{LO}) [J_1^2(\beta_{RF2}) J_0^2(\beta_{RF1}) - J_2^2(\beta_{RF2}) J_1^2(\beta_{RF1})] R_{out}. \quad (12)$$

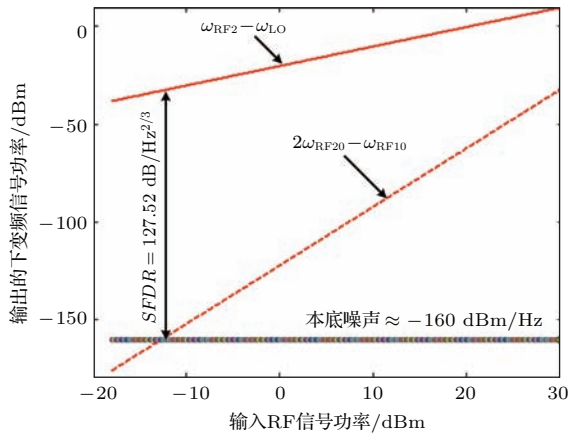


图4 (网刊彩色) SFDR 的仿真结果

Fig. 4. (color online) Simulation results of SFDR.

利用 Matlab 软件对系统的 SFDR 进行了模拟计算. 仿真中, 光载波功率 P_{in} 为 11.63 dBm,

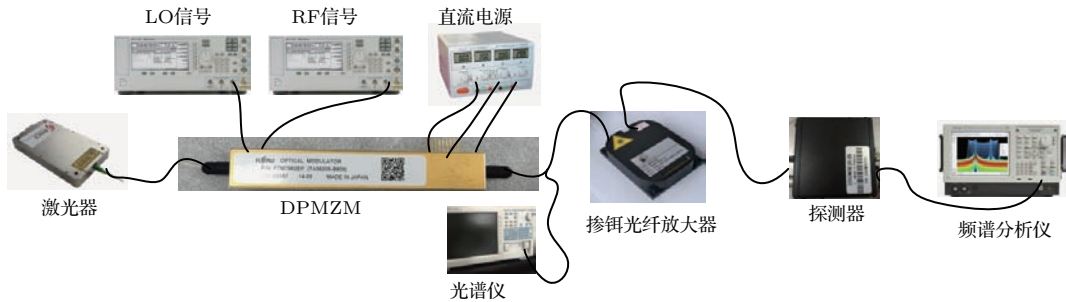


图5 (网刊彩色) 实验搭建的微波光子下变频链路

Fig. 5. (color online) Experimental setup of down-conversion microwave photonics link.

DPMZM 的半波电压 V_{π} 为 2.8 V, 插入损耗 t_{ff} 为 7 dB, 探测器的响应度 \Re 为 0.85 A/W, 匹配阻抗 R_{out} 为 50 Ω . 图4为 LO 功率为 14 dBm 时链路的 SFDR 仿真结果, 结果表明此时的 SFDR 为 127.52 dB/Hz^{2/3}.

3 实验与分析

3.1 下变频链路的搭建和性能测试

为了验证基于 DPMZM 的微波光子下变频的可行性, 搭建了如图5所示的下变频光链路. 激光器的输出光入射到 DPMZM, 对 DPMZM 加载 LO 和 RF 信号实现光载波的调制, 通过直流电源控制 DPMZM 的工作状态, 使其工作在载波抑制双边带调制下, 利用掺铒光纤放大器 (EDFA) 对 DPMZM 输出的光信号进行放大, 使 EDFA 的输出光信号功率与探测器的输入动态范围匹配. 实验中, 光源采用分布式反馈窄带宽激光器, 中心波长为 1550 nm, 线宽为 500 kHz, 功率为 11.63 dBm, DPMZM 的半波电压为 2.8 V, 插入损耗为 7 dB, 探测器的带宽为 6 GHz, 响应度为 0.85 A/W. 实验过程中借助光谱仪 (Yokogawa AQ6370) 和频谱仪 (Tektronix RSA5126B) 分析光信号和电信号的频谱分布.

首先验证该微波光子链路对微波信号下变频的可行性. 实验中, 对 DPMZM 调制器加载功率为 6 dBm、频率为 16 GHz 的 LO 信号, 同时加载 6 dBm 的待测 RF 信号功率, 其频率为 16.10 GHz, 调节 DPMZM 的直流偏置电压, 使其工作在抑制载波双边带调制状态, 图6是在光谱仪上获得的 DPMZM 的输出光谱, 可见利用 DPMZM 器件获得了 26 dB 的高载波抑制比, 获得了较为纯净的 LO 和待测 RF 信号的一阶边带, 可有效减少载波信号对系统下变频信号的干扰.

改变RF信号频率,变化范围从16.03 GHz到16.19 GHz,频率间隔为20 MHz,利用频谱仪分析探测器输出电信号的频谱,实验结果如图7所示,可见链路获得了30—190 MHz的中频信号,说明本系统通过将高频RF信号与LO信号拍频,在探测器处获得了下变频信号,且理论值与实验值完全相符.

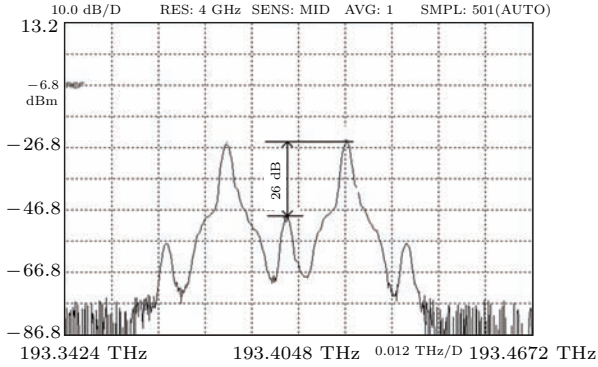


图6 DPMZM的输出光谱

Fig. 6. Output optical spectrum of DPMZM.

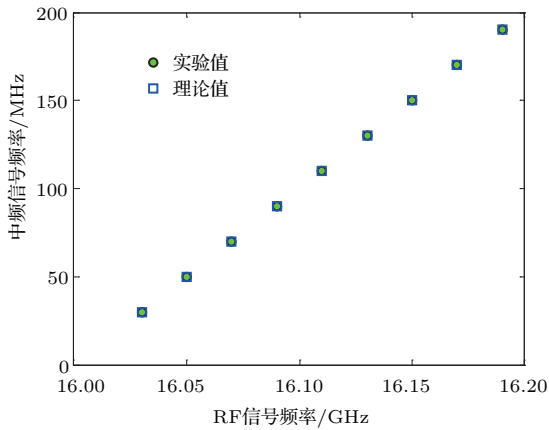


图7 (网刊彩色)下变频信号的测量

Fig. 7. (color online) Measurement of the down-conversion signal.

在验证下变频可行性的基础上,对基于DPMZM的微波光子下变频链路的性能进行了测试.首先分析系统的增益特性,对DPMZM加载LO信号和单音RF信号,LO信号的功率为8 dBm,频率为16 GHz,RF信号的频率为16.10 GHz,调节RF信号的功率从0 dBm增加至14 dBm,功率间隔为1 dBm,图8(a)为输入RF信号与获得中频信号功率的关系,可见下变频后的中频信号功率随着RF信号功率的增加而增加,平均增益为1.96 dB.为了分析LO信号功率对下变频链路增益

的影响,实验中改变LO信号的功率,使其从0 dBm到14 dBm变化,功率变化间隔为1 dBm,然后重复上述实验,获得了增益与LO功率的关系,结果如图8(b)所示,可见系统平均增益随着LO功率的增加而增加,与仿真结果取得了很好的一致性,且系统LO信号的功率为14 dBm时,系统增益达到最高值7.43 dB.

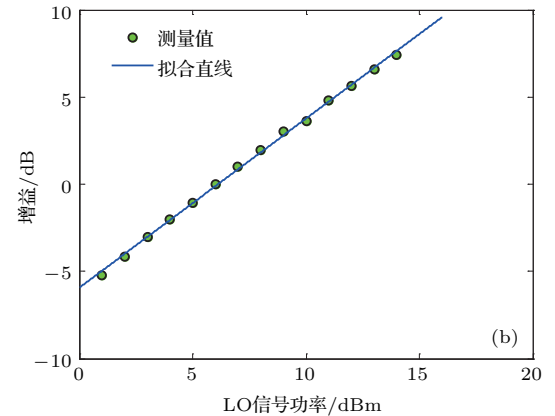
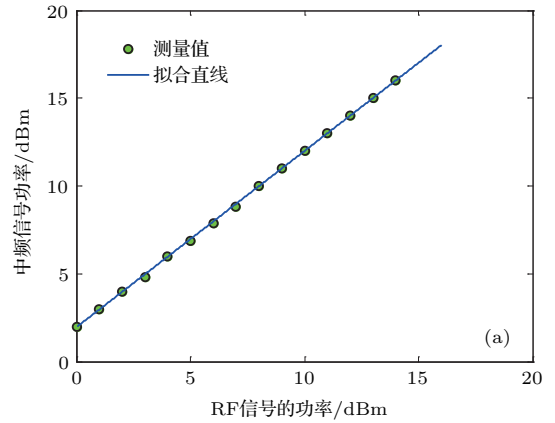


图8 (网刊彩色)链路增益的实验结果 (a) LO功率为8 dBm时,RF信号功率与下变频中频信号功率的关系;(b) LO功率与链路增益的关系

Fig. 8. (color online) Experimental results of conversion efficiency: (a) Intermediate Frequency power versus the RF power when the power of LO is 8 dBm; (b) conversion efficiency versus the LO power.

为了测试下变频系统的SFDR性能,需要向系统输入双音RF信号,即系统的接收RF信号要含有两个频率成分.因此,我们使用两台Angilent公司生产的40 GHz的RF信号源产生微波信号,其中心频率分别为16.100 GHz和16.097 GHz,功率范围为0—14 dBm,每次改变1 dBm,系统LO信号频率为16 GHz.图9是LO功率为14 dBm时的SFDR性能,可见此时SFDR达

到 110.85 dB/Hz^{2/3}. 实验结果与仿真结果有一定的差距, 主要是由于制作工艺的限制, DPMZM 器件的两个子 MZM 的半波电压不完全一致, 光功率的分配也不能达到完全均衡, 这些都会导致 SFDR 性能的降低.

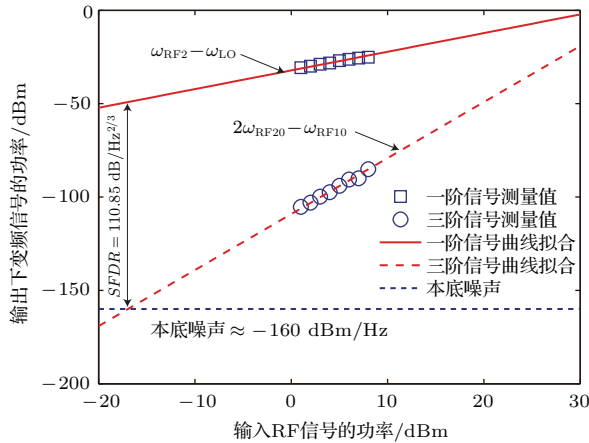


图9 (网刊彩色) SFDR 性能测试结果

Fig. 9. (color online) Tested results for SFDR.

最后对基于 DPMZM 的微波下变频链路系统的频率响应进行了分析, 由于系统中无须使用窄带的光学滤波器, 其频率响应主要取决于 DPMZM 器件. 实验中通过调节微波信号的频率, 测量了系统的频率响应曲线, 结果如图 10 所示. 可以看出该系统在 5—18 GHz 的频率范围内均可获得 7.10 dB 以上的增益, 且随着微波信号频率的增加, 系统增益略有减小, 这是由于随着微波信号频率的提高, DPMZM 器件中的两个 MZM 子臂的半波电压逐渐升高, 导致微波信号对两个 MZM 子臂的调制降低, 从而降低了系统的增益, 该增益的变化可以利用后续数字信号处理予以补偿.

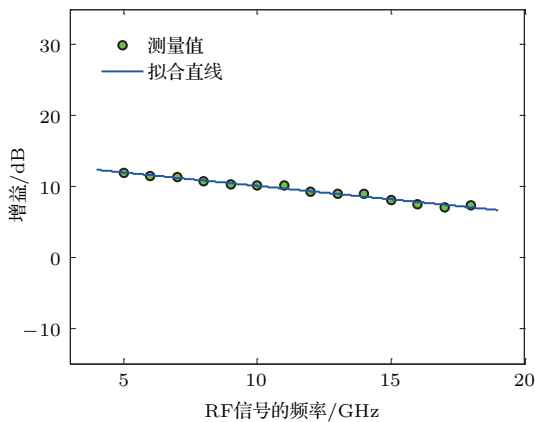


图 10 (网刊彩色) 系统的频率响应曲线

Fig. 10. (color online) Frequency response curve for the system.

4 结 论

为了改善微波光子下变频链路的性能, 本文提出了基于集成 DPMZM 的微波光子下变频探测方法. 通过理论和仿真讨论了下变频的原理和性能. 实验搭建了基于 DPMZM 的下变频链路, 控制直流偏置使 DPMZM 工作在高载波抑制的双边带调制模式, 有效抑制 LO 和高次边带对下变频的影响, 降低了系统对窄带滤波器的依赖. 性能测试表明在 LO 功率为 14 dBm 条件下, 该下变频链路的增益为 7.43 dB, SFDR 达到了 110.85 dB/Hz^{2/3}. 基于 DPMZM 的下变频方法具有高增益和大动态范围, 且无需使用窄带滤波器, 为微波光子通信提供了结构简单、易于实现的宽带、大动态范围的下变频方法.

参考文献

- [1] Minasian R A 2006 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **54** 832
- [2] Thomas V A, EI-Hajjar M, Hanzo L 2016 *IET Commun.* **10** 534
- [3] Jia Z S, Yu J J, Chang G K 2006 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **18** 1726
- [4] Sancho J, Chin S, Sagues M, Loayssa A, Lloret J, Gasulla L, Sales S, Thevenaz L, Capmany L 2010 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **22** 1753
- [5] Kazaura K, Wakamori K, Matsumoto M, Higashino T, Tsukamoto K, Komaki S 2010 *IEEE Commun. Mag.* **48** 130
- [6] Nguyen L V T 2009 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **21** 642
- [7] Lasri J, Shtaf M, Eisenstein G, Avrutin E A, Koren U 1998 *J. Lightwave Technol.* **16** 443
- [8] Li Y F, Wang R Y, Herczfeld P, Klamkin J, Johansson L, Bowers J 2009 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Boston, USA, June 7–12, 2009* p153
- [9] Chen Y S, Zhang C, Hong C, Li M J, Zhu L X, Hu W W, Chen Z Y 2009 *14th Opto. Electronics and Communication Conference Hong Kong, China, July 13–17, 2009* p556
- [10] Torres-Company V, Leaird D E, Weiner A M 2012 *Opt. Lett.* **37** 3993
- [11] Wang J J, Chen M H, Liang Y H, Chen H W, Yang S G, Xie S Z 2014 *IEEE Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP) Sapporo, Japan, October 20–23, 2014* p222
- [12] Tang Z Z, Zhang F Z, Pan S L 2014 *Opt. Express* **22** 305
- [13] Howerton M M, Moeller R P, Gopalakrishnan G K, Burns W K 1996 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **8** 1692
- [14] Gopalakrishnan G K, Moeller R P, Howerton M M, Burns W K, Williams K J, Esman R D 1995 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **43** 2318

- [15] Haas B M, Murphy T E 2011 *IEEE Photon. J.* **3** 1
- [16] Pagan V R, Haas B M, Murphy T E 2011 *Opt. Express* **19** 883
- [17] Li P X, Pan W, Zou X H, Pan S L, Luo B, Yan L S 2015 *IEEE Photon. J.* **7** 5500907
- [18] Sun J L, Yu L, Zhong Y P 2015 *Opt. Commun.* **336** 315
- [19] Jiang T W, Yu S, Wu R H, Wang D S, Gu W Y 2016 *Opt. Lett.* **41** 2640
- [20] Erwin H W Chan, Robert A M 2012 *J. Lightwave Technol.* **30** 3580
- [21] Ali A, Erwin H W Chan, Robert A M 2014 *Appl. Opt.* **53** 3687
- [22] Gao Y S, Wen A, Zhang H X, Xiang S Y, Zhang H Q, Zhao L J, Shang L 2014 *Opt. Commun.* **321** 11
- [23] Huang L, Li R M, Chen D L, Xiang P, Wang P, Pu T, Chen X F 2016 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **28** 880

Dual-parallel Mach-Zehnder modulator based microwave photonic down-conversion link with high dynamic range*

Wang Yun-Xin¹⁾²⁾ Li Hong-Li¹⁾²⁾ Wang Da-Yong^{1)2)†} Li Jing-Nan¹⁾²⁾ Zhong Xin³⁾
 Zhou Tao^{3)‡} Yang Deng-Cai¹⁾²⁾ Rong Lu¹⁾²⁾

1) (College of Applied Sciences, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

2) (Beijing Engineering Research Center of Precision Measurement Technology and Instruments, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

3) (Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China)

(Received 9 September 2016; revised manuscript received 30 January 2017)

Abstract

With the rapid development of the microwave photonic communication technology, the frequency of the microwave signal is expanded to the Ka waveband, since most of low frequency bands are occupied. However, the current commercial detectors and signal processing modules are limited by bandwidth. Therefore, the traditional method of directly detecting the microwave signals cannot meet the actual demands. It is essential to achieve the microwave photonic down-conversion from the high frequency microwave signal (~ 10 GHz) to the lower frequency signal (~ 100 MHz). Meanwhile, the down-conversion low frequency signal can be processed by the existing mature technology and low cost devices. The microwave down-conversion link can effectively avoid leaking the local oscillator, and it possesses many advantages such as high bandwidth and spurious free dynamic range, low loss and low noise.

In this paper, a microwave photonic down-conversion system is presented based on the integrated dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) to increase the spurious-free dynamic range as well as conversion efficient of microwave photonic link. The integrated DPMZM is mainly comprised of two intensity modulators (MZM-a and MZM-b), and a phase shifter. The radio frequency (RF) signal is loaded into DPMZM to modulate the optical signal. The local oscillator is loaded into the MZM-a to produce the 1st local oscillator sideband, and two RF signals are fed to the MZM-b to form the 1st RF signal sideband. The direct current bias of the DPMZM is adjusted to output a high carrier suppressed double sideband (DSB) signal. The erbium-doped fiber amplifier is used to increase the power of light to match the power range of the detector. The RF signal sideband and local oscillator sideband are mixed to produce the beat frequency, and the frequency down-conversion can be achieved. The principle of frequency down-conversion is elaborated by theoretical analysis. The conversion efficiency and spurious free dynamic range are analyzed and simulated. On this basis, the microwave photonic link of frequency down-conversion is built. The performance of the system is tested. The ratio of optical carrier power to sideband power of the DSB signal is 26 dB. The experimental result shows that the conversion efficiency is 7.43 dB and spurious-free dynamic range is 110.85 dB/Hz^{2/3}. The down-conversion method based on the DPMZM can optimize the output spectrum of the sideband. The structure of system is simple and easy to implement, so it is a good option for improving the conversion efficiency and spurious-free dynamic range.

Keywords: microwave photonic down-conversion, dual-parallel Mach-Zehnder modulator, gain, spurious-free dynamic range

PACS: 84.40.-x, 42.79.Hp, 42.79.Sz

DOI: 10.7498/aps.66.098401

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61372061, 51477028, 61475011).

† Corresponding author. E-mail: wdyong@bjut.edu.cn

‡ Corresponding author. E-mail: zhj_zht@163.com