

基于载波抑制单边带调制的微波光子本振倍频上转换方法

许家豪 王云新 王大勇 周涛 杨锋 钟欣 张弘翥 杨登才

Microwave photonic frequency up-converter with LO doubling based on carrier suppression single-sideband modulation

Xu Jia-Hao Wang Yun-Xin Wang Da-Yong Zhou Tao Yang Feng Zhong Xin Zhang Hong-Biao Yang Deng-Cai

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 134204 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20190266

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190266>

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

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

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

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

物理学报. 2017, 66(9): 098401 <https://doi.org/10.7498/aps.66.098401>

基于双环混频光电振荡器的可调谐微波频率梳产生

Tunable microwave frequency comb generation based on double-loop mixing-frequency optoelectronic oscillator

物理学报. 2018, 67(23): 238401 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181582>

利用N型半导体纳米材料抑制单量子点的荧光闪烁特性

Suppression of the blinking of single QDs by using an N-type semiconductor nanomaterial

物理学报. 2015, 64(24): 247803 <https://doi.org/10.7498/aps.64.247803>

半导体上转换单光子探测技术研究进展

Research progress of semiconductor up-conversion single photon detection technology

物理学报. 2018, 67(22): 221401 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180618>

基于光子计数的纠缠微波压缩角锁定

Squeezing angle locking of entangled microwave based on photon counting

物理学报. 2019, 68(9): 090301 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20182077>

弱锚泊对液晶微波相位调制的影响

Influence of weak anchoring on the microwave phase modulation of liquid crystals

物理学报. 2015, 64(19): 194206 <https://doi.org/10.7498/aps.64.194206>

基于载波抑制单边带调制的微波光子本振倍频上转换方法*

许家豪¹⁾ 王云新¹⁾²⁾ 王大勇^{1)2)†} 周涛^{3)‡} 杨锋¹⁾
钟欣³⁾ 张弘毅¹⁾ 杨登才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) (电子信息控制重点实验室, 成都 610036)

(2019年2月27日收到; 2019年5月14日收到修改稿)

提出了一种基于载波抑制单边带调制的微波光子本振倍频上转换方法. 通过将本振信号加载在马赫-曾德尔调制器上产生 ± 1 阶本振边带, 利用光纤光栅进行边带分离, 将 -1 阶本振边带作为载波输入双平行马赫-曾德尔调制器进行二次调制. 中频信号通过 90° 电桥加载在双平行马赫-曾德尔调制器上, 并使其工作在载波抑制单边带调制状态. 最后将输出的中频单边带调制信号与光纤光栅反射的 $+1$ 阶本振单边带信号进行合路拍频, 即可获得频率为 $2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}}$ 的上变频信号. 为了验证该方法的有效性, 搭建了上变频链路并进行了性能测试, 实验结果表明链路的输出光谱和频谱较为纯净, 经过单边带调制后的光谱杂散抑制比达到了 22.5 dB, 产生的本振倍频上转换信号的杂散抑制比达到了 23.6 dB, 系统的无杂散动态范围达到了 $96.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. 该本振倍频上转换方法可有效降低对本振信号的频率需求, 并且产生的上转换信号纯净度较高, 为光载无线通信、光控相控阵雷达等系统中的高频发射提供了有效途径.

关键词: 微波光子, 频率上转换, 载波抑制单边带调制

PACS: 42.65.Ky, 42.79.Nv, 33.20.Bx, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.68.20190266

1 引言

随着信息速率的不断提升, 低频段频谱资源日益紧张, 高频率和大带宽成为雷达、通信等领域的发展趋势. 微波通信具有无线传输、方向性好、灵活性大等优势, 然而其带宽较小、损耗大、易于受电磁干扰, 无法很好的适应当代宽带通信系统. 而微波光子技术是微波通信和光纤通信技术的融合, 充分利用了光纤通信的带宽大、损耗小、抗电磁干

扰能力强等优势, 在光域上对微波信号进行操控处理, 已经被广泛应用在光载无线通信 (radio over fiber, RoF)、光控相控阵雷达等领域^[1-4].

频率上转换作为发射机的重要功能模块, 通常将一个低频的中频信号 (intermediate frequency, IF) 与一个高频的本振信号 (local oscillator, LO) 进行混频来实现频率上转换. 受电子器件的限制, 传统的微波混频器具有带宽窄, 频率低以及杂散高等缺陷. 为了解决上述问题, 人们提出了多种微波光子混频器^[5-12]. 1993年, Gopalakrishnan 等^[5]

* 国家自然科学基金 (批准号: 61871007, 61771438, 51477028) 和北京市青年拔尖创新人才 (批准号: CIT&TCD201504020) 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

首次提出基于两个马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder modulator, MZM) 级联的微波光子混频器. Chan 等^[6]利用级联的双平行马赫-曾德尔调制器 (dual-parallel Mach-Zehnder modulator, DPMZM) 与 MZM 级联实现了大无杂散动态范围的微波光子混频. Zhang 等^[7]利用双驱双平行马赫-曾德尔调制器 (dual-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator, DD-DPMZM) 与微波 90°电桥实现了高转换效率的微波上变频. 然而这些方法均只用到了 LO 与 IF 信号的 ± 1 阶边带, 因此其产生的上转换信号频率仅为 $\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}}$. 在这种情况下, 要想产生更高频率的上转换信号, 只能提高 LO 信号的频率. 而输入 LO 信号的最高频率又会受到调制器带宽的限制, 这就导致输出上转换信号的最高频率也会受限于调制器的带宽 (~ 40 GHz)^[13].

为了降低高频上转换对 LO 信号的频率需求, 并突破调制器的频率响应限制, 人们提出了基于 LO 倍频的微波光子上转换技术. 在调制中保留 LO 信号的高阶边带, 或者利用多个级联调制器的二次调制, 使 LO 高阶边带参与后续拍频, 从而利用低频 LO 实现高频上转换. Gao 等^[14]利用 DPMZM 实现了基于 LO 倍频的微波光子混频器. 该方法通过控制调制器电压实现 2 阶 LO 信号的载波抑制双边带 (carrier-suppressed double-sideband, CS-DSB) 调制, 在这一调制模式下进行拍频, 获得的混频信号不可避免会包含 $2\omega_{\text{LO}}$, $2\omega_{\text{RF}}$ 等杂散信号. Yin 等^[15]提出了基于 MZM 与 DPMZM 级联的 LO 倍频上转换方法, 加载 LO 信号的 MZM 输出 ± 1 阶边带, 在此基础上将 MZM 输出的 LO 信号作为载波加载到 DPMZM 上进行二次调制, 最终实现 LO 倍频上转换. 然而由于在二次调制过程中采用了双边带调制 (double sideband, DSB), 得到的上转换信号仍然存在很多杂散信号. Chi 和 Yao^[16]利用三个 MZM 级联实现了本振四倍频上转换. 通过前两个 MZM 产生 LO 信号的 ± 2 阶边带, 将输出的 LO 信号作为载波进入第三个 MZM, 实现 LO 四倍频的上转换. 由于同样采用 DSB 调制, 导致杂散信号严重, 实验结果表明该系统的杂散信号功率甚至大于了上转换信号功率. 可见, 当前的本振倍频上转换方法大多采用 CS-DSB 或者 DSB 调制, 会产生较多的杂散信号, 降低了上转换信号的频谱纯净度.

为了消除杂散对上转换信号的影响, 可在倍

频变频过程中引入载波抑制单边带 (carrier suppression single-sideband, CS-SSB) 调制. 目前载波抑制单边带调制主要有两种实现方式: 一种方式是用光学带通滤波器直接对光信号进行滤波^[17,18]; 另一种是结合使用 DPMZM 和微波 90°电桥, 使 DPMZM 工作在载波抑制单边带调制模式下, 获得单边带调制信号^[19,20]. 近期, Zhang 等利用双偏振态双平行马赫-曾德尔调制器 (dual-polarization dual-parallel Mach Zehnder modulator, DP-DPMZM) 实现了基于本振倍频的微波光子下变频和移相的功能集成^[21].

本文提出了一种基于载波抑制单边带调制的微波光子本振倍频上转换方法. 将本振信号加载在 MZM 上, 通过调节电压使其工作在载波抑制双边带调制, 将一个大带宽 (0.4 nm) 的光纤光栅 (fiber Bragg grating, FBG) 置于 MZM 与 DPMZM 之间, 利用光纤光栅将 MZM 输出的 +1 阶 LO 边带反射, 同时将 -1 阶 LO 边带透射, 将透射的 -1 阶 LO 单边带作为载波输入 DPMZM 进行二次调制, 然后将 IF 信号通过 90°电桥加载到 DPMZM 上, 调节电压使其工作在载波抑制单边带调制. 最后将经过二次调制的 IF 单边带信号与 FBG 反射的 +1 阶 LO 单边带合路进入探测器拍频, 得到频率为 $2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}}$ 的上变频信号. 在对理论推导和分析的基础上搭建了实验链路, 通过光谱仪与频谱仪对链路的光边带抑制比和频谱杂散抑制比进行了测试, 实验结果表明链路可产生纯净的本振倍频上转换信号. 该微波光子上变频方法可有效降低系统对本振信号的频率需求, 并且由于采用了单边带调制模式, 产生的上变频信号纯净度较高, 为光载无线通信、光控相控阵雷达等系统中的高频发射提供了有效途径.

2 原 理

基于本振倍频的微波光子上转换链路如图 1 所示, 系统主要由激光器、MZM、环形器 (optical circulator, OC)、光纤光栅、DPMZM、微波 90°电桥、掺铒光纤放大器 (erbium doped fiber amplifier, EDFA) 和光电探测器 (photodetector, PD) 组成. 图 2 为系统中不同位置处的光谱或频谱示意图.

设激光器输出的连续光载波为

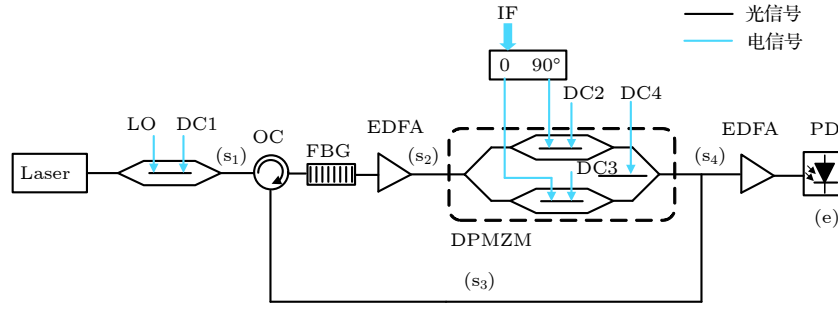


图 1 微波光子本振频上变频系统结构图

Fig. 1. Schematic diagram of proposed frequency-doubling microwave photonic up-converter.

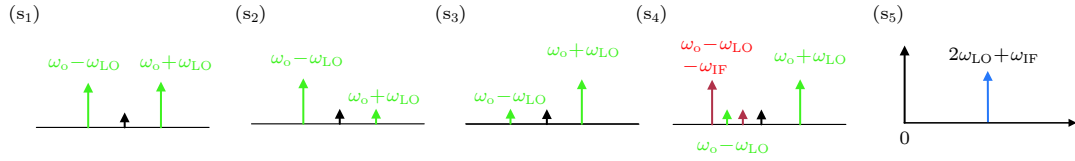


图 2 系统中相应位置的光谱和频谱图

Fig. 2. Corresponding optical and electrical spectrums at different locations in Fig. 1.

$$E_{\text{in}}(t) = E_0 e^{j\omega_o t}, \quad (1)$$

式中 E_0 和 ω_o 分别为光载波的幅度和角频率. 设加载到 MZM 与 DPMZM 上的本振与中频信号分别为

$$V_{\text{LO}}(t) = V_{\text{LO}} \cos \omega_{\text{LO}} t, \quad (2)$$

$$V_{\text{IF}}(t) = V_{\text{IF}} \cos \omega_{\text{IF}} t, \quad (3)$$

式中, V_{LO} 和 ω_{LO} 分别为本振信号的幅度和角频率; V_{IF} 和 ω_{IF} 分别为中频信号的幅度和角频率. 光载波入射被本振信号所调制的 MZM 后, MZM 的输出光场为

$$E_{\text{MZM}} = \frac{1}{2} \sqrt{L_{\text{MZM}}} E_{\text{in}}(t) \times \left[e^{j(m_{\text{LO}} \cos \omega_{\text{LO}} t + \theta_1/2)} + e^{-j(m_{\text{LO}} \cos \omega_{\text{LO}} t + \theta_1/2)} \right], \quad (4)$$

式中, L_{MZM} 为 MZM 的插入损耗, $m_{\text{LO}} = \pi V_{\text{LO}}/V_{\pi 1}$ 为 LO 信号的调制深度, $V_{\pi 1}$ 为 MZM 调制器的半波电压; $\theta_1 = \pi V_{\text{DC1}}/V_{\pi 1}$ 为 MZM 的直流偏置电压所引起的光相移, V_{DC1} 为 MZM 所加载的直流偏置电压. 调节 MZM 上的偏置电压使其工作在最小工作点, 即使 $\theta_1 = \pi$, 此时 MZM 的输出光场为

$$E_{\text{MZM}} = \frac{1}{2} \sqrt{L_{\text{MZM}}} E_{\text{in}}(t) \times \left[e^{j(m_{\text{LO}} \cos \omega_{\text{LO}} t + \pi/2)} + e^{-j(m_{\text{LO}} \cos \omega_{\text{LO}} t + \pi/2)} \right]. \quad (5)$$

根据雅可比-安格尔恒等式对 (5) 式进行展开, 可得

$$E_{\text{MZM}} = \frac{1}{2} \sqrt{L_{\text{MZM}}} E_{\text{in}}(t) \times \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{\text{LO}}) e^{jn\omega_{\text{LO}} t} \cdot e^{j\pi/2} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{\text{LO}}) e^{jn(\omega_{\text{LO}} t + \pi)} \cdot e^{-j\pi/2} \right] \approx \sqrt{L_{\text{MZM}}} E_{\text{in}}(t) J_1(m_{\text{LO}}) [e^{j\omega_{\text{LO}} t} + e^{-j\omega_{\text{LO}} t}], \quad (6)$$

式中, $J_n(m_{\text{LO}})$ 为 LO 信号的 n 阶第一类贝塞尔函数, 并且在计算中忽略了三阶边带及以上高阶边带. 因此 MZM 的输出光谱如图 2 中的 (s₁) 所示, 仅留下了 LO 信号的 ± 1 阶边带. MZM 的输出光进入光环行器和光纤光栅, 通过光纤光栅的波长选择性将 LO 信号的 ± 1 阶边带分离. 透射的 -1 阶 LO 单边带作为光载波进入 DPMZM 中进行二次调制, 同时将反射的 $+1$ 阶 LO 单边带通过光环行器收集. 光纤光栅的透射光和反射光的光谱如图 2 中的 (s₂) 和 (s₃) 所示. 将需要进行上转换的 IF 信号输入微波 90° 电桥, 输出两路强度相等、相位相差 90° 的 IF 信号, 并分别将这两个信号加载到 DPMZM 的上下两个子 MZM 上. 此时 DPMZM 的输出光场可表示为

$$E_{\text{DPMZM}} = \frac{1}{4} \sqrt{L_{\text{MZM}}} \sqrt{L_{\text{FBG}}} \sqrt{L_{\text{DPMZM}}} E_{\text{in}}(t) J_1(m_{\text{LO}}) e^{-j\omega_{\text{LO}}t} \times \left\{ \begin{aligned} & \left[e^{j(m_{\text{IF}} \cos \omega_{\text{IF}}t + \varphi_2/2)} + e^{-j(m_{\text{IF}} \cos \omega_{\text{IF}}t + \varphi_2/2)} \right] e^{j\varphi_4/2} \\ & + \left[e^{j(m_{\text{IF}} \cos(\omega_{\text{IF}}t + \pi/2) + \varphi_3/2)} + e^{-j(m_{\text{IF}} \cos(\omega_{\text{IF}}t + \pi/2) + \varphi_3/2)} \right] e^{-j\varphi_4/2} \end{aligned} \right\}, \quad (7)$$

式中 L_{FBG} 与 L_{DPMZM} 分别代表光纤光栅与 DPMZM 的插入损耗; $m_{\text{IF}} = \pi V_{\text{IF}}/V_{\pi 2}$ 为 IF 信号的调制深度, $V_{\pi 2}$ 为 DPMZM 调制器的半波电压; $\theta_i = \pi V_{\text{DC}i}/V_{\pi 2}$ ($i = 2, 3, 4$) 为 DPMZM 的直流偏置电压 $V_{\text{DC}2}$, $V_{\text{DC}3}$, $V_{\text{DC}4}$ 所引起的光相移. 为了实现对 -1 阶 IF 信号的载波抑制单边带调制, 令 DPMZM 中的两个子 MZM 工作在最小传输点, 即 $\varphi_2 = \varphi_3 = \pi$, 主 MZM 工作在正交偏置点, 即 $\varphi_4 = -\pi/2$ [22]. 此时的 DPMZM 的输出光场为

$$E_{\text{DPMZM}} = \frac{1}{4} \sqrt{L_{\text{MZM}}} \sqrt{L_{\text{FBG}}} \sqrt{L_{\text{DPMZM}}} E_{\text{in}}(t) J_1(m_{\text{LO}}) e^{-j\omega_{\text{LO}}t} \times \left\{ \begin{aligned} & \left[e^{j(m_{\text{IF}} \cos \omega_{\text{IF}}t + \pi/2)} + e^{-j(m_{\text{IF}} \cos \omega_{\text{IF}}t + \pi/2)} \right] e^{j\pi/4} \\ & + \left[e^{j(m_{\text{IF}} \cos(\omega_{\text{IF}}t + \pi/2) + \pi/2)} + e^{-j(m_{\text{IF}} \cos(\omega_{\text{IF}}t + \pi/2) + \pi/2)} \right] e^{-j\pi/4} \end{aligned} \right\}. \quad (8)$$

根据雅可比-安格尔恒等式对 (8) 式进行展开, 可得

$$E_{\text{DPMZM}} = \frac{1}{4} \sqrt{L_{\text{MZM}}} \sqrt{L_{\text{FBG}}} \sqrt{L_{\text{DPMZM}}} E_{\text{in}}(t) J_1(m_{\text{LO}}) e^{-j\omega_{\text{LO}}t} \left\{ \begin{aligned} & \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{\text{IF}}) e^{jn\omega_{\text{IF}}t} \cdot e^{j\pi/2} \right. \\ & \left. + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{\text{IF}}) e^{jn(\omega_{\text{IF}}t + \pi)} \cdot e^{-j\pi/2} \right] e^{-j\pi/4} \\ & + \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{\text{IF}}) e^{jn(\omega_{\text{IF}}t + \pi/2)} \cdot e^{j\pi/2} \right. \\ & \left. + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{\text{IF}}) e^{jn(\omega_{\text{IF}}t + 3\pi/2)} \cdot e^{-j\pi/2} \right] e^{j\pi/4} \end{aligned} \right\} \\ \approx \frac{1}{2} \sqrt{L_{\text{MZM}}} \sqrt{L_{\text{FBG}}} \sqrt{L_{\text{DPMZM}}} E_{\text{in}}(t) J_1(m_{\text{LO}}) J_1(m_{\text{IF}}) e^{-j(\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}} + \pi/4)t}. \quad (9)$$

接下来将 DPMZM 的输出光和经过光纤光栅的反射光合路, 此时的光谱图如图 2 中的 (s₄) 所示, 光谱中仅留下了经过二次调制的 -1 阶 IF 信号以及 +1 阶的 LO 信号, 合路后的光谱可表示为

$$E_{\text{combine}} = \sqrt{L_{\text{MZM}}} \sqrt{L_{\text{FBG}}} E_{\text{in}}(t) J_1(m_{\text{LO}}) \times \left[e^{j\omega_{\text{LO}}t} + \frac{1}{2} \sqrt{L_{\text{DPMZM}}} J_1(m_{\text{IF}}) e^{-j(\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}} + \pi/4)t} \right]. \quad (10)$$

最后将合路得到的光信号进入光电探测器, 进行光电转换. 得到的上转换信号为

$$i(t) = \frac{1}{2} \Re E_0^2 L_{\text{MZM}} L_{\text{FBG}} \sqrt{L_{\text{DPMZM}}} J_1^2(m_{\text{LO}}) J_1(m_{\text{IF}}) \times \cos[(2\omega_{\text{LO}}t + \omega_{\text{IF}}t) + \pi/4], \quad (11)$$

式中 $\Re$ 为光电探测器的响应度. 从 (11) 式可以看出, 该链路可以得到频率为 $2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}}$ 的上转换信号, 且信号较为纯净.

综上所述, 通过光纤光栅将 ± 1 阶 LO 信号分离, 并利用微波 90°电桥和 DPMZM 实现 IF 信号的载波抑制单边带调制, 最终通过拍频得到了 $2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{IF}}$ 的上转换信号. 从理论上证明了该方法可以有效降低发射端对本振信号的频率需求, 并可提高上转换信号的频谱纯净度.

3 实验结果与分析

根据图 1 的系统结构搭建了微波光子频率上转换实验链路, 如图 3 所示. 实验中, 使用分布反馈式激光器输出中心波长为 1550.31 nm, 功率为

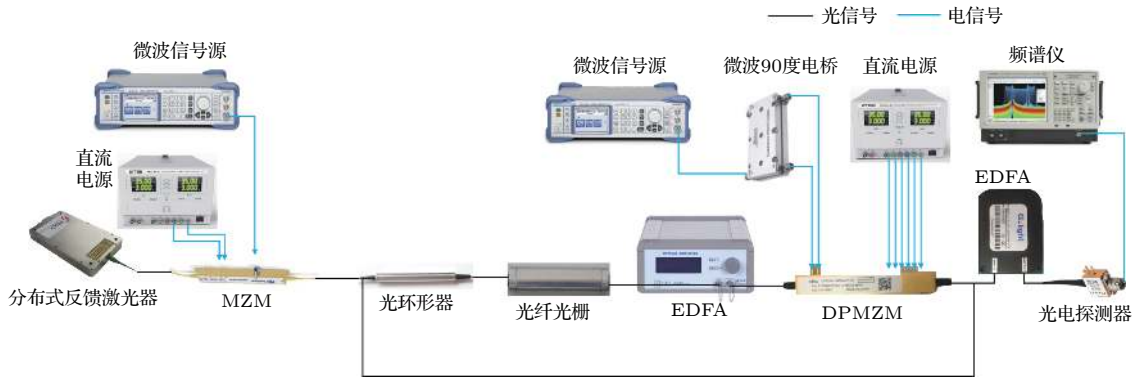


图3 实验搭建的系统链路图

Fig. 3. Experimental setup of the proposed frequency-doubling microwave photonic up-converter.

16.3 dBm 的连续光作为载波. 激光器的输出光入射到 MZM (Sumitomo, T.SBZH1.5-20PD) 中, 其半波电压与 3 dB 带宽分别为 5 V 和 20 GHz. 将 MZM 上的偏置电压调节至 2.22 V, 使 MZM 工作在载波抑制双边带调制状态, 输出 ± 1 阶本振边带. 接下来将 MZM 的输出信号输入环形器和光纤光栅, 该光纤光栅的带宽为 0.4 nm, 中心波长为 1550.2 nm, 从而将 ± 1 阶本振信号分离. 由于光纤光栅的带宽达到了 0.4 nm (> 40 GHz), 与实验中的调制器相比, 系统带宽基本不会受到光纤光栅的影响. 接下来把透射的 -1 阶本振信号作为光载波输入 DPMZM (Fujitsu, FTM7962EP) 中, DPMZM 的半波电压和 3 dB 带宽分别为 4.2 V 和 22 GHz, 将中频信号通过微波 90° 电桥 (Marki Microwave QH-0226) 分别加载在 DPMZM 的上下两臂, 通过将 V_{DC2} , V_{DC3} 和 V_{DC4} 分别调节到 4.46 V, 8.76 V 和 6.55 V, 以实现 -1 阶 IF 信号的载波抑制单边带调制. 为了补偿 MZM 和 FBG 的插入损耗, 在进入 DPMZM 前加入恒定输出 12 dBm 的 EDFA 放大器, 并且在合路后的光路中又加入了一个恒定输出 5 dBm 的 EDFA 对输出的光信号进行补偿. 最后, 将合路的光信号输入光电探测器 (FINISAR, XPDV2120R) 进行光电转换, 得到本振倍频的上转换信号, 探测器的响应度和带宽分别为 0.65 A/W 和 40 GHz.

为了分析该链路的载波抑制单边带调制性能, 利用光谱仪 (Yokogawa, AQ6370C) 对设计链路中的各点光谱进行检测. 实验中, 本振信号的频率和强度分别设置为 14 GHz 和 18 dBm, 中频信号的频率和强度设置为 8 GHz 和 14 dBm 时, 系统中各点的输出光谱如图 4 所示. MZM 输出的载波抑

制双边带调制信号如图 4(a) 所示, 载波抑制比达到了 28.6 dB. 输出的光信号经过光环行器和光纤光栅的透射谱和反射谱分别如图 4(b) 和图 4(c) 所示, 光纤光栅的透射响应谱和反射响应谱通过宽谱光源测得. 可以看出, 经过光环行器和光纤光栅后, 可以将 -1 阶和 $+1$ 阶的 LO 边带比较好地分离开, 为后面得到纯净的上变频信号提供了单边带 LO 信号. 将 IF 信号通过微波 90° 电桥输入 DPMZM 后, 输出光谱如图 4(d) 所示, 可见经过二次调制的 -1 阶中频信号与其他杂散信号的抑制比达到了 25.1 dB, 实现了中频信号的载波抑制单边带调制. 图 4(e) 为 DPMZM 输出和光纤光栅反射的 $+1$ 阶 LO 单边带的合路光谱, 其杂散信号抑制比达到了 22.5 dB. 从上述光谱图可见, 提出的微波光子链路能够很好地实现 IF 和 LO 信号的载波抑制单边带调制, 与其他无用杂散信号的抑制比均达到了 20 dB 以上.

在上述实验条件不变的情况下, 使用频谱仪 (R&S, FSV-40) 对经过光电探测器的上转换信号进行探测和分析, 实验结果如图 5 所示. 上转换信号的频率和强度分别为 36 GHz 和 -26.1 dBm. 由于对 LO 与 IF 信号都采用了载波抑制单边带调制, 频谱中的本振倍频上转换信号与其他杂散信号的抑制比达到了 23.6 dB.

接下来对频谱上转换系统的转换效率进行了测试. 当 LO 信号固定为 14 GHz, IF 信号的频率变化范围为 2~12 GHz、频率间隔为 1 GHz 时, 对应的上转换信号为 30~40 GHz, 其转换效率如图 6(a) 所示. 在 10 GHz 的变化范围内, 系统的转换效率为 (-29.4 ± 0.8) dB. 当 IF 信号固定为 8 GHz, LO 信号的频率变化范围为 6~16 GHz、频率间隔

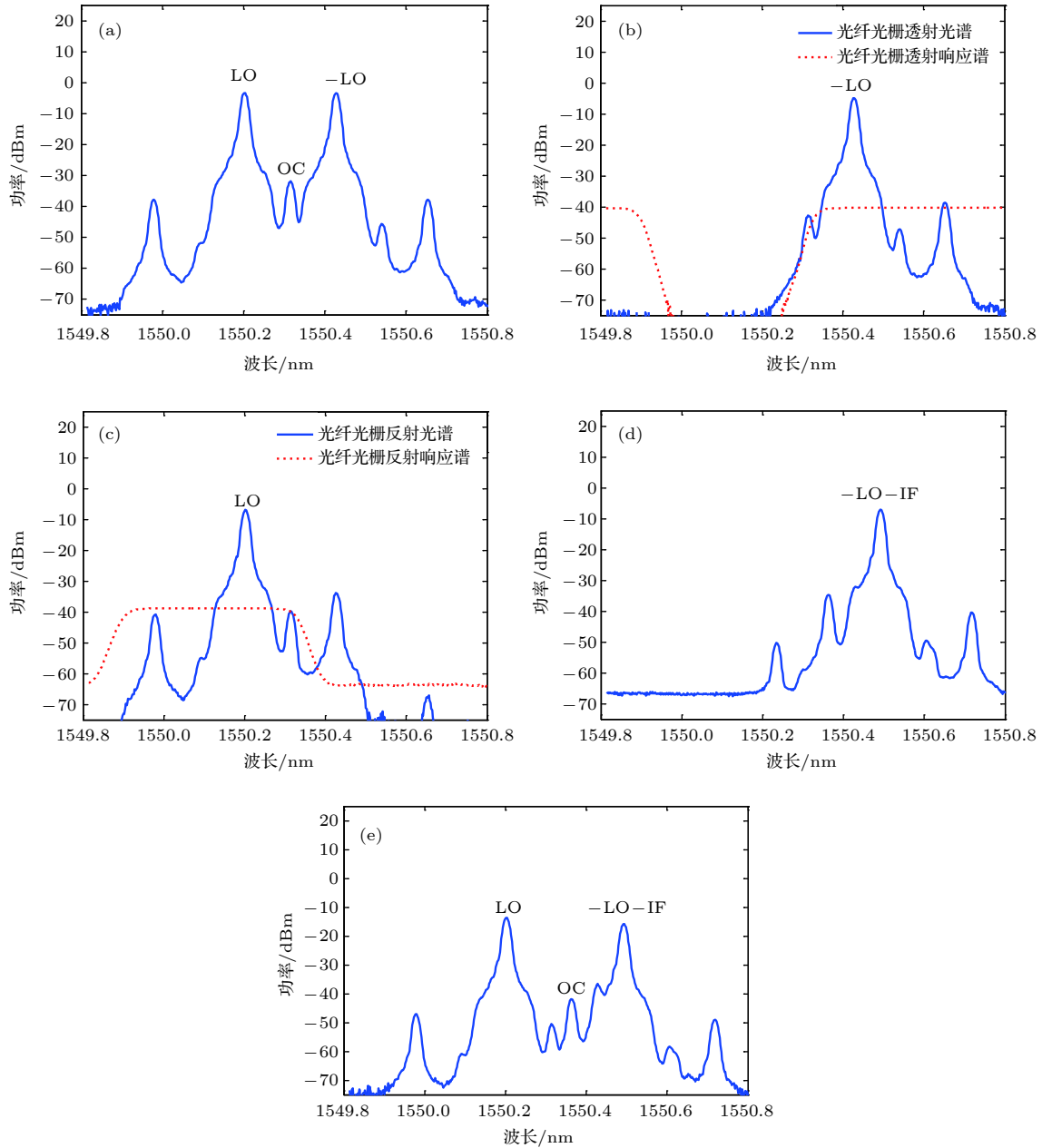


图4 实验链路中的各点光谱图 (a) MZM的输出光谱; (b) FBG的透射光谱; (c) FBG的反射光谱; (d) DPMZM的输出光谱; (e) DPMZM与FBG的反射谱合路后的光谱

Fig. 4. Measured optical spectrums of the proposed up-conversion link. The spectrums of (a) output of MZM; (b) transmission through FBG; (c) reflection by FBG; (d) output of DPMZM (e) combined signal from DPMZM and FBG.

为 1 GHz 时, 对应的上转换信号为 20~40 GHz, 其转换效率如图 6(b) 所示. 可见在 10 GHz 的变化范围内, 系统的转换效率为 (-29.1 ± 0.9) dB. 从图 6 可知, 当 LO 与 IF 信号变化时, 系统的转换效率无显著变化, 其波动均小于 1 dB, 该功率波动主要是由调制器, 微波 90° 电桥以及电缆线等在不同频率下的响应不同引起的.

为了进一步研究设计系统发出的本振倍频上

变频信号的信号质量, 对系统发射信号的误差矢量幅度 (error vector magnitude, EVM) 进行了测量. 实验中, 本振信号的频率和强度分别设置为 15 GHz 和 18 dBm, 利用矢量信号发生器 (R&S, SMW200A) 产生中心频率为 3 GHz, 速率为 1 MSym/s 的矢量信号. 为了探究系统在传输相位调制和幅度调制信号时的传输效率, 分别对调制模式为正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 和正

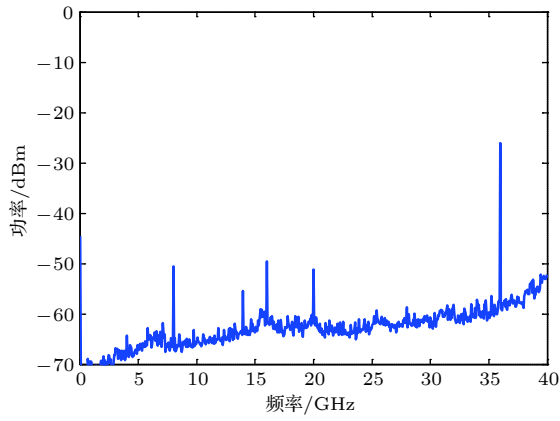


图 5 实验链路得到的上转换频谱图

Fig. 5. The electrical spectrum of the proposed microwave frequency up-converter.

交振幅调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 的信号进行了测试, 其结果如图 7 所示. 可见当调制模式为 QPSK 时, 系统的 EVM 为 2.93%, 当调制模式为 16 QAM 时, EVM 为 3.36%. 实验结果表明, 当不同调制模式的矢量信号经过该系统传输后, 得到的上转换信号星座图清晰, 误差矢量幅度较小.

最后, 对系统的无杂散动态范围 (spurious-free dynamic range, SFDR) 进行了测量. 输入频率分别为 8 GHz 和 8.1 GHz 的双音 IF 信号, LO 信号的频率和强度分别为 14 GHz 和 18 dBm. 此时对应的上转换基频信号为 36 GHz 和 36.1 GHz, 对应的三阶交调信号为 35.9 GHz 和 36.2 GHz. 逐渐提升双音 IF 信号的功率, 同时通过频谱仪分别测得基频信号和三阶交调信号的强度, 对实验结果进行计算得到其无杂散动态范围, 结果如图 8 所示.

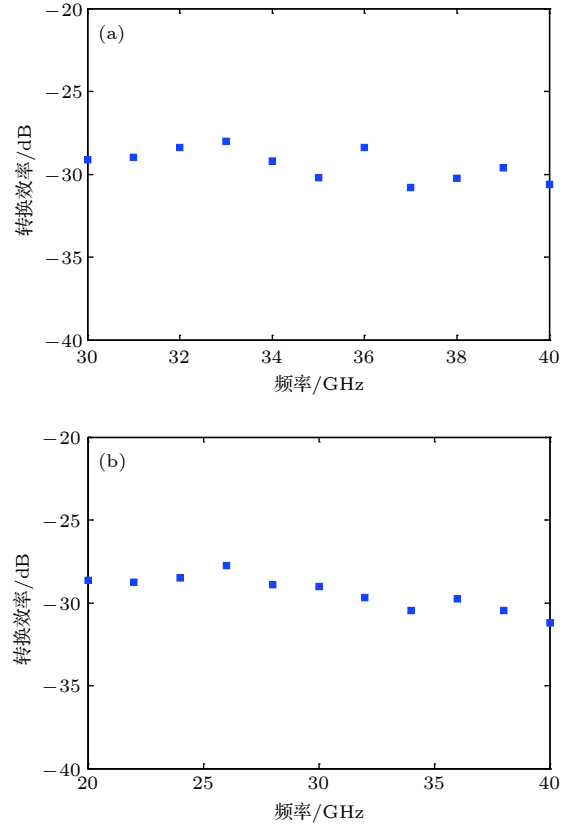


图 6 系统转换效率 (a) LO 频率固定, IF 频率变化; (b) IF 频率固定, LO 频率变化

Fig. 6. Measured conversion efficiency when (a) LO is fixed and IF changes and (b) IF is fixed and LO changes.

系统的本底噪声由频谱仪测得为 -147.1 dBm/Hz , 系统的 SFDR 达到了 $96.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. 由于目前的民用通信系统对于 SFDR 的需求多为 $80\sim 90 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 所设计的上转换链路可以满足大多数民用通信变频系统的需求 [23–25].

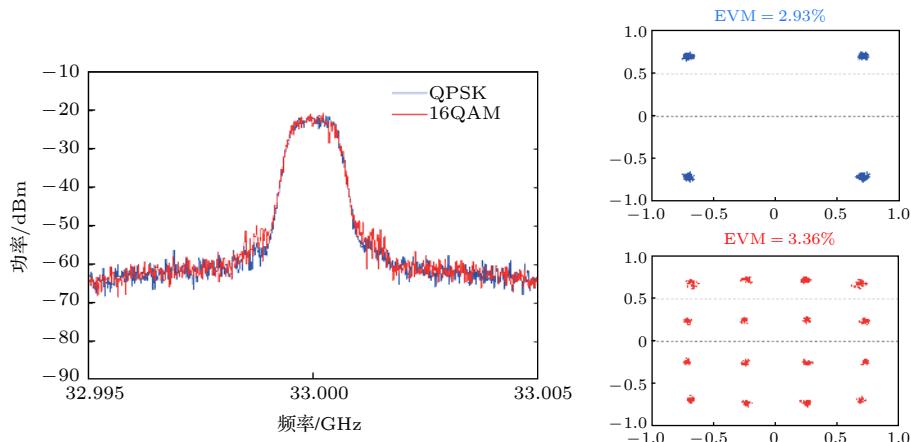


图 7 测得系统的误差矢量幅度

Fig. 7. Measured EVM of the generated up-conversion signal.

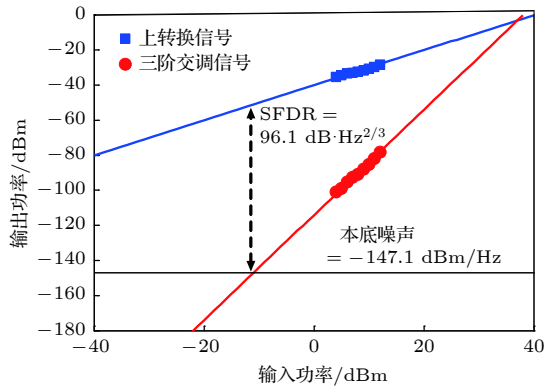


图 8 系统的无杂散动态范围

Fig. 8. SFDR of the proposed microwave photonic up-converter.

4 结 论

本文提出了一种基于载波抑制单边带调制的本振倍频上转换方法, 通过理论推导和实验分析验证了该方法的有效性, 并对链路进行了性能测试. 通过 MZM 与光纤光栅的串联将 ± 1 阶 LO 边带分离, 实现 LO 信号的载波抑制单边带调制, 并将 -1 阶 LO 边带作为载波进入 DPMZM 中进行二次调制, 再通过微波 90° 电桥和 DPMZM 实现对 IF 信号的载波抑制单边带调制, 最终合路探测得到本振倍频上转换信号. 实验结果表明系统的输出光谱较为纯净, 光谱的杂散抑制比达到了 22.5 dB, 有效提高了频率上转换射频信号的频谱纯净度, 频谱的杂散抑制比达到了 23.6 dB. 系统性能测试表明在 IF 与 LO 信号变化 10 GHz 范围内, 系统的转换效率较为平坦, 波动小于 1 dB, 系统的无杂散动态范围达到了 $96.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. 提出的频率上转换方法有两个特点: 一是该方法可以产生本振倍频的上转换信号, 可有效降低发射端对本振信号的频率需求; 二是采用光纤光栅和 DPMZM 分别实现了对 LO 信号和 IF 信号的载波抑制单边带调制, 得到的上转换信号较为纯净, 大幅优化了信号质量. 该方法为采用低频本振信号实现高频率高纯净度

的频率上转换提供了有效途径, 可用于光载无线通信、光控相控阵雷达等系统中的高频发射.

参考文献

- [1] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, Serafino G, Capria A, Pinna S, Onori D, Porzi C, Scaffardi M, Malacarne A, Vercesi V, Lazzeri E, Berizzi F, Bogoni A 2014 *Nature* **507** 341
- [2] Minasian R A, Chan E H W, Yi X 2013 *Opt. Exp.* **21** 22918
- [3] Capmany J, Novak D 2007 *Nat. Photon.* **1** 319
- [4] Yang X W, Xu K, Yin J, Dai Y T, Yin F F, Li J Q, Lu H, Liu T, Ji Y F 2014 *Opt. Exp.* **22** 869
- [5] Gopalakrishnan G K, Burns W K, Bulmer C H 1993 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **41** 2383
- [6] Altaqui A, Chan E H W, Minasian R A 2014 *Appl. Opt.* **53** 3687
- [7] Zhang W, Wen A J, Gao Y S, Li X Y, Shang S 2016 *IEEE Photon. J.* **8** 5500909
- [8] Li T, Chan E H W, Wang X D, Feng X H, Guan B O, Yao J P 2018 *IEEE Photon. J.* **10** 5500112
- [9] Wang Y X, Li H L, Wang D Y, Li J N, Zhong X, Zhou T, Yang D C, Rong L 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 098401 (in Chinese) [王云新, 李虹历, 王大勇, 李静楠, 钟欣, 周涛, 杨登才, 戎路 2017 *物理学报* **66** 098401]
- [10] Tang Z Z, Pan S L 2017 *Opt. Lett.* **42** 33
- [11] Gao Y S, Wen A J, Zhang W, Wang Y, Zhang H X 2017 *J. Lightwave Technol.* **35** 1566
- [12] Zhu S, Shi Z, Li M, Zhu N H, Li W 2018 *Opt. Lett.* **43** 583
- [13] 100G/400G LN Modulator data sheet, Fujitsu <http://www.fujitsu.com/jp/group/foc/en/products/optical-devices/100gln/> [2019-2-26]
- [14] Gao Y S, Wen A J, Zhang H X, Xiang S Y, Zhang H Q, Zhao L J, Shang L 2014 *Opt. Commun.* **321** 11
- [15] Yin C J, Li J Q, Li B Y, Lü Q, Dai J, Yin F F, Dai Y T, Xu K 2017 *IEEE Photon. J.* **9** 5502307
- [16] Chi H, Yao J P 2008 *J. Lightwave Technol.* **26** 2706
- [17] Tang Z Z, Pan S L 2016 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **64** 3017
- [18] Zhu D, Pan S L 2018 *Photonics* **5** 6
- [19] Xu J H, Wang Y X, Zhou T, Wang D Y, Li J N, Zhong X, Yang D C 2017 *Applied Optics and Photonics China (AOPC)* **2017** 7
- [20] Tang Z Z, Pan S L 2016 *IEEE Microw. Wirel. Co.* **26** 67
- [21] Zhang J L, Chan E H W, Wang X D, Feng X H, Guan B 2017 *IEEE Photon. J.* **9** 5501910
- [22] Hraimel B, Zhang X P, Pei Y Q, Wu K, Liu T J, Xu T F, Nie Q H 2011 *J. Lightwave Technol.* **29** 775
- [23] Kim H, Song H, Song J 2009 *IEEE Photon. Tech. L.* **21** 1329
- [24] Pan H, Segami M, Choi M, Cao L, Abidi A 2000 *IEEE J. Solid-St. Circ.* **35** 1769
- [25] Li W, Huang Y, Hong Z 2010 *Electron. Lett.* **46** 1187

Microwave photonic frequency up-converter with LO doubling based on carrier suppression single-sideband modulation*

Xu Jia-Hao¹⁾ Wang Yun-Xin¹⁾²⁾ Wang Da-Yong¹⁾²⁾† Zhou Tao³⁾‡
 Yang Feng¹⁾ Zhong Xin³⁾ Zhang Hong-Biao¹⁾ Yang Deng-Cai¹⁾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 27 February 2019; revised manuscript received 14 May 2019)

Abstract

Frequency up-converter as an essential component of the transmitter, which is used to implement the frequency up-conversion by mixing a low-frequency intermediate frequency (IF) signal with a local oscillator (LO) signal. However, only the 1st-order sideband of the LO signal and the IF signal are used in the traditional microwave photonic up-converter, thus the frequency of the up-conversion signal is $\omega_{LO} + \omega_{IF}$. In this case, an LO with a higher frequency is needed for generating a high-frequency up-converted signal. In order to reduce the frequency requirement of the LO signal, the high-order LO signals or secondary modulation can be used to achieve high-frequency up-conversion. A microwave photonic up-converter with LO doubling based on carrier suppressing single-sideband modulation is proposed based on the cascaded structure of a Mach-Zehnder modulator (MZM) and a dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM). The MZM is driven by an LO signal biased at the minimum transmission point for carrier suppressing double-sideband (CS-DSB) modulation. A fiber Bragg grating (FBG) is used to separate the +1st-order from -1st-order of the LO signal. The -1st-order of LO signal is then sent to a DPMZM for the secondary modulation, and the carrier suppressing single-sideband (CS-SSB) modulation is realized in order to generate the -1st-order of the IF signal by using an electrical 90° hybrid coupler. The modulated IF signal is then combined with the +1st-order LO signal reflected by the FBG and sent into the photodetector (PD) to implement the photoelectric detection. The upconverted signal with a frequency of $2\omega_{LO} + \omega_{IF}$ can be detected by a PD. The experimental results show that the spur suppression ratio of the optical spectrum and the up-converter signal reach 22.5 dB and 23.6 dB, respectively. The spurious-free dynamic range of the system is 96.1 dB·Hz^{2/3}. The proposed system can effectively reduce the frequency requirement of LO signal, and the purity of the electrical spectrum is largely improved which benefits from the CS-SSB modulation. The proposed microwave photonic up-converter provides an effective way for high-frequency emissions in systems such as radio-over-fiber and optically controlled phased array radar.

Keywords: microwave photonics, frequency up-converter, carrier-suppressed single-sideband modulation

PACS: 42.65.Ky, 42.79.Nv, 33.20.Bx, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.68.20190266

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61871007, 61771438, 51477028) and the Importation and Development of High-Caliber Talents Project of Beijing Municipal Institutions, China (Grant No. CIT&TCD201504020).

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

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