

# 一种高线性度的全双工光载射频系统

王瑞琼, 樊养余, 王鑫圆, 谭佳俊, 高永胜

(西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710072)

**摘要:** 本文提出了一种高线性度的全双工光载射频系统. 该系统克服了下行链路三阶交调失真与周期性功率衰落的影响, 同时对上行链路进行波长重用, 简化了基站的成本和复杂度, 实现了高线性度的全双工光载射频系统. 实验结果表明, 与基于单个马增调制器的常规系统相比, 本系统下行链路中三阶交调失真得到明显抑制, 克服了光纤色散引起的功率衰落, 系统无杂散动态范围提高 17dB, 宽带信号的星座图和误差矢量幅度改善明显, 另外, 上行链路可以实现稳定的波长重用及宽带信号传输.

**关键词:** 光载射频系统; 全双工; 三阶交调失真; 光纤色散; 波长重用

**中图分类号:** TN29      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2021)10-1913-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.12263/DZXB.20210268

## A High Linearity Full-duplex Radio over Fiber System

WANG Rui-qiong, FAN Yang-yu, WANG Xin-yuan, TAN Jia-jun, GAO Yong-sheng

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

**Abstract:** In this paper, a full-duplex radio over fiber system with high linearity is proposed. The system overcomes the influence of the third-order intermodulation distortion and the periodic power fading in the downlink. At the same time, wavelength reuse is used in the uplink, which simplifies the complexity of the base station. A full duplex radio over fiber system with high linearity is realized. The experimental results show that compared with the conventional system based on single Mach Zehnder modulator, the third-order intermodulation distortion in the downlink of the proposed system is obviously suppressed and the influence of fiber dispersion is overcome, the spurious free dynamic range of the system is improved by 17dB, and the constellation and error vector amplitude of broadband RF signal are improved significantly. In addition, the uplink can achieve stable wavelength reuse and modulation transmission.

**Key words:** radio over fiber system; full-duplex; third-order intermodulation distortion; fiber dispersion; wavelength reuse

## 1 引言

光载射频(Radio over Fiber, RoF)系统因其带宽大、损耗低等优势,在宽带无线通信、射电天文系统、多基地雷达、电子战等众多应用中极具应用前景,成为当前微波光子领域的研究热点<sup>[1-3]</sup>. 在RoF系统中,高频和宽带射频(Radio frequency, RF)信号从一个中心站(Center Station, CS)分配到几个基站(Base Station, BS). 一方面,由于电光调制和光电探测的非线性,RF信号通过RoF系统传输后将会引入非线性失真,其中最主要的为三阶交调失真(Third-order Inter-

modulation Distortion, IMD3). 另一方面,光纤色散引起的周期性功率衰落也恶化了系统性能. 这2种因素降低了RF信号的功率和系统的无杂散动态范围(Spurious-Free Dynamic Range, SFDR),导致RoF系统应用范围受限<sup>[4]</sup>.

为了覆盖更大范围,增加远端BS数量并降低BS成本和复杂度具有重要意义. 基站的波长重用使基站不需要使用光源,是简化基站的有效方法. 现有的波长重用技术主要有4种. 在基于法布里-珀罗激光二极管(Fabry-Pérot Laser Diode, FP-LD)的注入锁定法中<sup>[5,6]</sup>,

上行信号的性能对下行信号的调制深度或消光比较敏感,当下行信号调制深度增加时,FP-LD输出端的注入锁定光载波严重恶化,不再适合上行数据再调制.在基于半导体光放大器法中,利用半导体光放大器中的增益饱和效应消除下行链路光信号中的信息,使光载波可以被重新调制来承载BS中的上行链路信息<sup>[7-9]</sup>.然而为了有效地移除下行链路信息,注入到半导体光放大器的光信号要求具有非常低的消光比,否则将导致上行信号中残留下行信号.基于波长相关的滤波器或交织器方法<sup>[10,11]</sup>通常需要复杂的波长相关滤波器,这限制了操作的灵活性,增加了基站的成本和复杂性.在基于偏振调制-强度调制转换法<sup>[12,13]</sup>中,调制器啁啾与色散效应相互作用容易恶化系统传输性能.

目前的研究中,较少工作同时考虑系统交调失真与色散功率衰落.在文献[14]中提出的基于偏振调制器的模拟光链路中,相位调制信号的奇数和偶数边带可以被分成正交偏振态,通过在2个正交偏振态之间引入适当的相移,可以抑制IMD3,同时可以通过改变不同工作频率和不同传输长度来减轻色散引起的功率衰落.然而该方法只能减轻色散影响,并不能完全抑制功率衰落,且该方案在不同的RF频率及光纤长度下均需要重新调节偏振态.在文献[15]中使用一个波形整形器对光载波边带引入适当的相移实现IMD3和色散功率衰落的抑制.文献[16]利用相位调制器和光学滤波器实现交调失真和功率衰落的抑制.但是系统频率响应受限于波形整形器或光滤波器有限的滚降系数和3dB带宽<sup>[17]</sup>.在文献[18]中利用调制器偏置在最小点并叠加光载波可以实现部分IMD3的抑制,通过改变光载波和边带之间的相位差实现周期性功率衰落抑制.IMD3分量可由不同边带间相互拍频产生,而该方案只能抑制其中部分拍频组合,并不能实现IMD3的完全抑制.文献[19]通过对Sagnac环中正向和逆向信号的偏振态进行调节实现了IMD3抑制和波长重用,但该方案并不能抑制周期性功率衰落带来的影响.

据悉,目前还没有工作同时实现系统IMD3抑制、周期性功率衰落抑制,以及波长重用.本文提出了一种高线性度的全双工RoF系统,未调制的光信号在基站通过起偏器(Polarizer, Pol)实现波长重用,重新用于上行链路的调制传输,不需要额外的滤波器且光信号中不含有下行信息,有效地简化了BS复杂度.下行链路中通过对偏振复用马增调制器(Polarization Division Multiplexing Mach-Zehnder Modulator, PDM-MZM)进行单边带调制来克服光纤色散带来的周期性功率衰落问

题<sup>[20]</sup>.通过调节偏振控制器(Polarization Controller, PC)来控制正交偏振光与Pol的角度、TE与TM模间相位差,从而实现IMD3的抑制.实验结果显示,下行链路IMD3被明显抑制,并克服了色散引起的周期性功率衰落的影响,SFDR提高17dB,宽带RF信号的星座图和误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)改善明显.上行链路光信号被有效重用,链路具有良好的宽带特性.

## 2 方案原理

本文所提出的高线性度全双工RoF系统原理图如图1所示,由激光二极管(Laser Diode, LD)、PDM-MZM、90度电桥、单模光纤(Single Mode Fiber, SMF)、光功分器、PC、掺铒光纤放大器(Erbium Doped Fiber Application Amplifier, EDFA)、光电探测器(Photodetector, PD)、Pol、马增调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)组成.其中PDM-MZM是一个集成调制器,由1个Y型分路器、2个子调制器(MZM1和MZM2)、1个90°偏振旋转器(Polarization Rotator, PR)和1个偏振合束器(Polarization Beam Combiner, PBC)组成.

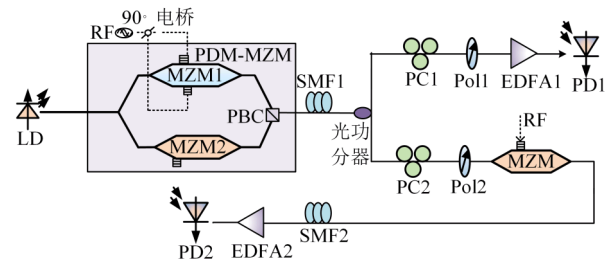


图1 系统原理图

在理论分析中,将从激光器LD产生的光波表示为  $E_m(t) = E_c \exp(j\omega_c t)$ , 其中  $\omega_c$  为光信号角频率,  $E_c$  为光信号振幅. 90°电桥输出的同向RF信号表示为  $V_{RF}(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)$ , 其中  $V_{RF}$  为射频信号的幅度,  $\omega_1$  和  $\omega_2$  为双音RF信号角频率; 同理90°电桥输出的正交RF信号可表示为  $V_{RF} \left[ \cos\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{2}\right) \right]$ . MZM1和MZM2的直流偏置角分别表示为  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$ . 此时MZM1输出的光场可以写为

$$E_{MZM1}(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_c e^{j\omega_c t} \begin{bmatrix} e^{jm(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)} e^{j\alpha_1} \\ \cos\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{2}\right) \\ + e^{jm\left[\cos\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{2}\right)\right]} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中,  $m = \frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}$  为子调制器的调制指数,  $V_\pi$  为半波电

压. 为了实现单边带调制, 可令  $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$ . 子调制器 MZM2 不加 RF 信号, 其输出光场可表示为

$$E_{MZM2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_c e^{j\omega_c t} \cos \frac{\alpha_2}{2} \quad (2)$$

两个子调制器输出的光信号经 PBC 偏振复用后, MZM1 输出光作为 TE 模、MZM2 输出光作为 TM 模, 共同输出 PDM-MZM, 然后进入下行链路 Pol1 的输出的光场为

$$E_{Pol}(t) = \cos\varphi \cdot E_{MZM1} + \sin\varphi \cdot E_{MZM2} \cdot e^{j\theta} \quad (3)$$

其中,  $\varphi$  为 PDM-MZM 输出的 TE 模信号与起偏器主轴的角度差,  $\theta$  为 TE、TM 模的相位差.

然后下行链路光信号经 EDFA1 放大后进入 PD, 得到的电流表示为

$$i \propto \eta |E_{Pol}|^2 = \eta E_c^2 \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{2} \sin\varphi \cdot \cos\varphi \cdot \cos \frac{\alpha_2}{2} \\ & \cdot \cos [m(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) - \theta + \alpha_1] \\ & + \frac{1}{2} \sin\varphi \cdot \cos\varphi \cdot \cos \frac{\alpha_2}{2} \\ & \cdot \cos [m(\sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t) + \theta] \\ & + \frac{1}{4} \cos^2\varphi \cdot \cos \left[ \begin{aligned} & m(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t \\ & + \sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t) + \alpha_1 \end{aligned} \right] \\ & + \frac{1}{2} \sin^2\varphi \cdot \cos^2 \frac{\alpha_2}{2} + \frac{1}{4} \cos^2\varphi \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中,  $\eta$  为 PD 响应度

$$\begin{aligned} \cos(z \cos\beta) &= J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(z) \cdot \cos(2n\beta) \\ \sin(z \cos\beta) &= -2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(z) \cdot \cos[(2n-1)\beta] \\ \cos(z \sin\beta) &= J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(z) \cdot \cos(2n\beta) \\ \sin(z \sin\beta) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(z) \cdot \sin[(2n-1)\beta] \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)为贝塞尔展开式.  $J_n(\cdot)$  为第一类的  $n$  阶贝塞尔函数, 在小信号调制下, 二阶以上的高阶边带可以忽略.

将  $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$  代入式(4), 并且使用式(5)进行展开, 忽略高阶边带可得

$$i \propto \eta |E_{Pol}|^2 = \eta E_c^2 \left\{ \begin{aligned} & -\frac{1}{2} \sin\varphi \cdot \cos\varphi \cdot \cos \frac{\alpha_2}{2} \cdot \cos\theta \\ & \left[ \begin{aligned} & 2J_0(m) J_1(m) (\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) \\ & -4J_1(m) J_2(m) \begin{pmatrix} \cos\omega_1 t \cdot \cos 2\omega_2 t \\ + \cos\omega_2 t \cdot \cos 2\omega_1 t \end{pmatrix} \end{aligned} \right] \\ & -\frac{1}{2} \sin\varphi \cdot \cos\varphi \cdot \cos \frac{\alpha_2}{2} \cdot \sin\theta \\ & \left[ \begin{aligned} & 2J_0(m) J_1(m) (\sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t) \\ & -4J_1(m) J_2(m) \begin{pmatrix} \sin\omega_1 t \cdot \cos 2\omega_2 t \\ + \sin\omega_2 t \cdot \cos 2\omega_1 t \end{pmatrix} \end{aligned} \right] \\ & -\frac{1}{2} \cos^2\varphi \cdot J_0^3(m) J_1(m) \begin{pmatrix} \cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t \\ + \sin\omega_1 t + \sin\omega_2 t \end{pmatrix} \\ & + 2 \cos^2\varphi \cdot J_0(m) J_1^3(m) \\ & \begin{pmatrix} \cos\omega_1 t \cdot \sin\omega_1 t \cdot \sin\omega_2 t \\ + \cos\omega_2 t \cdot \sin\omega_1 t \cdot \sin\omega_2 t \\ + \sin\omega_1 t \cdot \cos\omega_1 t \cdot \cos\omega_2 t \\ + \sin\omega_2 t \cdot \cos\omega_1 t \cdot \cos\omega_2 t \end{pmatrix} \\ & + \frac{1}{2} \sin^2\varphi \cdot \cos^2 \frac{\alpha_2}{2} + \frac{1}{4} \cos^2\varphi \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

令  $\theta = \frac{\pi}{4}$ , 代入式(6), 可以得到基频项和 IMD3 项的系数, 令 IMD3 项的系数为 0 而基频项系数不为 0, 即满足式(7)条件时可实现 IMD3 抑制, 提高该链路的线性度和 SFDR.

为了实现波长重用, 式(7)中令  $\alpha_2 = 0^\circ$ , 即 MZM2 偏置在最大点以产生较大的光载波. 将  $J_0(m) \approx 1, J_1(m) \approx \frac{m}{2}, J_2(m) \approx \frac{m^2}{8}$  代入式(7)中可得  $\varphi \approx 109^\circ$ .

$$\begin{aligned} i_f &= \left[ \begin{aligned} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \sin\varphi \cdot \cos\varphi \cdot \cos \frac{\alpha_2}{2} \cdot J_0(m) J_1(m) \\ & -\frac{1}{2} \cos^2\varphi \cdot J_0^3(m) J_1(m) \end{aligned} \right] \neq 0 \\ i_{IMD3} &= \left[ \begin{aligned} & \sqrt{2} \sin\varphi \cdot \cos\varphi \cdot \cos \frac{\alpha_2}{2} \cdot J_1(m) J_2(m) \\ & + 2 \cos^2\varphi \cdot J_0(m) J_1^3(m) \end{aligned} \right] = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

### 3 实验结果与讨论

实验装置如图 1 所示连接. 激光源(Conquer KG-

DFB-40-C34)产生波长为 1551.75 nm 的连续光信号,光信号通过光谱仪(Finisar Waveshaper 04002B)进行观测. PDM-MZM(Fujitsu FTM7980EDA)的插入损耗为 6dB,半波电压为 3.5V. 两个微波信号发生器(HP 83640A; Agilent E8267C)分别产生单音信号后经过 90 度电桥(Marki QH-0226). 然后将 90°电桥输出的同相 RF 信号用于驱动 MZM1 中的一个射频端口,90°电桥输出的正交 RF 信号用于驱动 MZM1 的另一个射频端口. PDM-MZM 光信号输出端经 SMF1(29.706km)传输后连接至光功分器(光迅 WBC-12-1550-50-09-1-FC/APC-C2),光功分器将光信号等分为两份. 其中一路作为下行传输连接至三浆 PC1,PC1 输出光信号通过 Pol1(科毅光通信 ILP-1550-0-0-1-1-1)后,采用一个噪声系数为 4.5dB 的 EDFA(Keopsys CEFA-C-BO-HP)将 PDM-MZM 输出的光信号功率补偿为 10 dBm,然后利用 PD1(Finisar XPDV2150R)接收调制后的光信号. PD 的带宽为 43 GHz,响应度为 0.45 A/W. 光功分器输出的另一路用作上行链路进行波长重用后调制传输,光信号连接至 PC2,PC2 输出光信号经 Pol2 恢复出光载波,将该光载波送入 MZM(Fujitsu FTM7937EZ)中被上行 RF 信号调制后进入 SMF2(1983km)传输,最后通过 EDFA2 放大为 10 dBm 后送入 PD2 进行光电探测. PD 输出的电信号频谱通过矢量信号分析仪(R&S FSQ40)测量. 将传统的强度调制 RoF 链路作为下行链路对照组实验,该链路采用偏置在正交点的 MZM 作为电光调制器,其它 LD、EDFA、SMF、PD 等光电器件与本文所提出系统下行链路相同.

### (1) 下行链路实验结果

实验首先对下行链路优化前后输出的 RF 信号频谱进行测试,结果如图 2 所示. 将双音 RF 信号的 2 个频率分别设置为 10GHz 和 10.1GHz,图 2(a)为基于 MZM 链路的频谱图,从图中可以看出,除了 10GHz 和 10.1GHz 的基波分量外,在 9.9 和 10.2GHz 处出现了明显的 IMD3 分量,基波对 IMD3 的抑制比仅为 31dB. 本文所提的高线性度全双工系统下行链路频谱图如图 2(b)所示,从图中看出 IMD3 被抑制在噪声以下,基波对 IMD3 的抑制比为 57dB,相比传统基于 MZM 的方案提高了 26dB,证明本方案有良好的 IMD3 抑制效果.

为了验证单边带调制对色散引起的周期性功率衰落的抑制,实验中 SMF1 固定为 29.706km,改变输入射频频率,记录对应的输出 RF 功率,得到频率响应结果如图 3 所示. 基于 MZM 双边带调制的 RoF 链路频响如图 3 中红色圆圈所示,可以看出在 12GHz 及 18.5GHz 附近出现明显的功率衰落,严重影响系统性能. 本文所提链路的频率响应如图 3 中蓝色三角所示,得益于单边带调制,避免了 2 个边带拍频时相位互

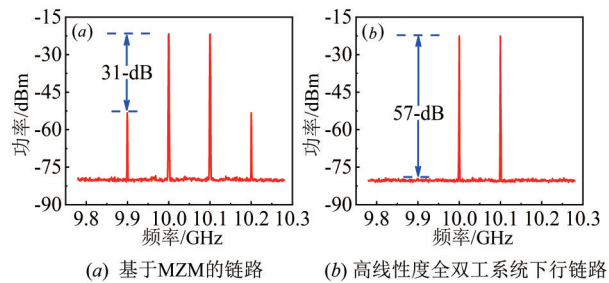


图 2 两种链路输出电谱对比图

相抵消而产生的功率衰落,因此可以看到频响始终保持相对稳定.

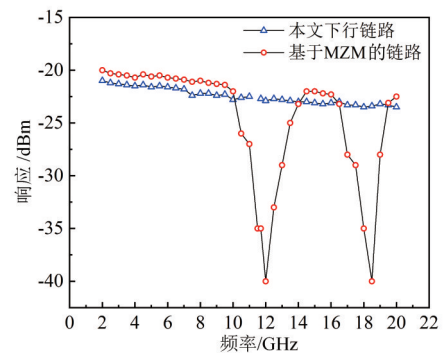


图 3 两种链路频响图

然后分别测量基于 MZM 的链路及本文所提出的高线性度全双工系统下行链路的 SFDR 性能. 实验中逐步改变双音 RF 信号功率,分别测量链路输出的基波、IMD3 和噪声功率,进而得到链路的 SFDR. 传统基于 MZM 的链路 SFDR 如图 4(a)所示,为  $101\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ . 本文所提高线性度下行链路的 IMD3 被显著抑制,并且克服了光纤色散带来的周期性功率衰落影响, SFDR 为  $118\text{dB}\cdot\text{Hz}^{4/5}$ ,如图 4(b)所示. 相比传统基于 MZM 的链路,本文所提方案将 SFDR 提高了 17dB. 采用本方案以后,图中表示 IMD3 分量的曲线斜率由 3 变成了 5,这主要是因为系统消除了 IMD3 分量以后,系统非线性失真主要是更高阶的 IMD5.

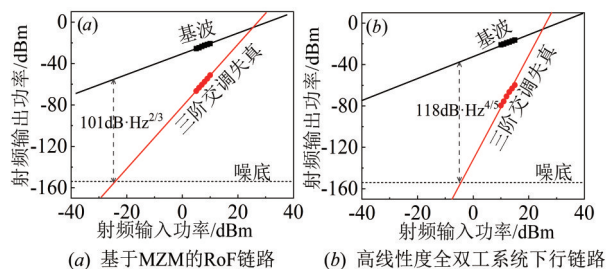


图 4 两种 RoF 链路 SFDR 对比图

为了验证本文所提的高线性度全双工系统下行链路的宽带特性,在实验中,利用矢量信号发生器(VSG Agilent E8267C)产生了中心频率为10GHz的RF矢量信号,该信号采用16进制正交幅度调制(16QAM),其数据速率为160Mbps.将该RF矢量信号分别输入基于MZM的RoF链路与本站所提RoF链路中.当输入RF矢量信号的功率为20dBm时,测得的电谱及星座图如图5所示.其中图5(a)是基于单个MZM的链路输出的电谱图,其对应的星座图如图5(a)右上角所示,从图中可以明显地看出,由于IMD3的影响,临信道中的干扰分量非常明显,对主信道产生了较大的影响,且星座图出现扭曲变形情况,失真较大导致测得的EVM为7.1%.图5(b)为基于本文所提的高线性度全双工系统下行链路的电谱图,其对应的星座图如图5(b)右上角所示,可以看出由于电谱图中IMD3被抑制,临信道干扰明显下降.星座图中各单元信号幅值及相位分布均比较理想,EVM为4.2%,相比基于MZM的RoF链路改善了2.9%,证明了本文所提方案良好的线性化效果.

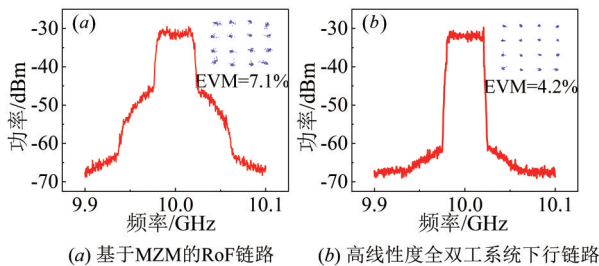


图5 2种RoF链路输出的矢量信号电谱及星座图对比

(2)上行链路实验结果

为了证明本文所提高线性度全双工系统波长重用的可行性,观测实验中各点光谱图如图6所示,其中图6(a)为激光器输出光谱,可以看出激光器输出中心频率为193.4THz的纯净光谱.图6(b)为经光功分器后上行链路的光谱.调整PC2使PDM-MZM输出的TE模光信号与Pol2主轴相差90°,则经过Pol2后TE模被抑制,只剩下TM模的光载波,Pol2后的光谱图如图6(c)所示,验证了本文的理论.经MZM调制后的光谱图如图6(d)所示,可以清楚地看到,上行RF信号已经被有效地调制在重用的光载波上.

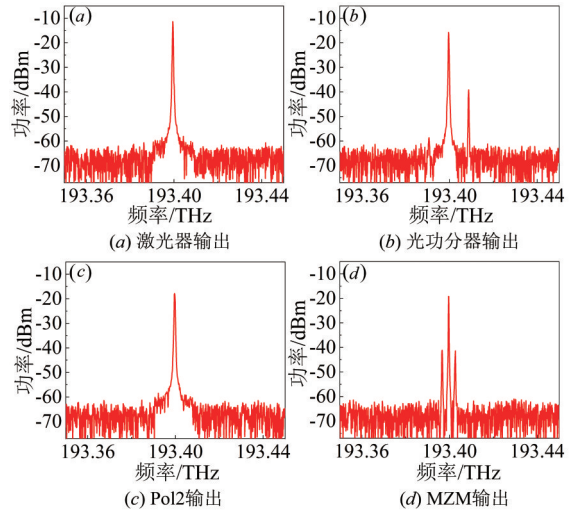


图6 高线性度全双工系统上行链路各阶段光谱图

为了验证上行链路的宽带特性,在实验中,利用矢量信号发生器产生了中心频率为10GHz的RF矢量信号,该信号采用16QAM调制格式,数据速率为160Mbps.当输入RF矢量信号的功率为10dBm时,输出频谱图与对应的星座图如图7所示,可以看到上行链路具有较好的宽带传输特性,验证了所提方案波长重用于上行链路调制传输的可行性.

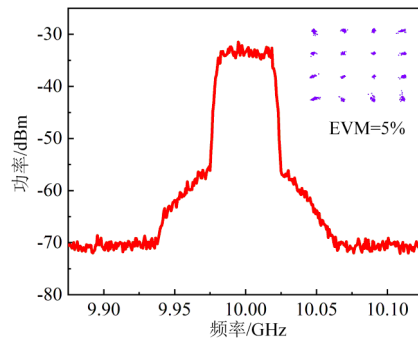


图7 上行链路输出的RF矢量信号电谱及星座图

表1为本文所提方案与其他方案的对比.本文所提方案对系统的SFDR实现了17dB的提升,且周期性功率衰落完全被抑制.由于不含有滤波器或波形整形器等带宽受限器件,系统的频率响应不受影响.并且本

表1 本方案与已有方案对比

参考文献	SFDR提升 (dB)	周期性功率衰落是否完全抑制	系统带宽是否有限制	是否实现波长重用	RF频率、光纤长度是否可调谐
文献[14]	10.25	否	否	否	否
文献[15]	11	否	是	否	否
文献[16]	15	是	是	否	是
文献[18]	14.5	是	否	否	否
文献[19]	15	无	否	是	是
本文	17	是	否	是	是

文中IMD3与周期性功率衰落的抑制条件均与RF功率和光纤长度无关,因此改变RF功率和光纤长度时系统不需要重新调节即可实现线性化,具有较好的可调谐性. 经对比发现,本文是唯一可以同时实现IMD3抑制、周期性功率衰落抑制与波长重用的方案,系统性能良好.

#### 4 结论

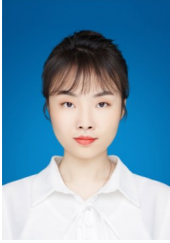
本文提出了一种高线性度的全双工RoF系统,该系统利用波长重用为BS提供上行光载波,实现信号全双工传输. 下行链路中通过对PDM-MZM进行单边带调制来克服光纤色散带来的周期性功率衰落,通过调节PC来控制正交偏振光与PoI的角度、TE与TM模间相位差,从而抑制IMD3. 实验结果证明,该RoF系统下行链路的IMD3被明显抑制,基波对IMD3的抑制比达到57dB, SFDR提高17dB,宽带RF信号的星座图和EVM改善明显,且克服了色散引起的周期性功率衰落的影响. 该系统上行链路光信号被有效重用,链路具有良好的宽带传输特性. 该系统在下一代无线通信系统射频回传、雷达天线拉远、电子战存储转发等系统中极具应用价值.

#### 参考文献

- [1] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. *Nature Photonics*, 2007, 1(6): 319 – 330.
- [2] Yao J P. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314 – 335.
- [3] Seeds A, Williams K. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(12): 4628 – 4641.
- [4] Cox III C, Ackerman E, Betts G, et al. Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(2): 906 – 920.
- [5] Cui W T, Shao T, Yao J P. Wavelength reuse in a UWB over WDM-PON based on injection locking of a Fabry – Pérot laser diode and polarization multiplexing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(2): 220 – 227.
- [6] Xiong F, Zhong W D, Kim H. A broadcast-capable WDM-PON based on polarization-sensitive weak-resonant-cavity Fabry – Pérot laser diodes[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(3): 355 – 364.
- [7] Lee W, Park M Y, Cho S H, et al. Bidirectional WDM-PON based on gain-saturated reflective semiconductor optical amplifiers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(11): 2460 – 2462.
- [8] Zhu B B, Pan S L, Zhu D, et al. Wavelength reuse in a bidirectional radio-over-fiber link based on cross-gain and cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier[J]. *Optics Letters*, 2013, 38(18): 3496 – 3498.
- [9] Fady I, Nahal E. A WDM-PON with DPSK modulated downstream and OOK modulated upstream signals based on symmetric 10 Gbit/s wavelength reused bidirectional reflective SOA[J]. *Optoelectronics Letters*, 2017, 13(1): 67 – 69.
- [10] Zhang F Z, Zhang T T, Pan S L. A full-duplex radio-over-fiber system with centralized light source and bidirectional fiber transmission based on optical sideband reuse[A]. 2014 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP) jointly held with the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP)[C]. Hokkaido, Japan: IEEE, 2014. 20 – 23.
- [11] Chang Q J, Fu H Y, Su Y K. Simultaneous generation and transmission of downstream multiband signals and upstream data in a bidirectional radio-over-fiber system [J]. *Photonics Technology Letters*, IEEE, 2008, 20(3): 181 – 183.
- [12] Su T, Zheng J Y, Wang J, et al. Multiservice wireless transport over RoF link with colorless BS using PolM-to-IM convertor[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(4): 403 – 406.
- [13] Zheng J Y, Wang H, Wang L X, et al. Implementation of wavelength reusing upstream service based on distributed intensity conversion in ultrawideband-over-fiber system [J]. *Optics Letters*, 2013, 38(7): 1167 – 1169.
- [14] Zhai W, Wen A, Zhang H, et al. Improvement of linearity and mitigation of dispersion-induced power fading in multi-channel phase-modulated analog photonic link based on a polarization modulator[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(18): 3976 – 3987.
- [15] Zhu D, Chen J, Pan S L. Linearized phase-modulated analog photonic link with the dispersion-induced power fading effect suppressed based on optical carrier band processing[J]. *Optics Express*, 2017, 25(9): 10397 – 10404.
- [16] Chen Z, Yan L, Pan W, et al. SFDR enhancement in analog photonic links by simultaneous compensation for dispersion and nonlinearity[J]. *Optics Express*, 2013, 21(18): 20999 – 21009.
- [17] 姜凌珂, 张琪, 潘林兵, 等. 单通带微波光子滤波器泵浦响应性能研究[J]. *电子学报*, 2017, 45(7): 1620 – 1626.  
Jiang L K, Zhang Q, Pan L B, et al. The study on the pump response performance of single passband microwave photonic filter[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(7): 1620 – 1626. (in Chinese)

- [18] Zhai W, Wen A, Shan D. Multidimensional optimization of a radio-over-fiber link[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 99: 1 – 12.
- [19] Li N, Yao J. High dynamic range and wavelength-reused bidirectional radio-over-fiber link[J]. Optics Letters, 2019, 44(6): 1331 – 1334.
- [20] Smith G H, Novak D, Ahmed Z. Overcome chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997, 45(8): 1410 – 1415.

#### 作者简介



王瑞琼 女, 1996年1月生, 陕西西安人. 现为西北工业大学电子信息学院博士研究生. 主要从事微波光子信号处理、光载射频通信等方面的研究工作.  
E-mail:wang\_ruiq@163.com;



樊养余 男, 1962年4月生, 陕西蓝田人. 现为西北工业大学电子信息学院教授、博士生导师. 主要从事虚拟现实技术、数字信号处理理论与应用等方面的研究工作.  
E-mail:fan\_yangyu@nwpu.edu.cn



王鑫圆 男, 1997年6月生, 山西晋城人. 现为西北工业大学电子信息学院硕士研究生. 主要从事微波光子信号处理、微波光子雷达等方面的研究工作.

E-mail:wangxinyuan@mail.nwpu.edu.cn



谭佳俊 男, 1999年3月生, 陕西渭南人. 现为西北工业大学电子信息学院硕士研究生. 主要从事微波光子信号处理、微波光子雷达等方面的研究工作.

E-mail:tanjiajun@mail.nwpu.edu.cn



高永胜(通信作者) 男, 1989年9月生, 河南漯河人. 现为西北工业大学副教授、研究生导师. 主要从事微波光子信号处理、光载射频通信、微波光子卫星通信、微波光子雷达等方面的研究工作.

E-mail:ysgao@nwpu.edu.cn