

光载无线通信链路拉格朗日乘子线性度优化

樊养余,王武营,刘曦春

(西北工业大学电子信息学院,陕西西安 710072)

摘要: 非线性失真影响光载无线通信链路无杂散动态范围和工作带宽的主要因素.通过结合射频功率比、偏振复用和偏置控制技术,针对分布式天线系统,构建了一种大动态范围和跨倍频程带宽多通道光载无线通信链路.利用拉格朗日乘子法对所提链路进行线性度优化建模,得到了射频输出功率、偏振入射角和射频功率比之间的最佳折衷,从而在抑制三阶交调失真和二阶谐波失真的基础上,实现了链路线性度的最优化.仿真和实验结果验证了所提方案的有效性和可行性.

关键词: 光载无线通信; 分布式天线系统; 拉格朗日乘子法; 线性度优化

中图分类号: TN929.11 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)10-1927-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20201386

Linearity Optimization of Lagrange Multiplier for Radio-Over-Fiber Link

FAN Yang-yu, WANG Wu-ying, LIU Xi-chun

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

Abstract: Nonlinear distortion is identified as a major factor affecting the operating bandwidth and spurious-free dynamic range (SFDR) of radio-over-fiber link. Combining with the RF power ratio, polarization multiplexing and bias control techniques, a multi-channel radio-over-fiber link with high dynamic range and octave-spanning bandwidth is constructed for distributed antenna system (DAS). A model of linearity optimization for the proposed link is developed using a Lagrange multiplier method optimization model, and the best trade-off among RF output power, polarization incident angle and RF power ratio can be obtained. Thus, the optimization of link linearity can be achieved on the premise that the third-order intermodulation distortion (IMD3) and second-order harmonic distortion (HD2) are suppressed simultaneously. The simulated and experimental results show the proposed scheme is effective and feasible.

Key words: radio-over-fiber; distributed antenna system; Lagrange multiplier method; linearity optimization

1 引言

光载无线通信(Radio-over-Fiber, RoF)和自由空间光载射频(Radio over Free Space Optical, RoFSO)技术结合了射频信号和光信号的优势,能够克服传统微波系统损耗高、频率低和带宽窄的电子瓶颈,已经成为一种新兴的关键使能技术^[1,2].近年来,伴随着宽带无线业务和智能终端设备的持续增长,光载无线通信技术凭借其低损耗、大带宽和抗电磁干扰强等突出优点,在分布式天线系统(distributed Antenna System, DAS)中得到了广泛的应用,已经成为替代微波电缆链路的理想而有效的解决方案^[3].然而,随着先进数字调制格式的使用,如正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号,由于其峰值功率比(Peak-to-

Average-Power Ratio, PAPR)较高,容易引起信号失真,对链路线性度和带宽提出了严格的要求^[4].因此,光载无线通信链路线性化技术已经成为微波光子领域研究人员面临的巨大挑战.马曾调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)是光载无线通信链路中的关键器件,其主要作用是进行电光转换,但是电光转换固有的非线性特性会产生严重的三阶交调失真(Third-order InterModulation Distortion, IMD3)和二阶谐波失真(Second-order Harmonic Distortion, HD2),恶化了系统的无杂散动态范围(Spurious-Free Dynamic Range, SFDR)和带宽,成为RoF技术在DAS系统中应用发展的主要阻碍^[5].

为了提高系统动态范围和带宽,目前已经提出了各种线性化技术来消除或补偿MZM产生的非线性失真.通常这些技术可以分为两大类:基于传统电子技术

的方案和基于微波光子技术的方案. 前者主要包括数字后处理^[6,7]、数字预失真^[8,9]和前馈线性化^[10]. 虽然这些技术可以有效抑制 IMD3 和 HD2, 但往往以牺牲系统工作频率、结构复杂性和成本等为代价. 为了克服电子技术面临的这些瓶颈, 基于微波光子的线性化技术已广泛应用于动态范围和带宽增强的研究中. 当前, 大多数研究方案集中于 IMD3 的抑制, 包括调制器偏压控制技术^[11,12]、射频信号相位控制技术^[13,14]、双波长线性化^[15,16]和光载波相移技术^[17]等. 随着高速率和大带宽应用的不断涌现, HD2 抑制引起了越来越多的关注. Han 等人提出联合使用偏振调制、光学边带滤波和平衡探测技术同时抑制 IMD3 和 HD2, 但是该方案需要使用光学带通滤波器, 因此系统的低频调谐范围受限于滤波器滚降因子^[18]. Zhu 等人提出一种基于偏振复用双平行马曾调制器 (Polarization Division Multiplexing Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, PDM-DPMZM) 的线性度优化方案, 通过产生两对互补 IMD3 和 HD2 来消除链路的非线性失真^[19]. 但是, 由于调制器偏置在非正交点, 因此需要额外的一对平行 MZM, 增加了系统结构的复杂性. 总之, 以上所述方法虽然可以成功地抑制 IMD3 和 HD2, 但是所存在的局限性使其难以在实际中使用. 因此, 迫切需要研发一种简单而高效的方法同时抑制 IMD3 和 HD2.

本文理论分析和实验验证了一种基于偏振复用马曾调制器 (Polarization Division Multiplexing Mach-Zehnder Modulator, PDM-MZM) 的多通道光载无线通信链路, 具有高线性度、多倍频程带宽和结构紧凑的特点, 可广泛用于分布式天线系统. 根据所提方案建立了基于拉格朗日乘子法的最优化模型, 对射频功率比、偏振入射角和射频输出功率的相关性进行了理论分析和计算, 获得了系统的最优工作点, 为进一步优化系统无杂散动态范围奠定了基础. 在正交偏置模式下仅仅通过调整偏振入射角即可实现对 IMD3 和 HD2 的抑制. 仿真和实验结果验证了所提方案的有效性和可行性.

2 工作原理

可用于分布式天线系统的多通道光载无线通信链路如图 1 所示. 中心局 (Central Office, CO) 由射频前端、激光器 (Laser Diode, LD) 和 PDM-MZM 组成, 其中 PDM-MZM 由一个 3dB 的光耦合器、两个子 MZM (sub-MZMX 和 sub-MZMY)、一个 90° 偏振旋转器 (Polarization Rotator, PR) 及一个偏振波束合成器 (Polarization Beam Combiner, PBC) 组成. 远端天线单元 (Remote Antenna Unit, RAU) 包括光放大器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)、偏振控制器 (Polarization Controller, PC)、起偏器 (Polarizer, Pol.) 和光电探测器 (PhotoDiode, PD). 首先,

激光器发射的线偏振光入射到 PDM-MZM 中, 通过光耦合器功分两路注入 PDM-MZM 的上、下两臂. 在 PDM-MZM 的下臂, 调制后的光信号经过 PR 后偏振态被旋转 90°, 然后与上臂输出的光信号通过 PBC 偏振合束, 从而在 PDM-MZM 的输出端产生一个正交偏振复用光信号. 为了抑制 HD2, 两个子 MZM 偏置在斜率相反的正交点. 在 RAU 端, 光信号经过放大后, 使用 PC 调整正交偏振复用光信号的一个主轴和 Pol. 的主轴的夹角, 使得映射到 Pol. 的主轴上的光信号产生的 IMD3 分量幅度相等, 相位相反. 然后, 光信号使用 PD 光电探测后, 由 PDM-MZM 上、下两臂产生的互补的 IMD3 和 HD2 可完全抵消, 从而实现非线性抑制. 最后, PD 输出的光电流反馈到发射天线辐射出去.

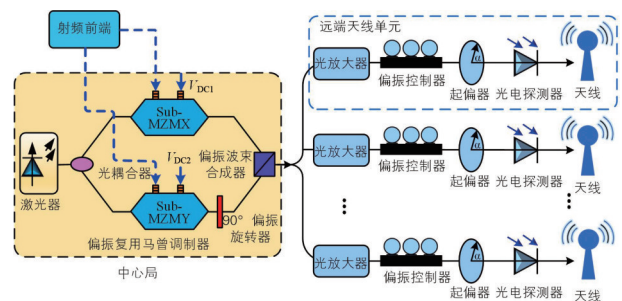


图1 可用于分布式天线系统的多通道光载无线通信链路

激光器产生的线偏振光由 $E_c \exp(j\omega_c t)$ 表示, 其中 E_c 和 ω_c 分别表示光信号的电场强度和角频率, E_x 和 E_y 分别表示两个正交偏振态 (Transverse Electric Mode, TE 模和 Transverse Magnetic Mode, TM 模), 则在 PDM-MZM 的输出端, 正交偏振复用信号可表示为

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_c \exp(j\omega_c t) \cos\left(\left(\beta_1 s(t) + \phi_1/2\right)\right) \\ E_c \exp(j\omega_c t) \cos\left(\left(\beta_2 s(t) + \phi_2/2\right)\right) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, β_1 和 β_2 , ϕ_1 和 ϕ_2 分别表示上、下臂调制器的调制指数和直流偏置角, $s(t)$ 表示双音射频信号.

然后, 正交偏振复用光信号使用 EDFA 放大后, 经过 PC 调整光信号的偏振态后注入 Pol., 从而将正交偏振光信号以一定的偏振入射角投影到 Pol. 的主轴, 偏振入射角的大小决定了两个正交偏振态映射到 Pol. 主轴的光功率比. Pol. 输出的光信号表示为

$$E_{\text{Pol.}}(t) = E_x \cos(\alpha) + E_y \sin(\alpha) \exp(j\delta) \quad (2)$$

其中, α 表示偏振入射角, δ 表示两个正交偏振态间的相位差. 由于光电探测的平方律特性, TE 和 TM 模光信号经过 PD 后将产生交叉项, 从而增加了非线性失真和计算复杂度. 为了解决这一问题, 将 δ 设置为 $\pi/2$, 产生的交叉项可相互抵消. 光信号注入到 PD 后产生的光电流可表示为

$$i(t) \approx \Re E_{\text{Pol}^*}(t) E_{\text{Pol}}(t) = \frac{1}{8} \Re E_c^2 \left\{ \begin{array}{l} \cos^2(\alpha) \cos[2\beta_1\varphi(t) + \phi_1] \\ + \sin^2(\alpha) \cos[2\beta_2\varphi(t) + \phi_2] \end{array} \right\} \quad (3)$$

其中, \Re 为 PD 的响应度, $E_{\text{Pol}^*}(t)$ 是 $E_{\text{Pol}}(t)$ 的复共轭, 频率为 ω_1 和 ω_2 的双音信号表示 $s(t) = \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)$, ϕ_1 和 ϕ_2 分别设置为 $-\pi/2$ 和 $\pi/2$. 使用泰勒级数展开式(3), 并忽略高阶非主导项, 则 PD 后的光电流用三阶多项式表示为

$$i(t) = \frac{1}{8} \Re E_c^2(t) \left[\begin{array}{l} (2\beta_1\varphi(t) - 4/3 \beta_1^3 s^3(t)) \cos^2(\alpha) \\ - (2\beta_2\varphi(t) - 4/3 \beta_2^3 s^3(t)) \sin^2(\alpha) \end{array} \right] \quad (4)$$

由式(4)可以看出, 光电探测产生的光电流不含偶数项, 因此通过正交偏置可完全抑制 PDM-MZM 产生的 HD2. 而奇数项振幅不同, 符号相反, 调整 β_1 、 β_2 和 α 的大小使其满足一定条件, 则在抵消 IMD3 项的同时可使基波项保留, 从而实现 IMD3 的抑制. 将 $s^3(t)$ 使用三角函数展开并代入式(4), 合并同类项, 式(4)可重新表示为

$$i(t) \approx f(\gamma, \alpha) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + g(\gamma, \alpha) [\cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t)] \quad (5)$$

其中, $f(\gamma, \alpha)$ 和 $g(\gamma, \alpha)$ 分别是基波项和 IMD3 项关于射频功率比 γ 和偏振入射角 α 的函数, 忽略常数项, 可近似表示为

$$\begin{cases} f(\gamma, \alpha) = \sqrt{\gamma} \cos^2(\alpha) - \sin^2(\alpha) \\ g(\gamma, \alpha) = \sin^2(\alpha) - \gamma^{3/2} \cos^2(\alpha) \end{cases} \quad (6)$$

其中, $\gamma = \beta_1^2/\beta_2^2$ 是驱动两个子 MZM 的射频信号的功率比. 为了消除 IMD3 项, 条件 $g(\gamma, \alpha) = 0$ 和 $f(\gamma, \alpha) \neq 0$ 必须满足. 由函数 $f(\gamma, \alpha)$ 的表达式可知, 抑制 IMD3 必然会使基波项功率发生损耗. 为了在消除 IMD3 项的基础上, 使基波输出幅度最大, 根据拉格朗日乘子法理论, 由式(6)建立的最优化模型可表示为^[20]

$$\mathcal{L}(\gamma, \alpha, \lambda) = f(\gamma, \alpha) - \lambda g(\gamma, \alpha) \quad (7)$$

其中, λ 表示拉格朗日乘子, $f(\gamma, \alpha)$ 和 $g(\gamma, \alpha)$ 分别定义为目标函数和约束函数. 对公式(7)取一阶偏导数, 并令梯度矢量 $\nabla \mathcal{L}$ 为 0, 则可得

$$\nabla \mathcal{L} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \gamma} \\ \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\gamma^{-1/2} + 3\lambda\gamma^{-1/3}) \cos^2(\alpha) \\ (\sqrt{\gamma} - \gamma^{3/2} - \lambda - 1) \sin(\alpha) \cos(\alpha) \\ \sin^2(\alpha) - \gamma^{3/2} \cos^2(\alpha) \end{bmatrix} = 0 \quad (8)$$

求解式(8), 可得

$$\begin{bmatrix} \gamma \\ \alpha \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0.34 \\ -0.42 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(9)表明, 当射频功率比为 6dB 且偏振入射角为 0.34 弧度时, 基波输出功率可以达到最大值. 将式(9)代入 $f(\gamma, \alpha)$ 可得最大基波幅度为 0.33, 与没有线性度的链路相比, 射频输出功率损耗仅为 2.5dB.

对目标函数和约束函数进行仿真并用等值线图表示, 结果如图 2(a) 和图 2(b) 所示, 其中红色实线分别表示基波为 0.33 和 IMD3 为 0 时的等值线, 蓝色十字表示由式(9)得到的最优工作点. 从图 2(a) 中的等值线可以看出, 基波与射频功率比和偏振入射角分别成正比和成反比, 而图 2(b) 所示的 IMD3 的变化趋势与此恰恰相反, 说明可通过控制射频功率比和偏振入射角来抑制 IMD3. 此外, 在最优工作点附近等值线间距离较大, 表明基波和 IMD3 在此附近幅度变化缓慢, 波动较小, 因此在最优点进行线性度优化对系统的长期稳定工作也非常有利.

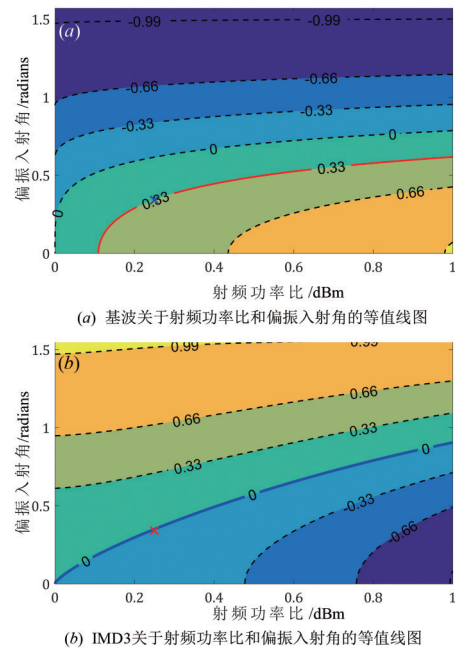


图 2

3 实验结果与分析

根据图 1 搭建原理验证性试验平台, 对所提方案的可行性和线性度进行验证. 分布反馈式激光器(KGDFB-40)输出波长为 1550.12nm 且功率为 14dBm 的光载波, 入射到一个偏振复用马曾调制器(Fujitsu FTM7981), 其 3dB 带宽为 30GHz, 半波电压为 3.5V. 为了抑制 HD2 失真, 两个子 MZM 配置为正交偏置模式, 且斜率相反. 两个微波信号发生器(MSG, Agilent E8257D 和 HP 83640A) 分别产生频率为 10GHz 和

10.1GHz的射频信号,由一个3dB功率合成器合成为一个双音信号后功分两路,其中一路馈送至sub-MZMX的射频端口进行电光调制,另外一路通过一个电衰减器衰减6dB后馈送至sub-MZMY.在PDM-MZM的输出端产生的正交偏振复用信号通过一个3环PC注入Pol. . PC的主要作用是调整光信号的偏振态,其工作原理是通过挤压光纤,产生双折射现象,从而改变光信号的偏振态.最后,起偏器输出的光信号注入带宽为43GHz的平衡光电探测器(Finisar, BPDV2150RM)进行光电转换,探测到的光电流馈送到一个40GHz的电频谱分析仪(FSQ-40)进行测量和记录.为了便于对比分析,对一个正交偏置链路也进行了测量和记录.

如图3(a)和图3(b)所示,经过线性度优化后,所提方案的IMD3分量功率相对于基波功率抑制了58.9dB,而作为对比的正交偏置链路,由于IMD3未经线性度优化,其相对于基波功率在相同的测试条件下仅为31.5dB.因此,通过线性度优化后,IMD3抑制提高了27.4dB,显示了较好的交调失真抑制特性.图3(c)是频谱分析仪在分辨率带宽(Resolution Bandwidth, RBW)为1MHz且频宽17GHz下记录的HD2电谱.由图可见,在正交偏置模式下,HD2功率大大降低,相对于基波功率降低了约60dB以上,表明所提方案可以在多倍频程带宽上工作.此外,从图3(a)和图3(c)可以看到,经过线性度优化后仍然有微弱的HD2和IMD3残余,这主要是由偏置电压漂移、偏振抖动和环境温度波动引起的.

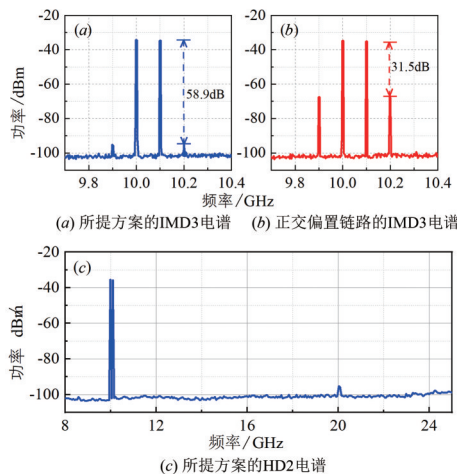


图3

测量的无杂散动态范围分别如图4(a)和图4(b)所示. PD输入端的光功率使用EDFA进行放大并保持14dBm不变,测量的链路噪声底为-163.1dBm/Hz.观察图4(a)中IMD3曲线,可以看到当射频输入功率较大时,射频输出功率仍然可以保持较好的线性增长趋势,未出现明显的增益压缩现象. IMD3曲线斜率约为5,说明三阶失真已经得到有效的抑制,五阶失真成为链路

非线性的主要影响因素.经过线性优化后,三阶SFDR为 $112.6\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$,与图4(b)的正交偏置链路相比,动态范围增加了16.7dB.由于两种方案偏置条件相同,测量的二阶SFDR分别为 $92.4\text{dB}\cdot\text{Hz}^{1/2}$ 和 $92.6\text{dB}\cdot\text{Hz}^{1/2}$,几乎相同,说明在同样的工作条件下,两种方案具有较好的一致性.

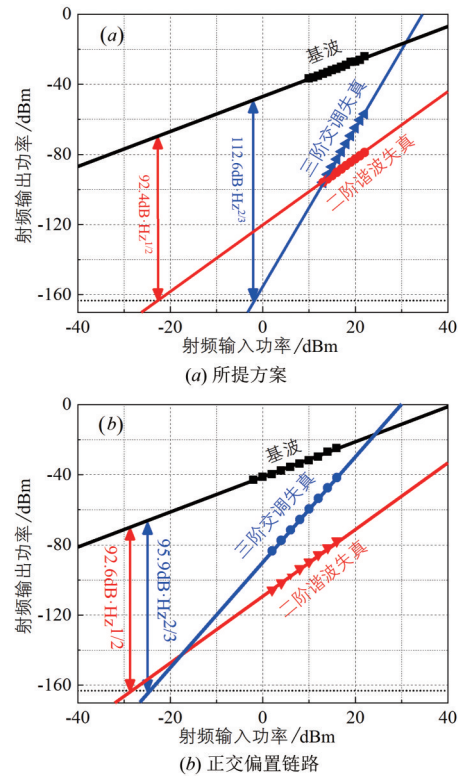


图4 二阶和三阶无杂散动态范围

为了验证所提方案的宽带传输性能,使用中心频率为10GHz且波特率为40Mbaud的16-QAM(16-ary Quadrature Amplitude Modulation)数字调制信号驱动PDM-MZM的射频端口.宽带传输性能使用邻信道功率比(Adjacent Channel Power Ratio, ACPR)进行衡量. ACPR定义为主信道与邻信道射频输出功率之比,它是衡量系统宽带性能的重要指标.观察图5所示曲线,最初ACPR随射频输入功率的增加而增加,当射频输入功率超过一定阈值时ACPR开始急剧降低.这表明在射频功率较低时,泄露到邻信道的功率可忽略不计,没有对系统的ACPR性能造成影响.因此,ACPR随射频功率的增加而增加并逐渐达到峰值;但是随着射频输入功率的继续增加,主信道泄露到邻信道的功率快速增加,从而造成ACPR急剧下降.所提线性度优化方案和正交偏置链路测量的ACPR峰值分别为49.8dBc和44.2dBc,经过线性度优化后ACPR提高了5.6dB.

图6(a)和图6(b)为16-QAM信号解调后的频谱.观察图6(a)所示频谱,可以发现主信道相对邻信道泄漏功率几乎可以忽略不计,其对应的星座图和眼图如

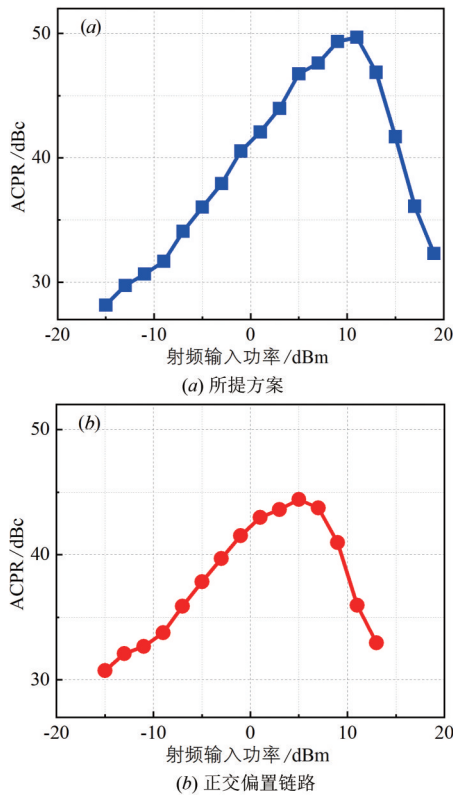


图5 邻信道功率比

插图所示. 仔细观察星座图和眼图,可见星座图中各点分布均匀,对称性较好;眼图的眼睛垂直张开较大,可以容易地区分出四个编码电平(00、01、10和11),测量的误差矢量幅值(Error Vector Magnitude, EVM)显示为3.1%. 而图6(b)所示的正交偏置方案与此形成了鲜明对比,邻信道出现了明显的泄露功率,对应的星座图各点重叠、模糊,眼图垂直张开较小,测量的EVM也下降到6.4%. 值得注意的是,上述数据是在相同的射频输入功率下测量的. 这表明,采用线性度优化技术后,邻信道泄露功率大大减小,ACPR性能得到加强,与图5测量的结果吻合较好.

为了验证不同射频功率比对射频输出功率的影响,根据最优化模型进行了相应的理论仿真和实验测量. 实验中,射频功率比的改变采用步长为3dB的可变电衰减器实现. 为便于比较,测量和仿真的射频输出功率分别使用其最大值进行归一化,并用分贝进行表示,结果如图7所示. 由图7可见,射频输出功率随射频功率比的增大而增大,并在-6dB处达到最大值,然后随之下降. 测量和仿真结果说明,射频功率比对射频输出功率有较大的影响,如果不进行建模优化,则系统很难实现最大的线性度. 2012年,Huang等人提出的方案中^[21],实验验证中射频功率比设置为3dB,从图7可以看出,该点的测量和仿真结果分别比最大值小-2.5dB和-2.1dB. 因此,通过拉格朗日乘子优化后,可以选择最佳的射频

功率比,从而实现最大的链路线性度. 需要说明的是,测量结果普遍低于仿真结果是由于实际中使用的电衰减器和偏振控制器的非理想特性.

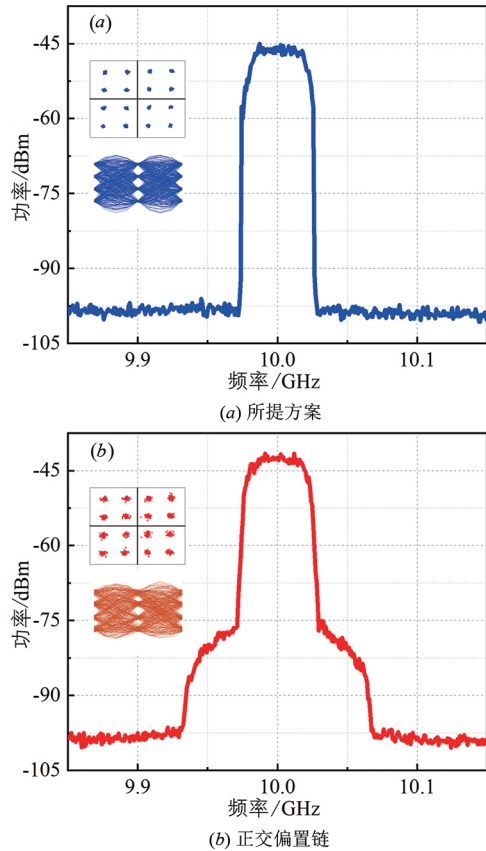


图6 测量的宽带信号频谱、星座图及眼图

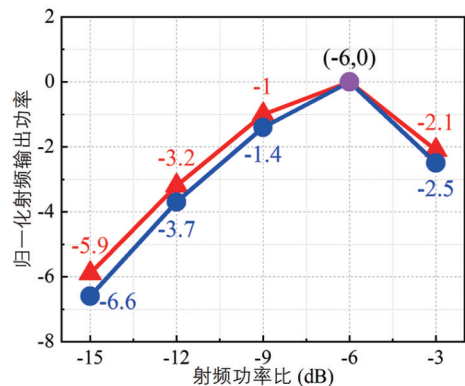


图7 仿真(红色实线)和测量(蓝色实线)的归一化射频输出功率与射频功率比的关系

4 结论

本文提出和实验验证了一种可用于分布式天线系统的多通道光载无线通信链路,其具有无杂散动态范围大、多倍频程带宽和结构紧凑的特点. 为了实现最大的链路线性度,对所提方案进行了基于拉格朗日乘子

法的最优化建模,揭示了射频输出功率、偏振入射角和射频功率比之间的相互依赖关系,在抑制非线性失真的基础上,获得了最大化射频输出功率的数值优化结果,简化了实验操作,对未来的线性化链路设计和仿真具有重要意义. 实验和仿真结果显示,经过线性优化后三阶无杂散动态范围提高 16.7 dB,二阶无杂散动态范围高达 $92.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{1/2}$. 此外,本文还利用 16-QAM 信号验证了系统的宽带传输性能,结果表明系统经过优化后 ACPR 和 EVM 的性能得到了明显的改善. 这些结果充分验证了所提光载无线通信链路在分布式天线系统中应用的可行性和有效性,并预期有望在自由空间光载射频通信中获得广泛应用.

参考文献

- [1] 柯熙政, 陈丹, 屈菲. RoFSO 系统中 4FSK 仿真及其误比特率性能分析[J]. 激光技术, 2010, 34(4): 466 – 469.
Ke X Z, Chen D, Qu F. Simulation of 4FSK and performance analysis of bit error rate in the RoFSO system[J]. Laser Technology, 2010, 34(4): 466 – 469.(in Chinese)
- [2] Lim C, Tian Y, Ranaweera C, et al. Evolution of radio-over-fiber technology [J]. Journal of Lightwave Technol, 2019, 37(6): 1647 – 1656.
- [3] 尤肖虎, 赵新胜. 分布式无线电和蜂窝移动通信网络结构[J]. 电子学报, 2004, 32(S1): 16 – 21.
You X H, Zhao X S. Distributed radio and cellular mobile communications network architecture[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(S1): 16 – 21.(in Chinese)
- [4] Luo W L, Ke X Z, Ma M. Technology Study of Reducing PAPR based on Low-Voltage Power Line Communication of OFDM [A]. International Workshop on Education Technology and Training & 2008 International Workshop on Geoscience and Remote Sensing [C]. Shanghai, China: [s. n.], 2008. 762 – 765.
- [5] Fan Y T, Li J Q, Xu K, et al. A detection-switching-assisted DCF mechanism for simulcast WLAN-over-fiber based distributed antenna systems[J]. Chinese Journal of Electronics, 2017, 26(04): 837 – 841.
- [6] Liu X, Liang X, Dai Y, et al. Suppression of nonlinear distortions in intensity modulated analog photonic link employing digital signal post-processing[A]. 2016 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP) [C]. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2016. 129 – 132.
- [7] Liang X D, Dai Y T, Yin F F, et al. Digital suppression of both cross and inter-modulation distortion in multi-carrier RF photonic link with down-conversion[J]. Optics Express, 2014, 22(23): 28247 – 28255.
- [8] Yang C, Li W, Yu S. Single channel 224 Gbit/s (56-GBaud) PAM-16 transmission using linear digital pre-distortion [J]. Electronics Letters, 2017, 53(21): 1420 – 1422.
- [9] Napoli A, Mezghanni M M, Calabrò S, et al. Digital pre-distortion techniques for finite extinction ratio IQ Mach-Zehnder modulators[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(19): 4289 – 4296
- [10] Dai Y T, Liang X D, Yin F F, et al. Feedforward linearization for RF photonic link with broadband adjustment-free operation[J]. Optics Express, 2017, 25(17): 20770 – 20779.
- [11] Liu W, Ma J X, Zhang J Y. A novel scheme to suppress the third-order intermodulation distortion based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Photonic Network Communications, 2018, 36(1): 140 – 151.
- [12] Gu Y, Yao J. Microwave photonic link with improved dynamic range through π phase shift of the optical carrier band[J]. Journal of Lightwave Technol, 2019, 37(3): 964 – 970.
- [13] Wang Y, Zhang H, Wang D, et al. Microwave photonic link with flexible even-order and third-order distortion suppression[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2019, 55(3): 1 – 9.
- [14] Li J, Zhang Y C, Yu S, et al. Third-order intermodulation distortion elimination of microwave photonics link based on integrated dual-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Letters, 2013, 38(21): 4285 – 4287.
- [15] Li X, Yang C, Chong Y, et al. High dynamic range microwave photonic link based on dual-wavelength dual-parallel modulation [J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(1): 1 – 7.
- [16] Haas B M, Murphy T E. Linearized downconverting microwave photonic link using dual-wavelength phase modulation and optical filtering [J]. IEEE Photonics Journal, 2011, 3(1): 1 – 12.
- [17] Cui Y, Dai Y T, Yin F F, et al. Intermodulation distortion suppression for intensity-modulated analog fiber-optic link incorporating optical carrier band processing[J]. Optics Express, 2013, 21(20): 23433–23440.
- [18] Han X Y, Chen X, Yao J P. Simultaneous even and third-order distortion suppression in a microwave photonic link based on orthogonal polarization modulation, balanced detection, and optical sideband filtering[J]. Optics Express, 2016, 24(13): 14812 – 14827.
- [19] Zhu D, Chen J, Pan S L. Multi-octave linearized analog photonic link based on a polarization-multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Express,

2016, 24(10): 11009 – 11016.

- [20] A. Zilinskas. Practical mathematical optimization: An introduction to basic optimization theory and classical and new gradient-based algorithms [J]. Interfaces, 2006, 36(6): 613 – 615.
- [21] Huang M H, Fu J B, Pan S L. Linearized analog photonic links based on a dual-parallel polarization modulator[J]. Optics Letters, 2012, 37(11): 1823 – 1825.

作者简介

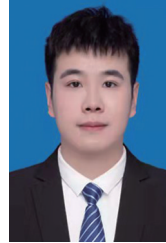


樊养余 男, 1960年生, 陕西蓝田人. 现为西北工业大学电子信息学院教授、博士生导师. 主要研究方向为光通信、图像处理、模式识别和虚拟现实.
E-mail: fan_yangyu@nwpu.edu.cn



王武营 男, 1980年生, 河南新乡人. 现为西北工业大学电子信息学院博士研究生. 主要研究方向为光载无线通信技术、微波光子雷达信号产生和处理.

E-mail: mynaw@163.com



刘曦春 男, 1997年生, 陕西铜川人. 现为西北工业大学电子信息学院硕士研究生. 主要研究方向为雷达信号处理、机器学习.

E-mail: lxc0205@mail.nwpu.edu.cn