

文章编号:1004-9037(2014)06-0940-09

基于数字线性化技术的高性能光载无线链路

陈 皓 崔 岩 李建强 戴一堂 尹飞飞 徐 坤

(北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室,北京,100876)

摘要:针对光载无线(Radio over fiber, ROF)链路中的固有非线性,研究了多种数字线性化技术,来提高链路性能。下行链路针对多频段多制式场景,提出采用多维数字预失真技术,最大输入射频功率增加了3 dB,进而提高了下行链路的射频功率传送效率。同时,提出了多维预失真在2倍过采样率,考虑5阶非线性,无记忆时有最佳的链路性能改善。上行链路采用基于输出截断点获取的数字后补偿技术,仅需确定系统三阶截断点(Output third-order intercept point, OIP3)即可完成非线性补偿函数的确定与失真的补偿,无杂散动态范围(Spurious free dynamic range, SFDR)可提高到 $128.3 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$;上行链路针对多频段多制式架构采用盲估计数字后补偿技术,动态范围提高了3 dB。

关键词:光载无线;多维预失真;三阶截断点;盲估计

中图分类号:TN29

文献标志码:A

High-Performance Radio over Fiber Links Based on Digital Linearization Techniques

Chen Hao, Cui Yan, Li Jianqiang, Dai Yitang, Yin Feifei, Xu Kun

(State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, 100876, China)

Abstract: Digital linearization techniques are proposed to compensate the inherent nonlinearity of radio over fiber (ROF) links. In respect to the characteristic of ROF links, which have centralized control units and simple remote access units, multi-dimensional digital predistortion for multi-band ROF downlinks is proposed. The maximum input Radio frequency (RF) power increase 3 dB, indicating the improvement of downlink power efficiency. A memory-free multi-dimensional digital predistorter involving nonlinearity orders up to 5 at twice of oversampling rate is presented for practical multi-band ROF links. For uplinks, the linearization technique is proposed based on the acquisition of output third-order intercept point. The spurious-free dynamic range (SFDR) of 128.3 dB in 1-Hz bandwidth is achieved by using the technique. A digital post-compensation technique based on blind estimation is proposed to linearize multi-band ROF uplinks, which gives the improvement of 3 dB dynamic range.

Key words: radio over fiber (ROF); multi-dimensional predistortion; third-order intercept point; blind estimation

引 言

移动互联网业务爆炸式增长,“宽带中国”战略全面提速,我国宽带无线接入网建设飞速发展,但

同时在能耗、成本、效率等多方面暴露出越来越多的问题^[1]。针对以上问题,无线通信领域提出并发展了一种新型的开放式无线接入网概念 C-RAN^[2-5],指明了未来无线接入网绿色的演进路线。广义上,C-RAN中的“C”一般含有四重含义,

基金项目:国家高技术研究发展计划(“八六三”计划)(2011AA010306)资助项目,国家重点基础研究发展计划(“九七三”计划)(2012CB315705)资助项目。

收稿日期:2014-08-22;修订日期:2014-10-08

即集中化处理(Centralized processing),协作式无线电(Collaborative radio)、云基础设施(Cloud infrastructure)和绿色无线接入网(Clean RAN)。C-RAN 涵盖的内容很广,在本文关注的系统与网络层面,C-RAN 主要依赖于分布式网络架构。在分布式网络架构下,集中化基站处理单元一般通过光纤连接分布在不同地理位置的远端射频/天线单元,以满足无线信号对带宽和延迟的苛刻要求。

光载无线(Radio over fiber, ROF)系统提供了一种分布式网络架构下光纤传输无线信号的有效解决方案^[6-9]。ROF 是一种模拟光纤传输技术,较数字化传输技术(如 CPRI, OBSAI 标准等)有如下优势:(1)ROF 的引入,将包括 A/D, D/A 和上下变频器在内的射频单元也集中到了放置基站处理单元的中心机房,进一步简化了远端天线单元,部署更加灵活。(2)光收发模块带宽只与无线信号的载频有关,与无线制式、信道带宽和空口技术无关,且兼容多制式多频段混合传输。考虑到绝大部分无线通信制式分配到的载频在 6 GHz 以内,符合目前模拟光收发模块技术发展水平,因此未来无线通信技术的演进不会对光纤传输成本带来本质的提高。(3)ROF 技术避免了数字传输中的上层开销和先进数据压缩技术^[10]的采用,进一步降低了信号处理带来的网络时延。

然而,ROF 系统固有的非线性特性限制了系统性能。对于下行链路,非线性特性限制了 ROF 链路的最大输入射频功率,导致下行链路传送功率效率偏低;对于上行链路,由于天线接收到的移动终端信号功率不断变化,非线性特性又限制了上行链路的动态范围。

为了补偿射频链路的非线性,无线通信中提出了基于模拟电路和数字信号处理的线性化技术,其中数字线性化因其高精度、高适应性、无需增加硬件等优势被广泛应用。数字线性化技术又分为预失真补偿和后失真补偿技术。结合光载无线系统中心集中处理、远端结构简单的架构,下行和上行链路应该分别采用预失真和后失真补偿技术。对于下行链路,传统的预失真技术只适合单频段情形,直接用到多频段信号的非线性补偿则需要极高的采样率;对于上行链路,基于训练序列反馈的补偿方法不再适合,由于缺少信号的先验信息,因此需要在中心局根据接收信号提取出链路的非线性特征参数。

本文针对 ROF 下行链路,提出适合多频段多制式传输的多维预失真补偿技术,仔细探讨了数字采样率、非线性阶数以及记忆长度对补偿效果的影响。针对 ROF 上行链路,提出基于输出截断点获取的数字后补偿技术和盲估计数字后补偿技术。使

用本文提出的数字线性化技术,ROF 下行链路的功率效率和上行链路的功率动态范围均大幅提高。

1 多维预失真技术

1.1 多维预失真原理

传统的预失真算法只适合单频段情形,若直接用到多频段系统中,尤其在多频段频率间隔很大的情况下,需要极高的采样速率。本文提出了适合多频段架构的多维预失真技术,其原理结构如图 1 所示, $x_i(n)$ ($i=1, 2 \dots L$) 表示第 i 个频带的原始基带数据, $z_i(n)$, $y_i(n)$ 分别表示预失真和 ROF 链路的输出基带数据。理论上,希望 $y_i(n) = G_i x_i(n)$, 其中 G_i 为第 i 个频带期望的 ROF 链路增益。然而,ROF 链路的固有非线性使 $y_i(n)$ 出现失真。为了补偿非线性失真,多维预失真构造出与 ROF 非线性传递曲线呈反函数关系的传递函数,多维预失真的记忆多项式模型如式(1)。

$$z_i(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \sum_{m_k=1}^{M_k} a_{i,k,q}^{(m_k)} \frac{x_i(n-q)}{|x_i(n-q)|} \prod_{j=1}^k |x_j(n-q)| \quad (1)$$

$$f_i = \sum_{j=1}^k \pm f_j$$

式中: k 为非线性阶数, q 为记忆长度, $a_{i,k,q}^{(m_k)}$ 为多项式模型的各项系数, f_i ($f_i \in \{f_1, f_2 \dots f_L\}$) 为第 i 路的载波频率, $f_i = \sum_{j=1}^k \pm f_j$ 表示所有载波频率等于的频率的线性组合。多项式的各项系数 $a_{i,k,q}^{(m_k)}$ 可以通过求出式(2)的最小二乘解计算得到

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{a}_i \quad (2)$$

式中: $\mathbf{z}_i = [z_i(0), z_i(1), \dots, z_i(N-1)]^T$, $\mathbf{a}_i = [a_{i,1,0}^{(1)}, \dots, a_{i,1,Q}^{(1)}, \dots, a_{i,k,0}^{(1)}, \dots, a_{i,k,Q}^{(1)}, \dots, a_{i,k,0}^{(M_k)}, \dots, a_{i,k,Q}^{(M_k)}]^T$, $\mathbf{U}_i = [u_{i,1,0}^{(1)}, \dots, u_{i,1,Q}^{(1)}, \dots, u_{i,k,0}^{(1)}, \dots, u_{i,k,Q}^{(1)}, \dots, u_{i,k,0}^{(M_k)}, \dots, u_{i,k,Q}^{(M_k)}]^T$

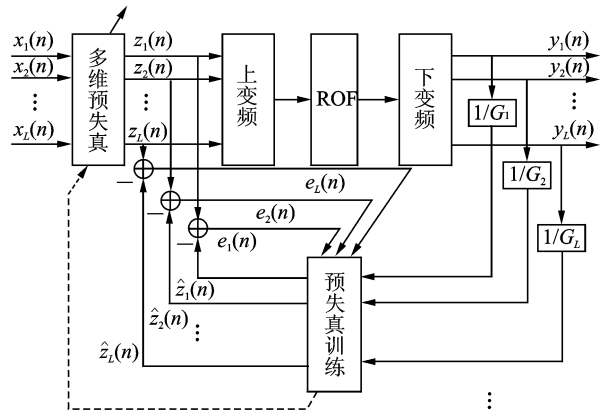


图 1 多维预失真结构框图

Fig. 1 Architecture of multi-dimensional digital predistortion

$$\begin{aligned} & \dots, \mathbf{u}_{i,k,Q}^{(1)}, \dots, \mathbf{u}_{i,k^0}^{(M_i)}, \dots, \mathbf{u}_{i,k^Q}^{(M_i)}, \dots, \mathbf{u}_{i,k^Q}^{(M_k)}, \dots, \mathbf{u}_{i,k^Q}^{(M_k)} \big], \mathbf{u}_{i,k^q}^{(m_i)} = \\ & [\mathbf{u}_{i,k^q}^{(m_i)}(0), \dots, \mathbf{u}_{i,k^q}^{(m_i)}(N-1)]^T, \mathbf{u}_{i,k^q}^{(m_i)}(n) = \\ & \frac{y_i(n-q)}{|y_i(n-q)|} \prod_{j=1}^k \left| \frac{1}{G_j} y_j(n-q) \right|, \\ & f_i = \sum_{j=1}^k \pm f_j \end{aligned}$$

式(2)的最小二乘解为 $\hat{\mathbf{a}}_i = (\mathbf{U}_i^H \mathbf{U}_i)^{-1} \mathbf{U}_i^H \mathbf{z}_i$, 其中 $(\cdot)^H$ 表示复共轭转换。

1.2 多维预失真实验与结果

如图2所示,用双频带 ROF 链路研究多维预失真技术。实验中用两个矢量信号发生器(VSG Agilent E8267D, Anritsu MS2690A)产生两路带宽为 20 MHz、中心频率分别为 2.3 和 2.462 GHz 的 64QAM-OFDM 信号, 分别代表 LTE 和 WLAN 信号。两路信号经过耦合以后输入到马赫曾德尔调制器(Mach-Zehnder modulator, MZM)。MZM 的半波电压为 1.5 V, 激光源波长为 1 550 nm, 输出光功率为 10 dBm。MZM 输出的光信号经过可调光衰减器以后输入光电探测器

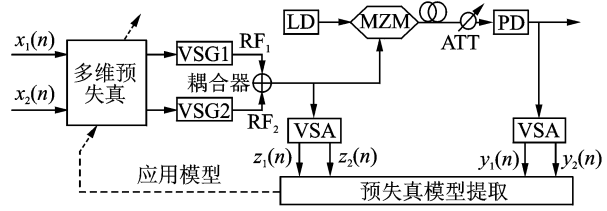


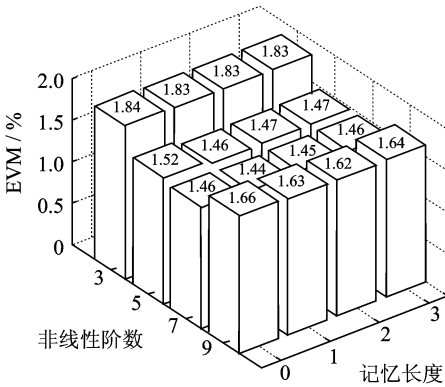
图2 ROF 链路多维预失真实验图

Fig. 2 Experimental setup for multi-D DPD in ROF link

(Photodetector, PD)进行光电转换。再用 VSA 分别对 ROF 链路的输入和输出信号进行采集, 训练出预失真模型并应用到链路中补偿非线性。

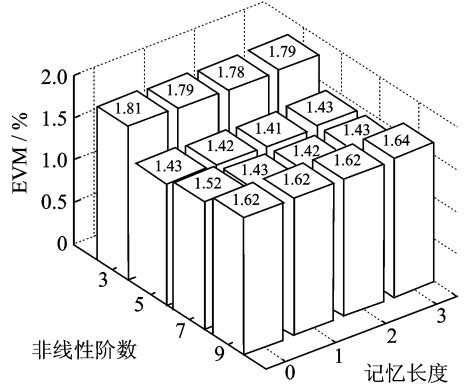
考虑不同非线性阶数 ($K=3, 5, 7, 9$)、记忆长度 ($Q=0, 1, 2, 3$) 以及采样速率 (40 MSa/s, 80 MSa/s) 对非线性补偿效果的影响。输入到 ROF 链路的射频功率为 1.5 dBm/Band, 实验结果如图3所示。

设定输入信号功率为 1.5 dBm/Band, 3 种情况下(无预失真, 单带预失真, 多维预失真) ROF 链路输出信号的频谱图以及星座图如图4所示。



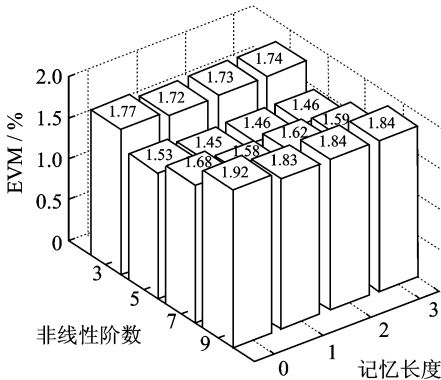
(a) 频段1, 采样率= 40 MSa/s

(a) Band 1, sampling rate = 40 MSa/s



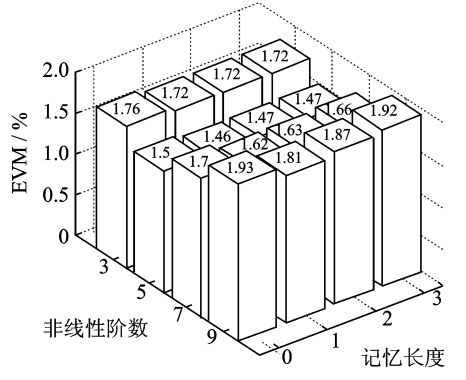
(b) 频段1, 采样率= 80 MSa/s

(b) Band 1, sampling rate = 80 MSa/s



(c) 频段2, 采样率= 40 MSa/s

(c) Band 2, sampling rate = 40 MSa/s

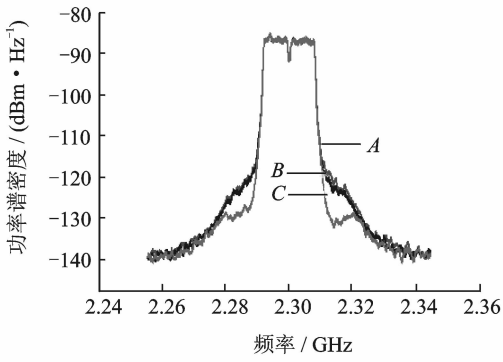


(d) 频段2, 采样率= 80 MSa/s

(d) Band 2, sampling rate = 80 MSa/s

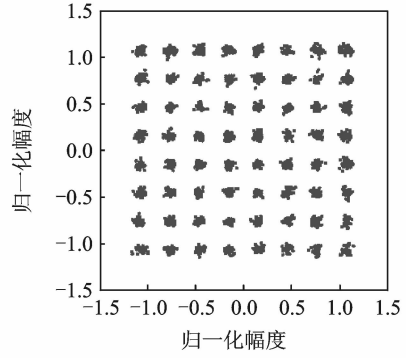
图3 ROF 链路输出信号 EVM 与预失真非线性阶数和记忆长度的关系

Fig. 3 EVM performance of output of ROF link for different nonlinearity orders and memory lengths



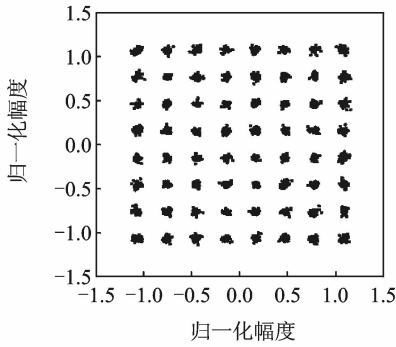
(a) 频段1的功率谱图

(a) Power spectra of band 1



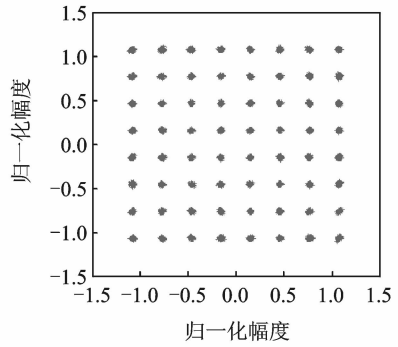
(b) 频段1无预失真时星座图

(b) Constellation diagram of band 1 without DPD



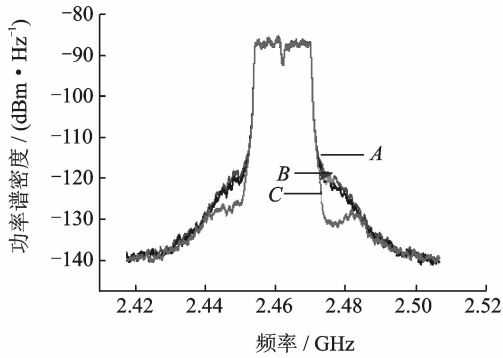
(c) 频段1使用单带预失真时星座图

(c) Constellation diagram of band 1 with independent DPD



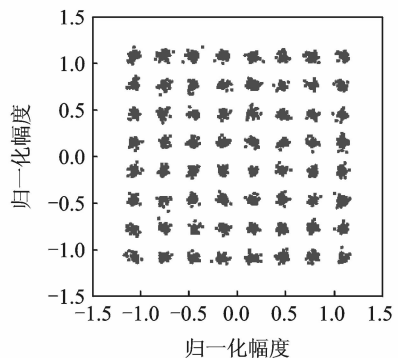
(d) 频段1使用多维预失真时星座图

(d) Constellation diagram of band 1 with multi-dimensional DPD



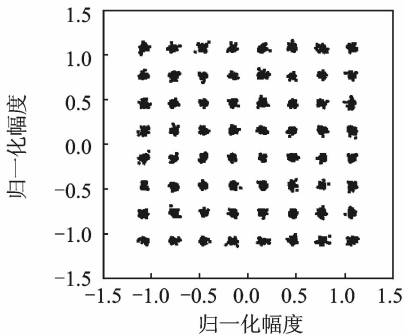
(e) 频段2的功率谱图

(e) Power spectra of band 2



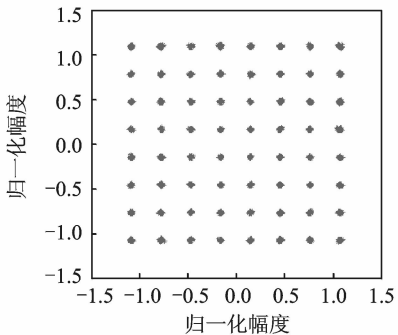
(f) 频段2无预失真时星座图

(f) Constellation diagram of band 2 without DPD



(g) 频段2使用单带预失真时星座图

(g) Constellation diagram of band 2 with independent DPD



(h) 频段2使用多维预失真时星座图

(h) Constellation diagram of band 2 with multi-dimensional DPD

图 4 ROF 链路输出信号功率谱图和星座图

Fig. 4 Power spectra and constellation diagrams of the ROF output signal

从图中可以看出经过多维预失真后信号有明显的改善,而对两路信号分别进行单带预失真的改善效果微乎其微。其具体的矢量误差幅度(Error vector magnitude,EVM)以及邻信道功率比(Adjacent channel power ratio,ACPR)如表 1 所示,表中显示相比原始信号,多维预失真补偿后信号的上/下边带在 ACPR 上都大约有 5 dB 的改善,而两路分别单独预失真则无显著改善。同样,多维预失真补偿使两路信号的 EVM 分别从 4.51% 和 4.46% 降到 1.52% 和 1.53%,而单带预失真补偿后的信号 EVM 只有 4.06% 和 3.60%。实验结果表明多频段架构下带间失真比带内失真更显著。

表 1 3 种情况下 ACPR 和 EVM 的比较

Table 1 Comparison in ACPR and EVM for ROF systems

类别	ACPR/dBC		EVM/%	
	Band 1 (LSB/USB)	Band 2 (LSB/USB)	Band 1	Band 2
无预失真	-35.0/-35.0	-35.4/-35.5	4.51	4.46
单带预失真	-35.9/-35.9	-36.6/-36.7	4.06	3.60
多维预失真	-39.7/-39.5	-40.2/-40.0	1.52	1.53

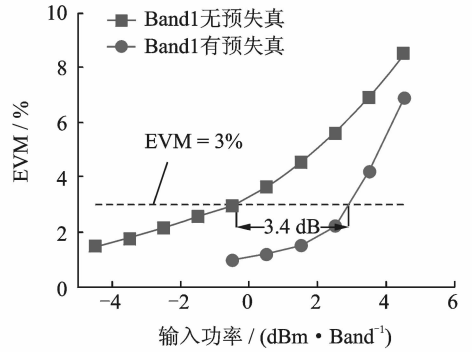
本文研究了 ROF 链路输出信号 EVM 随输入射频信号功率变化的情况。如图 5 所示,两路射频输入信号功率保持一致。考虑到 IEEE 802.11n 协议中对发射信号 EVM 的要求为 3%,以 3% 为门限,由图可知,使用多维预失真后两路信号的最大输入射频功率均可提高 3 dB 以上。

2 基于输出截断点获取的数字后补偿技术

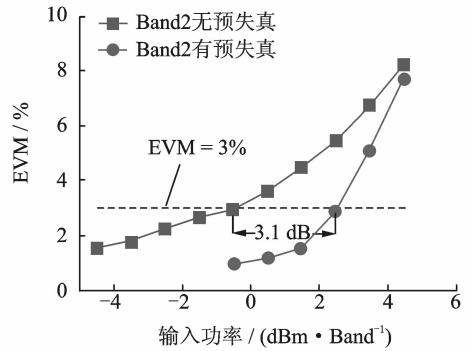
2.1 系统结构和原理

数字线性化技术需要寻找一个与 ROF 链路非线性传递曲线呈反函数关系的传递函数。对于上行链路,由于缺少信号的先验信息,因此需要在中心局根据接收信号提取出链路的非线性特征参数。

图 6 所示为基于输出截断点获取的数字后补偿原理及相应的逻辑算法。模拟光链路链路的前后两级分别各与一个低噪声放大器级联。前置低噪声放大器的主要作用是降低整个级联系统的噪声系数(Noise figure, NF),后置低噪声放大器的作用是使经放大后的输出噪声功率与 ADC 的噪声基底相互匹配,同时利用数字线性化技术将无杂散动态范围(Spurious free dynamic range,SFDR)的上限拓展,最大化 ADC 噪声受限模拟光链路的动

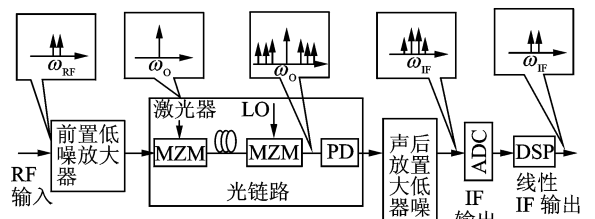


(a) 频段1
(a) Band 1

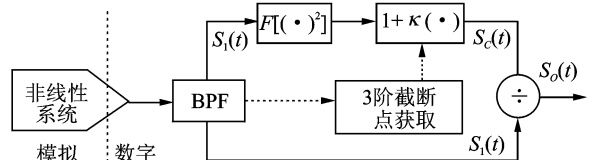


(b) 频段2
(b) Band 2

图 5 ROF 链路输出信号 EVM 随输入射频功率变化曲线
Fig. 5 EVM performance against RF input power after ROF link



(a) 结构原理框图
(a) Diagram of architecture



(b) DSP处理逻辑算法
(b) DSP logic algorithm

图 6 基于截断点获取的数字后补偿原理框图和逻辑算法
Fig. 6 Architecture and DSP logic algorithm of post digital compensation based on OIP3 acquisition

态范围特性,同时使系统兼具高增益与低 NF 优势。BPF 为数字带通滤波器。

光波通过马赫增德尔调制器被通带信号所调制,中心频率为 ω_m 的双音射频信号可以表示为

$$z(t) = 2V(t) \cos(\Delta t) = \rho(t) \cos(\omega_m t) \quad (3)$$

式中: $\rho(t)$ 为输入双音信号的等效振幅包络, $V(t)$ 为双音信号的实际幅度, 2Δ 为双音信号的角频率差值。

由于 MZM 采用正交偏置的工作状态,因此探测输出电信号中无偶数次谐波分量,仅包含奇数次谐波分量,则经过探测器检测到的信号经 PostA 放大后,可由通用的且仅含奇数级次的非线性泰勒级数展开模型来表示非线性传递函数

$$S(t) = a_1 z + a_3 z^3 + \dots \quad (4)$$

式中 $a_i (i=1,3,5,\dots)$ 为展开模型的各级系数。

第二级 MZM 工作在正交偏置点,输出的调制光信号在 MZM2 中经过本振信号调制,实现光学变频。将式(3)代入(4)中,则探测得到的输出中频信号为

$$S_1(t) = \alpha a_1 \cdot \left[1 + \frac{3a_3}{4a_1} \rho^2(t) \right] \cdot \rho(t) \cos(\omega_{IF} t) \quad (5)$$

式中 α 代表光域变频所引入的额外损耗。

式(5)括号中第一项代表基频信号,第二项中存在着额外的调制 $\rho^2(t)$ 为相应的交调失真成分。另外不难发现,该额外调制成分可通过数字平方和窄带滤波的方式来获取。失真补偿函数可以表示为

$$S_C(t) = \left(1 + \frac{3a_3}{4a_1} \rho^2(t) \right) = 1 + \kappa F[S_1^2(t)] \quad (6)$$

式中 $F[\cdot]$ 代表数字窄带低通滤波。

由上述表达式,很容易获知补偿系数 κ 的取值

$$\kappa = \frac{3a_3}{2a_1^3} \quad (7)$$

另外,级联系统的输出三阶截断点(Output third-order intercept point, OIP3)可由基频及相应的交调失真信号之间的输出功率关系得到,可表示为

$$\text{OIP3} = -\frac{2a_1^3}{3a_3} \cdot \frac{1}{Z} \quad (8)$$

式中 Z 为输出匹配阻抗,通常为 50Ω 。则补偿系数 κ 可利用 OIP3 表示

$$\kappa = -\frac{1}{\text{OIP3} \cdot Z} \quad (9)$$

补偿系数 κ 是与 a_1, a_3 相关的参数。 a_1, a_3 因系统特性不同而不同,需通过具体的传递函数模型建立来确定。但由式(9)可知,补偿系数 κ 可进一

步表达为与 OIP3 和输出匹配阻抗相关的形式,输出阻抗为已知数值。仅需确定系统 OIP3 即可完成非线性补偿函数的确定与失真的补偿,避免了 a_1, a_3 等参数确定带来的额外复杂度。通过采用双音测试信号作为系统输入,并监测输出频率谱中的基频和交调失真信号功率 P_1 和 P_3 ,可确定系统在该工作状态下的 OIP3,可表示为

$$\text{OIP3} \approx \sqrt{P_1^3/P_3} \quad (10)$$

最终输出的线性化 IF 信号可以表示为

$$S_O(t) \approx S_1(t) / S_C(t) = \alpha a_1 \rho(t) \cos(\omega_{IF} t) \quad (11)$$

通过采用该数字补偿方案,极大地降低了算法的复杂度。仅需获取级联系统的 OIP3,即可确定交调失真的补偿函数。由于 OIP3 综合体现了包括调制器固有非线性、电放大器等微波器件以及探测器带来的额外非线性失真特性,因此,该线性化数字处理技术可将包括调制非线性、微波辅助器件非线性等多种失真进行综合的补偿。

2.2 实验与结果

基于上述理论分析,进一步对该方案进行了实验研究,实验系统如图 7 所示。激光器输出波长为 1550 nm ,功率为 14 dBm 。PC 的作用是使输出光波的偏振方向与 MZM 的主轴对准。两个 MZM 均工作在正交偏置点,将偶次谐波失真的影响降到最低。注入双音射频信号的频率分别为 6.040 和 6.041 GHz ,经前置放大器(增益为 31 dB ,NF 为 3.5 dB)放大后加载到 MZM1 的电极,本振信号的频率为 6 GHz 。调制信号注入探测器(EM4,响应度为 0.92 A/W)实现信号的解调,中频信号经后置低噪放大器放大后进一步被模数转换器(ADlink, 14 bit , 200 MS/s)数字化,并进行后续的数字线性化处理。

当注入的射频双音信号功率为 -29 dBm ,LO 功率为 16 dBm 时,检测的中频信号其交调失真信号频谱图如图 8 所示。经过光域频谱搬移后,测得的中频信号分别位于 40 MHz 和 41 MHz ,交调成

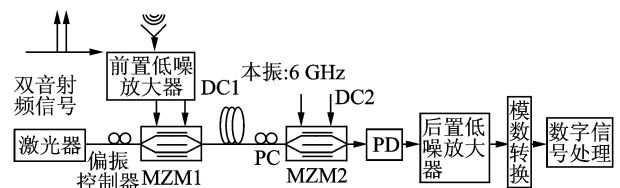
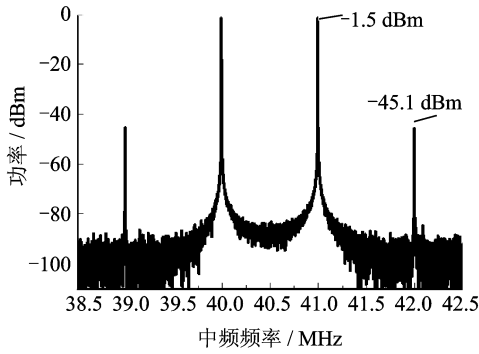


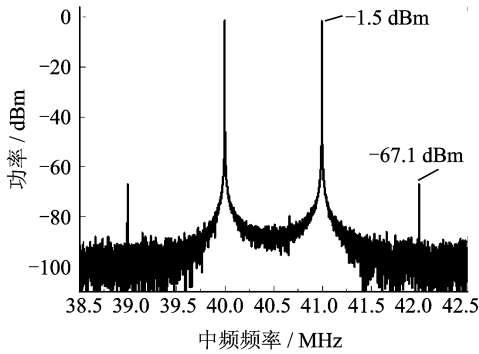
图 7 基于截断点获取的数字后补偿实验结构

Fig. 7 Experimental setup of post digital compensation based on OIP3 acquisition



(a) 未经失真补偿

(a) Without distortion compensation



(b) 经DSP线性化的模拟光链路

(b) With DSP distortion compensation

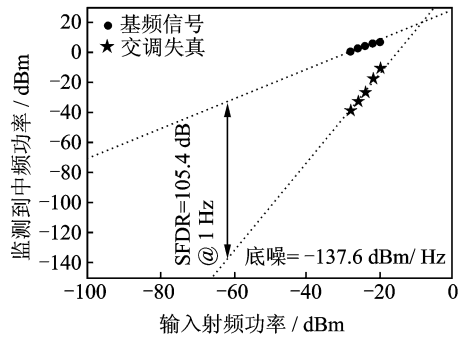
图8 检测的中频双音信号频谱图比较

Fig. 8 Comparison of IF two-tone signal spectrum

分位于 39 MHz 和 42 MHz。未经失真补偿的普通光子下变频系统三阶交调失真显著,为 -45.1 dBm。采用本文提出的数字线性化技术,失真得到显著的抑制,为 -67.1 dBm,失真抑制为 22 dB。基带和交调功率均由频谱分析仪直接测量得到。

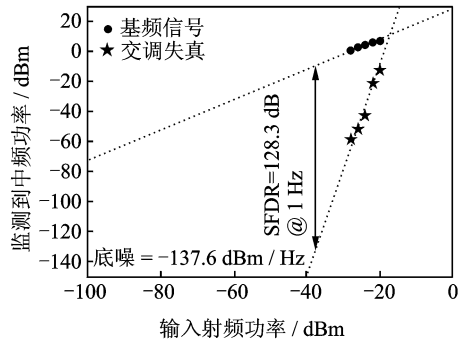
当注入探测器的光功率为 1.5 dBm,改变输入双音 RF 信号的功率并监测相应的输出 IF 基频信号及其交调失真分量的输出功率,如图 9 所示。测量的输出噪声功率密度值为 -137.6 dBm/Hz,与 ADC 的噪声基底基本相等,该系统是 ADC 噪声受限的。由图 9 可知,未经失真补偿的系统测试的 SFDR 为 105.4 dB · Hz^{2/3}。同等的测试条件下,采用基于输出截断点获取的数字后补偿技术可显著的提升 SFDR,为 128.3 dB · Hz^{2/3},约提升 23 dB。

该测试结果表明,基于输出截断点获取的数字后补偿技术可综合抑制系统中的多种非线性失真,克服了微波放大器的瓶颈限制(放大器的 SFDR 约为 115 dB · Hz^{2/3}),提升了带有微波辅助器件



(a) 未采用任何失真补偿

(a) Without distortion compensation



(b) 经DSP线性化

(b) With DSP distortion compensation

图9 IF信号输出功率随RF输入功率变化关系

Fig. 9 IF output power as the function of RF input power

的模拟光链路系统 SFDR 指标。另外,由于微波辅助器件的使用,极大地改善了链路增益和 NF,测试结果分别为 27.5 dB 和 8.9 dB。

3 盲估计数字后补偿技术

3.1 系统结构和原理

针对多频段 ROF 上行链路,在中心局需要根据接收的各频段信号提取出链路的非线性参数。

盲估计数字后补偿技术的结构原理图如图 10

所示,上行多频段信号 $\sum_{i=1}^I X_i \sin(2\pi f_i t)$ 经过 ROF 上行链路透明传输到中心局, X_i 表示第 i 频段的基带信号, f_i 表示第 i 频段的载波频率。在中心局,接收到的信号经过解复用和下变频得到各频段的基带信号 Y_i 。对 Y_i 进行式(12)所示的数字后失真处理可以得到补偿后的信号 Z_i

$$Z_i = Y_i + \sum_{p>1} K_p \frac{Y_i}{|Y_i|} \frac{1}{2^{p-1}} \sum_{f_i = \sum_{j=1}^p \pm f_j} \prod_{j=1}^p |Y_j| \quad (i=1 \cdots I) \quad (12)$$

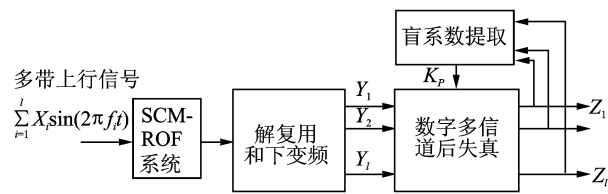


图 10 盲估计数字后补偿实验原理图

Fig. 10 Architecture of blind post digital compensation

式中 K_p 表示第 p 阶非线性系数。

为了实现线性化目的,由于对信号缺少先验信息,采用盲估计的方法确定 K_p 的值。本技术对邻信道功率比进行监测,在一定的范围内扫描 K_p 的值,当各频段的 ACLR 之和 $\sum_{i=1}^I ACLR_{p,i}$ 达到最小时所对应的 K_p 即为所求的系数值。

3.2 实验与结果

如图 11 所示,用双频段 ROF 链路研究盲估计数字后补偿技术。实验中用两个矢量信号发生器 (VSG Agilent E8267D, Anritsu MS2690A) 产生两路带宽为 20 MHz、中心频率分别为 2.412 GHz 和 3.6 GHz 的 64QAM-OFDM 信号,两路射频信号功率均为 5 dBm。两路信号经过耦合以后输入到马赫曾德尔调制器。MZM 的半波电压为 3.6 V,激光源波长为 1 550 nm,输出光功率为 10 dBm。MZM 输出的光信号经过可调光衰减器以后输入光电探测器进行光电转换。用矢量分析仪采集到两路信号的基带数据以后在 Matlab 中进行离线处理得到补偿后的信号。

在 (0, 1) 范围内扫描三阶非线性系数 K_3 , 当 $K_3 = 0.62$ 时得到最小的 $\sum_{i=1}^2 ACLR_{3,i}$, 因此固定 $K_3 = 0.62$ 用来补偿后续的信号。无补偿和补偿后信号的频谱和星座图如图 12, 13 所示。

经过盲估计数字后补偿,频段 1 和频段 2 的 ACLR 分别被压缩了 12.5 dB 和 12 dB, EVM 也从 5% 和 5.3% 减小到了 2% 和 2.1%。图 14 是补

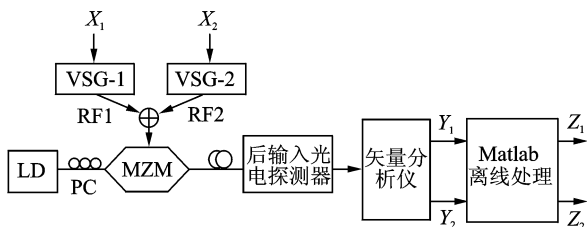
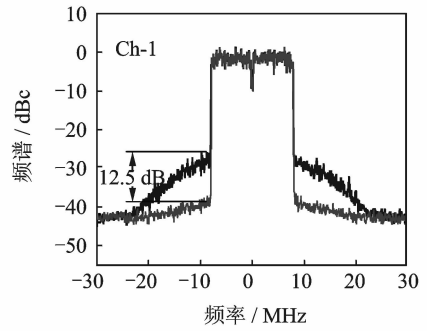


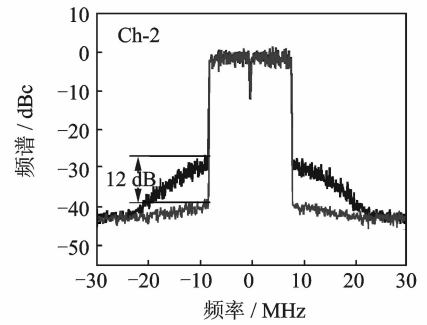
图 11 盲估计数字后补偿实验图

Fig. 11 Experimental setup of blind post digital compensation



(a) 频段1频谱图

(a) Spectrum of band 1

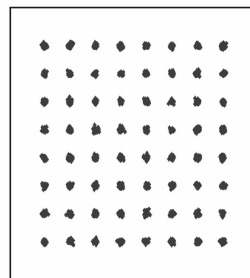


(b) 频段2频谱图

(b) Spectrum of band 2

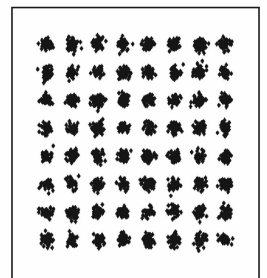
图 12 无补偿和补偿后频谱图

Fig. 12 Spectrum with and without compensation



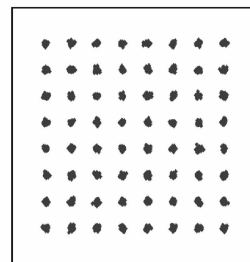
(a) 频段1补偿后星座图

(a) Constellation with compensation of band 1



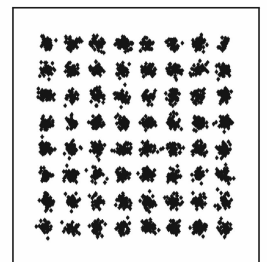
(b) 频段1无补偿星座图

(b) Constellation without compensation of band 1



(c) 频段2补偿后星座图

(c) Constellation with compensation of band 2



(d) 频段2无补偿星座图

(d) Constellation without compensation of band 2

图 13 无补偿和补偿后星座图

Fig. 13 Constellation with and without compensation

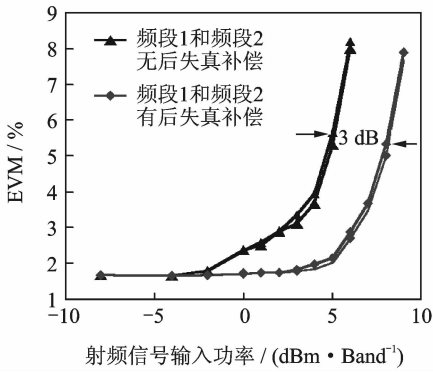


图 14 无补偿和补偿后 EVM 随输入射频功率变化曲线

Fig. 14 EVM against RF input power with and without compensation

偿后 EVM 随输入射频信号功率变化的情况,以 5.8% 的 EVM 为门限,最大输入射频功率增加了 3 dB。

4 结束语

由于光载无线链路中心控制、远端简单的结构特点,下行链路和上行链路应分别采用预失真和后失真补偿链路的非线性。下行链路针对多频段多制式 ROF 架构采用多维数字预失真技术,最大输入射频信号功率提高了 3 dB,进而改善了下行链路的功率效率。上行链路采用基于输出截断点获取的数字后补偿技术,仅需确定系统三阶截断点即可完成非线性补偿函数的确定与失真的补偿,无杂散动态范围提高到 $128.3 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$;上行链路针对多频段多制式 ROF 架构采用盲估计数字后补偿技术,功率动态范围提高了 3 dB。

参考文献:

[1] Cisco and/or its affiliates. Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update 2013-2018[EB/OL]. http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white_paper_c11-520862.html, 2014-02-05.

- [2] 中国移动通信研究院. C-RAN 无线接入网绿色演进. [EB/OL]. http://labs.chinamobile.com/report/view_59828, 2011-10-2.
- [3] 中国移动通信研究院. C-RAN 无线接入网新架构,基于集中式资源池,协作处理,实时“云”构架的绿色无线接入网 [EB/OL]. <http://www.c-ran.com>, 2011-11-1.
- [4] Rasika A. Light radio network: a new wireless experience [EB/OL]. <http://www.alcatel-lucent.com/solutions/lightradio>, 2012-2-27.
- [5] Nokia Siemens Networks. Liquid radio: Let traffic waves flow most efficiently [EB/OL]. <http://br.networks.nokia.com/file/26241/liquid-radio-let-traffic-waves-flow-most-efficiently>, 2011-2-18.
- [6] 徐坤,李建强. 面向宽带无线接入的光载无线系统 [M],北京:电子工业出版社,2009.
- Xu Kun, Li Jianqiang. The radio-over-fiber system for wideband wireless access [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2009.
- [7] Kun Xu, Xiaoqiang Sun, Jie Yin, et al. Enabling ROF technologies and integration architectures for in-building optical-wireless access networks[J] IEEE Photonics Journal. 2010(2):102-112.
- [8] Gomes N J, Monteiro P P, Gameiro A. Next generation wireless communications using radio over fiber [M]. UK: John Wiley & Sons Inc, 2012.
- [9] Wake D, Nkansah A, Gomes N J. Radio over fiber link design for next generation wireless systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(6): 2456-2464.
- [10] Bin Guo, Wei Cao, An Tao, et al. LTE/LTE-A signal compression on the CPRI interface[J]. Bell Labs Technical J, 2013, 18: 117-133.

作者简介:陈皓(1989-),男,博士生,研究方向:光载无线链路预失真技术, E-mail: ch89118@bupt.edu.cn; 崔岩(1987-),女,博士,研究方向:大动态微博光子链路; 李建强(1983-),男,副教授,研究方向:射频光子学应用; 戴一堂(1980-),男,副教授,研究方向:微波光子学; 尹飞飞(1986-),男,博士,研究方向:微波光子学; 徐坤(1973-),男,教授,研究方向:射频光子学。

