

# 100.8 km 大动态零差相干微波光子传输链路

陈敬月<sup>1,2</sup>, 高一然<sup>1,2</sup>, 吴钟涵<sup>1,2</sup>, 戴健<sup>1,2\*</sup>, 徐坤<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>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;

<sup>2</sup>北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876

**摘要** 针对微波通信、超视距雷达和有线电视系统等军民应用需求, 为了实现光载射频信号的大动态远距离传输, 提出了基于光学锁相环与粒子群算法的零差相干微波光子传输链路技术。该链路前端采用零差光锁相环实现了本振光对信号光的相位跟踪锁定, 抑制了锁相带宽内的激光器频率漂移和相位噪声以及长距离光纤导致的相噪恶化, 同时平衡探测方式消除了直流分量相关相对强度噪声; 通过分析链路前端非线性失真来源, 在后端数字处理单元利用粒子群算法寻找最佳非线性失真纠正系数, 并对 I/Q 两路数字信号进行延时匹配、幅相均衡以及线性相位解调, 实现了 100 MHz 频段内射频信号的大动态远距离 ( $\geq 120 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  和 100.8 km) 传输。

**关键词** 光通信; 微波光子链路; 大动态范围; 光学锁相环; 粒子群算法; 零差相干探测

中图分类号 TN929.11

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202242.0506001

## Homodyne Coherent Microwave Photonic Transmission Link with 100.8 km High Dynamic Range

Chen Jingyue<sup>1,2</sup>, Gao Yiran<sup>1,2</sup>, Wu Zhonghan<sup>1,2</sup>, Dai Jian<sup>1,2\*</sup>, Xu Kun<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China;

<sup>2</sup> School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

**Abstract** For the needs of military and civilian applications such as microwave communications, over-the-horizon radar, and cable television (CATV) systems, a homodyne coherent microwave photonic transmission link technology based on optical phase-locked loop and particle swarm optimization is proposed to realize high dynamic range and long-distance transmission of optical radio frequency (RF) signal. At the front end of the link, the homodyne optical phase-locked loop was used to realize the phase tracking and locking of the local oscillator light to the signal light, which can suppress the laser frequency drift and phase noise and the phase noise deterioration caused by long optical fiber within the lock-in bandwidth. Meanwhile, the balanced detection eliminates relative intensity noise related to direct current (DC) components. In addition, by analyzing the source of nonlinear distortion at the front end of the link, we utilized particle swarm optimization to search for the optimal nonlinear distortion correction coefficients in the digital processing unit at the back end, and performed delay matching, amplitude and phase equalization, and linear phase demodulation for the I/Q digital signals. The high dynamic range and long-distance ( $\geq 120 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  and 100.8 km) transmission of RF signals within 100 MHz frequency band is realized.

**Key words** optical communications; microwave photonic link; high dynamic range; optical phase-locked loop; particle swarm optimization; homodyne coherent detection

收稿日期: 2021-07-19; 修回日期: 2021-08-25; 录用日期: 2021-09-10

基金项目: 国家自然科学基金(61971065)

通信作者: \*daijian@bupt.edu.cn

# 1 引言

微波光子链路将射频信号调制到光域并通过光纤进行远距离传输,因此具有抗电磁干扰、大工作带宽、低传输损耗等优势。无杂散动态范围(SFDR)是衡量微波光子链路传输性能的重要指标,大动态范围意味着链路具有较好的线性特性和噪声特性,因此,动态范围提升技术在下一代雷达、通信和有线电视系统等军民应用领域受到了广泛关注和研究<sup>[1-5]</sup>。

高增益、低噪声和线性化是提升微波光子链路动态范围的关键。使用高功率激光源以及光放大器能够极大提高链路增益,同时为了保证链路信噪比,国内外也开展了诸多噪声抑制技术研究,包括平衡探测技术和低偏置技术等<sup>[6-8]</sup>。微波光子链路中各器件的固有非线性会造成链路产生严重的非线性失真,在链路非线性失真分量中,三阶交调失真(IMD3)与实际基频信号频率相近,并且难以通过射频滤波器进行抑制,最终对实际接收信号造成严重干扰。因此,三阶交调失真是微波光子链路中需要重点研究的非线性失真分量<sup>[9-11]</sup>。

在传统强度调制-直接探测链路中,强度调制器固有的非线性传输特性会造成严重的链路三阶交调失真,因此国内外研究人员提出了诸多针对电光转换过程的线性化技术。美国加州大学洛杉矶分校的 Lam 等<sup>[12]</sup>提出了基于数字多级后处理算法的宽带线性化强度调制链路,经过 20 km 光纤传输后链路 SFDR 达到  $120 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。但是强度调制链路存在偏置点漂移、光功率利用率低以及难以承受长光纤传输损耗等问题,导致链路增益和动态范围严重受限。随着集成电路和数字信号处理技术快速发展,相位调制-相干探测链路实现高线性接收解调受

到越来越多关注和研究。Clark 等<sup>[13-14]</sup>提出了基于数字相位解调技术的相位调制微波光子链路技术,最终链路 SFDR 达到  $125.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ ,然而,该背靠背链路没有考虑实际长距离光纤传输带来的功率衰减以及环境扰动对信号相位漂移的影响<sup>[15-16]</sup>。研究人员又提出基于光学锁相环的相干接收机方案,将接收端相位误差信号反馈给本振相位调制器来实现两路光信号的相位跟踪锁定,但是该方案更适用于集成相干接收机,在长距离传输链路中两路光信号会存在较大的环路延迟,从而限制锁相范围以及工作频段<sup>[17-19]</sup>。

本研究提出了一种大动态远距离零差相干微波光子链路,采用零差光学锁相环技术实现了两路光信号的频率和相位同步,有效抑制了锁相带宽内的相位噪声以及长光纤带来的延时抖动,同时消除了直流分量相关的相对强度噪声,为链路后端实现数字线性解调提供了技术支撑。在数字处理单元中利用粒子群算法寻找非理想相干接收端 I/Q 两路输出信号的最佳非线性失真纠正系数,并进行非线性纠正和线性相位解调,从而实现了 100.8 km 远距离的大动态( $\geq 120 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ )射频光传输链路。

## 2 基本原理

本研究提出的大动态远距离零差相干微波光子链路系统方案如图 1 所示。该方案利用相位调制器(PM)将射频信号调制到光载波相位上,并通过 100.8 km 单模光纤(SMF)进行远距离传输。针对长光纤传输带来的功率损耗问题,系统采用超低噪声光纤拉曼放大器(RFA)以及高增益级联掺铒光纤放大器(EDFA)对信号光进行无中继功率放大,同时对本振光直接通过 EDFA 进行光放大,从而极

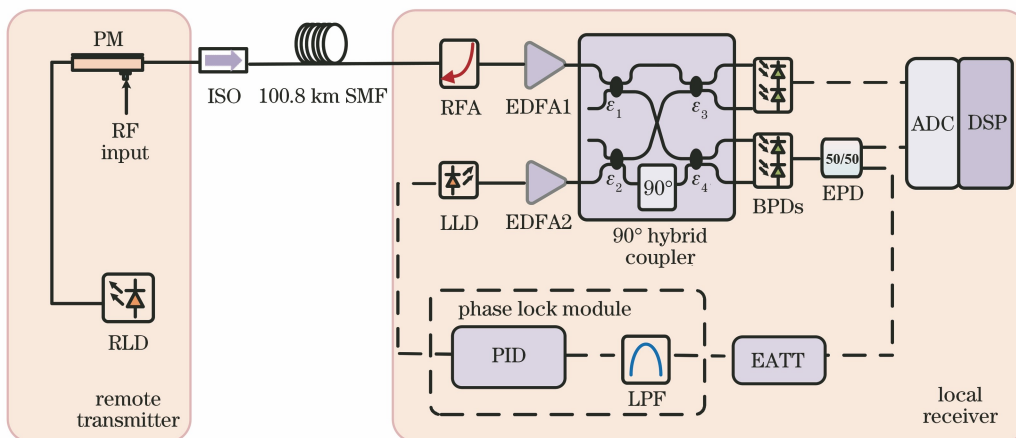


图 1 大动态远距离零差相干微波光子链路原理图

Fig. 1 Schematic diagram of homodyne coherent microwave photonic link with high dynamic range and long-distance

大提升了链路前端的功率增益和动态范围。

假设经过长距离光纤传输后,信号光与本振光可以分别表示为

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \exp\left\{j\left[\omega_s t + \varphi_s + \frac{\pi V(t)}{V_\pi}\right]\right\}, \quad (1)$$

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \exp[j(\omega_{lo} t + \varphi_{lo})], \quad (2)$$

式中: $j$  为虚数; $P_s$  和  $\omega_s$  分别为信号光功率和角频率; $\varphi_s$  为信号光相位噪声以及长光纤引入的相位漂移; $P_{lo}$ 、 $\omega_{lo}$  和  $\varphi_{lo}$  分别为本振光功率、角频率和相位噪声; $V(t)$  和  $V_\pi$  分别为调制射频信号和相位调制器半波电压。

信号光与本振光经过放大后馈入  $90^\circ$  光混频器中进行相干混频,然而实际光混频器中 3 dB 耦合器分光比不均匀、光混频器与平衡探测器(BPD)光程不一致、 $90^\circ$  移相器存在相移偏差,因此,信号光与本振光混频后四路输出光信号可以表示为

$$E_1(t) = \sqrt{\epsilon_1} \sqrt{1-\epsilon_3} E_s \exp(j\sigma_1) + \sqrt{\epsilon_2} \sqrt{\epsilon_3} E_{lo}, \quad (3)$$

$$E_2(t) = \sqrt{\epsilon_1} \sqrt{\epsilon_3} E_s \exp(j\sigma_2) - \sqrt{\epsilon_2} \sqrt{1-\epsilon_3} E_{lo}, \quad (4)$$

$$E_3(t) = \sqrt{1-\epsilon_1} \sqrt{1-\epsilon_4} E_s \exp(j\sigma_3) + j\sqrt{1-\epsilon_2} \sqrt{\epsilon_4} E_{lo}, \quad (5)$$

$$E_4(t) = \sqrt{1-\epsilon_1} \sqrt{\epsilon_4} E_s \exp(j\sigma_4) - j\sqrt{1-\epsilon_2} \sqrt{1-\epsilon_4} E_{lo}, \quad (6)$$

式中: $\epsilon_1$ 、 $\epsilon_2$ 、 $\epsilon_3$  和  $\epsilon_4$  分别为  $90^\circ$  光混频器中四路光耦合器的实际分光比; $\sigma_1$ 、 $\sigma_2$ 、 $\sigma_3$  和  $\sigma_4$  分别为光分束经过不同光程导致的相对相位误差。

四路输出光信号经过平衡探测器光电转换后,两路光电流相减实现直流分量相互抵消,从而极大程度抑制了链路中激光器、光纤内部双重瑞利散射以及光放大器引入的相对强度噪声。假设 I 路平衡探测器两路响应度分别为  $R_1$  和  $R_2$ , Q 路平衡探测器两路响应度分别为  $R_3$  和  $R_4$ ,理想情况下  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$ ,则 I/Q 两路输出射频信号为

$$I_1(t) = R_1[E_1(t) \cdot E_1^*(t)] - R_2[E_2(t) \cdot E_2^*(t)] = (R_1 A_1 - R_2 A_2) + 2 \cdot B \cdot R_1 \cdot \cos\left[\Delta\omega t + \Delta\varphi + \frac{\pi V(t)}{V_\pi} + \sigma_1\right] + 2 \cdot B \cdot R_2 \cdot \cos\left[\Delta\omega t + \Delta\varphi + \frac{\pi V(t)}{V_\pi} + \sigma_2\right], \quad (7)$$

$$I_Q(t) = R_3[E_3(t) \cdot E_3^*(t)] - R_4[E_4(t) \cdot E_4^*(t)] = (R_3 A_3 - R_4 A_4) + 2 \cdot C \cdot R_3 \cdot \sin\left[\Delta\omega t + \Delta\varphi + \frac{\pi V(t)}{V_\pi} + \sigma_3\right] + 2 \cdot C \cdot R_4 \cdot \sin\left[\Delta\omega t + \Delta\varphi + \frac{\pi V(t)}{V_\pi} + \sigma_4\right], \quad (8)$$

式中: $*$  表示光场共轭; $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{lo}$  为两路光信号拍频后的差频; $\Delta\varphi = \varphi_s - \varphi_{lo}$  为光信号相位噪声差; $A_1 = \epsilon_1(1-\epsilon_3)P_s + \epsilon_2\epsilon_3P_{lo}$ ;  $A_2 = \epsilon_1\epsilon_3P_s + \epsilon_2(1-\epsilon_3)P_{lo}$ ;  $A_3 = (1-\epsilon_1)(1-\epsilon_4)P_s + (1-\epsilon_2)\epsilon_4P_{lo}$ ;  $A_4 = (1-\epsilon_1)\epsilon_4P_s + (1-\epsilon_2)(1-\epsilon_4)P_{lo}$ ;  $B = \sqrt{\epsilon_1} \sqrt{\epsilon_2} \sqrt{\epsilon_3} \sqrt{1-\epsilon_3} \sqrt{P_s} \sqrt{P_{lo}}$ ;  $C = \sqrt{1-\epsilon_1} \sqrt{1-\epsilon_2} \sqrt{\epsilon_4} \sqrt{1-\epsilon_4} \sqrt{P_s} \sqrt{P_{lo}}$ 。

因此,实际相干光接收机 I/Q 两路输出射频信号中包含残余直流分量,同时当  $R_1$  与  $R_2$ 、 $R_3$  与  $R_4$  相差很大时系统存在严重的非线性失真。然而本文所述相干接收机方案中,残余直流分量可以忽略不计,并且平衡探测器两路响应度基本一致(即  $R_1 \approx R_2$ ,  $R_3 \approx R_4$ ),而针对 I/Q 两路拍频信号中光信号频率漂移导致的随机频率差以及光相位噪声对信号线性解调的影响,系统采用零差光学锁相技术实现了两路光信号的频率和相位同步锁定,同时有效抑制了拍频信号锁相带宽( $\sim 50$  kHz)内的相位噪声水平。

在零差光学锁相环中, $90^\circ$  光混频器和平衡探测器作为光鉴相器输出 I/Q 两路相位误差信号,锁相电路模块中低通滤波器(LPF)可以滤除误差信号中调制射频信号分量,并且低频射频接收信号不会受到锁相环路滤波影响。将滤波后的相位误差信号馈入比例-积分-微分控制器(PID)中,输出控制电压信号反馈控制本振激光器频率,从而实现本振光始终动态跟踪信号光频率和相位。锁相后通过高速数据采集卡采集到的 I/Q 两路数字信号不仅幅度和相位不平衡, Q 路信号相对 I 路信号的延时也会造成链路严重的非线性失真,可以表示为

$$I_1(n) = 4 \cdot B \cdot R_1 \cdot \cos\left(\frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2}\right) \cos\left[\frac{\pi V(n)}{V_\pi} + \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2}\right], \quad (9)$$

$$I_Q(n) = 4 \cdot a \cdot C \cdot R_3 \cdot \cos\left(\frac{\sigma_3 - \sigma_4}{2}\right) \sin\left[\frac{\pi V(n-N)}{V_\pi} + \frac{\sigma_3 + \sigma_4}{2}\right], \quad (10)$$

式中:  $a$  为 Q 路信号经功分后的幅度衰减系数;  $N$  为 I/Q 两支路的结构差异造成的两路数字信号的相对延时点数。

采集到的 I/Q 两路数字信号被存储下来并加载至 MATLAB 实现的数字信号处理单元中, 将 Q 路信号向左移动  $N$  个采样点数实现 Q 路信号相对 I 路信号的延时纠正后, 再构建幅相不平衡纠正矩阵实现 I/Q 两路信号的幅相均衡。

$$\begin{bmatrix} I_1(n) \\ I_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sin(\delta_2 - \delta_1) & \cos(\delta_2 - \delta_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(n) \\ Q(n) \end{bmatrix} = \mathbf{X} \cdot \begin{bmatrix} I(n) \\ Q(n) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

式中:  $A_1 = 4 \cdot B \cdot R_1 \cdot \cos\left(\frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2}\right)$ ;  $A_Q = 4 \cdot a \cdot C \cdot R_3 \cdot \cos\left(\frac{\sigma_3 - \sigma_4}{2}\right)$ ;  $\delta_1 = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2}$ ;  $\delta_2 = \frac{\sigma_3 + \sigma_4}{2}$ ;  
 $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sin(\delta_2 - \delta_1) & \cos(\delta_2 - \delta_1) \end{bmatrix}$  为幅相不平衡矩阵。

根据幅相不平衡矩阵的逆矩阵  $\mathbf{X}^{-1}$  最终可以得到理想 I/Q 两路正交射频信号

$$\begin{bmatrix} I(n) \\ Q(n) \end{bmatrix} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_1(n) \\ I_Q(n) \end{bmatrix}. \quad (14)$$

如果在数字信号处理单元中能够准确恢复出 Q 路信号相对 I 路信号的延时纠正点数  $N$ 、I 路信号幅值  $A_1$ 、Q 路信号幅值  $A_Q$  以及 I/Q 两路信号相对相位差值  $\delta_2 - \delta_1$  这 4 个非线性失真纠正系数, 系统的 IMD3 将获得很大程度抑制。因此, 在数字信号处理单元利用 MATLAB 实现多变量全局寻优算法——粒子群算法, 将上述 4 个变量设置为存在一定种群数量  $D$  的具有位置和速度两个属性的  $D \times 4$  随机粒子群矩阵, 其中 4 个变量的取值范围决定粒子群的位置属性并构成四维搜索空间, 而速度属性决定粒子群在四维空间内搜索的方向和距离。所有粒子在四维空间内搜索目标函数的最佳位置解, 即能够使输出信号中基频/IMD3 抑制比达到最大的 4 个最佳非线性失真纠正系数, 并且粒子能够记忆以及共享当前最佳位置信息, 从而不断向最佳位置解方向移动。经过多次迭代更新后获得 4 个最佳非线性失真纠正系数并进行延时匹配和幅相均衡, 最后将非线性纠正后的 I/Q 两路正交射频信号整合为复数形式  $l = I(n) + j \cdot Q(n)$ , 通过提取相位角  $\text{Im}[\ln(l)]$  来实现射频信号的严格线性相位解调。

假设理想相干接收机输出端采集到的 I/Q 两路射频信号为

$$I(n) = \cos\left[\frac{\pi V(n)}{V_\pi} + \delta_1\right], \quad (11)$$

$$Q(n) = \sin\left[\frac{\pi V(n)}{V_\pi} + \delta_1\right]. \quad (12)$$

通过构建幅相不平衡矩阵则有

### 3 实验结果分析

根据图 1 所示方案对基于零差光学锁相环和粒子群算法的大动态远距离相干微波光子链路开展实验验证。系统采用两支 10 dBm 超窄线宽激光器 (OE4028、OE4030) 分别作为远端发射端的信号光源以及相干接收端的本振光源, 其窄线宽特性保证了两路相距 100.8 km 光信号的相干程度, 并且两路激光器线宽均远低于锁相模块锁相带宽 ( $\sim 50$  kHz)。光信号经过相位调制器 (MPZ-LN-10) 和 100.8 km 长光纤传输后功率衰减 23.2 dB, 因此, 系统采用后向泵浦光纤拉曼放大器 (ARA-C-800-R-FA) 与掺铒光纤放大器 (EDFABA17091FAM) 级联放大方式, 不仅保证了输出光信噪比, 而且将信号光功率分别提升至 6 dBm 和 17 dBm; 此外, 本振光功率也通过另一路掺铒光纤放大器提升至 17 dBm。在长光纤前还需要加入光隔离器以防止 RFA 中后向泵浦光进入远端激光器中造成损坏, 这也有效抑制了光纤内的离散点导致的双重瑞利散射, 进而降低了相干瑞利散射导致的相对强度噪声。两路光信号馈入光混频器 (Kylia COH24) 中进行相干耦合, 并且通过高饱和功率平衡探测器 (Discovery DSC705) 进行光电转换输出 I/Q 两路相位误差信号, 将 Q 路信号功分后送入锁相电路模块进行放大和滤波, 输出控制电压信号反馈至本振激光器的调频控制端, 形成锁相闭环环路, 最终实现 100.8 km 长距离零差相干微波光子链路前端系统。

零差光锁相环电路模块需要配合人工调频方式, 通过在软件端口人工调谐激光器的频率使得两路光相干后的拍频信号逐渐向零频移动, 图 2(a) 所示反映了拍频信号向零频移动的过程; 图 2(b) 中下

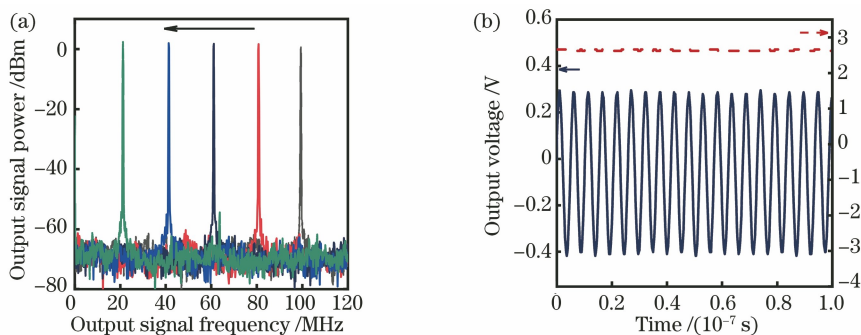


图 2 锁相前实验测试结果。(a)拍频信号频谱图;(b)拍频信号与控制电压信号波形图

Fig. 2 Experimental test results before phase-locking. (a) Output power spectra of beat-note signal; (b) waveforms of beat-note signal and control voltage signal

波形为锁相前人工调谐激光器的频率得到的 Q 路拍频信号;上波形为锁相电路模块上电后输出的控制电压信号。

当人工调频进入锁相快捕带后,利用锁相电路模块的反馈机制来实现本振光与信号光的动态锁频锁相。如图 3(a)所示,当反馈给本振激光器的控制

电压趋于零值时,锁相环处于稳定锁相状态,此时 Q 路拍频信号也为零值,最终实现了 100.8 km 长距离零差相干微波光子链路前端系统。图 3(b)和(c)分别为锁相后未调制射频信号与调制功率为 0 dBm、频率为 99 MHz 和 100 MHz 双音射频信号时 Q 路信号输出频谱图。

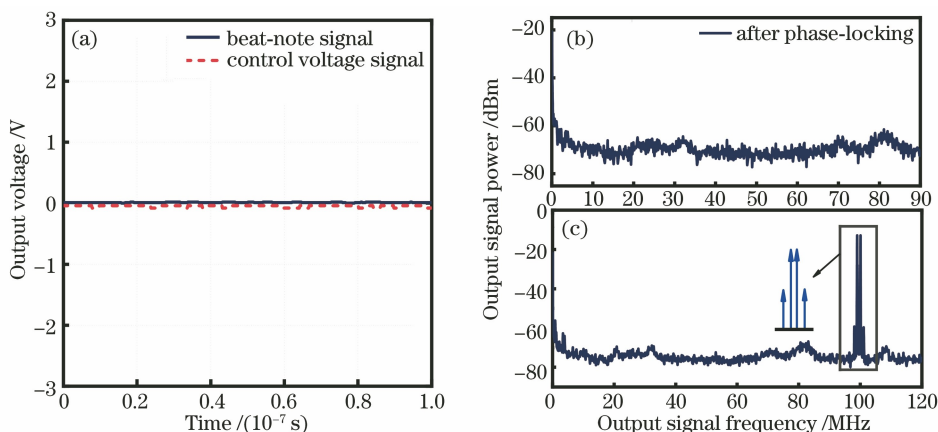


图 3 锁相后实验测试结果。(a)拍频信号与控制电压信号波形图;功率均为 0 dBm、频率为 99 MHz 和 100 MHz 双音射频信号在调制之前(b)和调制之后(c)系统前端输出频谱图

Fig. 3 Experimental test results after phase-locking. (a) Waveforms of beat-note signal and control voltage signal; the output power spectra of the front-end system before (b) and after (c) modulating 0 dBm two-tone signals with the frequencies of 99 MHz and 100 MHz

锁相后调制射频信号并用 5 GSPS 高采样速率的多通道数据采集卡(Picoscope 6000E)将 I/Q 两路射频信号转换为数字信号并进行存储,从而能够保证采集到的信号不损失较高的谐波成分而发生波形失真。将 I/Q 两路数字信号加载至 MATLAB 实现的粒子群算法中,并分别设置 4 个非线性失真纠正系数构成的随机粒子群的位置属性; $N$  设置在 0~10 区间内,为 Q 路信号的延时纠正点数; $A_1$  与  $A_Q$  设置在 0~5 区间内; $\delta_2 - \delta_1$  设置在  $-\pi \sim \pi$  区间内。所有粒子在位置属性构成的四维空间内搜索

目标函数的最佳位置解,经 50 次迭代更新后获得纠正系数最优值分别为  $N = 5$ 、 $A_1 = 4.5154$ 、 $A_Q = 2.4997$ 、 $\delta_2 - \delta_1 = -3$ ,最后对 I/Q 两路数字信号进行延时匹配、幅相均衡以及线性相位解调。如图 4 (a)所示为未经数字信号处理时输入功率为 5 dBm、频率为 99 MHz 和 100 MHz 双音射频信号时的输出频谱;当利用粒子群算法获得最优非线性失真纠正系数并进行非线性失真纠正和线性相位解调后,系统输出基频信号与 IMD3 抑制比提高了约 31 dB,动态范围提升了  $10 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ ,如图 4(b)所示。

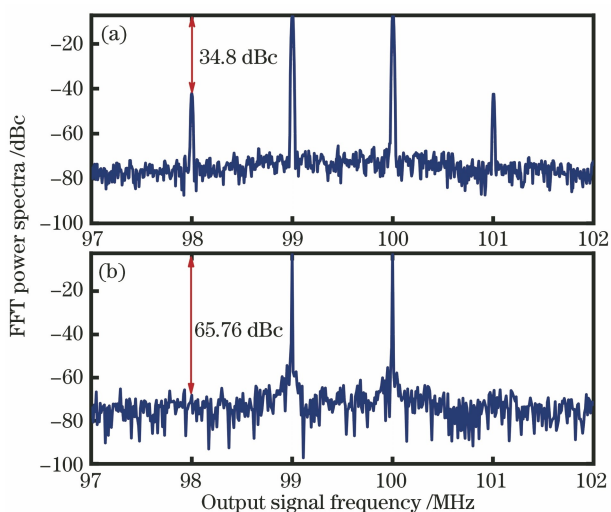


图 4 调制功率为 5 dBm、频率为 99 MHz 和 100 MHz 双音射频信号时系统输出频谱图。(a) 未经数字信号处理；(b) 经过数字信号处理

Fig. 4 FFT power spectra of the system while modulating the 5 dBm two-tone signals with the frequencies of 99 MHz and 100 MHz. (a) Without and (b) with our proposed DSP technique

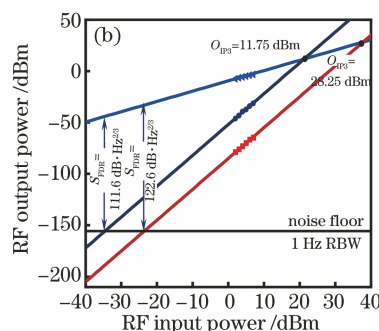
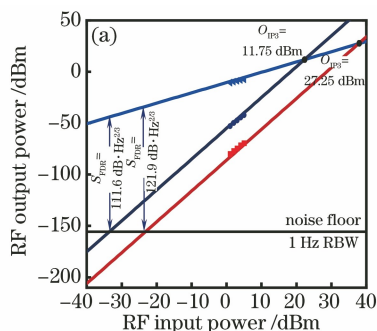


图 5 数字信号处理前后系统无杂散动态范围图。(a) 输入双音射频信号为 99 MHz 和 100 MHz；(b) 580 kHz 和 600 kHz  
Fig. 5 Diagram of spurious-free dynamic range of the system before and after DSP. Frequencies of the input two-tone signals are (a) 99 MHz and 100 MHz；(b) 580 kHz and 600 kHz

## 4 结 论

本研究针对大动态远距离零差相干微波光子链路中的噪声和非线性失真产生机理，从链路前端结构设计与后端算法补偿两个方面提出了相应的关键技术。采用零差光学锁相环实现了两路光信号的频率和相位锁定，抑制了锁相带宽 (~50 kHz) 内的激光器相位噪声以及长光纤传输延时引入的相位抖动，同时在相干接收端采用平衡探测器有效抑制了直流成分相关的较强的相对强度噪声。在后端数字处理单元利用粒子群算法获得 4 个最佳非线性失真修正系数  $N$ 、 $A_1$ 、 $A_Q$  以及  $\delta_2 - \delta_1$ ，并对 I/Q 两路信号进行非线性失真修正和线性相位解调，最终实现

因此，利用光锁相技术实现了 100.8 km 长距离零差相干微波光子链路前端系统后，在链路后端数字处理单元通过粒子群算法寻找到 4 个最佳非线性失真修正系数，并对 I/Q 两路数字信号进行延时匹配、幅相均衡以及线性相位解调算法处理，最终实现了大动态远距离零差相干微波光子链路系统。向该链路中分别调制不同功率下的两组双音信号 580 kHz 和 600 kHz、99 MHz 和 100 MHz，在链路接收端输出光电流为 17.0 mA，则 Q 路功分后的噪声功率谱密度为 155.64 dBm/Hz。在数字信号处理单元对采集到的 I/Q 两路数字信号进行非线性失真修正和线性相位解调后，最终能够得到链路的散粒噪声受限无杂散动态范围图，如图 5 所示。当输入 99 MHz 和 100 MHz 双音射频信号时，在数字信号处理前后系统的动态范围从  $111.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  提升到  $121.9 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ ；当输入 580 kHz 和 600 kHz 双音射频信号时，在数字信号处理前后系统的动态范围从  $111.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  提升到  $122.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。

了输入 99 MHz 和 100 MHz、580 kHz 和 600 kHz 两组双音射频信号时，系统的散粒噪声受限无杂散动态范围均可以达到  $120 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  以上，分别为  $121.9 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  和  $122.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。

## 参 考 文 献

[1] Cui Y. Performance analysis and key technologies research on broadband analog photonic links with high dynamic range[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecom, 2014: 6-12.  
崔岩. 宽带大动态模拟光链路性能分析与关键技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014: 6-12.

[2] Mei L, Chong Y H, Zhu Y P, et al. Optical delay line-based microwave photonic zero-intermediate-

- frequency receiver [J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(9): 0906001.
- 梅理, 崇毓华, 朱宇鹏, 等. 基于可调光延迟线的微波光子零中频接收机研究[J]. 中国激光, 2021, 48(9): 0906001.
- [3] Li H, Zhao S H, Wu J X, et al. Generation of reconfigurable frequency-conversion signals with full-range phase shift based on microwave photonics [J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(8): 0825001.
- 李赫, 赵尚弘, 吴吉祥, 等. 基于微波光子的可重构变频移相信号产生 [J]. 光学学报, 2020, 40(8): 0825001.
- [4] Zhang Z, Shi J, Xiong S K. Overview of research on ship target detection methods of sky-wave over-the-horizon radar [J]. Radar & ECM, 2020, 40(4): 16-20.
- 张泽, 石靖, 熊书轲. 天波超视距雷达舰船目标检测方法研究综述 [J]. 雷达与对抗, 2020, 40(4): 16-20.
- [5] Xu K, Dai Y T, Li J Q, et al. High dynamic range photonic transmission techniques for broadband RF signals [J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2013, 8(4): 331-337.
- 徐坤, 戴一堂, 李建强, 等. 宽带大动态射频光传输技术 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2013, 8(4): 331-337.
- [6] Zhao F, Cai W T, Zhang L L, et al. Linearization analysis of microwave photonic link based on balanced detection [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(11): 1104001.
- 赵峰, 蔡卫童, 张龙龙, 等. 基于平衡探测的微波光子链路线性化分析 [J]. 光学学报, 2019, 39(11): 1104001.
- [7] Ackerman E, Wanuga S, MacDonald J, et al. Balanced receiver external modulation fiber-optic link architecture with reduced noise figure [C]//1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 14-18, 1993, Atlanta, GA, USA. New York: IEEE Press, 1993: 723-726.
- [8] Farwell M L, Chang W S C, Huber D R. Increased linear dynamic range by low biasing the Mach-Zehnder modulator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 1993, 5(7): 779-782.
- [9] Niu J. Photonic transmission and processing techniques for broadband RF signals [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecom, 2013: 5-18.
- 牛剑. 宽带光载射频信号传输及处理技术研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2013: 5-18.
- [10] Wang C, Yu C B, Xiao Y C, et al. Simulation of large-dynamic microwave photonic link based on phase modulation [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2020, 41(6): 902-906.
- 王超, 庾财斌, 肖永川, 等. 基于相位调制的大动态微波光子链路仿真研究 [J]. 半导体光电, 2020, 41(6): 902-906.
- [11] Li X H, Yang C, Chong Y H, et al. High dynamic range microwave photonic link based on dual-wavelength dual-parallel modulation [J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(1): 0105003.
- 李向华, 杨春, 崇毓华, 等. 基于双波长双并联调制的大动态范围微波光子链路 [J]. 中国激光, 2015, 42(1): 0105003.
- [12] Lam D, Fard A M, Buckley B, et al. Digital broadband linearization of optical links [J]. Optics Letters, 2013, 38(4): 446-448.
- [13] Clark T R, Dennis M L. Coherent optical phase-modulation link [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(16): 1206-1208.
- [14] Clark T R, O'Connor S R, Dennis M L. A phase-modulation I/Q-demodulation microwave-to-digital photonic link [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(11): 3039-3058.
- [15] Ren L X, Zhang S Y, Qian C, et al. Radio-frequency transfer over a long-distance fiber link based on analog phase shift compensation [J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(4): 0405005.
- 任丽霞, 章双佑, 钱程, 等. 基于模拟移相补偿的长距离光纤频率传输 [J]. 中国激光, 2015, 42(4): 0405005.
- [16] Quan H L, Zhao W Y, Xue W X, et al. High-resolution microwave frequency dissemination via 56 km optical fiber based on microwave phase compensation [J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(4): 40-46.
- 全洪雷, 赵文宇, 薛文祥, 等. 基于微波相位补偿的 56 km 高精度光纤微波频率传递 [J]. 光子学报, 2021, 50(4): 40-46.
- [17] Ramaswamy A, Johansson L A, Klamkin J, et al. Integrated coherent receivers for high-linearity microwave photonic links [J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(1): 209-216.
- [18] Zibar D, Johansson L A, Chou H F, et al. Dynamic range enhancement of a novel phase-locked coherent optical phase demodulator [J]. Optics Express, 2007, 15(1): 33-44.
- [19] Zou X X, Shen H, Quan Z, et al. Polarization control and laser combination with high polarization extinction ratios based on optical heterodyne detection and phase locking [J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(10): 1014002.
- 邹星星, 沈辉, 全昭, 等. 基于光外差锁相的激光偏振控制与高偏振消光比的光束合成 [J]. 光学学报, 2020, 40(10): 1014002.