

基于双波长双并联调制的大动态范围微波光子链路

李向华 杨 春 崇毓华 周正华

东南大学电子科学与工程学院, 江苏 南京 210096

摘要 为改善微波光子链路的动态范围,提出了一种基于双波长双并联调制的线性化方法。仿真分析了激光器输出光功率漂移对该线性化链路无杂散动态范围的影响,结果显示基于现有的商用器件即可实现该线性化方法。此外,实验对比了单调制器基本链路和双波长双并联调制线性化链路的性能。实验结果显示,线性化后,链路的压缩动态范围提高了1.5 dB,无杂散动态范围提高了15.6 dB,其中无杂散动态范围可达到 $122.5 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ 。该线性化方法简单、易实现,为光链路动态范围要求较高的应用领域提供了一种很好的解决方案。

关键词 光纤光学;微波光子链路;线性化方法;无杂散动态范围;双并联调制

中图分类号 TN29

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201542.0105003

High Dynamic Range Microwave Photonic Link Based on Dual-Wavelength Dual-Parallel Modulation

Li Xianghua Yang Chun Chong Yuhua Zhou Zhenghua

School of Electronic Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China

Abstract A linearization method based on dual-wavelength dual-parallel modulation is proposed to enhance the dynamic range of microwave photonic link. The exacerbation of spurious-free dynamic range of linearized link due to the drift of the optical power of lasers is simulated. The simulation results show that this linearization method can be performed by using commercially available devices. Furthermore, the performances of a single-Mach-Zehnder modulator (MZM) intrinsic link and a dual-wavelength dual parallel modulation linearized link are compared in the experiment. The measurement results show that 1.5 dB enhancement of compression dynamic range and 15.6 dB of improvement spurious-free dynamic range are achieved after linearization. The spurious-free dynamic range of linearized link is up to $122.5 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$. In a word, this linearization method is a good alternative for improving the dynamic range of optical links.

Key words fiber optics; microwave photonic links; linearization method; spurious-free dynamic range; dual-parallel modulation

OCIS codes 060.4510; 230.4110; 060.2360; 060.3510

1 引 言

采用微波光子链路传输或分布微波信号具有带宽大、插损小和抗电磁干扰的优点,因此微波光子链路被广泛应用于有线电视、光载无线、远置天线和卫星通信等领域^[1-4]。强度调制直接探测(IMDD)是一种最常见的微波光子链路,它可以通过直接调制或外调制的方式实现。马赫-曾德尔调制器(MZM)的外调制链路不受激光器的谐振失真影响并且带宽更大,因此它逐渐成为微波光子链路的主流结构^[5]。

无杂散动态范围(SFDR, R_{SFDR})是微波光子链路的关键性能参数之一,它等于无交调失真分量时最大输出微波功率与噪底的比值。在外调制链路中,由MZM非线性引入的三阶交调失真(IMD3)是限制链路SFDR的

收稿日期: 2014-07-29; 收到修改稿日期: 2014-08-27

基金项目: 国防重点项目资助课题

作者简介: 李向华(1987—),男,博士研究生,主要从事微波光子学与光通信方面的研究。E-mail: lixianghua999@126.com

导师简介: 杨 春(1970—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事光通信、微波光子学与太赫兹等方面的研究。

E-mail: yangchun_seu@163.com(通信联系人)

主要因素之一^[6]。

然而,相控阵微波天线和雷达系统等一些更具挑战性的领域对微波光子链路的动态范围要求较高^[7]。通过抑制外调制链路IMD3来改善链路动态范围的方法,如预失真^[8-10]、偏振混合^[11]、双波长输入^[12]、双级联调制^[13]和双并联调制^[14-16]等已有报道。预失真线性化方法在电域上消除交调失真分量,它的电路结构通常较为复杂,且基于该方法的链路带宽较小。偏振混合与双波长输入方法因采用单个MZM,因此在获取最佳性能时缺乏灵活性。双级联调制方法中由于两个MZM工作在非正交工作点,偶阶失真分量成为主要的非线性失真分量,使得该方法仅限于亚倍频应用中。然而双并联调制方法采用两个MZM,在优化性能时更具灵活性,并且当两个MZM工作在正交工作点时,该方法可用于多倍频应用中。双并联调制可以采用相干^[14]或非相干^[15]的方式实现。在相干双并联调制方法中,激光器的输出光被保偏光耦合器分为功率不等的两束光,然后分别输入到两MZM,最后再通过光耦合器进行合波。该方法需要一个光移相器来保持两MZM输出的光相位垂直,以便防止两路的光边带相互拍频产生额外的交调失真分量^[16]。由于光的相位对环境扰动非常敏感,因此还需要一个反馈环路控制器对光移相器进行实时调节。非相干双并联调制采用偏振合束器将两MZM输出光合波,由于合波后两路光偏振态垂直,因此两路的光边带不会发生相互拍频。该方法虽不需要额外的光移相器和环路控制器,但在长距离的单模光纤中因发生偏振耦合而产生额外的交调失真。

本文提出了另一种非相干双并联调制的实现方案,即采用工作在不同波长的两个激光器作为两MZM的输入光源。由于两路光的波长不同,两路拍频产生的交调分量分布在信号带外,因此无需保持两路光相位垂直或偏振态垂直,这样既不需光移相器和环路控制器,又避免了偏振耦合产生交调失真的影响。本文对双波长双并联调制(DWDPM)线性化方法进行了理论分析和实验验证。由于DWDPM方法需要两光源保持恒定的功率比,为此仿真了光源输出光功率漂移对SFDR的影响,并且实验对比了单MZM链路和DWDPM线性化链路两者的性能。

2 理论与仿真

单MZM非线性光链路结构如图1(a)所示。DWDPM线性化光链路的结构如图1(b)所示,两激光器(LD)工作在不同的中心波长,它们输出的光分别输入到主、副两MZM上,并将电信号调制到光载波上,其中两MZM调制的微波信号幅度为 $\alpha:1$,之后采用波分复用器(WDM)将两调制器的输出光信号合波,并通过单模光纤(SMF)将光信号传输至光电二极管(PD)进行探测解调。

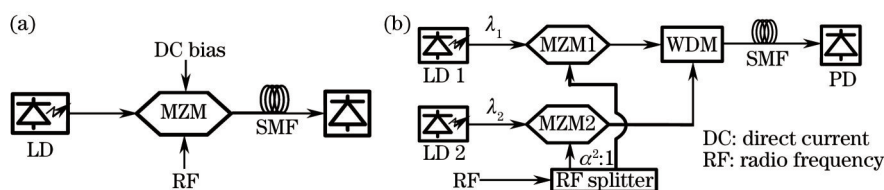


图1 (a)单MZM非线性化光链路结构图;(b)双波长双并联线性化光链路结构图

Fig.1 Schematic diagrams of (a) the single MZM nonlinearized link and (b) dual-wavelength dual-parallel modulation linearized link

当两个MZM分别工作在正斜率正交工作点(+QUAD)和负斜率正交工作点(-QUAD)时,主、副两路的光电流可表示为

$$\begin{cases} i_{pri} = I_{dc,pri} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi V_{RF,pri}}{V_{\pi,pri}}\right) \right] \\ i_{sec} = I_{dc,sec} \left[1 - \sin\left(\frac{\pi V_{RF,sec}}{V_{\pi,sec}}\right) \right] \end{cases}, \quad (1)$$

式中 $I_{dc,pri}$ 和 $I_{dc,sec}$ 分别为主、副两路输出的平均光电流, $V_{RF,pri}$ 和 $V_{RF,sec}$ 为调制在两路上的射频信号, $V_{\pi,pri}$ 和 $V_{\pi,sec}$ 为MZM1和MZM2的半波电压。若假设两路调制的双音信号有如下关系: $V_{RF,sec} = \alpha V_{RF,pri} = \alpha V_0 \cos(\omega_1 t) + \alpha V_0 \cos(\omega_2 t)$,并且MZM1和MZM2的半波电压相等,即 $V_{\pi,pri} = V_{\pi,sec} = V_{\pi}$ 。则(1)式中主路光电流可利用第一类贝塞尔函数 $J_n(x)$ 展开得到它的基波信号、IMD3和五阶交调分量(IMD5),即可表示为

$$\begin{cases} i_{\text{pri,signal}} = 2I_{\text{dc,pri}} J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) J_0\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) \sin(\omega_{1,2}t) \\ i_{\text{pri,IMD3}} = -2I_{\text{dc,pri}} J_2\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) \sin(2\omega_{1,2} - \omega_{2,1})t \\ i_{\text{pri,IMD5}} = 2I_{\text{dc,pri}} J_3\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) J_2\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right) \sin(3\omega_{1,2} - 2\omega_{2,1})t \end{cases} \quad (2)$$

利用公式 $J_m(x) = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l}{2^{2l+m} l!(m+l)!} x^{2l+m}$ [17] 将(2)式分别展开到五阶项, 经过简化可得到输出信号与失真分量幅度如表 1 所示。

表 1 主路输出的信号与失真分量的幅度

Table 1 Amplitudes of the signal and the distortions output from a single MZM link

Frequency	Signal and distortions	Frequency component	Amplitude
ω_1, ω_2	Fundamental signal	ω_1, ω_2	$a_1 V_0$
	Residual HMD3	$2\omega_1 - \omega_1, 2\omega_2 - \omega_2$	$9a_3 V_0^3/4$
	Residual HMD5	$3\omega_1 - 2\omega_1, 3\omega_2 - 2\omega_2$	$25a_5 V_0^5/4$
$2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$	IMD3	$2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$	$3a_3 V_0^3/4$
	Residual IMD5	$3\omega_1 - \omega_1 - \omega_2, 3\omega_2 - \omega_2 - \omega_1$	$25a_5 V_0^5/8$
$3\omega_1 - 2\omega_2, 3\omega_2 - 2\omega_1$	IMD5	$3\omega_1 - 2\omega_2, 3\omega_2 - 2\omega_1$	$5a_5 V_0^5/8$

由表 1 可以看出, 频率为 ω_1 和 ω_2 的分量中, 不仅有基波信号项, 且有三阶项和五阶项, 其中三阶项是频率为 $2\omega_1 - \omega_1$ 和 $2\omega_2 - \omega_2$ 的残余三次谐波分量(HMD3), 五阶项是频率为 $3\omega_1 - 2\omega_1$ 和 $3\omega_2 - 2\omega_2$ 的残余 HMD5。在 $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$ 频率分量中包含 IMD3 和频率为 $3\omega_1 - \omega_1 - \omega_2$ 和 $3\omega_2 - \omega_2 - \omega_1$ 的残余 IMD5。并且残余 IMD5 的幅度是 IMD5 幅度的 5 倍。

同理, 副光路的信号和失真分量也可以展开成表 1 的形式。由于两 MZM 工作在不同斜率的正交工作点, 所以两路输出的基波信号和交调分量相位都相反。为了消除链路中的 IMD3, 主调制器 MZM1 输入较大的光功率并调制较小的微波信号, 而副调制器 MZM2 输入较小的光功率而调制较大的微波信号, 如图 2 所示。

因主路 MZM1 工作区域的线性度要优于副路 MZM2 的工作区域。因此主路基波信号与三阶交调比(CIR)要大于副路的 CIR。通过调节副路激光器的光功率, 可以使得两路三阶交调幅度相等, 由于两者相位相反, 因此光链路的 IMD3 可以被抑制掉, 而残余 IMD5 成为限制链路 SFDR 的主要交调分量, DWDPM 线性化链路的射频输出频谱图如图 3 所示。其中主路的基波信号大于副路的基波信号且两者相位相反, 因此链路在消除 IMD3 的同时, 基波信号也会有所衰减。

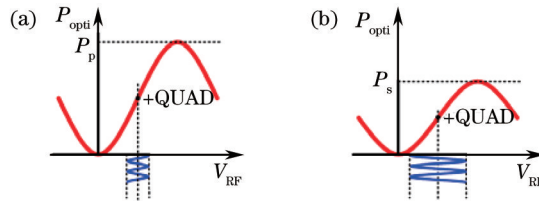


图 2 主、副两光路射频信号调制示意图。(a) 主光路信号调制; (b) 副光路信号调制

Fig.2 RF modulation for the both optical paths of the DWDPM link. (a) Modulation for the primary path;

(b) modulation for the secondary path

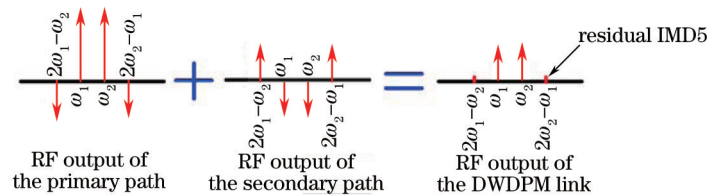


图 3 DWDPM 线性化链路的射频输出的频谱图

Fig.3 Spectra of RF output for the DWDPM link

在工程中,DWDPM线性化光链路的两激光器输出光功率比值需保持恒定,否则会造成链路SFDR的恶化。为此仿真了激光器输出光功率漂移对链路SFDR的影响。当DWDPM链路在散弹噪声限制情况下,主激光器输出光功率恒定,而副激光器输出光功率漂移分别为0.1%、0.5%、1%时,链路的SFDR分别恶化1.2 dB、4 dB、5.8 dB,如图4所示。然而,商用激光器控制器工作在恒功率模式时,激光器输出光功率稳定度可达到0.02%。因此使用现有的商用器件并结合DWDPM方法可以很容易地实现大动态范围的光链路。此外,若激光器波长发生漂移并远离WDM的通带中心波长时也会导致链路性能的恶化,但商用激光器工作在恒温控制下,其波长漂移远远小于WDM通带宽度,且WDM的通带平坦度非常高,因此工程上激光器波长漂移几乎对链路性能无影响。

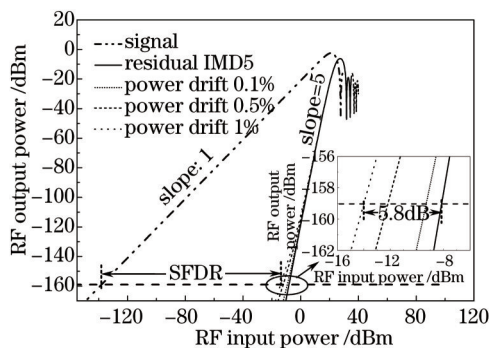


图4 DWDPM链路的SFDR随副激光器光功率漂移发生恶化的仿真图

Fig.4 SFDR of the DWDPM linearized link is exacerbated when the optical power of the secondary laser drifts

3 实验与分析

在实验部分,基于商用器件搭建了如图1所示的两种光链路,以便对比两者的性能。其中单MZM链路由工作在波长为1552.52 nm的EM4公司的分布反馈式(DFB)半导体激光器以及工作在+QUAD的Covega公司的MZM和Discovery公司的DSC40S探测器组成。利用向单MZM链路输入间隔为10 kHz、中心频率为10 GHz的双音射频信号,并通过安捷伦E4440A频谱仪观测链路的基波信号和IMD3分量。实验上观测到的信号如图5(a)所示,当基波信号输出功率为-20 dBm时,该链路的CIR为59 dBc。

同时,DWDPM线性化光链路也利用商用器件搭建而成。其中主路所用的器件和器件的工作状态与单MZM链路相同,而副路是由工作在波长为1535.82 nm的Ortel DFB激光器和工作在-QUAD的另一个Covega公司的MZM组成。输入射频信号通过一个6 dB的功分器后分别调制到主、副两路上。两路光信号通过绵阳超光公司的WDM进行合波后注入至DSC40S探测器。根据理论部分可知,两MZM工作在不同斜率的正交工作点,所以两路的IMD3相位相反,并且通过调节副路激光器的输出光功率,可使得两路的IMD3幅度相同,因此两路IMD3可以完全相消,从而实现线性化。但此时频率在 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 处的残余IMD5成为限制SFDR的主要交调分量。结果如图5(b)所示,当基波信号输出功率为-20 dBm时,DWDPM线性化链路的CIR为84 dBc。与单MZM链路相比,线性化链路的CIR改善了25 dB。

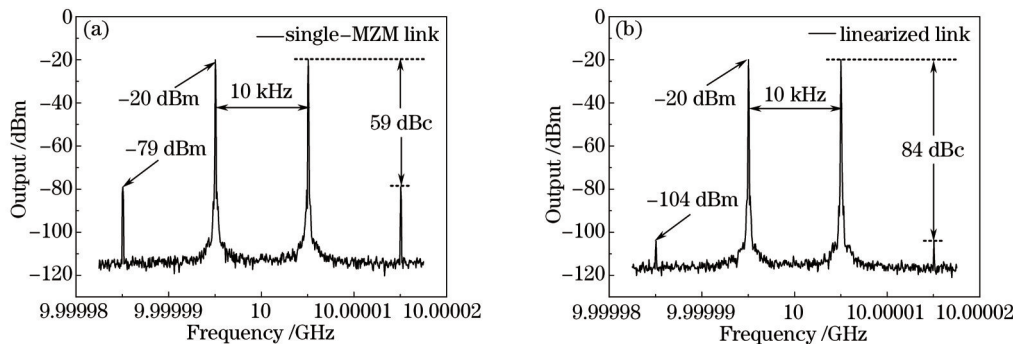


图5 采用双音信号测试两个光链路的CIR。(a)单MZM链路;(b)DWDPM线性化链路

Fig.5 Test results for CIR of both optical links with two-tone signal. (a) Single MZM link; (b) DWDPM linearized link

为了测量两个链路的SFDR,对两链路基波信号和交调分量的测试数据进行了线性拟合,其结果如图6所示。从图6可以看出两链路的基波信号随输入射频功率的增大而增大,且其斜率为1。单MZM链路的交调分量斜率为3,而线性化链路的交调分量斜率为5,这是因为线性化链路的IMD3已被抑制,而在频率为 $2\omega_1-\omega_2$ 和 $2\omega_2-\omega_1$ 的残余IMD5成为主要的交调分量。根据拟合直线可以计算出单MZM链路IMD3的输入截点(IIP3, $N_{\text{IIP},3}$)和线性化链路残余IMD5的输入截点(IIP5, $N_{\text{IIP},5}$),它们分别为22.1 dBm和23.5 dBm。两链路的噪声系数(NF, k)分别测得为35.7 dB和44.3 dB。根据(4)式计算可得,两链路的SFDR分别为 $106.9 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 和 $122.5 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{4/5}$ 。与单MZM链路相比,DWDPM线性化链路的SFDR改善了15.6 dB。

$$R_{\text{SFDR},n} = \frac{n-1}{n}(N_{\text{IIP},n} - k + 174), \quad (4)$$

式中 $R_{\text{SFDR},n}$ 的单位为 $\text{dB}\cdot\text{Hz}^{(n-1)/n}$ 。

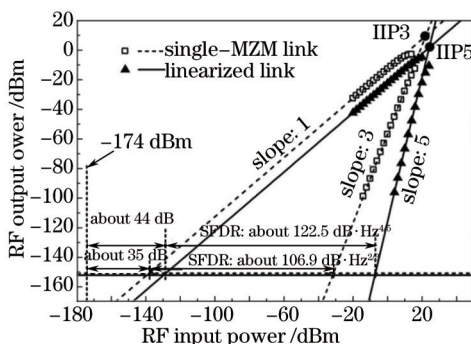


图6 单MZM链路和DWDPM线性化链路的SFDR测试结果

Fig.6 Test results for SFDRs of single MZM link and DWDPM linearized link

测试结果显示,线性化链路的增益为-22.4 dB,它比单MZM链路的增益小9.8 dB。其主要原因有以下几个方面:1) 由于使用了6 dB功分器,所以射频信号输入主路前已被衰减6 dB;2) 在抑制IMD3时,主路的基波信号同样要与副路的基波信号相减;3) 一般光链路的增益与输出平均光电流成正比,与单MZM链路相比,线性化链路使用WDM会给主路引入额外的光插损耗。经测试线性化光链路输出的平均光电流为5.8 mA,单MZM链路的输出平均光电流则为6.7 mA。同样,利用安捷伦频谱仪E4440A的噪声功能对两链路的噪底进行了测量,单MZM链路的噪底测得为-150.8 dBm/Hz,而线性化链路的噪底为-152.1 dBm/Hz。对于测量到的线性化链路噪底低于单MZM链路的噪底,是因为两链路的主要噪声与链路的输出平均光电流成比例。

根据理论部分表1可知,IMD3和残余的HMD3都与 a_3 成正比,因此IMD3抑制的同时,残余HMD3也会被抑制,所以DWDPM链路增益的线性度也会得到改善。使用安捷伦网络分析仪N5242A扫描了两个链路的增益,并对其进行归一化。结果如图7(a)所示,当输入射频信号大于0 dBm时,单MZM链路的归一化增益逐渐出现压缩的现象,而DWDPM链路的归一化增益却仍保持线性。并且单MZM链路增益压缩1 dB时输入射频信号功率($P_{\text{RF},\text{in},1 \text{ dB}}$)为12.7 dBm,而DWDPM链路的 $P_{\text{RF},\text{in},1 \text{ dB}}$ 为22.7 dBm,改善了10 dB。

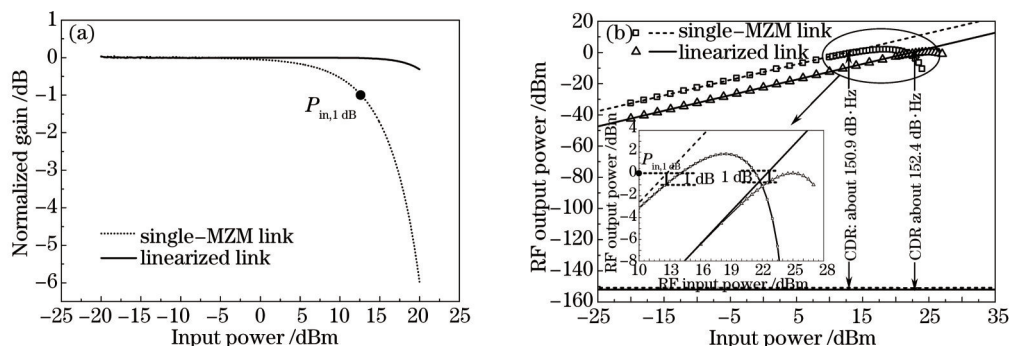


图7 单MZM链路和DWDPM链路的(a)归一化增益和(b)压缩动态范围

Fig.7 (a) Normalized gains and (b) CDRs of single MZM link and DWDPM linearized link

压缩动态范围(CDR, R_{CD})也是光链路的一个重要性能参数,它表示增益压缩1 dB时和输出信号等于噪底

时对应的两个输入射频信号功率的比值,其分贝的表达形式如下:

$$R_{\text{CD}} = P_{\text{RF,in,1 dB}} - k + 174, \quad (5)$$

式中 R_{CD} 的单位为 $\text{dB}\cdot\text{Hz}$ 。

根据(5)式,两个链路的CDR可以测得,分别为 $150.9 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 和 $152.4 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 。单MEM和DWDPM链路的归一化增益和CRD,如图7(b)所示,与单MZM链路的CDR相比,DWDPM线性化链路的CDR改善了1.5 dB。

4 结 论

提出并实验验证了DWDPM线性化方法。与之前报道的DPM方法相比,该方法采用双波长后,链路无需额外的光移相器和环路控制器,并避免了偏振耦合产生的交调分量。通过商用器件实验对比了单MZM链路和DWDPM线性化链路的性能。其中线性化链路的CIR优化了25 dB,SFDR优化了15.6 dB,输入1 dB增益压缩点优化了10 dB,CDR优化了1.5 dB,此时线性化链路的SFDR达到 $122.5 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{4/5}$,CDR达到 $152.4 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 。

参 考 文 献

- Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Zhao Hui, *et al.*. Optimization of optically preamplified inter-satellite microwave photonics links with two radio-frequency signals input[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(1): 0106003.
朱子行, 赵尚弘, 赵 辉, 等. 两路输入前置光放大星间微波光子链路优化[J]. *光学学报*, 2013, 33(1): 0106003.
- Ye Quanyi, Yang Chun. Fiber length measurement system based on phase modulation optical link[J]. *Chinese J Lasers*, 2013, 40(5): 0405003.
叶全意, 杨 春. 基于相位调制光链路的光纤长度测量系统[J]. *中国激光*, 2014, 40(5): 0405003.
- Shen Da, Hu Zongfu, Wu Jiaqing, *et al.*. Design and realization of a radio-over-fiber system based on self-homodyned 60 GHz receive[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(5): 0506005.
沈 达, 胡宗福, 吴佳青, 等. 基于自差60 GHz接收机的光载无线通信系统设计与实现[J]. *光学学报*, 2013, 33(5): 0506005.
- Shi Tuo, Xiong Bing, Sun Changzheng, *et al.*. Applications of high-saturation-current photodiode in the RoF links with low noise figure and high gain[J]. *Journal of Optoelectronics·Laser*, 2013, 24(1): 56-62.
石 拓, 熊 兵, 孙长征, 等. 高饱和电流光电探测器在低噪声系数和高增益RoF光链路中的应用[J]. *光电子·激光*, 2013, 24(1): 56-62.
- V J Urick, F Bucholtz, J D McKinney, *et al.*. Long-haul analog photonics[J]. *J Lightwave Technol*, 2011, 29(8): 1182-1205.
- Li Xuan, Zhao Shanghong, Zhang Wei, *et al.*. Analysis of inter-satellite microwave photonic link performance under synchronous modulation of two-frequency-band signals[J]. *Laser Optoelectronics Progress*, 2013, 50(5): 0506001.
李 轩, 赵尚弘, 张 薇, 等. 双频段信号同步调制下星间微波光子链路性能分析[J]. *激光与光电子学进展*, 2013, 50(5): 0506001.
- T E Darcie, Z Jinye. Performance of microwave-photonics links[C]. *Optical Fiber Communication (OFC), Collocated National Fiber Optic Engineers Conference*, 2010. 1-3.
- A Katz, W Jemison, M Kubak, *et al.*. Improved radio over fiber performance using predistortion linearization[C]. *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003. 1403-1406.
- V J Urick, M S Rogge, P F Knapp, *et al.*. Wide-band predistortion linearization for externally modulated long-haul analog fiber-optic links[J]. *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4): 1458-1463.
- J A MacDonald, M V Kuback, A Katz. Wideband dynamic range improvement of microwave photonic links[C]. *2005 IEEE Conference-Avionics Fiber-Optics and Photonics*, 2005. 67-68.
- L M Johnson, H V Roussell. Linearization of an interferometric modulator at microwave frequencies by polarization mixing[J]. *Photon Technol Lett*, 1990, 2(11): 810-811.
- E I Ackerman. Broad-band linearization of a Mach-Zehnder electrooptic modulator[J]. *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, 1999, 47(12): 2271-2279.
- G E Betts, F J O'Donnell. Microwave analog optical links using suboctave linearized modulators[J]. *Photon Technol Lett*, 1996, 8(9): 1273-1275.
- S K Korotky, R M de Ridder. Dual parallel modulation schemes for low-distortion analog optical transmission[J]. *IEEE J Sel Area*

- Commum, 1990, 8(7): 1377-1381.
- 15 A Karim, J Devenport. Low noise figure microwave photonic link[C]. IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2007. 1519-1522.
- 16 J L Brooks, G S Maurer, R A Becker. Implementation and evaluation of a dual parallel linearization system for AM-SCM video transmission[J]. J Lightwave Technol, 1993, 11(1): 34-41.
- 17 F W J Olver. Handbook of Mathematical Functions[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1972. 355-434.

栏目编辑: 王晓琰