

基于相位调制的线性化微波光子链路

董雪莹, 徐恩明, 李 凡, 张祖兴, 李培丽

(南京邮电大学 先进光子技术实验室, 南京 210023)

摘要:针对微波光子链路在抑制三阶交调失真的同时不能消除二阶交调和二次谐波失真的问题,设计了一种基于相位调制的线性化微波光子链路。通过单边带(SSB)调制和平衡探测的方法,可有效抑制三阶交调、二阶交调与二次谐波失真,基频信号功率增大一倍且不存在色散效应。进行了理论分析研究并利用 Optisystem 进行了仿真实验,结果表明:相对于传统 SSB 相位调制的微波光子链路(MPL),该方案的 SFDR 提高了 17dB。

关键词:微波光子链路;相位调制;无杂散动态范围

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-5561(2018)02-0055-04

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2018.02.015

Linearized microwave photonic link based on phase modulation

DONG Xueying, XU Enming, LI Fan, ZHANG Zuxing, LI Peili

(Advanced Photonics Technology Laboratory, Nanjing University of
Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

Abstract: In the previous structures, the third-order intermodulation, second-order intermodulation and the second harmonic distortions cannot be suppressed simultaneously. To overcome the above problems, a linearized microwave photonic link based on phase modulation is designed. The proposed link can suppressed the third-order intermodulation, second-order intermodulation and the second harmonic distortions simultaneously by using single-sideband modulation and balanced-photodetection. In addition, the power of the fundamental signal can be doubled, and the chromatic dispersion is also eliminated. The theoretical analysis is performed, and the simulated analysis is also carried out by employing Optisystem. The simulated results show that the SFDR of the proposed MPL is increased by 17dB, comparing with the conventional SSB-phase-modulation MPL.

Key words: microwave photonic link; phase modulation; spurious-free dynamic range

0 引言

利用光子技术进行射频信号处理和传输,因具有损耗低、质量轻、带宽大及对电磁干扰不敏感等优点特性而受到广泛关注。其中,微波光子链路(Microwave Photonic Link, MPL)在微波光子学的研究与应用中占有非常重要的地位,可被广泛应用于有线电视、雷达系统、阵列天线和卫星通信等领域。而如何实现无杂散动态范围(SFDR)微波光子链路,一直以来是微波光子学中研究的热点问题^[1-10]。在 MPL 中,为了实现高速

收稿日期:2017-09-18。

基金项目:国家自然科学基金(61302026、61275067、61575034)资助;教育部博士点基金(20123223120005)资助。

作者简介:董雪莹(1993-),女,硕士研究生,主要研究方向为微波光子链路。

调制并在光纤中进行光信号传输,往往需要使用一个外置电光调制器把射频信号调制到光载波上面。然而,电光调制器的非线性总是产生交调与谐波失真,影响 MPL 的传输性能,其中三阶交调失真(IMD3)项是主要问题。因为 IMD3 往往出现在基频附近且很难通过现有的电滤波器进行滤除,因此需要通过链路设计的方法将其消除。目前,已有许多不同的消除 IMD3、提高 MPL 动态范围的技术方案。其中,基于数字信号处理的技术因为需要额外的模数转换器和数字信号处理算法而使结构复杂^[2,3];基于强度调制-直接检测的技术由于需要直流偏压而存在工作点漂移的问题,往往需要复杂的偏置控制电路^[4,5];基于复杂结构调制器的技术方案一方面增加了系统设计的成本,另

一方面也存在工作点偏移的问题^[6,7]。近年来,为克服强度调制中存在的问题,在MPL的设计中引入了相位调制^[8-10]。然而,上述线性化链路结构在消除IMD3的同时,不能消除二阶交调失真(IMD2)和二次谐波失真(SHD2)。

本文设计一种基于相位调制的新方案,能够在抑制IMD3的同时消除IMD2和SHD2,结构简单易行。

1 线性化 MPL 结构与原理

本文所提出的基于相位调制的线性化 MPL 结构如图 1 所示,从激光器 1、激光器 2(LD1、LD2)输出的光载波通过光耦合器(OC)将两路合为一路,并输入到相位调制器(PM)中进行相位调制。两射频信号(RF1, RF2)通过相位调制后加载到两个光载波上。两偏振控制器可使两个光载波的偏振态对准 PM 的主轴方向以减小偏振损耗。经过相位调制后的两光信号进入两通道的波分复用(WDM)中。调节 LD1 和 LD2 的中心波长,使相位调制的光信号经过两通道的 WDM 后,分别滤除调制信号的上边带和下边带,并使光载波与剩余边带功率满足特定的关系,此时两分支链路中的 IMD3 均被抑制。然后,经过平衡探测器(BPD)实现光电流相减,进一步消除 IMD2 和 SHD2。由于经过 WDM 的上/下通道后,两个相位调制的光信号剩余不同的边带,使两通道中的基频信号的相位相差 180° ,相对于单路(上通道或下通道)的基频信号功率,平衡探测后的基频信号功率增加一倍。最后,利用电频谱分析仪(ESA)对处理后的射频信号进行观测分析。

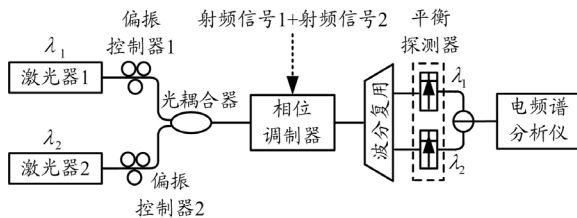


图 1 基于相位调制的线性化微波光子链路结构

严谨起见,我们进行了理论分析,经过相位调制后的输出电场可以表示为:

$$E_{out1} = \sqrt{P_1} e^{j\omega_1 t} e^{jm(\cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t)} \quad (1)$$

$$E_{out2} = \sqrt{P_2} e^{j\omega_2 t} e^{jm(\cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t)} \quad (2)$$

其中, P_1 和 P_2 分别为 LD1 和 LD2 光载波的功率, ω_1 和 ω_2 分别为相应光载波的角频率, $m = \pi V_m / V_\pi$ 为信号调制指数, Ω_1 和 Ω_2 分别为两输入 RF 信号的角频率。

我们对上通道进行理论分析,利用 Jacobi-Anger 将式(1)展开:

$$E_{out1} = \sqrt{P_1} e^{j\omega_1 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(m) J_1(m) e^{j(n\Omega_1 t + \frac{n}{2}\pi + m\Omega_2 t + \frac{m}{2}\pi)} \quad (3)$$

其中, $J_n(m)$ 为 n 阶贝塞尔函数。

在小信号调制情况下,经过上通道中单个光电探测器后产生的光电流可以表示为:

$$i_1(t) \propto R |E_{out1}|^2 \propto \left\{ \begin{aligned} & \Gamma_1 [\sin(\Omega_1 t) + \sin(\Omega_2 t)] + \Gamma_2 \cos(\Omega_1 t + \Omega_2 t) + \Gamma_3 \cos(\Omega_1 t - \Omega_2 t) + \\ & \Gamma_4 [\sin(2\Omega_1 - \Omega_2)t + \sin(2\Omega_2 - \Omega_1)t] + \Gamma_5 [\cos(2\Omega_1 t) + \cos(2\Omega_2 t)] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中, R 为光电探测器的响应率, $\Gamma_1 = 2a_0 a_1 J_0^3 J_1$, $\Gamma_2 = 2J_0^2 J_1^2 a_0 a_2$, $\Gamma_3 = 2(a_1^2 - 2a_0^2)J_0^2 J_1^2$, $\Gamma_4 = 2a_1 J_0 J_1 (a_2 J_0 J_2 - a_0 J_1^2 - a_0 J_0 J_2)$, $\Gamma_5 = 2a_0 a_2 J_0^3 J_2$ 。 Γ_1 、 Γ_2 、 Γ_3 和 Γ_4 分别为上通道中基带信号、IMD2($\Omega_1 + \Omega_2$)、IMD2($\Omega_1 - \Omega_2$)、IMD3 和 SHD2 的系数; a_i ($i=0,1,2$) 为经过 WDM 的传输系数,且 $a_i^2 \leq 1$ 。利用贝塞尔函数展开,可得到:

$$\Gamma_3 \approx a_1 J_0 J_1 m^2 (a_2 - 3a_0) / 4 \quad (5)$$

由式(5)可以看出要抑制三阶交调干扰项, a_2 、 a_0 须满足 $a_2 = 3a_0$ 。

调节 LD1 的中心波长,通过上通道后,当满足 $10\lg(a_2^2/a_0^2) = 9.54$ 时, Γ_3 为 0。

同理,下通道所产生的光电流可以表示为:

$$i_2(t) \propto R |E_{out2}|^2 \propto \left\{ \begin{aligned} & \Gamma_5 \sin(\Omega_1 t) + \sin(\Omega_2 t) + \Gamma_6 \cos(\Omega_1 t + \Omega_2 t) + \Gamma_7 \cos(\Omega_1 t - \Omega_2 t) + \\ & \Gamma_8 \sin(2\Omega_1 - \Omega_2)t + \sin(2\Omega_2 - \Omega_1)t + \Gamma_9 [\cos(2\Omega_1 t) + \cos(2\Omega_2 t)] \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中, $\Gamma_5 = -\Gamma_1$, $\Gamma_6 = \Gamma_2$, $\Gamma_7 = \Gamma_3$, $\Gamma_8 = \Gamma_4$ 。同样,调节 LD2 的中心波长,通过下通道后,当满足 $10\lg(a_2^2/a_0^2) = 9.54$ 时, Γ_7 为 0。

经 BPD 后所产生的总的光电流可以表示为:

$$i(t) = i_1(t) - i_2(t) \propto R \{ 2\Gamma_1 [\sin(\Omega_1 t) + \sin(\Omega_2 t)] \} \quad (7)$$

由式(7)可以看出,经过 BPD 探测后,RF 信号中只剩下基频信号,IMD2 和 SHD2 亦不复存在,得到有效消除。同时,基频信号的功率相对于单通道的功率增大了一倍。

2 结果与讨论

为验证理论分析的正确性,我们利用 Optisystem 对所提出的 MPL 进行仿真验证,结构如图 1 所示。由 LD1 与 LD2 输出的两个光载波通过 3dB OC 将两路合为一,然后输入到 PM 中进行相位调制,频率分别为 20GHz(f_1)与 21GHz(f_2)的两个 RF 信号通过电合路器合在一起后输送到 PM 的射频端口。LD1 与 LD2 的波长分别设置为 1551.88nm 和 1553.32nm,功率设置均为 8dBm。WDM 的上/下两通道形状均为高斯型,相当于两高斯型光学滤波器。在仿真过程中,WDM 上通道与下通道的中心波长分别设置为 1552.2nm、1553nm,带宽为 0.482nm。BPD 中的每个 PD 的响应率均设置为 0.9A/W。经过 WDM 后的光信号最后由 BPD 接收探测并送入 ESA 观察分析。

图 2 给出了 WDM 上通道与下通道输出的传输响应曲线(虚线)以及经过相应通道后的调制信号的光谱(实线)。可以看出,通过上通道后,滤除了 LD1 的下边带,如图 2(a)中的实线所示;下通道滤除了 LD2 的上边带,如图 2(b)中的实线所示。图 2(a)和图 2(b)中的插图分别为未经过相应通道前的光调制信号的光谱。对比经过 WDM 前后的光谱,可看出经过 WDM 后,光载波被抑制了大约 9.6dB,而一阶与二阶边带基本不受影响,基本满足了为抑制 IMD3 所需的传输系数的条件。

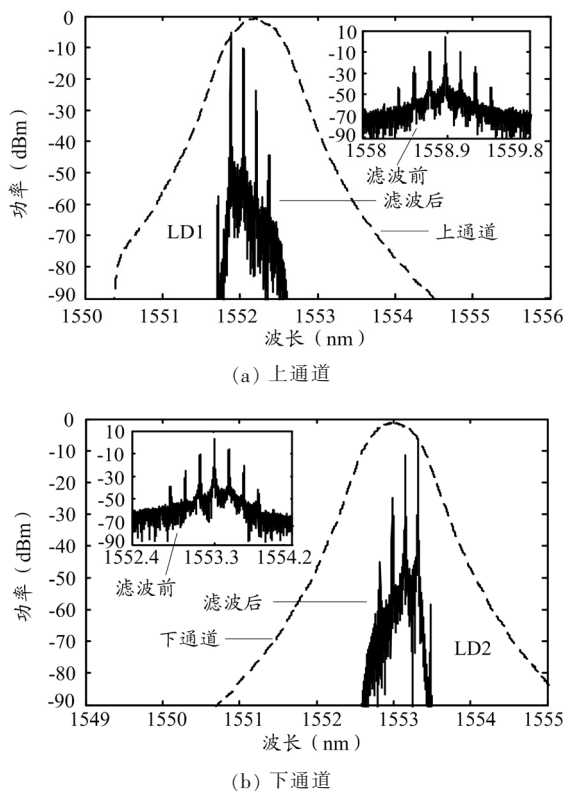


图 2 上/下通道滤波前后光谱及其传输响应

为体现所提出的线性化 MPL 的优越特性,我们将其与基于 SSB 相位调制的传统 MPL(IMD3 未抑制)进行性能比较,首先进行输出频谱特性的对比。当 LD1 波长为 1552nm 时,相对于 WDM 的上通道的中心波长蓝移 0.2nm,此时 LD1 的下边带被滤波,从 WDM 的上通道输出的频谱如图 3 所示。由图 3 可以看出,频谱中存在 MD3、IMD2 和 SHD2。此时的上通道链路也就是线性化之前的链路,也称作基于 SSB 的相位调制的传统 MPL;基频信号的功率为 -34.88dBm,IMD3 的功率为 -64.55dBm,基频对 IMD3 的抑制比为 29.67dB。当 LD1 的波长减小到 1551.88nm、相对于上通道的中心波长蓝移 0.32nm 时,从 WDM 上通道输出的频谱如图 4 所示。可以看出,IMD3 虽已被抑制,但 IMD2 和 SHD2 依然存在。此时,基频信号的功率约为 -40.93dBm (上通道)。同理,当 LD2 的波长为 1553.32nm、相对于下通道的中心波长红移 0.32nm 时, WDM 的下通道中的 IMD3 同样得到有效抑制,而 IMD2 和 SHD2 也依然存在。对比图 3 和图 4 还可以看出,IMD2(f_2-f_1)的功率有所降低,而基带信号、IMD2(f_2+f_1)、IMD3 和 SHD2 的功率也均有一定的降低,与式(5)的对应项的系数大小完全符合。经过 BPD 探测,两光电流实现相减后的输出频谱如图 5 所示。为便于比较,图 5 中的两插图分别为 WDM 上/下通道中的基

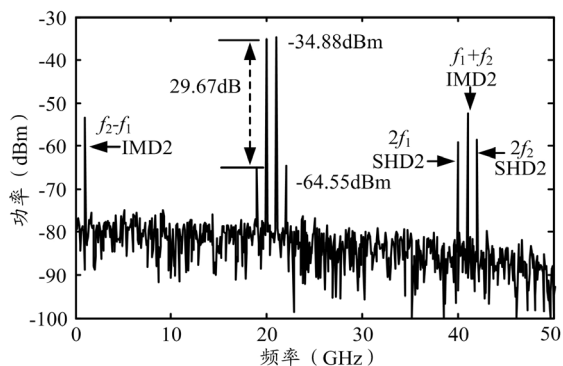


图 3 基于 SSB 相位调制的传统 MPL 的输出频谱

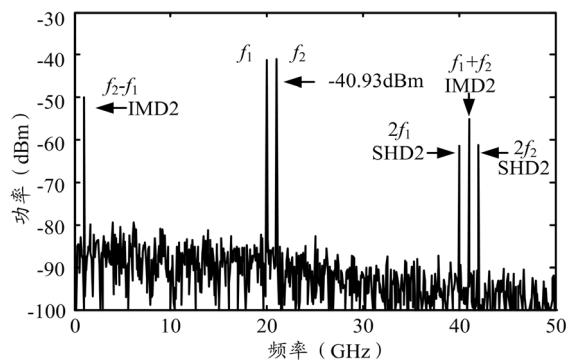


图 4 上通道线性化 MPL 的输出频谱(仅消除 IMD3)

频输出频谱。从上通道与下通道中基频的输出频谱可以看出,基频对IMD3的抑制比分别为42.45dB和41.76dB。经过BPD后,线性化后的基频信号功率约为-33.8dBm,与单通道基频功率相比,功率增加约6dB,这是由于噪声功率经过BPD探测后也增加了约为3dB,如图5所示。实际上基频功率增加约3dB,即两通道基频功率之和。基频对IMD3的抑制比为45.61dB,与两单通道抑制比相比较可知,BPD探测后的抑制比也增加了约3dB。进一步验证了理论分析的正确性。同时,从图5还可以看出,经过BPD后,IMD2和SHD2已经得到有效消除。由此可以推知,所有偶数阶交调与谐波失真亦将消除。

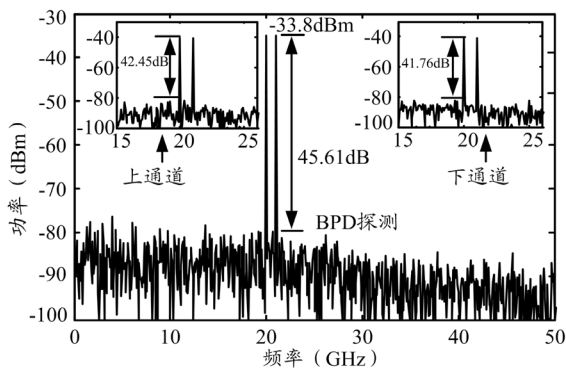


图5 本方案线性化MPL输出频谱

我们还将本方案线性化后的SFDR与基于SSB相位调制的传统MPL的SFDR进行了对比。利用线性化前后的基频信号和相应交调失真分量的仿真数据进行了相应的线性拟合,其结果如图6所示。从图6可以看出,在不考虑IMD2和SHD2的情况下(经过BPD后已被消除),线性化前的链路的交调失真分量主要为IMD3。而对于本方案的线性化链路,其IMD3被有效抑制,同时IMD2和SHD2通过BPD探测后也被消除。从图6还可以看出,传统MPL的SFDR为 $95\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$,本文所提方案线性化MPL的SFDR为 $112\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。与线性化前的MPL相比,本文所提方

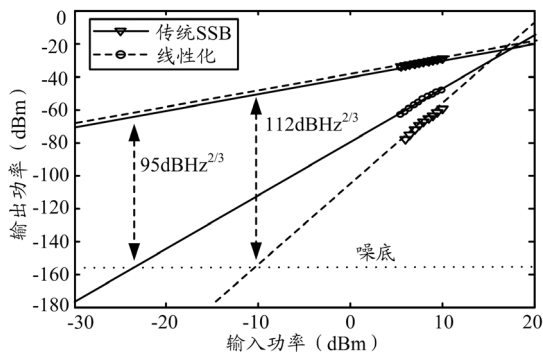


图6 传统MPL和本方案线性化MPL的SFDR

案线性化MPL的SFDR提高了约17dB。另外,由于本方案链路线性化后为单边带调制信号,因而本线性化方案同时克服了色散特性对链路的影响。

3 结束语

本文提出了一种基于相位调制的线性化MPL,能够抑制IMD3,并同时消除IMD2和SHD2。通过调节LD1与LD2中心波长与WDM上通道和下通道中心波长的偏移大小,能够使上链路和下链路中IMD3分别得到有效抑制。抑制IMD3后的两路信号经过BPD探测后,IMD2和SHD2也被有效消除,增大了链路的动态范围。同时,相对于单路(上通道或者下通道)线性化链路,基频信号功率增大了一倍。仿真实验结果与理论分析完全一致,与基于SSB的相位调制的传统MPL相比,本方案的SFDR大约提高了17dB。而且,由于本方案线性化后为单边带调制信号,克服了色散效应对链路的影响。

参考文献:

- [1] CHARLES H C. Analog Optical Links-Theory and Practice [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004, 201-261.
- [2] XIE X, DAI Y, XU K, et al. Digital joint compensation of IMD3 and XMD in broadband channelized RF photonic link [J]. Optics Express, 2012, 20(23): 25636-25643.
- [3] CUI Y, DAI Y, YIN F, et al. Enhanced Spurious-Free Dynamic Range in Intensity-Modulated Analog Photonic Link Using Digital Postprocessing [J]. IEEE Photonics Journal, 2014, 6(2): 79006081-79006089.
- [4] MASELLA B, HRAIMEL B, ZHANG X. Enhanced Spurious-Free Dynamic Range Using Mixed Polarization in Optical Single Sideband Mach-Zehnder Modulator [J]. IEEE Journal Lightwave Technology, 2009, 27(15): 3034-3041.
- [5] LIM C, NIRMALATHAS A, LEE K, et al. Intermodulation Distortion Improvement for Fiber-Radio Applications Incorporating OSSB+C Modulation in an Optical Integrated-Access Environment [J]. IEEE Journal Lightwave Technology, 2007, 25(6): 1602-1612.
- [6] WANG T, CHANG Q, SU Y, et al. Generation of linearized optical single sideband signal for broadband radio over fiber systems [J]. Chinese Optics Letters, 2009, 7(4): 339-343.
- [7] ZHU G, LIU W, FETTERMAN H. A broadband linearized coherent analog fiber-optic link employing dual parallel Mach-Zehnder modulators [J]. Photonics Technology Letters, 2009, 21(21): 1267-1269.
- [8] CLARK T, DENNIC M. Coherent Optical Phase-modulation Link [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(16): 1206-1208.
- [9] MCKINNEY J D, COLLADAY K, WILLIAMS K J. Linearization of Phase-Modulated Analog Optical Links Employing Interferometric Demodulation [J]. IEEE Journal Lightwave Technology, 2009, 27(9): 1212-1220.
- [10] HAAS B, URICK V, MCKINNEY J, et al. Dual-Wavelength Linearization of Optically Phase-Modulated Analog Microwave Signals [J]. IEEE Journal Lightwave Technology, 2008, 26(15): 2748-2753.