

探测器非线性对三阶交调失真的影响

李 轩 赵尚弘 朱子行 韩 磊

(空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710077)

摘要:建立了基于双电极马赫 - 曾德尔调制器和非线性光电探测器的双音调制直接探测链路模型,推导了探测器非线性条件下系统基阶信号和三阶交调信号功率表达式,分析了探测器非线性对链路三阶交调失真的影响。结果表明,探测器非线性在特定参数条件下会更好地抑制三阶交调失真,在其它情况下则会导致系统性能恶化。

关键词:微波光子 三阶交调失真 光电探测器 非线性

中图分类号:TN929.11 文献标识码:A 文章编号:1002-5561(2013)01-044-03

Influence of photodiode nonlinearity on the third-order inter-modulation distortion

LI Xuan,ZHAO Shang-hong,ZHU Zi-xing,HAN Lei

(School of Information and Navigation,Air Force Engineering University,Xi'an 710077, China)

Abstract:A dual-tone modulation model based on dual-electrode Mach-Zehnder Modulator and nonlinear photodiode is presented, the expressions of fundamental and third-order inter-modulation signals with the non-linear photodiode are derived, the effect of photodiode nonlinearity on third-order inter-modulation distortion is analyzed. The results show that, the PD nonlinearity can suppress the third-order inter-modulation better while appropriate parameters are selected, but in other conditions it deteriorates the system performance.

Key words:microwave photonic link;third-order inter-modulation distortion;photodiode;nonlinearity

0 引言

近年来,微波光子技术在宽带无线接入网络、传感器网络、雷达、卫星通信以及军事作战系统等方面获得了广泛应用^[1,2]。一般情况下微波光子链路主要工作指标包括噪声系数、增益和无杂散动态范围等,对于双音或多音调制的微波光子系统,三阶交调失真成为必须考虑的又一指标^[3]。这些指标与系统的非线性特性密切相关。目前,对微波光子链路非线性的研究主要集中在调制器方面^[4-7],而高性能指标的系统设计则必须考虑探测器的非线性。文献[8]研究了探测器非线性对链路增益和无杂散动态范围的影响,然而还没有探测器非线性对双音调制系统三阶交调失真的相关研究。以下我们将给出基于双电极马赫-曾德尔调制器(DE-MZM)和非线性探测器的双音调制直接探测链路模型,分析探测器非线性对链路三阶交调失真的影响。

收稿日期:2012-09-13。

作者简介:李轩(1989-),男,硕士生,主要从事微波光子方面的研究。

1 理论分析

一种简单的双音调制微波光子系统如图 1 所示,该系统主要由激光器、DE-MZM 和光探测器(PD)组成。双音信号分别加载到 DE-MZM 的两个电极上,其中一路信号经过移相器产生一定相移。

对于 DE-MZM,忽略其插入损耗影响,输出端光功率如式(1)所示:

$$P_{\text{out}}(t)=\frac{P_{\text{in}}}{2}[1+\cos(\varphi(t))]=\frac{P_{\text{in}}}{2}[1+\cos(\varphi+msin\omega_1 t+msin\omega_2 t-msin(\omega_1 t-\beta)-msin(\omega_2 t-\beta))] \quad (1)$$

其中, $P_{\text{in}}=E_{\text{in}}^2$ 为 MZM 输入光功率, E_{in} 为 MZM 输入光信号, 直流偏置相位 $\theta=\pi V_{\text{DC}}/V_{\pi}$, 调制系数 $m=\pi V_r/V_{\pi}$ 。 V_{DC} 为直流偏置电压, $v(t)=V_r\sin\omega_1 t+V_r\sin\omega_2 t$ 和 $v'(t)=$

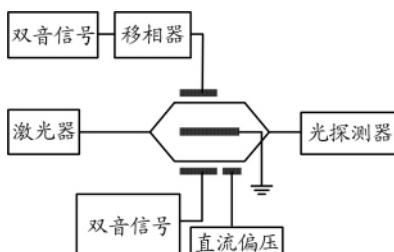


图 1 一种简单的双音调制微波光子系统

$V_s \sin(\omega_1 t - \beta) + V_s \sin(\omega_2 t - \beta)$ 分别为两电极输入双音信号, V_s 为信号幅度, ω_1, ω_2 为双音信号角频率, β 为两路信号相位差。

文献[8]提出探测器非线性模型 $I_L = \gamma \rho P / [1 + (\gamma \rho P / I_s + \varepsilon)]^\sigma$, 其中 I_L, I_s 分别为探测器的输出电流和饱和电流, γ 为分流系数, ρ 为小信号输入时最大响应系数, P 为探测器输入光功率, ε 和 σ 为非线性系数。将式(1)代入, 可得式(2):

$$I_L(t) = \sum_{i=0}^5 \alpha_i \cos(i\varphi(t)) \quad (2)$$

式(2)中, α_i 为各项系数。将 $\cos(i\varphi(t))$ 用贝赛尔函数展开, 得式(3):

$$\begin{aligned} \cos(i\varphi(t)) &= \cos[i\theta + i2m \sin \frac{\beta}{2} \cos(\omega_1 t - \frac{\beta}{2}) + \\ &\quad i2m \sin \frac{\beta}{2} \cos(\omega_2 t - \frac{\beta}{2})] = \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} J_p(i2m \sin \frac{\beta}{2}) J_q(i2m \sin \frac{\beta}{2}) \\ &= \cos[p\omega_1 t + q\omega_2 t + \frac{p+q}{2}(\pi - \beta) + i\theta] \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中, $J_p(\cdot)$ 为 p 阶一类贝赛尔函数。

文献[9]指出将调制器输出信号保留至二次谐波, 能较好地近似计算三阶交调失真比和三阶交调截点, 式(3)中 p 和 q 取值为 $-2 \sim 2$, 此时 $\cos(i\varphi(t))$ 中频率 ω_1 基阶信号分量和频率 $2\omega_1 - \omega_2$ 三阶交调信号分量为:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1(i,t) = -2 \sin(i\theta) J_0(i2m \sin \frac{\beta}{2}) \\ J_1(i2m \sin \frac{\beta}{2}) \sin(\omega_1 t + \frac{\pi - \beta}{2}) \\ i_3(i,t) = -2 \sin(i\theta) J_1(i2m \sin \frac{\beta}{2}) \\ J_2(i2m \sin \frac{\beta}{2}) \sin(2\omega_1 t - \omega_2 t + \frac{\pi - \beta}{2}) \end{array} \right. \quad (4)$$

三阶交调失真比定义为 $IMR3 = P_{2\omega_1 - \omega_2} / P_{\omega_1}$, 其中 $P_{2\omega_1 - \omega_2}, P_{\omega_1}$ 分别为频率 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 ω_1 信号的功率。PD 线性和非线性时三阶交调失真比为:

$$\left\{ \begin{array}{l} IMR3_L = 10 \log \left[\frac{J_2^2(2m)}{J_0^2(2m)} \right] \\ IMR3_{NL} = 10 \log \left[\frac{\sum_{i=1}^5 \alpha_i i_3(i,t)}{\sum_{i=1}^5 \alpha_i i_1(i,t)} \right]^2 \end{array} \right. \quad (5)$$

可见, 由于 PD 非线性的影响, 链路三阶交调失真比不仅与调制系数有关, 而且与直流偏置相位有关。

2 数值模拟与分析

参数选取为: 分流系数 $\gamma=0.5$, 小信号输入时最大响应系数 $\rho=0.8$, 饱和电流 $I_s=3.5mA$, 非线性系数 $\varepsilon=-2/3, \sigma=2$, MZM 输入光功率 $P_{in}=10mW$, R 为本地电阻, 设定相对于 R 的归一化功率 $P=P_{out}/R=I^2$, 其中 P_{out} 为探测端电信号输出功率。

2.1 “推挽”工作方式

$\beta=\pi$ 时, 调制器为“推挽”工作方式。

图 2 为 $m=0.6$ 、PD 线性和非线性时, 输出端基阶信号和三阶交调信号归一化功率与直流偏置相位的关系, 其中 P_{L1} 和 P_{L3} 为线性情况下的功率, P_{NL1} 和 P_{NL3} 为非线性情况下的功率。由于 PD 非线性的影响, 输出端基阶信号

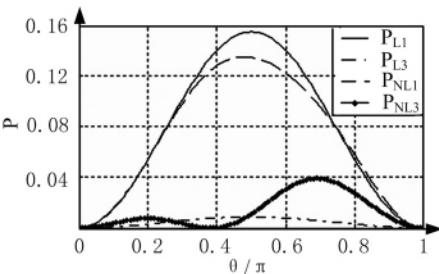


图 2 基波信号和三阶交调信号
归一化功率与直流偏置相位的关系

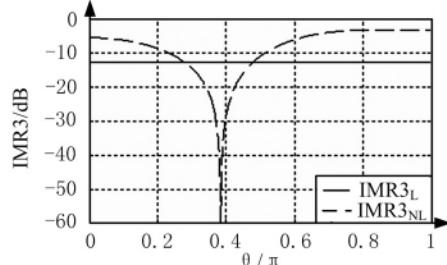


图 3 IMR3 与直流偏置相位关系

功率有所减小, 且波形发生偏移, 不再关于 $\pi/2$ 对称。三阶交调信号出现较大波动, 在 0.4π 附近有所减小, 在其它位置则大于 PD 线性时的值。对应的 PD 为线性时 $IMR3_L$ 和非线性时 $IMR3_{NL}$ 与直流偏置相位关系如图 3 所示。 $IMR3_{NL}$ 在 0.4π 附近远小于 $IMR3_L$, 对于 PD 非线性的“推挽”式工作系统, 将直流偏置点设在 0.4π 附近可以有效抑制三阶交调失真。但在低偏置点处 (0.8π 附近) 三阶交调失真比则增大了 $10dB$ 。因此, 在 PD 非线性时, “推挽”工作方式系统慎用低偏置法。

2.2 双边带调制

“推挽”工作方式下, 若 $\theta=\pi/2$, 为双边带调制(DSB)。图 4 为 PD 线性和非线性时, 输出端基阶信号和三阶交调信号归一化功率与调制系数的关系。两种情况下三阶交调截点几乎没有变化, 都在 $m=0.92$ 处, 此时基阶信号和三阶交调信号功率相等, 继续增大 m 将无法检测出基阶信号。由于非线性的影响, 功率曲线发生了较明显变化, 使得在某些点处 $IMR3$ 减小。图 5 为双边带调制 PD 为线性和非线性时 $IMR3$ 与调制系

李轩,赵尚弘,朱子行,等:探测器非线性对三阶交调失真的影响

数的关系,在 $0.64 < m < 0.88$ 范围内,IMR_{3NL}值小于IMR_{3L}值。双边带调制时,PD非线性在 $0.64 < m < 0.88$ 范围内实现了对系统三阶交调失真的抑制。

2.3 单边带调制

$\theta = \beta = \pi/2$ 时,调制器为单边带调制(SSB)。图6为PD线性和非线性时,输出端基阶信号和三阶交调信号归一化功率与调制系数的关系。由于PD的非线性影响,使得三阶交调截点由原来 $m=1.22$ 处增大至 $m=1.29$ 处。图7为SSB时IMR₃与调制系数的关系,在 $0.69 < m < 1.33$ 范围内IMR_{3NL}值小于IMR_{3L}的值,此时,PD非线性对系统的三阶交调失真有抑制作用。

图8为DSB和SSB时IMR_{3NL}与IMR_{3L}差值曲线,可以看出,在满足动态范围条件下,调制系数较小时($m < 0.6$),PD非线性对DSB链路性能恶化作用更为明显,随着调制系数增大,PD非线性对SSB链路三阶交调失真抑制作用更加明显。

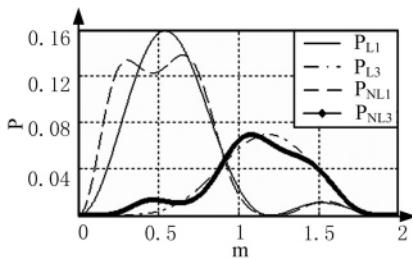


图4 DSB时基波信号和三阶交调信号归一化功率与调制系数的关系

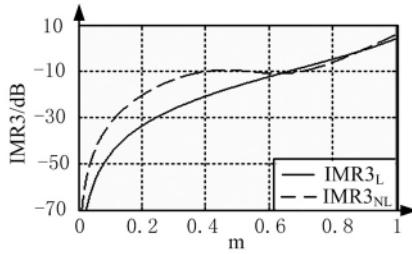


图5 DSB时IMR3与调制系数的关系

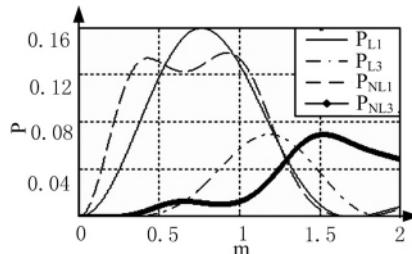


图6 SSB时基波信号和三阶交调信号归一化功率与调制系数的关系

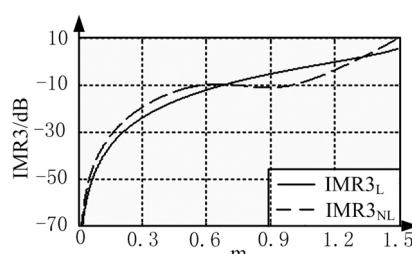


图7 SSB时IMR3与调制系数的关系

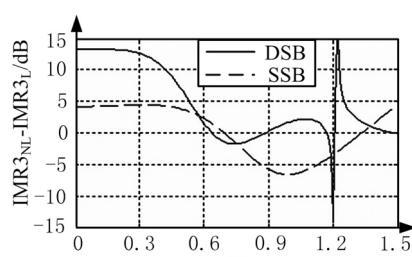


图8 DSB和SSB时,IMR3NL与IMR3L差值曲线
非线性对SSB链路三阶交调失真抑制作用更加明显。

3 结束语

探测器非线性会对双音调制微波光子系统的三阶交调失真产生影响,使得其三阶交调失真比与调制系数和直流偏置点有关。本文根据所建立的双音调制微波光子链路模型,分析了探测器非线性对系统三阶交调失真的影响,为双音调制系统性能优化提供了定量参考。分析发现,由于探测器非线性的影响,调制系数 $m=0.6$ 的“推挽”式系统在直流偏置相位为 0.4π 附近时可以很好地抑制三阶交调失真,而低偏置点处链路性能则产生恶化;双边带调制时, $0.64 < m < 0.88$ 范围内实现了对三阶交调失真的更好抑制;单边带调制时,三阶交调截点处 m 值由1.22增大至1.29,同时,在 $0.69 < m < 1.33$ 范围内更有效地抑制了三阶交调失真;调制系数较小时($m < 0.6$),PD非线性对DSB链路性能恶化作用更为明显,随着调制系数增大,PD非线性对SSB链路三阶交调失真抑制作用更加明显。

参考文献:

- [1] 周波,张汉一,郑小平,等.微波光子学发展动态[J].激光与红外,2006,36(2):81-84.
- [2] YAO Jian-ping. Microwave Photonics[J].Journal of Lightwave Technology,2009,27(3):314-335.
- [3] AGARWAL A,BANWELL T,TOLIVER P,et al.Predistortion Compensation of Nonlinearities in Channelized RF Photonic Links Using a Dual-Port Optical Modulator[J].Photonics Technology Letters,2011,23(1):24-26.
- [4] CORRAL J L,MARTI J,FUSTER J M.General Expressions for IM/DD Dispersive Analog Optical Links With External Modulation or Optical Up-Conversion in a Mach-Zehnder Electrooptical Modulator [J].Transactions on Microwave Theory and Techniques,2001,49(10):1968-1975.
- [5] KARIM Adil,DEVENPORT Jason.Noise Figure Reduction in Externally Modulated Analog Fiber-Optic Links [J].Photonics Technology Letters,2007,19(5):312-314.
- [6] KARIM Adil,DEVENPORT Jason.Optimization of Linearity Figure of Merit for Microwave Photonic Links [J].Photonics Technology Letters,2009,21(13):950-952.
- [7] LI Shang-yuan,ZHENG Xiao-ping,ZHANG Han-yi.Highly linear radio-over-fiber system incorporation a single-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J].Photonics Technology Letters,2010,24(22):1775-1777.
- [8] 洪俊,杨春,崇毓华,等.探测器非线性对微波光子链路性能的影响[J].光电子·激光,2011,22(8):1153-1156.
- [9] 朱子行,赵尚弘,么周石,等.双音调制下星上微波光子系统的交调失真分析[J].光学学报,2012,32(7):0706004-1-0706004-7.