

# 双音调制下星上微波光子系统的交调失真分析

朱子行<sup>1</sup> 赵尚弘<sup>1</sup> 么周石<sup>2</sup> 谭庆贵<sup>2</sup> 李勇军<sup>1</sup> 楚兴春<sup>1</sup> 王 翔<sup>1</sup> 赵顾颢<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> 空军工程大学电讯工程学院, 陕西 西安 710077  
<sup>2</sup> 空间微波技术国防科技重点实验室, 陕西 西安 710000)

**摘要** 马赫-曾德尔调制器的非线性会严重恶化星上微波光子系统的性能。建立了包括光源、马赫-曾德尔调制器和光电探测器的双音调制理论模型, 利用傅里叶级数展开、傅里叶变换和 Gegenbauer 加法定理, 推导出了调制器非线性失真的严格通用解析解。根据该解析解, 可精确地预计不同调制方式下星上微波光子系统的非线性失真, 优化系统性能。分析结果表明, 双边带和单边带调制条件下, 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, 三阶交调失真比随调制系数的增大先增大后减小。当调制系数小于 1.4674 时, 单边带调制三阶交调失真比至少比双边带调制小 6 dB, 适合于星上微波光子系统的应用。

**关键词** 光通信; 马赫-曾德尔调制器; 双边带调制; 单边带调制; 交调失真

**中图分类号** TN927+.2 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201232.0706004

## Inter-Modulation Distortion Analysis for On-Board Microwave Photonics System under Dual-Tone Modulation

Zhu Zihang<sup>1</sup> Zhao Shanghong<sup>1</sup> Yao Zhoushi<sup>2</sup> Tan Qinggui<sup>2</sup> Li Yongjun<sup>1</sup>  
Chu Xingchun<sup>1</sup> Wang Xiang<sup>1</sup> Zhao Guhao<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University,  
Xi'an, Shaanxi 710077, China  
<sup>2</sup> National Key Laboratory of Science and Technology on Space Microwave Technology,  
Xi'an, Shaanxi 710000, China

**Abstract** The nonlinearity of Mach-Zehnder modulator greatly deteriorates the performance of on-board microwave photonics system. A dual-tone modulation model is presented including optical source, Mach-Zehnder modulator and photodiode, and an exact analytical solution is derived with the method of Fourier expansion, Fourier transform and Gegenbauer addition theory. According to the analytical expression, it can precisely predict the nonlinearity characteristics of the on-board microwave photonics system under different modulation and optimize the system performance. Analytical results indicate that the third-order inter-modulation distortion ratio and the third-order inter-modulation intercept can be approximately calculated with the case when the second-order terms of modulator output signal are included, and the third-order inter-modulation distortion ratio increases and then decreases as the modulation index increases. When the modulation index is less than 1.4674, the third-order inter-modulation distortion ratio of single sideband modulation is at least 6 dB less than that of double sideband modulation and it is suitable for the application of on-board microwave photonics system.

**Key words** optical communications; Mach-Zehnder modulator; double sideband modulation; single sideband modulation; inter-modulation distortion

**OCIS codes** 060.2330; 060.4080; 060.5625

收稿日期: 2012-01-10; 收到修改稿日期: 2012-03-16

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z294)资助课题。

作者简介: 朱子行(1985—), 男, 博士研究生, 主要从事微波光子学方面的研究。E-mail: zhuzihang6@126.com

导师简介: 赵尚弘(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事卫星光通信与激光技术等方面的研究。

E-mail: zhaoshangh@yahoo.com.cn(中国光学学会会员号: 7100044)

# 1 引 言

将微波光子技术应用到卫星通信系统中,不仅可以降低卫星载荷的体积、重量和功耗,提高射频(RF)隔离度,而且可以提供宽带、透明的数据传输和处理能力<sup>[1~3]</sup>。在星上微波光子系统中,为了将卫星接收的来自地面站的多路微波信号通过光链路传输到另一颗卫星,需要将微波信号直接调制到激光上<sup>[4~7]</sup>。铌酸锂马赫-曾德尔调制器是适合于空间应用的电光调制器<sup>[8]</sup>。然而由于调制器固有的非线性响应,两路射频信号输入时,会引起信号之间的串扰,降低系统的信噪比,限制链路的动态范围<sup>[9]</sup>。因此,在星上微波光子系统设计中需仔细地定量考虑调制器的非线性程度。

从现有马赫-曾德尔调制器非线性分析手段看,由于调制方式相对复杂,分析过程中往往假定小信号输入,忽略高次谐波分量的影响<sup>[6, 10]</sup>,精度不高,

而且最后的结果往往使用级数求和的方式<sup>[11]</sup>,使系统设计非常复杂。本文建立了星上微波光子系统双音调制理论模型,推导出了调制器非线性失真完整的严格解析解,分析了不同调制系数下双边带(DSB)调制和单边带(SSB)调制的三阶交调失真,并进行了比较,可为星上微波光子系统非线性分析及性能优化提供参考。

# 2 理论分析

星上微波光子系统可以看成是一个副载波调制系统。本文建立的双音调制方案如图1所示。来自地面站的频率相近的双音混合射频信号发送到卫星后,分别输入马赫-曾德尔调制器两臂产生已调光信号。光信号经自由空间传播到达另一颗中继卫星,经光电探测器转换为微波信号后,再发往地面站。

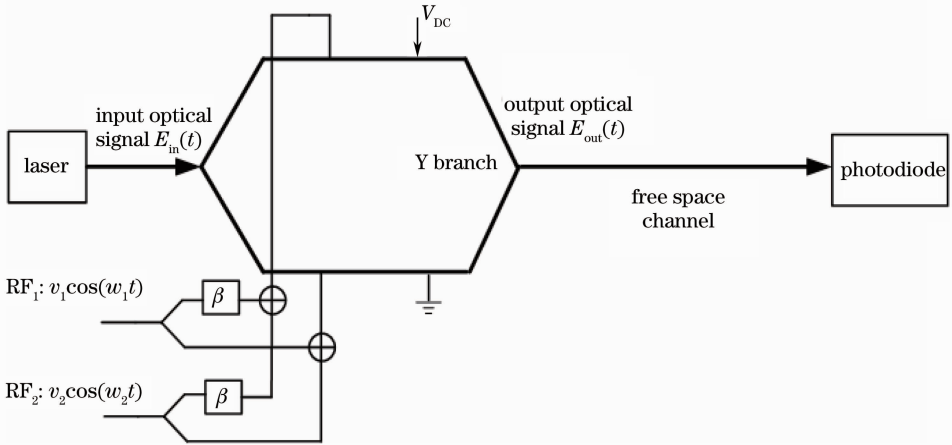


图 1 星上微波光子系统的双音调制方案原理图

Fig. 1 Principle of dual-tone modulation for on-board microwave photonics system

由于调制器固有的非线性响应,输出光信号包络为

$$E_{out}(t) = \alpha E_{in} \{ \gamma \exp[j\pi v(t)/V_{\pi RF}] + (1 - \gamma) \exp[j\pi v'(t)/V_{\pi RF} + j\pi V_{DC}/V_{\pi DC}] \} = \frac{\alpha}{2} E_{in} \{ \exp[jm_1 \cos(\omega_1 t + \beta) + jm_2 \cos(\omega_2 t + \beta)] + \exp[jm_1 \cos(\omega_1 t) + jm_2 \cos(\omega_2 t) + j\theta] \}, \quad (1)$$

式中  $E_{in}$  为输入光信号幅度,  $\alpha$  为插入损耗,  $\gamma = 0.5$  为分束比,  $v(t) = v_1 \cos(\omega_1 t + \beta) + v_2 \cos(\omega_2 t + \beta)$  和  $v'(t) = v_1 \cos(\omega_1 t) + v_2 \cos(\omega_2 t)$  为相位差  $\beta$  的两路射频输入信号,  $v_1$  和  $v_2$  为两路信号幅度,  $\omega_1$  和  $\omega_2$  为两路信号角频率,  $m_1 = \pi v_1 / V_{\pi RF}$  和  $m_2 = \pi v_2 / V_{\pi RF}$  为相应的调制系数,  $V_{\pi RF}$  为射频半波电压,  $\theta = \pi V_{DC} / V_{\pi DC}$  为直流偏压引起的相移,  $V_{DC}$  为直流偏置电压,  $V_{\pi DC}$  为直流半波电压。将(1)式以傅里叶级数展开得到

$$E_{out}(t) = \frac{\alpha}{2} E_{in} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \exp[jp(\omega_1 t + \beta)] \exp[jq(\omega_2 t + \beta)] + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \exp[jp\omega_1 t] \exp[jq\omega_2 t] \exp(j\theta) \right\}, \quad (2)$$

式中  $a_p = j^p J_p(m_1)$ ,  $b_q = j^q J_q(m_2)$ ,  $J_k(\cdot)$  表示  $k$  阶第一类贝塞尔函数。

将输出光信号进行傅里叶变换得到

$$E_{\text{out}}(\omega) = \frac{\alpha}{2} E_{\text{in}} 2\pi \left[ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} a_p \exp(jp\beta) \delta(\omega - p\omega_1) * \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_q \exp(jq\beta) \delta(\omega - q\omega_2) + \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} a_p \delta(\omega - p\omega_1) * \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_q \delta(\omega - q\omega_2) \right] = \pi\alpha E_{\text{in}} \left[ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \exp[j(p+q)\beta] \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2) + \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2) \right], \quad (3)$$

其中 \* 表示卷积。为了准确地分析调制器非线性的影响,在此忽略了探测器的非线性。考虑到光电探测器的平方律检测特性,输出电流信号  $I(t) = \Re\eta E_{\text{out}}(t) \times \overline{E_{\text{out}}(t)}$ ,  $\overline{E_{\text{out}}(t)}$  表示共轭,  $\Re$  为响应度,  $\eta$  为光电转换效率,则输出信号的频谱为

$$I(\omega) = \Re\eta \frac{1}{2\pi} E_{\text{out}}(\omega) * \overline{E_{\text{out}}(\omega)} = \Re\eta \frac{1}{2\pi} \pi^2 \alpha^2 E_{\text{in}}^2 \left\{ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \exp[j(p+q)\beta] \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2) + \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2) \right\} * \left\{ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \overline{a_p b_q} \exp[-j(p+q)\beta] \delta(\omega + p\omega_1 + q\omega_2) + \exp(-j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \overline{a_p b_q} \delta(\omega + p\omega_1 + q\omega_2) \right\} = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2 E_{\text{in}}^2}{2} \left\{ \sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} \exp[j(p_1+q_1-p_2-q_2)\beta] \delta[\omega - (p_1-p_2)\omega_1 - (q_1-q_2)\omega_2] + \exp(-j\theta) \sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} \exp[j(p_1+q_1)\beta] \delta[\omega - (p_1-p_2)\omega_1 - (q_1-q_2)\omega_2] + \exp(j\theta) \sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} \exp[-j(p_2+q_2)\beta] \delta[\omega - (p_1-p_2)\omega_1 - (q_1-q_2)\omega_2] + \sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} \delta[\omega - (p_1-p_2)\omega_1 - (q_1-q_2)\omega_2] \right\}. \quad (4)$$

为得到  $M+N$  阶的频率分量 ( $M, N$  为任意整数且满足  $M+N > 0$ ), 考察频率为  $M\omega_1 + N\omega_2$  的交调项  $\delta(\omega - M\omega_1 - N\omega_2)$  的系数  $T^{M,N}$ 。

假设  $m_1 = m_2 = m$ , (4) 式右边第一项的系数为

$$T_1^{M,N} = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{\text{in}}^2 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} \exp[j(M+N)\beta] = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{\text{in}}^2 j^{M+N} \exp[j(M+N)\beta] \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_p(m) J_{-M+p}(m) J_q(m) J_{-N+q}(m) = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{\text{in}}^2 j^{M+N} \exp[j(M+N)\beta] J_{-M}(0) J_{-N}(0). \quad (5)$$

(4) 式右边第二项的系数为

$$T_2^{M,N} = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{\text{in}}^2 \exp(-j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} \exp[j(p+q)\beta] = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{\text{in}}^2 \exp(-j\theta) j^{M+N} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_p(m) J_{-M+p}(m) \exp(jp\beta) J_q(m) J_{-N+q}(m) \exp(jq\beta) = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{\text{in}}^2 \exp(-j\theta) j^{M+N} \exp[j(M+N)\beta] J_{-M}(R_1) J_{-N}(R_1), \quad (6)$$

根据 Gegenbauer 加法定理<sup>[12]</sup>,  $R_1$  和  $\varphi_1$  可由下式得出:

$$\begin{cases} m(1 - \cos \beta) = R_1 \cos \varphi_1 \\ -m \sin \beta = R_1 \sin \varphi_1 \\ R_1 = \sqrt{2m} \sqrt{1 - \cos \beta} \end{cases}, \quad (7)$$

$$\begin{cases} R_1 = \sqrt{2}m \sqrt{1 - \cos \beta}, \cos \varphi_1 = \left| \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right) \right|, & \beta \neq 2k\pi, k = 0, 1, 2, \dots \\ R_1 = 0, \varphi_1 = 0, & \beta = 2k\pi, k = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (8)$$

(4)式右边第三项的系数为

$$\begin{aligned} T_3^{M,N} &= \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{in}^2 \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} \exp[-j(-M+p-N+q)\beta] = \\ & \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{in}^2 \exp(j\theta) j^{M+N} \exp[j(M+N)\beta] \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_p(m) J_{-M+p}(m) \exp(-jp\beta) J_q(m) J_{-N+q}(m) \exp(-jq\beta) = \\ & \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{in}^2 \exp(j\theta) j^{M+N} \exp[j(M+N)(\beta + \varphi_2)] J_{-M}(R_2) J_{-N}(R_2), \end{aligned} \quad (9)$$

$R_2$  和  $\varphi_2$  可由下式得出:

$$\begin{cases} m(1 - \cos \beta) = R_2 \cos \varphi_2 \\ m \sin \beta = R_2 \sin \varphi_2 \\ R_2 = \sqrt{2}m \sqrt{1 - \cos \beta} \end{cases}, \quad (10)$$

$$\begin{cases} R_2 = \sqrt{2}m \sqrt{1 - \cos \beta}, \cos \varphi_2 = \left| \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right) \right|, & \beta \neq 2k\pi, k = 0, 1, 2, \dots \\ R_2 = 0, \varphi_2 = 0, & \beta = 2k\pi, k = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (11)$$

(4)式右边第四项的系数为

$$T_4^{M,N} = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{in}^2 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} = \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{in}^2 j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0). \quad (12)$$

因此,(4)式可以化简为

$$\begin{aligned} I(\omega) &= \frac{\Re\eta\pi\alpha^2}{2} E_{in}^2 \{ j^{M+N} \exp[j(M+N)\beta] J_{-M}(0) J_{-N}(0) + \exp(-j\theta) j^{M+N} \exp[j(M+N)\varphi_1] J_{-M}(R_1) J_{-N}(R_1) + \\ & \exp(j\theta) j^{M+N} \exp[j(M+N)(\beta + \varphi_2)] J_{-M}(R_2) J_{-N}(R_2) + j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0) \} \delta(\omega - M\omega_1 - N\omega_2). \end{aligned} \quad (13)$$

(13)式可以表示双音混合射频信号输入条件下,在采用不同调制方式时,双驱动马赫-曾德尔调制器任意阶的谐波分量和交调分量。该式在任何情况下成立,无需假设小信号输入,没有忽略高阶谐波分量,精确度高,同时表达式中无级数求和项,计算方便。

### 3 数值结果与讨论

通过控制双驱动马赫-曾德尔调制器两臂输入射频信号的相位差以及直流偏置相移,可以实现多种调制方式<sup>[13]</sup>,包括奇数边带抑制调制、双边带调制、载波抑制调制和单边带调制。双音调制下产生的非线性失真分量中,三阶交调失真是最主要的影响分量<sup>[14]</sup>。从(13)式可以看出,奇数边带抑制调制( $\beta = \pi, \theta = 0$ )和载波抑制调制( $\beta = \pi, \theta = \pi$ )不产生三

阶交调失真。因此,下面重点分析双边带调制和单边带调制产生的三阶交调失真。

#### 3.1 双边带调制交调失真分析

当调制器两臂输入射频信号相位差  $\beta = \pi$ , 直流偏置相移  $\theta = \pi/2$  时,产生双边带调制信号。假设输入的两路射频信号频率为  $\omega_1, \omega_2$ , 两路信号的调制系数相同(调制系数正比于射频功率),三阶交调失真比  $R_{IM3}$  定义为  $10\lg(P_{2\omega_1 - \omega_2} / P_{\omega_1})$ ,  $P_{2\omega_1 - \omega_2}$  和  $P_{\omega_1}$  分别为频率  $2\omega_1 - \omega_2$  和  $\omega_1$  信号的功率。从(13)式可以得出

$$R_{IM3}^{\text{analytical}} = 10\lg[J_2^2(2m)/J_0^2(2m)]. \quad (14)$$

将(2)式保留至一次谐波进行计算可以得出

$$R_{IM3}^{\text{numerical1}} = 10\lg\{J_1^2(m)/[J_0^2(m) - 2J_1^2(m)]\}^2. \quad (15)$$

将(2)式保留至二次谐波进行计算可以得出

$$\begin{aligned} R_{IM3}^{\text{numerical2}} &= 10\lg\{[2J_0(m)J_1(m)J_2^2(m) - 2J_0^2(m)J_1(m)J_2(m) - J_0(m)J_1^3(m) + J_1^3(m)J_2(m)]/ \\ & [J_0^3(m)J_1(m) - 2J_0(m)J_1^3(m) + 2J_0(m)J_1(m)J_2^2(m) - J_0^2(m)J_1(m)J_2(m) + 2J_1^3(m)J_2(m) - 2J_1(m)J_2^3(m)]\}^2. \end{aligned} \quad (16)$$

图2表示双边带调制三阶交调失真比与调制系数之间的关系。图中正方形点为保留至一次谐波所得的数值计算结果,三角形点为保留至二次谐波所得的数值计算结果,圆点为解析解结果。文献[15]指出  $m=0.1, 1.0, 1.7$  分别代表低、中、高调制指数,所以图2中调制系数  $m$  的范围选在了  $0\sim 2$  之间。从图2可以看出,双边带调制三阶交调失真比随调制系数的增大先增大后减小,当  $m=1.18$  时达到最大值。从数值解与解析解对比来看,只保留至一次谐波时不能很好地近似计算三阶交调失真比,保留至二次谐波时与解析解吻合得相当好。

有了交调失真的解析解,就可以精确地计算出调制器的三阶交调截点,如图3所示。数值解为保

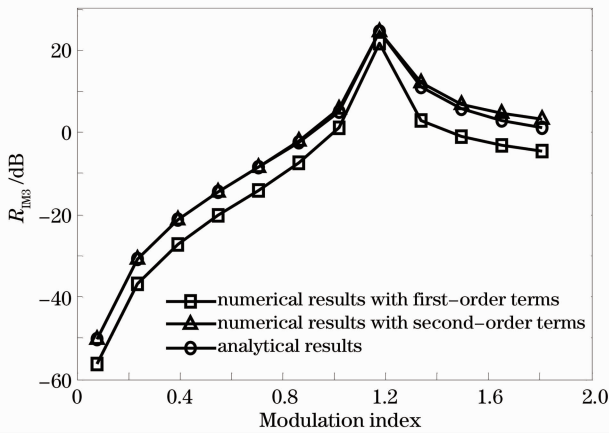


图2 双边带调制三阶交调失真比与调制系数的关系  
Fig. 2 Relation between the third-order intermodulation distortion ratio and modulation index of double sideband modulation

$$R_{\text{IM3}}^{\text{numerical2}} = 10\lg\{[J_0(m)J_1^3(m) + J_1^3(m)J_2(m)] / [-J_0^3(m)J_1(m) + 2J_0(m)J_1(m)J_2^2(m) - J_0^2(m)J_1(m)J_2(m) + 2J_1(m)J_2^2(m)]\}^2. \quad (19)$$

图4表示单边带调制三阶交调失真比与调制系数之间的关系。图中正方形点为保留至一次谐波所得的数值计算结果,三角形点为保留至二次谐波所得的数值计算结果,圆点为解析解结果。从图4可以看出,单边带调制三阶交调失真比随调制系数的增大先增大后减小,当  $m=1.65$  时达到最大值。从数值解与解析解对比来看,当  $m < 1$  时,保留至一次谐波和二次谐波都能很好地近似计算三阶交调失真比;当  $m > 1$  时,只保留至一次谐波不能很好地近似三阶交调失真比,保留至二次谐波时仍然与解析解吻合得相当好。

留至二次谐波计算所得结果。从图3可以看出,当调制系数  $m=0.9$  时,基波分量和三阶交调分量功率相等,继续增大  $m$  将会使三阶交调分量功率大于基波分量功率。因此,双边带调制时需要控制调制系数  $m$  在  $0.9$  以内,否则系统线性性能将严重恶化。

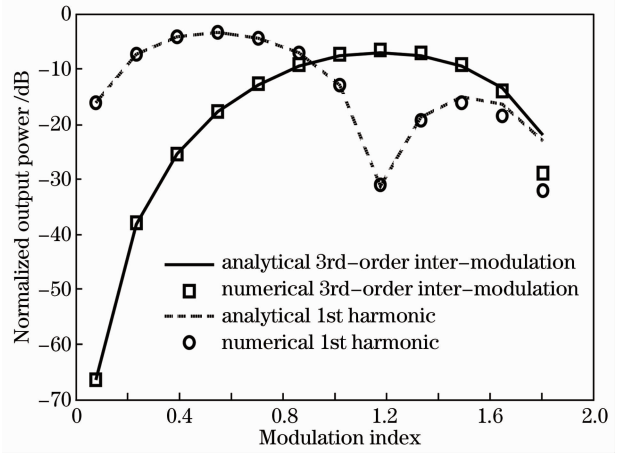


图3 双边带调制三阶交调截点

Fig. 3 Third-order inter-modulation distortion intercept of double sideband modulation

### 3.2 单边带调制交调失真分析

当调制器两臂输入射频信号相位差  $\beta = \pi/2$ , 直流偏置相移  $\theta = \pi/2$  时,产生单边带调制信号。从(13)式可以得出

$$R_{\text{IM3}}^{\text{analytical}} = 10\lg[J_2^2(\sqrt{2}m)/J_0^2(\sqrt{2}m)]. \quad (17)$$

将(2)式保留至一次谐波进行计算可以得出

$$R_{\text{IM3}}^{\text{numerical1}} = 10\lg[J_1^2(m)/J_0^2(m)]^2. \quad (18)$$

将(2)式保留至二次谐波进行计算可以得出

图5表示单边带调制三阶交调截点。数值解为保留至二次谐波计算所得结果。从图5可以看出,当调制系数  $m=1.3$  时,基波分量和三阶交调分量功率相等,继续增大  $m$  将会使三阶交调分量功率大于基波分量功率。因此,单边带调制时需要控制调制系数  $m$  在  $1.3$  以内,否则系统线性性能将严重恶化。

不同调制系数下双边带调制与单边带调制三阶交调失真比之间的比较如表1所示。可以看出,当  $m < 1.4674$  时,单边带调制的三阶交调失真比至少比双边带调制小6dB;  $m=1.4674$  时,双边带调制

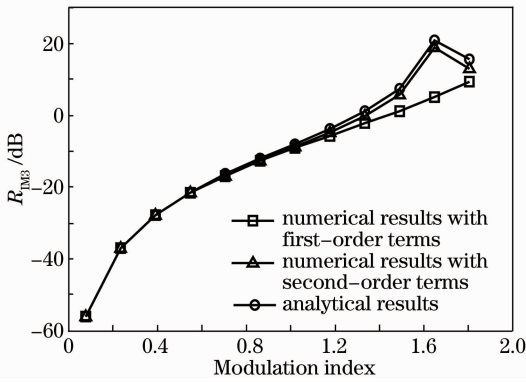


图 4 单边带调制三阶交调失真比与调制系数的关系  
Fig. 4 Relation between the third-order inter-modulation distortion ratio and modulation index of single sideband modulation

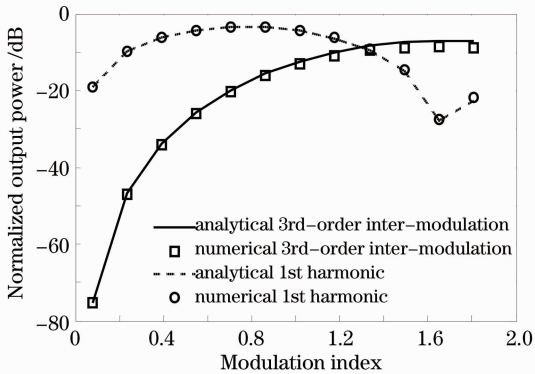


图 5 单边带调制三阶交调截点

Fig. 5 Third-order inter-modulation distortion intercept of single sideband modulation

表 1 双边带调制与单边带调制三阶交调失真比比较

Table 1 Comparison of third-order inter-modulation distortion ratio between double and single sideband modulation

Modulation index $m$	DSB $R_{IM3}/\text{dB}$	SSB $R_{IM3}/\text{dB}$
0.1	-45.96	-52.01
0.5	-16.47	-23.32
0.9	0	-11.11
1.3	13.52	0
1.4674	6.21	6.21
1.6	3.58	14.60
1.8	1.10	16.11

与单边带调制三阶交调失真比相等;  $m > 1.4674$  时, 双边带调制的三阶交调失真比小于单边带调制。

## 4 结 论

建立了星上微波光子系统双音调制理论模型, 推导出了调制器非线性失真完整的严格解析解, 分析了不同调制方式下产生的三阶交调失真。结果表

明:

1) 对于双边带调制星上微波光子系统, 将调制器输出信号保留至一次谐波时不能很好地近似计算三阶交调失真比, 需要保留至二次谐波。三阶交调失真比随调制系数的增大先增大后减小, 当调制系数等于 1.18 时, 三阶交调失真比达到最大。调制系数大于 1.4674 时, 三阶交调失真比小于单边带调制。

2) 对于单边带调制星上微波光子系统, 当调制系数小于 1 时, 只保留一次谐波就能很好地近似计算三阶交调失真比; 当调制系数大于 1 时, 需要保留至二次谐波。三阶交调失真比随调制系数的增大先增大后减小, 当调制系数等于 1.65 时, 三阶交调失真比达到最大。调制系数小于 1.4674 时, 三阶交调失真比至少比双边带调制小 6 dB, 适合于星上微波光子系统的应用。

## 参 考 文 献

- 1 B. Benazet, M. Sotom, M. Maignan *et al.*. Microwave photonics cross-connect repeater for telecommunication satellites [C]. *SPIE*, 2006, **6194**: 619403
- 2 M. Sotom, B. Benazet, A. Le Kerneec *et al.*. Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads[C]. *ECOC*, 2009. 20~24
- 3 A. Bensoussan, M. Vanzi. Optoelectronic devices product assurance guideline for space application [C]. *International Conference on Space Optics*, 2010. 8~13
- 4 Guo Yuanyue, Wang Dongjin, Liu Falin *et al.*. A novel scheme of laser modulation directly by microwave subcarriers in satellite broadband networks [J]. *J. Shanghai Jiaotong University*, 2004, **38**(5): 688~692  
郭圆月, 王东进, 刘发林等. 宽带卫星网微波副载波光调制系统方案[J]. *上海交通大学学报*, 2004, **38**(5): 688~692
- 5 Long Zuli. Microwave optical modulation technology research of TDRSS[J]. *Information and Electronic Engineering*, 2005, **3**(3): 210~212  
龙祖利. 跟踪和数据中继卫星系统的微波光调制技术研究[J]. *信息与电子工程*, 2005, **3**(3): 210~212
- 6 K. Kudielka, K. Pribil. Transparent optical intersatellite link using double-sideband modulation and homodyne reception[J]. *International J. Electronics and Communications*, 2002, **56**(4): 254~260
- 7 K. Pribil, K. Kudielka, K. Ruzicka *et al.*. A coherent analog communication system for optical intersatellite links[C]. *19th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, 2001
- 8 A. Le Kerneec, M. Sotom, B. Benazet *et al.*. Space evaluation of optical modulators for microwave photonic on-board applications [C]. *International Conference on Space Optics*, 2010. 35~38
- 9 S. K. Kim, W. Liu, Q. Pei *et al.*. Nonlinear intermodulation distortion suppression in coherent analog fiber optic link using electro-optic polymeric dual parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Opt. Express*, 2011, **19**(8): 7865~7871
- 10 C. T. Lin, J. Chen, S. P. Dai *et al.*. Impact of nonlinear transfer function and imperfect splitting ratio of MZM on optical up-conversion employing double sideband with carrier suppression

- modulation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2008, **26**(15): 2449~2459
- 11 J. L. Corral, J. Marti, J. M. Fuster. General expressions for IM/DD dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in a Mach-Zehnder electrooptical modulator [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory. & Tech.*, 2001, **49**(10): 1968~1976
- 12 G. N. Watson. A Treatise on the Theory of Bessel Functions [M]. London: Cambridge University Press, 1922
- 13 Wang Weinan, Li Yanhe, Zheng Xiaoping *et al.*. Modelling of fiber radio link using Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(1): 159~165
- 王伟南, 李艳和, 郑小平等. 应用马赫-曾德尔调制器的光微波链路建模[J]. *光学学报*, 2007, **27**(1): 159~165
- 14 Chi Hao, Zhang Xianmin, Shen Linfang. Inter-modulation distortion analysis for single-drive Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(11): 1619~1622
- 池 灏, 章献民, 沈林放. 单极型马赫-曾德尔调制器的互调失真分析[J]. *光学学报*, 2006, **26**(11): 1619~1622
- 15 Zhao Jiangong, Liu Zengji, Liu Xiangling *et al.*. Optimum modulation index for single sideband radio over fiber system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(7): 1960~1964
- 赵建功, 刘增基, 刘香玲等. 单边带光纤承载射频系统的最佳调制指数[J]. *光学学报*, 2010, **30**(7): 1960~1964

栏目编辑: 谢 婧