

## 双音调制星间微波光子链路信号噪声失真比优化

朱子行<sup>1</sup>, 赵尚弘<sup>1</sup>, 张辉<sup>2</sup>, 李勇军<sup>1</sup>, 楚兴春<sup>1</sup>, 侯睿<sup>1</sup>, 王翔<sup>1</sup>, 赵顾颖<sup>1</sup>

(1. 空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077; 2. 空军工程大学 科研部, 陕西 西安 710051)

**摘要:** 建立了包括光源、马赫曾德尔调制器、掺铒光纤放大器和光电探测器的双音调制星间微波光子链路模型。利用贝塞尔函数展开、傅里叶变换/反变换和 Graf 加法定理, 推导出探测器输出信号的严格通用解析解, 考虑三阶交调失真的影响, 得出信号噪声失真比(SNDR)的表达式。着重分析了在不同调制方式下 SNDR、基波和三阶交调信号功率随射频输入功率的变化情况。数值计算结果表明: SNDR、基波和三阶交调信号功率随射频输入功率的增大先增大后减小, 存在最优的射频输入信号功率使 SNDR 达到最大。相同射频输入功率条件下, 双边带调制 SNDR 大于单边带调制, 适合星间微波光子链路应用。

**关键词:** 微波光子; 马赫-曾德尔调制器; 双音调制; 信号噪声失真比

**中图分类号:** TN2    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1007-2276(2013)02-0482-07

## Optimization of signal-noise distortion ratio for intersatellite microwave photonics link under dual-tone modulation

Zhu Zihang<sup>1</sup>, Zhao Shanghong<sup>1</sup>, Zhang Hui<sup>2</sup>, Li Yongjun<sup>1</sup>, Chu Xingchun<sup>1</sup>, Hou Rui<sup>1</sup>,  
Wang Xiang<sup>1</sup>, Zhao Guhao<sup>1</sup>

(1. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. Scientific Research Department, Air Force Engineering University, , Xi'an 710051, China)

**Abstract:** A dual-tone modulation intersatellite microwave photonics link model was presented including optical source, Mach-Zehnder modulator, erbium-doped fiber amplifier and photodiode. An exact analytical solution for any harmonic and intermodulation components at the output of the detector was deduced with the method of Bessel expansion, Fourier transform/inverse Fourier transform and Graf addition theory, thus, the expression of SNDR was derived considering the effects of third-order intermodulation distortion (IM3). The SNDR, fundamental and IM3 power varies with the radio frequency (RF) input power under different modulation modes was analyzed. Numerical results indicate that the SNDR, fundamental and IM3 power increases and decreases as the increase of RF input power, there is an optimum RF input power that maximizes the SNDR. The SNDR of double sideband modulation is larger than single sideband modulation under the same RF input power and it is suitable for the application of

收稿日期: 2012-06-05; 修订日期: 2012-07-03

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z294)

作者简介: 朱子行(1985-), 男, 博士生, 主要从事微波光子方面的研究。Email: zhuzihang6@126.com

作者简介: 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。Email: zhaoshangh@yahoo.com.cn

intersatellite microwave photonics link.

Key word: microwave photonics; mach-zehnder modulator; dual-tone modulation; signal-noise distortion ratio(SNDR)

### 0 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>[1-4]</sup>。基于马赫-曾德尔电光调制器的星间微波光子链路中, 卫星将来自地面站的多路微波信号调制到光载波后传输到另一颗中继卫星, 信号经远距离传输后衰减很大, 需要提高信号功率来增加信噪比。然而由于调制器固有的非线性响应, 高输入信号功率下会产生严重的交调失真, 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>[5-6]</sup>。因此, 需要考虑交调失真影响下星间微波光子链路的信噪比优化问题。

目前, 应用马赫-曾德尔调制器的微波光子链路性能分析主要集中在光纤无线系统(RoF)<sup>[7-12]</sup>, 参考文献<sup>[7]</sup>提出强度调制/直接检测(IM/DD)光纤无线系统通用模型, 然而最后的结果使用级数求和的方式, 计算复杂。参考文献<sup>[8]</sup>分析了光纤无线系统中色散对三阶交调失真(IM3)和信号噪声失真比(SNDR)的影响, 由于采用小信号近似的方法, 忽略高次谐波分量的影响, 精度不高。文中建立了双音调制星间微波光子链路模型, 利用贝塞尔函数展开、傅里叶变换/反变换以及 Graf 加法定理, 推导出了光电探测器输出信号完整的严格解析解, 考虑三阶交调失真的影响, 得到了信号噪声失真比(SNDR)的表达式, 通过调整输入射频信号功率实现不同调制方式下 SNDR 的优化。

### 1 理论分析

文中建立的双音调制星间微波光子链路模型如图 1 所示。静止轨道卫星 1 接收来自地面站的 2 路 QPSK 调制信号, 通过马赫-曾德尔调制器(MZM)调制到激光器(LD)发出的光载波上, 经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后, 由光学天线发送到自由空间信道。微波光信号到达另一颗中继卫星后, 经光电探测

器转换为微波信号, 由带通滤波器(PD)滤除部分交调失真和噪声, 再发往地面站。

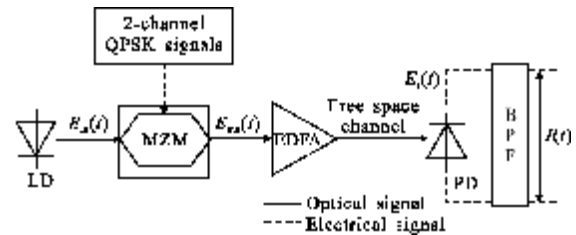


图 1 双音调制星间微波光子链路模型

Fig.1 Model of intersatellite microwave photonics link under dual-tone modulation

由于调制器固有的非线性响应, 输出光信号包络为:

$$E_{out}(t) = \sqrt{\alpha} E_{in} \left[ \gamma e^{j\pi v(t)/V_{\pi}} + (1-\gamma) e^{j\pi v'(t)/V_{\pi} + j\pi V_{DC}/V_{\pi}} \right]$$

$$= \frac{\sqrt{\alpha}}{2} E_{in} \left\{ e^{[jm_1 \cos(\omega_1 t + \beta) + jm_2 \cos(\omega_2 t + \beta)]} + e^{[jm_1 \cos(\omega_1 t) + jm_2 \cos(\omega_2 t) + j\theta]} \right\} \quad (1)$$

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;  $V_{\pi}$  为调制器半波电压;  $m_1 = \pi v_1 / V_{\pi}$  和  $m_2 = \pi v_2 / V_{\pi}$  为相应的调制系数;  $V_{DC}$  为直流偏置电压;  $\theta = \pi V_{DC} / V_{\pi}$  为直流偏压引起的相移。

光电探测器前的输入光信号为:

$$E_r(t) = \frac{\sqrt{\alpha L G_{EDFA} G_t L_t G_r L_r}}{2} E_{in} \left\{ e^{[jm_1 \cos(\omega_1 t + \beta) + jm_2 \cos(\omega_2 t + \beta)]} + e^{[jm_1 \cos(\omega_1 t) + jm_2 \cos(\omega_2 t) + j\theta]} \right\} \quad (2)$$

式中:  $L$  为自由空间传输损耗;  $G_{EDFA}$  为放大器增益;  $G_t$  为发射天线增益;  $L_t$  为发射天线损耗;  $G_r$  为接收天线增益;  $L_r$  为接收天线损耗。

将公式(2)以贝塞尔函数展开得到:

$$E_r(t) = \frac{\sqrt{\alpha L G_{EDFA} G_t L_t G_r L_r}}{2} E_{in} \left[ \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p b_q e^{jp(\omega_1 t + \beta)} e^{jq(\omega_2 t + \beta)} + e^{j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p b_q e^{jp\omega_1 t} e^{jq\omega_2 t} \right] \quad (3)$$

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。

将接收光信号进行傅里叶变换得到:

$$E_r(w) = \frac{\sqrt{\alpha L G_{EDFA} G_L L_r G_r L_r}}{2}$$

$$E_{in} 2\pi \left[ \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_p e^{jp\beta} \delta(w-pw_1) * \sum_{q=-\infty}^{\infty} b_q e^{jq\beta} \delta(w-qw_2) + e^{j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_p \delta(w-pw_1) * \sum_{q=-\infty}^{\infty} b_q \delta(w-qw_2) \right] =$$

$$\pi \sqrt{\alpha L G_{EDFA} G_L L_r G_r L_r} E_{in} \left[ \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p b_q e^{j(p+q)\beta} \delta(w-pw_1-qw_2) + e^{j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p b_q \delta(w-pw_1-qw_2) \right] \quad (4)$$

式中：\* 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  $I(t) = \eta E_r(t) \times \overline{E_r(t)}$ ，表示共轭， $\eta$  为探测器响应度，则输出信号的频谱为：

$$I(w) = \eta \frac{1}{2\pi} E_r(w) * \overline{E_r(w)} =$$

$$\frac{\pi}{2} \eta \alpha L G_{EDFA} G_L L_r G_r L_r E_{in}^2 \left\{ \left[ \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p b_q e^{j(p+q)\beta} \delta(w-pw_1-qw_2) + e^{j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p b_q \delta(w-pw_1-qw_2) \right] * \left[ \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \overline{a_p b_q} e^{-j(p+q)\beta} \delta(w+pw_1+qw_2) + e^{-j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \overline{a_p b_q} \delta(w+pw_1+qw_2) \right] \right\} =$$

$$\pi \eta P_r \left\{ \sum_{p_1=-\infty}^{\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} e^{j(p_1+q_1-p_2-q_2)\beta} \delta[w-(p_1-p_2)w_1-(q_1-q_2)w_2] + e^{-j\theta} \sum_{p_1=-\infty}^{\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} e^{j(p_1+q_1-p_2-q_2)\beta} \delta[w-(p_1-p_2)w_1-(q_1-q_2)w_2] + e^{j\theta} \sum_{p_1=-\infty}^{\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{\infty} a_{p_1} \overline{a_{p_2}} b_{q_1} \overline{b_{q_2}} e^{-j(p_1+q_1-p_2-q_2)\beta} \delta[w-(p_1-p_2)w_1-(q_1-q_2)w_2] \right\} \quad (5)$$

其中， $P_r = \frac{1}{2} \alpha L G_{EDFA} G_L L_r G_r L_r E_{in}^2$  为平均接收光功率。

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  $Mw_1 + Nw_2$  的交调项  $\delta(w - Mw_1 - Nw_2)$  的系数  $T^{M,N}$ 。

假设  $m_1 = m_2 = m$ ，公式(5)右边第一项的系数为：

$$T_1^{M,N} = \pi \eta P_r \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} e^{j(M+N)\beta} =$$

$$\pi \eta P_r j^{M+N} e^{j(M+N)\beta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} J_p(m) J_{-M+p}(m) J_q(m) J_{-N+q}(m) =$$

$$\pi \eta P_r j^{M+N} e^{j(M+N)\beta} J_{-M}(0) J_{-N}(0) \quad (6)$$

公式(5)右边第二项的系数为：

$$T_2^{M,N} = \pi \eta P_r e^{-j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} e^{j(p+q)\beta} =$$

$$\pi \eta P_r e^{-j\theta} j^{M+N} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} J_p(m) J_{-M+p}(m) e^{jp\beta} J_q(m) J_{-N+q}(m) e^{jq\beta} =$$

$$\pi \eta P_r e^{-j\theta} j^{M+N} e^{j(M+N)\varphi_1} J_{-M}(R_1) J_{-N}(R_1) \quad (7)$$

根据 Graf 加法定理<sup>[13]</sup>， $R_1$  和  $\varphi_1$  可由公式(8)得出：

$$\begin{cases} m[1 - \cos(\beta)] = R_1 \cos(\varphi_1) \\ -m \sin(\beta) = R_1 \sin(\varphi_1) \\ R_1 = \sqrt{2} m \sqrt{1 - \cos(\beta)} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} R_1 = \sqrt{2} m \sqrt{1 - \cos(\beta)}, \cos(\varphi_1) = \left| \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right) \right| \\ \beta \neq 2k\pi, k=0, 1, 2, \dots \\ R_1 = 0, \varphi_1 = 0 \quad \beta = 2k\pi, k=0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (9)$$

公式(5)右边第三项的系数为：

$$T_3^{M,N} = \pi \eta P_r e^{j\theta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} e^{-j(-M+p-N+q)\beta} =$$

$$\pi \eta P_r e^{j\theta} j^{M+N} e^{j(M+N)\beta} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} J_p(m) J_{-M+p}(m) e^{-jp\beta} J_q(m) J_{-N+q}(m) e^{-jq\beta} =$$

$$\pi \eta P_r e^{j\theta} j^{M+N} e^{j(M+N)(\beta+\varphi_2)} J_{-M}(R_2) J_{-N}(R_2) \quad (10)$$

$R_2$  和  $\varphi_2$  可由公式(11)得出：

$$\begin{cases} m[1 - \cos(\beta)] = R_2 \cos(\varphi_2) \\ m \sin(\beta) = R_2 \sin(\varphi_2) \\ R_2 = \sqrt{2} m \sqrt{1 - \cos(\beta)} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} R_2 = \sqrt{2} m \sqrt{1 - \cos(\beta)}, \cos(\varphi_2) = \left| \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right) \right| \\ \beta \neq 2k\pi, k=0, 1, 2, \dots \\ R_2 = 0, \varphi_2 = 0 \quad \beta = 2k\pi, k=0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (12)$$

公式(5)右边第四项的系数为：

$$T_4^{M,N} = \pi \eta P_r \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} a_p \overline{a_{-M+p}} b_q \overline{b_{-N+q}} = \pi \eta P_r j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0) \quad (13)$$

因此，探测器输出任意阶的谐波和交调分量频谱为：

$$I_{Mw_1 + Nw_2}(w) = \pi \eta P_r \left[ j^{M+N} e^{j(M+N)\beta} J_{-M}(0) J_{-N}(0) + e^{-j\theta} j^{M+N} e^{j(M+N)\varphi_1} J_{-M}(R_1) J_{-N}(R_1) + e^{j\theta} j^{M+N} e^{j(M+N)(\beta+\varphi_2)} J_{-M}(R_2) J_{-N}(R_2) + j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0) \right] \delta(w - Mw_1 - Nw_2) \quad (14)$$

将公式(14)进行傅里叶反变换,得到探测器输出任意阶谐波和交调分量的时域形式为:

$$I_{Mw_1+Nw_2}(t) = \frac{\eta P_r}{2} [j^{M+N} e^{j(M+N)\beta} J_{-M}(0) J_{-N}(0) + e^{-j\beta} j^{M+N} e^{j(M+N)\varphi_1} J_{-M}(R_1) J_{-N}(R_1) + e^{j\beta} j^{M+N} e^{j(M+N)(\beta+\varphi_2)} J_{-M}(R_2) J_{-N}(R_2) + j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0)] e^{j(Mw_1 t + Nw_2 t)} \quad (15)$$

信号经带通滤波器后可以滤除二阶交调失真,三阶交调失真离基波分量最近,是最主要的影响分量<sup>[6]</sup>。通过公式(15),可以计算出基波分量和三阶交调分量功率为:

$$P_{w_1} = P_{w_2} = I_{w_1}^2(t) R \quad (16)$$

$$P_{2w_1-w_2} = P_{2w_2-w_1} = I_{2w_1-w_2}^2(t) R \quad (17)$$

式中:  $R$  为探测器负载阻抗。

接收机噪声主要有散弹噪声、热噪声、相对强度噪声,噪声功率为:

$$P_N = [4k_0 T/R + 2q\eta P_r + (\eta P_r)^2 RIN] BR \quad (18)$$

式中:  $k_0 = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  为玻耳兹曼常量;  $T = 500 \text{ K}$  为

$$SNDR = \frac{4\eta^2 P_r^2 J_1^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{2P_{rfin} R}}{V_\pi} \right) J_0^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{2P_{rfin} R}}{V_\pi} \right)}{4\eta^2 P_r^2 J_2^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{2P_{rfin} R}}{V_\pi} \right) J_1^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{2P_{rfin} R}}{V_\pi} \right) + [4k_0 T/R + 2q\eta P_r + (\eta P_r)^2 RIN] B} \quad (22)$$

假设探测器响应度  $\eta = 0.8 \text{ A/W}$ , 负载阻抗  $R = 50 \Omega$ , 激光器相对强度噪声  $RIN = -165 \text{ dB/Hz}$ , 噪声带宽  $20 \text{ MHz}$ , 则不同平均接收光功率  $P_r$  下 SNDR、基波、三阶交调信号以及噪声功率与输入射频信号功率的关系分别如图(2)~(5)所示。可以看出,输入射频信号功率较小时,三阶交调失真也较小,由于噪声功率不变,因此 SNDR 的变化主要由基波功率决定,SNDR 随着基波功率的增大而增大,它比基波功率先达到

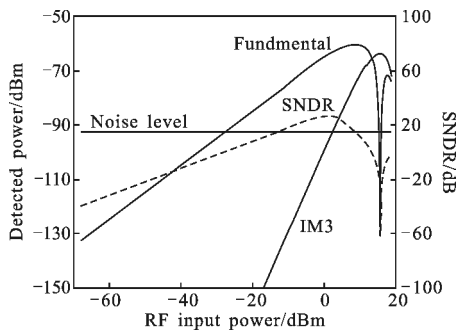


图 2  $P_r = -21 \text{ dBm}$  时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.2 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -21 \text{ dBm}$

绝对温度;  $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$  为电子电量;  $RIN$  为激光器相对强度噪声;  $B$  为接收机带宽。

通过公式(15)、(16)、(17)和(18)可以得出信号噪声失真比(SNDR)为:

$$SNDR = \frac{P_{w_1} + P_{w_2}}{P_{2w_1-w_2} + P_{2w_2-w_1} + P_N} \quad (19)$$

## 2 数值结果与讨论

### 2.1 双边带调制 SNDR 优化

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。从公式(15)可以得出:

$$P_{w_1} = P_{w_2} = 2\eta^2 P_r^2 R J_1^2(2m) J_0^2(2m) \quad (20)$$

$$P_{2w_1-w_2} = P_{2w_2-w_1} = 2\eta^2 P_r^2 R J_2^2(2m) J_1^2(2m) \quad (21)$$

式中:  $m = \frac{\pi \sqrt{2P_{rfin} R}}{V_\pi}$ ,  $P_{rfin}$  为射频输入信号功率。将  $m$  的表达式(20)、(21)带入公式(19)可以得出:

最大值,此后随着基波功率的增大反而减小,这主要是因为此时三阶交调信号功率很大,而且增大的速度也快于基波功率,最后 SNDR 随着基波功率的减小以及三阶交调信号功率的增大而减小。对比 4 个图可以看出,在相同 SNDR 的条件下,随着平均接收光功率的减小,输入射频信号的功率范围减小。噪声功率对平均接收光功率的变化不敏感,SNDR 的最大值随着平均接收光功率的减小而减小。

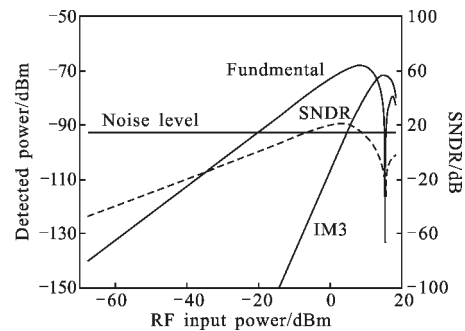


图 3  $P_r = -25 \text{ dBm}$  时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.3 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -25 \text{ dBm}$

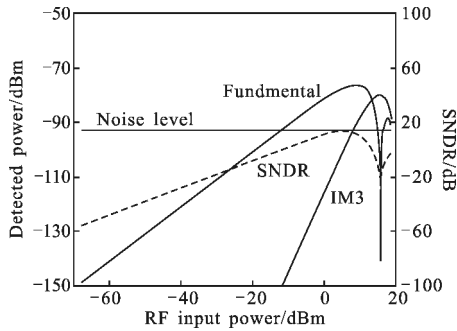


图 4  $P_r = -29$  dBm 时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.4 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -29$  dBm

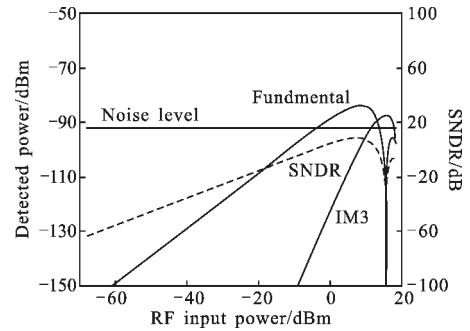


图 5  $P_r = -33$  dBm 时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.5 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -33$  dBm

### 2.2 单边带调制 SNDR 优化

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。同理可以得出:

$$P_{w_1} = P_{w_2} = \eta^2 P_r^2 R J_1^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) J_0^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) \quad (23)$$

$$SNDR = \frac{2\eta^2 P_r^2 R J_1^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) J_0^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right)}{2\eta^2 P_r^2 J_2^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) J_1^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) + [4k_0 T/R + 2q\eta P_r + (\eta P_r)^2 RIN] B} \quad (25)$$

参数设置与双边带调制相同, 则不同平均接收光功率  $P_r$  下 SNDR、基波、三阶交调信号以及噪声功率与输入射频信号功率的关系分别如图 6-9 所示。可以看出, 单边带调制 SNDR、基波和三阶交调信号功率随射频输入功率的变化趋势与双边带调制大致相同, 在相同平均接收光功率、相同 SNDR 的条件下, 单边带调制输入射频信号的功

$$P_{2w_1 - w_2} = P_{2w_2 - w_1} = \eta^2 P_r^2 R J_2^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) J_1^2 \left( \frac{2\pi \sqrt{P_{rin} R}}{V_\pi} \right) \quad (24)$$

带入公式(19)式可以得出:

率范围小于双边带调制, 主要是因为双边带调制输入射频信号的相位差是  $\pi$ , 而单边带调制是  $\pi/2$ 。单边带调制 SNDR 的最大值小于双边带调制, 主要是因为单边带调制使信号功率衰减 1/2, 而相应的最优输入信号功率大于双边带调制。以  $BER = 10^{-7}$  (QPSK 信号 SNDR = 14.3 dB) 为标准, 具体比较见表 1。

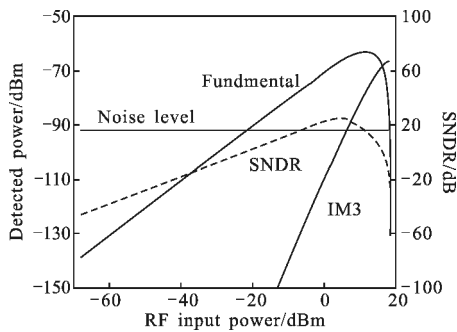


图 6  $P_r = -21$  dBm 时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.6 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -21$  dBm

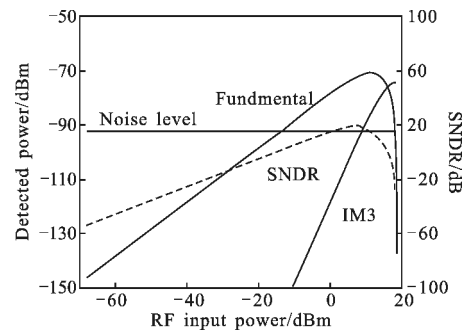


图 7  $P_r = -25$  dBm 时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.7 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -25$  dBm

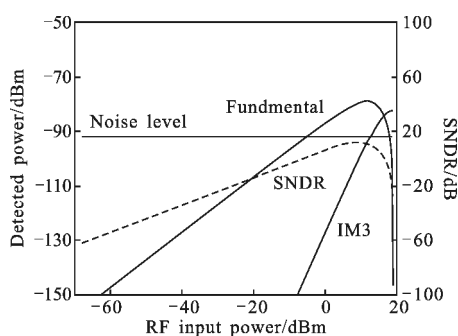


图 8  $P_r = -29$  dBm 时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.8 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -29$  dBm

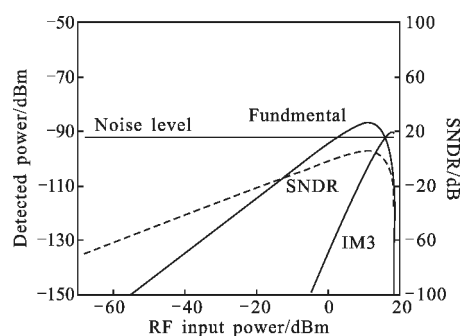


图 9  $P_r = -33$  dBm 时 SNDR、基波和三阶交调功率与输入射频信号功率的关系

Fig.9 SNDR, the fundament and IM3 power as a function of RF input power when  $P_r = -33$  dBm

表 1 双边带调制与单边带调制 SNDR 比较

Tab.1 Comparison of SNDR between double and single sideband modulation

Average receive power $P_r$ /dBm	Range of RF input power for DSB/dBm	Range of RF input power for SSB/dBm	Optimum RF input power for DSB/dBm	Optimum RF input power for SSB/dBm	Maximum SNDR for DSB/dB	Maximum SNDR for SSB/dB
-21	-13.28-8.88	-7.27-11.85	1.01	4.97	26.45	24.30
-25	-5.13-8.7	1.08-11.52	3.49	7.41	20.65	18.38
-29	4.79-6.65	-	5.77	9.54	14.46	11.98
-33	-	-	7.54	11.03	7.63	4.88

可以看出, 通过提高射频输入功率可以实现信号噪声失真比优化。然而, 高输入射频信号功率条件下产生的三阶交调失真会影响星间微波光子链路信号噪声失真比的进一步提高, 可以通过高线性化的调制器来降低三阶交调失真, 从而提高信号噪声失真比。思路主要有两种: (一) 是通过 FBG 滤波和调制器偏置点调整, 消除调制产生的偶数阶边带。(二) 是利用串联或并联调制器分别进行调制, 通过调节射频信号功分比、光功率比、调制器工作点等参数, 使两个调制器产生大小相等、方向相反的两组三阶非线性信号, 合成后互相抵消, 来降低非线性。

### 3 结论

文中建立了双音调制星间微波光子链路模型, 推导出了 SNDR 与平均接收光功率和射频输入信号功率之间的关系式, 对比分析了不同调制方式下 SNDR、基波和三阶交调信号功率随射频输入功率的变化情况。数值计算结果表明: SNDR、基波和三阶交

调信号功率随射频输入功率的增大先增大后减小, 存在最优的射频输入信号功率使 SNDR 达到最大。当平均接收光功率分别为  $-21$  dBm、 $-25$  dBm、 $-29$  dBm 和  $-33$  dBm 时, 双边带调制输入射频信号功率分别为  $1.01$  dBm、 $3.49$  dBm、 $5.77$  dBm 和  $7.54$  dBm 时, SNDR 达到最大值  $26.45$  dB、 $20.65$  dB、 $14.46$  dB 和  $7.63$  dB, 单边带调制输入射频信号功率分别为  $4.97$  dBm、 $7.41$  dBm、 $9.54$  dBm 和  $11.03$  dBm 时, SNDR 达到最大值  $24.30$  dB、 $18.38$  dB、 $11.98$  dB 和  $4.88$  dB。单边带调制 SNDR 的最大值小于双边带调制, 主要是因为单边带调制使信号功率衰减  $1/2$ , 而相应的最优输入信号功率大于双边带调制, 主要是因为双边带调制输入射频信号的相位差是  $\pi$ , 而单边带调制是  $\pi/2$ 。文中从优化射频输入功率角度实现星间微波光子链路信号噪声失真比优化, 然而高输入射频信号功率下马赫-曾德尔调制器产生的严重非线性失真限制了信号噪声失真比的进一步提高, 为了获得更高的信号噪声失真比, 下一步可以考虑采用高线性化的

调制技术和噪声抑制技术。

#### 参考文献:

- [1] Jian ping Yao. Microwave photonics [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314-335.
- [2] Klaus Kudielka, Klaus Pribil. Transparent optical intersatellite link using double-sideband modulation and homodyne reception [J]. International Journal of Electronics and Communications, 2002, 56(4): 254-260.
- [3] Michel Sotom, Benoit Benazet, Arnaud Le Kernec, et al. Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads[C]//ECOC, 2009: 20-24.
- [4] Bensoussan A, Vanzi M. Optoelectronic devices product assurance guideline for space application [C]//International Conference on Space Optics, 2010: 8-13.
- [5] Tae-Sik Cho, Kiseon Kim. Optimization of radio-on-fiber systems employing ODSB signals by utilizing a dual-electrode mach-zehnder modulator against IM3 [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2006, 18(9): 1076-1078.
- [6] Wansu Lim, Tae -Sik Cho, Changho Yun, et al. Average BER analysis of SCM-based free-space optical systems by considering the effect of IM3 with OSSB signals under turbulence channels[J]. Optics Express, 2009, 17(23): 20721-20725.
- [7] Corral Juan L, Javier Marti, Fuster Jose M. General expressions for IM/DD dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in a mach-zehnder electrooptical modulator [J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(10): 1968-1976.
- [8] Tae-Sik Cho, Kiseon Kim. Effect of third-order intermodulation on radio-over-fiber systems by a dual-electrode mach-zehnder modulator with ODSB and OSSB signals[J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(5): 2052-2058.
- [9] Christina Lim, Manik Attygalle, Ampalavanapillai Nirmalathas, et al. Analysis of optical carrier-to-sideband ratio for improving transmission performance in fiber-radio links [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(5): 2181-2187.
- [10] Tae-Sik Cho, Changho Yun, Jong-In Song, et al. Analysis of CNR penalty of radio-over-fiber systems including the effects of phase noise from laser and RF oscillator [J]. Journal of Lightwave Technology, 2005, 23(12): 4093-4100.
- [11] Wansu Lim, Changho Yun, Kiseon Kim. BER performance analysis of radio over free-space optical systems considering laser phase noise under Gamma-Gamma turbulence channels [J]. Optics Express, 2009, 17(6): 4479-4484.
- [12] Wang Weinan Li Yanhe Zheng Xiaopin, et al. Modelling of fiber radio link using mach-zehnder modulator [J]. Acta Optica Sinic, 2007, 27(1): 159-165. (in Chinese)  
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.
- [13] Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi, et al. Analysis of influence of phase shift and splitting ratio on octupling-frequency optical millimeterwave generation and distribution [J]. Infrared and Laser Engineering, 2012, 41(8): 2112-2118. (in Chinese)  
朱子行, 赵尚弘, 么周石, 等. 相位偏移和分束比对八倍频光毫米波产生及传输的影响分析 [J]. 红外与激光工程, 2012, 41(8): 2112-2118.