

两路输入前置光放大星间微波光子链路优化

朱子行^{1,2} 赵尚弘¹ 赵 辉¹ 李勇军¹ 楚兴春¹ 蒋 炜² 侯 睿¹ 王 翔¹ 赵顾颢¹

(¹ 空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077
² 中国空间技术研究院西安分院, 空间微波技术重点实验室, 陕西 西安 710000)

摘要 考虑到星间微波光子链路传输损耗大且多路微波信号之间交调干扰严重, 利用前置光放大来提高链路的信号噪声失真比 R_{SNDR} 。建立了两路输入前置光放大星间微波光子链路模型, 推导出了 R_{SNDR} 的解析表达式。通过优化马赫-曾德尔调制器的直流偏置相移, 使得在给定输入射频信号功率条件下 R_{SNDR} 最大, 并进一步分析了前置光放大器参数对最优直流偏置相移和 R_{SNDR} 的影响。仿真结果表明, 前置光放大改变了影响 R_{SNDR} 的主要因素, 使信号放大的倍数大于噪声和三阶交调(IM3)放大的倍数, 从而提高了链路的 R_{SNDR} 。当前置光放大器增益为 20 dB、噪声系数为 3 dB 时, 最优的 R_{SNDR} 比不加前置光放大器时提高 24 dB。前置光放大器增益和噪声系数对最优的 R_{SNDR} 影响很大, 而对最优的直流偏置相移几乎无影响。

关键词 光通信; 星间微波光子链路; 前置光放大器; 信号噪声失真比; 交调失真

中图分类号 TP393.03 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201333.0106003

Optimization of Optically Preamplified Inter-Satellite Microwave Photonics Links with Two Radio-Frequency Signals Input

Zhu Zihang^{1,2} Zhao Shanghong¹ Zhao Hui¹ Li Yongjun¹ Chu Xingchun¹
Jiang Wei² Hou Rui¹ Wang Xiang¹ Zhao Guhao¹

¹ Information and Navigation Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China

² Key Laboratory of Science and Technology on Space Microwave Technology, China Academy of Space Technology (Xi'an), Xi'an, Shaanxi 710000, China

Abstract An optical preamplifier is utilized to improve the signal-to-noise and distortion ratio R_{SNDR} of inter-satellite microwave photonics links considering the large signal losses in distant propagation and serious deterioration caused by inter-modulation distortion. An optically preamplified inter-satellite microwave photonics links model with two radio-frequency (RF) signals input is established and an analytical expression of R_{SNDR} is derived. The direct current (DC) bias phase shift of modulator can be optimized so as to maximize the R_{SNDR} given the desired input RF signal power, and the effects of the optical preamplifier parameters on the optimum DC bias phase shift and R_{SNDR} are also examined. Simulation results show that the most limitative factors degrading the R_{SNDR} are changed, and the fundamental power is seen to increase more compared with the power of third-order intermodulation (IM3) plus noise due to optical preamplifier. Thus, R_{SNDR} can be improved with respect to the case of non-optical preamplifier. For the preamplifier gain of 20 dB and noise figure of 3 dB, an improvement of about 24 dB in optimum R_{SNDR} is accessible. The optimum DC bias phase shift is found to be insensitive to the preamplifier gain and noise figure while the optimum R_{SNDR} is sensitive to the preamplifier gain and noise figure.

Key words optics communications; inter-satellite microwave photonics link; optical preamplifier; signal-to-noise and distortion ratio; inter-modulation distortion

OCIS codes 060.4370; 060.4080; 060.5625

收稿日期: 2012-07-19; 收到修改稿日期: 2012-09-26

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, 主要从事星上微波光子方面的研究。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和激光技术等方面的研究。

E-mail: zhaoshangh@yahoo.com.cn

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,提高射频隔离度,而且可以提供宽带、透明的数据传输和处理能力^[1~4]。星间微波光子链路中,卫星接收的来自地面站的多路微波信号调制到光载波上传输到另一颗卫星^[5,6],信号经远距离传输损耗大,到达接收端时十分微弱,而且由于马赫-曾德尔调制器(MZM)固有的非线性响应,多路微波信号之间交调干扰严重,降低系统信噪比^[7,8]。因此,需要将掺铒光纤放大器(EDFA)作为接收端前置放大器来提高链路信噪比。

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)^[9~12],由于输入射频信号功率高,传输损耗小,没有考虑利用前置光放大器来提高信噪比。本文建立了两路输入前置光放大星间微波光子链路模型,利用贝塞尔函数展开和 Graf 加法定理推导出了信号噪声失真比 R_{SNDR} 的解析表达式。通过优化调制器直流偏置相移,使得在给定输入射频信号功率条件下 R_{SNDR} 最大,并进一步分析了前置放大器增益和噪声系数对最优直流偏置相移和 R_{SNDR} 的影响。

2 两路输入前置光放大星间微波光子链路模型

两路输入前置光放大星间微波光子链路模型如图1所示。静止地球轨道(GEO)卫星1接收来自地面站的两路正交相移键控(QPSK)调制信号,通过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,由单模光纤到空间激光耦合器耦合进光学天线发送到自由空间信道。其中 $E_{\text{in}}(t)$ 为输入光信号幅度, $E_{\text{out}}(t)$ 为输出光信号包络。在接收端,接收天线接收的微波光信号通过空间激光到单模光纤耦合器耦合进单模光纤中,然后利用背景光滤波器滤除一部分背景光,经前置光放大器放大后送入窄带光滤波器滤除部分放大器自发辐射(ASE)噪声,最后信号经光电探测器转(PD)换为微波信号发往地面站。星间微波光子链路传输距离远,而且无法像地面光纤无线系统那样通过中继放大器来补偿链路的传输损耗,因此需要在发送端加入功率放大器来增加传输距离,在接收端加入前置光放大器来提高接收灵敏度。

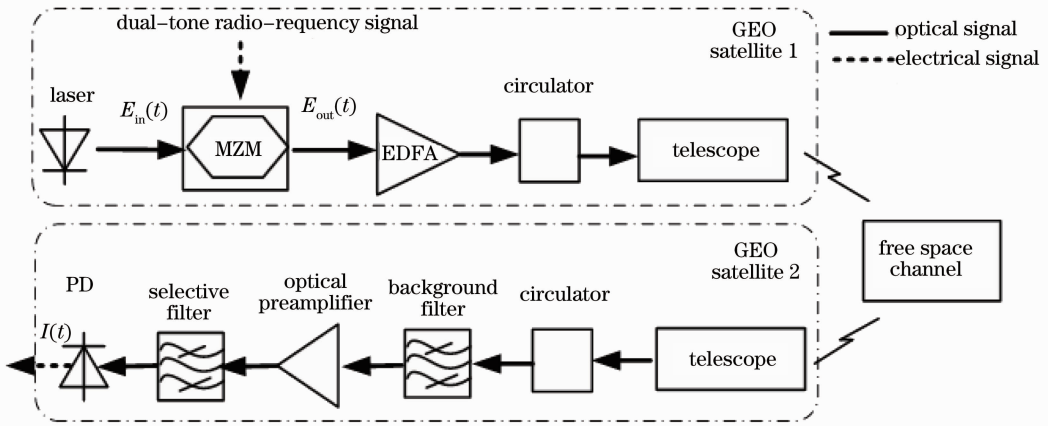


图1 两路输入前置光放大星间微波光子链路模型

Fig.1 Model of optically preamplified inter-satellite microwave photonics links with two radio-frequency signals input

2.1 信号和三阶交调功率

为了实现零啁啾特性,MZM一般工作在推挽模式,利用贝塞尔函数展开可以得到调制器输出光信号包络为

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{\alpha}{2} E_{\text{in}} \{ \exp[-jm\cos(\omega_1 t) - jm\cos(\omega_2 t)] + \exp[jm\cos(\omega_1 t) + jm\cos(\omega_2 t) + j\theta] \} = \frac{\alpha}{2} E_{\text{in}} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \exp[jp(\omega_1 t + \pi) + jq(\omega_2 t + \pi)] + \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \exp(jp\omega_1 t + jq\omega_2 t) \right\}, \quad (1)$$

式中 α 为插入损耗, $m = \pi V/V_{\pi}$ 为调制系数, V 为射频(RF)信号幅度, V_{π} 为调制器半波电压, ω_1 和 ω_2 为输入射频信号角频率, $\theta = \pi V_{\text{DC}}/V_{\pi}$ 为直流偏置相移, V_{DC} 为直流偏置电压, $a_p = j^p J_p(m)$, $b_q = j^q J_q(m)$, $J_k(\cdot)$ 表示 k 阶第一类贝塞尔函数。

利用 Graf 加法定理可以得出调制器输出光强精确的表达式为^[13]

$$P_{\text{out}}(t) = E_{\text{out}}(t) \overline{E_{\text{out}}(t)} = \frac{1}{4} \alpha^2 P_{\text{optin}} \left\{ \sum_{M=-\infty}^{+\infty} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0) \exp[jM\omega_1 t + jN\omega_2 t + j(M+N)\pi] + \sum_{M=-\infty}^{+\infty} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} j^{M+N} J_{-M}(2m) J_{-N}(2m) \exp[(jM\omega_1 t + jN\omega_2 t - j\theta)] + \sum_{M=-\infty}^{+\infty} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} j^{M+N} J_{-M}(2m) J_{-N}(2m) \exp[jM\omega_1 t + jN\omega_2 t + j(M+N)\pi + j\theta] + \sum_{M=-\infty}^{+\infty} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} j^{M+N} J_{-M}(0) J_{-N}(0) \exp(jM\omega_1 t + jN\omega_2 t) \right\}, \quad (2)$$

式中 $P_{\text{optin}} = E_{\text{in}}^2$ 为调制器输入光信号功率, M 和 N 分别为频率 ω_1 和 ω_2 信号的阶数。由(2)式可以得出调制器输出平均光功率为

$$P_{\text{outmzm}} = \frac{1}{2} \alpha^2 P_{\text{optin}} [1 + \cos \theta J_0^2(2m)]. \quad (3)$$

发送端 EDFA 增益为^[14,15]

$$G_{\text{edfa}} = \frac{G_0}{1 + \left(G_0 \frac{P_{\text{outmzm}}}{P_{\text{outmax}}}\right)^\beta}, \quad (4)$$

式中 G_0 为小信号增益, P_{outmax} 为最大饱和输出功率, β 为经验常量。发射天线增益为

$$G_t = \eta_t \left(\frac{\pi D_t}{\lambda}\right)^2, \quad (5)$$

式中 η_t 为发射天线效率, D_t 为发送天线口径, λ 为光波长。自由空间传输损耗为

$$L = \left(\frac{\lambda}{4\pi z}\right)^2, \quad (6)$$

式中 z 为传输距离。接收天线增益为

$$G_r = \eta_r \left(\frac{\pi D_r}{\lambda}\right)^2, \quad (7)$$

式中 η_r 为接收天线效率, D_r 为接收天线口径。

在考虑了发送端功率放大器增益、发送和接收天线增益、前置光放大器增益以及自由空间传输损耗后,探测器输出任意谐波分量为

$$I(t) = RP_{\text{out}}(t) G_{\text{edfa}} G_t L G_r G_{\text{pre}}, \quad (8)$$

式中 R 为探测器响应度, G_{pre} 为前置放大器增益。

结合(2)式可以得到探测器输出频率为 ω_1 的射频信号功率为

$$P_{\omega_1} = \frac{1}{2} [R\alpha^2 P_{\text{optin}} \sin \theta J_1(2m) J_0(2m) G_{\text{edfa}} G_t G_r L G_{\text{pre}}]^2 R_1, \quad (9)$$

式中 R_1 为负载阻抗。输出频率为 ω_2 的射频信号功率是相同的。

双音调调制下产生的非线性失真分量中,三阶交调(IM3)失真是最主要的影响分量^[8]。同理可以得到输出三阶交调分量功率为

$$P_{2\omega_1 - \omega_2} = \frac{1}{2} [R\alpha^2 P_{\text{optin}} \sin \theta J_2(2m) J_1(2m) G_{\text{edfa}} G_t G_r L G_{\text{pre}}]^2 R_1. \quad (10)$$

2.2 噪声功率

星间微波光子链路中的噪声主要包括热噪声、散弹噪声、相对强度噪声和背景辐射噪声。假设没有太阳直射,则可以忽略背景噪声的影响。此外,由于链路中增加了功率放大器和前置放大器,还需要考虑 ASE 拍频噪声和信号与 ASE 噪声之间的拍频噪声。热噪声为

$$\sigma_{\text{th}}^2 = 4k_0 T B_{\text{el}}, \quad (11)$$

式中 $k_0 = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为波尔兹曼常量, $T = 500$ K 为卫星上的绝对温度, B_{el} 为电滤波器带宽。散弹噪声为

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = 2qR(P_r + P_{\text{ase1}} + P_{\text{ase2}})R_1 B_{\text{el}}, \quad (12)$$

式中入射到探测器的平均光功率为

$$P_r = P_{\text{outmzm}} G_{\text{edfa}} G_t L G_r G_{\text{pre}}. \quad (13)$$

发送端功率放大器引入的 ASE 噪声为

$$P_{\text{ase1}} = qF_{\text{n1}}(G_{\text{edfa}} - 1)G_t G_r L G_{\text{pre}} B_0 / R, \quad (14)$$

接收端前置光放大器引入的 ASE 噪声为

$$P_{\text{ase2}} = qF_{\text{n2}}(G_{\text{pre}} - 1)B_0 / R, \quad (15)$$

式中 $q = 1.6 \times 10^{-19}$ C 为电子电量, F_{n1} 和 F_{n2} 为功率放大器和前置光放大器噪声系数, B_0 为光滤波器带宽。相对强度噪声为

$$\sigma_{\text{rin}}^2 = 10^{R_{\text{IN}}/10} (RP_r)^2 B_{\text{el}} R_1, \quad (16)$$

式中 R_{IN} 为激光器相对强度噪声。信号与功率放大器 ASE 噪声之间的拍频噪声为

$$\sigma_{s-ase1}^2 = 2R^2 P_r P_{ase1} R_1, \quad (17)$$

信号与前置光放大器 ASE 噪声之间的拍频噪声为

$$\sigma_{s-ase2}^2 = 2R^2 P_r P_{ase2} R_1, \quad (18)$$

ASE 拍频噪声为

$$\sigma_{ase-ase}^2 = [R(P_{ase1} + P_{ase2})]^2 R_1. \quad (19)$$

因此,信号噪声失真比值可以表示为

$$R_{SNDR} = \frac{2P_{w_1}}{2P_{2w_1-w_2} + \sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2 + \sigma_{rin}^2 + \sigma_{s-ase1}^2 + \sigma_{s-ase2}^2 + \sigma_{ase-ase}^2}. \quad (20)$$

为了能够理解前置光放大器可以提高链路 R_{SNDR} , 利用 OptiSystem 仿真软件建立了仿真模型, 分析前置光放大器增益对基波、三阶交调和噪声功率的影响。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

| Parameter | Value |
|--|-------|
| Wavelength of LD λ / nm | 1550 |
| Power of LD P_{optin} / dBm | 30 |
| Switching voltage V_π / V | 5 |
| MZM insertion loss α / dB | -4.5 |
| EDFA small signal gain G_0 / dB | 37 |
| EDFA saturated output power P_{outmax} / dBm | 25 |
| EDFA noise figure F_{n1} / dB | 3 |
| Telescope diameter $D_t = D_r$ / cm | 35 |
| Telescope efficiency $\eta_t = \eta_r$ | 0.8 |
| Distance between satellites z / km | 40000 |
| Load resistance R_l / Ω | 50 |
| Optical filter bandwidth B_o / GHz | 5 |
| Photodetector responsivity $R / (A \cdot W^{-1})$ | 0.8 |
| Relative intensity noise $R_{IN} / (dB \cdot Hz^{-1})$ | -145 |
| Electrical bandwidth B_{el} / MHz | 500 |

图 2 和图 3 给出了输入射频信号功率 $P_{rin} = -20$ dBm 时前置光放大器增益对基波、三阶交调以及噪声功率的影响。此时噪声功率远远大于三阶交调功率, 是影响 R_{SNDR} 的主要因素。图 2 给出了前置放大器增益 $G_{pre} = 0$ dB 时, 基波、三阶交调以及噪声功率随直流偏置相移的变化情况。从图 2 可以看出, 当 $G_{pre} = 0$ dB 时, 所有噪声中热噪声是主要的噪声分量, 噪声功率大于基波功率和三阶交调功率。因此, 即使调整直流偏置相移也不能使 $R_{SNDR} > 0$ dB。

图 3 给出了前置光放大器增益 $G_{pre} = 20$ dB, 噪声系数 $F_{n2} = 3$ dB 时, 基波、三阶交调以及噪声功率随直流偏置相移的变化情况。从图 3 可以看出, 当 $G_{pre} = 20$ dB 时, 所有噪声中信号与前置光放大器 ASE 噪声之间的拍频噪声超过热噪声成为主要的噪声分量。当直流偏置相移 $\theta > 0.74\pi$ 时, 基波功率大于噪声功率和三阶交调功率。当输入射频信号功

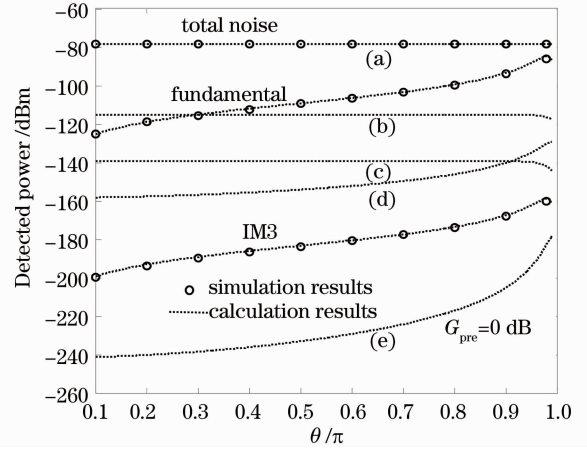


图 2 $P_{rin} = -20$ dBm 时基波、三阶交调和噪声功率。(a)热噪声;(b)散弹噪声;(c)相对强度噪声;(d)信号与功率放大器 ASE 拍频噪声;(e) ASE 拍频噪声

Fig. 2 Fundamental, IM3, and noise power with input RF signal power of -20 dBm. (a) Thermal noise; (b) shot noise; (c) noise from laser R_{IN} ; (d) beat noise between the signal field and the ASE noise arising from the transmitter EDFA; (e) self-mixing ASE noise

率较小时, 噪声是影响 R_{SNDR} 的主要因素, 前置放大器改变了噪声的主要成分, 并且使信号放大的倍数大于噪声和三阶交调放大的倍数, 因此, R_{SNDR} 大于不加前置放大器的情况。

图 4 和图 5 给出了输入射频信号功率 $P_{rin} = 10$ dBm 时前置光放大器增益对基波、三阶交调以及噪声功率的影响。从图中可以看出, 当 $G_{pre} = 0$ dB 时热噪声是影响 R_{SNDR} 的主要因素。当 $G_{pre} = 20$ dB, $F_{n2} = 3$ dB 时, 三阶交调失真成为影响 R_{SNDR} 的主要因素。当输入射频信号功率较大时, 前置光放大器改变了影响 R_{SNDR} 的主要因素, 并且使信号放大的倍数大于噪声和三阶交调放大的倍数。因此, R_{SNDR} 也大于不加前置放大器的情况。

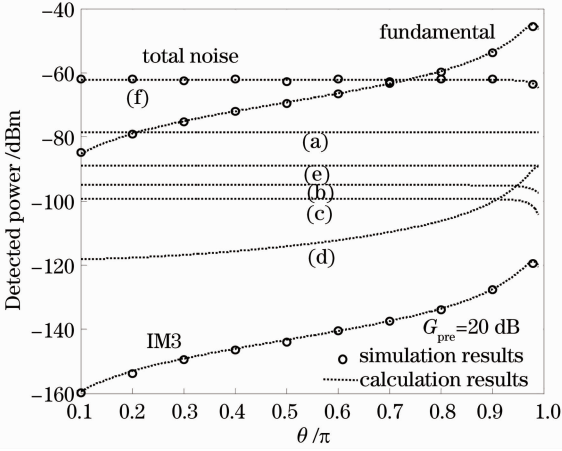


图3 $P_{\text{rin}} = -20$ dBm 时基波、三阶交调和噪声功率。(a)热噪声;(b)散弹噪声;(c)相对强度噪声;(d)信号与功率放大器 ASE 拍频噪声;(e) ASE 拍频噪声;(f)信号与前置放大器 ASE 拍频噪声

Fig. 3 Fundamental, IM3, and noise power with input RF signal power of -20 dBm. (a) Thermal noise; (b) shot noise; (c) noise from laser R_{IN} ; (d) beat noise between the signal field and the ASE noise arising from the transmitter EDFA; (e) self-mixing ASE noise; (f) beat noise between the signal field and the ASE noise arising from the preamplifier

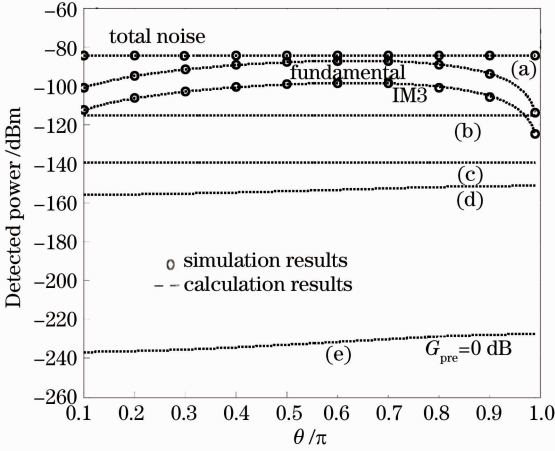


图4 $P_{\text{rin}} = 10$ dBm 时基波、三阶交调和噪声功率。(a)热噪声;(b)散弹噪声;(c)相对强度噪声;(d)信号与功率放大器 ASE 拍频噪声;(e) ASE 拍频噪声

Fig. 4 Fundamental, IM3, and noise power with input RF signal power of 10 dBm. (a) Thermal noise; (b) shot noise; (c) noise from laser R_{IN} ; (d) beat noise between the signal field and the ASE noise arising from the transmitter EDFA; (e) self-mixing ASE noise

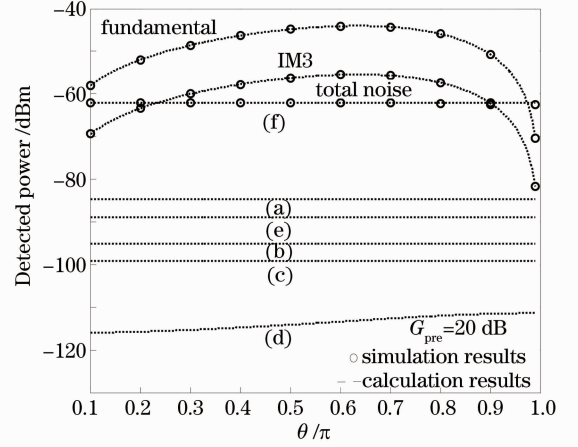


图5 $P_{\text{rin}} = 10$ dBm 时基波、三阶交调和噪声功率。(a)热噪声;(b)散弹噪声;(c)相对强度噪声;(d)信号与功率放大器 ASE 拍频噪声;(e) ASE 拍频噪声;(f)信号与前置放大器 ASE 拍频噪声

Fig. 5 Fundamental, IM3, and noise power with input RF signal power of 10 dBm. (a) Thermal noise; (b) shot noise; (c) noise from laser R_{IN} ; (d) beat noise between the signal field and the ASE noise arising from the transmitter EDFA; (e) self-mixing ASE noise; (f) beat noise between the signal field and the ASE noise arising from the preamplifier

3 信号噪声失真比和调制器直流偏置相移优化

有了信号噪声失真比的解析表达式,可以通过优化调制器直流偏置相移,使得在给定输入射频信号功率条件下 R_{SNDR} 最大。从第 2 部分的分析可以看出,热噪声和信号与前置放大器 ASE 噪声之间的拍频噪声是主要的噪声分量。以直流偏置相移为自变量对(20)式求导可以得到最优的直流偏置相移。

$$\theta_o = \arccos \left[\frac{-(A+C) + \sqrt{(A+C)^2 - B^2}}{B} \right], \quad (21)$$

式中

$$A = R^2 K_1 K_2 P_{\text{ase2}} + \frac{R^2 K_1 K_2^2 P_{\text{ase2}}}{2P_{\text{outmax}}} + \sigma_{\text{th}}^2 + \frac{\sigma_{\text{th}}^2 K_2}{P_{\text{outmax}}} + \frac{\sigma_{\text{th}}^2 K_2^2}{4P_{\text{outmax}}^2}, \quad (22)$$

$$B = \frac{R^2 K_1 K_2^2 P_{\text{ase2}} J_0^2(2m)}{P_{\text{outmax}}} + R^2 K_1 K_2 P_{\text{ase2}} J_0^2(2m) + \frac{\sigma_{\text{th}}^2 K_2 J_0^2(2m)}{P_{\text{outmax}}} + \frac{\sigma_{\text{th}}^2 K_2^2 J_0^2(2m)}{2P_{\text{outmax}}^2}, \quad (23)$$

$$C = \frac{R^2 K_1 K_2^2 P_{\text{ase}2} J_0^4(2m)}{2P_{\text{outmax}}} + \frac{\sigma_{\text{th}}^2 K_2^2 J_0^4(2m)}{4P_{\text{outmax}}^2}, \quad (24)$$

$$K_1 = G_r G_r L G_{\text{pre}}, \quad (25)$$

$$K_2 = G_0 \alpha^2 P_{\text{optin}}. \quad (26)$$

将(21)式代入(20)式可以得到最优的 R_{SNDR} 。

图 6 给出了 $G_{\text{pre}} = 20$ dB, $F_{\text{n}2} = 3$ dB 时最优直流偏置相移和 R_{SNDR} 随输入射频信号功率变化情况。从图中可以看出,随着输入射频信号功率的增加,最优的直流偏置相移从低偏置点向正交点移动。当 $P_{\text{rfin}} = -30$ dBm 时,最优的直流偏置相移为 0.992π ,当 $P_{\text{rfin}} = 10$ dBm 时,最优的直流偏置相移为 0.635π 。最优的 R_{SNDR} 随输入射频信号功率的增加先增大后减小,这主要是由于三阶交调失真超过噪声成为影响 R_{SNDR} 的主要因素。

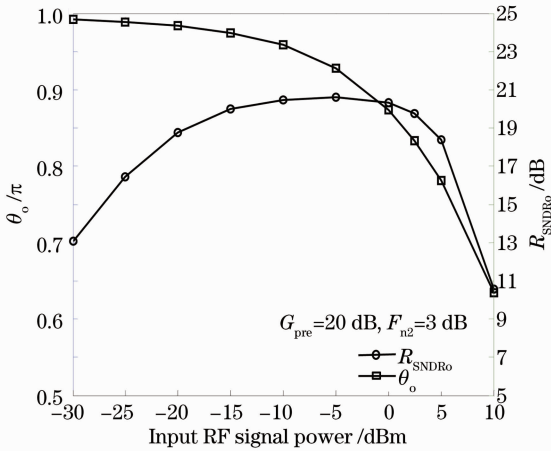


图 6 最优直流偏置相移和 R_{SNDR} 随输入射频信号功率变化

Fig. 6 Optimum DC bias phase shift θ_o and R_{SNDR} as functions of input RF signal power

图 7 给出了最优直流偏置相移和 R_{SNDR} 随前置光放大器增益和噪声系数变化情况。从图 7 中可以看出,当前置光放大器增益较小时,热噪声是主要的噪声分量,(22)~(24)式中只保留与热噪声有关的项,可以看出前置光放大器增益对最优的直流偏置相移没有影响;当前置光放大器增益较大时,信号与前置光放大器 ASE 噪声之间的拍频噪声是主要的噪声分量,(22)~(24)式中只保留与拍频噪声有关的项,可以看出前置光放大器增益对最优的直流偏置相移也没有影响。最优的直流偏置相移与前置光放大器噪声系数无关,因为(22)~(26)式中没有与噪声系数相关的项。当 G_{pre} 在 $0 \sim 20$ dB 之间变化时,最优的 R_{SNDR} 随前置光放大器增益的增大而增大,这主要是因为对信号放大的倍数大于噪声和三阶交调放大的倍数。当 $G_{\text{pre}} = 20$ dB, $F_{\text{n}2} = 3$ dB 时,

最优的 R_{SNDR} 比不加前置放大器时高 24 dB。然而当 G_{pre} 在 $0 \sim 10$ dB 这个范围变化时,噪声系数对最优 R_{SNDR} 没有影响,这主要是因为热噪声是主要的噪声成分。随着前置放大器增益的继续增加,信号与前置光放大器 ASE 拍频噪声成为主要的噪声成分,最优的 R_{SNDR} 几乎没有变化,这主要是因为前置光放大器增益对信号、三阶交调和噪声的影响是相同的。然而最优的 R_{SNDR} 随着噪声系数的增大而减小。

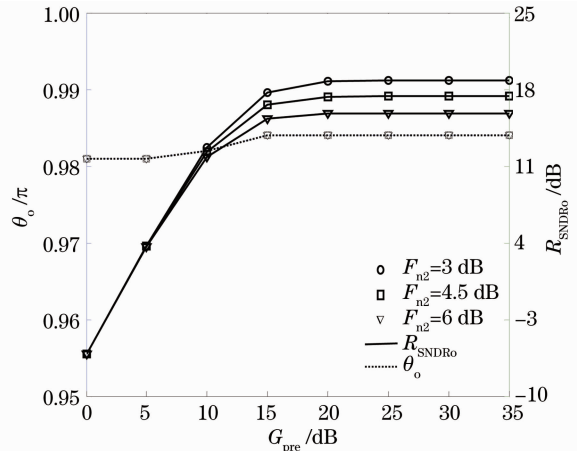


图 7 最优直流偏置相移和 R_{SNDR} 随前置放大器参数变化
Fig. 7 Optimum DC bias phase shift θ_o and R_{SNDR} as functions of preamplifier gain and noise figure

4 结 论

建立了两路输入前置光放大星间微波光子链路模型,推导出了 R_{SNDR} 的解析表达式。通过优化 MZM 的直流偏置相移,使得在给定输入射频信号功率条件下 R_{SNDR} 最大,并进一步分析了前置光放大器增益和噪声系数对最优 R_{SNDR} 和直流偏置相移的影响。研究表明,前置光放大改变了影响 R_{SNDR} 的主要因素,使信号放大的倍数大于噪声和 IM3 放大的倍数,从而提高了链路的 R_{SNDR} 。当前置光放大器增益为 20 dB、噪声系数为 3 dB 时,最优的 R_{SNDR} 比不加前置光放大时提高 24 dB。随着输入射频信号功率的增大,最优的 R_{SNDR} 先增大后减小,相应的直流偏置相移从低偏置点向正交点移动。前置光放大器增益和噪声系数对最优的 R_{SNDR} 影响很大,而对最优的直流偏置相移几乎无影响。前置光放大可以提高链路 R_{SNDR} ,然而由此带来的接收端瞄准误差会降低耦合功率,从而影响前置光放大接收的性能,这将是下一步考虑的重点问题。

参 考 文 献

1 Jianping Yao. Microwave photonics[J]. J. Lightwave Technol.,

- 2009, **27**(3): 314~335
- 2 B. Benazet, M. Sotom, M. Maignan *et al.*. Microwave photonic cross-connect repeater for telecommunication satellites [C]. *SPIE*, 2006, **6194**: 619403
- 3 M. Sotom, B. Benazet, A. L. Kerneq *et al.*. Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads[C]. ECOC, 2009, 20~24
- 4 A. Bensoussan, M. Vanzi. Optoelectronic devices product assurance guideline for space application [C]. International Conference on Space Optics, 2010, 8~13
- 5 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
- 6 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
- 7 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
- 8 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
- 9 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
- 10 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
- 11 J. Ma. 5 Gbit/s full-duplex radio-over-fiber link with optical millimeter-wave generation by quadrupling the frequency of the electrical RF carrier[J]. *J. Opt. Commun. Netw.*, 2011, **3**(2): 127~133
- 12 Liu Xiangling, Liu Zengji, Li Jiandong *et al.*. Performance improvement of optical single sideband with carrier signals in radio over fiber system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **31**(6): 0606003
刘香玲, 刘增基, 李建东等. 单边带光纤承载射频系统的性能改进研究[J]. *光学学报*, 2011, **31**(6): 0606003
- 13 H. Chi, X. Zou, J. Yao. Analytical models for phase-modulation-based microwave photonic systems with phase modulation to intensity modulation conversion using a dispersive device[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(5): 511~521
- 14 X. Zhang, A. Mitchell. A simple black box model for erbium-doped fiber amplifiers[J]. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, 2000, **12**(1): 28~30
- 15 V. J. Urlick, M. E. Godinez, P. S. Devgan *et al.*. Analysis of an analog fiber-optic link employing a low-biased Mach-Zehnder modulator followed by an erbium-doped fiber amplifier[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(12): 2013~2019

栏目编辑：李文喆