

双频段信号同步调制下星间微波光子链路性能分析

李 轩 赵尚弘 张 薇 韩 磊 赵 静

(空军工程大学信息与导航学院 陕西 西安 710077)

摘要 多频段多路信号同步调制时,星间微波光子链路性能与单路信号调制时相比有很大不同。基于 Ku 和 Ka 频段 4 路信号同步调制的星间微波光子链路模型,实现了卫星接收射频信号在光域上的放大、传输和分束等处理,利用贝塞尔函数展开分析了输出端非线性失真分量,推导了单边带、双边带和推挽调制方式下输出信号失真比(SDR)和信号噪声失真比(SNDR)。结果表明,非线性失真对单边带调制的影响小于双边带调制;单边带和双边带调制时最优输出 SNDR 值相同,对应的双边带调制时调制系数小于单边带调制;推挽调制方式时低偏置相位不能优化输出 SNDR 值。综合考虑输出信号质量和功耗因素,多频段信号同步调制时星间微波光子链路应选取双边带调制方式。

关键词 光通信;星间微波光子链路;非线性失真;信号失真比;信号噪声失真比

中图分类号 TN929.13 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/LOP50.050601

Analysis of Intersatellite Microwave Photonic Link Performance under Synchronous Modulation of Two-Frequency-Band Signals

Li Xuan Zhao Shanghong Zhang Wei Han Lei Zhao Jing

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

Abstract The performance of intersatellite microwave photonic link under synchronous modulation of multiple-frequency-band signals is different to the situation of single channel signal modulation. The link with synchronous modulation of four-channel signals of Ku and Ka bands is modeled. The radio-frequency signals received by satellite are optically processed such as amplification, transmission and distribution. The nonlinear components are analyzed with Bessel expansion, the signal-to-noise and distortion ratios (SNDRs) under single sideband (SSB), double-sideband (DSB) and push-pull modulation are derived. The link performances with different modulation are contrasted. The results show that, nonlinear distortion has a more serious effect on SSB modulation than DSB modulation. The optimal SNDR of SSB modulation is equal to that of DSB modulation and the corresponding modulation index of SSB is higher than that of DSB. Low bias of push-pull modulation cannot optimize the SNDR. Taking signal quality and power into consideration, the intersatellite microwave photonic link under synchronous modulation of multiple-frequency-band signals should choose the DSB modulation.

Key words optical communications; intersatellite microwave photonic link; nonlinear distortion; signal-to-distortion ratio; signal-to-noise and distortion ratio

OCIS codes 060.4080; 060.4510; 060.5625

1 引 言

星上微波光子技术具有通信带宽宽、系统信息处理能力强、通信载荷体积小、重量轻和功耗小等优点^[1~5]。利用星间微波光子链路,将卫星接收到的射频信号在星间光链路上进行透明传输,可以有效降低射频信号基带解调和调制带来的复杂度和工程实现难度。

收稿日期: 2012-12-25; **收到修改稿日期**: 2013-02-23; **网络出版日期**: 2013-04-28

基金项目: 国家自然科学基金(61108068)资助课题。

作者简介: 李 轩(1989—),男,硕士研究生,主要从事微波光子技术方面的研究。E-mail: lixuankgd@163.com

导师简介: 赵尚弘(1964—),男,教授,博士生导师,主要从事激光空间信息技术方面的研究。

E-mail: zhaoshangh@yahoo.com.cn

外调制的微波光子链路中,电光调制器会引起多种非线性失真分量,影响链路性能。对于亚倍频微波光子系统,其谐波等分量可以滤除而不对链路产生干扰,因此主要考虑三阶交调失真对链路的影响^[6~10]。然而在星间微波光子链路中,卫星接收到不同频段多路射频信号进行同步电光调制和光学传输,一个频段信号的谐波和二阶交调等分量会落入其他频段信号中,不同频段间交调分量也会对输出信号产生影响。本文以 Ku 和 Ka 频段为例,建立了星间微波光子链路模型,实现了射频微波信号在光域的放大、传输和分束处理,分析了对输出信号产生影响的各种非线性失真分量,对比了不同调制方式下链路的最优性能。

2 理论分析

双频段信号同步调制的星间微波光子链路模型如图 1 所示。卫星 A 接收到 Ku 和 Ka 频段上行信号放大后同步输入双电极马赫-曾德尔调制器(DE-MZM)上下两臂进行电光调制,其中输入到上臂的射频信号经过移相器产生一定相移,调制后光信号首先经过掺铒光纤放大器(EDFA)进行预放大,然后通过高功率放大器(HPA)进行功率放大,发射传输至卫星 B;卫星 B 接收光信号后,首先通过前置光放大器(OPA)进行光放大,之后经过光学滤波器(OF)滤除背景光噪声。OF 输出光分为两路,分别进行 Ku 和 Ka 频段信号的探测,分路光信号经探测器(PD)、带通滤波器(BPF)后得到所需频段射频信号,然后转发至地面接收站或进行再一次中继处理。设 Ku 和 Ka 频段均为双路信号输入,其频率分别为 14.2 GHz、14.3 GHz、28.46 GHz 和 28.54 GHz,各路信号振幅相同。输出端信号不仅受到自频段三阶交调分量干扰,还受到其他频段二次谐波、二阶交调分量以及频段间二阶交调分量干扰,如图 2 所示。

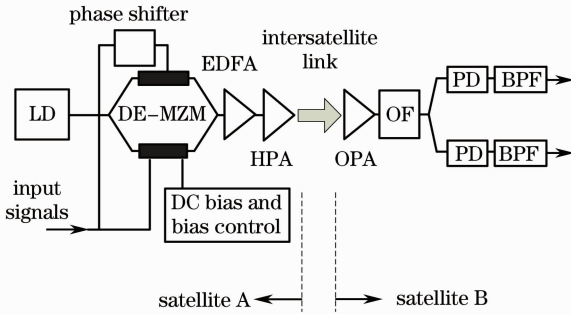


图 1 星间微波光子链路

Fig. 1 Intersatellite microwave photonic link

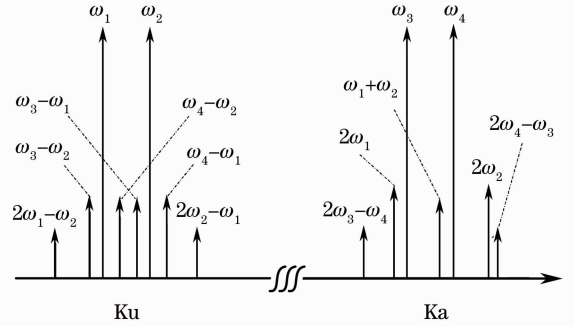


图 2 同步调制时信号受干扰情况

Fig. 2 Interference while signals are synchronously modulated

MZM 输出光信号为

$$E_1(t) = \sqrt{L_M} E_{in}(t) \{ \gamma \exp[j\varphi_1(t)] + (1 - \gamma) \exp[j\varphi_2(t)] \}, \quad (1)$$

式中 L_M 为 MZM 插入损耗, $E_{in}(t)$ 为激光器输出光信号, $\gamma = 0.5$ 为 MZM 分束比, $\varphi_1(t)$ 和 $\varphi_2(t)$ 分别为 MZM 上下两臂相移函数, 表示为

$$\begin{cases} \varphi_1(t) = m \sin \omega_1 t + m \sin \omega_2 t + m \sin \omega_3 t + m \sin \omega_4 t + \theta \\ \varphi_2(t) = m \sin(\omega_1 t - \beta) + m \sin(\omega_2 t - \beta) + m \sin(\omega_3 t - \beta) + m \sin(\omega_4 t - \beta) \end{cases}, \quad (2)$$

m 为调制系数, ω_i 为第 i 路射频信号角频率, θ 为直流偏置相位, β 为两臂射频信号相位差。

调制器输出光强度信号用贝塞尔函数展开为

$$\begin{aligned} P_{out}(t) = E_{out}(t) E_{out}^*(t) &= \frac{L_M P_{in}}{2} \{ 1 + \cos[\varphi_1(t) - \varphi_2(t)] \} = \frac{L_M P_{in}}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\theta + 2m \sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\omega_1 t - \frac{\beta}{2} \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. 2m \sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\omega_2 t - \frac{\beta}{2} \right) + 2m \sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\omega_3 t - \frac{\beta}{2} \right) + 2m \sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\omega_4 t - \frac{\beta}{2} \right) \right] \right\} = \\ & \frac{L_M P_{in}}{2} \left\{ 1 + \sum_{p,q,r,s} J_p \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_q \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_r \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_s \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \times \right. \\ & \left. \cos \left[p\omega_1 t + q\omega_2 t + r\omega_3 t + s\omega_4 t + \frac{p+q+r+s}{2} (\pi - \beta) + \theta \right] \right\}, \quad (3) \end{aligned}$$

式中 $P_{in} = E_{in}^2(t)$ 为激光二极管(LD)输出光功率, $J_p(\cdot)$ 为 p 阶一类贝塞尔函数。

OF 后光分束比为 1:1, 则平方律探测器输出信号为^[11]

$$i(t) = \frac{1}{2} R G_E G_H L G_P P_{out}(t), \quad (4)$$

式中 R 为 PD 响应度, G_E 为发射端 EDFA 增益, G_H 为发射端 HPA 增益, L 为 HPA 输出端至 OPA 输入端光链路衰减, 包括发射接收天线增益、自由空间传输损耗、透镜耦合损耗以及瞄准误差等其他附加损耗, G_P 为接收端 OPA 增益。

单个 PD 输出直流分量为

$$I_0 = \frac{1}{4} K \left[1 + J_0^4 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \cos \theta \right], \quad (5)$$

式中 $K = R P_{in} L_M G_E G_H L G_P$ 为常数。

输出端信号 ω_1 为

$$i_{\omega_1}(t) = -\frac{1}{2} K J_0^3 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_1 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \sin \theta \cos \left(\omega_1 t - \frac{\beta}{2} \right); \quad (6)$$

输出端二次谐波分量 $2\omega_1$ 为

$$i_{2\omega_1}(t) = -\frac{1}{2} K J_0^3 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \cos \theta \cos(2\omega_1 t - \beta), \quad (7)$$

输出端自频段二阶交调分量 $\omega_1 + \omega_2$ 为

$$i_{\omega_1 + \omega_2}(t) = -\frac{1}{2} K J_0^2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_1^2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \cos \theta \cos(\omega_1 t + \omega_2 t - \beta); \quad (8)$$

输出端频段间二阶交调分量 $\omega_3 - \omega_1$ 为

$$i_{\omega_3 - \omega_1}(t) = -\frac{1}{2} K J_0^2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_1^2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \cos \theta \cos(\omega_3 t - \omega_1 t); \quad (9)$$

输出端三阶交调分量 $2\omega_1 - \omega_2$ 为

$$i_{2\omega_1 - \omega_2}(t) = \frac{1}{2} K J_0^2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_1 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) J_2 \left(2m \sin \frac{\beta}{2} \right) \sin \theta \cos \left(2\omega_1 t - \omega_2 t - \frac{\beta}{2} \right). \quad (10)$$

定义输出端信号失真比(SDR)为链路整体输出信号功率与非线性失真分量功率比值, 表征非线性失真对信号的干扰大小, 表示为

$$R_{SD} = \frac{4P_{\omega_1}}{2P_{2\omega_1} + P_{\omega_1 + \omega_2} + 4P_{\omega_3 - \omega_1} + 4P_{2\omega_1 - \omega_2}}, \quad (11)$$

式中各项分别表示相应的信号或干扰分量功率。

输出端噪声包括系统热噪声、信号电流和暗电流产生的散弹噪声、相对强度噪声(RIN)、光放大器自发辐射之间的拍频噪声(ASE-ASE)、光放大器自发辐射产生的散弹噪声以及信号光和光放大器自发辐射之间的拍频噪声(S-ASE)等, 其中 ASE-ASE 和 S-ASE 为主导噪声^[12,13]。单个 BPF 输出噪声表示为

$$N = 4(RS_{ASE})^2 B_o B R_L + 4I_0 R S_{ASE} B R_L, \quad (12)$$

式中 B_o 为 OF 带宽, B 为 BPF 带宽, R_L 为本地阻抗, S_{ASE} 为链路中 EDFA、HPA 和 OPA 产生的自发辐射噪声谱密度, 表示为^[14]

$$S_{ASE} = \frac{1}{2} h\nu [F_{nE}(G_E - 1)G_H L G_P + F_{nH}(G_H - 1)L G_P + F_{nP}(G_P - 1)], \quad (13)$$

式中 F_{nE} , F_{nH} , F_{nP} 分别表示 EDFA, HPA, OPA 的噪声指数。

Ku 和 Ka 频段输出信号噪声失真比(SNDR)分别为

$$R_{SND_Ku} = \frac{2P_{\omega_1}}{2P_{2\omega_1 - \omega_2} + 4P_{\omega_3 - \omega_1} + N}, \quad (14)$$

$$R_{SND_Ka} = \frac{2P_{\omega_3}}{2P_{2\omega_1} + P_{\omega_1 + \omega_2} + 2P_{2\omega_3 - \omega_1} + N}. \quad (15)$$

2.1 单边带调制

$\theta = \pi/2, \beta = \pi/2$ 时为单边带 (SSB) 调制方式。SSB 调制时链路 SDR 为

$$R_{SD_SSB} = \left[\frac{J_0(\sqrt{2}m)}{J_2(\sqrt{2}m)} \right]^2. \quad (16)$$

$\theta = \pi/2$ 时, 调制器非线性分量中二次谐波分量和二阶交调分量为零, 此时 Ku 和 Ka 频段输出 SNDR 相同, 表示为

$$R_{SND_SSB} = \frac{[KJ_0^3(\sqrt{2}m)J_1(\sqrt{2}m)]^2}{[KJ_0^2(\sqrt{2}m)J_1(\sqrt{2}m)J_2(\sqrt{2}m)]^2 + 16(RS_{ASE})^2 B_o B + 4KRS_{ASE} B}. \quad (17)$$

2.2 双边带调制

$\theta = \pi/2, \beta = \pi$ 时为双边带 (DSB) 调制方式。DSB 调制时链路 SDR 为

$$R_{SD_DSB} = \left[\frac{J_0(2m)}{J_2(2m)} \right]^2, \quad (18)$$

DSB 调制时 Ku 和 Ka 频段输出 SNDR 也相同, 表示为

$$R_{SND_DSB} = \frac{[KJ_0^3(2m)J_1(2m)]^2}{[KJ_0^2(2m)J_1(2m)J_2(2m)]^2 + 16(RS_{ASE})^2 B_o B + 4KRS_{ASE} B}. \quad (19)$$

2.3 推挽调制

$\beta = \pi$ 时为推挽调制方式, DSB 调制可以看作是推挽调制的特殊情况。推挽调制时输出 SDR 为

$$R_{SD_PP} = \frac{4[KJ_0(2m)J_1(2m)\sin\theta]^2}{2[KJ_0(2m)J_2(2m)\cos\theta]^2 + 5[KJ_1^2(2m)\cos\theta]^2 + 4[KJ_1(2m)J_2(2m)\sin\theta]^2}. \quad (20)$$

推挽调制时, Ku 和 Ka 频段输出 SNDR 分别为

$$R_{SND_PP_Ku} = [KJ_0^3(2m)J_1(2m)\sin\theta]^2 \cdot \{ [KJ_0^2(2m)J_1(2m)J_2(2m)\sin\theta]^2 + 2[KJ_0^2(2m)J_1^2(2m)\cos\theta]^2 + 16(RS_{ASE})^2 B_o B + 4K[1 + J_0^4(2m)\cos\theta]RS_{ASE} B \}^{-1}, \quad (21)$$

$$R_{SND_PP_Ka} = 2[KJ_0^3(2m)J_1(2m)\sin\theta]^2 \cdot \{ 2[KJ_0^3(2m)J_2(2m)\cos\theta]^2 + [KJ_0^2(2m)J_1^2(2m)\cos\theta]^2 + 32(RS_{ASE})^2 B_o B + 2[KJ_0^2(2m)J_1(2m)J_2(2m)\sin\theta]^2 + 8K[1 + J_0^4(2m)\cos\theta]RS_{ASE} B \}^{-1}. \quad (22)$$

3 数值模拟与分析

链路中各参数值的选取如表 1 所示, 根据表 1 计算不同调制方式下输出的 SDR 和 SNDR 值, 比较链路性能。

表 1 链路参数

Table 1 Parameter values of the link

Parameter	Value
LD output power P_{in}/mW	50
MZM insertion loss L_M/dB	4.5
EDFA gain G_E/dB	10
HPA gain G_H/dB	20
Link loss L/dB	72
OF bandwidth B_o/GHz	125
PD responsibility $R/(A/W)$	0.8
OPA gain G_P/dB	25
BPF bandwidth B/MHz	500

图 3 为单边带和双边带调制时输出信号失真比和信号噪声失真比与调制系数 m 的关系, 其中图 3(a) 为 SDR 与 m 的关系, 在 $m < 1$ 时, SSB 调制 SDR 大于 DSB, 即 SSB 调制时调制器非线性效应影响要小于 DSB 调制。图 3(b) 为 SNDR 与 m 的关系, 在 $m < 1$ 时, SNDR 随 m 的增大先增大然后减小, SSB 和 DSB 调制最优输出 SNDR 值均为 21.54 dB, 但最优 SNDR 值对应的 m 值不同, 分别为 0.37 和 0.27, 在链路 SNDR 值最大时, DSB 调制所需射频信号功率小于 SSB 调制。

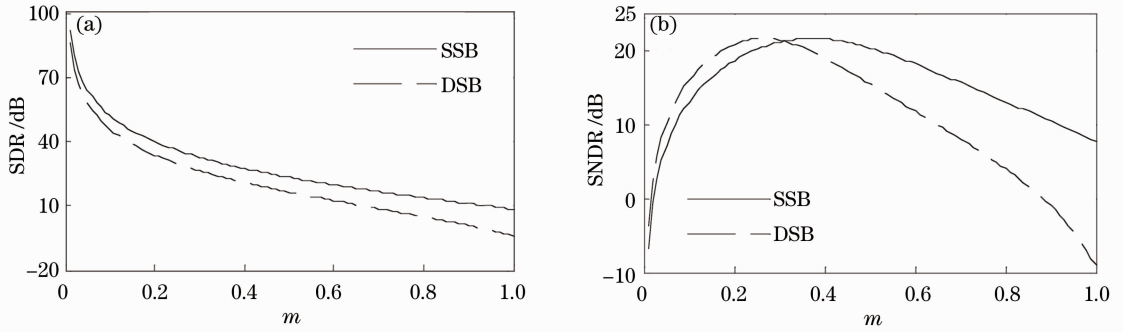
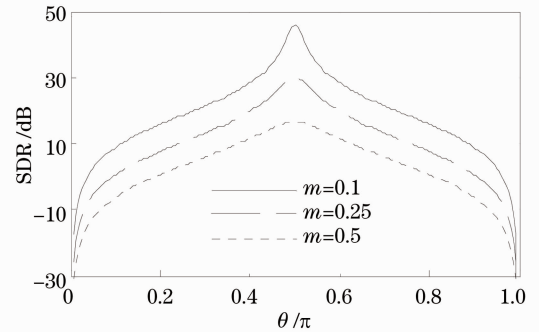
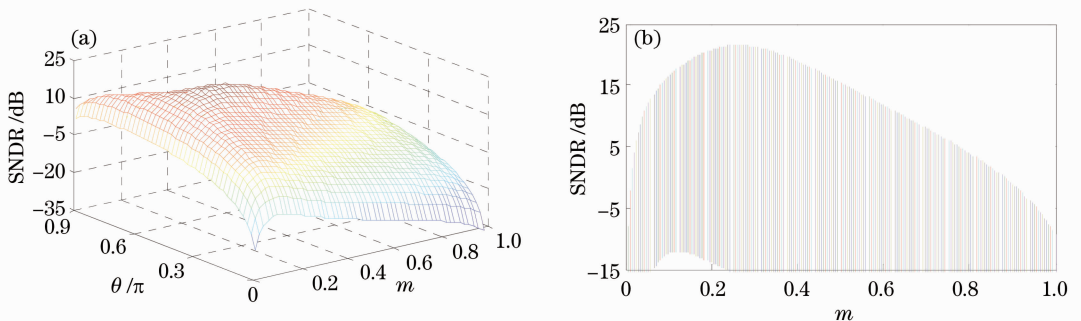
图3 SSB和DSB调制时(a)SDR和(b)SNDR与 m 的关系Fig. 3 Relation between (a) SDR, (b) SNDR and m for SSB and DSB modulation

图4为推挽调制时输出信号失真比与直流偏置相位 θ 的关系。 m 值确定时,SDR在 $\theta=\pi/2$ 处有最大值,这是因为二次谐波分量和二阶交调分量成为失真的主要分量,在 $\theta=\pi/2$ 处二次谐波分量和二阶交调分量被很好地抑制。 θ 一定时,SDR随 m 增大而减小,在 $\theta=\pi/2$ 处SDR随 m 变化情况如图3(a)中虚线所示。

利用曲面投影法可以求得推挽调制时链路性能优化值。图5为推挽调制时Ku频段输出信号噪声失真比与调制系数和调制器直流偏置相位的关系,其中图5(b)为图5(a)曲面在 m -SNDR平面上的投影。 θ 一定时,SNDR随 m 的增大先增大然后减小, m 一定时,SNDR随 θ 的增大先增大然后减小,存在最优的 m 和 θ 使得链路有最大SNDR值。不同 m 值和链路输出SNDR关系如图5(b)所示,平面上边沿曲线表示 m 值与对应最优输出SNDR关系。Ku频段输出SNDR最大值为21.54 dB,对应的 m 值为0.27,提取图5(a)曲面中 $m=0.27$ 对应的曲线,得到最优直流偏置相位为 0.5π 。同理可求得Ka频段输出SNDR最大值为21.58 dB,对应的 m 值为0.26,直流偏置相位为 0.51π 。当Ku频段SNDR值最大时,Ka频段SNDR值为21.54 dB,当Ka频段SNDR值最大时,Ku频段SNDR值为21.52 dB,为使链路整体性能最优,应选取DSB调制方式。

图4 推挽调制时SDR与 θ 的关系Fig. 4 Relation between SDR and θ for push-pull modulation图5 推挽调制时Ku频段SNDR与(a) m 和 θ , (b) m 的关系Fig. 5 Relation between Ku-band SNDR and (a) m , θ , (b) m for push-pull modulation

在以三阶交调分量为主要干扰的微波光子链路中,采用低偏置法可以使链路性能得到优化^[15~18],但对于双频段星间微波光子链路,由于受到二次谐波失真和二阶交调失真影响,低偏置法不能优化链路性能。

4 结 论

建立了Ku和Ka频段4路信号同步调制时的星间微波光子链路模型,实现了卫星接收射频信号在光域

上的放大、传输和分束处理,分析了在自频段三阶交调失真、其他频段二次谐波失真和二阶交调失真以及频段间二次交调失真共同影响下链路输出信号失真比和信号噪声失真比与调制方式的关系。结果表明,由于受到二次谐波失真和二阶交调失真影响,低偏置相位推挽调制方式不能使链路性能得到优化,推挽调制中DSB调制链路SDR和SNDR最优;与DSB调制相比,SSB调制时能够更好地抑制非线性失真;SSB和DSB调制具有相同的最优输出SNDR值,DSB调制SNDR最优时所需射频信号功率更小。综合考虑输出信号噪声失真比和功耗因素,外调制星上微波光子链路应选取DSB调制方式。

采用单个DE-MZM双频段4路信号同步调制时星间微波光子链路输出SNDR极限值为21.54 dB,难以满足服务质量要求较高的卫星中继业务,因此还需要进一步研究星间微波光子链路中噪声和非线性失真抑制方法,提高链路性能。

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 Michel Sotom, Benoit Benazet, Arnaud Le Kerneec *et al.*. Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads [C]. *ECOC*, 2009
- 3 A. Bensoussan, M. Vanzi. Optoelectronic devices product assurance guideline for space application [C]. International Conference on Space Optics, 2010. 8~13
- 4 Klaus Kudielka, Klaus Pribil. Transparent optical intersatellite link using double-sideband modulation and homodyne reception [J]. *Int. J. Electron. Commun.*, 2002, **56**(4): 254~260
- 5 Zhao Shanghong, Wu Jili, Li Yongjun *et al.*. Present status and developing trends of satellite laser communication [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2011, **48**(9): 092801
赵尚弘, 吴继礼, 李勇军 等. 卫星激光通信现状与发展趋势[J]. *激光与光电子学进展*, 2011, **48**(9): 092801
- 6 Adil Karim, Jason Devenport. Noise figure reduction in externally modulated analog fiber-optic links [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2007, **19**(5): 312~314
- 7 Vincent J. Urick, Modesto E. Godinez, Preetpaul S. Devgan. 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): 2013~2018
- 8 Li Shangyuan, Zheng Xiaoping, Zhang Hanyi *et al.*. Highly linear radio-over-fiber system incorporating a single-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2010, **22**(24): 1775~1777
- 9 Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi *et al.*. Inter-modulation distortion analysis for on-board microwave photonics system under dual-tone modulation [J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, **32**(7): 0706004
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
- 10 Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi *et al.*. Receiver sensitivity optimization of intersatellite microwave photonics link considering the effect of intermodulation distortion [J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, **32**(9): 0906002
朱子行, 赵尚弘, 么周石 等. 交调失真影响下星间微波光子链路接收灵敏度优化[J]. *光学学报*, 2012, **32**(9): 0906002
- 11 Zhan Weida, Li Hongzuo, Wang Zhijian. Link equation correction method and power budget for space optical communication [J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(S1): 198~203
詹伟达, 李洪祚, 王志坚. 空间光通信链路方程修正方法及功率预算[J]. *中国激光*, 2010, **37**(S1): 198~203
- 12 Anna Polishuk, Shlomi Arnon. Optimization of a laser satellite communication system with an optical preamplifier [J]. *J. Opt. Soc. Am. A*, 2004, **21**(7): 1307~1315
- 13 Shlomi Arnon. Performance of a laser satellite network with an optical preamplifier [J]. *J. Opt. Soc. Am. A*, 2005, **22**(4): 708~715
- 14 Anjali Agarwal, Tom Banwell, Ted K. Woodward. Optically filtered microwave photonic links for RF signal processing applications [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2011, **29**(16): 2394~2401
- 15 Mark L. Farwell, William S. C. Chang, David R. Huber. Increased linear dynamic range by low biasing the Mach-Zehnder modulator [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1993, **5**(7): 779~782
- 16 Adil Karim, Jason Devenport. High dynamic range microwave photonic links for RF signal transport and RF-IF conversion [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2008, **26**(15): 2718~2724
- 17 Adil Karim, Jason Devenport. Optimization of linearity figure of merit for microwave photonic links [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2009, **21**(13): 950~952
- 18 Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi *et al.*. Optimization of intersatellite microwave photonic links by utilizing an optical preamplifier under dual-tone modulation [J]. *Appl. Opt.*, 2012, **51**(28): 6818~6823