论 文

带前置光放大的星间微波光子链路建模及性能优化

朱子行^{①*}, 赵尚弘^{①*}, 李勇军^①, 楚兴春^①, 张辉^②, 侯睿^①, 王翔^①, 赵顾颢^①^① 空军工程大学电讯工程学院, 西安 710077^② 空军工程大学, 西安 710051

* 通信作者. E-mail: zhuzihang6@126.com, zhaoshangh@yahoo.com.cn

收稿日期: 2012-05-16; 接受日期: 2012-06-22

国家高技术研究发展计划 (批准号: 2007AA01Z294) 资助项目

摘要 考虑到星间微波光子链路中信号经远距离传输损耗大, 利用前置光放大来提高链路的信噪比. 建立了带前置光放大的星间微波光子链路模型, 利用 Bessel 函数展开和 Graf 加法定理推导出了信噪比 (SNR) 的解析表达式. 确定了对链路影响最大的主要噪声成分, 在不同前置放大器增益的条件下, 对调制器直流偏置相移进行了优化, 使得在给定 SNR 要求下所需激光器输出光功率最小, 并进一步分析了前置放大器增益对最小激光器输出功率和最优直流偏置相移的影响. 数值仿真结果表明: 随着前置放大器增益的增加, 达到指定 SNR 所需的激光器输出功率变小, 相应的最优直流偏置相移先减小后增大. 对于 QPSK 调制信号, 未加前置放大器时, SNR 要达到 15.56 dB ($\text{BER}=10^{-9}$), 激光器输出光功率至少为 45 dBm, 而前置放大器增益为 15 dB 时, 只需要 22.57 dBm.

关键词 光通信 微波光子 星间链路 前置光放大器 优化 信噪比 直流偏置相移

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]. 星上微波光子系统中, 为了将卫星接收的来自地面站的弱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^[5,6]. LiNbO_3 Mach-Zehnder 调制器具有调制带宽大、调制方式灵活等优点, 是适合于空间应用的电光调制器^[7,8]. 然而由于受到调制器本身晶体损伤阈值的限制, 通过调制器后的信号光功率很难超过 100 mW, 加之信号经远距离传输后损耗很大, 需要将 Erbium-Doped 光纤放大器作为接收端前置放大器来提高信噪比. 因此, 建立带前置光放大的星间微波光子链路模型并进行性能优化显得极为重要.

目前应用 Mach-Zehnder 调制器 (MZM) 的微波光子链路性能分析主要集中在光纤无线系统 (radio-over-fiber)^[9~12], 对于带前置光放大的星间微波光子链路性能分析及优化还未见报导. 本文建立了带前置光放大的星间微波光子链路模型, 推导出了接收信噪比的解析表达式, 分析了对链路影响最大的主要噪声成分, 在不同前置放大器增益条件下, 优化了调制器直流偏置相移, 使得在给定信噪比要求下所需的激光器输出功率最小.

引用格式: 朱子行, 赵尚弘, 李勇军, 等. 带前置光放大的星间微波光子链路建模及性能优化. 中国科学: 信息科学, 2013, 43: 217-225, doi: 10.1360/112012-267

图 1 带前置放大器的 IM/DD 星间微波光子链路模型

Figure 1 Model of an IM/DD inter-satellite microwave photonics link with an optical preamplifier

2 前置光放大星间微波光子链路模型

本文建立的带前置放大器的 IM/DD 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 QPSK 调制信号, 通过 Mach-Zehnder 调制器 (MZM) 调制到激光器 (LD) 发出的光载波上, 经 Erbium-Doped 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, 通过背景光滤波器滤除一部分背景光, 经前置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噪声, 最后, 信号经光电探测器转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可以通过中继放大器来补偿链路的传输损耗, 因此需要考虑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. 至于前置光放大器的作用, 将在后面的分析中进一步验证.

Mach-Zehnder 调制器 (MZM) 输出光信号包络为 [8]

$$\begin{aligned} E_{\text{out}}(t) &= \alpha E_{\text{in}} [\gamma e^{(j\pi v_1(t)/V_\pi)} + (1 - \gamma) e^{(j\pi v_2(t)/V_\pi + j\pi V_{\text{DC}}/V_\pi)}] \\ &= \frac{\alpha}{2} E_{\text{in}} [e^{(j\pi v_1(t)/V_\pi)} + e^{(j\pi v_2(t)/V_\pi + j\theta)}], \end{aligned} \quad (1)$$

式中, E_{in} 为输入光信号幅度, α 为插入损耗, $\gamma=0.5$ 为分束比, V_π 为调制器半波电压, V_{DC} 为直流偏置电压, $\theta = \pi V_{\text{DC}}/V_\pi$ 为直流偏置相移. $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 为射频输入信号, 为了实现零啁啾特性, 调制器一般工作在推挽模式, 即 $v_1(t) = -v_2(t) = v \cos(w_{\text{rf}}t)$, 其中 v 为射频信号幅度, w_{rf} 为角频率. 则式 (1) 可以化简为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}}(t) &= \frac{\alpha}{2} E_{\text{in}} [e^{jm \cos(w_{\text{rf}}t)} + e^{j\theta} e^{jm \cos(w_{\text{rf}}t + \pi)}] \\ &= \frac{\alpha}{2} E_{\text{in}} \left[\sum_{p=-\infty}^{+\infty} j^p J_p(m) e^{jp w_{\text{rf}}t} + e^{j\theta} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} j^q J_q(m) e^{jq(w_{\text{rf}}t + \pi)} \right], \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $m = \pi v/V_\pi$ 为调制系数, $J_k(\cdot)$ 表示 k 阶第一类 Bessel 函数.

利用 Bessel 函数展开和 Graf 加法定理可以得出调制器输出光强精确的表达式为

$$P_{\text{out}}(t) = E_{\text{out}}(t) \overline{E_{\text{out}}(t)}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{4} \alpha^2 E_{\text{in}}^2 \left[\sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} j^{p_1} J_{p_1}(m) e^{j p_1 w_{\text{rf}} t} + e^{j \theta} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} j^{q_1} J_{q_1}(m) e^{j q_1 (w_{\text{rf}} t + \pi)} \right] \\
&\quad \times \left[\sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} j^{-p_2} J_{p_2}(m) e^{-j p_2 w_{\text{rf}} t} + e^{-j \theta} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} j^{-q_2} J_{q_2}(m) e^{-j q_2 (w_{\text{rf}} t + \pi)} \right] \\
&= \frac{1}{4} \alpha^2 P_{\text{optin}} \left[\sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} j^{p_1-p_2} J_{p_1}(m) J_{p_2}(m) e^{j(p_1-p_2) w_{\text{rf}} t} \right. \\
&\quad + e^{-j \theta} \sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} j^{p_1-q_2} J_{p_1}(m) J_{q_2}(m) e^{j(p_1-q_2) w_{\text{rf}} t - j q_2 \pi} \\
&\quad + e^{j \theta} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} j^{q_1-p_2} J_{q_1}(m) J_{p_2}(m) e^{j(q_1-p_2) w_{\text{rf}} t + j q_1 \pi} \\
&\quad \left. + \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} j^{q_1-q_2} J_{q_1}(m) J_{q_2}(m) e^{j(q_1-q_2)(w_{\text{rf}} t + \pi)} \right] \\
&= \frac{1}{4} \alpha^2 P_{\text{optin}} \left\{ \sum_{M=-\infty}^{+\infty} \left[J_M(0) e^{j M (w_{\text{rf}} t + \frac{1}{2} \pi)} + e^{-j \theta} J_{-M}(2m) e^{j M (w_{\text{rf}} t + \pi)} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + e^{j \theta} J_{-M}(2m) e^{j M w_{\text{rf}} t} + J_M(0) e^{j M (w_{\text{rf}} t + \frac{3}{2} \pi)} \right] \right\}, \quad (3)
\end{aligned}$$

其中, $P_{\text{optin}} = E_{\text{in}}^2$ 为调制器输入光信号功率, M 为输出信号的阶数. 由 (3) 式可以得出调制器输出平均光功率为

$$P_{\text{outmzm}} = \frac{1}{2} \alpha^2 P_{\text{optin}} (1 + \cos \theta J_0(2m)). \quad (4)$$

发送端功率放大器 EDFA 增益为 [13]

$$G_{\text{edfa}} = \frac{G_0}{1 + (G_0 \frac{P_{\text{outmzm}}}{P_{\text{outmax}}})^\beta}, \quad (5)$$

其中, 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 [14]

$$G_t = \eta_t \left(\frac{\pi D_t}{\lambda} \right)^2, \quad (6)$$

其中, η_t 为发射天线效率, 一般取 0.6 ~ 0.8, D_t 为发送天线口径, λ 为光波长.

自由空间传输损耗为 [14]

$$L = \left(\frac{\lambda}{4\pi z} \right)^2, \quad (7)$$

其中, z 为传输距离.

接收天线增益为 [14]

$$G_r = \eta_r \left(\frac{\pi D_r}{\lambda} \right)^2, \quad (8)$$

其中, η_r 为接收天线效率, 一般取 0.6 ~ 0.8, D_r 为接收天线口径.

探测器输出任意谐波分量为

$$I(t) = RP_{\text{out}}(t)G_{\text{edfa}}G_tLL_pG_rG_{\text{pre}}, \quad (9)$$

其中, R 为探测器响应度, L_p 为指向损耗, G_{pre} 为前置放大器增益.

入射到探测器的平均光功率为

$$P_r = P_{\text{outmzm}}G_{\text{edfa}}G_tLL_pG_rG_{\text{pre}}. \quad (10)$$

结合式 (3) 可以得出输出射频信号功率为

$$P_{\text{rfout}} = \frac{1}{2} (R\alpha^2 P_{\text{optin}}G_{\text{edfa}}G_tLL_pG_rG_{\text{pre}}J_1(2m)\sin\theta)^2 R_l, \quad (11)$$

其中, R_l 为负载阻抗.

星间微波光子链路中的噪声^[13~16] 主要包括发送端功率放大器引入的自发辐射噪声、背景光噪声、接收端前置放大器引入的自发辐射噪声、信号与背景光噪声之间的拍频噪声、信号与自发辐射噪声之间的拍频噪声、热噪声、散弹噪声、暗电流噪声以及相对强度噪声.

接收端接收的背景光噪声可以表示为

$$\sigma_{\text{bg}}^2 = (RP_{\text{bg}})^2 R_l = \left(RG_{\text{pre}}\text{BIF} \frac{\pi D_r^2 \lambda^2 B_{\text{opt1}}}{4c} \right)^2 R_l, \quad (12)$$

其中, BIF 为背景星体的辐射谱, B_{opt1} 为背景光滤波器带宽, $c = 3 \times 10^8$ m/s 为光速.

信号与背景光噪声之间的拍频噪声为

$$\sigma_{s,\text{bg}}^2 = 2R^2 P_{\text{bg}} P_r R_l. \quad (13)$$

由发送端功率放大器引入的自发辐射噪声经自由空间衰减、发送天线、接收天线和前置放大器放大后进入探测器, 其功率为

$$P_{\text{ase1}} = \frac{2qn_{\text{sp}}(G_{\text{edfa}} - 1)G_tLL_pG_rG_{\text{pre}}B_{\text{opt2}}}{R}, \quad (14)$$

其中, q 为电子电量, n_{sp} 为自发辐射因子, B_{opt2} 为第 2 级光滤波器带宽.

由接收端前置放大器引入的自发辐射噪声功率为

$$P_{\text{ase2}} = \frac{2qn_{\text{sp}}(G_{\text{pre}} - 1)B_{\text{opt2}}}{R}, \quad (15)$$

则总的自发辐射噪声为

$$\sigma_{\text{ase}}^2 = [R(P_{\text{ase1}} + P_{\text{ase2}})]^2 R_l. \quad (16)$$

信号与自发辐射噪声之间的拍频噪声为

$$\sigma_{s,\text{ase}}^2 = 2R^2(P_{\text{ase1}} + P_{\text{ase2}})P_r R_l. \quad (17)$$

背景光噪声与自发辐射噪声之间的拍频噪声为

$$\sigma_{\text{bg,ase}}^2 = 2R^2 P_{\text{bg}}(P_{\text{ase1}} + P_{\text{ase2}})R_l. \quad (18)$$

热噪声为

$$\sigma_{\text{th}}^2 = (G_{\text{rf}} + 1)k_0TB_{\text{el}}, \quad (19)$$

其中, $G_{\text{rf}} = P_{\text{rfout}}/P_{\text{rfin}}$ 为射频信号增益, P_{rfin} 为射频输入信号功率, $k_0 = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为 Boltzmann 常量, $T = 500$ K 为绝对温度, B_{el} 为探测器电带宽.

散弹噪声为

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = 2qR(P_r + P_{\text{ase1}} + P_{\text{ase2}} + P_{\text{bg}})B_{\text{el}}R_l, \quad (20)$$

相对强度噪声为

$$\sigma_{\text{rin}}^2 = 10^{\text{RIN}/10}(RP_r)^2B_{\text{el}}R_l, \quad (21)$$

其中, RIN 为激光器相对强度噪声.

暗电流噪声为

$$\sigma_{\text{dc}}^2 = 2qI_{\text{dc}}B_{\text{el}}R_l, \quad (22)$$

其中, I_{dc} 为探测器暗电流.

则信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{rfout}}}{\sigma_{\text{bg}}^2 + \sigma_{\text{s,bg}}^2 + \sigma_{\text{ase}}^2 + \sigma_{\text{s,ase}}^2 + \sigma_{\text{bg,ase}}^2 + \sigma_{\text{th}}^2 + \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{rin}}^2 + \sigma_{\text{dc}}^2}. \quad (23)$$

3 数值结果与讨论

有了 SNR 的表达式, 我们可以分析直流偏置相移对信号和噪声功率的影响, 确定星间微波光子链路中的主要噪声成分. 链路预算参数如表 1 所示.

图 2 和 3 分别为信号和噪声功率随直流偏置相移的变化情况. 从图 2 可以看出, 未加前置放大器时, 信号功率随直流偏置相移的增大先增大后减小, 热噪声、背景光噪声和暗电流噪声几乎不随直流偏置相移变化而变化, 所有噪声中热噪声、信号和背景光之间的拍频噪声、散弹噪声是主要成分. 从图 3 可以看出, 前置放大器增益为 15 dB 时, 信号功率随直流偏置相移的增大先增大后减小, 热噪声、背景光噪声、暗电流噪声、自发辐射噪声和背景光与自发辐射噪声之间的拍频噪声几乎不随直流偏置相移变化而变化, 所有噪声中信号和背景光之间的拍频噪声、信号和自发辐射噪声之间的拍频噪声是主要成分, 这主要由于前置放大器不仅放大了信号功率, 而且放大了背景光功率和发送端功率放大器引入的自发辐射噪声功率.

图 4 为激光器输出光功率 30 dBm 时 SNR 随归一化直流偏置相移变化情况. 对于 QPSK 调制信号, 要达到无误传输 ($\text{BER} \geq 10^{-9}$), SNR 至少为 15.56 dB. 从图中可以看出, SNR 随着直流偏置相移的增大先增大后减小, 存在最优的直流偏置相移使得在给定激光器输出功率下 SNR 达到最大, 也就是说存在最优的直流偏置相移, 使得在给定 SNR 要求下所需发射功率最小. 随着前置放大器增益的增大, SNR 和直流偏置相移的选取范围也增大. 未加前置放大器时 ($G_{\text{pre}} = 0$ dB), 当直流偏置相移为 0.989π 时, SNR 达到最大为 9.2 dB. 当 $G_{\text{pre}} = 5$ dB 时, 直流偏置相移为 0.99π 时, SNR 达到最大为 17.1 dB, 直流偏置相移的选取范围为 $0.982\pi \sim 0.994\pi$; 当 $G_{\text{pre}} = 10$ dB 时, 直流偏置相移为 0.992π 时, SNR 达到最大为 20.2 dB, 直流偏置相移的选取范围为 $0.974\pi \sim 0.997\pi$; 当 $G_{\text{pre}} = 15$ dB 时, 直流偏置相移为 0.992π 时, SNR 达到最大为 20.7 dB, 直流偏置相移的选取范围为 $0.973\pi \sim 0.996\pi$. 继续增大前置放大器增益, SNR 几乎不变.

表 1 链路预算参数
Table 1 Link budget parameters

Parameter	Symbol	Value	Unit
Photodiode responsivity	R	0.8	A/W
Insertion losses	α	$10^{-0.45}$	
Modulator halfwave voltage	V_{π}	5	v
RF input power	P_{rfin}	-25	dBm
EDFA small signal gain	G_0	37	dB
Maximum saturated output power from the EDFA	P_{outmax}	22	dBm
Optical wavelength	λ	1550	nm
Transmitter telescope diameter	D_t	80	cm
Receiver telescope diameter	D_r	65	cm
Distance between satellites	z	40000	km
Pointing losses	L_p	-3	dB
Load resistance	R_l	50	Ω
Background irradiance influx	BIF	0.2	$\text{mw}/\text{m}^2/\mu\text{m}$
First optical filter bandwidth	B_{opt1}	5	GHz
Spontaneous emission coefficient	n_{sp}	2	
Second optical filter bandwidth	B_{opt2}	1	GHz
Photodiode Dark current	I_{dc}	5	nA
Photodiode electrical bandwidth	B_{el}	500	MHz
Relative intensity noise	RIN	-145	dB/Hz

图 2 未加前置放大器的信号和噪声功率

Figure 2 Signal and noise power without preamplifier

图 3 前置放大器增益 15 dB 的信号和噪声功率

Figure 3 Signal and noise power when $G_{\text{pre}} = 15$ dB

为了进一步比较前置光放大接收和直接光电探测的性能, 我们分析前置放大器增益对最小激光器输出功率和最优直流偏置相移的影响. 图 5 为不同前置放大器增益下最小激光器输出功率随 SNR 变化情况. 从图中可以看出, 激光器输出功率越大 SNR 越高, 当 $G_{\text{pre}} = 15$ dB 时, 激光器输出功率从 15.96 dBm 增加到 22.57 dBm, SNR 从 9.78 dB ($\text{BER} = 10^{-3}$) 增加到 15.56 dB ($\text{BER} = 10^{-9}$). 随着前

图 4 信噪比随归一化直流偏置相移变化

Figure 4 SNR varies with the normalized DC bias phase shift

图 5 不同信噪比对应的最小激光器输出功率
Figure 5 Minimum laser output power v.s. SNR 图 6 不同信噪比对应的最优归一化直流偏置相移
Figure 6 Normalized optimum DC bias phase shift v.s. SNR

置放大器增益的增加, 达到指定 SNR 所需的激光器输出功率变小. 未加前置放大器时, SNR 要达到 15.56 dB, 激光器输出光功率至少为 45 dBm, 而前置放大器增益为 15 dB 时, 只需要 22.57 dBm.

图 6 为不同前置放大器增益下最优归一化直流偏置相移随 SNR 变化情况. 从图中可以看出, 为了提高 SNR, 需要增大直流偏置相移, 当 $G_{\text{pre}}=15$ dB 时, SNR 从 9.78 dB ($\text{BER}=10^{-3}$) 增加到 15.56 dB ($\text{BER}=10^{-9}$), 最优直流偏置相移需要从 0.981π 增加到 0.988π . 随着前置放大器增益的增加, 最优的直流偏置相移先减小后增大.

4 结论

本文建立了带前置光放大的星间微波光子链路模型, 推导出了信噪比的解析表达式, 分析了前置光放大接收在星间微波光子链路中的性能. 研究表明, 在给定 SNR 要求下, 存在最优的调制器直流偏置相移, 使得所需激光器输出功率最小. 前置放大器增益决定了最小激光器输出功率和最优直流偏置相移. 随着前置放大器增益的增加, 达到指定 SNR 所需的激光器输出功率变小, 相应的最优直流偏置相移先减小后增大. 对于 QPSK 调制信号, 未加前置放大器时, SNR 要达到 15.56 dB ($\text{BER}=10^{-9}$), 激光器输出功率至少为 45 dBm, 而前置放大器增益为 15 dB 时, 只需要 22.57 dBm. 因此, 前置光放大接收的性能优于直接光电探测接收, 然而前置光放大器的引入会增加系统总体的功耗, 下一步将在考虑总体功耗的条件下优化系统性能.

参考文献

- 1 Yao J P. Microwave photonics. *J Lightw Technol*, 2009, 27: 314–335
- 2 Benazet B, Sotom M, Maignan M, et al. Microwave photonics cross-connect repeater for telecommunication satellites. In: *Proc. of the International Society for Optical Engineering*, San Diego, 2006. 1–7
- 3 Sotom M, Benazet B, Kernec A L, et al. Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads. In: *European Conference on Optical Communication*, Vienna, 2009. 20–24
- 4 Bensoussan A, Vanzi M. Optoelectronic devices product assurance guideline for space application. In: *ICSO 2010 International Conference on Space Optics*, Rhodes, 2010. 8–13
- 5 Kudielka K, Pribil K. Transparent optical intersatellite link using double-sideband modulation and homodyne reception. *Int J Electron Commun*, 2002, 56: 254–260
- 6 Pribil K, Kudielka K, Ruzicka K, et al. A coherent analog communication system for optical intersatellite links. In: *19th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, 2001. 1–6
- 7 Kernec A L, Sotom M, Benazet B, et al. Space evaluation of optical modulators for microwave photonic on-board applications. In: *ICSO 2010 International Conference on Space Optics*, Rhodes, 2010. 35–38
- 8 Wang W N, Li Y H, Zheng X P, et al. Modelling of fiber radio link using mach-Zehnder modulator. *Acta Opt Sin*, 2007, 27: 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. *光学学报*, 2007, 27: 159–165]
- 9 Ma J X. 5 Gbit/s full-duplex radio-over-fiber link with optical millimeter-wave generation by quadrupling the frequency of the electrical RF carrier. *J Opt Commun Netw*, 2011, 3: 127–133
- 10 Lim C, Attygalle M, Nirmalathas A, et al. Analysis of optical carrier-to-sideband ratio for improving transmission performance in fiber-radio links. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2006, 54: 2181–2187
- 11 Li S Y, Zheng X P, Zhang H Y, et al. Compensation of dispersion-induced power fading for highly linear radio-over-fiber link using carrier phase-shifted double sideband modulation. *Opt Lett*, 2011, 36: 546–548
- 12 Lin C T, Chen J, Dai S P, 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 Lightw Technol*, 2008, 26: 2449–2459
- 13 Zhang X P, Mitchell A. A Simple black box model for Erbium-doped fiber amplifiers. *IEEE Photonics Technol Lett*, 2000, 12: 28–30
- 14 Duca E, Carrozzo V, Roseti C. Performance evaluation of a hybrid satellite network based on high-altitude-platforms. In: *IEEE Aerospace Conference*, Montana, 2007. 1–12
- 15 Betti S, Carrozzo V, Duca E. Over-stratospheric-altitude optical free space links: system performance evaluation. In: *International Conference on Transparent Optical Networks*, Rome, 2007. 170–173
- 16 Betti S, Carrozzo V, Duca E. Use of optical amplifiers in GEO-HAP free space links. In: *IEEE Aerospace Conference*, Montana, 2007. 84–88

Modelling and optimization of optically preamplified inter-satellite microwave photonics links

ZHU ZiHang^{1*}, ZHAO ShangHong^{1*}, LI YongJun¹, CHU XingChun¹, ZHANG Hui², HOU Rui¹,
WANG Xiang¹ & ZHAO GuHao¹

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

² Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China

*E-mail: zhuzihang6@126.com, zhaoshangh@yahoo.com.cn

Abstract An optical preamplifier is applied to increase the signal-to-noise ratio (SNR) of inter-satellite microwave photonics links considering the large signal loss in distant propagation. An optically preamplified inter-satellite microwave photonics links model is established and an analytical expression of SNR is derived with the method of expanding Bessel series and Graf addition theorem. The dominant noise components influence the link performance is confirmed, given the desired SNR, the direct current (DC) bias phase shift of modulator can be optimized so as to minimize the output power of laser diode (LD) under different gain of optical preamplifier, and the effects of the optical preamplifier gain on the minimum output power of LD and optimal DC bias phase shift is also examined. According to the numerical results, the output power of LD needed to achieve the required SNR decreases while increasing the gain of preamplifier, and the corresponding optimal DC bias phase shift decreases first and then increases. For QPSK modulation signal, the output power of LD needed to achieve the SNR of 15.56 dB (BER = 10^{-9}) is at least 45 dBm without an optical preamplifier, while the output power of LD is required only 22.57 dBm as the gain of preamplifier is 15 dB.

Keywords optical communication, microwave photonics, inter-satellite links, optical preamplifier, optimization, signal-to-noise ratio (SNR), direct current (DC) bias phase shift

ZHU ZiHang was born in 1985. He received his B.S. and M.S. degrees in Air-to-Ground Communication Department from Telecommunication Engineering college, Air Force Engineering University (AFEU), Xi'an in 2007 and 2009, respectively. Currently, he is pursuing a Ph.D. degree at AFEU. His research interests include modeling and performance analysis of inter-satellite microwave photonics links.

ZHAO ShangHong was born in 1964. He received his Ph.D. degree from Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics of CAS in 1998. From 1998 to 2000, he was a Postdoctoral Fellow in Northwest University, Xi'an. Currently, he is a Professor in Network Engineering Department, Telecommunication Engineering College, Air Force Engineering University (AFEU), Xi'an. His research interests include laser technology, optical satellite communications and networking. He is the fellow of OSA.