

基于空间分集的高空平台光链路性能研究

王 翔 赵尚弘 郑光威 李勇军 楚兴春 赵顾颢 朱子行

(空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077)

摘要 针对高空平台不稳定性以及大气湍流对平台光通信性能的影响, 提出利用空间分集技术改善高空平台光通信链路性能。在系统采用开关键控(OOK)调制条件下, 利用矩母函数特性分别得到采用协作分集技术和多输入多输出(MIMO)技术的高空平台光链路误码率表达式, 并求解协作通信系统中继平台的最优位置。仿真结果表明: 协作分集技术与光 MIMO 技术对高空平台光链路性能的改善效果受到跟踪误差的限制。采用发射选择分集的光 MIMO 技术对光链路的误码率性能最好。与采用重复码的 MIMO 方法相比, 协作分集技术更适用于跟踪误差大的通信系统。中继平台的最优位置与中继策略以及跟踪误差无关。在中继平台最优位置附近, 采用协作分集的光链路性能优于采用重复码 MIMO 光通信链路。

关键词 光通信; 高空平台; 协作分集; 多输入多输出

中图分类号 TN92 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201434.0106001

Performance Analysis of High Altitude Platform Optical Communication Links with Spatial Diversity

Wang Xiang Zhao Shanghong Zheng Guangwei Li Yongjun Chu Xingchun
Zhao Guhao Zhu Zihang

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

Abstract Because of the position instability and atmospheric turbulence are two of the major influences on high altitude platforms (HAPs) optical links, the method to improve the performance of HAPs optical links using spatial diversity is presented. The expressions of HAPs optical links bit error rates (BER) for multiple-input multiple-output (MIMO) scheme and cooperative diversity scheme are obtained with on off keying (OOK) modulation system. And the optimum place for the relay platform is shown. The simulation results show that the improvement of cooperative diversity and optical MIMO on HAPs optical communications may be restricted by tracking error. The BER performance of MIMO optical links based on transmit laser selection is the best. Compared with MIMO optical links based on repetition coding, cooperative diversity is suited to optical communication links with bigger pointing error. The optimum place of the relay platform for HAPs optical links with cooperative diversity is independent on relay strategy and pointing error. The cooperative diversity scheme is superior to the HAPs MIMO optical links with repetition coding when the place of the relay platform is optimum.

Key words optical communications; high altitude platform; cooperative diversity; multiple-input multiple-output

OCIS codes 200.2605; 200.2610; 060.2605; 060.4510

1 引 言

临近空间高空平台(HAP)因其具有布局灵活、应用广泛、成本低廉、安全可靠和对地准静止等优点, 成为填补地面通信系统和卫星通信系统的有效

载荷平台^[1-2], 并且将多个高空平台通过激光通信链路互联构建空间光网络, 能够实现全天时、大区域稳定的通信覆盖和海量数据中继^[3-4]。然而, 高空平台在空间环境中容易受大气湍流以及季风等因素

收稿日期: 2013-06-18; **收到修改稿日期**: 2013-08-09

基金项目: 国家自然科学基金(61205002)

作者简介: 王 翔(1984—), 男, 博士研究生, 主要从事激光空间信息技术方面的研究。

E-mail: wangxiang_626@hotmail.com

导师简介: 赵尚弘(1964—), 男, 教授, 主要从事激光空间信息技术方面的研究。E-mail: zhaoshangh@yahoo.com.cn

的影响,导致接收端(RX)光强的起伏,严重影响到高空平台光链路的性能。因此,平台位置不稳定以及大气湍流效应对高空平台多跳光链路性能的影响成为高空平台光通信亟需解决的问题。文献[5-6]在综合考虑高空平台不稳定性以及大气湍流效应的基础上,分析平台间点对点光链路的通信性能。文中分析指出高空平台位置不稳定极易引起平台间光链路的跟瞄误差。特别是在远距离通信时,跟瞄误差对于平台间光链路的影响更大。

在无线光通信系统中,分集技术被认为是一种改善链路性能的有效方法。其中多输入多输出(MIMO)技术在不额外增加发射功率和传输带宽的前提下,利用多天线分集技术使系统性能得到很大的改善^[7-11]。文献[8]针对光MIMO技术提出一种新的发射分集方法——发射选择(TL)分集技术。并对其在强大气湍流信道条件下的误码率(BER)性能以及分集增益进行分析。在此基础上,文献[9]将TL_MIMO光通信链路采用传统正交空时编码和重复码(RC)的光MIMO通信链路进行比较。结果表明TL_MIMO光链路的误码率性能优于以上两种空时编码的光MIMO通信链路。在跟瞄误差影响下,文献[10]和[11]分别针对服从对数正态分布的弱大气湍流信道和服从负指数分布的强大气湍流信道,分析RC_MIMO光链路和TL_MIMO的中断概率及分集增益。上述文献分析表明光MIMO技术对于链路性能的改善十分明显。但是光MIMO技术对通信终端体积以及成本要求较高,这对光MIMO技术在实际中的应用带来许多困难。

为了弥补MIMO通信系统应用的局限性,2003年Sendonaris等^[12-13]提出了一种新的空间分集技术——协作分集。协作分集的核心思想就是在多用户网络环境中,通过共享其他用户的天线,形成一个虚拟MIMO阵列,实现发射或接收分集,从而有效地提高通信性能。近年来,针对基于协作分集技术的无线光通信系统越来越引起人们的重视^[14-17]。文献[14]针对含有N个中继平台的自由空间协作分集光网络,在服从对数正态的大气湍流信道条件下,推导接收端的中断概率闭合表达式。文献[15-16]以三个通信节点构成的无线光网络为例,针对不

同中继策略,分析在服从对数正态大气湍流影响下的光链路性能。文献[17]针对协作分集光链路的终端进行设计,并分析背景光噪声对链路的影响。本文在上述文献研究的基础上,联合Gamma-Gamma大气信道分布模型以及理想跟瞄误差模型,分析高空平台非再生协作分集光链路性能,并分别与发射选择分集和RC空时编码的MIMO光链路性能进行比较分析。最后在链路分析的基础上,求解协作分集光通信中中继节点的最优位置。

2 高空平台光通信链路模型

平台间采用开关键控(OOK)调制,接收端收到信号 y_k 可表示为

$$y_k = hx_k + n_k, \quad (1)$$

式中 n_k 为加性高斯白噪声,噪声功率为 N_T ;衰减因子 h 表征平台间光通信信道的状态,由大气湍流影响因子 h_g 以及平台间光链路指向误差因子 h_p 两个部分组成。根据前期的研究结论可知^[5],在Gamma-Gamma大气分布模型以及理想瑞利分布的跟瞄误差条件下,衰减因子 h 的概率密度函数为

$$f(h) = \frac{\alpha\beta\eta^2}{A_0\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha\beta h}{A_0} \middle| \begin{matrix} \eta^2 \\ \eta^2 - 1, \alpha - 1, \beta - 1 \end{matrix} \right], \quad (2)$$

式中,

$$\alpha = \left\{ \exp \left[\frac{0.49\sigma_0^2}{(1 + 1.1\sigma_0^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (3)$$

$$\beta = \left\{ \exp \left[\frac{0.51\sigma_0^2}{(1 + 0.69\sigma_0^{12/5})^{5/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (4)$$

式中 G 为Meijer G函数; L 为平台间光通信链路距离; σ_0^2 为Rytov方差,即 $\sigma_0^2 = 1.23C_n^2 K^{7/6} L^{11/6}$, C_n^2 为大气折射率结构常数, $K = 2\pi/\lambda$ 为波数, λ 为波长。光束半径 $\omega_i(i) = \omega_0 [1 + \epsilon(\lambda L_i / \pi \omega_0^2)^2]^{1/2}$, ω_0 为光束腰半径,与光束发散角 Φ 的关系为: $\omega_0 = 2\lambda / \pi \Phi$; $\epsilon = [1 + 2\omega_0^2 / \rho_0^2(L)]$; $\rho_0(L) = (0.55C_n^2 K^2 L)^{-3/5}$; $\nu = [(\pi a^2) / (2\omega^2)]^{0.5}$, $A_0 = [\text{erf}(\nu)]^2$, $\omega_e^2 = \omega(i)^2 (\pi A_0)^{0.5} / [2\nu \exp(-\nu^2)]$, $\eta = \omega_e / (2\sigma)$,其中, a 为接收端检测器的半径; σ 为光链路跟瞄误差的均值。根据(2)式可得每跳光链路衰减因子 h 的均方差值为

$$\Omega = \frac{\alpha\beta\eta^2}{A_0\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \frac{\Gamma(\eta^2 + 2)\Gamma(a + 2)\Gamma(\beta + 2)}{\Gamma(3 + \eta^2)} \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{-3}, \quad (5)$$

采用文献[18]中(2.3)式,可得光链路瞬时信噪比(SNR, γ)的概率密度函数:

$$f(\gamma) = \frac{2^{\alpha+\beta-3} \alpha^2 \beta^2 \eta^2 \Omega}{16\pi A_0^2 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \frac{1}{\gamma} \times G_{2,6}^{6,0} \left[\frac{\alpha^2 \beta^2 \Omega}{16A_0^2} \frac{\gamma}{\gamma} \middle| \begin{matrix} (\eta^2 - 1)/2, (\eta^2)/2 \\ (\eta^2 - 2)/2, (\eta^2 - 1)/2, (\alpha - 2)/2, (\alpha - 1)/2, (\beta - 2)/2, (\beta - 1)/2 \end{matrix} \right]. \quad (6)$$

3 非再生协作分集光链路性能分析

非再生协作分集光通信系统结构,如图 1 所示。

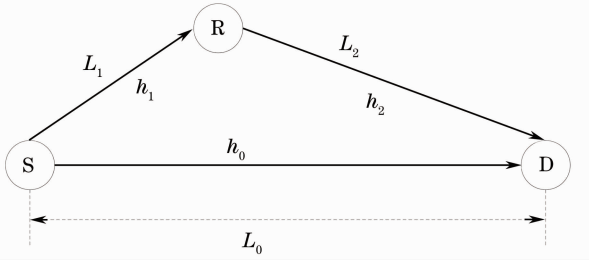


图 1 非再生协作光通信系统示意图

Fig. 1 Block diagram of optical communication system with non-regenerative cooperative

平台 S 为信源,平台 R 为中继平台,平台 D 为信宿。 h_0, h_1, h_2 分别为 S-D 链路、S-R 链路和 R-D 链路的信道衰落系数, L_0, L_1, L_2 分别为 S-D 链路、

S-R 链路和 R-D 链路的通信距离。平台 S 能利用直传链路 S-D 以及多跳链路 S-R-D 给平台 D 发送信号。信源平台 S 发送信号 x ,则信宿平台 D 接收到信号分别为

$$y_0 = h_0 x + n_0, \quad (7)$$

$$y_r = Gh_1 h_2 x + Gh_2 n_R + n_0^2, \quad (8)$$

其中,信号 x 的发射平均功率为 E_s ; G 为中继平台的放大增益; n_0, n_R 分别为信宿端和中继平台的加性高斯白噪声,其噪声功率为 N_T 。

由于信宿平台 D 采用等增益合并技术(EGC)接收来自平台 S 和平台 R 的接收信号。则信宿平台 D 接收到的信噪比 γ 可以表示为

$$\gamma = \gamma_r + \gamma_0, \quad (9)$$

式中 γ_r 为 S-R-D 多跳链路信噪比, γ_0 为 S-D 直传链路信噪比,结合 Meijer G 函数积分特性^[19],则 S-D 直传链路信噪比 γ_0 的矩母函数 F_0 为

$$F_0(-s) = \int_0^{\infty} \exp(-s\gamma_0) f(\gamma_0) d\gamma_0 = \frac{2^{\alpha_0+\beta_0-3} \eta_0^2}{\pi \Gamma(\alpha_0) \Gamma(\beta_0)} \times G_{6,3}^{1,6} \left[\frac{16sA_{0,0}^2 \bar{\gamma}_0}{\alpha_0^2 \beta_0^2 \Omega_0} \middle| \begin{matrix} (2 - \eta_0^2)/2, (1 - \eta_0^2)/2, (2 - \alpha_0)/2, (1 - \alpha_0)/2, (2 - \beta_0)/2, (1 - \beta_0)/2 \\ 0, (1 - \eta_0^2)/2, (-\eta_0^2)/2 \end{matrix} \right]. \quad (10)$$

由于信噪比 γ_r 的矩母函数与中继平台的中继策略相关。下面分别针对非再生中继策略中可变增益中继和固定增益中继进行分析。

1) 可变增益中继

可变增益中继根据每跳的瞬时信道状态信息(CSI)确定放大增益。因此,可变增益中继的增益因子为 $G_i^2 = 1/h_i^2$,则根据(1)式,得出多跳中继链路的端到端即时信噪比为^[18]

$$\gamma_{\text{var}} = \left(\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} \right)^{-1}. \quad (11)$$

利用调和几何平均不等式,得到(11)式的信噪比上界分别为

$$\gamma_{\text{var}} \leq \frac{1}{2} \prod_{i=1}^2 \gamma_i^{1/2}. \quad (12)$$

(12)式当且仅当 $\gamma_1 = \gamma_2$ 时等号成立。利用矩母函数定义以及 Meijer G 函数积分特性^[19],并结合得到信噪比 γ_{var} 的矩母函数 $F_{\gamma_{\text{var}}}(s)$ 如(10)式所示。

$$F_{\gamma_{\text{var}}}(-s) = \frac{1}{(\pi)^{1/2}} \left[\prod_{i=1}^2 \frac{2^{\alpha_i+\beta_i} \eta_i^2}{8\pi \Gamma(\alpha_i) \Gamma(\beta_i)} \right] \times G_{12,2+4}^{2,12} \left[\left(\frac{s}{4} \right)^2 \prod_{i=1}^2 \left(\frac{\alpha_i^2 2\beta_i^2 \Omega_i}{16A_{0,i}^2 \gamma_i} \right)^{-1} \middle| \begin{matrix} \mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2 \\ 0, 0.5, \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2 \end{matrix} \right], \quad (13)$$

式中,

$$\mathbf{a}_i = [2 - \eta_i^2]/2, (1 - \eta_i^2)/2, (2 - \alpha_i)/2, (1 - \alpha_i)/2, (2 - \beta_i)/2, (1 - \beta_i)/2], \quad (14)$$

$$\mathbf{b}_i = [(1 - \eta_i^2)/2, (-\eta_i^2)/2]. \quad (15)$$

2) 固定增益中继

在固定增益中继通信系统中, 每一个中继平台将接收到的信号按照固定增益放大转发。因此, 对于接收端来说可以将多跳光链路当成级联信道。则接收到的信噪比为^[18,20]

$$\gamma_{\gamma_{\text{fix}}} = \frac{E_s}{N_T} \prod_{i=1}^2 G_i^2 h_{i-1}^2, \quad (16)$$

$$G_i^2 = \frac{2^{\alpha_i + \beta_i - 3} \eta_i^2}{\pi \Gamma(\alpha_i) \Gamma(\beta_i)} \times G \begin{matrix} 1, 7 \\ 7, 3 \end{matrix} \left[\begin{matrix} 16A_{0,i}^2 \bar{\gamma}_i \\ \alpha_i^2 \beta_i^2 \Omega_i \end{matrix} \middle| \begin{matrix} 0, (\eta_i^2 - 2)/2, (\eta_i^2 - 1)/2, (\alpha_i - 2)/2, (\alpha_i - 1)/2, (\beta_i - 2)/2, (\beta_i - 1)/2 \\ 0, (\eta_i^2 - 1)/2, (\eta_i^2)/2 \end{matrix} \right]. \quad (17)$$

根据(14)式可得固定中继接收端信噪比 γ_{fix} 的矩母函数为

$$F_{\gamma_{\text{fix}}}(-s) = \prod_{i=1}^2 \frac{2^{\alpha_i + \beta_i} \eta_i^2}{8\pi \Gamma(\alpha_i) \Gamma(\beta_i)} \times G \begin{matrix} 1, 12 \\ 12, 5 \end{matrix} \left[\begin{matrix} (\lambda_s) \\ \prod_{i=1}^2 \left(\frac{\alpha_i^2 \beta_i^2 \Omega_i}{16A_{0,i}^2 \gamma_i} \right)^{-1} \end{matrix} \middle| \begin{matrix} \mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2 \\ 0, \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2 \end{matrix} \right], \quad (18)$$

式中 $\lambda_s = (E_s/N_T) \prod_{i=1}^2 h_i^2$ 。

考虑直传链路与多跳链路相互独立, 根据矩母函数的性质, 即两个独立随机变量的和的矩母函数等于各自变量矩母函数的乘积。因此信宿平台 D 接收到的光信号信噪比的矩母函数 $F = F_\gamma \times F_0$ 。假定系统采用 OOK 调制方式, 则误码率表达式为

$$P_b(E|\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(\frac{-\gamma}{8\sin^2\theta}\right) d\theta, \quad (19)$$

结合矩母函数的定义, 可得出端到端平均误码率为

$$\bar{P}_b = \int_0^\infty P_b(E|\gamma) f(\gamma) d\gamma = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} F\left(-\frac{1}{4\sin^2\theta}\right) d\theta. \quad (20)$$

式中 E_s 为发射端发送信号的功率, N_T 为接收端噪声功率。文献[21]提出了半盲固定增益中继策略, 并指出半盲固定中继策略的多跳链路性能要优于传统的固定增益中继策略。文章分析采用半盲固定增益中继策略, 参照文献[21]中(14)式, 并结合(9)式, 得出 G_i^2 的表达式为

因此利用蒙特卡罗方法, 将(10)、(13)、(18)式分别与(20)式结合, 能够依次得到无分集直传链路平均误码率以及固定增益中继和可变增益中继条件下的协作分集光链路平均误码率。

4 光 MIMO 链路性能分析

假定多 MIMO 通信链路收发两端通信距离为 L_m , 发射终端与接收终端数目分别为 M 和 N 。收发端两端之间任意一条信道的信道条件均相同, 参照(11)式, 则第 m 个发射透镜 ($0 \leq l \leq M$) 发射光信号在接收端 n 接收到光信号的瞬时信噪比为

$$f(\gamma_{mn}) = \frac{2^{\alpha + \beta - 3} \alpha^2 \beta^2 \eta^2 \Omega}{16\pi A_0^2 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \frac{1}{\gamma_{mn}} \times G \begin{matrix} 6, 0 \\ 2, 6 \end{matrix} \left[\begin{matrix} \alpha^2 \beta^2 \Omega \gamma_{mn} \\ 16A_0^2 \gamma_{mn} \end{matrix} \middle| \begin{matrix} (\eta^2 - 1)/2, (\eta^2)/2 \\ (\eta^2 - 2)/2, (\eta^2 - 1)/2, (\alpha - 2)/2, (\alpha - 1)/2, (\beta - 2)/2, (\beta - 1)/2 \end{matrix} \right]. \quad (21)$$

对(21)式进行泰勒展开, 得到高信噪比条件下近似表达式为

$$f(\gamma_{mn}) \approx \frac{2^{\alpha + \beta - 3} \alpha^2 \beta^2 \eta^2 \Omega}{16\pi A_0^2 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \frac{1}{\gamma} A \gamma_{mn}^B, \quad (22)$$

式中当 $\min(\alpha, \beta) > \eta^2$ 时,

$$A = \Gamma\left[\frac{(\alpha - \eta^2)}{2}\right] \Gamma\left[\frac{(\alpha - \eta^2 + 1)}{2}\right] \Gamma\left[\frac{(\beta - \eta^2)}{2}\right] \Gamma\left[\frac{(\beta - \eta^2 + 1)}{2}\right] \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \Omega}{16A_0^2} \frac{1}{\gamma}\right)^{\frac{(\gamma^2 - 2)}{2}}, \quad (23)$$

$$B = \frac{\eta^2 - 2}{2}; \quad (24)$$

当 $\min(\alpha, \beta) < \eta^2$ 时,

$$A = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)\Gamma(|\alpha - \beta|/2)\Gamma[(|\alpha - \beta| + 1)/2]}{\{[\eta^2 - \min(\alpha, \beta)]/2\}} \left[\frac{\alpha^2 \beta^2 \Omega}{16A_0^2} \frac{1}{\gamma} \right]^{\lceil \min(\alpha, \beta) - 2 \rceil / 2}, \quad (25)$$

$$B = \frac{\lceil \min(\alpha, \beta) - 2 \rceil}{2}. \quad (26)$$

假定发送端采用 RC 空时编码和 TL 发射选择分集技术、发射选择技术、接收端采用等增益合并技术,则接收端信噪比分别为

$$\gamma_{\text{TL_MIMO}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \gamma_{\max_n}, \quad (27)$$

$$\gamma_{\text{RC_MIMO}} = \frac{1}{NM} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \gamma_{nm}, \quad (28)$$

(27)式和(28)式分别为采用 TL 分集技术和 RC 时空编码时接收端信噪比。式中 γ_{\max_n} 为接收端第 N 个探测器收到 M 个发射终端发送光信号信噪比的最大值,即 $\gamma_{\max_n} = \max_{m=1,2,\dots,M}(\gamma_{nm})$ 。则根据多维

独立随机变量的性质,可以得出 γ_{\max_n} 的概率密度函数为

$$f(\gamma_{\max_n}) = \left(\frac{A}{B+1} \right)^M M(B+1) \gamma_n M(B+1) - 1. \quad (29)$$

根据(27)式可知,接收端信噪比 $\gamma_{\text{TL_MIMO}}$ 为 N 个信噪比 γ_{\max_m} 的和。由于 N 个信噪比 γ_{\max_m} 相互独立,因此可对(29)式的累积分布函数进行拉普拉斯变化,利用得到的公式进行 N 次相乘。最后进行拉普拉斯逆变化^[22],得到信噪比 $\gamma_{\text{TL_MIMO}}$ 的概率密度函数为

$$f(\gamma_{\text{TL_MIMO}}) \approx \frac{\left(\frac{A}{B+1} \right)^{MN} \{ \Gamma[M(B+1) + 1] \}^N}{\Gamma[NM(B+1)]} \gamma_{\text{MIMO}}^{NM(B+1)-1}. \quad (30)$$

假定系统采用 OOK 调制方式,则基于 TL_MIMO 光链路端到端的平均误码率为

$$P_{\text{MIMO_TL}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{A}{B+1} \right)^{MN} \frac{\{ \Gamma[M(B+1) + 1] \}^N}{\Gamma[NM(B+1)]} \int_0^{\infty} \gamma_{\text{MIMO}}^{NM(B+1)-1} \text{erfc} \left(\frac{\sqrt{\gamma_{\text{MIMO}}}}{2} \right) d\gamma_{\text{MIMO}} \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{A}{B+1} \right)^{MN} \frac{\{ \Gamma[M(B+1) + 1] \}^N}{\Gamma[1 + NM(B+1)]} \left(\frac{1}{4} \right)^{-NM(B+1)} \Gamma[NM(B+1) + 1/2], \quad (31)$$

采用(30)和(31)式的推导方法,RC_MIMO 光链路端到端的平均误码率为

$$P_{\text{MIMO_RC}} \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left[\frac{A_i \Gamma(B_i + 2)}{B_i + 1} \right]^{MN} \frac{NM(B_i + 2) + 1}{\Gamma[NM(B_i + 2)]} \times 4^{NM(B_i + 2) - 1} \frac{\Gamma[NM(B_i + 2) - 1] \Gamma[NM(B_i + 2) - 0.5]}{\Gamma[NM(B_i + 2)]}. \quad (32)$$

5 数值仿真

根据上述得出误码率公式,对比分析协作分集技术以及光 MIMO 的误码率性能,并求解出协作分集中继平台最优位置。仿真假定协作分集的每跳光链路与光 MIMO 通信系统任意收发端之间光链路在大气信道条件、光束跟瞄误差以及平均信噪比 γ_i 等方面均相同。并且光 MIMO 通信系统的通信距离与协作分集多跳光链路中 S-D 链路通信距离 L_0 相等。仿真其他性能参数如表 1 所示。

以无分集直传链路的误码率为标准,分别对协作分集(包括固定增益中继和可变增益中继)以及 2×2 的 MIMO 光通信系统(包括选择发射分集和

RC 空时编码)链路误码率进行归一化处理。归一化误码率比值越大说明相对于无分集直传链路来说,其误码率的改善性能越好。图 2 和图 3 分别为跟瞄误差 σ_i 为 10 m 和 20 m 时仿真结果。

表 1 性能仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Symbol	Value
HAP altitude /km	H	20
Wavelength /nm	λ	1550
Divergence angle / μ rad	Φ	200
Refractive index structure constant	C_n^2	10×10^{-18}
RX aperture of radius /cm	R	10
Distance of direct link /km	L_0	300

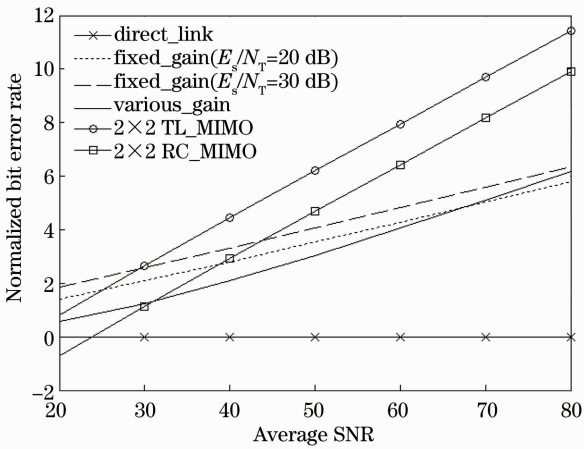


图 2 当 σ_i 为 10 m 时,平均信噪比与平均误码率之间关系曲线

Fig. 2 Plots of normalized bit error rate against average SNR for $\sigma_i = 10$ m

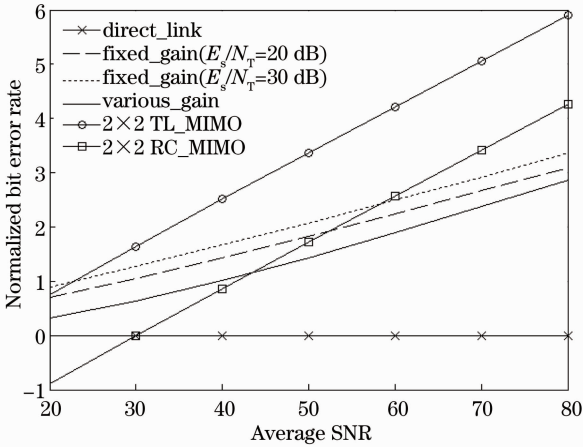


图 3 当 σ_i 为 20 m 时,平均信噪比与平均误码率之间关系曲线

Fig. 3 Plots of normalized bit error rate against average SNR for $\sigma_i = 20$ m

从图 2 中可以发现 TL_MIMO 光链路归一化误码率比值大于 RC_MIMO 光链路。当 E_s/N_T 比值为 20 dB 和 30 dB 时,固定增益中继策略协作分集归一化误码率比值大于可变增益中继策略;协作分集多跳链路与 2×2 的光 MIMO 通信系统相比较,在平均信噪比在 20 dB~30 dB 范围内,协作分集光链路的归一化误码率比值大于 RC_MIMO 光链路,而对于 TL_MIMO 光链路归一化误码率比值仅仅在小的平均信噪比条件下与其相近。上述分析表明协作分集以及光 MIMO 技术均能够有效改善高空平台光链路性能。并且随着平均信噪比的增加,TL_MIMO 光链路误码率降低的幅度最大;在小平均信噪比条件下,协作分集光链路的误码率与 MIMO 光链路性能相近。

对比图 2 与图 3 可知,当 σ_i 为 20 m 时,协作分集和 MIMO 光链路的归一化误码率比值均减小,减小幅度在 3 dB~5 dB 之间。在图 3 中 TL_MIMO 光链路性能优于协作分集光链路,在平均信噪比 0 dB~43 dB 范围内,RC_MIMO 光链路的归一化误码率比值小于可变增益协作分集技术光链路。对于 E_s/N_T 比值为 30 dB 的固定增益中继协作分集链路来说,这一范围扩展到 0 dB~60 dB 之间,甚至在平均信噪比小于 30 dB 时,RC_MIMO 光链路的归一化误码率比值小于零。以上结果说明跟瞄误差越大,采用协作分集技术和光 MIMO 技术的光链路误码率均越大。其中 TL_MIMO 光链路的误码率变化最小,RC_MIMO 光链路的误码率变化最大。因此在跟瞄误差较大的条件下,协作分集技术比采用 RC_MIMO 技术的优势更加明显。

针对如图 1 所示协作通信系统,求解中继平台 R 的最优位置。为了简化分析,假定中继平台 R 位于以 S-D 链路为直径的圆上。故链路距离 L_1, L_2 和 L_0 三者的关系为 $L_0^2 = L_1^2 + L_2^2$ 。仿真中直传 S-D 光链路的距离 $L_0 = 300$ km,平均信噪比 $\bar{\gamma} = 35$ dB。其余仿真条件与表 1 一致。

图 4 和图 5 分别为 σ_i 为 10 m 和 20 m 时,链接距离与平台 D 接收到光信号平均误码率关系曲线。由于直传链路 L_0 的距离不变,因此 MIMO 光链路平均误码率在图 4 和图 5 中呈水平直线。从图 4 和图 5 中可以发现,协作分集光链路的误码率随着链路距离 L_0 的变化而变化。当 L_0 取值增加时,协作分集光链路误码率逐渐减小,当 $L_0 > 200$ km 时,平均误码率随着 L_0 取值的增加而增大。在文中提出的仿真场景条件下,协作分集光链路的中继平台 R 的最优位置为 200 km。并且无论中继平台 R 采用固定增益中继策略还是可变增益中继策略,其中继平台 R 的最优位置均是相同的。并且当 E_s/N_T 比值为 20 dB 和 30 dB 时,采用固定增益中继的协作分集光链路误码率性能优于 RC_MIMO 光链路性能。随着 E_s/N_T 比值的增加,固定增益中继平台协作光链路误码率性能逐渐接近 TL_MIMO 光链路性能。对比图 4 和图 5 可以得出,在 σ_i 增加到 20 m 时,协作分集光链路以及光 MIMO 光链路的误码率均增大。与 $\sigma_i = 10$ m 时相比较,中继平台最优位置仍然在 200 km 附近,但由于中继平台 R 的位置变化引起协作光链路的误码率变化范围在减小。并且在 $\sigma_i = 20$ m 的条件下, E_s/N_T 数值对于链路性能的影响较小。

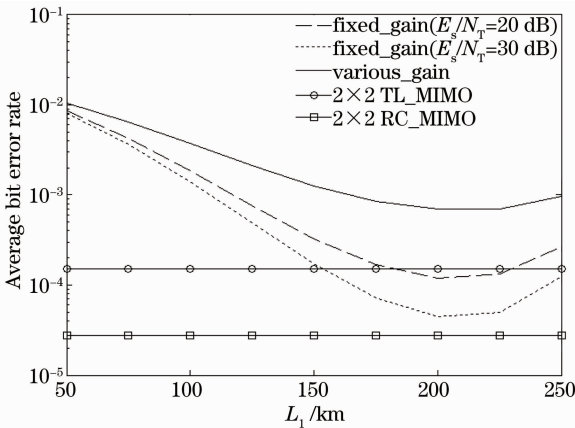


图4 当 σ_i 为10 m时,平均误码率与距离 L_1 的关系曲线

Fig. 4 Plots of bit error rate against L_1 for $\sigma_i=10$ m

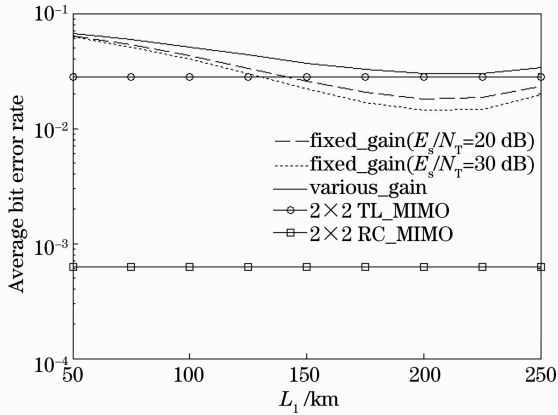


图5 当 σ_i 为20 m时,平均误码率与距离 L_1 的关系曲线

Fig. 5 Plots of bit error rate against L_1 for $\sigma_i=20$ m

6 结 论

从平台信噪比、跟瞄误差以及中继平台位置等方面,对比分析不同中继策略的非再生协作分集技术和不同发射分集技术的MIMO对于高空平台光链路性能的改善效果。在此基础上,分析协作通信中中继平台位置对链路性能的影响。通过仿真分析采用TL_MIMO技术的归一化误码率比值最高。半盲固定中继策略的协作分集光链路性能优于可变增益的协作分集光链路性能。RC_MIMO技术受跟瞄误差的影响最大。甚至在一定平均信噪比条件下,非再生协作分集光链路的归一化误码率比值高于RC_MIMO光链路。另一方面,通过中继平台位置的正确选取,协作分集光链路的误码率性能能够优于RC码的MIMO光链路。并且TL_MIMO技术与可变增益中继均要求发送端能够实时获得平台

光链路的信道状态信息。因此综合以上分析可知半盲固定增益中继的协作通信系统更适合高空平台光通信系统。

参 考 文 献

- 1 F Fidler, M Knappek, J Horwath, *et al.*. Optical communication for high-altitude platforms (invited paper) [J]. IEEE J Sel Top Quantum Electron, 2010, 16(5): 1-13.
- 2 S R Kassa, K Barman, D Kosale. A most promising HAPs technology for next generation wireless communication systems [C]. Proceedings of the 4th National Conference, 2010. 1-6.
- 3 Wang Xiang, Zhao Shanghong, Li Yongjun, *et al.*. Design of optical transport network architecture in near space [J]. Optical Communication Technology, 2012, 36(3): 14-16.
王翔, 赵尚弘, 李勇军, 等. 临近空间光传输网络结构设计 [J]. 光通信技术, 2012, 36(3): 14-16.
- 4 M Mohorcic, A Vihar, M Berlioli, *et al.*. Optical transport network based on a meshed HAP system with inter-platform links [C]. ASMS Conference, 2006. 1-7.
- 5 Wang Xiang, Zhao Shanghong, Shi Lei, *et al.*. Performance analysis of inter-high altitude platform optical links with pointing errors modeled by Hoyt distributions [J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(10): 1005002.
王翔, 赵尚弘, 石磊, 等. 基于Hoyt光束指向模型的高空平台间光链路性能仿真 [J]. 中国激光, 2012, 39(10): 1005002.
- 6 Wang Xiang, Zhao Shanghong, Shi Lei, *et al.*. Performance analysis of inter-platforms laser links in presence of high altitude platform instability [J]. J Optoelectronic • Laser, 2012, 23(11): 2126-2132.
王翔, 赵尚弘, 石磊, 等. 临近空间平台不稳定条件下的激光链路性能分析 [J]. 光电子·激光, 2012, 23(11): 2126-2132.
- 7 S G Wilson, M Brandt-Pearce, Q Cao, *et al.*. Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM [J]. IEEE Trans Commun, 2005, 53(8): 1402-1412.
- 8 A Garcia-Zambrana, C Castillo-Vazquez, B Castillo-Vazquez, *et al.*. Selection transmit diversity for FSO links over strong atmospheric turbulence channels [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2009, 21(14): 1017-1019.
- 9 A Garcia-Zambrana, C Castillo-Vazquez, B Castillo-Vazquez. Space-time trellis coding with transmit laser selection for FSO links over strong atmospheric turbulence channels [J]. Opt Express, 2010, 18(6): 5256-5366.
- 10 A A Farid, S Hranilovic. Diversity gains for MIMO wireless optical intensity channels with turbulence and pointing errors [J]. IEEE Commun Lett, 2010, 14(5): 468-470.
- 11 A Garcia-Zambrana, C Castillo-Vazquez, B Castillo-Vazquez. Outage performance of MIMO FSO links over strong turbulence and misalignment fading channels [J]. Opt Express, 2011, 19(14): 13480-13496.
- 12 A Sendonaris, E Erkip, B Aazhang. User cooperation diversity part I: system description [J]. IEEE Trans Commun, 2003, 51(11): 1927-1938.
- 13 A Sendonaris, E Erkip, B Aazhang. User cooperation diversity part II: implementation aspects and performance analysis [J]. IEEE Trans Commun, 2003, 51(11): 1939-1948.
- 14 M Safari, M Uysal. Relay-assisted free-space optical communication [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(12): 5441-5449.
- 15 M Karimi, M Nasiri-Kenari. Outage analysis of relay-assisted free-space optical communications [J]. IET Communications, 2010, 4(12): 1423-1432.
- 16 M Karimi, Masoumeh Nasiri-kenari. Free space optical communications via optical amplify-and-forward relaying [J]. J

- Lightwave Technol, 2011, 29(2): 242–248.
- 17 C Abou-Rjeily, A Slim. Cooperative diversity for free-space optical communications: transceiver design and performance analysis [J]. IEEE Trans Commun, 2011, 59(3): 658–663.
- 18 C K Datsikas, K P Peppas, N C Sagiias, *et al.*. Serial free-space optical relaying communications over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channels [J]. J Opt Commun New, 2010, 2(8): 576–586.
- 19 Wikipedia. Meijer G-function [EB/OL]. [200-10-01]. http://en.wikipedia.org/wiki/Meijer_G-function.
- 20 F Yilmaz, M S Alouini. Product of the powers of generalized Nakagami-m variates and performance of cascaded fading channels [C]. IEEE Global Telecommunications Conference, 2009. 1–8.
- 21 M O Hasna, M S Alouini. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays [J]. IEEE Transaction on Wireless Communication, 2004, 3(6): 1963–1968.
- 22 A P Prudnikov, Yu A Brychkov, O I Marichev. Integrals and Series: Direct Laplace Transforms (4th Edition) [M]. New York: Gordon and Breach Science Publishers, 1992.

栏目编辑: 王晓球