

基于强度叠加编码的空间光多输入多输出通信

赵顾颢 赵尚弘 李勇军 王翔 朱子行

(空军工程大学电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要 针对空时编码技术在空间激光通信应用中受到的限制,提出了一种基于强度叠加编码的空间光多输入多输出(MIMO)通信算法,设计了算法中使用的码元——光强码的编码和解码规则,分析了不同天线阵列组合下的系统信道容量,给出了最佳判决门限选择方法,并在此基础上计算了不同系统组成下的误码率。仿真计算表明,与单发单收系统相比,强度叠加编码的光 MIMO 系统在信道容量方面有 1 倍以上提升,而误码性能优势也在 10 dB 以上的信噪比条件下得到充分发挥。

关键词 光通信;强度叠加;光多输入多输出系统;信道容量;误码率

中图分类号 TN243 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.0706002

Free Space Optical Multiple-Input Multiple-Output Communication Based on Intensity Superposition Code

Zhao Guhao Zhao Shanghong Li Yongjun Wang Xiang Zhu Zhihang

(Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract Based on analyzing the restriction of space-time coding used in the free space optical communication, the intensity superposition code is propounded to increase the channel capacity of the optical multiple-input multiple-output (MIMO) system. The code/decode rules for the system are designed. The channel capacities of different system forms are analyzed. The decision thresholds are chosen, and the bit error rates (BERs) of different system forms are computed. The simulation result indicates that the channel capacity of this system is more than doubled channel capacity of the traditional system. And the BER falls very fast when the signal-to-noise ratio (SNR) is more than 10 dB.

Key words optical communication; intensity superposition; optical multiple-input multiple-output system; channel capacity; bit error rate

OCIS codes 060.4510; 200.2605; 200.3050; 200.2610

1 引言

受光色散及电子器件速度的限制,空间光通信的传输速率往往被限制到 10 Gb/s 或更低。因此,波分复用(WDM)^[1]、偏振复用(PDM)^[2]和成像通信^[3]等技术相继被提出以提高系统的传输速率。贝尔实验室于 1998 年完成了垂直分层空时编码(V-BLAST)的验证实验^[4],V-BLAST 编码的特点是在不提高系统总功率和频带宽度的前提下,利用信道多径效应成倍地提高系统通信容量。随着空时编码越来越被研究人员重视,改进的 D-BLAST

编码^[5]和 T-BLAST 编码^[6]相继被提出。

由于空时编码的优秀性能,学者们尝试将其引入到频率和通信速率更高的空间激光通信中来^[7]。然而,与射频通信不同,空时编码在激光通信领域的应用受到信道条件的限制,主要表现在 3 个方面:1)基于空时编码的射频通信中的多径效应^[4,8]在空间激光通信中无法被充分利用;2)空间激光通信无法通过改变入射角在天线之间获得相位的差异^[9~11];3)空间中的微小粒子散射和大气湍流的高时变性使得空时编码系统无法获得稳定的信道信息。

收稿日期: 2010-12-08; 收到修改稿日期: 2011-04-13

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z294)资助课题。

作者简介: 赵顾颢(1986—),男,博士研究生,主要从事空间光通信技术方面的研究。E-mail: zghlupin@163.com

导师简介: 赵尚弘(1964—),男,教授,博士生导师,主要从事光通信与激光技术等方面的研究。

E-mail: zhaoshangh@yahoo.com.cn

综上所述,理论上来看,要实现套用射频 V-BLAST 编码机制的空间光多输入多输出 (MIMO) 通信是非常困难的。从以上考虑出发,为了在不提高系统总功率和频带宽度的前提下增加系统通信容量,本文提出了基于强度叠加编码的空间光 MIMO 通信算法。

2 编码方式及系统模型

当前大多数空间光通信系统均采用强度调制作为调制手段,该调制方式在发射端根据信源对通信激光进行强度的调制,如较强的光功率 P_1 代表“1”码,而较弱的光功率 P_0 代表“0”码。在接收端,通过对判决器门限的设置判断当前信号是“1”还是“0”。在文中,假设“0”码的光功率 $P_0 = 0$ 。

在多发多收的光通信系统中,任意一个发射天线的信号均可以被所有接收天线接收,且信号在接收端是光强叠加的。在远距离的空间激光通信中,接收端的光斑直径远大于接收天线间的最大中心间距。所以一般认为所有接收天线上接收到的光功率相等。

根据以上实际应用条件所提出的强度叠加编码的空间光 MIMO 通信编码原则为:假设系统中发射和接收天线均为 M 个,发射天线在一个时隙内可以在接收平面上叠加出 $M+1$ 种不同强度的信号。例如当所有天线发射“0”码,即所有天线不发射光脉冲,此时在接收端叠加信号强度为 0(不考虑接收噪声);当有 n 个天线发射“1”,其他天线发射“0”,此时接收端理想的叠加光强为 nP_1 。依此类推。若将一

个时隙内发射的码组看作一个码元的话,该码元为 $M+1$ 进制,称为光强码。 $\lfloor \log_2(M+1) \rfloor$ 个码字为一组的信源码至多有 $M+1$ 种组合方法,调制时将其按照不同的排列调制为相应的光强码,其中“ $\lfloor \cdot \rfloor$ ”表示向下取整。

光强码解码原则为:各接收天线设定不同的判决门限,如果某一时隙中所有天线判决均为“0”时,判定光强码为“00...0”;当门限最低的一个天线判决为“1”,其他均为“0”时,判定光强码为“10...0”,依此类推。当所有天线均判决为“1”时,判定光强码为“11...1”。

接收端第 k 个天线判决门限 Q_k 取值在如下区间中:

$$\begin{cases} (k-1)P_1L_R + n < Q_k < kP_1L_R + n \\ L_R = \frac{4A_r}{(\pi\theta R)^2} 10\exp\left(-\frac{\alpha R}{10}\right) \end{cases}, \quad (1)$$

式中 P_1 为发射天线发送“1”时的信号功率, n 为接收天线噪声, Q_k 为第 x 个天线的判决门限, L_R 为大气传输信道模型, A_r 为接收光面积, θ 为光发散角, R 为传输距离, α 为大气衰减系数。

以 3 发 3 收系统为例,编解码规则如表 1 所示。从表 1 可以看出,除“00”码以外,输出结果由所有判定为“1”的判决器中门限最高的一个决定。如 1,2 天线判决器均输出为“1”,且 2 号门限较高,则输出结果应该为 10 进制数值“2”对应的光强码“110”。系统模型如图 1 所示。

表 1 3 发 3 收强度叠加编解码规则

Table 1 Rules of coding and decoding in the 3 transmitters and 3 receivers intensity superposition system

Source code	Intensity	Intensity code	No. 1 arbiter output	No. 2 arbiter output	No. 3 arbiter output	System output
00	0	000	0	0	0	000
01	1	100	1	0	0	100
10	2	110	1	1	0	110
11	3	111	1	1	1	111

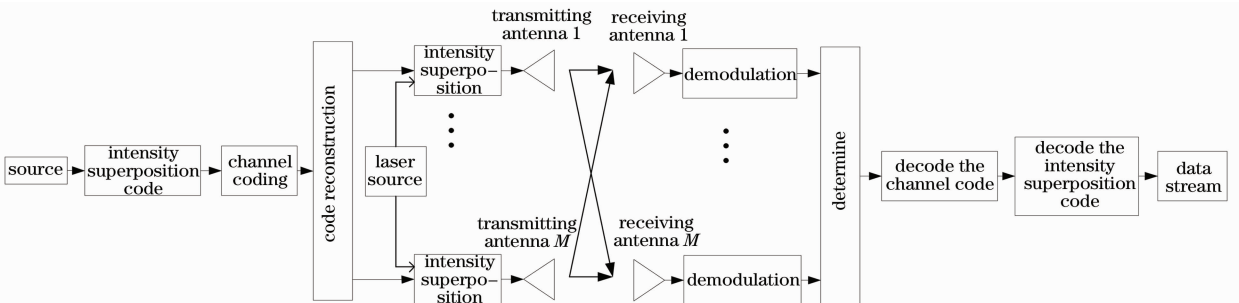


图 1 强度叠加编码光 MIMO 系统模型框图

Fig. 1 System model of the optical MIMO communication based on intensity superposition code

3 强度编码 MIMO 信道容量

强度编码的系统可以等效为传送 $M+1$ 进制码元的单发单收系统,因此,根据香农公式,该系统的信道容量为

$$C_M = B \log(1 + P_M/N), \quad (2)$$

式中 $P_M = P_m L_R$ 为接收端的信号功率, P_m 为 m 根天线的平均发射信号总功率, N 为接收机噪声功率。对于不同的发射天线数量和强度编码方式, P_m 表示为码元的功率期望:

$$P_m = E(S_n) = m(kP_{1m} + lP_0), \quad (3)$$

式中 S_n 表示第 n 个码元组合方式,其中有 k 为“1”出现概率, l 为“0”出现概率, $k+l=1$ 。 P_{1m} 表示 m 发 m 收模式下单根天线的发射“1”码时的功率, P_0 表示单根天线的发射“0”码时的功率,设 $P_{0M} = P_0 = 0$, 则

$$P_m = mkP_{1m}. \quad (4)$$

考虑激光源功率相同的单发单收系统的发射功率为

$$P^* = mP_{1m}/2. \quad (5)$$

假设信源中“1”码和“0”码等概率出现,容易看出当 $m=3$ 时,4 进制的光强码对于两个码元作为一组的信源码是满位编码。此时光强码中出现“1”的概率为

$$E(1) = \frac{1}{4} \times \left(0 + \frac{1}{3} + \frac{2}{3} + 1\right) = \frac{1}{2} = E(0). \quad (6)$$

表 2 不同天线数量时的光强码编码规则和对应的功率比

Table 2 Coding rules and power ratio of the intensity code in different form of antennas

Antennas Source code	3 antennas	4 antennas	5 antennas	6 antennas	7 antennas
00	000	1000	11000	111000	1111000
01	100	1100	11100	111100	1111100
10	110	1110	11110	111110	1111110
11	111	1111	11111	111111	1111111
Power ratio	1	1.25	1.4	1.5	1.57

作为比较,计算在光源功率相等的条件下单发单收空间光通信系统的信道容量为

$$C_S = B \log\left(1 + \frac{P^*}{N}\right). \quad (12)$$

为了使仿真结果具有可比性,在以下条件内对强度编码后的系统信道容量进行了仿真:1)信号光源总功率不变;2)同样发送“1”码时,单发单收系统发射功率 P_1 与多发多收系统单根天线的发射功率 P_M 之间的关系为 $P_1 = M \times P_M$;3)“0”码在所有系统中功率均为 0;4)设信道噪声为加性高斯白噪声;5)不考虑光强闪烁对系统的影响;6)光电转换效率为 1;7)取天线数分别为 $1 \times 1, 3 \times 3, 4 \times 4, 5 \times 5, 6 \times 6, 7 \times 7$ 的系统为例。

那么 3 根天线的码元功率期望为

$$P_3 = E(S_n) = 3 \times \frac{1}{2} \times p_{13} = 1.5p_{13}, \quad (7)$$

与单发单收系统发射功率之比为

$$\frac{P_3}{P^*} = \frac{1.5p_{13}}{1.5p_{13}} = 1. \quad (8)$$

值得注意的是,当 M 的值不等于 2 的整数次幂时,信源码编成的光强码并非满位,适当的码位选择可以提高光强码功率期望。例如,当 $M=4$ 时,光强码为 5 进制,两个信源码编成的光强码如下:“00”编为“1000”;“01”编为“1100”;“10”编为“1110”;“11”编为“1111”。此时光强码中出现“1”的概率为

$$E(1) = \frac{1}{4} \times \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{2} + \frac{3}{4} + 1\right) = \frac{5}{8}, \quad (9)$$

那么 4 根天线的码元功率期望为

$$P_4 = E(S_n) = 4 \times \frac{5}{8} \times p_{14} = 2.5p_{14}, \quad (10)$$

与单发单收系统发射功率之比为

$$\frac{P_4}{P^*} = \frac{2.5p_{14}}{2p_{14}} = 1.25. \quad (11)$$

表 2 给出不同天线数量时的光强码编码以及与单发单收系统的功率比。

考虑到以上系统中采用不同进制码元,为方便比较,在计算中将四进制码换算成二进制码计算,即将多发多收系统信道容量乘以 2 再作比较。

从图 2 中可以看出,与 1×1 模式相比,采用 3×3 以上的系统运行方式,信道容量有 1 倍以上的提高,较多的天线阵列能够通过提高信号功率增加信道容量,但增幅有限。因此采用 3×3 模式是较好的选择。

4 判决门限的选择

采用不同的门限来判定叠加光场的强度,接收天线判决门限的选择直接关系到误码率的大小。假

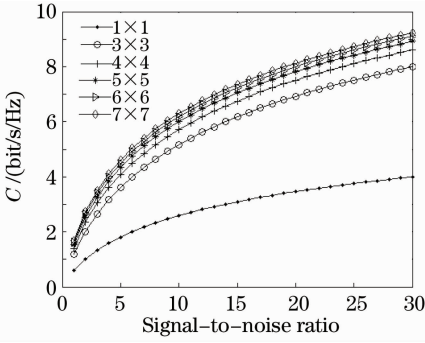


图 2 不同系统下信道容量与信噪比的变化曲线

Fig. 2 Curves of channel capacity versus signal-to-noise ratio in different system

设 CCD 的噪声大小由以暗电流为主的内部噪声决定,为简明起见,假设这个噪声是均值为 P_n , 方差为 σ_n^2 的高斯白噪声,且 $P_n = 3\sigma_n$ 。认为噪声在一个码元持续时间内不发生变化,则噪声的一维概率密度函数 $f(p)$ 为

$$f(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left[-\frac{(p - P_n)^2}{2\sigma_n^2}\right]. \quad (13)$$

一个码元持续时间内,判决器前的功率可以表示为

$$P = \begin{cases} mP_{1m}L_R + n & m \text{ transmitting } 1 \\ n & \text{all transmitting } 0 \end{cases} \quad (14)$$

同样以 3 发 3 收天线为例,判决器前的功率值的概率密度函数为

$$f_0(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left[-\frac{(p - P_n)^2}{2\sigma_n^2}\right], \quad \text{code "000"} \quad (15)$$

$$f_1(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left[-\frac{(p - P_n - P_1L_R)^2}{2\sigma_n^2}\right], \quad \text{code "100"} \quad (16)$$

$$f_2(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left[-\frac{(p - P_n - 2P_1L_R)^2}{2\sigma_n^2}\right], \quad \text{code "110"} \quad (17)$$

$$f_3(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left[-\frac{(p - P_n - 3P_1L_R)^2}{2\sigma_n^2}\right], \quad \text{code "111"} \quad (18)$$

发“000”码的概率为 $P(0)$, 发“100”码的概率为 $P(1)$, 发“110”码的概率为 $P(2)$, 发“111”码的概率为 $P(3)$ 。在噪声的影响下发生误码的差错形式有两种:发送的是“000”码,至少有 1 个天线判决器输出为“1”,其概率为 $P(0/1)$; 发送的是“100”码、“110”码、“111”码,相应的门限最高的判决器输出为“0”或比其门限更高的判决器输出为“1”,其概率分别为 $P_1(1/0)$, $P_2(1/0)$, $P_3(1/0)$ 。

$$P(0/1) = 1 - \int_{-\infty}^{Q_1} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_2} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_0(p) dp, \quad (19)$$

$$P_1(1/0) = 1 - \int_{Q_1}^{+\infty} f_1(p) dp \int_{-\infty}^{Q_2} f_1(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_1(p) dp, \quad (20)$$

$$P_2(1/0) = 1 - \int_{Q_2}^{+\infty} f_2(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_2(p) dp, \quad (21)$$

$$P_3(1/0) = \int_{-\infty}^{Q_3} f_3(p) dp. \quad (22)$$

此时误码率可表示为

$$P_e = P(0)P(0/1) + P(1)P_1(0/1) + P(2)P_2(1/0) + P(3)P_3(1/0). \quad (23)$$

由于 P_e 与各判决器门限 $Q_n (n=1,2,3)$ 均相关,所以可以通过 $\frac{\partial P_e}{\partial Q_n} = 0$ 求得各判决器的最佳判决门限 Q_n^* ,

$$\frac{dP_e}{dQ_n} = \frac{d}{dQ_n} \left\{ P(0) \left[1 - \int_{-\infty}^{Q_1} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_2} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_0(p) dp \right] + P(1) \left[1 - \int_{Q_1}^{+\infty} f_1(p) dp \int_{-\infty}^{Q_2} f_1(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_1(p) dp \right] + P(2) \left[1 - \int_{Q_2}^{+\infty} f_2(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_2(p) dp \right] + P(3) \int_{-\infty}^{Q_3} f_3(p) dp \right\}. \quad (24)$$

以计算 Q_1 的最佳门限为例:

$$\frac{dP_e}{dQ_1} = \frac{d}{dQ_1} \left\{ P(0) \left[1 - \int_{-\infty}^{Q_1} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_2} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_0(p) dp \right] + P(1) \left\{ 1 - \left[1 - \int_{-\infty}^{Q_1} f_1(p) dp \right] \times \int_{-\infty}^{Q_2} f_1(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_1(p) dp \right\} \right\} = -P(0) f_0(Q_1) \int_{-\infty}^{Q_2} f_0(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_0(p) dp + P(1) f_1(Q_1) \int_{-\infty}^{Q_2} f_1(p) dp \int_{-\infty}^{Q_3} f_1(p) dp. \quad (25)$$

当 $\frac{dP_e}{dQ_1^*} = 0$ 时可求得最佳门限 Q_1^* 。令 $\int_{-\infty}^{Q_2} f_0(p) dp = \nabla_{02}$, $\int_{-\infty}^{Q_3} f_0(p) dp = \nabla_{03}$, $\nabla_{02} \nabla_{03} \approx 1$; $\int_{-\infty}^{Q_2} f_1(p) dp = \nabla_{12}$, $\int_{-\infty}^{Q_3} f_1(p) dp = \nabla_{13}$, $\nabla_{12} \nabla_{13} \approx 1$ 。化简得

$$Q_1^* = -\sigma_n^2 \ln \left[\frac{P(1)}{P(0)} \cdot \frac{\nabla_{12} \nabla_{13}}{\nabla_{02} \nabla_{03}} \right] / P_1 L_R + P_n + \frac{P_1 L_R}{2}. \quad (26)$$

当各码元等概发送时，

$$Q_1^* = P_n + \frac{P_1 L_R}{2} - \sigma_n^2 \ln \frac{\nabla_{12} \nabla_{13}}{\nabla_{02} \nabla_{03}} / P_1 L_R = P_n + \frac{P_1 L_R}{2} - \nabla_1,$$

式中 $\nabla_1 < 10^{-9}$ 。同理另外两个判决器的最佳门限可以表示为

$$Q_2^* = P_n + \frac{3}{2} P_1 L_R - \nabla_2, \quad \nabla_2 < 10^{-9}, \quad (27)$$

$$Q_3^* = P_n + \frac{5}{2} P_1 L_R - \nabla_3, \quad \nabla_3 < 10^{-9}. \quad (28)$$

在最佳门限条件下的误码率可写为

$$P_e = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(-\frac{p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \operatorname{erfc} \left(-\frac{3p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \operatorname{erfc} \left(-\frac{5p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right] + \left[1 - \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(-\frac{p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \times \operatorname{erfc} \left(-\frac{p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \operatorname{erfc} \left(-\frac{3p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right] + \left[1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(-\frac{p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \operatorname{erfc} \left(-\frac{p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{p_1 L_R}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right\}, \quad (29)$$

式中 $\operatorname{erfc}(x)$ 为补余函数。如果用信噪比 ρ 来表示上面的式子可得：

$$P_e = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \frac{1}{8} \operatorname{erfc}(-2\rho) \operatorname{erfc}(-6\rho) \operatorname{erfc}(-10\rho) \right] + \left[1 - \frac{1}{8} \operatorname{erfc}(-2\rho) \operatorname{erfc}(-2\rho) \operatorname{erfc}(-6\rho) \right] + \left[1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(-2\rho) \operatorname{erfc}(-2\rho) \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(2\rho) \right\}, \quad (30)$$

式中 $\rho = P_1^2 L_R^2 / [2(P_n + \sigma_n)^2] = P_1^2 L_R^2 / 32\sigma_n^2$ 。图 3 示出不同系统配置下的 P_e 与 ρ 的关系曲线，从中可以得出以下结论：在小信噪比情况下，多发多收系统比单发单收系统误码率要高，随着信噪比的增加， 4×4 以上系统误码率逐渐优于 1×1 系统，而 3×3 系统误码率始终高于 1×1 系统。经过分析， 4×4 以上系统在码元的平均功率上对 1×1 系统有一定优势，但是在小信噪比条件下，由于信道衰弱的影响，分散

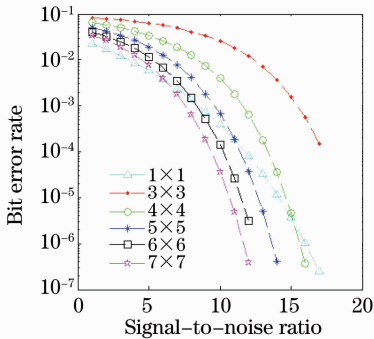


图 3 不同系统配置下误码率与信噪比的关系

Fig. 3 Curves of bit error ratio versus signal-to-noise ratio in different systems

的信号强度制约了误码率的降低。当信噪比增大时， 4×4 以上系统码元平均功率的优势才得以显现。而 3×3 系统在码元平均功率上与 1×1 系统完全一致，加上信道对小信号的衰弱，误码性能始终不及 1×1 系统。

5 结 论

相对单发单收系统，基于强度叠加编码的空间光 MIMO 通信算法在不同天线数目组合下的信道容量及误码性能均有一定提升。仿真结果表明 3×3 系统信道容量比 1×1 系统提高约 1 倍，此后随着天线数目的增加，系统信道容量略有增加。在误码性能方面 3×3 系统较 1×1 系统偏弱，而在相对较高的信噪比条件下 4×4 以上系统误码性能对 1×1 系统有明显优势。

可以看出，实现该技术的硬件条件与普通光 MIMO 系统几乎完全一致。所以，在实际的系统中可以设置两种工作模式：普通 MIMO 模式与强度叠加编码模式，前者可用于在信道条件较差时提高通

信质量,后者可用于在信道条件较好时提高系统通信容量。因此,两种模式下的工作条件与模式配合以及全系统的工作效能是下一步工作需要探讨的问题。另外,由于采用相干激光光源,当在接收位置产生干涉时将严重影响通信质量,如何解决这一问题也是下一步需要考虑的。

参 考 文 献

- 1 P. F. Szajowski, G. Nykolak, J. J. Auburnetal *et al.*. Key elements of high-speed WDM terrestrial free-space optical communications systems[C]. *SPIE*, 2000, **3932**: 2~14
- 2 E. Korevaar, J. Schuster, P. Adhikari *et al.*. Description of STRV-2 lasercom experimental operations [C]. *SPIE*, 1997, **2990**: 60~69
- 3 Pan Weiqing, Liu Liren, Liu Ximin. System and code/decode scheme for imaging optical communication [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(2): 213~220
潘卫清, 刘立人, 刘锡民. 成像光通信系统及编解码方案[J]. *中国激光*, 2006, **33**(2): 213~220
- 4 P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden *et al.*. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[C]. *IEEE Trans. Commun.*, 1998, 295~300
- 5 Gerard J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, **1**(2): 41~59
- 6 Huaiyu Dai, Andreas F. Molisch, H. Vincent Poor. Downlink capacity of interference-limited MIMO systems with joint detection[C]. *IEEE Trans. Commun.*, 2004, 442~453
- 7 Wang Huiqin, Ke Xizheng. Free space optical communication based on vertical bell labs layered space-time[J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(6): 874~878
王惠琴, 柯熙政. 基于垂直分层空时编码的自由空间光通信[J]. *中国激光*, 2008, **35**(6): 874~878
- 8 Li Tiansong, Yuan Weichao, Yi Miao *et al.*. Time jitter effects on bit error probability in multi-pulse position modulation satellite optical communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(1): 26~30
李天松, 袁伟超, 易 森等. 多脉冲位置调制卫星光通信中时钟抖动对比特错误概率影响[J]. *光学学报*, 2010, **30**(1): 26~30
- 9 B. Vucetic, J. Yuan. *Space-Time Coding*[M]. England: Wiley, 2003. 28~30
- 10 Yuan Yan, Sun Chengming, Zhang Xiubao *et al.*. Analysis of influence of attitude variation on visible characteristics of space target[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(9): 2749~2752
袁 艳, 孙成明, 张修宝等. 姿态变化对空间目标可见光特性的影响分析[J]. *光学学报*, 2010, **30**(9): 2749~2752
- 11 Han Cheng, Bai Baoxing, Yang Huaming *et al.*. Study on four-quadrant detector in the free space laser communication [J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(8): 2030~2034
韩 成, 白宝兴, 杨华民等. 自由空间激光通信四象限探测器性能研究[J]. *中国激光*, 2009, **36**(8): 2030~2034