

文章编号: 1001 - 893X(2012)10 - 1596 - 06

无线光通信中一种 TPC + OSTBC 的级联空时编码方法*

徐建武, 王红星

(海军航空工程学院 电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

摘要:在正交空时分组码(OSTBC)基础上,分析了 Turbo 乘积码(TPC)和 OSTBC 级联方案的可行性,提出了一种采用 TPC + OSTBC 级联的空时编译码方案,分别仿真分析了不同 TPC 分量码、不同接收天线数目下系统的差错性能,并对采用 OSTBC 和 TPC + OSTBC 级联方法系统的差错性能进行了对比分析。仿真结果表明:该级联空时编码方法可同时获得全分集和全速率,且差错性能明显优于只采用 OSTBC。

关键词:无线光通信;级联编码;Turbo 乘积码;正交空时分组码

中图分类号:TN929.12 **文献标志码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1001-893x.2012.10.008

A Cascade Space-time Coding Method Based on TPC and OSTBC in FSO Communication Systems

XU Jian-wu, WANG Hong-xing

(Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: The feasibility of cascading TPC(Turbo Product Code) with orthogonal space-time block code(OSTBC) is analysed and a space-time coding scheme adopting TPC and OSTBC is proposed. The BER performance of this scheme is simulated under different TPC sub-codes and number of receiving antennas and compared with systems only adopting OSTBC. The simulation results show that this space-time coding scheme can achieve both full diversity and full rate and the BER performance of the cascading scheme is much better than that of scheme only using OSTBC.

Key words: free space optical; concatenated coding; Turbo product code; orthogonal space-time block code

1 引言

多光束发射和接收作为无线光通信系统中一种实用的技术,其实现方案可归纳为两类:一类是使系统传输数据速率最大的方案,其主要目的是为了增加系统信道的平均容量;另一类是使天线空间分集度最大的方案,其主要目的是使信道的中断概率最小。多光束发射技术中较为经典的方法是 Alamouti

方案^[1],它是一种采用双发射天线、单接收天线实现发射分集的方法,其传输方案简单,容易实现,但是能获得的分集度不高。正交空时分组编码^[2](Orthogonal Space Time Block Code, OSTBC)被认为是在发射端使用多根天线提高数据速率和改善通信可靠性的一种最直接的方法,它的主要优点是在于接收端只需基于线性处理就可以实现最大似然译码,是一种极为简单的最大似然方法。正交空时分组码能提

* 收稿日期:2012-03-27;修回日期:2012-05-09

基金项目:山东省“泰山学者”建设工程项目

Foundation Item: Project Supported by “Taishan Scholar” Special Foundation of Shandong Province

供全部的分集增益,而且译码算法相对简单,但是它不能提供编码增益,因此需要与性能优异的信道纠错码级联,同时获得全分集和全速率^[3]。

信道编码与 STBC 级联的方案由于其简易性、灵活性和稳定性强而得到了深入研究。Bauch 最早提出了外部信道编码与内部 STBC 级联的方案^[4], Choi C S 等人^[5]研究了基于 LDPC 码和 Alamouti 方法的级联方案, Futaki 等人^[6]分析了基于 LDPC 码和正交空时分组码级联的方法,这两种方法虽然能获得全分集增益,但达不到全速率编码,不能达到最优的编码性能。Liew 和 Hanzo 证明了当外部码是卷积码或 Turbo 码时,编码的 STBC 方案可以在性能和复杂度之间获得最佳折衷^[7]。Turbo 乘积码 (TPC) 其性能接近传统意义上 Turbo 码,但是其译码复杂度相对要简单很多,而且目前已有成熟的集成电路芯片可以采用,如美国的 AHA 公司就推出了高速高效的 TPC 编译码专用芯片。综合考虑到性能和复杂度,TPC + OSTBC 的级联方案特别适合在多光束发射和接收 FSO 系统中应用。

本文在分析了 OSTBC 编译码结构基础上,提出了一种采用 TPC 和 OSTBC 级联的空时编译码方案,仿真分析了该方案具体的差错性能,并与只采用 OSTBC 方法系统的差错性能进行了对比分析。仿真结果表明,该方案确实能有效提高无线光多光束发射和接收系统的差错性能。

2 基于 TPC + OSTBC 的编译码方法

2.1 TPC + OSTBC 系统模型

本文提出的基于外部 TPC 信道编码和内部 OSTBC 空时编码的多光束发射和接收 FSO 通信系统模型如图 1 所示。

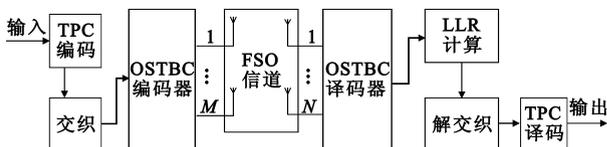


图 1 基于 TPC 和 OSTBC 的 FSO 系统模型
Fig.1 System model of FSO based on TPC and OSTBC

外部输入数据比特首先进行 Turbo 乘积码编码,然后经过交织器交织后输入给 OSTBC 编码器进行空时分组编码,然后通过多光束发射天线 (M 个) 发射出去。在接收端,多光束接收天线 (N 个) 接收到信号之后首先按照空时分组码译码规则进行译码

处理,然后通过 LLR 软信息计算、解交织,最后进行 TPC 译码输出。

无线激光信号在大气中传输时,受大气衰减和大气湍流作用导致了传输距离的有限以及传输误码率的急剧增大,TPC 作为一种编译码相对简单且性能优异的信道编码方式,它和正交空时分组码的结合,能提高 FSO 系统的抗干扰能力,同时降低系统的误码率,对改善无线光通信系统的性能具有积极意义。

2.2 编码结构和方法

编码器的结构具体如图 2 所示。输入数据流进入编码器后首先进行 TPC 编码,TPC 采用分量码采用二维汉明码或者扩展汉明码,具体为先行编码后列编码,这种行列编码方式可等效为在两个编码器间的行列交织过程,实现短码构造长码,交织方式采用比特螺旋交织。关于 TPC 编译码过程在这里不做详细论述,具体可参考文献^[8]。

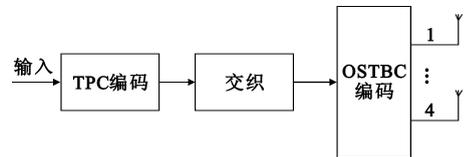


图 2 编码器结构
Fig.2 The structure of encoder

交织后的数据流输入 OSTBC 编码器进行空时分组编码。OSTBC 编译码器结构采用 4 个发射天线、4 个接收天线。发射天线分布在边长为 L 的正方形的 4 个顶点位置,具有中心对称性,接收天线的形状和结构与发射天线一致。下面讲述 OSTBC 具体的编码规则,首先将输入 OSTBC 编码器的数据流分为 4 bit 一组,假设待传输的连续 4 个比特数据为 $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$,构造如下的编码矩阵 X :

$$X = \begin{bmatrix} -x_1 & -x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2 & -x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & -x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

对于每个时隙间隔 $i(1 \leq i \leq 4)$,发射矩阵 X 中的第 (i, j) 个元素表示在第 i 个时隙从第 j 根天线上发射的码字。这样在 4 个时隙内传输 4 个比特数据,码率为 1,能获得最大编码速率,将式(1)等效地写成以下矩阵形式:

$$X = \sum_{i=1}^4 x_i A_i \quad (2)$$

其中, $\mathbf{A}_i (1 \leq i \leq 4)$ 表示 4 个 4×4 矩阵, 且 \mathbf{A}_i 满足关系 $\mathbf{A}_i^H \mathbf{A}_j = \delta_{ij} \mathbf{A}_i$, 其中 δ_{ij} 为 delta 函数, \mathbf{A}_i 为对角矩阵, $q_{i,m}$ 为其对角元素, 通过观察 $\mathbf{A}_1 \sim \mathbf{A}_4$ 的具体值可以看出它们之间是正交的, 且有 $q_{i,1} = q_{i,2} = q_{i,3} = q_{i,4} = q = 1$ 。

通过以上编码方法的分析可得出以下结论:

- (1) 矩阵 X 的列与列之间是正交的, 满足正交空时分组编码条件;
- (2) 该级联空时编码方法能实现最大传输速率, 即每个时隙发送一个符号, 后面分析可知该方案同时也能获得最大的分集增益。

2.3 译码结构和方法

译码器的结构具体如图 3 所示。在接收端, 由 4 个接收天线接收经过大气信道传输后的发射光信号, STBC 译码器完成空时分组码译码后进行对数似然比计算, 经过解交织后, 再进行 TPC 译码输出。

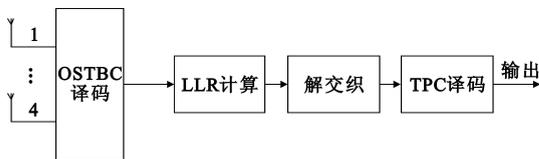


图 3 译码器结构
Fig.3 The structure of decoder

在进行译码过程的推导前, 首先假设以下几点:

- (1) 通过在发射端发送训练序列, 接收端能够准确估计出信道状态信息;
- (2) 背景光噪声和检测器噪声可认为是高斯白噪声;
- (3) 发射端多个激光波束是不相干的;
- (4) 信道为准静态衰落, 衰落系数在一个数据帧内保持固定。

若采用式(1)的空时编码发射矩阵, 那么在接收端天线 j 在时刻 k 接收到的信号可以表示为^[9-10]

$$y_j(k) = \sqrt{\rho} \sum_{i=1}^4 x_i(k) h_{ij} + n_j(k) \quad (3)$$

式中, $j = 1, 2, \dots, 4; k = 1, 2, \dots, 4, \rho$ 表示每根接收天线的平均信噪比, $x_i(k)$ 表示 k 时刻从第 i 根天线上发射出的符号, $n_j(k)$ 表示时刻 k 相应于第 j 根接收天线的噪声, h_{ij} 表示第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间的信道衰落系数, 且假设在发射端, 每个天线上的平均能量相等。

根据假设(1)和(2), 背景光噪声和接收机噪声可视为 AWGN, 且接收机已知信道信息, 接收机采用

最大似然检测方法, 通过求取候选码字 $\{X(x)\}$ 与接收信号 Y 之间的平方欧式距离最小化来获得最佳的判决。在接收端第 1 个时隙, 对于第 i 个接收天线有

$$y_{i1} = -h_{i1}x_1 - h_{i2}x_2 + h_{i3}x_3 + h_{i4}x_4 + n_{i1} \quad (4)$$

同理, 在第 2 个时隙, 第 i 个接收天线上的信号为

$$y_{i2} = h_{i1}x_2 - h_{i2}x_1 - h_{i3}x_4 + h_{i4}x_3 + n_{i2} \quad (5)$$

在第 3 个时隙, 第 i 个接收天线上的信号为

$$y_{i3} = -h_{i1}x_3 + h_{i2}x_4 - h_{i3}x_1 + h_{i4}x_2 + n_{i3} \quad (6)$$

在第 4 个时隙, 第 i 个接收天线上的信号为

$$y_{i4} = h_{i1}x_4 + h_{i2}x_3 + h_{i3}x_2 + h_{i4}x_1 + n_{i4} \quad (7)$$

通过对每个时隙上每个接收天线德信号采用最大比合并, 得到每个符号的最佳判决准则为

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \sum_{i=1}^4 (-\bar{h}_{i1}y_{i1} - \bar{h}_{i2}y_{i2} - \bar{h}_{i3}y_{i3} + \bar{h}_{i4}y_{i4}) \\ \hat{x}_2 = \sum_{i=4}^4 (-\bar{h}_{i2}y_{i1} + \bar{h}_{i1}y_{i2} + \bar{h}_{i4}y_{i3} + \bar{h}_{i3}y_{i4}) \\ \hat{x}_3 = \sum_{i=4}^4 (\bar{h}_{i3}y_{i1} + \bar{h}_{i4}y_{i2} - \bar{h}_{i1}y_{i3} + \bar{h}_{i2}y_{i4}) \\ \hat{x}_4 = \sum_{i=4}^4 (\bar{h}_{i4}y_{i1} - \bar{h}_{i3}y_{i2} + \bar{h}_{i2}y_{i3} + \bar{h}_{i1}y_{i4}) \end{cases} \quad (8)$$

将上式表示成信道矩阵 \mathbf{H} 和接收信号 Y 的形式为

$$\hat{x}_i = \sum_{j=1}^4 \mathbf{H}_j^H \mathbf{A}_i^H Y_j \quad (9)$$

将式(3)代入式(9), 并利用 \mathbf{A}_i 之间的线性正交性得到:

$$\hat{x}_i = \sqrt{\rho} x_i \sum_{j=1}^4 \sum_{k=1}^4 d_{k,i} |h_{kj}|^2 + N_i \quad (10)$$

其中, $d_{k,i} = d_i = 1, N_i$ 为零均值高斯分布, 令其方差为 ρ_n , 则 $\rho_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^4 \sum_{k=1}^4 |h_{kj}|^2$ 。

以上空时分组码编译码方法的推导过程是针对 4 个发射天线和 4 个接收天线的发射、接收结构而设计的, 但是该分析方法可以很容易推广到接收天线采用 1 个、2 个或者 3 个的情形。

3 性能分析

3.1 误码性能推导

若系统不采用外部信道编码, 并在 OOK 调制下, 且系统采用 2.1 节中的空时编码方法, 则以信道增益为参数的系统误比特率可以表示为

$$P(\rho_n) = Q(\sqrt{2\rho_n\rho/M}) \quad (11)$$

式中, $\rho_n = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N q |h_{ij}|^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |h_{ij}|^2$ 。由 2.3 节中的假设(3),所有不同发射天线和接收天线之间的信道认为是独立的,很显然, ρ_n 服从具有 $2MN$ 个自由度的卡方分布。

若系统采用外部 TPC 编译码,假设 x 代表在 OSTBC 编码器输入端发射的码字,而 \hat{x} 表示错误接收译码的码字,令 $d(x, \hat{x})$ 表示 x 和 \hat{x} 之间的汉明距离,那么在接收端,以信道增益为条件,判决 \hat{x} 大于 x 的成对条件错误概率为

$$P(x \rightarrow \hat{x} | H) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho}{2M} \sum_{k=1}^{d(x, \hat{x})} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |h_{i,j}(k)|^2 |x(k) - \hat{x}(k)|^2}\right) \quad (12)$$

式中, $|x(k) - \hat{x}(k)|^2$ 为 k 时刻信号之间的归一化均方欧式距离, M 、 N 分别表示发射天线和接收天线数目, $h_{i,j}(k)$ 为信道衰落系数。

如果接收端采用最大似然软判决译码,根据假设(4)有衰落系数 $h_{i,j}(k)$ 在一个数据帧内保持固定,则上式可表示为

$$P(x \rightarrow \hat{x} | H) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho d^2}{2M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |h_{i,j}(k)|^2}\right) \quad (13)$$

式中, $d^2 \triangleq \sum_{k=1}^{d(x, \hat{x})} |x(k) - \hat{x}(k)|^2$ 表示外部码的平方欧式距离, $d(x, \hat{x})$ 表示外部 TPC 码的最小汉明距离。则:

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = \int_0^{+\infty} P(x \rightarrow \hat{x} | H) p(\rho_n) d\rho_n \quad (14)$$

对式(14),利用 $Q(x)$ 的克雷格(Craig)公式^[11]

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \alpha}\right) d\alpha \quad (15)$$

而由于 ρ_n 服从具有 $2MN$ 个自由度的卡方分布,其概率分布为^[12]

$$p(\rho_n) = \frac{1}{(MN-1)!} \rho_n^{MN-1} e^{-\rho_n} \quad (16)$$

将式(15)和式(16)代入式(14)得到:

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{\rho d^2 \rho_n}{2M}}\right) p(\rho_n) d\rho_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\rho d^2 \rho_n}{4M \sin^2 \alpha}\right) \cdot \frac{1}{(MN-1)!} \rho_n^{MN-1} e^{-\rho_n} d\alpha d\rho_n \quad (17)$$

在高信噪比情况下,上式可简化为

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \approx \frac{1}{\pi} \left(\frac{\rho d^2(x, \hat{x})}{4M}\right)^{-MN} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{1}{\sin^2 \alpha}\right)^{-MN} d\alpha = C_{2MN-1}^{MN} \left(\frac{\rho d^2(x, \hat{x})}{M}\right)^{-MN} \quad (18)$$

3.2 仿真分析

下面分别就本文提出的 TPC + OSTBC 方案的性能进行仿真分析,图 4 是在采用 4 个发射天线、2 个接收天线、TPC 分量码分别选取汉明码($d=3$)和扩展汉明码($d=4$)的情况下系统的误码性能。

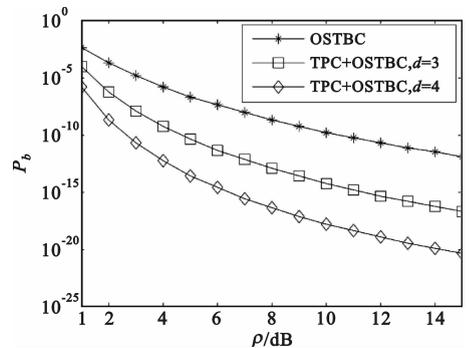


图 4 不同 TPC 分量码下系统的误码性能
Fig.4 BER performance under different TPC sub-codes

从图 4 可以看出:

- (1)采用 TPC 和 OSTBC 级联空时编码的系统误码性能明显要优于只采用 OSTBC 编码的系统;
- (2)在 TPC + OSTBC 级联空时编码中,TPC 分量码的选择对系统性能具有重要影响,如采用汉明距离为 4 的扩展汉明码的误码性能比采用最小距离为 3 的汉明码平均要优于大约 3 dB。

图 5 是系统在采用 TPC + OSTBC 方案情况下,发射天线固定为 4 个,接收天线分别为 1、2、3 和 4 个时系统的误码性能。

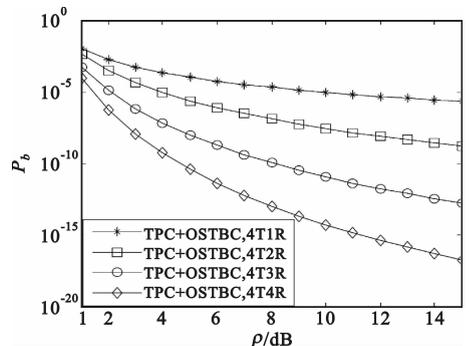


图 5 不同接收天线数目下 TPC + OSTBC 方案性能
Fig.5 BER performance of TPC + OSTBC under different receiving antennas

从图 5 中可以看出,系统平均误比特性能随接收天线数目的增加而不断提高。如当信噪比为 8 dB 时,接收天线每增加一个,系统平均误比特率性能大约有 3 个数量级的改善。由式(18)分析可知,当接收天线数目分别为 1、2、3 和 4 时,能获得的分集度分别为 4、8、12 和 16,而图 5 的性能曲线也能说明这一点。

图 6 是在采用 4 个发射天线,接收天线为 1、2、3 和 4 个时,系统分别采用 OSTBC 和 TPC + OSTBC 级联的误码性能。由图 6 可知,不管是只采用 OSTBC 或者 TPC + OSTBC 级联,系统误码性能都随接收天线增加而得到显著改善,且级联编码的误码性能明显优于只采用 OSTBC。

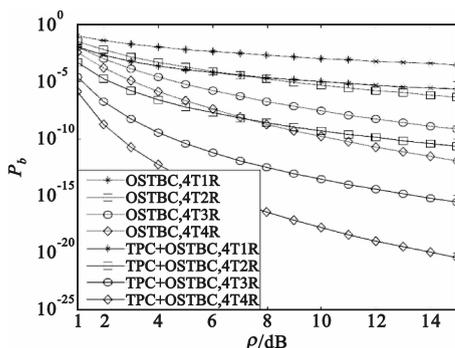


图 6 不同接收天线数目下 OSTBC 和 TPC + OSTBC 性能对比
Fig.6 BER performance comparison between OSTBC and TPC + OSTBC

图 7 仿真了本文提出的 TPC + OSTBC 方案与 TPC + Alamouti 方案的误码性能,从图中可以看出:在信噪比为 8 dB 下,采用两发两收的 TPC + Alamouti 方案误码性能要优于采用四发一收的 TPC + OSTBC 方案一个数量级,这也间接说明在收发天线数目总和相等的情况下,采用 2 个发射天线 Alamouti 方案是最佳的。但是随着接收天线数目的增加,可以看到同样在信噪比为 8 dB 下,本文方法的采用四发两收的 TPC + OSTBC 方案误码性能要优于两发两收的 TPC + Alamouti 方案接近 3 个数量级,充分说明在接收天线数目增加时,本方案的优越性将体现出来。

此外,如果通过将接收端估计出的信道状态信息反馈给发射端,也就是说发射端已知信道状态信息的话,那么空时分组编码还可以和各发射天线的发射功率结合起来,对不同的天线分配不同的发射功率,或者只采用信道状态较好的一个或者几个天线,能进一步提升系统性能。

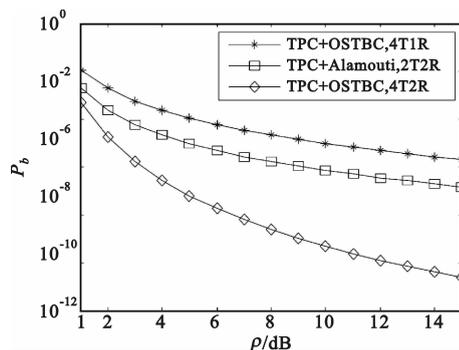


图 7 TPC + OSTBC 与 TPC + Alamouti 性能比较
Fig.7 BER performance comparison between TPC + Alamouti and TPC + OSTBC

4 结 论

本文提出了一种采用 TPC 和 OSTBC 级联的空时编码方案,详细阐述了该方案的空时编码结构和方法,分别仿真分析了不同 TPC 分量码、不同接收天线数目下采用该方案的 FSO 系统的差错性能,并与只采用 OSTBC 方法系统的差错性能进行了对比分析。该级联空时编码方法可同时获得全分集和全速率,且采用级联的空时编码方法的差错性能明显优于只采用 OSTBC 的系统,这对多光束发射和接收 FSO 系统的理论分析和系统设计具有一定的指导意义。

参考文献:

- [1] Alamouti S. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selection in Areas Communications, 1998, 10(16): 1451 - 1458.
- [2] Simon M K, Jafarkhani H. Performance evaluation of super-orthogonal space-time trellis codes using a moment generating function-based approach[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(11): 2739 - 2751.
- [3] Gong Y, Letaief K B. Concatenated space-time block coding with trellis coded modulation in fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002, 1(4): 580 - 590.
- [4] Bauch G. Concatenated of space-time block codes and Turbo-TCM[C]//Proceedings of 1999 IEEE International Conference on Communications. [S. l.]: IEEE, 1999: 1202 - 1206.
- [5] Choi C S, Shin J H. Construction and performance analysis of the combined system of STBC and LDPC code achieving data rate[J]. Coding and Information Theory Lab, 2007, 43(2): 1763 - 1768.
- [6] Futaki H, Ohtsuki T. LDPC-based space-time transmit diversity schemes with multiple transmit antennas[C]// Proceedings of the 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology

- Conference. [S. I.]: IEEE, 2003: 2589 – 2593.
- [7] Liew T H, Hanzo L. Space-Time codes and concatenated channel codes for wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(2): 187 – 219.
- [8] 王晓波. Turbo 乘积码技术及其 FPGA 实现 [J]. 遥控遥测, 2007, 28(2): 31 – 36.
WANG Xiao-bo. Turbo product code and its FPGA implementation [J]. Journal of Telemetry Tracking and Command, 2007, 28(2): 31 – 36. (in Chinese)
- [9] Sandhu H, Chadha D. Power and Spectral Efficient Free Space Optical Based on MIMO System [C]//Proceedings of Communication Networks and Services Research Conference. [S. I.]: IEEE, 2008: 504 – 509.
- [10] Navidpour S M, Uysal M, Kavehrad M. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(8): 2813 – 2819.
- [11] Craig J W. A new simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations [C]//Proceedings of 1991 IEEE Military Communication Conference. Mclean, VA: IEEE, 1991: 691 – 698.

- [12] 艾渤, 唐世刚. MIMO 通信系统编码 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 153 – 155.
AI Bo, TANG Shi-gang. Coding for MIMO communication systems [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008: 153 – 155. (in Chinese)

作者简介:

徐建武(1982—), 男, 湖南益阳人, 2009 年获硕士学位, 现为博士研究生, 主要研究方向为光通信、数字调制编码;

XU Jian-wu was born in Yiyang, Hunan Province, in 1982. He received the M. S. degree in 2009. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include FSO communication and digital modulation and coding.

Email: xujianwu820215@126.com

王红星(1962—), 男, 河南商丘人, 2007 年获博士学位, 现为教授, 主要研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信等。

WANG Hong-xing was born in Shangqiu, Henan Province, in 1962. He received the Ph. D. degree in 2007. He is now a professor. His research interests include modern communication technology and non-sinusoidal communications.

Email: 13371368601@cumail.com.cn