

文章编号: 1001-3806(2013)02-0158-07

FSO-MIMO 中的自适应多层空时编码

谌娟¹ 柯熙政^{1*} 张娜¹ 卢宁²

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048; 2. 内蒙古民族大学 计算机科学与技术学院, 通辽 028042)

摘要: 为了根据信道的时变特性来选择合适的空时编码方式, 结合正交空时分组码与分层空时码的优点, 并借鉴天线分组的多层空时编码原理, 提出了一种在自由空间光通信多输入多输出中 4×4 的自适应多层空时编码方案, 并用 Monte Carlo 法进行仿真研究。结果表明, 在一定的信噪比范围内, 采用自适应多层空时编码方案在保证一定误比特率的条件下, 能使数据传输速率达到最大化; 采用自适应调制方式能更有效地利用资源并提高数据的传输速率。

关键词: 光通信; 多输入多输出; 自适应; 正交空时分组码; 分层空时码

中图分类号: TN929.12 文献标识码: A doi: 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2013.02.006

Adaptive multi-layer space-time coding in FSO-MIMO

CHEN Juan¹, KE Xi-zheng¹, ZHANG Na¹, LU Ning²

(1. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China; 2. School of Computer Science and Technology, Inner Mongolia University for Nationalities, Tongliao 028042, China)

Abstract: In order to select proper space-time coding mode according to the time-varying channel, a 4×4 adaptive multi-layer space-time coding scheme was proposed in free space optical-multiple input multiple output (FSO-MIMO) based on the multi-layer space-time coding theory of antenna groups, which concludes the advantages of both orthogonal space-time block codes (OSTBC) and layered space-time code (LSTC). Simulation was carried out with Monte Carlo method. The simulation shows within a certain signal-to-noise ratio (SNR) range, the data rate can maximized at specific level of bit error rate (BER) with adaptive multi-layered space-time coding scheme.

Key words: optical communication; multiple input multiple output; adaptive; orthogonal space-time block codes; layered space-time code

引言

自由空间光 (free space optical, FSO) 通信技术结合了光纤通信与微波通信的优势, 作为一种新兴的无线传输方式而受到人们的广泛关注。随着社会信息的发展, 人们对高速率、高容量的无线通信传输的要求与日俱增, 而多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 技术为提高通信系统的容量和数据传输速率提供了一种有效的方法^[1-2]。由于大气对 FSO 通信系统的影响很大, 将 MIMO 技术应用到 FSO 通信系统中可有效改善大气对激光波束的影响, 提高系统性

能。无线信道是时变的衰落信道, 采用某一固定的空时编码调制方式不能完全适应信道的时变特性, 会造成通信不能可靠稳定地进行或造成资源浪费, 为了根据信道的时变特性选择合适的空时编码调制方式, 可以采用自适应调制方式来获得最佳的通信性能。

正交空时分组码 (orthogonal space-time block codes, OSTBC)^[3-5] 与分层空时编码 (layered space-time code, LSTC)^[6-7] 是较典型的两种空时编码方式。本文中结合 OSTBC 与 LSTC 编码的优点, 借鉴天线分组的多层空时编码^[8] 原理提出了一种在自由空间光通信中 4×4 的自适应多层空时编码的 MIMO 传输方案。根据接收信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 的大小自适应地调整发送天线上的编码调制方式, 保证在一定误比特率的条件下尽可能地提高数据的传输速率和系统容量。在接收端提出采用分组干扰抑制的译码方法, 其思想是将其它分组发送天线上发送的符号作为干扰消除掉, 再对该发送分组的符号进行译码, 这种译码方法极大地降低了系统的译码复杂度。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60977054); 陕西省教育厅产业化培育计划资助项目 (2010JC17); 内蒙古自治区自然科学基金资助项目 (2009MS0914)

作者简介: 谌娟 (1987-), 女, 博士研究生, 现主要从事无线激光通信的研究。

* 通讯联系人。E-mail: xzke@263.net

收稿日期: 2012-06-24; 收到修改稿日期: 2012-08-01

1 自适应调制编码基本原理

自适应调制编码(adaptive modulation and coding, AMC)技术是提高系统通信性能的一种有效方法^[9]。可以调节的基本参量包括:调制方式、编码方式、发射功率等。一般地,AMC技术能够根据信道状态的变化自适应地调节调制编码方案,系统根据当前的信道条件,在保证一定系统性能的前提下确定发射端各路数据流应该采用哪种调制编码方式。

自适应调制编码系统仅适用于双工通信系统,而激光通信是双向通信,所以,可以采用自适应调制编码技术来提高系统的通信性能。

自适应调制编码的原理如图 1 所示。在接收端,接收机首先对无线衰落信道特性进行估计,对接收到的信号进行衰落补偿,然后提取出发射端所采用的调制编码方式后对接收到的数据进行解调并译码输出;同时根据接收端对信道估计的结果,按一定的自适应算法选择最优的调制编码方式,并通过反馈链路告知发送端调整调制编码的方式。

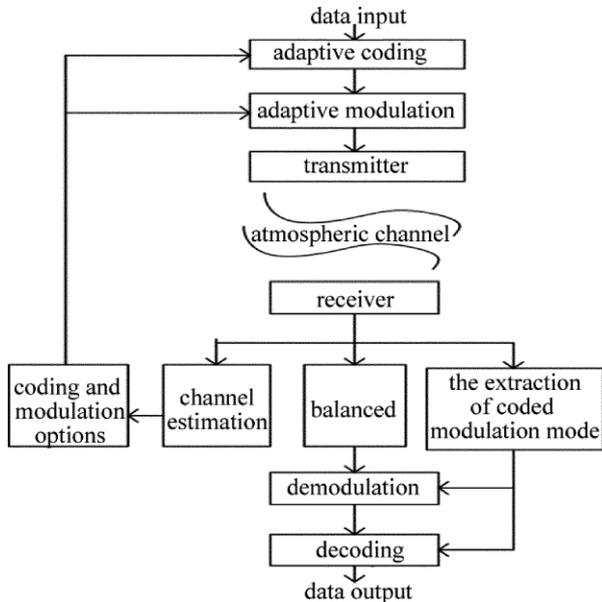


Fig. 1 Principle of adaptive modulation and coding

自适应调制编码系统根据时变信道的变化状况选择最佳的调制编码方式,因此,自适应调制编码系统的实现需要以下 4 个步骤^[10]: (1) 信道状态估计; (2) 调制编码方式门限值的选取; (3) 控制发送端的数据传输; (4) 接收端译码方式同步。

2 FSO-MIMO 中 4 × 4 的自适应多层空时编码

参考文献[11]中提到,在多天线阵列中采用天线分组的方法,对每一组天线采用独立的空时编码。发送端的多个发送天线被分为若干个分组,信息符号在这多个分组上经过独立的编码处理后发送。在接收端,通过分组干扰抑制的方法先消除其它分组发送天线上发送符号的影响,再对该分组上的发送符号进行空时解码。基于这种思路,结合正交空时分组码与分层空时编码的优势,本文中提出了在自由空间光通信中根据接收信噪比自适应调整空时编码调制方式的方案,从而保证在满足一定误比特率的条件下,尽可能地提高数据传输速率与系统的容量。

2.1 FSO-MIMO 中 4 × 4 的自适应多层空时编码方案

正交空时分组码由于满分集的特点,在低信噪比时就具有很好的抑制噪声性能,但数据的传输速率较低。而分层空时编码只有接收分集而没有发送分集,虽然在高信噪比时能达到较高的速率和较大的信道容量,但其在低信噪比下误比特性能又不能令人满意。为此,结合两者的优缺点,基于天线分组的多层空时编码原理提出了一种在自由空间光通信中 4 × 4 的自适应多层空时编码的 MIMO 传输方案。

图 2 为 FSO-MIMO 中 4 × 4 的自适应多层空时编码的原理图,其基本原理是将信源发出的二进制数据流通过串并转换后分成 2 层数据流,各层的数据流由相应的空时编码器进行编码再经过脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)调制后由对应的光学发送天线发送出去。在接收端,有 4 个光学接收天线来接收数据,在接收数据的同时对这 2 层的接收信噪比进行检测并比较其值的大小,再通过调制方式判决

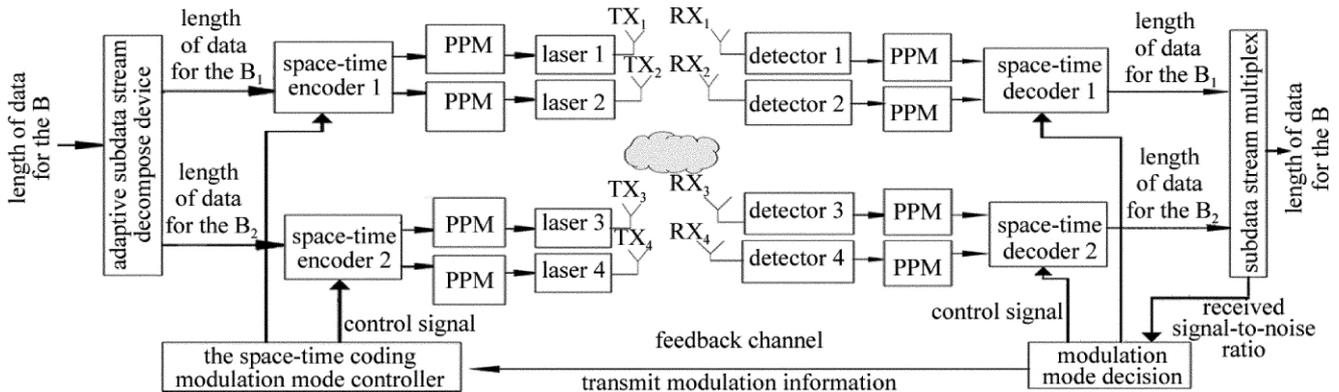


Fig. 2 Principle of 4 × 4 adaptive layered space-time code in FSO-MIMO

器来控制这两组空时解码器采用哪种译码方法;另外,通过反馈通道将调制控制信息传送到空时编码调制方式控制器,由此来判断这两组编码器采用正交空时分组码还是垂直分层空时码(vertical bell laboratories layered space time, VBLAST)。

如果直接将射频(radio frequency, RF)中的 OSTBC 码直接引入到自由空间光通信中,因 OSTBC 编码中的字符存在复共轭和负数,而在自由空间光通信中,光信号只有“on”和“off”两种状态,不能表示符号的复共轭和负数,在这里就要引用比特补码式正交空时分组码(bits of code for orthogonal space-time block codes, BCOSTBC)将 RF 中存在的复共轭和负数全部转化为了实数,使其能够在强度调制/直接检测式的光通信中传输。关于 BCOSTBC 码,可参见相关文献^[3-5, 12]。

根据这两种编码方式在达到相同的抗噪声性能时具有不同的信噪比范围,在自适应多层空时编码中需要设置两个阈值 $R_{\text{SNR},0}$ 和 $R_{\text{SNR},1}$ 。调制方式判决器将根据检测的信噪比值 R_{SNR} 的大小与所设的两个阈值的关系,来确定接收端两组空时解码器的解码方式,另外,通过反馈通道将控制信息传送到发送端,确定两组空时编码器采用哪种调制方式,这样就保证了发送端的调制方式与接收端的译码方式同步。调制方式的设定规则为:(1)当 $R_{\text{SNR}} < R_{\text{SNR},0}$ 时 2 组空时编码器均采用比特补码式正交空时分组码,称为传输模式一;(2)当 $R_{\text{SNR},0} < R_{\text{SNR}} < R_{\text{SNR},1}$ 时 1 组编码器采用比特补码式正交空时分组码,另一组采用垂直分层空时码,称为传输模式二;(3)当 $R_{\text{SNR}} > R_{\text{SNR},1}$ 时 2 组编码器均采用垂直分层空时码,称为传输模式三。

2.2 系统发射端的编码方案

根据上述方案所提出来的这 3 种模式,作者将这 4 个天线划分为 2 组,每组有 2 个天线,对这 3 种传输模式的发射码矩阵进行设计。

(1) 当为传输模式一时,这 2 组空时编码器均采用 BCOSTBC 码,在两个码元周期内发射码矩阵为:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & \bar{x}_2 \\ x_2 & x_1 \\ x_3 & \bar{x}_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 x 表示发送天线发送的信号, \bar{x} 表示对 x 求补。

(2) 当为传输模式二时,其中一组采用 BCOSTBC 码,另一组采用 VBLAST,在两个码元周期内发射码矩阵为:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & \bar{x}_2 \\ x_2 & x_1 \\ x_3 & x_5 \\ x_4 & x_6 \end{bmatrix} \quad (2)$$

(3) 当为传输模式三时,这 2 组均采用 VBLAST,在两个码元周期中发射码矩阵为:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_5 \\ x_2 & x_6 \\ x_3 & x_7 \\ x_4 & x_8 \end{bmatrix} \quad (3)$$

基于上面的 3 种发射码矩阵,在模式一的发射码矩阵中,两组天线均采用 BCOSTBC,每个码组都达到了满集增益,分集增益均为 8;4 个发射天线在 2 个符号间隔上总共发送 4 个不同的实信号,其符号速率 $R = K/P = 4/2 = 2$ (符号/时间片),其中 K 是发送天线输入的总调制符号数, P 是发送天线发送空时符号所需要的传输周期数。在模式二的发射码矩阵中,一组天线采用 BCOSTBC,分集增益为 8,另一组天线采用 VBLAST,只有接收分集,其分集增益均为 4;4 个发射天线在 2 个符号间隔上总共发送 6 个不同的实信号,符号速率 $R = K/P = 6/2 = 3$ (符号/时间片)。在模式三的发射码矩阵中,由于全采用 VBLAST,它们各自都只有接收分集,其分集增益均为 4;4 个发射天线在 2 个符号间隔上总共发送 8 个不同的实信号,其符号速率 $R = K/P = 8/2 = 4$ (符号/时间片)。由此可以看出,模式一采用全 BCOSTBC,分集增益最大但传输速率最慢;模式三采用全 VBLAST,传输速率最快但分集增益最小;模式二采用了 BCOSTBC 与 VBLAST 的混合编码,是对分集增益与传输速率的折中。

对于传输模式一和传输模式三来说,分别采用的是全 BCOSTBC 与全 VBLAST 码。在传输模式二中结合了 BCOSTBC 与 VBLAST 的性能优势,由其发射码矩阵(2)式可以看出:第 1 路数据发送一组 2×2 的 BCOSTBC(2 根发射天线时需要两个发射时隙)符号,后两路数据发送一组 2×2 的 VBLAST 符号。如下式所示:

$$\mathbf{X}_{\text{BCOSTBC}} = \begin{bmatrix} x_1 & \bar{x}_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

VBLAST 的编码矩阵如下式所示:

$$\mathbf{X}_{\text{VBLAST}} = \begin{bmatrix} x_3 & x_5 \\ x_4 & x_6 \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.3 系统接收端的译码方案

传输模式一为全 BCOSTBC 编码,传输模式三为全 VBLAST 编码,其译码方法分别如参考文献[3]~参考文献[7]以及参考文献[12]~参考文献[14]中所介绍的。这里主要介绍传输模式二的译码方法。

传输模式二采用了混合空时编码方案,本文中提出先对 BCOSTBC 编码进行解码,然后分离出第 1 层 BCOSTBC 编码的影响,对剩余部分进行 VBLAST 译码,有线性译码算法和非线性译码算法,线性译码算法包括迫零算法和最小均方误差算法等,而非线性算法则有串行干扰抵消算法和定序串行干扰抵消算法。

考虑信道模型为瑞利慢衰落信道,即信道矩阵的元素是随机的,但在某个离散时间间隔 T 内,信道为常数,当变化到另一时间间隔 T 内时,信道相应地变化到另一常数。另外,假定接收端信道状态信息(channel state information, CSI) 作为已知量,则接收到的信号为:

$$\mathbf{r} = \eta \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (6)$$

式中, η 为光电转换效率,是与光强相关的一个常数; $\mathbf{r} = [r_i]^T (i=1, 2, \dots, N)$ 为 N 根接收天线上接收的信号; $\mathbf{X} = [x_i]^T (i=1, 2, \dots, M)$ 是 M 根发送天线上发送的信号;在本例中, \mathbf{X} 的值如(2)式所示; \mathbf{n} 为噪声矩阵,在激光通信中 \mathbf{n} 为实数域,其中 \mathbf{n} 的各分量之间相互独立,该加性噪声是指电子线路和探测器上产生的噪声; \mathbf{H} 为信道增益矩阵,其元素 h_{ij} 表示第 j 根发射天线到第 i 根接收天线之间的信道增益系数,表示为:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (7)$$

\mathbf{n} 中 2 列为 2 个时隙间隔,每个元素为对应的接收天线所接收信号的噪声,假设每个天线上的噪声独立,且服从均值为 0,方差为 σ^2 的高斯分布。 \mathbf{n} 表示为:

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \\ n_{31} & n_{32} \\ n_{41} & n_{42} \end{bmatrix} \quad (8)$$

2.4 分组干扰抑制算法

为了在 4×4 的混合编码中解出第 1 层的 2 个符号,在这里引入了分组干扰抑制的概念,分组干扰抑制是基于天线分组的信号处理算法,其思想就是通过抑制其它组的信号来达到解码的目的。

分组干扰抑制的核心思想是对空时编码器 coder(i) 输出 $C_i(k) (1 \leq i \leq p)$ 进行单独的译码操作,同时抑制其它组码的信号^[9, 12-13]。这种方法的优点是复杂度低,缺点是不能获得满分集增益。

2.4.1 结合 4 发 4 收的系统来具体说明 前面所介绍的基于天线分组的自适应多层空时编码方法,将前两根发射天线分成一组用 L_1 表示,后两根发射天线分成一组

用 L_2 表示,第 i 组对应的发射符号向量用 $C_i (i=1, 2)$ 表示,其为一个 2×1 的矩阵。为不失一般性,选取第 1 组发射天线对应的发射符号 C_1 作为期望信号,利用分组干扰抑制方法进行解码,此时的干扰信号只有 1 个。

假定接收机已知信道信息(即已知信道传输矩阵 \mathbf{H}),定义矩阵 \mathbf{H}_1 和 \mathbf{H}_2 ,即将 \mathbf{H} 分为两部分,如下面的形式:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{13} & h_{14} \\ h_{23} & h_{24} \\ h_{33} & h_{34} \\ h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (10)$$

从(9)式和(10)式可以看出, \mathbf{H}_1 和 \mathbf{H}_2 分别是信道增益矩阵 \mathbf{H} 的前两列和后两列。 \mathbf{H}_2 为一个 4×2 的矩阵,由其结构可以看出,它表示的是除去第 1 组发射天线后的信道传输矩阵,其秩 $\text{rank}[\mathbf{H}_2] \leq 2$ 。定义 \mathbf{P} 为此矩阵的零空间, \mathbf{P} 由所有满足下面条件的行向量矩阵 \mathbf{u} 所组成: $\mathbf{u} * \mathbf{H}_2 = 0$, $\mathbf{0}$ 为零向量,且 $\dim(\mathbf{u}) + \text{rank}(\mathbf{H}_2) = 4$ 。因为 $\text{rank}(\mathbf{H}_2) \leq 2$,所以 \mathbf{u} 的维数 $\dim(\mathbf{u}) \geq 2$,因此可以在 \mathbf{P} 中寻找一组正交归一化向量(不必是唯一的): $\{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2\}$ 。 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 分别是 1×4 的行向量。定义 \mathbf{u} 为由 \mathbf{u}_i 组成的一个 2×4 的矩阵,其第 i 行为 \mathbf{u}_i , $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2]^T$ 。因为 \mathbf{u}_i 为正交归一化向量,即:

$$\mathbf{u}_j \mathbf{u}_i^H = \begin{cases} 1 & (j = i) \\ 0 & (j \neq i) \end{cases} \quad (11)$$

式中,上标 H 表示共轭转置。

则有 $\mathbf{u} * \mathbf{u}^H = \mathbf{I}_2$,其中 \mathbf{I}_2 是阶数为 2 的单位阵。在接收信号的等式两端同时左乘正交归一化向量 \mathbf{u} ,因为 \mathbf{H} 由 \mathbf{H}_1 和 \mathbf{H}_2 构成,而 $\mathbf{u} * \mathbf{H}_2 = 0$,所以 $\mathbf{u} \mathbf{r} = \eta \mathbf{u} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{u} \mathbf{n} = \eta \mathbf{u} \mathbf{H}_1 \mathbf{X}_{\text{BCOSTBC}} + \mathbf{u} \mathbf{n}$,其中 $\mathbf{X}_{\text{BCOSTBC}}$ 为发射端的编码矩阵中用于 BCOSTBC 编码的前两个符号组成的符号矩阵,其值如(4)式所示, \mathbf{H}_1 的值如(9)式所示,可以看出第 3 根和第 4 根天线上的信号被抑制掉了。于是通过 1 次分组干扰抑制处理后,一个 (4×4) 的系统变成了一个 (2×2) 的系统。这样通过分组干扰抑制就独立出了第 1 层的 BCOSTBC 码,就可以单独运用 BCOSTBC 的译码方法解出前两个符号。

2.4.2 VBLAST 与 BCOSTBC 联合译码 (1) 比特补码式正交空时分组码译码。为了应用前面所述的分组干扰抑制的方法对第 1 层的比特补码式正交空时分组

码进行译码,首先必须找到能够使 $u^* H_2 = 0$ 成立的矩阵 u 。这里采用对 H_2 进行奇异值分解的方法,即:

$$H_2 = U \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} V^H \quad (12)$$

式中, U 为 4 阶的正交矩阵, V 为 2 阶的正交矩阵, $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r)$ 而 $\sigma_i (i=1, 2, \dots, r)$ 为 H_2 的非零奇异值。

设 $U = [U_1 \ U_2]$, U_1 为正交矩阵 U 的前两列, U_2 为正交矩阵 U 的后两列。所以有 $U_1^H U_1 = I, U_2^H U_2 = I, I$ 为 2×2 的单位矩阵。所以,即 U_1 与 U_2 的两列分别是两两正交的单位向量。

$$U^H H_2 V = \begin{bmatrix} U_1^H \\ U_2^H \end{bmatrix} H_2 V = \begin{bmatrix} U_1^H H_2 V \\ U_2^H H_2 V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma \\ 0 \end{bmatrix}$$

$\therefore U_2^H H_2 V = 0$ 又 $V \neq 0, \therefore U_2^H H_2 = 0$ 。由此可以看出, U_2^H 就是构成 H_2 的零空间 P 的行向量矩阵 u 。假设:

$$u = U_2^H = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} & u_{14} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} & u_{24} \end{bmatrix} \quad (13)$$

根据前面分析的分组干扰抑制原理,在(6)式的两端左乘 u 之后,式子右端就会分离出第 1 层 2×2 的 BCOSTBC 编码矩阵,只不过噪声项构成的噪声矩阵也相应的左乘了一个 2×4 的归一化向量。根据已有理论分析可知,这种变化并不改变噪声的分布情况,相应的也不会对接收信号带来性能上的损失。同样,式子左端的原接收信号在经过分组干扰抑制处理后就能够得到新的接收信号 y 如下式所示:

$$y = ur = \eta u H X + un = \eta u H_1 X_{\text{BCOSTBC}} + un =$$

$$\eta \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} & u_{14} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} & u_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{23} \\ h_{41} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & \bar{x}_2 \\ x_2 & \bar{x}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \\ n_{31} & n_{32} \\ n_{41} & n_{42} \end{bmatrix} \quad (14)$$

下面就要对原 BCOSTBC 与 VBLAST 结构的混合编码矩阵中经分组干扰抑制后分离出的第 1 层的 BCOSTBC 编码矩阵进行译码。在这里设:

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} & u_{14} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} & u_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \quad (15)$$

噪声在经过分组干扰抑制后的变化用下式来表示:

$$\begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} & u_{14} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} & u_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \\ n_{31} & n_{32} \\ n_{41} & n_{42} \end{bmatrix} \quad (16)$$

于是连续 2 个时隙即 1 个 BCOSTBC 符号间隔内的接收信号为:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta a x_1 + \eta b \bar{x}_2 + N_{11} & \eta a \bar{x}_2 + \eta b x_1 + N_{12} \\ \eta c x_1 + \eta d \bar{x}_2 + N_{21} & \eta c \bar{x}_2 + \eta d x_1 + N_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

合并接收信号和信道状态信息构造产生两个判决统计,统计结果可以表示为:

$$\hat{x}_1 = \eta (ay_{11} + cy_{21} + by_{12} + dy_{22}) \quad (18)$$

$$\hat{x}_2 = \eta (by_{11} + dy_{21} + a\bar{y}_{12} + c\bar{y}_{22}) \quad (19)$$

接下来寻找与 \hat{x}_1, \hat{x}_2 的距离度量最小的点,又因为 η 是光电转换效率,为一常数,所以有:

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in s} |\hat{x}_1 - \hat{x}_1|^2 \quad (20)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in s} |\hat{x}_2 - \hat{x}_2|^2 \quad (21)$$

式中, s 为调制符号所有可能的集合。这样就得到了与 x_1, x_2 相对应的两个估计值 \hat{x}_1, \hat{x}_2 。

(2) 消除前两个符号的干扰。通过空时分组码的译码得到子系统的解码后,回到原来的系统中,消除子系统中符号的影响后得到矩阵:

$$r_1 = r - \eta H_1 \begin{bmatrix} x_1 & \bar{x}_2 \\ x_2 & \bar{x}_1 \end{bmatrix} = \eta H_2 X_{\text{VBLAST}} + n \quad (22)$$

式中 H_2 的值如(10)式所示, n 的值如(8)式所示,假设在第(1)步中 x_1 和 x_2 被完全正确地译出,那么就有 X_{VBLAST} 的值如(5)式所示。

(3) 对消除 BCOSTBC 码后的符号再进行 V-BLAST 译码。在 VBLAST 的译码方法中,常采用的线性译码方式主要有最小均方检测算法和迫零算法,具体的算法过程见参考文献[6]、参考文献[7]和参考文献[12]~参考文献[14]。

2.5 接收信噪比的计算

本文中根据接收信噪比自适应地调整发送天线上的调制方式,在实际情况下接收信噪比可以通过信道估计得到,在这里对接收信噪比进行说明。假设系统发送端的发送天线可控,即每次只允许 1 个天线工作,这样就形成了 4 个子系统,每个子系统由 1 根发送天线和 4 根接收天线构成,简称其为发送天线子集。

定义每根接收天线上的平均信噪比 R_{SNR} 表示为:

$$R_{\text{SNR}} = \frac{P_r}{P_v} \quad (23)$$

式中 P_r 为总的接收功率 P_v 为噪声功率。

在 4×4 的自适应分层空时编码方案中,激光通信中的噪声矩阵 $\mathbf{n}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ n_3(t) \ n_4(t)]^T$ 是实数域的,其中 $\mathbf{n}(t)$ 的各个分量之间相互独立,它是均值为 0、方差为 $\sigma_v^2 = N_0/2$ (N_0 为一常数) 的高斯白噪声,所以接收端每根接收天线上的噪声功率 P_v 相等。

由于接收端每根接收天线的噪声功率相等,根据 (23) 式,每个天线子集接收信噪比的大小只取决于每个天线子集对应的总接收功率 P 。在整个仿真的过程中,作者对发射总功率进行了归一化,则在接收端的每个天线子集的总接收功率大小只取决于每个天线子集所对应的信道增益平方和的大小。对于 4×4 信道增益矩阵 \mathbf{H} 来说,第 j 列的信道增益矩阵元素的平方和如下式所示:

$$a_j = \|\mathbf{H}_j\|^2 \quad (24)$$

式中 \mathbf{H}_j 表示第 j 个天线子集对应的信道增益矩阵, $j=1 \ 2 \ 3 \ 4$; $\|\cdot\|^2$ 表示范数的平方。

在实际情况下信道状态信息是未知的,需要通过信道估计来获得。就可以通过信道估计的方法得到 4×4 系统的信道增益矩阵 \mathbf{H} ,再通过 (23) 式和 (24) 式来得到接收端的信噪比。

3 仿真分析

为了具体分析自适应多层空时码在 3 种传输模式下的性能,利用 Monte Carlo 法对 4×4 的自适应多层空时码的 3 种传输模式的误比特性能进行仿真,分析大气湍流从弱到强时不同传输模式对系统误比特率的影响。

仿真条件为: (1) 设总发射功率 E_s 不变,取归一化值 $E_s = 1$; (2) 信道环境为平坦衰落信道和高斯白噪声,在帧内保持不变,在帧间独立变化,且接收端已知信道状态信息,并且准确估计噪声; (3) 光电转换效率 $\eta = 5$; (4) 采用多进制脉冲位置调制,本文中采用 4 进制脉冲位置调制; (5) 发射端发送的符号总数 $N = 500000$; (6) 在弱湍流下,光强闪烁服从对数正态分布,在中强湍流下,光强闪烁服从 Gamma-Gamma 分布; (7) 假设同一时刻 4 个天线发射信号皆同步到达接收天线。

图 3 和图 4 分别是在弱湍流和强湍流 4PPM 调制下的误比特率曲线图,这 3 条曲线分别表示了系统在单独采用 3 种模式(全 BCOSTBC,全 VBLAST,BCOSTBC-VBLAST)中任何一种时的误比特率曲线。两幅图所

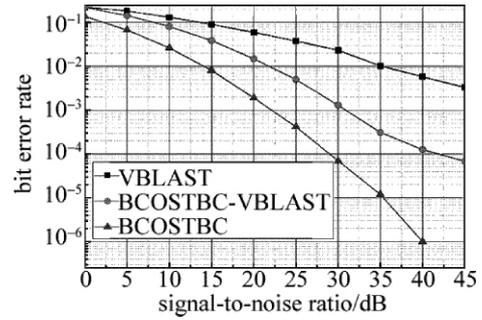


Fig. 3 PPM modulation of the bit error rate curve in weak turbulence

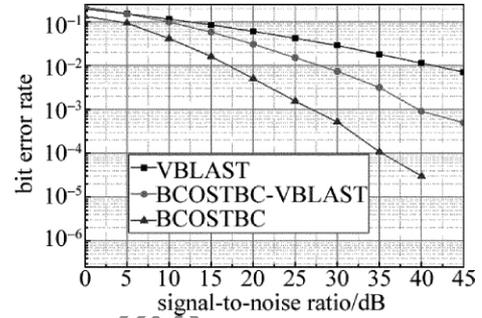


Fig. 4 PPM modulation of the bit error rate curve in strong turbulent

呈现的规律基本相同,区别在于具有相同信噪比时在强湍流下的误比特性能比弱湍流下的要差,可以看出在强湍流下受大气湍流的影响比较大。

由图 3 可见在弱湍流下: (1) 当误比特率在同一水平 10^{-2} 时,传输模式一(BCOSTBC)与传输模式二(BCOSTBC-VBLAST)相差 7dB,而与模式三(VBLAST)相差 21dB,传输模式一在较低信噪比下就能达到所要求的误比特率,而传输模式三只有在较高信噪比下才能达到理想的误比特率; (2) 根据所要求的误比特率水平可设置两个接收信噪比的判决阈值 $R_{\text{SNR},0}$ 与 $R_{\text{SNR},1}$,对于 4PPM 调制,当误比特率达到 10^{-2} 时,可设置 $R_{\text{SNR},0} = 14\text{dB}$, $R_{\text{SNR},1} = 35\text{dB}$; (3) 3 种传输模式的码字进行切换的条件为:若在接收端检测出 SNR 值小于 14dB 时,两组天线全采用 BCOSTBC 编码,此时传输速率较低,但能达到满分集增益,保证了信道特性差时能可靠稳定地进行通信;若检测到 SNR 值大于 35dB 时,两组天线全采用 VBLAST 编码,此时无发射分集,但数据传输速率比较大,系统的吞吐量也比较大,充分利用了频谱资源;若检测到 SNR 值为 20dB ~ 35dB 时,一组采用 BCOSTBC 编码,另一组采用 VBLAST 编码,与 VBLAST 相比,此时增加了发射分集,提高了误比特性能,与 BCOSTBC 相比,因为使用了复用技术,提高了传输速率,取得了分集和复用的折中。

4 结论

对自由空间光通信中 4×4 的自适应多层空时编码做了详细的描述,结合比特补码式正交空时码与垂直分层空时码的优势,借鉴天线分组的多层空时编码

原理提出了光通信中 4×4 的自适应多层空时编码,使系统在满足一定误比特率的条件下,根据接收信噪比的大小自适应地调整发送端的编码调制方式,尽可能地达到数据传输速率和系统容量的最大化。这种编码方案更加适合于具有时变特性的现实信道,也摆脱了传统固定的空时编码方式,更好地发挥了 MIMO 系统的优越性能。在接收端采用了分组干扰抑制的方法进行译码,是将其它分组发送天线上发送的符号作为干扰消除掉,再对该发送分组的符号进行译码,这样极大地降低了系统的译码复杂度,对不同的空时调制方式都可以采用类似的方法进行处理,这种传输方案具有一定的应用前景。

参 考 文 献

- [1] BIGLIERI E, NORDIO A, TARICCO G. Doubly-iterative decoding of space-time turbo codes with a large number of antennas [C]// 2004 IEEE International Conference on Communications (ICC) 2004. Paris, France: IEEE, 2004: 473-477.
- [2] WILSON S G, MATE B P, QIAN L C, *et al.* Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM [J]. IEEE Transactions Communications, 2005, 53(8): 1402-1411.
- [3] SIMON M K, VILNORTTER V. Alamouti-type space-time coding for free-space optical communication with direct detection [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(1): 35-39.
- [4] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [5] WANG H Q, KE X Z. Orthogonal space-time block code in atmosphere laser communication [J]. Acta Optica Sinica 2009, 36(s2): 63-68 (in Chinese).
- [6] WANG H Q, KE X Z. Free space optical communication based on vertical Bell labs layered space-time [J]. Chinese Journal of Lasers, 2008, 35(6): 874-878 (in Chinese).
- [7] WANG S K, LYU D S, CHANG K H. 4G vision and technology development in Korea [C]//2003 International Conference on Communication Technology. Beijing, China: IEEE 2003: 26-27.
- [8] WEISTEIN S B, EBEM P M. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform [J]. IEEE Transactions on Communications, 1971, 19(5): 628-634.
- [9] KIM J, LEE K J, CHANG K S, *et al.* A simple SNR representation method for AMC schemes of MIMO systems with ML detector [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(10): 2971-2976.
- [10] QIN S P, LIU P D, ZHANG X, *et al.* Channel estimation with timing offset based on PSD & LS estimation for wireless OFDM systems [C]//2007 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2007). Xiamen, China: IEEE 2007: 248-251.
- [11] VAHID T, AYMAN N, NAMBI S, *et al.* Array processing and space-time coding [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(4): 1121-1128.
- [12] WANG H Q, KE X Z. Serial interference cancellation algorithm of layered space-time code in free space optical communication [J]. Opto-Electronic Engineering, 2010, 37(2): 1-6 (in Chinese)
- [13] WU K, SANG L, WANG H, *et al.* Detection algorithm for V-BLAST systems with novel interference cancellation technique [C]//IEEE 69th Vehicular Technology Conference. Barcelona, Spain: IEEE, 2009: 1-5.
- [14] ZHANG X G, XU C Q. A new OSIC detection algorithm for V-BLAST systems [C]// International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007 (WiCom 2007). Shanghai, China: IEEE 2007: 1352-1355.

版权所有 ©