

# 低复杂度的光空时网格编码

王惠琴<sup>1</sup> 肖博<sup>1</sup> 贾非<sup>1</sup> 曹明华<sup>1</sup> 孙剑锋<sup>2</sup>

<sup>1</sup>兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

<sup>2</sup>中国移动通信集团甘肃有限公司省网络管理中心, 甘肃 兰州 730070

**摘要** 根据光通信的特点,提出一种基于脉冲位置调制(PPM)的低复杂度光空时网格码。该方案在发射端利用延迟分集思想,建立了信号在时间和空间上的关联性。在接收端采用反馈干扰抵消算法(FICA),并对消除干扰后的信号进行最大似然判决来完成译码。该方案以牺牲发射分集的性能来换取译码复杂度的降低,从而降低了对系统计算能力的要求。以天线数为 2 和 3 为例,分析了该算法与 Viterbi 译码算法的计算复杂度。仿真结果表明,当分集增益相同时,相对于采用 Viterbi 译码算法的系统,所提方案的译码复杂度分别降低了 93.75% 和 95.84%,而其误码性能的恶化仅为 3 dB 和 4.77 dB。

**关键词** 光通信; 强度调制; 光空时网格码; 反馈干扰抵消算法; 复杂度

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201636.0806008

## Low-Complexity Optical Space-Time Trellis Code

Wang Huiqin<sup>1</sup> Xiao Bo<sup>1</sup> Jia Fei<sup>1</sup> Cao Minghua<sup>1</sup> Sun Jianfeng<sup>2</sup>

<sup>1</sup>College of Computer & Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

<sup>2</sup>Provincial Network Management Center, Gansu Company Limited, China Mobile Group, Lanzhou, Gansu 730070, China

**Abstract** According to the characteristics of optical communication, a low-complexity optical space time trellis code based on pulse position modulation(PPM) is proposed. The scheme is based on the idea of delay diversity of the transmitter, and establishes the correlation of signals in time and space. The feedback interface cancellation algorithm (FICA) is used at the receiving end, and the maximum likelihood decision is used to decode the eliminated interference signal. The proposed scheme reduces the complexity of decoding by sacrificing the performance of transmitting diversity, which reduces the computational requirement of the system. The computational complexities of the algorithm and the Viterbi decoding algorithm are analyzed with the antenna numbers of 2 and 3. The simulation results show that when diversity gain is the same, the decoding complexities of the proposed scheme are reduced by 93.75% and 95.84% respectively, compared with the Viterbi decoding algorithm, and the deteriorations of the bit error rate performance are only 3 dB and 4.77 dB.

**Key words** optical communications; intensity modulation; optical space-time trellis code; feedback interface cancellation algorithm; complexity

**OCIS codes** 060.4510; 060.4080; 010.1300

## 1 引言

空时网格码(STTC)<sup>[1-3]</sup>是将分集、信道编码、调制有机结合的一种时间、空间联合编码方法,它和空时分组码(STBC)<sup>[4]</sup>一起被认为是实现分集最大化的 2 种空时编码技术<sup>[5-7]</sup>。其中,空时分组码编译码方法简单,它利用空间分集技术有效克服了信道衰落。但因无法提供编码增益致使系统的性能受到了限制,而且其满速率编码设计也是严格受限的。与之相反,空时网格码具有较高的译码复杂度,但它可以弥补空时分组码的不足,而且能获得更高的数据速率以及更小的误码率。将空时网格码应用到大气激光通信系统中,可以有效改善大气光通信系统的性能。

**收稿日期:** 2016-01-22; **收到修改稿日期:** 2016-03-04

**基金项目:** 国家自然科学基金(61265003,61465007)

**作者简介:** 王惠琴(1972—),女,博士,教授,主要从事无线光通信方面的研究。E-mail: whq1222@lut.cn

在强度调制/直接检测(IM/DD)方式的通信中,由于复数和负数信号无法直接用光强“on”和“off”表示,致使原有空时网格编码的理论难以直接应用。为此,寻找适合于强度调制/直接检测式光通信的空时网格编码方案就具有重要的应用价值。国内外大量研究组针对这一问题进行了相关研究。文献[8]针对强湍流分析了空时网格编码中的天线选择算法,推导出成对错误概率。文献[9]分析了多输入单输出(MISO)系统在gamma-gamma信道下空时网格码的误码性能,得到了成对错误概率的表达式。文献[10]通过将复数信号映射为脉冲位置调制(PPM)信号,设计了一种光空时网格码。

上述文献都成功构建出了适合于强度调制/直接检测光通信系统的空时网格码,而且均采用了维特比(Viterbi)译码算法。而 Viterbi 译码算法虽然具有良好的误码性能,但其译码的复杂度与编码器状态数和调制阶数等有关,而且会随编码器状态数和调制阶数的增长成指数增长,这就限制了光空时网格码的广泛使用<sup>[11]</sup>。因此,本文通过延迟分集思想来建立发射信号在时间和空间上的固定关联性,并结合 PPM 设计了一种光空时网格码方案。在接收端,该方案采用反馈干扰抵消方法对少数符号进行最大似然译码即可恢复信号,从而大大降低了系统的译码复杂度。

## 2 光多输入输出信道模型

大气激光通信链路中存在许多大小不一且形状不规则的湍流涡旋。当光束直径比湍流尺寸大时,光束界面内就会包含多个湍流涡旋,每个湍流涡旋对各自入射光束独立折射或衍射,导致接收端光强随机变化。通常情况下,这种光强的随机变化可以采用其概率密度函数来表示。在对数正态信道中,光强  $I$  的概率密度函数可表示为:

$$f(I) = \frac{1}{(2\pi\sigma_x^2)^{1/2} I} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_x^2} \left(\ln I + \frac{1}{2}\sigma_x^2\right)^2\right], \quad (1)$$

式中  $\sigma_x^2$  表示对数正态分布的方差。同时,光强衰落的大小也可以用闪烁指数  $f_{SI} = \exp(4\sigma_x^2) - 1$  来表示,其典型值为  $f_{SI} \in [0.4 \sim 1.0]$ <sup>[12]</sup>。

对于一个  $M \times N$  ( $M$  代表激光器数目,  $N$  为探测器数目)的光多输入多输出(MIMO)通信系统而言,  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_i(t), \dots, x_M(t)]^T$  表示  $t$  时刻从  $M$  个发射天线发送的序列,其中,  $x_i(t)$  表示第  $i$  个发射天线发射的信号;  $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), \dots, y_j(t), \dots, y_N(t)]^T$  表示  $t$  时刻  $N$  个接收天线接收到的信号序列,  $y_j(t)$  表示  $t$  时刻第  $j$  个天线接收到的信号。此时,光 MIMO 系统的信道模型可描述为:

$$\mathbf{y}(t) = \eta \mathbf{H}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2)$$

式中  $\eta$  为光电转换效率,  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_j(t), \dots, n_N(t)]^T$  为  $t$  时刻的噪声向量,服从均值为 0, 方差为  $N_0$  的加性高斯白噪声。  $\mathbf{H}(t)$  为  $t$  时刻下的信道衰落系数矩阵,可记为:

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & \cdots & h_{1,i}(t) & \cdots & h_{1,M}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{j,1}(t) & \cdots & h_{j,i}(t) & \cdots & h_{j,M}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1}(t) & \cdots & h_{N,i}(t) & \cdots & h_{N,M}(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中  $h_{j,i}(t)$  表示从第  $i$  个发射天线到第  $j$  个接收天线之间的信道衰落系数。在弱湍流信道中,  $h_{j,i}(t)$  近似服从对数正态分布。由于大气信道的相关时间为毫秒量级,远远大于光通信中的符号周期,因此可认为其值在一个发射符号间隔内保持不变。

## 3 编译码原理

空时网格码具有卷积码的特征,使其前后输入的信号具有一定的关联性,这使得它在获得满分集增益的同时又获得了较高的编码增益,因而具有良好的误码性能。但传统空时网格编码中由于采用 Viterbi 译码算法,使其译码复杂度较大,为此,引入信号在时间和空间上的相关性,利用延迟分集并结合 PPM 构造了一种空时网格编码器。下面以 2 根发射天线 4 PPM-4 state 空时网格码为例进行说明,其编码原理如图 1 所示。

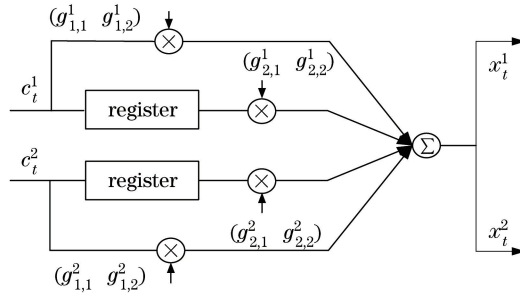


图 1 空时网格码的编码器结构

Fig. 1 Encoder structure of space-time trellis code

首先,在第  $t$  个时刻,编码器将 2 个比特信息  $c_t^1, c_t^2$  分别送入到 2 路前馈移位寄存器中,此时,编码器中的信号向量可表示为  $\mathbf{c}_t = [c_t^1, c_t^2, c_{t-1}^1, c_{t-1}^2]$ ,然后分别与 2 路乘法器系数矩阵  $\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2$  相乘( $\mathbf{G}_1 = [g_{1,1}^1, g_{1,1}^2, g_{1,2}^1, g_{1,2}^2], \mathbf{G}_2 = [g_{2,1}^1, g_{2,1}^2, g_{2,2}^1, g_{2,2}^2]$ ),此时编码器输出到天线 1 和天线 2 的信号可表示为:

$$\begin{cases} x_1(t) = \mathbf{c}_t \mathbf{G}_1 \pmod{4} \\ x_2(t) = \mathbf{c}_t \mathbf{G}_2 \pmod{4} \end{cases} \quad (4)$$

从(4)式可以看出,如果乘法器系数矩阵确定,所生成的空时网格码码字也会由乘法器系数矩阵完全确定,系数的取值将直接影响码的性能<sup>[13]</sup>。

文献[14]给出了一种 4-state 的乘法器系数矩阵:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1 \quad \mathbf{G}_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (5)$$

结合(4)和(5)式,可以看出由于  $\mathbf{c}_t$  和  $\mathbf{G}$  矩阵中的元素均为实数,其结果也为 1 个正实数值。在原有空时网格编码器中,将这个实数值映射为正交振幅调制/相移键控(QAM/PSK)信号。但是 QAM/PSK 信号中存在复数和负数值,无法直接用光强来表示。所以,在本方案中直接对编码器的输出信号进行 PPM,即可实现将编码器输出的电信号向光信号的转化,从而可由光学天线发射出去。

为了降低译码的复杂度,可利用发送端 2 根天线上信号在时间和空间上所具有的关联性,即  $x_2(t) = x_1(t+1)$ ,在接收端采用反馈干扰抵消方法来译码,即将前一时刻解调出的第 2 根天线的信号作为干扰从当前时刻待解调信号中消除,再对该消除干扰后的信号进行最大似然译码即可完成判决。之后,根据已判决出的信号确定下一时刻网格的转移路径。具体的译码算法如下所述:

1)通过最大似然译码准则,即判决出第 1 时刻 2 根发射天线上发射的信号:

$$\hat{x}_i(1) = \min \sum_{j=1}^N \left| y_j(1) - \sum_{i=1}^2 h_{j,i}(1) x_i(1) \right|^2, \quad (6)$$

式中  $y_j(1)$  为第  $j$  根接收天线在第 1 个时刻上的接收信号,  $x_i(1)$  为第  $i$  个发射天线在第 1 时刻发射的 PPM 信号。

2)判决出第一时刻 2 个发射天线发射的信号  $\hat{x}_1(1)$  和  $\hat{x}_2(1)$  后,可根据该时刻第 2 个天线的输出信号  $\hat{x}_2(1)$  确定状态的跳转路径,并依据跳转的状态得出第一时刻输入空时网格码编码器的二进制比特信息。

3)根据判决出的信号  $x_2(t) = x_1(t+1)$ ,将前一时刻第 2 根天线的判决信号  $\hat{x}_2(1)$  作为干扰,从第 2 时刻的接收信号  $y_j(2)$  中消除干扰  $\hat{x}_2(1)$ ,即:

$$\hat{y}_j(2) = y_j(2) - \hat{x}_2(1). \quad (7)$$

4)对消除干扰后的信号,再依据(6)式来修正当前时刻信号的判决表达式,可表示为:

$$\hat{x}_2(2) = \min \sum_{j=1}^N \left| \hat{y}_j(2) - h_{j,2} x_i(2) \right|^2, \quad (8)$$

依据已判决出的第 2 个天线上的输出信号来确定状态的转移路径,并以此类推,根据状态转移路径,即可获得输入空时网格码编码器的其他二进制比特流。

## 4 性能分析

为了较为全面地了解前文所述延迟分集与反馈干扰抵消算法(FICA)的性能,下面分别从算法复杂度和误码率2个角度将其和 Viterbi 译码算法进行对比。

### 4.1 复杂度

Viterbi 译码算法具有良好的误码性能。依据文献[15],在 MIMO 系统中其译码复杂度可表示为:

$$O_{\text{Viterbi}} \approx 2^{v+m} NMT, \quad (9)$$

式中  $v$  表示编码器记忆长度,代表了编码器的状态数,状态数越多,译码时的网格路径的度量计算将会越复杂, $Q$  为进制数, $m = \log_2 Q$  表示每次输入空时网格码编码器的信息比特数,因此,调制阶数越大,每时刻输入到编码器的比特数越多,将会导致译码复杂度增大, $T$  为译码器的译码时间, $M$  和  $N$  分别表示发射天线数和接收天线数。从(9)式中可以看出,Viterbi 译码算法的复杂度与调制阶数  $Q$  和编码器的记忆长度  $v$  有关,而且会随着调制阶数和编码器记忆长度的增加成指数增长,所以其译码复杂度较高。

采用 FICA 时,由于只对少数反馈干扰后的信号进行了最大似然译码,而且网格的跳转路径由译出的符号确定,所以,其译码复杂度可表示为<sup>[15]</sup>:

$$O_{\text{FICA}} \approx 2^m N(M-k)T, \quad (10)$$

式中, $k$  代表反馈信号数,由于发射端的信号在时间和空间上具有一定的关联性,接收端需要将前  $M-1$  个发射天线的信号当作干扰信号进行抵消,仅判决第  $M$  个发射天线发射的信号,因此  $k = M-1$ 。从(10)式可以看出  $O_{\text{FICA}}$  与编码器的记忆长度无关,因而译码时的复杂度不会随着编码器记忆长度的增加而发生变化,即其译码复杂度大大降低了。表 1 给出了 2 种不同译码算法下空时网格码的计算复杂度。

表 1 2 种译码算法的计算复杂度

Table 1 Computational complexity of two kinds of decoding algorithms

Transceiver antenna number	$v=2, Q=4$		$v=3, Q=8$	
	$O_{\text{Viterbi}}$	$O_{\text{FLCA}}$	$O_{\text{Viterbi}}$	$O_{\text{FLCA}}$
$2 \times 1, 2 \times 2, 2 \times 3$	1	0.125	1	0.0625
$3 \times 1, 3 \times 2, 3 \times 3$	1	0.083	1	0.0416

在表 1 中,假设原有 Viterbi 译码的计算复杂度设为 1。由于本方案中编码器系数矩阵的设计是基于延迟分集技术提出的,如果接收端要采用 FICA,则必须要求不同发射天线输出的信号具有时间和空间上的关联性。而该相关性只有在编码器状态数和调制阶数相等时才能满足,因此分析  $v=2, Q=2^2$  和  $v=3, Q=2^3$  时的计算复杂度。从表 1 可以看出,当  $v=2, Q=4$  时,在 2 个发射天线系统中,仅需对消除第 1 个天线后的信号进行判决,即反馈信号数  $k=1$ ,这样相对于 2 个发射天线,Viterbi 译码算法的计算复杂度降低了 87.5%。当发射天线数为 3 时,需要消除第 1 和第 2 个发射天线的信号,即反馈信号数  $k=2$ ,这样,与采用 Viterbi 译码算法 3 个发射天线系统相比,译码复杂度降低了 91.7%。当提高编码器记忆长度( $v=3$ )和调制阶数( $Q=8$ )时,则 FICA 的译码复杂度较 Viterbi 译码算法的复杂度分别降低了 93.75% 和 95.84%。这说明随着发射天线数和记忆长度的增加,反馈干扰抵消译码算法在译码复杂度方面的优势更为明显。

### 4.2 误码率性能

假设系统总功率不变,且接收端已知信道状态信息时,采用蒙特卡罗(Monte Carlo)方法对所提出的译码算法进行了仿真验证,此时闪烁因子为  $f_{\text{SI}}=0.6$ ,光电转换系数为 0.5,采用 4 PPM 调制。仿真参数如表 2 所示。其结果如图 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

Transceiver antenna number	Generator matrix
$1 \times 1$	$\mathbf{G}=[0,0;1,2]$
$2 \times 1, 2 \times 2, 2 \times 3$	$\mathbf{G}=[0,1;0,2;1,0;2,0]$
$3 \times 1, 3 \times 2, 3 \times 3$	$\mathbf{G}=[0,0,1;0,0,2;1,1;0;2,2,0]$

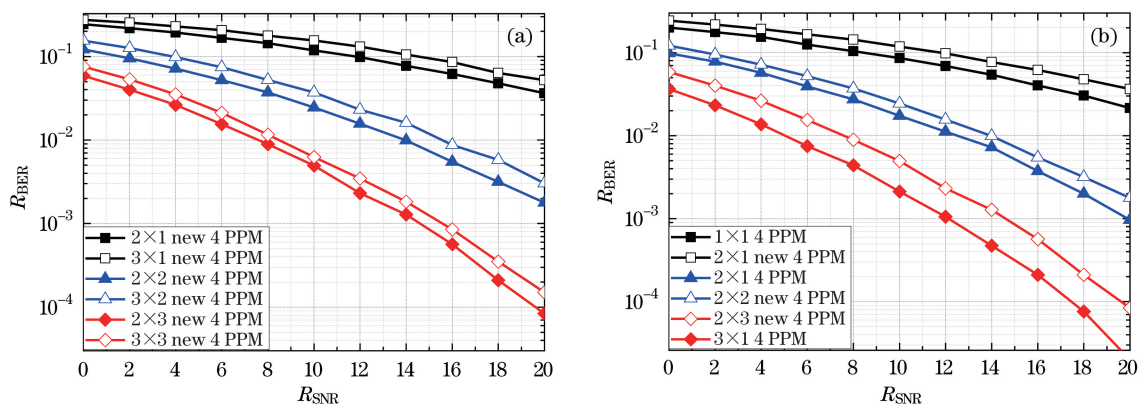


图 2 (a)采用 FICA 译码算法时光空时网格码的误码率;(b)采用 FICA 与 Viterbi 译码算法时光空时网格码的误码率

Fig. 2 (a) Bit error rate of optical space-time trellis code using FICA decoding algorithm;

(b) bit error rate of optical space-time trellis code using FICA and Viterbi decoding algorithm

图 2(a)为采用反馈干扰抵消译码算法时光空时网格码的误码率曲线。从图 2(a)中可以看出:1)随着信噪比(SNR)的增加,系统误码率会逐渐减小;2)当接收天线数相同时,误码率曲线斜率相同。而且改变发射天线数,其信噪比的改善量为一定值,即信噪比的改善量不随发射天线数的增加而增大。这说明在采用反馈干扰抵消译码算法时,接收分集在系统中起主要作用;3)采用相同的接收天线数时,由于要消除反馈信号,所以接收端每根天线上的接收功率会降为原来的  $1/M$ 。因此,发端不宜采用较多的天线数。例如,相对于 3 根发射天线的系统,2 根发射天线系统的信噪比反而会改善  $10\lg 3 - 10\lg 2 \approx 1.77$  dB。

图 2(b)为采用反馈干扰抵消译码算法与采用 Viterbi 译码算法的光空时网格码的误码率。由图 2(b)可以看出:1)采用 FICA 时  $2 \times 1$ 、 $2 \times 2$ 、 $2 \times 3$  系统的误码率曲线斜率分别与采用 Viterbi 译码算法时  $1 \times 1$ 、 $2 \times 1$ 、 $3 \times 1$  系统的误码率曲线斜率几乎相等。这是因为它们具有相同的分集增益,2 种方案下分集增益分别为 1、2、3;2)当 2 种译码算法下的系统具有相同的分集增益时,采用反馈干扰抵消译码算法时系统的误码性能比采用 Viterbi 译码算法的系统的误码性能差。例如,当  $R_{BER} = 10^{-3}$  时,采用 FICA 译码算法的  $2 \times 3$  系统的性能比采用 Viterbi 译码算法下  $3 \times 1$  系统的误码性能恶化了 3 dB。这是由于在接收端将反馈信号作为干扰消除后,使得接收信号的信噪比降为原来的一半,即信噪比大约损失了  $10\lg 2 \approx 3$  dB。

## 5 结 论

在光空时网格编码中,译码时通常采用 Viterbi 译码算法。虽然 Viterbi 译码算法具有较好的误码性能,但其复杂度会随着调制阶数和编码器的记忆长度成指数增长,致使其译码复杂度较高。为此,根据 Tarokh 等提出的延迟分集思想,并结合 PPM 提出了一种采用反馈干扰抵消译码算法的光空时网格码方案。研究表明,与 Viterbi 译码算法相比,该方案大大降低了译码复杂度,但其误码性能有一定下降。该方案通过牺牲发射分集性能来换取译码复杂度的降低。因此,寻找一种误码性能下降少、且能够有效降低复杂度的译码算法将是下一步工作的重点。

## 参 考 文 献

- 1 Marjan B A, Philippa A M, Desmond P T. Grouped multilevel space-time trellis codes[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(3): 232-234.
  - 2 Fu S L, Xia X G, Wang H Q. Recursive space-time trellis codes using differential encoding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(2): 531-546.
  - 3 Liang D Y, Yang M C, Tan S N, *et al.* Space-time trellis coded transmission scheme for dual-polarized LMS MIMO channels[C]. The First IEEE ICC International Workshop on Internet of Things (IOT 2013), 2013, 6983(6): 137-141.
  - 4 Xu Jianwu, Wang Hongxing, Hu Hao, *et al.* Encoding and decoding method of orthogonal space time block code in free space optical communication systems[J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(1): 0105004.
- 徐建武, 王红星, 胡 昊, 等. 大气无线光通信系统中一种正交空时分组码编译方法[J]. 中国激光, 2012, 39(1):

0105004.

- 5 Wang Huiqin, Wang Fen, Cao Minghua, *et al.* A joint detection and iterative decoding algorithm of optical concatenated space-time code[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(8): 0806002.  
王惠琴, 王 粉, 曹明华, 等. 光级联空时编码中的一种联合检测迭代译码算法[J]. *光学学报*, 2015, 35(8): 0806002.
- 6 Li Ming, Cao Yang, Li Shuming, *et al.* Study on the repetition space-time codes for multiple-input multiple-output free-space optical systems[J]. *Chinese J Lasers*, 2013, 40(4): 0405004.  
黎 明, 曹 阳, 李书明, 等. 多输入多输出空间光通信中的循环空时编码研究[J]. *中国激光*, 2013, 40(4): 0405004.
- 7 Toboso A U, Loyka S, Gagnon F. Optimal detection ordering for coded V-BLAST [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(1): 100-111.
- 8 Antonio G Z, Carmen C V, Beatriz C V. Space-time trellis coding with transmit laser selection for FSO links over strong atmospheric turbulence channels[J]. *Optics Express*, 2010, 18(6): 5356-5366.
- 9 Antonio G Z, Ruben B R, Carmen C V, *et al.* Novel space-time trellis codes for free-space optical communications using transmit laser selection[J]. *Optics Express*, 2015, 23(19): 24195-24211.
- 10 Ke Xizheng, Xie Mengqi, Gao Haitao. Free space optical communication based on space-time trellis coding[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 41(4): 1022-1027.  
柯熙政, 解孟其, 高海涛, 等. 自由空间光通信中的空时网格码[J]. *红外与激光工程*, 2012, 41(4): 1022-1027.
- 11 Shr K T, Chen H D, Huang Y H. A low-complexity viterbi decoder for space-time trellis codes[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2010, 57(4): 873-885.
- 12 Cao Q L, Pearce M B, Wilson S G. Free space optical MIMO system using PPM modulation and a single optical Amplifier [J]. *Communications and networking in China*, 2007, 508-512.
- 13 Banerjee S, Agrawal M. A simple analytical design approach to space time trellis codes[J]. *Wireless Pers Commun*, 2014, 75(2): 1141-1154.
- 14 Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- 15 Liu Xing, Jiang Linge, He Chen. An encoding and decoding scheme for reducing the decoding complexity of STTC[J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2007, 41(5): 714-718.  
刘 鑫, 蒋玲鸽, 何 晨. 一种降低 STTC 译码复杂度的编译码方案[J]. *上海交通大学学报*, 2007, 41(5): 714-718.