

## 适合于强度调制/直接检测式大气激光通信的空时网格码

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

(1. 兰州理工大学 计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;  
2. 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:** 空时网格码具有编码增益与频谱利用率高的特点, 针对强度调制直接检测(Intensity modulation/direct detection, IM/DD)方式, 提出了一种适合于大气激光通信的空时网格编码方案。该方案运用快速傅里叶逆变换(IFFT)的对称性以及加直流分量的方法解决了空时网格编码信号无法直接用于 IM/DD 链路传输 MPSK 信号的问题。之后, 通过蒙特卡洛方法分析了该方案在不同大气闪烁条件下的误码性能, 并对调制阶数和天线数对系统误码性能的影响进行了分析。结果表明: 所提方案能够有效抵御大气湍流所产生的闪烁效应, 其性能随天线数的增加而得到明显的改善, 并且在强湍流条件下表现出了更好的性能。

**关键词:** 大气激光通信; 强度调制/直接检测; 空时网格码

**中图分类号:** TN929.12 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201645.0622003

## Space-time trellis coding scheme for intensity modulation/direct detection in atmospheric laser communication systems

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

(1. College of Computer & Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;  
2. China Mobile Group Gansu Company Limited Network Management Center, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** Space-time trellis code (STTC) has the advantage of high spectrum efficiency. A STTC coding scheme was proposed for M-PSK modulated intensity modulation/direct detection (IM/DD) atmospheric optical communication system. By using the proposed method, the problem that conventional STTC is unable to be directly applied to IM/DD link was eliminated by employing the IFFT symmetry and a direct-current (DC) component. The system BER performance in different atmospheric scintillation and modulation index was evaluated by Monte Carlo method. Simulation results show that the proposed scheme has the advantage of mitigating the scintillation effect caused by atmosphere turbulence, and the link BER performance improves with the increase of diversity gain particularly in strong turbulence channels.

**Key words:** atmospheric laser communication; intensity modulation/direct detection; space-time trellis code

收稿日期: 2015-10-05; 修订日期: 2015-11-26

基金项目: 国家自然科学基金(61265003, 61465007)

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

## 0 引言

多输入多输出(MIMO)技术能在不额外增加通信系统发送功率和占用频谱带宽的条件下,能够成倍地提高系统的容量和频谱利用率<sup>[1]</sup>。因此,将该技术引入大气激光通信是一种有效提高系统传输速率的措施。空时编码<sup>[2]</sup>作为获得 MIMO 系统优点的一种行之有效的方法,最早出现在射频通信系统中,它综合考虑了信道编码、调制、发送和接收过程,并将它们有机结合,有效地提高了系统的传输性能。常用的空时编码包括空时分组码<sup>[3]</sup>、分层空时码<sup>[4]</sup>和空时网格码<sup>[5-6]</sup>。而目前大气激光通信系统大多采用 IM/DD 方式<sup>[7]</sup>,这就使原有的空时编码理论和方法难以直接应用于 IM/DD 大气光通信系统。针对这一问题,参考文献[8-9]对原有空时分组码进行了改进,将编码后的信号直接映射为 OOK 或 PPM 方式,构建了适合于 IM/DD 方式的空时分组编码方案。但是,上述方案满速率设计是严格受限的,且只获得了分集增益,未获得编码增益,因此系统的误码性能还不够理想。此外,参考文献[10]提出了一种适合于 IM/DD 的分层空时编码方案来增加系统的传输速率,但该方案采用空分复用技术,无法获得最大分集增益,使其系统的误码性能较差。由此可见,这两种空时编码技术不能同时提供低误码性能和高速率需求,因此根据信道编码理论<sup>[11-12]</sup>,提出一种信道编码与空时编码相级联方案。该方案利用信道编码提供的编码增益有效地降低了系统的误码性能,但是级联方案增加了系统的译码复杂度。而空时网格码(STTC)将差错控制编码、调制与分集技术等综合考虑,是一种更为有效的空时编码方案,能够在满分集的基础上提供较大的编码增益和高的传输速率,若应用于大气激光通信系统则能很好地提高系统性能。但空时网格码中存在复数和负数,直接映射为光强度信号存在一定困难。为此,西安理工大学柯熙政研究小组利用 PPM 调制的正交性,提出了一种基于 PPM 调制方式并适合于 IM/DD 链路的空时网格编码方案<sup>[13]</sup>。该方案将空时网格码的映射部分与 PPM 的映射部分相融合,实现了空时网格码在大气激光通信中的应用。然而文中将空时网格码编码器输出的信号映射为 M-PSK 信号,利用快速傅里叶逆变换(IFFT)在满足 Hermitian 对称性条件下,能将复数

或者负数信号转换为实数信号这一特性引入空时网格编码中,并加入直流分量,构建了一种适合于传输 MPSK 信号的 IM/DD 大气光通信系统。

## 1 光 MIMO 信道模型

光信号在大气湍流信道中传输,不同尺度的湍流对光束产生不同的效应。大湍流的尺度远大于光束的波长,产生明显的折射效应,而小湍流的尺度可与光波长相比拟,衍射效应明显。大气闪烁可以看作小尺度湍流引起的闪烁对大尺度湍流引起的闪烁的调制。由于大尺度湍流导致光束抖动,对接收光强产生随机调制,接收光强的平均值  $E[I]$  是一个随机变量,而光强的随机变化可以采用其概率密度函数来表示。在对数正态衰落信道中,光强  $I$  的概率密度函数为:

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

式中:  $\sigma_x^2$  表示对数正态分布的方差。此时,光强衰落的大小也可以用闪烁指数  $S.I. = \exp(4\sigma_x^2) - 1$  来表示,其典型值为  $S.I. \in [0.4 \sim 1.0]$ 。根据对数正态信道模型,可将光 MIMO 系统描述为:

$$y_t^j = \eta \sqrt{E_s/n_T} \left( \sum_{i=1}^{n_T} S_t^i \otimes h_{j,i}(t) + n_t^j \right) \quad (2)$$

式中:  $\otimes$  表示循环卷积,假设接收端有  $n_R$  个探测器;  $y_t^j$  代表  $t$  时刻,第  $j$  个探测器接收到的光信号;  $\eta$  为光电转换效率;  $E_s$  为总的发送功率;  $n_T$  代表激光器数目;  $S_t^i$  为  $t$  时刻从第  $i$  个激光器发射的光信号;  $h_{j,i}(t)$  为  $t$  时刻第  $i$  个激光器到第  $j$  个探测器之间的信道脉冲响应,服从对数正态分布;  $n_t^j$  表示  $t$  时刻第  $j$  个探测器接收到的噪声,假定  $t$  时刻  $n_R$  个探测器接收到的噪声独立同分布,且服从均值为  $m_x (m_x > 0)$ , 方差为  $N_0$  的加性高斯白噪声。

## 2 编译码原理

由于原有空时网格码中存在复数信号和负数信号,因此难以直接用光强度来表示。而利用快速傅里叶逆变换的对称性和加直流分量的方法可以解决这一问题,将空时网格码应用于 IM/DD 式的大气激光通信系统中,其系统模型如图 1 所示。

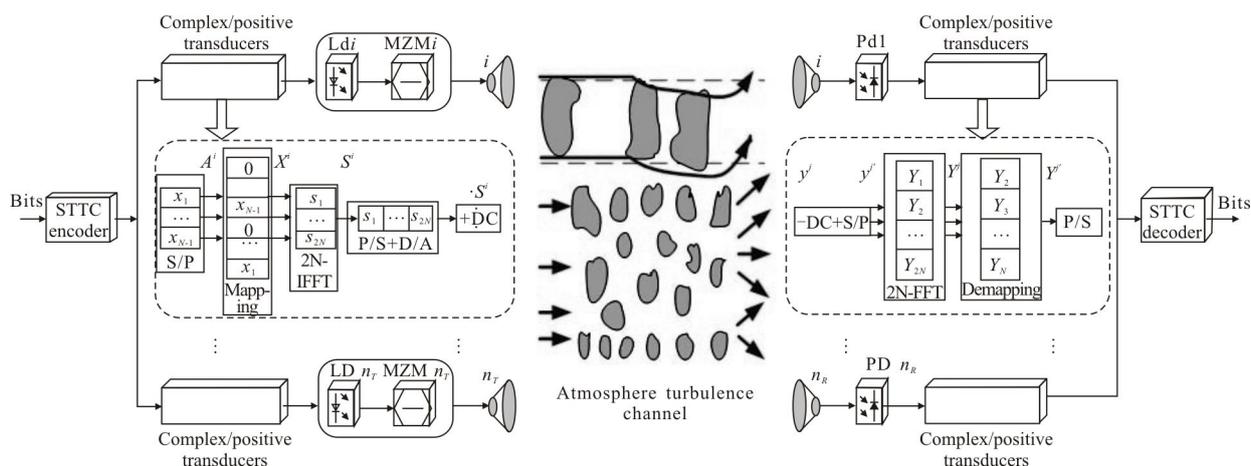


图 1 系统模型

Fig.1 System model

发送端,空时网格编码器输出的信号经复数/正实数转换后变为正实数信号。复数/正实数转换的实质是利用快速傅里叶逆变换的对称特性将原有空时网格编码中的复数信号转换为实数信号,再加入一个足够大的直流分量后,可将负实数信号转换为正实数信号。转换后的正实数信号再经马赫-曾德尔调制器(MZM)调制后发射出去。接收端由光探测器直接检测经大气传输后的光信号,经正实数/复数处理后转化为复数和负数信号,再由空时网格译码器完成译码。正实数/复数转换过程的实质是将检测器输出的信号过去直流分量,然后进行傅里叶变换并逆映射后转化为原复数和负数信号。

### 2.1 编码原理

信源将  $m$  个二进制序列  $(c^1, c^2, \dots, c^m)$  馈入空时网格码编码器,  $m$  表示编码器中移位寄存器的个数。将第  $l$  个输入序列  $c^l = (c_{0,l}^l, c_{1,l}^l, c_{t,l}^l) (l=1, 2, \dots, m)$  送入第  $l$  个移位寄存器,并与编码器系数集相乘,再将所有乘法器的输出进行模  $M$  相加,  $M$  为调制阶数。移位寄存器和模  $M$  加法器之间的关系由以下  $m$  个乘法集序列表示:

$$g^1 = [(g_{1,1}^1, g_{1,2}^1, \dots, g_{1,n_r}^1), (g_{2,1}^1, g_{2,2}^1, \dots, g_{2,n_r}^1), \dots, (g_{v_1,1}^1, g_{v_1,2}^1, \dots, g_{v_1,n_r}^1)]$$

$$g^2 = [(g_{1,1}^2, g_{1,2}^2, \dots, g_{1,n_r}^2), (g_{2,1}^2, g_{2,2}^2, \dots, g_{2,n_r}^2), \dots, (g_{v_2,1}^2, g_{v_2,2}^2, \dots, g_{v_2,n_r}^2)]$$

...

$$g^m = [(g_{1,1}^m, g_{1,2}^m, \dots, g_{1,n_r}^m), (g_{2,1}^m, g_{2,2}^m, \dots, g_{2,n_r}^m), \dots, (g_{v_m,1}^m, g_{v_m,2}^m, \dots, g_{v_m,n_r}^m)]$$

$$(g_{v_m,1}^m, g_{v_m,2}^m, \dots, g_{v_m,n_r}^m)]$$

式中:  $g_{j,i}^l (l=1, 2, \dots, m; j=1, 2, \dots, v_l; i=1, 2, \dots, n_r)$  表示  $M$ -PSK 信号星座图中的一个元素;  $v_l$  表示第  $l$  个移位寄存器的记忆长度,可表示为:

$$v_l = \left\lfloor \frac{v+l-1}{\log_2 M} \right\rfloor \quad (3)$$

式中:  $v$  为编码器总的记忆长度。经模  $M$  相加后输出的空时信号可表示为  $x_t = (x_t^1, x_t^2, \dots, x_t^{n_r})^T$ , 其中,  $t$  时刻编码器从第  $i$  个支路输出的信号  $x_t^i$  为:

$$x_t^i = \sum_{l=1}^m \sum_{j=0}^{v_l} g_{j,i}^l c_{t-j}^l \text{ mod } M \quad (i=1, 2, \dots, n_r) \quad (4)$$

式中: 信号  $x_t^i$  为  $M$ -PSK 信号集中的任意一个符号, 因此其值为一个复数信号。为了实现复数向正实数的转换, 首先对编码器输出的  $M$ -PSK 信号进行串并变换。生成的信号向量可表示为  $A^i = (x_1^i, x_2^i, \dots, x_t^i, \dots, x_{N-1}^i)$ , 其中,  $A^i$  表示第  $i$  条支路中经串并变换后的信号。只有满足 Hermitian 对称性的信号经快速傅里叶变换后才能实现复信号向实数信号的转化。因此, 在进行快速傅里叶逆变换前, 需将串并变换后的信号矢量进行映射, 使得映射后的信号具有 Hermitian 对称性, 即映射后的信号满足:

$$x_t^i = \begin{cases} 0, & t=0, N \\ x_t^i, & 0 < t < N \\ x_{2N-t}^{i*}, & N < t < 2N \end{cases} \quad (5)$$

式中: \* 代表复共轭; 2N 为 IFFT 变换的点数。那么具有 Hermitian 对称性的输出信号向量可表示为  $X^i = [0, x_1^i, x_2^i, \dots, x_t^i, \dots, x_{N-1}^i, 0, x_{N-1}^{i*}, \dots, x_1^{i*}]^T$ 。此时, 该向量的长度也为 2N。映射完成后, 再对该向量进行 2N 点的 IFFT 变换后可得实数序列  $s^i = [s_1^i, s_2^i, \dots, s_k^i, \dots, s_{2N}^i]^T$ , 其中,  $s_k^i$  表示输出序列中的第 k 个符号, 表达式为:

$$s_k^i = \text{IFFT}(X^i) = \sum_{t=1}^{2N} x_t^i \exp\left(j2\pi \frac{kt}{2N}\right), k=1, 2, \dots, 2N \quad (6)$$

公式 (6) 所示的实数信号再经并串变换和数模变换后为一双极性信号。为了确保发射信号为单极性信号, 还需要在该信号上加入一个足够大的直流分量, 所加的直流分量的值是通过公式(6)计算所得的最大的负值信号确定的, 要求所加的直流分量大于或等于最大的负值信号, 即  $DC \geq \max(\text{abs}(s_k^i))$ , 这时输出的信号向量为:

$$S^i = s^i + DC \quad (7)$$

此时的信号为正实数信号, 可直接用于 MZM 调制。

## 2.2 译码原理

发送端输出的信号经大气信道传输后由光/电探测器直接接收。假设接收端已知信道状态信息, 根据公式(2)所示的信道模型, 则第 j 根天线上接收到的信号表示为:

$$y^j = \eta \sqrt{E_s/n_T} \left( \sum_{i=1}^{n_r} S^i \otimes h_{j,i} + n^j \right) = \eta \sqrt{E_s/n_T} \left( \sum_{i=1}^{n_r} (s^i + DC) \otimes h_{j,i} + n^j \right) \quad (8)$$

该信号为一个正实数信号, 需要经过去直流和正实数/复数转换器恢复为映射前信号。

首先, 将光电探测器输出的电信号经去直流分量(即减去 DC), 模数转换和串并变换后可表示为:

$$y^j = \sum_{i=1}^{n_r} s^i \otimes h_{j,i} + n^j \quad (9)$$

再经过 2N 点的 FFT 变换后可表示为:

$$Y^j = \text{FFT}(y^j) = \sum_{i=1}^{n_r} X^i H_{j,i} + N^j \quad (10)$$

该信号向量也可表示为  $Y^j = [Y_1^j, Y_2^j, \dots, Y_t^j, \dots, Y_{2N}^j]^T$ , 其中,  $Y_t^j$  表示接收信号中的第 t 个时刻的信号, 可表

示为:

$$Y_t^j = \sum_{i=1}^{2N} y_k^i \exp\left(\frac{-j2\pi kt}{2N}\right) \quad t=1, 2, \dots, 2N \quad (11)$$

这时的信号再经逆映射处理后即可恢复为映射前的信号, 其映射关系为:

$$Y_t^j = Y_{t+1}^j \quad t=1:N-1 \quad (12)$$

逆映射后的信号向量可以写成:

$$Y_t^j = [Y_1^j, Y_2^j, \dots, Y_{N-1}^j]^T = [Y_2^j, Y_3^j, \dots, Y_N^j]^T \quad (13)$$

然后经并串变换器后, 就可以送入空时网格码译码器完成译码。

假设接收端采用最大似然译码准则进行译码, 即:

$$\hat{X} = \underset{x}{\text{argmin}} P(Y_t^j | x_t, H(t)) \quad (14)$$

式中:  $H(t)$  代表第 t 个时刻从  $n_r$  个发射天线到  $n_r$  个接收天线的信道矩阵;  $Y_t^j$  代表 t 时刻  $n_r$  个接收天线收到的信号。因为公式(14)所示的似然函数与接收矩阵和发射矩阵之间的欧式距离的平方成反比, 因此可将最佳译码准则写成:

$$\hat{X} = \underset{x}{\text{argmin}} \|Y_t^j - H(t)x_t\|^2 \quad (15)$$

式中:  $\|\cdot\|^2$  代表输入矩阵元素的范数平方和。将公式(15)展开后可以写成:

$$\hat{X} = \underset{x}{\text{argmin}} \sum_{j=1}^{n_r} \left| Y_t^j - \sum_{i=1}^{n_r} H_{j,i}(t)x_t^i \right|^2 \quad (16)$$

由于维特比译码算法是一种最大似然译码算法, 因此公式(16)最小化的过程就是寻找接收信号以最小欧式距离通过网格路径的过程。假设译码器总共有  $P_N$  个状态, 并且在  $t=0$  时刻, 译码器处于  $P_0$  状态, 从该状态进行分支延伸, 可利用下式记录分支度量:

$$d_{P_0, P_i}^1 = \sum_{j=1}^{n_r} \left| Y_1^j - \sum_{i=1}^{n_r} H_{j,i}(t)x_t^i \right|^2 \quad P_i = P_0 : P_N \quad (17)$$

式中:  $d_{P_0, P_i}^1$  表示在  $t=1$  时刻, 从  $P_0$  到  $P_i$  状态的分支度量。经过 T 个时刻到达状态  $P_i$ , 则该状态的路径度量是到达这个状态的一个路径以及对应的分支度量的累加值。为了在时间 T+1 对每个状态的路径进行延伸, 所有汇集于目标状态的路径均被当作候选路径。通过计算当前时刻的分支度量, 并且与当前的路径度量求和, 计算出可能的路径度量:

$$d_{P_i, P_j}^{T+1} = \sum_{j=1}^{n_k} \left| Y_{T+1}^j - \sum_{i=1}^{n_r} H_{j,i}(t) x_{T+1}^i \right|^2 \quad (18)$$

式中： $d_{P_i, P_j}^{T+1}$ 表示在  $T+1$  时刻从  $P_i$  状态到  $P_j$  状态的分支度量。

$$D_{P_j}^{T+1} = \sum_{i=1}^{T+1} \sum_{j=1}^{n_k} \left| Y_t^j - \sum_{i=1}^{n_r} H_{j,i}(t) x_t^i \right|^2 \quad P_j = P_0 : P_N \quad (19)$$

式中： $D_{P_j}^{T+1}$ 表示在  $T+1$  时刻到达  $P_j$  状态的路径度量。除了保留具有最小路径度量值的路径外,其它候选路径均被抛弃,并增加时间序号。网格最终回到  $P_0$  状态,最后选择最小路径度量的路径作为译码序列,完成译码过程。

### 3 性能分析

假定系统总功率不变,同时假设接收端已知信道状态信息。通过蒙特卡洛方法对前文所示的空时网格码方案进行仿真验证,研究未编码的 QPSK 系统与采用空时网格码后 QPSK 系统的误码率,并且针对不同的调制阶数,研究调制阶数对空时网格码的误码率的影响。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Tab.1 Simulation parameters

Transceiver antenna number	2×1 & 2×2 & 2×3		
System type	IM/DD		
FFT size $M$	32		
Photoelectric conversion efficiency	0.8		
Scintillation factor	0.6 & 1		
Modulation	BPSK	QPSK	8PSK
Genetator matrix	$G=[0,1;1,0]$	$G=[0,1;0,2;1,0;2,0]$	$G=[0,1;0,2;0,4;1,0;2,0;4,0]$

图 2(a)和(b)分别为闪烁因子 S.I.=0.6 和 S.I.=1 时,未编码的 QPSK 系统与采用文中所提出的 QPSK 的空时网格码系统的误码率对比图,从图 2(a)中发现:(1) 相对于未编码的 QPSK 系统,采用文中提出的空时网格码后,通信系统的误码性能有显著提高,当  $BER=10^{-3}$  时,在 2×3 MIMO 系统中,采用空时网

格码后系统的误码性能比之前改善了 10 dB,说明空时网格码可以有效地抵御大气湍流对大气激光通信系统的影响。(2) 随着探测器数目的增加,系统的分集效果明显,当  $BER=2 \times 10^{-3}$  时,2×2 空时网格码系统相对于 2×1 系统信噪比改善了约 10 dB,而 2×3 空时网格码系统相比于 2×2 系统其信噪比进一步改善了约 5 dB。

从图 2(b)中可以看出当信道闪烁因子变大时,空时网格码的应用对系统误码率的改善更为明显,当  $BER=10^{-3}$  时,采用空时网格码后 2×3 MIMO 系统的误码性能比之前改善了约 12 dB。由此可见,文中提出的空时网格码方案可以有效地降低系统的误码率,而且在强湍流下具有更好的性能。

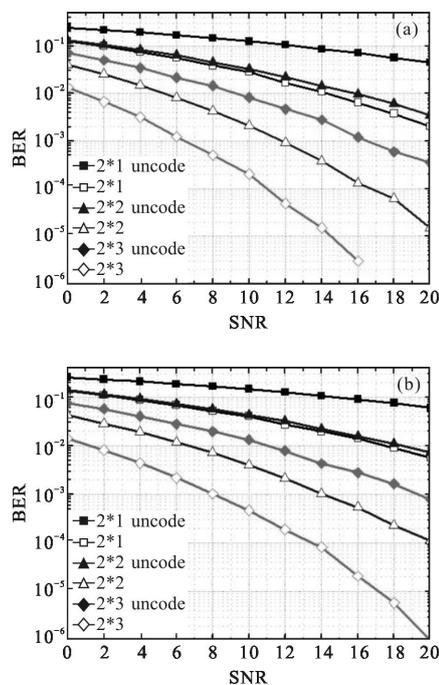


图 2 S.I.=0.6 和 S.I.=1 时,4 state-QPSK 空时网格码误码率

Fig.2 BER of 4 state-QPSK space-time trellis codes when S.I.=0.6 和 S.I.=1

图 3(a)和(b)分别为闪烁因子 S.I.=0.6 和 S.I.=1 时,不同调制阶数下系统的误码性能。由图 3(a)可以看出,当  $BER=2 \times 10^{-3}$  时,相对于采用 2×1 OOK 调制的空时分组码,2×1 BPSK 空时网格码系统性能提高了 2 dB,另外,随着调制阶数的增大,系统的误码率会增加,但误码率曲线之间基本能保持等幅下降,说明误码性能的下降与传输速率的提升是线性的。另外,可以看到随着调制阶数的增大,系统的分集效果更加明显,当  $BER=10^{-3}$  时,2×3 BPSK 系统相对于

2×2 BPSK 系统误码性能改善了 4 dB, 2×3 QPSK 系统相对于 2×2 QPSK 系统信噪比改善了 5 dB, 而 2×3 8PSK 系统相对于 2×2 8PSK 系统信噪比改善了 6 dB。

从图 3(b)中可以看到,在强湍流时,随着分集增益的增加,系统误码性能的改善量更为明显,当 BER=10<sup>-3</sup> 时,2×3 BPSK 系统相对于 2×2 BPSK 系统误码性能改善了 7 dB。因此看出,随着激光器和探测器数目的增加,误码性能将得到明显改善,并且误码性能的改善量在强湍流时表现的更为明显。

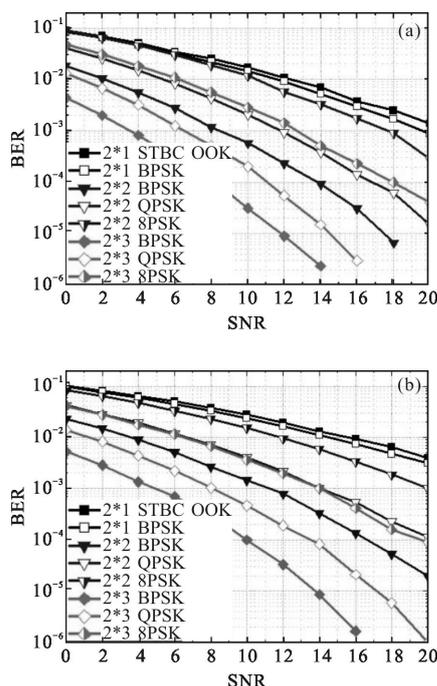


图 3 S.I.=0.6 和 S.I.=1 时空网格码误码率

Fig.3 BER of space-time trellis codes when S.I.=0.6 和 S.I.=1

### 4 结 论

文中利用快速傅里叶逆变换可以将复数信号变为实数信号的思想,提出了一种适合于大气激光通信的空时网格编码,并且分析了该系统在不同大气湍流条件下的误码性能,最后利用仿真进一步验证了该方法的可行性。从采用空时网格编码的系统和未编码系统的误码率特性来看,在系统总功率不变的条件下,采用文中提出的空时网格码能够有效降低系统的误码率,克服大气湍流所产生的闪烁效应。同时,从不同调制阶数的空时网格编码的误码性能的仿真结果可以看出,随着激光器和探测器数目的增加,系统的误码性能可以得到明显改善,并且其改善量在强湍流时表现地更为明显。

### 参考文献:

- [1] Chen Dan, Ke Xizheng, Li Tie. FSO MIMO system in layered detection algorithm of space-time code [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 41(6): 1150–1155. (in Chinese)
- [2] Niu Mingbo, Cheng Julian. Optical communication using coherent detection with space-time coding in the presence of atmospheric turbulence [C]//13th Canadian Workshop on Information Theory, 2013: 175–179.
- [3] Sadegh Tofigh, Hossein Momenae, Kermani. A new design criterion for linear receiver STBCs based on full-rank spaces [J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(2): 207–210.
- [4] Toboso, Alain U. Optimal detection ordering for coded V-BLAST [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(1): 100–111.
- [5] Marja Baghaie, Philippa Martin. Grouped multilevel space-time trellis codes [J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(3): 232–234.
- [6] Rajab H A. On the quasi-regularity of space time trellis codes on slow fading channels[C]//2013 International Conference on Electronics, Computer and Computation, 2013: 372–374.
- [7] Zhou Xinyu, Yan Lianshan, Yi Anlin. Polarization demultiplexing method for intensity-modulation direct-detection optical communication system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(12): 1206004–1–1206004–5. (in Chinese)
- [8] Simon K, Vilnrotter 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.
- [9] Ren Tianpeng, Yuen Chau, Guan Yongliang. High-order intensity modulations for OSTBC in free-space optical MIMO communications[J]. *Wireless Communications Letters IEEE*, 2013, 2(6): 607–610.
- [10] Cao Minghua, Wang Huiqin, Huang Rui. BER performance of layered spacetime code in FSO [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 41(7): 1842–1847. (in Chinese)
- [11] Wang Huiqin, Cao Minghua, Jia Kejun. Concatenated space-time block code in atmosphere laser communication [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2010, 37(12): 116–121.
- [12] Ke Xizheng, Chen Juan, Chen Dan. Research progress of space-time code in wireless optical communication [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2013, 42(10): 2765–2771. (in Chinese)
- [13] 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. (in Chinese)