

文章编号: 0258-7025(2008)06-0867-07

# 空间调制无线光通信的信号设计

潘卫清<sup>1</sup> 鲁伟<sup>2</sup> 胡炜<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> 浙江科技学院, 浙江 杭州 310023; <sup>2</sup> 中国科学院上海光学精密机械研究所, 上海 201800)

**摘要** 建立了空间调制无线光通信的光强信道模型,并给出了空间信号必须满足的两个基本约束条件。通过定义于二维空间的正交基函数建立了矢量信号空间,并定义了三个衡量空间信号设计方案性能的指标,即误符号率,频带利用效率和功率效率等。参照传统时域信号设计方案,提出了三种空间调制信号具体设计方案,并从带宽效率和功率效率两性能上进行了比较,结果表明正交幅度调制(QAM)具有带宽效率高、功率效率低的特点,而且采用的信号点越多其带宽效率就越高,另外其空间信号图案还具有圆对称性,因此非常适合在空间带宽有限的远距离无线光通信中使用。

**关键词** 光通信;空间调制;空间图案;无线光通信;二维正交基函数

**中图分类号** TN 929.12 **文献标识码** A

## Signal Design for Wireless Communication Based Space Modulation

Pan Weiqing<sup>1</sup> Lu Wei<sup>2</sup> Hu Wei<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> Zhejiang University of Science and Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China

<sup>2</sup> Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China)

**Abstract** An intensity channel model of wireless optical communication based space modulation is proposed and two basic condition are outlined. A vector signal space is defined by defining the two-dimensional (2D) orthonormal basis functions, and three critical measurements of performance, namely, probability of error, efficiency of spatial spectra and power efficiency are also defined as metrics for comparing candidate modulation schemes. Then three candidate modulation schemes exploiting spatial dimensions are proposed. At last, the three modulation schemes are compared by power efficiency and bandwidth efficiency. It shows that spatial quadrature amplitude modulation (QAM) scheme is appropriate for long distance wireless optical communications for its high bandwidth efficiency and spatial circular symmetry. And the spatial circular symmetry of QAM signal patterns is very suitable for realizing space synchronization in wireless optical links based spatial modulation.

**Key words** optical communication; spatial modulation; spatial pattern; wireless optical communication; two-dimensional orthonormal basis function

## 1 引言

随着社会的日益进步,人们对信息的需求与日俱增,信息量更是呈现出指数增长的态势,这就对通信系统带宽提出了越来越高的要求<sup>[1]</sup>。无线光通信结合了光纤通信与微波通信的优点,既具有通信容量大的优点,又不需要铺设光纤,受到人们的普遍重视<sup>[2,3]</sup>。

与光纤通信不同,无线光通信系统是一个时间和空间三维信道。其信道容量由系统在单位时间所能传输的可分辨光强分布图案的最大个数来表

征<sup>[4]</sup>。为了开发无线光通信的空间维自由度来提高通信容量,一种基于空间调制的无线光通信新技术出现了<sup>[5~7]</sup>。该技术通过采用一组空间调制光强分布图案代替传统光通信中随时间变化的均匀光斑来传递信息。

通过分析可证明,空间调制无线光通信中所采用的调制图案信号集将直接影响系统的通信误码率和通信速率<sup>[5]</sup>,因此用于通信的空间调制信号设计就显得十分重要,本文对此展开分析和讨论。

收稿日期:2007-09-17; 收到修改稿日期:2007-11-20

作者简介:潘卫清(1976—),男,浙江人,讲师,博士,主要从事光学信息技术方面的教学与研究工作。

E-mail: pan\_weiqing@163.com

## 2 空间调制无线光通信的信道模型

正如文献[4,5]所讨论的,空间调制无线光通信系统可看作是一个理想的衍射受限光学成像系统,所以它的脉冲响应函数的带宽是有限的,整个系统可认为是一个低通滤波器。假设设计的空间调制信号频谱是严格带限的,并且都在信道的通带范围内,从理论上说,空间调制信号可不受脉冲响应函数影响而传输到接收端,因此空间调制无线光通信的收发过程可表示为

$$rp(x, y; t) = sp(x, y; t) + n(x, y; t), \quad (1)$$

式中  $rp(x, y; t)$  表示  $t$  时刻接收到的光强调制信号图案,  $sp(x, y; t)$  表示  $t$  时刻发送的光强调制图案,  $n(x, y; t)$  为加性高斯噪声,  $(x, y)$  表示空间坐标。与(1)式对应的信道模型如图1所示。

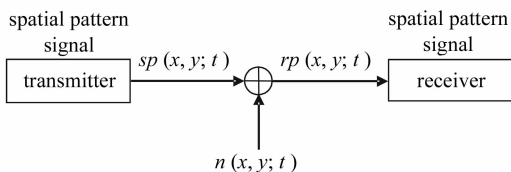


图1 点对点空间编码无线光通信信道模型

Fig.1 Channel model of wireless optical communication based spatial coding

由于信息是通过光强的空间调制来传输的,而光强不可能出现负值,因此调制信号存在一个非负约束条件

$$sp(x, y; t) \geq 0 \quad \forall x, y, t \in \mathcal{R}, \quad (2)$$

该条件意味着任何光强调制方案都会存在直流分量,它不携带信息,但需要消耗光功率。

在无线光通信中,光功率是在自由空间中直接传输的,因此通信光辐射对人体健康的影响必须考虑,这就限制了出射光的最大平均功率值。另外实际的发光器件可提供的光功率也十分有限,因此在无线光通信中还存在一个最大平均功率约束条件。假设所允许的最大平均功率为  $P$ ,那么该约束条件可表示为

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2TA} \int_{-T}^T dt \int_A sp(x, y; t) dx dy \leq P, \quad (3)$$

这里  $T$  为时间,  $A$  为发射望远镜的出瞳面积。

## 3 空间调制信号空间

为了方便信号设计与分析,通常将信号在一个线性空间中用几何矢量的形式表示出来,而这个线性空间就称为信号空间<sup>[8]</sup>。假设  $N$  维信号空间  $\Omega$  的一组正交基函数为

$$\Phi = \{\phi_1(x, y), \phi_2(x, y), \dots, \phi_N(x, y)\}, \quad (4)$$

这里  $\phi_n(x, y)$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) 为一组二维实值函数,其空间分布限制在发射望远镜的出瞳面积  $A$  内,要满足以下归一化正交关系

$$\int_A \phi_k(x, y) \phi_l(x, y) dx dy = \begin{cases} 1 & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases}, \quad (5)$$

在信号空间中,每个信号图案可表示为信号空间  $\Omega$  中的某个几何矢量  $sp_m = (sp_{m,1}, sp_{m,2}, \dots, sp_{m,N})$ ,即

$$sp_m(x, y) = \langle sp_m, \Phi \rangle = \sum_{n=1}^N sp_{m,n} \phi_n(x, y), \quad (6)$$

这里  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  表示两矢量的内积操作,这个几何矢量也称之为信号点。那么信号空间中与  $M$  个信号图案相对应的  $M$  个信号点构成一个信号矢量集  $\{sp_1, sp_2, \dots, sp_M\}$ ,该矢量集称为信号星座。

将各个时隙发送的空间调制图案按时间顺序综合起来,可得到该信道中的时空调制信号为

$$sp(x, y; t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} sp_{m_k}(x, y) \text{rect}\left[\frac{t - T_s(k-1/2)}{T_s}\right], \quad (7)$$

这里,

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq 1/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases},$$

$sp_{m_k}(x, y)$  表示第  $k$  个时隙信源选择发送的空间调制图案,  $T_s$  为时隙间隔。经过调制器后的空间调制图案由光学望远镜送入自由空间信道,发送到接收端。

在信号空间中,(2)式给出的光强非负约束条件可表示为

$$sp(x, y; t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} sp_{m_k}(x, y) \times \text{rect}\left[\frac{t - T_s(k-1/2)}{T_s}\right] \geq 0, \quad (8)$$

同样,信号图案的平均光功率可用信号矢量分量表示为

$$P = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{1}{T_s A} \int_0^{T_s} dt \int_A sp_m(x, y) dx dy = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N sp_{m,n} \overline{\phi_n(x, y)}, \quad (9)$$

这里  $\overline{\phi_n(x, y)} = \frac{1}{A} \int_A \phi_n(x, y) dx dy$  是基函数在出瞳面  $A$  上的空间平均值。

## 4 信号性能指标的定义

为了比较各种信号设计方案的性能,需要定义

出能反应信号主要特性的衡量指标,它们主要包括:误符号率或误码率、功率效率和带宽效率等。

误符号率:在信号接收过程中,对接收的信息符号进行判决是通信过程中的一个关键环节,而判决误符号率是衡量通信质量和信号设计性能的一个关键参数。这里通过一致限近似来计算误符号率<sup>[9]</sup>

$$P_{\text{esym}} \approx \bar{N} \cdot Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right), \quad (10)$$

式中  $d_{\min}$  为信号星座中两相邻信号点间的最小欧几里德距离,  $\sigma$  为均方差;  $\bar{N}$  是星座中与任一信号点相距为  $d_{\min}$  的平均信号点数;  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2/2) du$  为概率积分函数; 误符号率与误码率  $P_e$  之间的关系近似为  $P_e \approx \frac{P_{\text{esym}}}{\text{lb } M}$ 。

信号星座的性能系数(CFM):一个衡量信号功率利用效率的参数<sup>[10,11]</sup>,定义为

$$\text{CFM} = \frac{d_{\min}}{P}, \quad (11)$$

由于  $d_{\min} \propto P$ , CFM 将与平均功率  $P$  的大小无关,对于一个给定的信号设计方案,它的大小与调制信号的空间形状有关。现假设有标记为 1 和 2 的两个调制方案,采用(11)式表示的星座性能系数,方案 1 相对于方案 2 的功率利用效率增益定义为

$$\Gamma_{1/2} = 10 \lg \frac{\text{CFM}_1}{\text{CFM}_2} \text{ dB}. \quad (12)$$

频谱特性:任何信号设计方案都需要同时节省带宽和功率,所以信号的频谱特性是除了误码率之外的一个很重要的性能参数<sup>[12]</sup>。在空间调制无线光通信中,信息是通过光强的二维空间调制来传输的,其信道是空间频率的低通信道,因此需要保证信号的空间频谱不能超过信道带宽,这样才能在接收端输出清晰的信号图案。需要注意的是,与传统通信不同,在空间调制光通信中,信道和信号的频谱都是二维空间频谱。

假设有一组设计好的空间调制信号图案  $\{sp_m(x, y); m = 1, 2, \dots, M\}$ , 通信过程是平稳随机过程并且具有各态历经性,那么信号的时间平均功率谱等于各信号图案的集平均功率谱,由于各信号图案出现的概率相同,所以信号的平均功率谱为

$$SP(f_x, f_y) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |sp_m^F(f_x, f_y)|^2, \quad (13)$$

式中  $sp_m^F(f_x, f_y)$  表示信号图案  $sp_m(x, y)$  的傅氏频谱。根据该功率谱,就可得到信号星座的带宽,也就是信号功率主要集中在那个频谱区域。这里将采用

第一零点带宽定义。但与一维时变信号不同,空间调制信号的功率谱是分布在一个二维空间频率域的函数,因此其第一零点带宽不再是位于两个第一零点截止频率内的线性宽度,而是一个由一条第一零点封闭曲线构成的平面区域,取该区域的面积作为空间调制信号的带宽定义。

在比较信号的频谱利用效率时,通常会使用带宽效率这个参数。在空间调制无线光通信中,其带宽效率定义为信号的空间比特率  $SR_b$  (bits/m<sup>2</sup>) 与空间带宽  $SB$  (Hz<sup>2</sup>) 之比,即  $SR_b/SB$ 。这里  $SR_b = \text{lb } M/A$ ,  $\text{lb } M$  为每个空间调制信号图案携带的信息量,  $A$  为调制图案的面积。空间比特率可理解为每个信号图案每单位面积所携带的信息量。

## 5 空间二维信号设计方案

### 5.1 空间二值开关键控调制

在传统数字通信中,开关键控(OOK)信号调制方案是一种常用的调制方法,它不仅用于无线光通信中,也被广泛用于光纤通信或电通信中。它采用两个具有均匀光强分布的空间调制图案来传输信息,其中一个信号图案的光强值为  $2P$ , 另一个为 0, 这两个图案有相等的发送概率。

在该调制方案中,信号图案可在一个一维信号空间中表示出来,如图 2 所示,其基函数为

$$\phi_{\text{OOK}}(r) = \frac{1}{\sqrt{A}} \text{cyl}\left(\frac{r}{D}\right), \quad (14)$$

式中  $\text{cyl}\left(\frac{r}{D}\right)$  为圆柱函数,  $r$  为信号图案的半径,  $D$  为信号调制平面的直径。

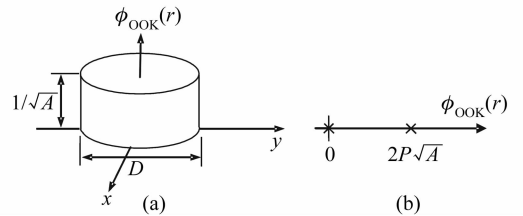


图 2 开关键控调制的基函数(a)和信号星座图(b)  
Fig. 2 Basis function (a) and constellation (b) of on-off keying (OOK)

使用该基函数和信号星座图,根据式(7)可得到空间调制光通信中的连续时空信号为

$$sp(x, y; t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} 2P \sqrt{A} m_k \phi_{\text{OOK}}(r) \times \text{rect}\left[\frac{t - T_s(k-1/2)}{T_s}\right], \quad (15)$$

这里  $m_k \in \{0, 1\}$  并且均匀取值。由于选择的基函数是非负的, 而且星座坐标 0 和  $2P\sqrt{A}$  也是非负的, 因此信号满足非负约束条件。由于基函数的空间平均值为  $\overline{\phi_{\text{OOK}}(r)} = 1/\sqrt{A}$ , 因此根据(9)式可得到开关键控调制信号的平均功率为  $P$ 。可见在该设计方案中, 只要控制参数  $P$  不超过最大平均功率限, 就可以使设计的信号满足平均功率受限条件(3)式。

从信号星座图 2(b) 可看出, 相邻两信号点之间的最小欧几里德距离为  $d_{\min} = 2P\sqrt{A}$ , 根据前面的定义可得该调制方案的误码率为

$$P_e = Q\left(\frac{P}{\sigma\sqrt{SR_b}}\right), \quad (16)$$

这里  $SR_b = \text{lb } M/A = 1/A$  (bits/m<sup>2</sup>)。

根据(11)式可得到信号的功率效率

$$\text{CFM}_{\text{OOK}} = \frac{2}{\sqrt{SR_b}}, \quad (17)$$

由于采用的基函数是圆对称的, 由此设计的信号也一定是圆对称的, 因此其功率谱可用汉克尔变换求得, 根据功率谱计算(13)式, 信号的平均空间功率谱为

$$SP_{\text{OOK}}(\rho) = \frac{P^2 D^2 J_1^2(\pi D \rho)}{2\rho^2}, \quad (18)$$

这里  $J_1(\cdot)$  为第一类第一阶贝塞耳函数,  $\rho = \sqrt{f_x^2 + f_y^2}$ 。其归一化功率谱见图 3, 从图中可看出, 功率谱的第一零点频率为  $\rho_c = 1.22/D$ , 由于功率谱是圆对称分布的, 因此它的第一零点曲线应该是一个以第一零点频率  $\rho_c$  为半径的圆, 带宽为该圆所包含的面积, 即  $SB = \pi\rho_c^2$ 。根据前面的定义, 开关键控调制信号的带宽效率为  $SR_b/SB = 4/(1.22\pi)^2$ 。

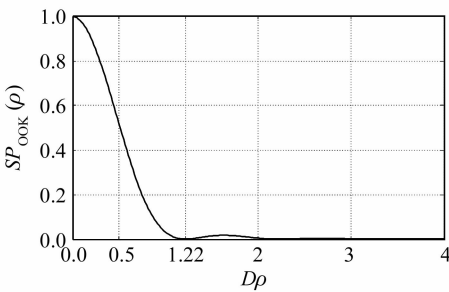


图 3 开关键控信号的归一化空间功率谱

Fig. 3 Spatial power spectral density of OOK

## 5.2 空间二值脉冲位置调制

在光纤通信和时变无线光通信中, 脉冲位置调制 (PPM) 是一种标准的调制技术。

$M$ -PPM 是一种采用两个不同光强值实现的  $M$  进制调制方案。如图 4 所示, 有一个矩形的信号空间

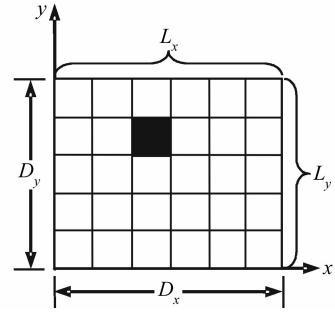


图 4  $L_x L_y$ -PPM 调制信号图案

Fig. 4 Spatial pattern of  $L_x L_y$ -PPM

调制平面, 其  $x$  方向的线宽为  $D_x$ ,  $y$  方向线宽为  $D_y$ , 然后在  $x$  和  $y$  方向各作  $L_x$  和  $L_y$  等分, 这样整个调制平面就划分成了  $L_x L_y$  个矩形的格子单元。在进行信号调制时, 只允许每个信号图案有一个单元格均匀输出光强信号, 其他单元格都为暗格不透光, 而不同信号图案中的透光单元不同, 这样就生成了  $L_x L_y$  个不同的信号图案。由于这些小格单元相互不发生重叠, 因此这  $L_x L_y$  个信号图案相互正交, 每个信号图案可作为  $L_x L_y$  维信号空间的一个基函数, 其表达式为

$$\phi_{i,j}(x,y) = \sqrt{\frac{L_x L_y}{A}} \text{rect}\left[\frac{x - (D_x/L_x)\left(i - \frac{1}{2}\right)}{D_x/L_x}\right] \times \text{rect}\left[\frac{y - (D_y/L_y)\left(j - \frac{1}{2}\right)}{D_y/L_y}\right], \quad (19)$$

式中  $i \in \{1, 2, \dots, L_x\}$ ;  $j \in \{1, 2, \dots, L_y\}$ ,  $A = D_x D_y$ 。 $L_x L_y$ -PPM 的信号空间是一个  $L_x L_y$  维空间,  $L_x L_y$  个信号点分别位于信号空间的每个坐标轴上, 每个信号点的非零坐标值为  $sp_{i,j} = AP\sqrt{\frac{L_x L_y}{A}}$ , 因此第  $(i, j)$  个信号图案的表达式为

$$sp_{i,j}(x,y) = AP\sqrt{\frac{L_x L_y}{A}}\phi_{i,j}(x,y), \quad (20)$$

由于(20)式的系数都取非负值, 因此信号满足非负约束条件, 根据(3)式可验证该信号的平均功率为  $P$ , 每个信号图案峰值功率为  $L_x L_y P$ 。

由于设计的信号点都位于  $L_x L_y$  个相互正交的基函数上, 而且每个信号点的非零坐标相等, 因此, 该信号调制方案的功率效率为

$$\text{CFM}_{\text{PPM}} = \sqrt{2AL_x L_y}, \quad (21)$$

误码率为

$$P_e = \frac{L_x L_y}{2} Q\left[\sqrt{\frac{L_x L_y \text{lb}(L_x L_y)}{2SR_b \sigma^2}}\right], \quad (22)$$

这里空间比特率  $SR_b = \text{lb}(L_x L_y)/A$ 。

根据(14)式可得信号星座的平均功率谱为

$$SP_{\text{PPM}}(f_x, f_y) = P^2 A^2 \text{sinc}^2\left(\frac{D_x f_x}{L_x}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{D_y f_y}{L_y}\right), \quad (23)$$

其归一化的功率谱如图5所示。由图中可看出,该功率谱的第一零点封闭曲线为一矩形,其第一零点带宽为该矩形的面积,即  $SB = B_x B_y = 4L_x L_y / A$ , 带宽效率为  $SR_b / SB = \frac{\text{lb}(L_x L_y)}{4L_x L_y}$ 。

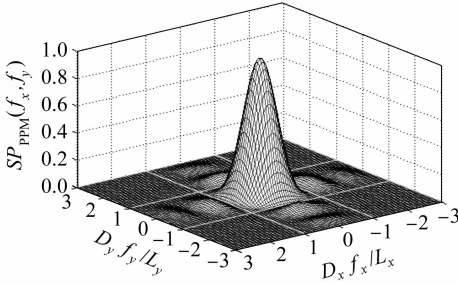


图5 脉冲位置调制信号的归一化功率谱

Fig. 5 Normalized spatial power spectral density of spatial PPM

### 5.3 空间圆对称的连续取值正交幅度调制

多进制正交幅度调制(QAM)就是一种比较流行的现代数字调制技术<sup>[13]</sup>,该调制技术比单一参量受控数字符号的频带传输方式更富有抗干扰能力。正交幅度调制是一种在两个正交载波上进行幅度调制的调制方式。这两个载波通常是相位差为  $\pi/2$  的正弦波,因此被称作正交载波,这种调制方式因此而得名。

在空间调制无线光通信中,由于信号的内积是定义在二维空间域的,因此其信号基函数的正交性定义不同于时域基函数。这里,选择如图6(a)所示定义在二维空间域的两个相互正交的正弦型基函数,为了便于实现空间同步,要求空间调制信号是圆对称的,其表达式为

$$\begin{aligned} \phi_I(r) &= \sqrt{\frac{2}{A}} \cos 2\pi \left(\frac{r}{R}\right)^2 \text{cyl}\left(\frac{r}{D}\right), \\ \phi_Q(r) &= \sqrt{\frac{2}{A}} \sin 2\pi \left(\frac{r}{R}\right)^2 \text{cyl}\left(\frac{r}{D}\right), \end{aligned} \quad (24)$$

式中  $D$  为信号调制平面的直径,  $R = D/2$  为半径,  $A = \pi R^2$ 。可以验证,这两个函数满足定义于二维空间域的归一化正交性条件,即

$$\int_A \phi_k(x, y) \phi_l(x, y) dx dy = 2\pi \int_0^R \phi_k(r) \phi_l(r) r dr = \begin{cases} 1 & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases}, \quad k, l \in \{I, Q\}$$

由于这两个基函数都存在负值成分,因此不能满足

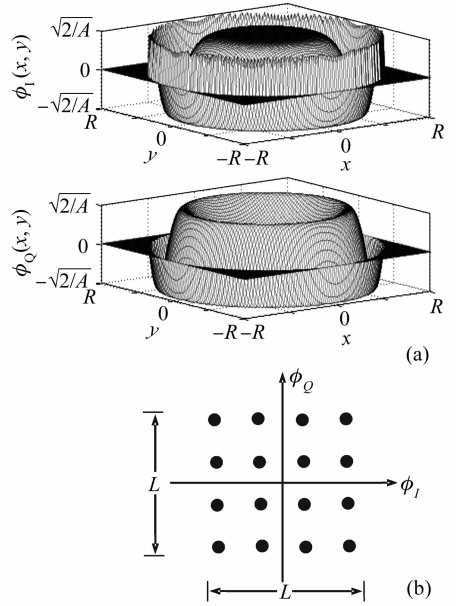


图6 (a) 二维圆对称正弦基函数;(b)  $L^2 = 16$  个信号星点分布图

Fig. 6 2D basis function (a) and  $L^2 = 16$  point constellation (b) of QAM

信号的非负性约束条件,为此还需要引入一个直流偏置光强作为信号空间的第三个基函数

$$\phi_P(r) = \sqrt{\frac{1}{A}} \text{cyl}\left(\frac{r}{D}\right), \quad (25)$$

由于两正弦型基函数的空间平均值为0,那么直流分量的基函数可用于控制信号图案的平均功率。而两正弦型基函数可分别独立地调制  $L$  个振幅数据,从而在信号空间中形成了  $L^2$  个信号点,如图6(b)所示。根据以上分析,平均功率为  $P$  且满足光强非负性约束条件的信号图案可表示为

$$\begin{aligned} sp_m(r) &= \frac{P\sqrt{A}}{2(L-1)} [a_m \phi_I(r) + b_m \phi_Q(r)] + \\ &P\sqrt{A} \phi_P(r), \end{aligned} \quad (26)$$

这里  $a_m, b_m \in \{-(L-1), -(L-3), -(L-5), \dots, (L-1)\}$ 。从图6(b)结合(26)式可得到两相邻信号点之间的最小欧几里德距离  $d_{\min} = \frac{P}{L-1} \sqrt{A} =$

$\frac{P}{L-1} \sqrt{\frac{2\text{lb} L}{SR_b}}$ , 则功率利用效率为

$$\text{CFM}_{\text{QAM}} = \frac{d_{\min}}{P} = \frac{1}{L-1} \sqrt{\frac{2\text{lb} L}{SR_b}}, \quad (27)$$

式中  $SR_b = 2\text{lb} L / A$ 。由图6(b)可知,信号星座中与任意信号点相距为最小欧几里德距离  $d_{\min}$  的平均星点数  $\bar{N} = 4(L-1)/L$ , 那么该调制方案的误码率为

$$P_c = \frac{2(L-1)Q}{L \text{lb} L} \left( \frac{P}{L-1} \sqrt{\frac{\text{lb} L}{2\sigma^2 SR_b}} \right), \quad (28)$$

通过零阶汉克尔变换可得到其平均功率谱为

$$SP(\rho) = \frac{1}{L^2} \sum_{m=1}^{L^2} |sp_m^F(\rho)|^2, \quad (29)$$

其中

$$sp_m^F(\rho) = \frac{D^4 P}{8 \sqrt{2A}(L-1)} \times \left[ a_m \sin \frac{\pi}{8} (\rho D)^2 + b_m \cos \frac{\pi}{8} (\rho D)^2 \right] \text{somb}(D\rho) + \frac{\pi D^2 P}{4} \text{somb}(D\rho),$$

通过数值计算发现,正交幅度调制的功率谱分布与调制面的直径  $D$  有关,而信号星点数  $L^2$  对功率谱分布的影响可忽略不计,如图 7 所示。图中实曲线是一个宽边帽函数曲线,它对应于直径为  $D$  的圆柱函数的功率谱。而圆点曲线是正交幅度调制信号在  $L^2$  取 16 和 100 时对应的数值平均功率谱。从图中可看出在  $L^2$  取不同值时,两数值功率谱几乎不发生变化,而且都近似与宽边帽函数曲线重合,因此,可得出以下结论:在空间正交幅度调制中,星座信号的平均功率谱与空间二值开关控制调制信号的功率谱基本一致,其第一零点频率为  $\rho_c = 1.22/D$ ,由于功率谱是圆对称分布的,因此它的第一零点曲线应该是一个以第一零点频率  $\rho_c$  为半径的圆,带宽为该圆所包含的面积,即  $SB = \pi\rho_c^2 = (1.22\pi)^2/4A$  带宽效率为

$$\frac{SR_b}{SB} = \frac{8 \text{lb} L}{(1.22\pi)^2}, \quad (30)$$

式中  $SR_b = 2 \text{lb} L/A$ 。

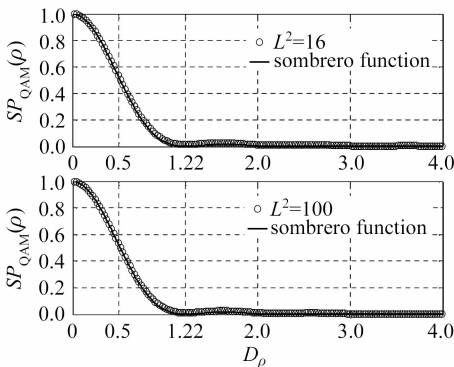


图 7 空间 16/100-正交幅度调制功率谱

Fig. 7 Spatial power spectral density of 16/100-QAM

## 6 信号设计方案的性能比较

任何调制方案都需要同时节省带宽和功率。为了比较三个调制方案的性能,选取开关控制调制方

案作为参考点,然后通过比较各调制方案相对于开关控制的性能增益来进行评价。其性能增益可分为功率效率增益和带宽效率增益。功率效率增益定义为某调制方案的功率效率与开关控制调制功率效率之比的对数,如(12)式。带宽效率增益的定义与功率效率增益类似。在计算性能增益时,调制平面的面积  $A$  取定值 1。然后以带宽效率增益为横坐标,功率利用效率增益为纵坐标,对前面所设计的三种调制方案的性能进行比较,如图 8 所示。

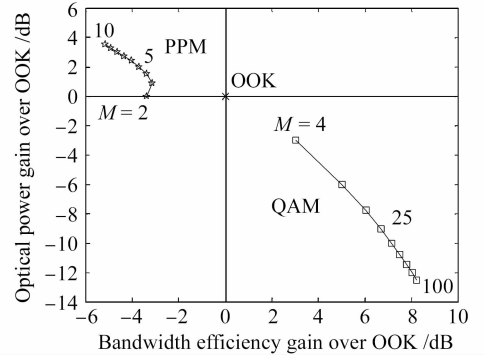


图 8 三种调制方案的性能比较

Fig. 8 Comparison of three modulation schemes

从图 8 可看出,同时满足高功率利用效率和高带宽利用效率的调制方案应位于图中的右上角区域,因为只有这个区域的功率效率增益和带宽效率增益同时为正。脉冲位置调制方案位于左上角区域,它具有较好的功率利用效率,但需要付出低带宽效率的代价,信号星点数  $M$  越大其功率利用效率越高,但带宽效率就越低。这与直观理解相吻合,因为信号图案的平均功率是一定的,当  $M$  值增大时,调制面上划分出的透光网格将变小,这时透射光强将增大,从而改善了信号的识别性能。但空域通光面的缩小将引起信号空间频谱的扩展,从而需要通信系统具有更高的带宽。因此,脉冲位置调制适用于短距离的芯片无线光互连通信<sup>[14]</sup>,因为芯片互连中可提供的光功率是十分有限的,因此需要提高功率利用效率。而芯片之间由于距离极短,因此空间带宽资源十分丰富。

正交幅度调制位于图中的右下角区域,它具有高频带利用效率和低功率效率的特点。随着信号星点数  $M$  的增加,该调制方案的带宽效率会增大,但功率利用效率会下降,因此该调制方案适合远距离无线光通信中。在文献[4]中已讨论过,通信系统的空间带宽资源会随通信距离的增加而急剧减小,因此在远距离通信中,空间带宽资源就显得十分珍贵,需要提高利用效率。另外,设计的正交幅度调制信

号具有圆对称性,它为远距离通信中的空间同步提供了方便。

## 7 结 论

脉冲位置调制方案具有功率利用效率高的特点,但它以低带宽效率为代价,适合在短距离和光功率严格受限的光互连中使用;正交幅度调制具有带宽效率高,功率效率低的特点,而且采用的信号点越多其带宽效率就越高,另外其空间信号图案还具有圆对称性,因此非常适合在空间带宽有限的远距离无线光通信中使用;空间二值键控调制与时间开关键控调制本质上是一样的,在空间信号帧速与时间信号脉冲速率相同的情况下,它们的信息传输速率相等。

## 参 考 文 献

- 1 A. Mahdy, J. S. Deogun. Wireless optical communications: A survey [J]. *IEEE Communication Society*, 2004, **4**: 2399 ~ 2404
- 2 N. Lindgren. Optical communications a decade of preparations [J]. *Proc. IEEE*, 1970, **58**(10): 1410 ~ 1421
- 3 J. E. Freidell. Commercial opportunities, versus government programs will likely drive the future of laser communications [C]. *SPIE*, 1996, **2699**: 2 ~ 11
- 4 Pan Weiqing, Liu Liren, Liu Ximin. System and code/decode scheme for imaging optical communication [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(2): 213 ~ 220
- 5 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
- 5 W. Pan, L. Liu, D. Zhao *et al.*. Wireless optical communication based spatial pattern [J]. *Optik*, 2007, **118**(1): 13 ~ 18
- 6 Weiqing Pan, Liren Liu, Hongzhan Liu *et al.*. A novel technique for wireless optical communications with lenslet array processor [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2006, **4**(5): 265 ~ 267
- 7 Lu Wei, Sun Jianfeng, Pan Weiqing *et al.*. 2D pattern transfer based on multi-beam array in air-water channel [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(7): 928 ~ 932
- 鲁伟,孙建锋,潘卫清等. 空潜信道中基于多光束阵列的二维图案传输[J]. *中国激光*, 2006, **33**(7): 928 ~ 932
- 8 S. Haykin. Digital Communications [M]. New York: John Wiley & Sons, NY, 1998
- 9 S. Hranilovic. Modulation and constrained coding techniques for wireless infrared communication channels [D]. M. A. S. thesis, University of Toronto, 1999
- 10 G. D. Forney Jr., L.-F. Wei. Multidimensional constellations—Part I: Introduction, figures of merit, and generalized cross constellations [J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1989, **7**(6): 877 ~ 892
- 11 F. R. Kschischang, S. Pasupathy. Optimal nonuniform signalling for Gaussian channels [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1993, **39**(3): 913 ~ 929
- 12 H. Park, J. R. Barry. Modulation analysis for wireless infrared communications [C]. *IEEE International Conference*, 1995, **2**: 1182 ~ 1186
- 13 K. Wilson, M. Enoch. Optical communications for deep space missions [J]. *IEEE Commun. Magazine*, 2000, **38**(8): 134 ~ 139
- 14 C. Rooman, M. Kuijk, R. Windisch *et al.*. Inter-chip optical interconnects using imaging fiber bundles and integrated CMOS detectors [C]. *Proc. 27<sup>th</sup> Eur. Conf. on Opt. Comm. (ECOC'01Amsterdam)*, 2001, **3**: 296 ~ 297