

## 三维极化幅度调制解调器

宋汉斌, 张俊博, 陈晓光, 张建秋

(复旦大学 信息科学与工程学院, 上海 200433)

**摘要:** 从空间电磁场的数学描述出发, 给出了对无线通信信号幅度、极化辐角与极化相位角进行三维联合调制解调的方法。根据描述空间电磁场各参数之间关系的方程, 首先建立了三维联合调制信号的模型, 然后讨论了三维联合调制信号通过矢量天线发射的实现方式, 并给出了在接收端通过信号幅度检测及其波达方向 (DOA) 极化参数估计这 2 个步骤来实现对三维联合调制信号进行解调的策略; 分析了三维联合调制误码率的计算方法及其性能。分析与仿真结果均表明: 所提出的调制解调方法具有传输速率高和误码率低的优点。

**关键词:** 三维调制解调器; 矢量天线; 空间电磁场方程建模; 误码率

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)09-0015-08

## Three-dimensional polarization amplitude modulator and demodulator

SONG Han-bin, ZHANG Jun-bo, CHEN Xiao-guang, ZHANG Jian-qi

(Institute of Information Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** Based on the mathematical description of a space electromagnetic field, a novel approach to the three-dimensional joint modulation of the signal amplitude, polarization angle and polarization phase angle of an electromagnetic signal in wireless communication was presented. The model of the three-dimensional modulation signal was first given by the equations of the relationship among the parameters of a space electromagnetic field. Then, the transmission implementation of the three-dimensional joint modulation signal was discussed by a vector antenna. At the receiving end, a signal amplitude detection and DOA polarization parameter estimation method was given to demodulate the received three-dimensional joint modulation signal. The bit error rate and performance of the proposed three-dimensional joint modulator and demodulator were analyzed. Both the analysis and the simulation results show that a high information transmission and a low bit error rates can simultaneously be obtained by the proposed method.

**Key words:** three-dimensional jointing modulation and demodulator; vector antenna; space electromagnetic field; BER

### 1 引言

众所周知, 调制解调技术是通信系统中的一项关键技术。而传统的 PAM 和 PSK 调制就是通过控制传播信号的幅度或相位 (频率可以理解成一种特殊的相位) 来进行信息调制的技术, 由于仅仅利用

了传播信号的幅度或相位, 所以它们的自由度是一维的; 在此基础上发展起来的 QAM 调制解调技术, 只不过是同时利用了传播信号的幅度和相位, 因此其自由度也只有二维。那么, 是否可以进一步的扩展调制参数的自由度, 进而提高系统的性能呢? 近年来, 人们在光通信中, 利用光的偏振 (极化) 信

收稿日期: 2012-01-13; 修回日期: 2012-04-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61171127)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (61171127)

息对光信号的三维调制进行了一系列的研究<sup>[1-3]</sup>。但是,光通信的信源、信道和收发模型都与无线通信有所不同,因此有必要根据无线通信的特点,来研究和发 展无线通信中三维调制的新方法。

早在 20 世纪二三十年代,人们就开展了在调幅(AM)广播中使用电磁波极化信息进行调制 的研究,其研究结果表明:利用极化调制可以获得 较高的载噪比<sup>[4]</sup>;人们通过引入双极化天线,以 极化分集代替空间分集进行接收,可以使接收信 号的增益提高 3dB<sup>[5]</sup>。同时,文献[6]讨论了极 化敏感阵列的滤波性能;文献[7]研究了极化准 正交空时分组码的性能。而矢量天线的发展也 为人们更好地利用电磁波的极化信息创造了新 的有利条件<sup>[8]</sup>。那么,在无线通信系统中,是 否能够利用电磁波的极化参数所携带的信息, 来进行三维调制解调呢?据笔者所知,目前在 无线通信系统中所开展的三维调制解调的研究 还比较少。文献[9]在给出了全极化电磁波在 空间中的表达式之后,认为电磁场的幅度、极 化、相位等参数均可以用来传递信息,并指出, 联合这些参数的矢量调制方式是未来调制解调 的研究方向之一。然而,文献[9]中未讨论如何 利用这些参数来进行调制的方法。同时,文献 [9]中也没有给出与多维调制相适应的具体的 解调方法。那么,以什么样的方式利用这些参 数来实现三维调制与解调就成为了需要解决的 问题。

## 2 三维联合调制的模型

空间中的电磁场包含幅度、传播方向、极 化方式、频率、相位等信息。为了描述电磁场 的这些信 息,可以在三维空间中建立以  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  为单 位方向矢量的三维直角坐标系,如图 1 所示。 在这一坐 标系中,可以用  $-\hat{r}$  表示电磁波传播方向的单 位矢量;用  $\hat{f}$  和  $\hat{q}$  来表示与传播方向垂直电磁 波平面上 2 个极化方向的单位矢量。为了获得 电磁波的全部信息,就必须要有与传统标量天 线不同的新天线,矢量天线就是这样一种能测 量电磁波全部信息的天线<sup>[8]</sup>。这种矢量天线 是由 3 个电偶极子和 3 个磁偶极子构成,它的 全部偶极子在空间上是相互正交、同点分布、 具有不同的极化特性,且能够发射和接收  $x$ 、 $y$  和  $z$  3 个方向的电场和磁场分量。文献 [9]和文献[10]指出,对于远场信号,原点处的 矢量天线在  $x$ 、 $y$  和  $z$  3 个方向所接收到的 电场信号  $Y(t)$  可以表示为

$$Y(t) = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{bmatrix} = V(q, f) Q(g, h) s(t) = \begin{bmatrix} \cos q \cos f & -\sin f \\ \cos q \sin f & \cos f \\ -\sin q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin g e^{jh} \\ \cos g \end{bmatrix} s(t) \quad (1)$$

其中,  $e_x$ 、 $e_y$  和  $e_z$  分别表示矢量天线在  $x$ 、 $y$  和  $z$  3 个方向的电偶极子上感应到的电场分量;  $V(q, f)$  与电磁波相对于矢量天线的波达方向有关;  $Q(g, h)$  与矢量电磁波的电场极化方向有关;  $q \in [0, \pi)$  表示信号的俯仰角;  $f \in [0, 2\pi)$  表示信号的方向角,如图 1 所示;  $g \in [0, \pi/2)$  表示矢量电磁波的极化辐角;  $h \in [-\pi, \pi)$  表示矢量电磁波的极化相位差;  $s(t) = \|E\| e^{j(2\pi f_c t + \phi)}$  是天线发射电磁波信号的复表示;  $\|E\|$  表示电磁波的幅度;  $f_c$  表示电磁波的频率。

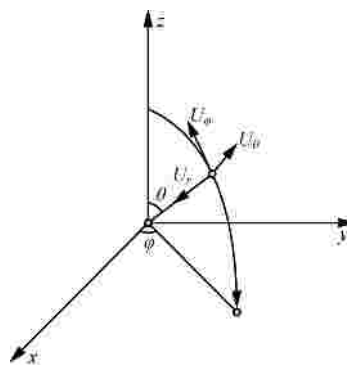


图 1 矢量天线极化—角度导向矢量方向

式(1)描述了矢量电磁场各个参数之间关系,下面从这一方程出发,结合矢量天线对极化信息敏感的特点,提出一种多参数的联合矢量调制方法,并给出其调制信号的矢量表达式和三维星座点的排布方式。

当发射和接收天线在空间中的相对位置固定时,即假设式(1)中电磁波传播方向信息(DOA)的参数  $V(q, f)$  是已知时,天线接收到的信号只与发送信号的幅度、极化、频率、初始相位以及噪声有关。下面首先针对这一情况,来考虑如何利用空间电磁波的幅度、极化辐角和极化相位差这 3 个参数  $(A, q, f)$  实现三维调制。

仍然使用图 1 中的  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  来表示三维空间直角坐标系中的单位方向矢量,以  $\hat{f}$ 、 $\hat{q}$  和  $-\hat{r}$  来表示横向电磁波(TEM 波)传播方向坐标系中的单 位

矢量, 则全极化 TEM 波的电场分量  $E$  可以表示为<sup>[11]</sup>

$$E = E_f \hat{f} + E_q \hat{q} \quad (2)$$

其中,  $E_f$  表示 TEM 波的水平极化分量;  $E_q$  表示 TEM 波的垂直极化分量, 而电磁波在传播方向  $-\hat{r}$  方向上电场分量为 0。在极化模式确定的情况下, TEM 波  $\hat{f}$  和  $\hat{q}$  方向电场分量可以表示为<sup>[11]</sup>

$$\begin{cases} E_f = \sin g e^{j h} s(t) \\ E_q = \cos g s(t) \end{cases} \quad (3)$$

在假设电磁波信号初始相位为 0 的条件下, 电磁波信号可以表示为  $s(t) = \|E\| e^{j 2 p f_c t}$ 。此时, 根据式 (2) 和式 (3), 可以得到 TEM 波  $\hat{f}$  和  $\hat{q}$  方向的电场信号  $s_{\text{TEM}}(t)$  为

$$\begin{aligned} s_{\text{TEM}}(t) &= s_f(t) \hat{f} + s_q(t) \hat{q} \\ &= \|E\| (\sin g e^{j(2 p f_c t + h)} \hat{f} + \cos g e^{j 2 p f_c t} \hat{q}) \end{aligned} \quad (4)$$

PSK 调制信号  $s_m(t)$  可以表示为<sup>[12]</sup>

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \text{Re} \left( A e^{j \frac{2 p(m-1)}{M}} e^{j 2 p f_c t} \right) \\ &= A (\cos j_m \cos 2 p f_c t - \sin j_m \sin 2 p f_c t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $s_m(t)$  表示 PSK 调制信号;  $\text{Re}[\cdot]$  表示取实部运算;  $A$  表示 PSK 调制信号的幅度;  $j_m = 2 p(m-1)/M$  表示 PSK 调制信号的相位;  $f_c$  表示载波频率;  $M$  表示星座点个数。

从式 (5) 中可以发现, PSK 调制的本质是通过给两路相互正交的同频载波赋予不同的幅度值, 从而使得在同一个载波频率下的信号具有不同的相位, 因此称其为相移键控调制。PSK 中所传递的被调制信息, 就是式 (5) 中两路载波幅度比值的反正切, 即:  $j_m = \arctan(\sin j_m / \cos j_m)$ 。也就是说, 在假设复包络的初始相位为 0 的条件下, 只要给定两路正交载波的幅度, 就可以唯一确定调制相位  $j_m$ 。

对式 (4) 中所描述的 TEM 波信号取实部, 可以得到:

$$\begin{aligned} \text{Re}[s_{\text{TEM}}(t)] &= \text{Re}[\|E\| (\sin g e^{j(2 p f_c t + h)} \hat{f} + \cos g e^{j 2 p f_c t} \hat{q})] \\ &= \|E\| (\cos g \cos 2 p f_c t \hat{q} + \sin g \cos(2 p f_c t + h) \hat{f}) \end{aligned} \quad (6)$$

当令式 (6) 中 TEM 波信号的极化参数  $h = 90^\circ$  时, 可以得到:

$$\begin{aligned} \text{Re}[s_{\text{TEM}}(t)]_{h=90^\circ} &= \|E\| (\cos g \cos 2 p f_c t \hat{q} - \\ &\quad \sin g \sin 2 p f_c t \hat{f}) \end{aligned} \quad (7)$$

比较式 (5) 和式 (7), 可以看到, PSK 调制信号与通过给 TEM 波信号附加一个极化参数  $h = 90^\circ$  的约束条件而得到的信号具有同样的表达式。而且, TEM 波的 2 个极化方向  $\hat{f}$  和  $\hat{q}$  本身就是正交的, 恰恰与 PSK 调制中 I、Q 两路载波相互正交的条件相对应。通过比较式 (5) 和式 (7), 可见 PSK 调制中用以控制相位信息的变量  $j_m$  在数学上与 TEM 波中的极化参数  $g$  具有相同的形式。

与 PSK 调制相类似, QAM 调制信号可以表示为<sup>[12]</sup>

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \text{Re}[(A_{mc} + j A_{ms}) e^{j 2 p f_c t}] \\ &= A_m (\cos j_m \cos 2 p f_c t - \sin j_m \sin 2 p f_c t) \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $A_{mc}$  和  $A_{ms}$  分别表示 QAM 调制信号复包络的实部和虚部;  $A_m = \sqrt{A_{mc}^2 + A_{ms}^2}$  表示 QAM 调制信号的幅度;  $j_m = \arctan(A_{ms} / A_{mc})$  表示 QAM 调制信号的相位。

从式 (8) 中可以看出, QAM 调制也是通过给两路相互正交的载波赋予不同的幅度来传输信息的。它与 PSK 调制的不同之处在于, 在 QAM 调制中, 其信号幅度不再是一个定值, 因此, QAM 调制具有二维调制自由度, 可以同时传递幅度信息和相位信息。

对比 QAM 调制信号的表达式 (8) 与 TEM 波的表达式 (7), 可以发现, QAM 调制信号也是 TEM 波信号在  $h = 90^\circ$  这一约束条件下的一种特殊情况, QAM 调制变量  $A_m$  和  $j_m$  与 TEM 波的幅度参数  $\|E\|$  和极化参数  $g$  具有相同的数学表现形式。

如前所述, 与 PSK 和 QAM 相对应的 TEM 波信号满足  $h = 90^\circ$  这一约束条件。此时, 对 TEM 波信号取实部而得到的 I、Q 两路同频载波  $\cos 2 p f_c t$  和  $\sin 2 p f_c t$  之间满足相互正交的条件。在接收端解调的过程中, 当 I、Q 两路载波相互正交时, 就能使用相干解调等方法来完成对调制信号的解调。那么, 如果可以找到一种解调方法, 不需要依赖于载波信号的具体波形也能够恢复出幅度和极化参数, 是否就意味着可以利用更多的调制参数进行解调呢? 如果能找到这样的方法, 就可以不必再将极化参数  $h$  固定为  $h = 90^\circ$  的定值, 而将极化参数  $h$  作为新的可以携带信息的调制变量, 从而实现三维调

制。本文称这种三维调制为极化的 QAM 调制，简称为 PQAM 调制。

PQAM 与传统的 PSK、QAM 有所区别的另一个地方是，它是利用载波本身的极化参数去传递信息的，且具有与 PSK 和 QAM 相类似的数学表达式。但在本质上，PSK 和 QAM 是把基带信息调制到载波的幅度和相位上，而在 PQAM 的调制中，则是把基带信息同时调制到载波的幅度  $A$ 、极化参数  $g$  和  $h$  上。

在笔者提出的 PQAM 调制中，选取电磁波的幅度  $A$ 、极化辐角  $g$  和极化差异角  $h$  这 3 个参数作为携带信息的调制变量。并依然采用式 (4) 中所描述的  $s(t) = e^{j2\pi f_c t}$  作为联合调制的载波信号，那么 TEM 波在  $\hat{f}$  和  $\hat{q}$  方向电场信号  $s_{\text{TEM}}(t)$  的表达式 (6) 就可以重新写成：

$$s_{\text{TEM}}(t) = A(\sin g e^{j(2\pi f_c t + h)} \hat{f} + \cos g e^{j2\pi f_c t} \hat{q}) \quad (9)$$

同 PSK、QAM 调制相类似，对式 (9) 中的  $s_{\text{TEM}}(t)$  进行取实部操作，就可以得到 PQAM 调制的信号如下：

$$s_{\text{PQAM}}(t) = \text{Re}[s_{\text{TEM}}(t)] = A(\sin g \cos(2\pi f_c t + h) \hat{f} + \cos g \cos 2\pi f_c t \hat{q}) \quad (10)$$

其中，幅度参数  $A$  代表电磁波能量的大小；极化辐角  $g$  代表电磁波  $\hat{f}$  方向和  $\hat{q}$  方向电场强度的比值，从前面的分析可知其与 PSK 调制中的参数  $j_m$  具有同样的物理意义；极化差异角  $h$  代表电磁场在  $\hat{f}$  方向和  $\hat{q}$  方向的相位差异，在 PSK 和 QAM 调制中有  $h = 90^\circ$ ，而在本文的 PQAM 中的  $h$  取值范围是  $-\pi < h < \pi$ 。

正如文献[9]中所指出的，矢量天线是可以发射全极化电磁波的最为有效的手段。当矢量天线的 3 个电偶极子的方向与图 1 中建立的空间直角坐标系  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  方向相同时，对于远场电磁波信号，矢量天线发射的电磁源 (角度和极化参数为  $Q = \{q, f, g, h\}$ ) 信号在矢量天线 3 个电偶极子的原点  $O$  处的电场可以表示为<sup>[9,10]</sup>

$$E(Q, t) = \begin{bmatrix} e_x(Q, t) \hat{x} \\ e_y(Q, t) \hat{y} \\ e_z(Q, t) \hat{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos q \cos f & -\sin f \\ \cos q \sin f & \cos f \\ -\sin q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_f \hat{f} \\ E_q \hat{q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中， $e_x(Q, t)$ 、 $e_y(Q, t)$  和  $e_z(Q, t)$  分别表示矢量天

线  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  3 个方向上的电场分量。从式 (11) 中可以看到， $E_f$  和  $E_q$  会在矢量天线的 3 个电偶极子上产生感应电压。将电磁波极化分量的表达式 (3) 代入式 (11)，可以得到矢量天线  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  方向上的电场分布为

$$E = \|E\| [(\cos q \cos f \sin g e^{jh} - \sin q \cos g) \hat{x} + (\sin q \cos f \sin g e^{jh} + \cos q \cos g) \hat{y} - (\sin f \sin g e^{jh}) \hat{z}] \quad (12)$$

将式 (11) 中所得到的 PQAM 表达式代入式 (12)，可以得到，利用矢量天线发射 PQAM 调制信号时，矢量天线  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  方向电偶极子上的电场表达式为

$$E = A [(\cos q \cos f \sin g \cos(2\pi f_c t + h) - \sin q \cos g \cos 2\pi f_c t) \hat{x} + (\sin q \cos f \sin g \cos(2\pi f_c t + h) + \cos q \cos g \cos 2\pi f_c t) \hat{y} - (\sin f \sin g \cos(2\pi f_c t + h)) \hat{z}] \quad (13)$$

通过引入极化参数作为新的调制变量，推导出了三维极化幅度调制信号的表达式，并基于矢量天线实现了这种三维调制，给出了矢量天线  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  和  $\hat{z}$  方向所发射信号的表达式。

### 3 PQAM 调制的解调方法

文献[13]运用几何代数等数学方法，成功地解耦了矢量天线阵列接收信号中的电磁源的波达方向参数和极化参数，使极化参数的估计结果不受到 DOA 方向估计结果的影响，因此，在进行 PQAM 调制信号解调时，假设 DOA 方向参数 ( $q, f$ ) 已知，或者其与电磁源的极化参数 ( $g, h$ ) 和幅度参数  $A$  的关系已经解耦。

对于单信号源发射单矢量天线接收的情况，可以将矢量天线  $x$ 、 $y$  和  $z$  3 个方向电偶极子上接收到的电场信号表示为<sup>[14,15]</sup>

$$E(t) = V(q, f) Q(g, h) s(t) + N(t) \quad (14)$$

其中， $E(t) = [e_x \ e_y \ e_z]^T$  表示矢量天线  $x$ 、 $y$  和  $z$  3 个方向电偶极子所接收到的电场信号； $N(t) = [n_x \ n_y \ n_z]^T$  表示 3 个方向上影响电场信号的噪声。根据式 (14)，在不含噪声的情况下，可以通过求解下述方程得到极化参数 ( $g, h$ ) 的估计 ( $\hat{g}, \hat{h}$ )：

$$E(t) = V(q, f) Q(\hat{g}, \hat{h}) s(t) \quad (15)$$

可以看出，式 (15) 是一个超定方程，对这样

的方程，可以根据最小二乘准则进行求解。当信号源的波达方向  $V(q, f)$  已知时，其在最小二乘意义下，式 (15) 的解可以通过两边都乘以  $V(q, f)$  的伪逆  $V^+(q, f)$  来得到，即：

$$V^+(q, f)E(t) = Q(\hat{g}, \hat{h})s(t) \quad (16)$$

将  $V^+(q, f)$  的表达式代入式 (16)，便可得到：

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos q \cos f & \cos q \sin f & -\sin q \\ -\sin f & \cos f & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \hat{g} e^{i\hat{h}} \\ \cos \hat{g} \end{bmatrix} A e^{j2pf_c t} \quad (17)$$

于是有

$$\begin{aligned} A \sin \hat{g} e^{i\hat{h}} e^{j2pf_c t} &= \cos q \cos f e_x + \cos q \sin f e_y - \sin q e_z \\ A \cos \hat{g} e^{j2pf_c t} &= -\sin f e_x + \cos f e_y \end{aligned} \quad (18)$$

根据式 (18)，可以得到：

$$\begin{aligned} \hat{g} &= \arctan \left\| \frac{\cos q \cos f e_x + \cos q \sin f e_y - \sin q e_z}{-\sin f e_x + \cos f e_y} \right\| \\ \hat{h} &= \angle(\cos q \cos f e_x + \cos q \sin f e_y - \sin q e_z) - \angle(-\sin f e_x + \cos f e_y) \end{aligned} \quad (19)$$

在使用最小二乘方法求得信号的极化参数  $(\hat{g}, \hat{h})$  后，可以通过幅度检测获得电磁场的幅度信息  $\hat{A}$ ，从而获得三维联合调制的 3 个变量  $(\hat{A}, \hat{g}, \hat{h})$ ，实现了对三维调制信号的解调。

#### 4 解调方法性能分析与仿真

上面对信号的极化参数  $(\hat{g}, \hat{h})$  进行估计时，并没有考虑噪声的影响。假设矢量天线 3 个方向上所接收到的噪声均为零均值加性高斯白噪声，由于矢量天线具有对称性，因此，矢量天线 3 个方向的噪声  $n_x$ 、 $n_y$  和  $n_z$  的分布均为  $N(0, s^2)$ 。根据式 (14)，可以将极化参数  $(g, h)$  的观测表示为

$$Q(g, h)s(t) = V^+(q, f)E(t) - V^+(q, f)N(t) \quad (20)$$

其中， $Q(g, h)$  表示极化参数  $(g, h)$  的观测； $V^+(q, f)$  是  $V(q, f)$  的伪逆。由于  $N(t)$  服从的分布为  $N(0, s^2 I)$ ，因此  $V^+(q, f)N(t)$  服从的分布为  $N(0, s^2 V^+(q, f)(V^+(q, f))^H)$ 。又因为  $V^+(q, f)(V^+(q, f))^H = I$ ，于是， $V^+(q, f)N(t)$  服从的分布也为  $N(0, s^2 I)$ 。令

$$\begin{bmatrix} n_f \\ n_q \end{bmatrix} = V^+(q, f)N(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos q \cos f & \cos q \sin f & -\sin q \\ -\sin f & \cos f & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_x \\ n_y \\ n_z \end{bmatrix} \quad (21)$$

将式 (20) 和式 (21) 代入式 (18)，可以将信号极化参数的估计  $(\hat{g}, \hat{h})$  表示为

$$\hat{A} \sin \hat{g} e^{j(2pf_c t + \hat{h})} = A \sin g e^{j(2pf_c t + h)} + n_f \quad (22)$$

$$\hat{A} \cos \hat{g} e^{j2pf_c t} = A \cos g e^{j2pf_c t} + n_q \quad (23)$$

如前所述，由于  $n_f$  和  $n_q$  都服从分布  $N(0, s^2)$ ，于是有：极化域两路信号的噪声均为零均值高斯白噪声，且极化域噪声是空域噪声的线性组合。通过观察可以发现，式 (22) 与幅度为  $A \sin g$ ，相位为  $h$  的 QAM 调制具有相类似的表达式；式 (23) 与幅度为  $A \cos g$  的 PAM 调制具有相类似的表达式，只有式 (22) 和式 (23) 中的信号均正确解调时，才能正确解调三维 PQAM 调制信号。因此，可以将  $2^{M+N}$  个星座点的 PQAM 调制的误码率，表示为  $2^M$  个星座点的 PAM 误码率与  $2^N$  个星座点的 QAM 的误码率的组合。

在根据星座图确定信号的判决边界时，由于参数  $A \sin g e^{i\hat{h}}$  和  $A \cos g$  随参数  $g$  和  $h$  的变化是非线性的，因此不能以  $g$  和  $h$  的中值作为判决边界，而应该以  $A \sin g e^{i\hat{h}}$  和  $A \cos g$  的中值作为判决边界。以 64PQAM 为例，其星座图如图 2 所示。图 2 中星座点 S 的调制参数为  $A = \sqrt{19} / \sqrt{27}$ ， $g = \arctan(\sqrt{10}/3)$  和  $h = \arctan(1/3)$ ，其判决区域边界为  $2/\sqrt{27} A \cos g \infty, 2/\sqrt{27} A \sin g \cosh \infty$  和  $0 A \sin g \sinh 2/\sqrt{27}$ ，图 2 中的灰线部分所组成的区域（由 ABCD-EGHF、EGHF-PQNM、CDEF- IKLJ、PFI-QEJ 组成）即为其正确的判决区域。

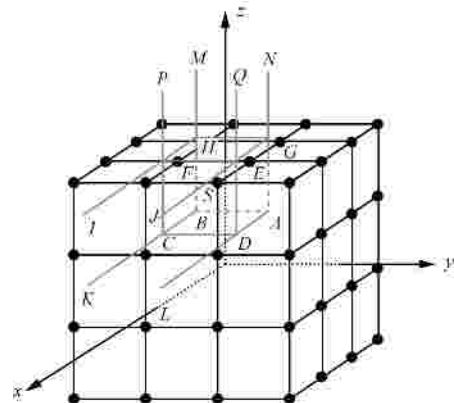


图 2 三维 64PQAM 星座图

根据上述分析，可以得到  $2^{M+N}$  点 PQAM 调制信号的误码率表达式为

$$\begin{aligned}
P_e &= 1 - (1 - P_{eMPAM})(1 - P_{eNQAM}) \\
&= 1 - \left( 1 - 2 \left( 1 - \frac{1}{2^M} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{2^{2M} - 1}} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right) \right) \cdot \\
&\quad \left( 1 - 4Q \left( \sqrt{\frac{3N}{2^N - 1}} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right) \right) \quad (24)
\end{aligned}$$

式(24)中,当  $M + N = 3n$  时,则  $M = n, N = 2n$ ; 当  $M + N = 3n + 1$  时,则  $M = n + 1, N = 2n$ ; 当  $M + N = 3n + 2$  时,则  $M = n, N = 2(n + 1)$ 。分别以 32PQAM、64PQAM 和 128PQAM 调制为例,这 3 种调制信号的误码率可以表示为

$$\begin{aligned}
P_{e32} &= 1 - (1 - P_{e2PAM})(1 - P_{e16QAM}) \\
&= 1 - \left( 1 - Q \left( \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \right) \left( 1 - \frac{3}{2} Q \left( \sqrt{\frac{1}{5}} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right) \right)^2 \quad (25)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_{e64} &= 1 - (1 - P_{e4PAM})(1 - P_{e16QAM}) \\
&= 1 - \left( 1 - \frac{3}{2} Q \left( \sqrt{\frac{1}{5}} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right) \right)^3 \quad (26)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_{e128} &= 1 - (1 - P_{e8PAM})(1 - P_{e16QAM}) \\
&= 1 - \left( 1 - \frac{7}{4} Q \left( \sqrt{\frac{1}{21}} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right) \right) \left( 1 - \frac{3}{2} Q \left( \sqrt{\frac{1}{5}} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right) \right)^2 \quad (27)
\end{aligned}$$

其中,  $E_s/N_0$  表示将三维矩形星座图中各方向能量均归一化后,星座图所对应调制信号的符号信噪比。根据式(25)、式(26)和式(27),可以得到这 3 种调制信号误码率的仿真结果如图 3 所示。将 64 点三维 PQAM 和 64 点二维 QAM 的误码率进行了对比,仿真结果如图 4 所示。

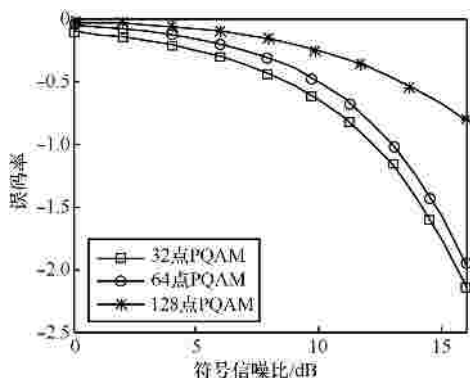


图 3 32、64 和 128 点 PQAM 调制的误码率

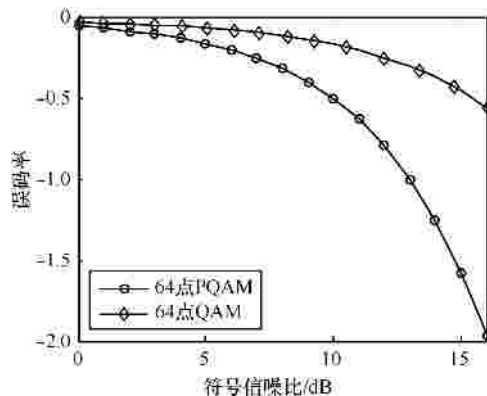


图 4 64 点三维调制和二维调制的误码率

从图 3 中可以看出,三维调制的误码率随着星座点数量的增加而上升,这是由于星座点数量的增加会导致星座点之间的欧氏距离减小,从而导致误码率的上升。从图 4 中可以看出,在星座点数量为 64 的情况下,三维 64PQAM 比二维 64QAM 具有更低的误码率。其原因是由于星座点数量相同时,分布在三维空间中的 PQAM 信号比二维空间的 QAM 信号能够获得更大的欧式距离;或者说,在误码率相近时,由于三维空间中可容纳更多的星座点,因而能同时传递更多的信息,因此 PQAM 比 QAM 具有更高的数据传输效率。

为了验证本文计算结果,对三维 PQAM 调制解调的过程进行了蒙特卡罗仿真,当噪声为加性高斯白噪声时,得到了不同信噪比下调制解调系统的误码率,并与误码率理论值进行了对比,以 32PQAM 和 64PQAM 为例,蒙特卡罗仿真结果如图 5 和图 6 所示。

从图 5 和图 6 的仿真结果中可以看出,三维 PQAM 信号误码率的蒙特卡罗仿真实验结果与式(24)中给出的理论值相吻合,实验结果验证了三维调制信号误码率的表达式。

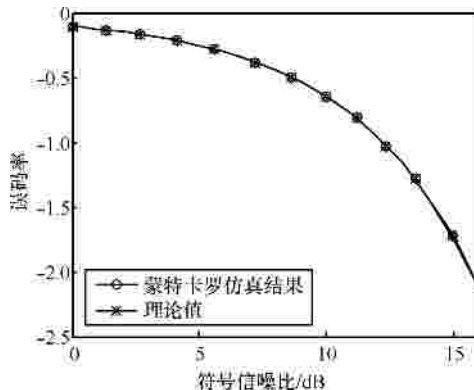


图 5 32PQAM 信号误码率蒙特卡罗仿真

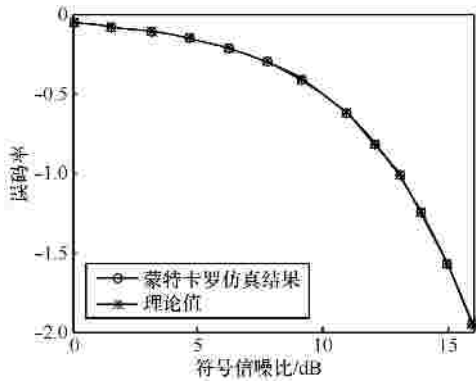


图 6 64PQAM 信号误码率蒙特卡罗仿真

为了说明 DOA 方向估计产生的误差对 PQAM 解调器的影响，通过蒙特卡罗仿真实验对比了已知和未知 DOA 方向时解调信号的误码率。以 64 点三维 PQAM 调制为例，这 2 种情况下系统误码率的蒙特卡罗仿真结果如图 7 所示。

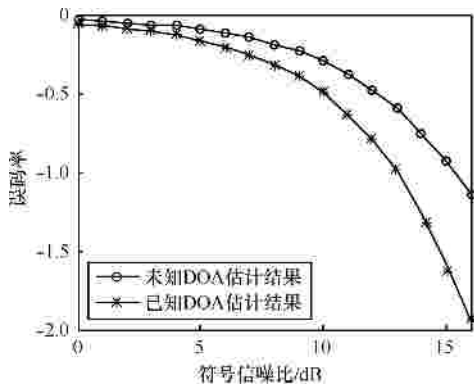


图 7 DOA 方向对误码率的影响

从图 7 中可以看出，未知 DOA 方向时系统的误码率高于已知 DOA 方向时的误码率。其原因是当 DOA 方向未知时，需要首先对 DOA 方向进行估计，在这一过程中所产生的误差会影响之后的最小二乘解调结果，从而造成误码率的提高。

为了说明信道编码与三维调制结合对系统性能的影响，对三维 PQAM 信号与 7-4 汉明码结合后的通信系统误比特率进行了仿真，并与未进行信道编码时三维调制信号的误比特率进行了对比，以 64 点三维调制信号为例，仿真结果如图 8 所示。

从图 8 中可以看出，64 点三维调制与 7-4 汉明码结合后，其误比特率明显降低。例如，当信噪比为 16dB 时，信道编码后的调制信号误比特率比未进行信道编码时的误比特率低 0.7。仿真结果表明，三维调制与信道编码的结合是降低系统误比特率的有效方法。

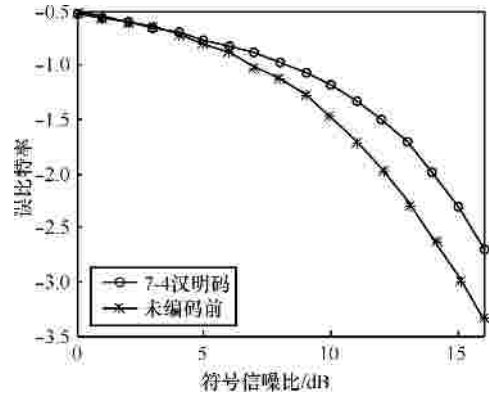


图 8 信道编码对比比特率的影响

### 5 结束语

本文提出了一种将信号幅度、极化辐角与极化相位角进行三维联合调制的方法，给出了三维联合调制信号的表达形式，并给出了基于矢量天线的三维联合调制的实现方法。在接收端，通过最小二乘法估计出信号的极化参数估计，并用包络检波方法恢复出信号的幅度参数，成功实现了三维联合调制信号的解调。并根据调制解调原理得到了三维联合调制误码率计算公式，蒙特卡罗仿真实验验证了理论结果。分析与仿真结果均表明：提出的调制方法具有传输速率高和误码率低的优点。

### 参考文献：

- [1] MATALGAH M M, RADAYDEH R M. Hybrid frequency- polarization shift-keying modulation for optical transmission[J]. IEEE Journal of Light Wave Technology, 2005, 23(3): 1152-1163.
- [2] BENEDETTO S, GAUDINO R, POGGIOLINI P. Direct detection of optical digital transmission based on polarization shift keying modulation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1995, 13(3): 531-542.
- [3] HENNING B. Polarization QAM modulation (POL-QAM) for coherent detection schemes[A]. IEEE, OSA/OFC/NFOEC 2009[C]. San Diego, California, USA, 2009. 1-3.
- [4] RODER H. Amplitude, phase, and frequency modulation[J]. IEEE Proceeding of the Institute of Radio Engineers, 1931, 19(12):2145-2176.
- [5] LI Y, ZHANG Z J, CHEN W H. A dual-polarization slot antenna using a compact CPW feeding structure[J]. IEEE Antennas and Propagation Letters, 2010, 9:191-194.
- [6] 徐振海,王雪松,肖顺平. 极化敏感阵列滤波性能分析：相关干扰情形[J]. 通信学报, 2004,25(10):8-15.

XU Z H, WANG X S, XIAO S P. Filtering performance of polarization sensitive array: correlated interference case[J]. Journal on Communi-

cations, 2004, 25(10):8-15.

- [7] 李正权,沈连丰,王静静. 旋转星座下极化准正交空时分组码及性能分析[J]. 通信学报, 2010,31(3):12-18.  
LI Z Q, SHEN L F, WANG J J. Quasi-orthogonal polarization space time block codes with signal constellations rotation a performance analysis[J]. Journal on Communications, 2010, 31(3):12-18.
- [8] BULL J F. Field Probe for Measuring Vector Components of an Electromagnetic Field[P] US:5300885, 1994.
- [9] NEHORAI A. Vector-sensor array processing for electro-magnetic source localization[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42(2):376-398.
- [10] DESCHAMPS G A. Geometrical representation of the polarization of a plane electromagnetic wave[J]. Proceedings of the IRE, 1951, 39(5): 540-544.
- [11] COMPTON R T. The tripole antenna: an adaptive array with full polarization flexibility[J]. IEEE Trans Antennas Propagate, 1981, 29(6): 944-952.
- [12] 樊平毅, 冯重熙. 现代通信理论基础(上册)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.110-111.  
FAN P Y, FENG C X. Fundamentals of Advanced Communications (I)[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2006.110-111.
- [13] JIANG J F, ZHANG J Q. Geometric algebra of euclidean 3-space for electromagnetic vector-sensor array processing, part I: modeling[J]. IEEE Trans on Antennas Propagation, 2010, 58(12):3961-3973.
- [14] WONG K T, ZOLTOWSKI M D. Self-Initiating MUSIC-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beam-space[J]. IEEE Trans Antennas Propagate, 2000, 48(8): 1235- 1245.
- [15] 徐友根, 刘志文. 电磁矢量传感器阵列相干信号源波达方向和极化参数的同时估计: 空间平滑方法[J]. 通信学报, 2004,25(5):28-38.  
XU Y G, LIU Z W. Simultaneous estimation of 2-D DOA and polarization of multiple coherent sources using an electromagnetic vector sensor array[J]. Journal on Communications, 2004, 25(5):28-38.

#### 作者简介:



宋汉斌(1983-),男,天津人,复旦大学博士生,主要研究方向为信号处理理论、新型电磁传感器和无线通信。



张俊博(1988-),男,上海人,复旦大学硕士生,主要研究方向为无线通信和信号处理。



陈晓光(1964-),男,安徽五河人,博士,复旦大学副教授,主要研究方向为移动通信及 RF 技术。



张建秋(1962-),男,湖南邵阳人,博士,复旦大学教授、博士生导师,主要研究方向为信息处理理论及其在新型传感器和仪器中的应用。