

四维信号星座图改进及相应 OFDM 系统模型设计

张祥莉, 王 勇, 王典洪, 陈振兴

(中国地质大学(武汉)机械与电子信息学院, 湖北武汉 430074)

摘 要: 针对当前三维 OFDM 系统存在的频谱效率较低问题, 提出了一种具有规则分布的四维信号星座图改进设计方法, 并建立了相应的 OFDM 系统模型. 在所提出的四维 OFDM 系统中, 输入的比特信息通过设计的四维信号星座图映射到 OFDM 信号的子载波, 再利用二维离散傅里叶反变换把 OFDM 信号从频域调制到时域. 所设计的 8 点和 16 点四维星座图信号点分布弥补了以往高维星座图信号点无规则的缺陷, 具有进一步降低误码率的潜能. 通过对提出系统在 AWGN 和频率选择性衰落信道环境下的性能仿真验证, 所提出的基于四维 8 点和 16 点 OFDM 系统比传统三维 OFDM 具有更优的误码率性能, 且系统的频谱效率提高了三分之一.

关键词: 四维信号星座图; 正交频分复用; 二维离散傅里叶反变换; 频谱效率; 误码率

中图分类号: TN914.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2020)08-1486-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.08.005

Improvement of Four-Dimensional Signal Constellations and Corresponding OFDM System Model Design

ZHANG Xiang-li, WANG Yong, WANG Dian-hong, CHEN Zhen-xing

(School of Mechanical Engineering and Electronic Information, China University of Geosciences, Wuhan, Hubei 430074, China)

Abstract: In order to improve the spectral efficiency and symbol error rate (SER) of three-dimensional orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, a simple method for designing four dimensional signal constellations and corresponding OFDM system model based on designed constellations are proposed in this paper. In proposed system, the incoming information bits are mapped through four dimensional signal mapper to each subcarrier of OFDM signals which is represented by two complex number. OFDM signal in the frequency domain is modulated into the time domain using the two-dimensional inverse discrete Fourier transform (IDFT). In addition, both designed 8 points and 16 points four dimensional constellations structure have a certain regular. Simulation results show that the proposed system has better SER performance compared with the corresponding three-dimensional OFDM systems, and the spectral efficiency can also be increased by one third.

Key words: four-dimensional signal constellation; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); two-dimensional inverse discrete Fourier transform (IDFT); spectral efficiency; symbol error rate (SER)

1 引言

第五代(5G)移动通信技术与之前的移动业务相比,综合考虑了峰值速率、用户体验速率、频谱效率等八个核心技术指标,信息提供能力更加丰富,对通信系统的稳定性和误码率也有了更高要求^[1].

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multi-

plexing, OFDM)作为一种成熟的多载波调制技术,被认为是5G移动通信的候选关键技术^[2].在OFDM系统中,传输的比特信息需要通过星座图映射到OFDM信号的每个子载波,因而信号星座图是决定OFDM系统性能的关键因素之一.常用的多进制相移键控(M-ary Phase Shift Keying, MPSK)和多进制正交振幅调制(M-ary Quadrature Amplitude Modulation, MQAM)采用的均

为二维信号星座图,完成对 OFDM 信号子载波的映射过程.

然而,用于映射的信号星座图并不仅限于二维,信号点亦可分布在更高的维度空间.在星座图尺寸和发射端平均功率相同的条件下,高维信号能提供更大的最小欧式距离(Minimum Euclidean Distance, MED)^[3,4],因而具有更好的误码率性能^[5-7].

因此,针对高维信号星座图的设计研究日渐成为无线通信领域关注的热点.文献[8]鉴于高维信号具有更优误码率性能考虑,提出了一种基于三维信号映射器和二维离散傅里叶反变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)调制器的三维 OFDM 系统.文献[8~13]则针对三维信号星座图及相应传输系统,研究了包括三维信号星座图的设计、三维信号的传输波形、以及在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)环境下系统码元错误概率的计算等相关内容.除了数字通信,高维信号也被应用于光通信^[11-14].文献[13]采用三维 OFDM 技术实现了在二维相干光通信中 16.27 Gb/s 的数据传输速率,且系统性能优于传统的二维 OFDM 系统.高维信号已经被证明具有明显优于低维信号的通信系统性能,也被用于实现可靠而有效的实际通信系统中^[3].

然而,当前针对高维信号的研究主要集中在三维 OFDM 系统.这里,每个子载波表示为一个三维实数列向量,对于一个子载波数为 N 的三维 OFDM 信号,在经二维 IDFT 调制和并串转换后,会在时域产生 $3N$ 个复数数据抽样^[12,13],在数据传输速率和信道条件不变的情况下,三维 OFDM 系统的传输带宽是传统二维 OFDM 系统的三倍,导致系统的频谱效率降低.四维信号作为一种有效的改进解决方案,其维度满足 2 的指数次幂,更有利于应用在数字通信领域.文献[4]首次给出了一些较低进制的四维信号星座图,但其信号点分布不规则,且难以与诸如网格编码调制(Trellis Coded Modulation, TCM)等编码技术相结合以进一步改善系统的误码率性能,因此设计缺乏实用性^[15].

若能设计具有规则分布的四维信号星座图,且能有效改善高维信号频谱效率低的问题,则可明显提高高维信号在未来无线通信系统中的实用性.因此,本文在文献[4]的基础上,提出了一种改进的四维信号星座图设计方法,通过利用球填充理论,找到确定维度的最大密度填充方式,使信号点分布具有一定的规则.理论分析表明,这种改进设计方法可进一步提高高维 OFDM 系统的频谱效率并改善误码率性能.通过在 AWGN 信道环境下对系统性能进行仿真验证,结果表明本文给出的设计方法可以在保证系统误码率性能的前提下,有效节省带宽资源,且设计更为简化.

2 星座图改进方法及系统模型设计

2.1 四维信号星座图改进设计方法

按照多维信号星座图设计理论,星座图维度越高,信号间的 MED 越大^[3].因此,无线通信领域的研究人员不断探求如何从更高维的空间来解决数据传输的可靠性问题.然而,随着信号空间维数的增加,系统设计的难度也随之变大,使当前的研究主要集中在三维和四维信号.

在星座图设计过程中,相邻信号间需要满足最大化 MED 的要求.为此,可以把每个星座点看成半径为 1 的多维超球体,在单位体积内利用球填充理论,根据调制映射所需的星座点总数,找到确定维度的最大密度填充方式.最终设计的信号星座图,可以由多个超球体构成,且每个超球体的半径应该是事先确定的.

通常,一个四维信号星座图可以表示为一个二维矩阵 $S_{4D} = [S_0 \ S_1 \ \cdots \ S_m \ \cdots \ S_{M-1}]$, $0 \leq m \leq M-1$,其中 $S_m = (x, y, z, k)^T$ 是一个四维实数列向量,表示星座图中的一个信号点, x, y, z 和 k 表示信号点坐标值, T 表示转置, M 表示四维信号星座图的尺寸.

文献[4]通过搜索过程来寻求星座图 MED 的最大化,并给出了尺寸不超过 32 的四维信号星座图的最佳信号点坐标.虽然文献[4]给出了一些较低进制的最佳四维信号星座图,但其采用的搜索算法导致信号点分布不规则,难以充分体现高维信号增大最小欧式距离带来的误码率优势.

为了获得具有更优性能的四维信号星座图,本设计在基于文献[11]提出的优化三维信号星座图设计的基础上,利用具有超球体特性 MED 的三维信号星座图,设计了两种低阶四维信号星座图,包括 8 点和 16 点的四维信号星座图.为了使星座图具有更好的规则性和对称性,并减小设计的复杂度,在进行维度扩展的过程中,通过对称旋转已知最优的三维星信号星座图,得到双耦合的结构,再利用信号星座点之间的超球体等距性,获得扩维后星座点的位置.同时,按照这个思路完成的星座点设计属于具有最密集排列的空间坐标分布,因此可获得较大的系统性能增益.双耦合的空间结构,也降低了接收端信号检测的复杂度,可利用子空间划分的模式,减少信号点间欧式距离计算的过程.下面分别给出 8 点和 16 点四维信号星座图的具体设计方案,如图 1、图 2 所示.

图 1 给出了 8 点四维信号星座图设计方法.其中图 1(a)是一个具有 8 个信号点的正六面体结构,在保证 MED 最大化的条件下选取其中 4 个点组成一个正四面体结构,如图中黑色信号点所示.正四面体结构也是具有最优 MED 值的 4 点三维信号星座图.图 1(b)是图 1

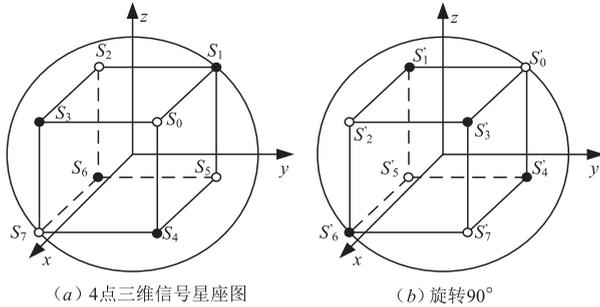


图1 8点四维信号星座图设计

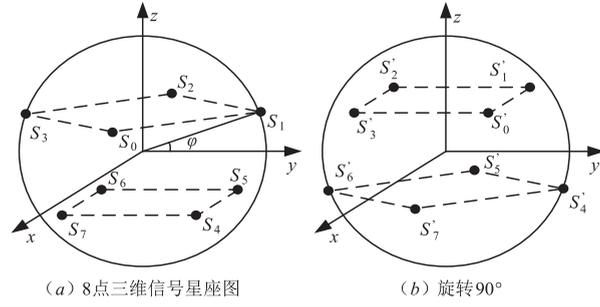


图2 16点四维信号星座图设计

(a)沿 z 轴逆时针旋转 90° 得到的三维信号星座图. 我们可以将图 1(a) 和图 1(b) 中的 8 个黑色信号点作为所设计四维信号星座图的基础部分, 再增加一个维度组成一个 8 点的四维信号星座图, 其中图 1(a) 增加的

第四维坐标用 H 表示, 图 1(b) 增加的第四维坐标用 $-H$ 表示, 由此得到的 8 点四维信号星座图信号点坐标如式(1)所示:

$$S_{4D,8} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r \\ \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r \\ \frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & \frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r & -\frac{\sqrt{3}}{3}r \\ H & H & H & H & -H & -H & -H & -H \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中, r 表示信号点的幅度, 且令 $r^2 + H^2 = 1$ 使星座图具有归一化的单位平均功率. 为了最大化 MED, 图 1 中信号点 (S_1, S_4) 、 (S_1, S'_1) 间应具有相同的距离, 即该星座图的 MED 距离, 这时有方程组(2)成立:

$$\begin{cases} S_1 S_4^2 = \left(-\frac{\sqrt{3}}{3}r - \frac{\sqrt{3}}{3}r\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{3}r + \frac{\sqrt{3}}{3}r\right)^2 \\ S_1 S'_1{}^2 = \left(\frac{\sqrt{3}}{3}r + \frac{\sqrt{3}}{3}r\right)^2 + 4H^2 \end{cases} \quad (2)$$

解得:

$$r = \frac{\sqrt{3}}{2}, H = \frac{1}{2} \quad (3)$$

$$S_{4D,16} = \begin{bmatrix} r_0 & 0 & -r_0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & 0 & -r_0 & 0 & r_0 \\ 0 & r_0 & 0 & -r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & \frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & -\frac{\sqrt{2}}{2}r_0 & r_0 & 0 & -r_0 & 0 \\ h & h & h & h & -h & -h & -h & -h & h & h & h & h & -h & -h & -h & -h \\ H & H & H & H & H & H & H & H & H & -H \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $r_0 = r \cos \varphi$, $h = r \sin \varphi$, r 表示图 2 中信号点的幅度, $r^2 + H^2 = 1$. 图 2 中信号点 (S_1, S_0) 、 (S_1, S_4) 、 (S_1, S'_1) 间应该有相同的距离, 并将 r_0 和 h 代入有方程组(5)成立:

$$\begin{cases} S_1 S_0^2 = 2r^2 \cos^2 \varphi \\ S_1 S_4^2 = r^2 (2 + 2 \sin^2 \varphi - \sqrt{2} \cos^2 \varphi) \\ S_1 S'_1{}^2 = (2 - \sqrt{2})r^2 \cos^2 \varphi + 4(1 - r^2) \end{cases} \quad (5)$$

解得:

图 2 给出了 16 点四维信号星座图的设计过程, 其中图 2(a) 为 8 点三维信号星座图^[11], 它具有比正六面体结构更大的 MED 值, 且所有信号点分布在同一个球面上, 具有相同的信号幅度. 图 2(b) 是图 2(a) 沿 z 轴逆时针旋转 45° 得到的三维信号星座图. 将图 2 中 16 个黑色信号点作为待设计四维信号星座图的基础部分, 同样再增加一个第四维坐标, 组成一个 16 点的四维信号星座图. 同样, 令图 2(a) 增加的第四维度坐标用 H 表示, 图 2(b) 增加的第四维坐标用 $-H$ 表示, 由此得到 16 点四维信号星座图, 其信号点坐标如式(4)所示:

$$r = \sqrt{\frac{1+2\sqrt{2}}{2+2\sqrt{2}}}, \varphi = \arcsin \sqrt{\frac{\sqrt{2}}{4+\sqrt{2}}} \quad (6)$$

综上, 具有一定的规则性和对称性的四维信号星座图可按照以下步骤进行设计:

步骤 1 选取尺寸为 $M/2$ 的具有较大 MED 值常数包络三维信号星座图, 作为基础星座图 $S_A = [S_{A1}, S_{A2}, \dots, S_{Am}, \dots, S_{AM/2}]$, $1 \leq m \leq M/2$, S_{Am} 表示一个三维实

数列向量, M 表示目标四维信号星座图的尺寸;

步骤 2 在保证 MED 最大化的条件下, 将基础星座图 S_A 旋转一个角度, 得到星座图 $S_B = [S_{B1}, S_{B2}, \dots, S_{Bm}, \dots, S_{BM/2}]$, S_A 和 S_B 应具有最大化的 MED;

步骤 3 分别对星座图 S_A 和 S_B 增加第四维坐标 $H_A = [H_1, H_2, \dots, H_m, \dots, H_{M/2}]$, $H_B = [-H_1, -H_2, \dots, -H_m, \dots, -H_{M/2}]$, $H > 0$, 且 $r^2 + H^2 = 1$ (归一化), r 表示基础星座图信号点的幅度;

步骤 4 联立方程组, 计算所有可能的具有最小 MED 相邻信号点距离, 使之相等.

2.2 四维 OFDM 系统模型

基于所设计的四维信号星座图, 构建四维信号映射的 OFDM 系统模型, 系统方框图如图 3 所示.

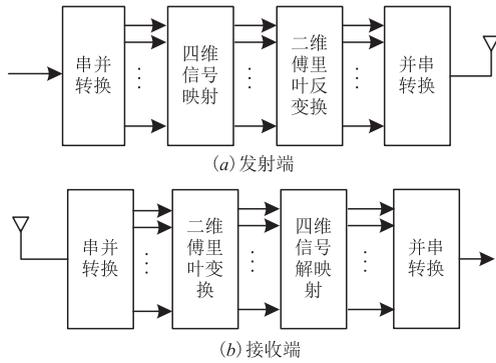


图3 四维OFDM系统方框图

假设 OFDM 信号的子载波数为 N , 输入的二进制比特信息首先经过串并转换, 每 $b = \log_2 M$ 比特为一组. 经四维信号映射后, 一个频域基带 OFDM 信号可以表示为:

$$\begin{aligned} S'_{Tr} &= [S_{m,0}^T \quad S_{m,1}^T \quad \cdots \quad S_{m,N-1}^T] \\ &= \begin{bmatrix} x_{m,0} & x_{m,1} & \cdots & x_{m,N-1} \\ y_{m,0} & y_{m,1} & \cdots & y_{m,N-1} \\ z_{m,0} & z_{m,1} & \cdots & z_{m,N-1} \\ k_{m,0} & k_{m,1} & \cdots & k_{m,N-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

这里, 四维实列向量 S_m^T 表示尺寸为 M 的四维星座图中的一个信号点. 为了节省带宽, 四个实数值可被任意组合成两个复数, 不失一般性, 组合后频域基带 OFDM 信号可表示为:

$$S_{Tr} = \begin{bmatrix} x_0 + jy_0 & x_1 + jy_1 & \cdots & x_{N-1} + jy_{N-1} \\ z_0 + jk_0 & z_1 + jk_1 & \cdots & z_{N-1} + jk_{N-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

采用二维 IDFT 将频域 OFDM 信号调制到时域, 所得的时域 OFDM 信号如式(9)所示, 这里 $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$, $0 \leq n_2 \leq N_2 - 1$, k_1 和 k_2 分别为矩阵 S_{Tr} 的行和列索引下标.

$$s_{Tr}(n_1, n_2) = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} (S_{Tr}(k_1, k_2)$$

$$\cdot \exp\left[\frac{j2\pi n_1 k_1}{N_1}\right] \exp\left[\frac{j2\pi n_2 k_2}{N_2}\right]) \quad (9)$$

由于每一列只有两个复数数据, 所以 N_1 等于 2. 调制后的时域 OFDM 信号经并串转换后送入信道. 假设信道为 AWGN 信道, 则在接收端接收到的时域四维 OFDM 信号可以表示为:

$$s_{Re}(n_1, n_2) = s_{Tr}(n_1, n_2) + N_{Re} \quad (10)$$

其中 N_{Re} 表示均值为零、方差为 σ_r^2 的高斯白噪声. 接收信号经接收端串并转换后, 采用二维傅里叶变换把接收的时域 OFDM 信号解调到频域, 频域 OFDM 信号经四维信号解映射和并串转换处理后恢复原始发送的二进制比特信息, 解调后的频域 OFDM 信号可表示为:

$$\begin{aligned} S_{Re}(k_1, k_2) &= \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} (s_{Re}(n_1, n_2) \\ &\cdot \exp\left[-\frac{j2\pi k_1 n_1}{N_1}\right] \exp\left[-\frac{j2\pi k_2 n_2}{N_2}\right]) \end{aligned} \quad (11)$$

在接收端, 首先判断接收信号第四维分量 k 的大小, 如果 $k \geq 0$, 则判定发送信号来自星座图 S_A , 反之则来自星座图 S_B , 然后再按照三维信号解映射算法采用最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 准则, 即如果 $v = \operatorname{argmin}\{\text{Distance}[S_R, S_{3D}(m)]\}$, $1 \leq m \leq M/2$, 则 $S(v)$ 即为解调的四维信号, $\text{Distance}[S_R, S_{3D}(m)]$ 表示接收信号与三维信号星座图 S_A 或 S_B 中信号点的距离. 提出的四维系统信号解映射过程仅比三维系统增加了对第四维信号分量正负的判决过程, 因而简化了系统复杂度.

2.3 频谱效率分析

为了验证所提出的四维 OFDM 系统频谱效率, 我们同时比较二维、三维和四维 OFDM 系统.

(1) 信息传输速率相同条件下: 假设每个 OFDM 信号有 N 个子载波并包含相同的比特信息, 每个子载波均采用相同的 M 进制调制方式且持续时间为 T_s , 则每个 OFDM 信号的信息传输速率 R 为:

$$R = \frac{N \log_2(M)}{T_s} \quad (12)$$

针对二维、三维和四维 OFDM 信号, 每个时域基带 OFDM 信号分别包含 N , $3N$ 和 $2N$ 个复数数据抽样, 则所需要带宽 W 分别为 $W_{2D} = N/T_s$, $W_{3D} = 3N/T_s$, $W_{4D} = 2N/T_s$, 这里 W_{2D} , W_{3D} 和 W_{4D} 分别表示基于二维、三维和四维 OFDM 信号所需要的带宽. 则系统的频谱效率可计算为:

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{N \log_2(M)}{T_s W} \quad (13)$$

(2) 带宽相同条件下: 由于三、四维 OFDM 信号每个子载波包含三个或二个复数数据抽样, 在同样的 OFDM 信号持续时间 T_s 内将导致信息传输速率降低, 这

时 $R_{2D} = N \log_2(M)/T_s$, $R_{3D} = N \log_2(M)/T_s/3$, $R_{4D} = N \log_2(M)/T_s/2$.

根据以上分析,基于二维、三维和四维信号映射的 OFDM 系统的频谱效率可分别计算为:

$$\begin{aligned}\eta_{2D} &= \frac{R}{W} = \log_2(M) \\ \eta_{3D} &= \frac{R}{W} = \log_2(M)/3 \\ \eta_{4D} &= \frac{R}{W} = \log_2(M)/2\end{aligned}\quad (14)$$

分析可知,尽管所提出的四维信号映射 OFDM 系统频谱效率比二维信号有所降低,但四维信号星座图具有明显更大的 MED,而相对于三维 OFDM 系统,四维信号星座图频谱效率改善了 1/3 倍.

3 MED 性能比较与误码率仿真验证

在信号星座图的设计中, MED 是衡量一个星座图好坏的重要标准之一. 在星座图尺寸不变的情况下,大的 MED 能提供更好的噪声容限. 表 1 对本文提出的 8 点、16 点星座图 MED 和现有三维、四维信号星座图进行了对比.

表 1 MED 比较

星座图	三维 8 点	四维 8 点	三维 16 点	四维 16 点
文献[11]	1.2156	-	0.8806	-
文献[3]	-	1.4051	-	-
最优解[4]	-	1.4142	-	1.1368
提出的	-	1.4142	-	1.0824

由表 1 可见,在星座图信号点平均功率为 1 的条件下,所有四维星座图的 MED 均大于同尺寸的三维信号星座图. 对于 8 点四维信号星座图,本文设计方法基于最佳正四面体结构的三维信号星座图,所设计的星座图 MED 值超出文献[11]中 8 点三维信号星座图 16.34%、超出文献[3]中 8 点四维信号星座图 0.65%,具有与文献[4]提供的最优解一样的 MED,且所设计的星座图信号点分布比文献[3]和文献[4]更有规则. 而且,这种设计方法使所设计的四维信号星座图具有一定的可视性(三维基础部分),更利于与编码技术相结合. 利用同样的设计方法,基于 8 点三维信号星座图[11]所设计的 16 点四维信号星座图的 MED 比文献[11]中的 16 点三维信号星座图增加了 22.92%,与文献[4]的最优解 MED 非常接近. 由于所选取的 8 点三维信号星座图并非最优解,所以基于这种三维信号星座图设计的四维信号星座图 MED 略小于最优解,但星座图信号点分布具有一定规则,其三维基础部分具有一定可视性. 采用 TCM 进一步优化系统性能时,规则的星座图信号点分布更有利于获得

最大 MED 的子集分割,可视化的结构也更方便采用多级编码,使平行分支获得更大的 MED,进一步接近香农信道的误码率下限[15].

对所提出的两种四维信号星座图系统误码率性能进行仿真验证,仿真中 OFDM 信号的子载波数设定为 $N = 128$,发送的 OFDM 信号个数为 10^8 ,信道为 AWGN 环境. 为了比较,仿真过程中对比了基于文献[11]的三维 OFDM 系统和基于文献[4]的最优解星座图的 OFDM 系统.

图 4 可见,相同传输速率条件下,本文提出的四维 OFDM 系统误码率性能明显优于相应三维 OFDM 系统[11]. 对于 8 点信号星座图,在系统误码率相同时,所提出系统的信噪比增益较三维 OFDM 系统有明显提高,如在误码率为 10^{-6} 时可达 1.2 dB,与基于文献[4]的最优四维 OFDM 系统相当. 对于 16 点信号星座图,在误码率均为 10^{-6} 时,所提出系统的信噪比增益较三维 OFDM 系统亦有明显提高,可达 1.7 dB,与基于最优解四维信号星座图[4]的系统性能差异仅为 0.4 dB. 根据星座图 MED 值(见表 1)进行理论计算,两种四维系统较三维系统增益理论值分别为 $20 \log_{10}(1.4142/0.2156) = 1.3144$ dB、 $20 \log_{10}(1.0824/0.8806) = 1.7922$ dB,与仿真吻合.

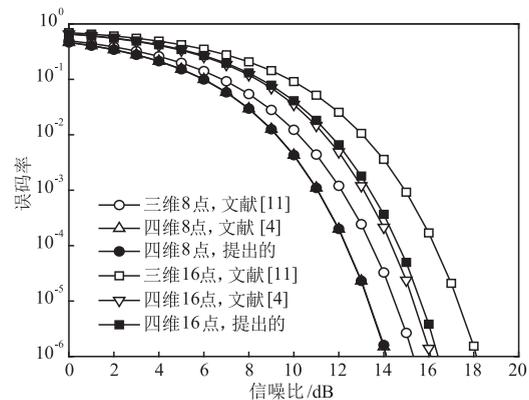


图 4 相同传输速率条件下的误码率性能

图 5 为相同带宽条件下不同系统的误码率性能比较. 由图 5 可以看出,尽管所提出的四维 OFDM 系统的误码率性能略低于相应的三维 OFDM 系统. 但三维 OFDM 系统信息传输速率仅为四维 OFDM 系统的 2/3,更优的误码率性能是以牺牲信息传输速率为代价的,而在信息传输率相同条件下,提出的系统有更好的性能(如图 4 所示).

图 6 则仿真了在频率选择性衰落信道环境中,相同传输速率下,不同系统的误码率性能对比. 仿真过程中,OFDM 信号子载波 $N = 128$,循环前缀(CP)长度为 16,信道脉冲响应(CIR)长度为 10. 由仿真结果可以看出,提出的 8 点、16 点四维 OFDM 系统的误码率性能同样优于二维、三维 OFDM 系统.

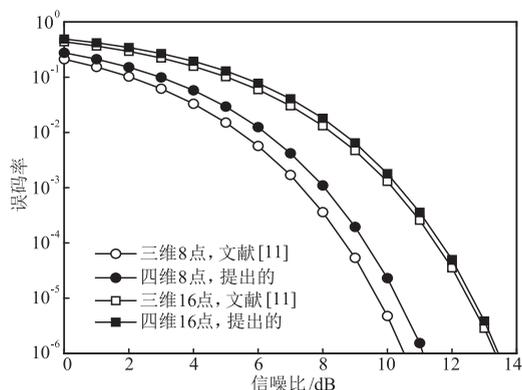


图5 相同带宽条件下的误码率性能

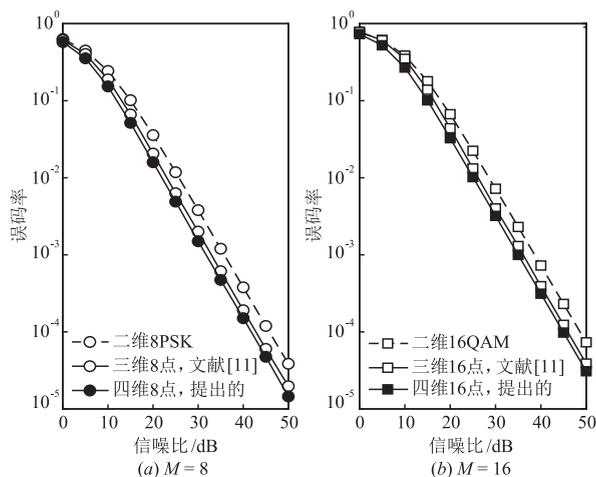


图6 频率选择性衰落信道环境下的误码率性能

4 结束语

本文提出了一种具有规则分布的四维信号星座图改进设计方法,并建立了相应的 OFDM 系统模型.设计过程中为了节省带宽资源,每个四维信号被表示为两个复数组合,使频谱效率较传统三维 OFDM 系统提高了三分之一.论文中详细给出了 8 点和 16 点两种低阶四维信号星座图设计过程,即基于现有的三维信号星座图,通过旋转、组合和增加维度等方法来设计四维信号星座图,使星座图信号点分布具有规则性、对称性和一定的可视性.仿真结果表明,所提出系统在 AWGN 环境下误码率性能相比于传统的三维 OFDM 系统有了明显的提高.同时,本文所提出系统的性能与采用相应最优解四维信号星座图的系统性能几乎相等或十分接近,但星座图信号点排列具有更好的规则性和对称性.

综上所述,本文所提出的四维信号星座图设计方法能够使 OFDM 系统在频谱效率和误码率性能方面较传统的三维 OFDM 系统有明显提升,尽管所占带宽仍高于传统的二维 OFDM 或数据率有所下降,但对于一些带宽资源较为丰富的领域,如光通信领域,可以为其

提供一种技术支持,相对于一些编解码方法在提高系统差错性能方面更为简单、方便.

参考文献

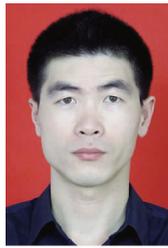
- [1] 张平,陶运铮,张治. 5G 若干关键技术评述[J]. 通信学报,2016,37(7):15-29.
ZHANG Ping, TAO Yun-zheng, ZHANG Zhi. Survey of several key technologies for 5G[J]. Journal on communications, 2016, 37(7):15-29. (in Chinese)
- [2] 李小倩,李为,雷菁,程龙旺. OFDM 系统中基于三维星座旋转的物理层安全加密算法[J]. 电子学报,2017,45(12):2873-2880.
LI Xiao-qian, LI Wei, LEI Jing, CHENG Long-wang. A novel physical layer encryption algorithm based on three dimensional constellation rotation in OFDM system[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(12):2873-2880. (in Chinese)
- [3] PORATH J-E, AULIN T. Design of multidimensional signal constellations[J]. IEEE Processing's: Communications, 2003, 150(5):317-323.
- [4] SLOANE N J A, HARDIN R H, DUFF T S, et al. Minimal-Energy Clusters, Library of 3-D Clusters, Library of 4-D Clusters[OL]. <http://neilsloane.com/cluster/>, 2018-02.
- [5] 候磊,张灿,高绍帅,陈德元. 基于高性能编码调制映射的联合解调译码方法[J]. 电子学报,2018,46(9):2194-2200.
HOU Lei, ZHANG Can, GAO Shao-shuai, CHEN De-yuan. A joint demodulation and decoding method based on high-performance code-modulation mapping[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(9):2194-2200. (in Chinese)
- [6] 雷维嘉,宋海娜,陈胜男,谢显中. 基于无率纠错码和高阶 QAM 调制的收端速率自适应方案[J]. 电子学报,2017,45(8):2001-2007.
LEI Wei-jia, SONG Hai-na, CHEN Sheng-nan, XIE Xian-zhong. Rate adaptive scheme at receiver based on rateless error correcting codes and high order QAM[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(8):2001-2007. (in Chinese)
- [7] 吴湛击,高翔. 一种新的高效自适应的联合编码调制分集的多入多出系统[J]. 电子学报,2013,41(1):132-137.
WU Zhan-ji, GAO Xiang. A novel efficient adaptive joint coding and modulation diversity MIMO scheme[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(1):132-137. (in Chinese)
- [8] KANG S G. An OFDM with 3-D signal mapper and 2-D IDFT modulator[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(12):871-873.
- [9] CHEN Z, CHOI E C, KANG S G. Closed-form expression for the symbol error probability of 3-D OFDM[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(2):112-114.
- [10] RAZA M A, HUSSAIN A. Maximum likelihood SNR estimation of hyper cubic signals over Gaussian channel[J].

- IEEE Communications Letters, 2016, 20(1): 45 – 48.
- [11] CHEN Z, KANG S G. Three-dimensional modulation formats with constant power for optical communication[J]. Optics Express, 2011, 19(23): 22358 – 22363.
- [12] CHEN Jia-wei, JIANG Ming, CHEN Bo. Optical OFDM aided enhanced 3-D visible light communication systems [A]. IEEE/CIC International Conference on Communications[C]. China; IEEE, 2015. 7448746.
- [13] DENG Lei, WANG Xiao-long, ZHOU Cong, et al. Experimental demonstration of a 16.27 Gb/s 2-D coherent optical OFDM system with 3-D signal mapper and 2-D IFFT modulator[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(4): 1177 – 1183.
- [14] YU Zhen-ming, CHEN Ming-hua, CHEN Hong-wei, et al. Adaptive three-dimensional optimization for optical direct-detection OFDM[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(9): 1506 – 1512.
- [15] HUANG Ying, LEI Jing. Coding scheme based on multi-dimensional constellations for relay-assisted multi-user system[J]. IET Communications, 2016, 10(16): 2222 – 2232.

作者简介



张祥莉 女, 1977 年 8 月生, 河北邢台人。2005、2013 分别在北京航空航天大学、华中科技大学获硕士、博士学位。现为中国地质大学(武汉)电信系副教授。主要从事无线通信发射、接收关键技术方面研究。
E-mail: zhangxiangli@cug.edu.cn



陈振兴(通讯作者) 男, 1982 年 10 月生, 辽宁葫芦岛人。2008 和 2012 年在韩国国立庆尚大学分别获硕士、博士学位。现为中国地质大学(武汉)电信系讲师。主要研究方向: 无线通信、高维信号处理。
E-mail: chenxz@cug.edu.cn