

文章编号: 2095-4980(2025)02-0132-06

基于三通道 QAM 伪正交的调制无线系统

尹晓冬, 何小利

(四川轻化工大学 计算机科学与工程学院, 四川 自贡 643002)

摘要: 在无线通信技术的迅速发展, 正交幅度调制(QAM)已成为卫星通信和移动通信领域的关键调制技术。误码率(BER)作为评估无线通信系统可靠性的核心指标, 研究降低 BER 的方法显得尤为重要。为优化 QAM 技术并降低 BER, 介绍了一种 QAM 改进方法。该方法的核心在于将传统的 QAM 技术中的 2 个正交载波信号, 转换为 3 个在相同频带内相互伪正交的载波信号, 这 3 个载波信号在调制后, 会与 1 个数字信号进行叠加。通过这种设计, 减少了每个信号所承载的数据量, 从而在三维空间星座图中, 任意 2 个点之间的最小距离得以最大化。这一改变不仅提升了噪声容限, 还有效降低了系统的 BER。为验证这一改进方法的有效性, 将其与相移键控(PSK)和传统 QAM 进行仿真比较。仿真结果显示, 提出的三通道 QAM 方法与理论预期的性能一致, 验证了其在实际应用中的可行性和优势。

关键词: 误码率(BER); 星座图; 最小欧氏距离; 调制解调

中图分类号: TN761.93

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2023254

Research on three-channel Quadrature Amplitude Modulation method

YIN Xiaodong, HE Xiaoli

(College of Computer Science and Technology, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong Sichuan 643002, China)

Abstract: In the rapid development of wireless communication technology, Quadrature Amplitude Modulation(QAM) has become a key modulation technique in the fields of satellite communication and mobile communication. The research on reducing the Bit Error Rate(BER) which is a core indicator for evaluating the reliability of wireless communication systems is particularly important. To optimize QAM technology and reduce BER, an improved method of QAM is introduced. The core of this method lies in transforming the two orthogonal carrier signals in traditional QAM technology into three pseudo-orthogonal carrier signals within the same frequency band. After modulation, these three carrier signals are superimposed with a digital signal. Through this design, the amount of data carried by each signal is reduced, thereby maximizing the minimum distance between any two points in the three-dimensional space constellation diagram. This change not only enhances the noise tolerance but also effectively reduces the system's BER. To verify the effectiveness of this improved method, it is simulated and compared with Phase-Shift Keying(PSK) and traditional QAM. The simulation results show that the proposed three-channel QAM method is consistent with the expected performance, verifying its feasibility and advantages in practical applications.

Keywords: Bit Error Rate(BER); constellation; minimum Euclidean distance; modulation and demodulation

随着网络通信技术的飞速发展, 对网络通信的要求越来越高, 尤其是通信速率的提升。根据 Edholm 带宽定律^[1], 无线网络的传输速率将在未来越来越接近有线网络。每隔大约 10 年, 通信技术的带宽和速率都会实现约 10 倍的增长。这一技术进步趋势意味着通信设备的需求将持续增加, 同时对通信系统性能的要求也在不断提升。通信系统的性能在很大程度上依赖于调制方法的选择。传统数字调制技术, 如幅度调制(Amplitude Modulation, AM)、频率调制(Frequency Modulation, FM)和相位调制(Phase Modulation, PM)等尽管应用广泛, 但抗干扰能力

收稿日期: 2023-09-08; 修回日期: 2023-11-20

基金项目: 四川理工大学研究生创新基金资助项目(Y2022187)

较弱, 频谱效率较低, 因此在高频信号传输, 尤其是面临高衰减挑战的场景中表现不佳^[2]。展望未来 6G 无线通信时代, 太赫兹波段有望成为关键的通信频谱资源, 但太赫兹波在自由空间中的传输特性导致其衰减极为显著, 通常信号在传输仅几十米后便会失真, 难以解调回原始基带信号^[3]。值得注意的是, 太赫兹波的衰减特性并非随频率单调增加, 在接近 10 THz 的频段, 损耗反而有所降低^[4]。鉴于此, 高频低衰减的频段在未来无线通信中具有巨大潜力, 但相应的高频信号调制技术仍需不断优化。正交幅度调制(QAM)作为当前重要的信号调制技术之一, 发挥着关键作用。本文研究一种基于三通道 QAM 的伪正交调制系统, 旨在有效降低误码率(BER)和误比特率, 从而更好地适应未来通信技术的发展需求。

1 系统模型设计

本文提出一种创新的三通道 QAM 方法, 该方法的核心在于: 将 3 个独立的数字基带信号分别调制到 3 个相互伪正交的载波信号上进行传输。具体而言, 这 3 个数字基带信号被分配到 3 个不同的载波上, 这些载波之间具有伪正交性, 能够在相同的带宽和频率范围内共存而不相互干扰。在传输过程中, 这 3 个经过调制的载波信号并非直接叠加, 而是与 1 个预设的数字基带信号进行混频处理。混频发生在最终信号叠加之前, 目的是将预设信号的特性融入到最终的传输信号中, 即最终传输的信号是由 3 个经过伪正交载波调制的模拟信号以及 1 个额外的预设数字信号叠加而成的复合信号。伪正交性的应用是这一方法的关键所在, 它确保了即使在有限的带宽和频率资源下, 各通道的信号也能够被有效地分离和解调^[5]。通过这种方式, 不仅提高了频谱的利用效率, 还增强了信号的抗干扰能力和传输质量。最终, 经过精心设计的复合信号由天线发射出去, 实现了高效、可靠的信息传输。

本文以 64QAM 为例, 详细阐述了三通道 QAM 调制方法的应用。在数字通信系统中, 信息通常以二进制序列的形式进行传输。64QAM 的一个显著特点是, 其单个码元能够代表 6 bit 的二进制序列。传统的 QAM 调制方法依赖于 2 路正交信号进行传输, 即 6 bit 的二进制数被均匀分配到这 2 路信号中, 每路信号负责调制 3 bit 二进制序列。本文提出的三通道伪正交信号调制方法则有所不同, 其调制流程如图 1 所示: 6 bit 的二进制序列被分割成 3 组, 每组 2 bit, 然后分别通过串并行转换模块进入 3 个独立的调制信道。其优势在于, 每个信道需要调制的二进制比特数减少, 从最初的每条通道的 8 种振幅改变为当前的 4 种振幅(即 $8 \times 8 = 4 \times 4 \times 4$), 从而降低了电平转换的复杂度。尽管组合方式有所不同, 但保持了相同的信息表示能力。要实现 3 个完全正交的载波信号, 且频率相同, 设计简单, 是一项技术挑战。因此, 本文选择在同一频率下使用 3 个相互伪正交的高频载波信号, 这些信号中的任意 2 个在一个周期内是非正交的, 但任意 2 个载波信号的同周期内的积分是一致的。利用这一特性, 可在信号发射前叠加 1 个预设数字信号调整信号, 以实现正交的目的, 补偿幅度差值。天线最终发射的调制模拟信号由这 3 个通道的模拟信号以及 1 个预设的数字信号共同组成。这种方法不仅提高了频谱资源的利用效率, 还通过伪正交性的引入和预设信号的调整, 增强了信号的抗干扰能力和传输质量。

3 个调制模拟信号的数学表达式模型为:

$$f_a = A(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t) \quad (1)$$

$$f_b = B(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t + 2\pi/3) \quad (2)$$

$$f_c = C(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t + 4\pi/3) \quad (3)$$

$$f(t) = f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) + \frac{(A(t) + B(t) + C(t))}{4} \quad (4)$$

式中: f_a 、 f_b 和 f_c 分别为每一路通道调制后形成的已调信号; $A(t)$ 、 $B(t)$ 和 $C(t)$ 分别为随着时间变化 3 个通道的电平变化情况; ω_0 为载波频率; $f(t)$ 为最终通过天线发射的传输信号。式(1)~(3)给出了 3 个通道的载波信号, 每两两相位相差 $2/3$ 个周期。

载波波形如图 2 所示, 图中的第 1 行和第 1 列为 3 个载波信号的波形形式, 其他图为某行与某列 2 个载波叠加

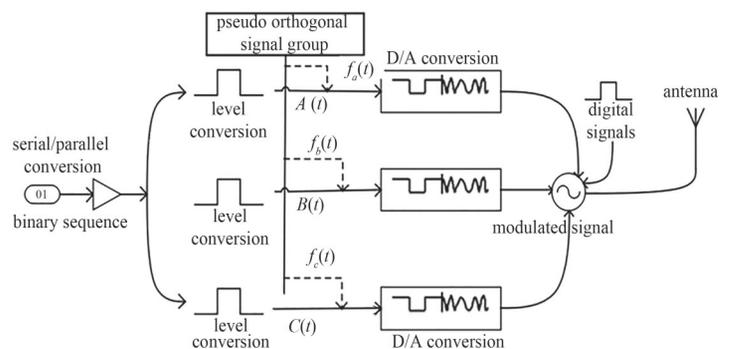


Fig.1 Modulation flow chart

图 1 调制流程图

信号的波形。从图中可以发现，如果来自不同路径的任意 2 个信号混合叠加，1 个周期内波形的积分是 1 个固定值 L_1 ；来自相同 2 个路径下的信号叠加，1 个周期内的波形的积分为另外一个固定值 L_0 。2 个固定值在解调中起着非常关键的作用，会通过一定的数字信号进行幅度补偿。

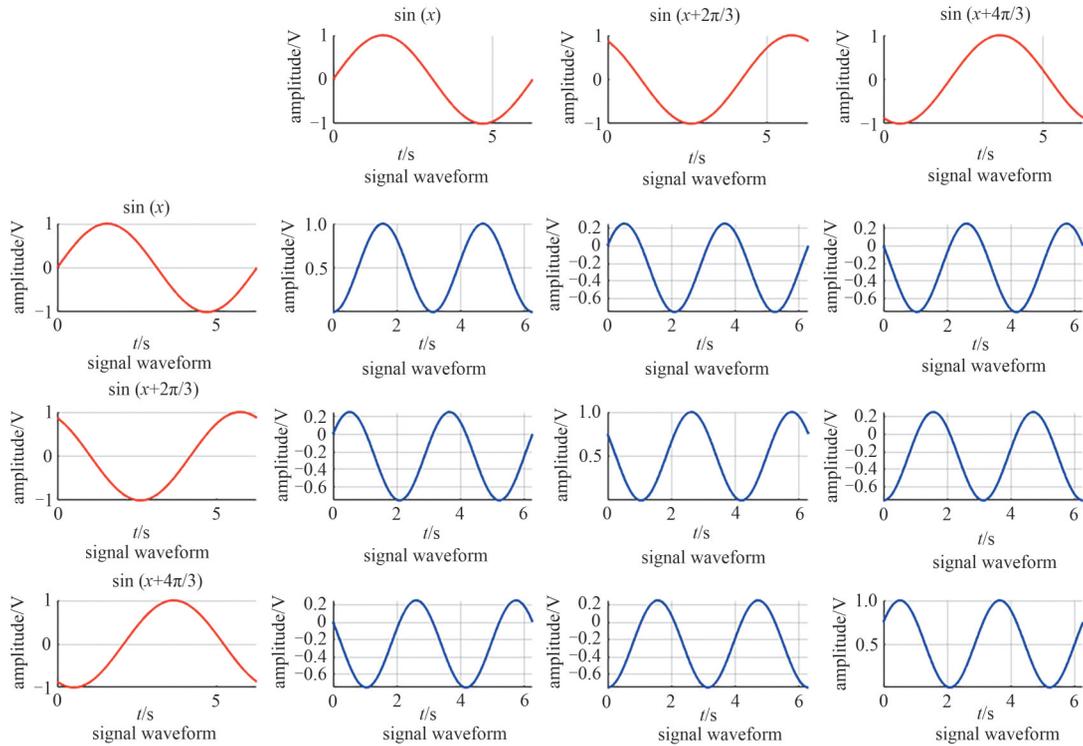


Fig.2 Pseudo orthogonal signal waveforms
图 2 伪正交信号波形

信号的解调流程如图 3 所示。在系统接收端，信号首先经由 1 个关键组件低噪声放大器，增强信号输出的信噪比，提升信号质量^[6]；然后，信号被分为 4 个独立的解调通道进行处理，这是整个信号处理流程的独特之处。第 1 个通道：信号首先通过低通滤波器，去除信号中的高频分量，提取出其中的数字信号，这个提取出的数字信号用作后续 3 个通道解调过程中的补偿基准。其他 3 通道则进行不同的解调处理，方法与传统的 QAM 一致。使用预设的 3 个伪正交载波信号与每个通道的信号进行混频上变频处理，然后通过低通滤波器，提取出传输的基带信号。最后，仅需将第 1 通道所获得的数字信号分别叠加至第 2~4 通道上，获得初始基带信号，即可还原出初始的电平高低。

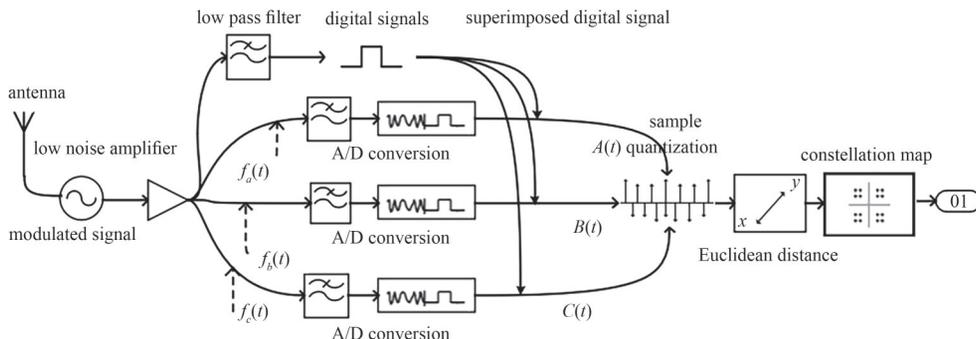


Fig.3 Demodulation flow chart
图 3 解调流程图

其原理可通过第 2 通道说明。假设在解调过程中第 2 通道混频的载波信号为 $\sin(2\pi\omega_0 t)$ ，则该载波信号将与所接收且放大的 $f(t)$ 信号进行混频低通滤波处理。其中 $f(t)$ 由几部分信号组成，此过程可视为 $\sin(2\pi\omega_0 t)$ 载波信号与 $f(t)$ 的每个组成信号分别混频滤波后相加的过程。第 1 部分为 $\sin(2\pi\omega_0 t)$ 与 $A(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t)$ 混频处理后的低频分量，为数字信号 $A(t)/2$ ；第 2 部分为 $\sin(2\pi\omega_0 t)$ 与 $B(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t + 2\pi/3)$ 混频处理后的低频分量，为数字信号 $-B(t)/4$ ；第 3

部分为 $\sin(2\pi\omega_0 t)$ 与 $C(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t + 4\omega/3)$ 混频处理后的低频分量，为数字信号 $-C(t)/4$ ，则载波信号 $\sin(2\pi\omega_0 t)$ 与接收到的信号 $f(t)$ 混频过滤后得到的低频信号分量为 $A(t)/2 - B(t)/4 - C(t)/4$ 。同理，第 3 通道与载波 $\sin(2\pi\omega_0 t + 2\pi/3)$ 混频，第 4 通道与载波 $\sin(2\pi\omega_0 t + 4\pi/3)$ 混频，得到的低频分量分别为 $-A(t)/4 + B(t)/2 - C(t)/4$ 和 $-A(t)/4 - B(t)/4 + C(t)/2$ 。

为能够在第 2 通道得到只与 $A(t)$ 一个变量相关的信号，可利用第 1 个通道解调获得的数字信号 $(A(t) + B(t) + C(t))/4$ 与第 2 通道解调出的数字信号叠加，即可弥补带来的电平差值，最终第 2 通道得到的数字信号电平为 $3A(t)/4$ 。同理，第 3 通道、第 4 通道分别为 $3B(t)/4$ 、 $3C(t)/4$ 。即电平幅度为初始基带信号的 $3/4$ 倍，最终需要将基带信号放大 $4/3$ 倍以恢复最初需要传输的基带信号。前文中提到的混频信号一个周期内的积分固定值 L_0 与 L_1 ，可表示为混频过滤后得到的数字信号 $A(t)$ 、 $B(t)$ 和 $C(t)$ 的倍数，即 $L_0 = 1/2$ ， $L_1 = -1/4$ ，从而最终解析传输的二进制序列。4 个通道的数学表达式为：

$$D(t) = (A(t) + B(t) + C(t))/4 \tag{5}$$

$$F_a(t) = [f(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t) + D(t)] \times 4F_{LP}/3 \tag{6}$$

$$F_b(t) = [f(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t + 2\omega/3) + D(t)] \times 4F_{LP}/3 \tag{7}$$

$$F_c(t) = [f(t) \times \sin(2\pi\omega_0 t + 4\omega/3) + D(t)] \times 4F_{LP}/3 \tag{8}$$

式中： $F_a(t)$ 、 $F_b(t)$ 、 $F_c(t)$ 为最终随着时间变化的数字信号函数； F_{LP} 为低通滤波器。

使用采样器对数字信号进行采样、量化和求取平均值，获得数字信号电平。此时，每个通道都得到 1 个平均值。采用最小欧氏距离方法，可计算出该信号处于星座图的星座点位置，并可解调传输的 6 bit 二进制序列。最小欧氏距离为：

$$d = \sqrt{(x - A_n)^2 + (y - B_n)^2 + (z - C_n)^2} \tag{9}$$

式中： x 、 y 和 z 为采样每个通道得到的结果； A_n 、 B_n 和 C_n 为每个通道的、没有噪声影响确定的电平幅度值，也是精准无误传输应该得到的值。

找到满足最小欧氏距离的 A_n 、 B_n 和 C_n ，最终映射到星座的点为 (A_n, B_n, C_n) ，从而得到星座图对应传输的二进制值。 (A_n, B_n, C_n) 三维星座点应该有 64 种可能，使用排列组合求出满足最小欧氏距离的这一组星座点即可。

解调过程可总结如下：

- 1) 首先，对数字信号进行滤波；然后，对 3 个信道进行采样，并计算出每个信道得到的平均值；
- 2) 通过得到的平均值分别计算与 64 个星座点的欧氏距离；
- 3) 找到满足最小欧氏距离的一组星座点 (A_n, B_n, C_n) ，即可确定传输的 6 bit 二进制序列。

2 星座图结构设计

星座的最小欧氏距离是影响数字通信系统误码性能的一个核心决定因素，增大最小欧氏距离能够显著提升信号在传输过程中的抗噪声能力。如果一个星座的信号点数固定，则将平均功率归一化，最小欧氏距离随着信号空间^[7]维数的增加而减小。

近年来，通信领域引入了一种高效设计多维信号星座的算法^[8]。本文也为三通道 QAM 设计了一种简洁直观的立方体三维星座结构。在设计此类星座结构时，需遵循的关键原则为：在预设的最大功率约束下，应确保所有星座点之间的欧氏距离尽可能大。这是因为星座点间的欧氏距离直接关系到信号抵抗信道噪声的能力，即点与最近邻点之间的距离越远，抗噪声性能越强。但随着 QAM 调制阶数的增加，星座点数量也随之增加，星座图变得更为密集，在有限的欧几里得空间内，星座点间的拥挤会增加解调过程中的误差概率，使误码率增加。为有效降低误码率，在受限的空间内应尽可能增大任意 2 个星座点之间的距离，这是星座结构设计的核心挑战。

图 4 为三维 8 阶星座图和 32 阶星座图。首先，设置星座的中心位置在三维坐标原点 $(0,0,0)$ 处，并设 d 为星座图上各点之间的最小欧氏距离。基于三维的 8 个星座点 $(2^3 = 8)$ ，根据所处位置分布在 8 个象限中，每个象限都有一个

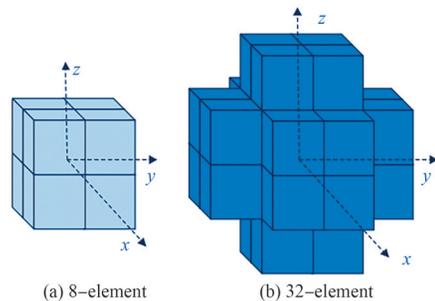


Fig.4 Three dimensional 8-element and 32-element constellation
图 4 三维 8 阶星座图和 32 阶星座图

星座点, 8 个星座点的坐标为 $(\pm d/2, \pm d/2, \pm d/2)$ 。星座点逐渐添加到最外层, 直至最外层变满。每一层最多可添加 K 个星座点:

$$K(i) = \begin{cases} 8i^3, & \text{if } i=1 \\ 8[i^3 - (i-1)^3], & \text{if } i=2, 3, 4, \dots \end{cases} \quad (10)$$

式中 i 表示星座图的层数。

当三维信号空间前 2 层 ($i=1, i=2$) 均被星座点覆盖时, 结果为 1 个 64 阶星座图, 其坐标值在每个维度上有 4 种可能性: $d/2$ 、 $-d/2$ 、 $3d/2$ 、 $-3d/2$ 。每个维度选择的值排列组合成 $4 \times 4 \times 4 = 64$ 个不同的星座点, 对应于不同的 6 bit 二进制序列。

在排列这些星座点时, 遵循特定的填充顺序。星座点按照由内到外的层次结构逐层填充, 但并非在同一层内任意排列。即使同一层上, 各点到中心点的欧几里德距离也可能不同, 这意味着其信号发射功率也不同。为最小化整个星座图归一化后的平均功率, 计算每一层中所有点所需的功率, 并优先填充传输功率最低的点。这些点通常是距离 x 、 y 、 z 轴线垂直距离最近的点。随后按照功率递增的顺序继续填充该层, 直到该层被完全填满。完成一层后, 再开始下一层的填充过程。这种设计目的在于两个方面: 一是通过优先填充功率较低的点减小整个星座图的平均发射功率; 二是通过增大任意 2 点星座点之间的距离, 减小信道噪声对信号的影响, 减小误码率。通常情况下, 这种星座图的设计并不局限于只有 2 的 n 次方个星座点, 可根据实际需要, 灵活调整星座点的数量, 以满足不同数量的码元需求。这样的设计使星座图在保持高效性的同时, 也具备了高度的灵活性和可扩展性。

如图 5 所示, 三维 64 阶星座图中的第 2 层的 56 个星座点分别填充了 3 种不同的传输功率, 相同的颜色表示属于同一功率的星座点, 其中蓝色小方块表示功率为 E_1 , 绿色小方块表示功率为 E_2 , 橙色小方块表示功率为 E_3 , 分别为:

$$E_1 = \left(\frac{3d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 \quad (11)$$

$$E_2 = \left(\frac{3d}{2}\right)^2 + \left(\frac{3d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 \quad (12)$$

$$E_3 = \left(\frac{3d}{2}\right)^2 + \left(\frac{3d}{2}\right)^2 + \left(\frac{3d}{2}\right)^2 \quad (13)$$

式中 d 为星座点之间的最小欧氏距离。

E_1 、 E_2 、 E_3 对应的星座点数分别为 24、24、8 个, 则 64 阶星座图的平均功率还需加上第 1 层的 8 个星座点, 其平均功率为:

$$E_{64} = \frac{1}{64} \left\{ 8 \left[\left(\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 \right] + 24E_1 + 24E_2 + 8E_3 \right\} = 3.75d^2 \quad (14)$$

传统的 64 阶星座图, 有 9 种不同的发射功率级别, 这些功率从小到大依次对应的星座点数为 4、8、4、8、8、12、8、8、4 个。基于这些功率分布, 可计算出传统 64 阶星座图的平均功率为 $10.5d^2$ 。

相较于传统星座图, 三维星座图在结构设计的平均功率上显著降低。这一特性源于三维星座图相较于同阶传统星座图在平均功率上的优化。此优化对无线通信系统具有直接影响, 具体体现在发射功率的减少以及系统抗干扰能力的提升方面^[9]。换句话说, 在维持信号平均传输功率相同且信道噪声条件不变的前提下, 采用该优化后的调制方法, 各星座点之间的欧式距离相对增加, 抗噪声能力增强, 根据通信理论, 将导致误码率降低。因此该星座图的应用不仅优化了功率效率, 还潜在地增强了无线通信系统的传输可靠性和性能。

3 分析系统仿真

利用 Matlab 软件对三通道 QAM 调制技术进行模拟仿真, 同时采用高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 信道模型模拟信道噪声。AWGN 信道模型的特点在于其时域频率特性均匀, 且噪声分布符合高斯分布, 更贴近实际通信环境中的噪声影响。为全面评估三通道 QAM 调制技术的性能, 采用相同的仿真手段和参数, 对包括传统 QAM 和相位键控 (PSK) 在内的多种调制方法进行模拟, 并将结果进行对比分析。这些调制方法在不同

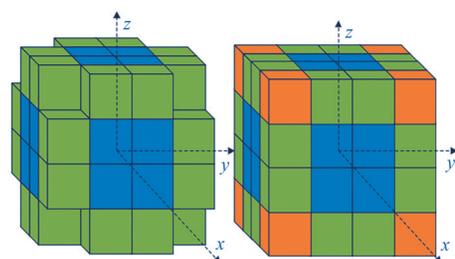


Fig.5 Three dimensional 56-element and 64-element constellation

图 5 三维 56 阶星座图和 64 阶星座图

信噪比下的误码率如图 6 所示，信噪比仿真步长为 1 dB。从图 6 可以看出，在相同调制阶数的情况下，三通道 QAM 调制方法的误码率明显低于传统的 QAM 和 PSK 调制方法。根据计算机网络对误码率的要求(低于 1×10^{-6})，对于传统的 64QAM 调制技术，信噪比至少需达到 18 dB(对应误码率为 4.946×10^{-7})；而本文提出的三通道 QAM 调制方法，在信噪比为 15 dB(对应误码率为 1.198×10^{-7})时，即可达到相同的通信质量。因此，三通道 QAM 调制技术在传输性能上相较于传统方法有显著提升。

4 结论

通过仿真深入分析了所提出调制方法的传输效率，并将其与现有的调制技术进行了全面比较。仿真结果显示，该系统的误码率随着信噪比的增加呈指数级下降。这一特性使该调制方法相较于标准 QAM 调制技术，在信道环境恶劣、噪声干扰大的场景下表现出更优越的性能。此外，该调制方法所需的平均传输功率相对较小，进一步验证了其在实际应用中的可行性。值得注意的是，仿真所得结果与理论分析的预测结果高度一致，为其在实际无线通信系统中的应用提供了有力支持。该调制方法不仅提高了噪声容忍度，而且其结构设计相对简洁明了，并有望显著提升信号传输的可靠性。展望未来，以后的工作将聚焦于无线通信的信道选择以及更高效的编码和调制技术的研发。通过不断优化信道编码方案，有望进一步提升传输性能和传输可靠性，从而构建一个更加安全、更加可行的无线通信系统。

参考文献：

- [1] H ELAYAN, OSAMA A, SHIHADA B. Terahertz band: the last piece of RF spectrum puzzle for communication systems[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020(1):1-32. doi:10.1109/OJCOMS.2019.2953633.
- [2] MONTANT S, RIBEYRE L, VIDEAU C, et al. All-optical programmable 100 GHz phase modulation of narrow band nanosecond energetic pulses[C]// Summaries of Papers Presented at the Lasers and Electro-Optics. CLEO'02. Diges Technical. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2002:278-279. doi:10.1109/cleo.2002.1033945.
- [3] YIN Xiaodong, HE Xiaoli, SONG Yu, et al. Study on the transmission characteristics and the longest transmission distance of 0.1~1 terahertz wave in the atmosphere[C]// International Conference on Artificial Intelligence and Security. Qinghai, China: Springer International Publishing, 2022:149-159. doi:10.1007/978-3-031-06767-9_13.
- [4] 曹相春, 郝建红, 赵强, 等. 地空路径太赫兹波雨天衰减特性分析[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023, 21(8):971-976. (CAO Xiangchun, HAO Jianhong, ZHAO Qiang, et al. Characteristic analysis of rain attenuation for terahertz waves transmission along earth-space paths[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023, 21(8):971-976.) doi:10.11805/TKYDA2022188.
- [5] MADAI AH V K. Method for communication via three pseudo-orthogonal waveforms: US201514882295[P]. 2015-10-13.
- [6] WENG Romin, LIU Chunyu, LIN Pocheng. A low-power full-band low-noise amplifier for ultra-wideband receivers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(8):2077-2083. doi:10.1109/TMTT.2010.2052404.
- [7] 郭帅帅. 空间调制映射与星座图的研究与设计[D]. 济南: 山东大学, 2017. (GUO Shuaishuai. Research and design of space modulation mapping and constellation diagram[D]. Ji'nan, China: Shandong University, 2017.) doi:10.7666/d.Y3240264.
- [8] 李戈辉. 基于几何和概率成形的高阶 QAM 星座图设计[D]. 北京: 中央民族大学, 2020. (LI Gehui. Design of high-order QAM constellation diagram based on geometry and probability shaping[D]. Beijing, China: Minzu University of China, 2020.) doi:10.27667/d.cnki.gzymu.2020.000152.
- [9] 林昌茂. 试论无线电能传输系统中传输功率和效率的影响因素[J]. 无线互联科技, 2016(14):23-24. (LIN Changmao. Discussion on the influence factors of transmission power and efficiency of the radio transmission system[J]. Wireless Internet Technology, 2016(14):23-24.) doi:10.3969/j.issn.1672-6944.2016.14.009.

作者简介：

尹晓冬(1999-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为太赫兹无线通信、调制解调技术. email:1203771232@qq.com.

何小利(1982-), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为网络通信和信息系统、认知无线网络和计算机应用技术领域。

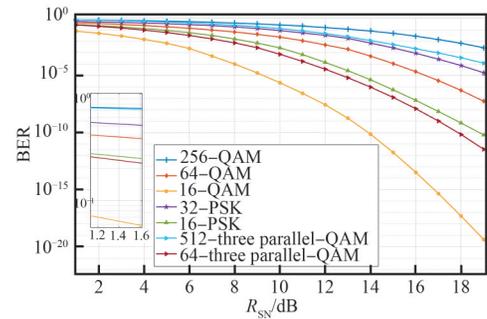


Fig.6 Relationship between BER and SNR

图6 误码率与信噪比的关系