

引用格式:李建国,韩春涛,冯晰宇,等.面向高频段非理想信道的星座图智能优化设计方法[J].信息对抗技术,2024,3(6):35-46. [LI Jianguo, HAN Chuntao, FENG Xiyu, et al. Intelligent optimization method for constellation design in high-frequency non-ideal channels[J]. Information Countermeasure Technology, 2024, 3(6):35-46. (in Chinese)]

面向高频段非理想信道的星座图智能优化设计方法

李建国¹,韩春涛¹,冯晰宇²,叶能¹,杨凯^{2*}

(1. 北京理工大学网络空间安全学院,北京 100081; 2. 北京理工大学信息与电子学院,北京 100081)

摘要 随着通信系统不断向更高频段和更大带宽方向发展,硬件非理想性的影响愈发显著,尤其是功放非线性和相位噪声导致的信号畸变问题。为改善这一状况,提出了一种基于正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)投影的人工智能辅助星座图设计方案。首先,借助基于离散傅里叶扩展正交频分复用(discrete Fourier transform spread orthogonal frequency division multiplexing, DFT-s-OFDM)驱动的神经网络模型,在非理想信道和时频性能指标损失等多重约束下进行星座学习,以降低系统误码率。随后,根据所提出的最小加权径角距离准则,将优化后的星座投影到QAM上,从而设计抗硬件非理想性强,且兼容现有体制的 N -nMod- M -QAM星座。仿真结果表明,在相位噪声影响的信道下,提出的星座调制方案在性能增益和鲁棒性方面均优于同阶QAM、幅度相移键控(amplitude-phase-shift keying, APSK)以及螺旋调制。

关键词 星座图设计;人工智能;功率放大器;相位噪声;正交幅度调制;幅度相移键控;螺旋星座

中图分类号 TN 928

文章编号 2097-163X(2024)06-0035-12

文献标志码 A

DOI 10.12399/j.issn.2097-163x.2024.06.004

Intelligent optimization method for constellation design in high-frequency non-ideal channels

LI Jianguo¹, HAN Chuntao¹, FENG Xiyu², YE Neng¹, YANG Kai^{2*}

(1. School of Cyberspace Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract With the continuous development of communication systems towards higher frequency and larger bandwidths, the impact of hardware non-idealities, such as signal distortion caused by power amplifier nonlinearity and phase noise, has become increasingly significant. In an effort to address this challenge, this paper introduces an artificial intelligence-guided constellation design scheme based on quadrature amplitude modulation (QAM) projection. With the objective of reducing the bit error rate, a neural network model based on discrete Fourier transform spread orthogonal frequency division multiplexing (DFT-s-OFDM) is utilized to facilitate constellation learning under multiple constraints, including non-ideal channels and time-frequency performance loss. Subsequently, the optimized

收稿日期:2024-08-19

修回日期:2024-10-09

通信作者:杨凯, E-mail: yangkai@bit.edu.cn

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62101048, 62171030)

constellation is projected onto QAM based on the proposed minimum radial-angular weighted distance, thus designing an N -nMod- M -QAM constellation that is resistant to hardware non-ideality and compatible with existing systems. Simulation results show that under phase noise channel, the proposed constellation modulation scheme outperforms the same-order QAM, amplitude-phase-shift keying (APSK) and spiral modulation in terms of performance gain and robustness.

Keywords constellation design; artificial intelligence (AI); power amplifier; phase noise; QAM; APSK; spiral constellation

0 引言

当前,无线通信系统正向高频段和大带宽方向迅速演进,毫米波和太赫兹技术已被定位为 Beyond 5G(B5G)和 6G 网络的关键技术之一^[1]。然而,在高频宽带系统中,射频链路硬件的非理想性会导致严重的信号失真和传统调制技术的性能下降^[2-3]。一方面,工作在高频段的功率放大器(power amplifier, PA;简称“功放”)最大输出功率降低,且表现出更强的非线性,这会导致调制信号的幅度和相位失真;另一方面,高频振荡器会产生相位噪声(phase noise, PN),载波频率每提高一倍,相位噪声将增加 6 dB^[4],这会引入信号相位的随机旋转,使信号偏离判决区域。目前,第三代合作伙伴计划(3rd generation partnership project, 3GPP)中的 5G NR(new radio)采用了正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)方案,但 QAM 在硬件设备非理想条件下的性能较差,直接转向 B5G/6G 并不合适。此外,空地融合网络的建设已成为 5G 和 6G 通信网络实现全球陆、海、空、天覆盖的重要趋势^[5],这使得其与现有系统的兼容意义重大。业内亟需一个统一的星座设计方法以支持各类通信网络,同时减轻硬件非理想性的影响。重新评估调制技术和星座图设计方法,使其适用于更高频段并保障数据高速传输,同时解决前向兼容问题,是非常有必要的。

功率放大器在接近饱和点时具有较高的功率效率,但同时也表现出明显的非线性特性。通过优化星座设计来降低传输信号的峰均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)是减少非线性失真、提高功放效率的有效方法之一。文献[6]提出了一种载波注入技术,通过增加星座尺寸,在进行离散傅里叶反变换(inverse discrete

Fourier transform, IDFT)之前,将原星座中的每个点映射到扩展星座中的多个点,借额外的自由度实现了更低的 PAPR。文献[7-8]提出了主动星座扩展策略,在不缩短星座点之间最小欧氏距离的前提下,动态扩展活跃信道中的外部星座点,从而在保证误码率(bit error rate, BER)性能的同时降低 PAPR,但其发射功率有所增大。文献[9]引入了星座移位的概念,打破了传统的一对一比特到符号映射规则。移位后的星座保持最小欧氏距离不变,并遵守格雷映射规则。与星座扩展相比,星座移位所需的额外功率更小。文献[10]和[11]分别设计了六边形星座和蜂窝星座,利用六边形的几何构型优势获得额外的自由度,从而降低 PAPR。但其星座点个数不是 2 的指数次幂,增加了编解码器和信息分配的复杂度。此外,约束星座形成也是降低 PAPR 的可行方案。在特定约束条件下(如平均功率归一化或最大功率归一化等),通过调整同相/正交相位(in-phase and quadrature, I/Q)平面上的星座点来降低 PAPR。通常的优化规则有最大化最小欧氏距离、最大化互信息和最小化误码率等。THOMAS 等^[12]提出的幅度相移键控(amplitude-phase-shift keying, APSK)星座是这一类方法的代表。文献[13]基于格雷映射提出了 Gray APSK,获得了成形增益,与 QAM 相比,Gray APSK 具有更高的平均互信息和更好的误码率性能,且随着调制阶数的增加,这一增益将更加显著。

在高频宽带场景中,由于射频振荡器性能的限制,系统容易受到强烈的相位噪声干扰,导致星座点发生旋转和偏移。此外,相位噪声还会破坏正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统中子载波的正交性,降低系统性能。基于信号星座优化来补偿相位

噪声影响并获得性能增益的问题已在前人的研究中得到广泛探讨。FOSCHINI 等^[14]首次进行了相位噪声下的星座优化研究,通过启发式搜索方法在网格中选择信号点,以最小化 Tikhonov 相位噪声下的误符号率(symbol error rate, SER)。文献[15]推导了在给定相位偏移下的最大似然检测器的误符号率,并应用梯度下降法寻找使误符号率最小的星座。为了减轻相干 APSK 系统中的非线性相位噪声,文献[16-18]采用了幅度与相位 2 级最大似然检测,根据检测结果对低阶 APSK 进行优化,旨在最小化误符号率。在信道噪声和相位噪声均为白噪声的假设下,文献[19]在平均功率约束下使用模拟退火算法,实现了互信息最大化的最优星座设计。KRISHNAN 等^[20]在文献[19]的基础上,综合考虑了相位噪声下的 3 个优化公式,提出了星座设计的分析框架,但所设计的星座较复杂。此外,优化星座几何结构也是抵抗相位噪声的一种有效方法。文献[18, 21-22]证明了星座点位于同心圆上的圆形星座可以在相位噪声信道中获得性能增益,包括圆形 QAM、APSK 以及在幅度-相位域中定义在网格上的星座。文献[22]提出了具有高效二值标记和解调的 Polar-QAM 方案,兼顾性能提升和低复杂度。2008 年, KWAK 等^[23]提出了螺旋 QAM 星座的设计方法,通过暴力搜索确定比特到符号的映射规则,验证了螺旋 QAM 在相位噪声信道中的有效性。DU 和 UGOLINI 等^[24-25]在阿基米德螺旋线上放置星座点,提出了高斯相位噪声下的半解析描述螺旋星座,其信息速率和误码率性能优于 QAM 和 APSK。

综上所述,目前针对硬件缺陷的星座设计方案大多与 5G NR 调制方案不兼容。首先,这些优化后的星座点的 I/Q 值为非整数,增加了数字化处理时的量化误差。另外,这些星座的比特到符号映射方法与 QAM 不同,可能需要不同的调制解调方法和收发机结构。这种不兼容性将给未来的 B5G/6G 通信系统带来很大的不便。因此,业界迫切需要一种统一的星座设计方法。

近年来,人工智能(artificial intelligence, AI)发展迅猛,基于 AI 的物理层技术能够实现智能信号处理,提升物理层性能。其中,深度学习凭借其强大的学习能力和通用近似特性,能够利用

深度自编码器模拟复杂未知的通信系统,并通过模型驱动或数据驱动的训练方式优化通信系统性能。在本文中,我们基于深度学习技术,综合考虑功放非线性失真和相位噪声,提出了一种兼容 NR 的高频传输星座设计方案。首先通过深度学习网络,针对硬件非理想性进行 N 阶星座的优化设计;之后根据一定的距离准则,从 5G NR 定义的满足 $M > N$ 的 M -QAM 中直接选择 N 阶星座点,完成星座图近似;最终得到 N -nMod- M -QAM 星座。通过将信号点投射到 QAM 上,所获得的新星座既可以与现有的 5G 调制方案兼容,同时也保留了原星座在投影前的优点。本文的主要贡献如下:

1) 提出了一种基于 QAM 投影的 B5G/6G 兼容统一星座设计方案。此方法架起了一座桥梁,将针对硬件缺陷优化的新型星座与 5G 标准相匹配,以补偿在非理想条件下 QAM 性能的下降。

2) 提出了一种 NR 兼容的 N -nMod- M -QAM 星座设计,以减轻功放引起的非线性失真。在设计中提出了一种同时考虑径向距离和角距离的距离准则(最小加权径角距离),并基于此准则从 QAM 星座中选取星座点。

3) 评估了所提出的 N -nMod- M -QAM 星座的误符号率性能。仿真结果表明,所提出的 N -nMod- M -QAM 调制方案在误符号率性能上优于同阶的 QAM、APSK 以及螺旋调制方案。

1 系统模型

在高频宽带系统设计中,射频链路的硬件非理想性是不可忽视的重要因素。典型的非理想特性包括功率放大器的非线性和发射端的相位噪声。功率放大器的非线性会引起调制信号的幅值和相位失真,而高频振荡器产生的相位噪声则会对调制信号造成显著的相位损伤。这些非理想特性会严重影响系统的可靠性。在毫米波甚至更高频段内,对这些非理想特性进行恰当的建模具有重要意义。

在 5G 早期阶段,国内外学者就传输波形开展了大量研究,最终在 3GPP NR Release 15 中决定采用具有循环前缀(cyclic prefix, CP)的 OFDM 及其离散傅里叶扩展正交频分复用(discrete Fourier transform spread orthogonal

frequency division multiplexing, DFT-s-OFDM)^[26]。为了确保前向兼容性,本文针对 DFT-s-OFDM 技术进行星座图的改进设计。

本节将讨论高频宽带系统中的非理想信道特性,包括功放非线性和相位噪声模型,并简要介绍 DFT-s-OFDM 技术,对其信道模型进行描述。

1.1 功放非线性响应模型

理想状态下,功放的输出功率与输入功率呈线性关系,输出功率随输入功率的增加而线性增大。然而在实际应用中,功放难以完全实现这种理想特性。具体而言,当信号的振幅或电平进入放大器的非线性区域后,输出功率会趋近于其最大输出限值,不会再随输入功率线性增长。在非线形区域工作时,信号的幅度和相位都会发生畸变。这种畸变在信号的星座图上表现为星座点的散开和旋转。

假设功放的输入信号为:

$$x(t) = A(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (1)$$

则输出信号 $y(t)$ 可以表示为:

$$y(t) = G[A(t)] \cos\{2\pi f_c t + \theta(t) + \Psi[A(t)]\} \quad (2)$$

式中, $G[A(t)]$ 为幅幅调制 (amplitude-modulation-to-amplitude-modulation, AM-AM) 失真,指输入信号幅值 $A(t)$ 与输出信号幅值之间的非线性失真; $\Psi[A(t)]$ 为幅相调制 (amplitude-modulation-to-phase-modulation, AM-PM) 失真,指输入信号幅值 $A(t)$ 与输出信号相位之间的非线性失真。

描述 $G[A(t)]$ 和 $\Psi[A(t)]$ 的常用模型包括 Saleh 模型、Rapp 模型、修正 Rapp 模型和 Ghorbani 模型^[27]。鉴于互补金属氧化物半导体 (complementary metal oxide semiconductor, CMOS) 功率放大器在实际通信系统中的广泛应用,本文考虑了 CMOS 功率放大器模型,采用改进的 Rapp 模型来表征其在高频段内的幅度和相位畸变。CMOS 功率放大器的幅幅调制失真和幅相调制失真分别建模为式(3)和式(4)^[27]:

$$G(A) = g \frac{A}{\left[1 + \left(\frac{gA}{A_{\text{sat}}}\right)^{2s}\right]^{\frac{1}{2s}}} \quad (3)$$

$$\Psi(A) = \frac{\alpha A^{q_1}}{1 + \left(\frac{A}{\beta}\right)^{q_2}} \quad (4)$$

式中, A 为输入信号的幅值; A_{sat} 表示功放饱和点; CMOS 功率放大器模型中使用的参数^[27]如下: $g = 4.65$, $A_{\text{sat}} = 0.58$, $s = 0.81$, $\alpha = 2560$, $\beta = 0.114$, $q_1 = 2.4$, $q_2 = 2.3$ 。

1.2 相位噪声响应模型

本文选用高斯相位噪声模型,以便进行系统分析以及信号优化设计。考虑具有相位噪声的加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信道,接收到的第 k 个信号可表示为:

$$y(k) = x_k e^{j\varphi_k} + n_k \quad (5)$$

式中, x_k 为第 k 个发送星座点; φ_k 为相位噪声样本,服从方差为 σ_φ^2 的零均值高斯分布,即 $\varphi_k \sim \text{CN}(0, \sigma_\varphi^2)$; n_k 是均值为 0, 方差为 σ_n^2 的复高斯噪声,即 $n_k \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2)$ 。高斯噪声样本 n_k 表示一组独立同分布的复高斯随机变量, φ_k 表示接收信号经过相位跟踪和补偿后剩余的相位噪声。为了简化模型和计算,我们采用无相关性的理想化估计对样本 $\{\varphi_k\}$ 进行分析^[20,28], 将剩余相位噪声 $\{\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_{L-1}\}$ 视为一个无记忆的过程^[29], 其中 L 代表接收到的符号数。传输符号 x_k 从信号星座 $\{s_m, m \in \{1, 2, \dots, M\}\}$ 的 M 个点中随机选取, 每个点被发送的概率相等。这种情况下, x_k 和对应的相位噪声 φ_k 完全独立。

1.3 DFT-s-OFDM 信道模型

考虑基于 DFT-s-OFDM 的单用户高频传输链路,其信道模型如图 1 所示。非理想等效信道包括射频前端产生的相位噪声、功放的非线性失真,以及 AWGN 信道模型。

原始信息比特流 \mathbf{b} 经过串并转换后,被映射为调制星座的复值符号 $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{M-1}]^T$, 即零均值且功率归一化的数据符号。随后,对这些符号 \mathbf{s} 进行 M 点的 DFT 预编码,得到数据符号在频域中的表示:

$$a_k = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} s_m e^{-j\frac{2\pi km}{M}}, \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (6)$$

接着对 a_k 进行子载波映射,将 M 个数据符号映射到 N 个子载波上 ($M \leq N$), 其他部分插入若干个零值。映射方式包括集中式映射和分布式映射,如图 2 所示。集中式映射将预编码后的信号映射到连续的子载波上,每个用户使用相邻的一组子载波;而分布式映射则将预编码后的信号映射到离散的子载波上,每个用户使用等间隔

分布在整个频带上的一组子载波,可以获得额外的频率分集增益。根据 M 是否为 N 的整数倍,

分布式映射还可以细分为整数倍映射和非整数倍映射。

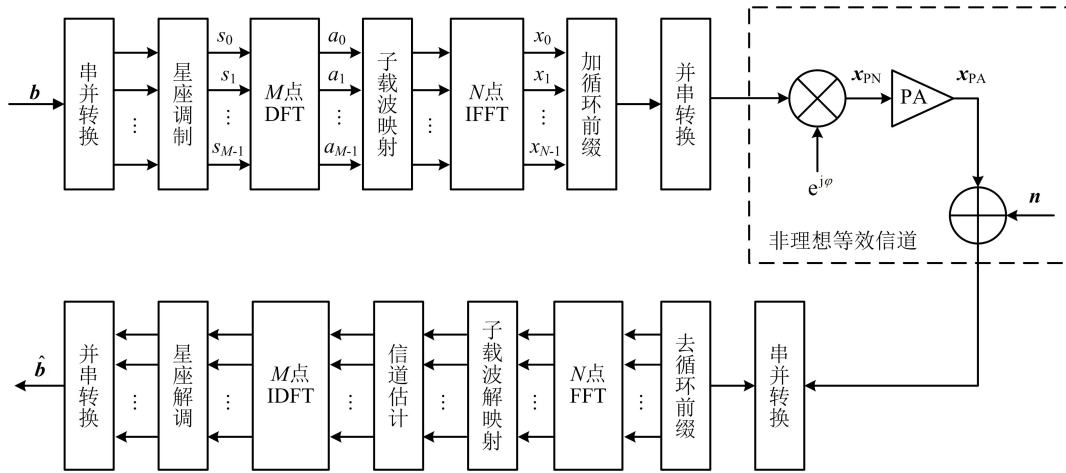


图 1 单用户高频传输链路模型

Fig. 1 Single-user high-frequency transmission link model

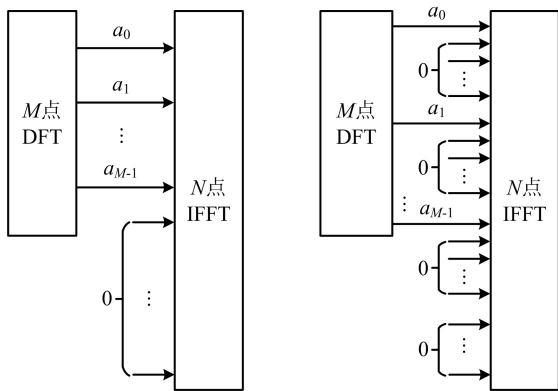


图 2 集中式映射(左)与分布式映射(右)

Fig. 2 Centralized mapping (left) and distributed mapping (right)

之后进行 N 点逆快速傅里叶变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT), 得到时域信号 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{M-1} a_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (7)$$

一般地, $M < N$; 当 $M = N$ 时, DFT 与 IFFT 运算相互抵消, 等效为单载波传输。

在时域信号 \mathbf{x} 中插入循环前缀并进行串并转换, 得到发送信号 \mathbf{x}_{tr} , 再依次通过混频器和功放后进入信道。受到相位噪声影响的信号可表示为:

$$\mathbf{x}_{PN} = \mathbf{x}_{tr} \cdot e^{j\phi} \quad (8)$$

\mathbf{x}_{PN} 经过功率放大器后产生幅度失真 $G(\mathbf{x}_{PN})$ 和相位失真 $\Psi(\mathbf{x}_{PN})$, 功率放大器输出信号

\mathbf{x}_{PA} 的幅值和相位可分别表示为:

$$|\mathbf{x}_{PA}| = G(|\mathbf{x}_{PN}|) \quad (9)$$

$$\arg(\mathbf{x}_{PA}) = \Psi(|\mathbf{x}_{PN}|) + \arg(\mathbf{x}_{PN}) \quad (10)$$

在 AWGN 信道下, 接收端收到的符号为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}_{PA} + \mathbf{n} \quad (11)$$

式中, \mathbf{n} 服从噪声方差为 σ_n^2 的复高斯分布。接收机对接收符号进行一系列逆操作后, 最终恢复出比特信息 $\hat{\mathbf{b}}$ 。

2 兼容 QAM 的 nMod 星座设计

基于前述系统模型, 本节引入了多重约束下的损失函数和训练方法, 通过 DFT-s-OFDM 模型驱动的网络设计星座调制 (neural-Mod, nMod) 模块。在此基础上, 依据一定的距离准则, 将得到的 N 点优化星座映射到 M -QAM ($M > N$) 上, 从而获得兼容 QAM 的 nMod 星座, 称为 N -nMod- M -QAM。

2.1 功率和相位噪声约束下的 nMod 星座设计

本节关注分布式整数倍映射这一子载波映射方案。在非线性功放信道中, 采用分布式整数倍映射的波形表现出较低的 PAPR, 并且不受载波间干扰的影响, 信号的畸变主要是由非线性失真引起的。在相位噪声信道中, 分布式整数倍映射的接收星座图仅表现出星座点的旋转。由于不同调制星座对非线性失真和相位噪声的敏感度存在差异, 发送端可以通过优化星座调制来调

整星座点的位置,从而增强系统对硬件非理想特性的抗干扰能力。

假设具有 L 层全连接神经网络 (fully-connected deep neural network, FC-DNN) 模块的输入向量为 \mathbf{z}_{in} , 输出向量为 \mathbf{z}_{out} , 第 l 层的输入向量为 \mathbf{z}_{l-1} , 输出向量为 \mathbf{z}_l , 则有:

$$\begin{cases} \mathbf{z}_1 = \varphi_1(\mathbf{w}_1 \mathbf{z}_{l-1} + \boldsymbol{\delta}_l), 1 \leq l \leq L \\ \mathbf{z}_0 = \mathbf{z}_{\text{in}} \\ \mathbf{z}_{\text{out}} = \mathbf{z}_L \end{cases} \quad (12)$$

式中, 第 l 层包含 n_l 个神经元, $\mathbf{w}_l \in \mathbf{R}^{n_{l-1} \times n_l}$ 为连接第 $l-1$ 层和第 l 层的权重矩阵, $\boldsymbol{\delta}_l \in \mathbf{R}^{n_l}$ 为第 l 层的偏置向量, $\varphi_l(\cdot)$ 为第 l 层的激活函数。

星座调制是一个线性映射过程, 设调制阶数为 Q_m , 则可以用一个实数矩阵 $\mathbf{C}_{2^{Q_m} \times 2}$ 来表示 2^{Q_m} 个星座点的 I/Q 值。网络没有偏置向量, 激活函数设置为线性。在训练过程中, 矩阵 $\mathbf{C}_{2^{Q_m} \times 2}$ 的值是变量, 系统根据样本对调制域进行优化。设星座调制模块的输入为比特矩阵 \mathbf{B} , 输出为调制符号 \mathbf{s} , 该模块的映射过程可表示为:

$$\mathbf{s} = f_\alpha(\mathbf{B}) \quad (13)$$

式中, α 表示矩阵 $\mathbf{C}_{2^{Q_m} \times 2}$ 的参数值。

在设计损失函数时, 不仅要关注优化误码率性能, 还需考虑实际系统中波形在时域和频域的性能指标。一方面, 较低的 PAPR 有助于提高功率放大器的效率, 因此可以在损失函数中引入 PAPR 来实现更精细的波形控制。另一方面, 为了应对功放非线性引起的带外泄漏, 可以在训练过程中加入相邻信道泄漏比 (adjacent channel leakage ratio, ACLR) 约束, 从而改善频谱对系统的影响。在非理想信道下, 考虑功放非线性和相位噪声的环境约束, 并在满足 PAPR 和 ACLR 约束的前提下降低误码率, 其优化问题由式(14)给出:

$$\begin{aligned} \min_{\alpha} B_{\text{BER}}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}; f(\sigma_\varphi^2, A_{\text{sat}})) \\ \text{s. t. } E[|\mathbf{x}_{\text{tr}}|^2] = 1, P_{\text{PAPR}} \leq \epsilon_P, A_{\text{ACLR}} \leq \epsilon_A \end{aligned} \quad (14)$$

式中, α 为星座调制模块的神经网络参数; B_{BER} 表示误码率; \mathbf{b} 是发送的比特数据流; $\hat{\mathbf{b}}$ 是收端译码之后恢复的比特流; \mathbf{x}_{tr} 表示并串转换之后的发送信号; ϵ_P, ϵ_A 分别表示 PAPR 和 ACLR 的阈值; $f(\sigma_\varphi^2, A_{\text{sat}})$ 为已知相位噪声方差、功放饱和点的非线性信道映射函数, 用以表征非理想信道条件的约束。

PAPR 定义为发送信号的峰值功率与平均功率之比, 即:

$$P_{\text{PAPR}} = \frac{\max_{0 \leq k \leq N-1} |x_k|^2}{E[|\mathbf{x}_{\text{tr}}|^2]} \quad (15)$$

式中, \mathbf{x}_{tr} 为发送信号, x_k 为其中的第 k 个。

ACLR 定义为目标信号与相邻信道上的信号功率之比, 用于衡量在目标频带周围相邻信道上的干扰程度:

$$A_{\text{ACLR}} = \frac{E[E_O]}{E[E_I]} = \frac{E[E_A]}{E[E_I]} - 1 \quad (16)$$

式中, $E(\cdot)$ 表示期望, E_I, E_O 分别为发送信号的带内和带外能量, $E_A = E_I + E_O$ 为发送信号的总能量。

将接收机的任务视为对每个接收到的符号进行比特的联合二进制分类, 以重建传输的信息比特。因此, 可以选择每个比特和接收符号的二进制交叉熵 (binary cross-entropy, BCE) 作为损失函数。发送比特数据 \mathbf{b} 与星座解调模块输出的对数似然比 (log-likelihood ratio, LLR) 之间的 BCE 可以表示为:

$$\begin{aligned} L_1 = & -\frac{1}{SNQK} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left[b_{s,n,q,k} \cdot \log(L_{\text{LLR}_{s,n,q,k}}) \right. \\ & \left. + (1 - b_{s,n,q,k}) \cdot \log(1 - L_{\text{LLR}_{s,n,q,k}}) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

式中, S 为批次大小; N 是频域占据的资源格数量, 即 IFFT 点数的大小; Q 为 OFDM 符号数量; K 代表每个符号包含的比特数; $b_{s,n,q,k}$ 与 $L_{\text{LLR}_{s,n,q,k}}$ 分别表示第 s 批样本上, 在资源元素 $\text{RE}(n, q)$ 上传输的第 k 个比特与其对应的 LLR 值。

根据优化问题式(14), 将信号的 PAPR 和 ACLR 考虑到损失函数中, 分别记作 L_2 和 L_3 , 则由式(15)和式(16)可得:

$$L_2 = \frac{1}{S} \sum_{s=0}^{S-1} \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1, 0 \leq q \leq Q-1} |x_{s,n,q}|^2}{\frac{1}{NQ} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q-1} |x_{s,n,q}|^2} \quad (18)$$

$$L_3 = \max \left(0, \frac{1}{S} \sum_{s=0}^{S-1} \left(\frac{\frac{1}{NQ} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q-1} |X'_{s,n,q}|^2}{\frac{1}{MQ} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{Q-1} |X'_{s,m,q}|^2} - 1 \right) - \epsilon_A \right) \quad (19)$$

式中, $x_{s,n,q}$ 表示第 s 批次样本上, 在资源元素 $RE(n,q)$ 上传输的时域符号; M 表示分配的子载波数量, 即 DFT 点数; $X'_{s,n,q}$ 为 $x_{s,n,q}$ 经过功率放大器后时域信号的频域表示。

整个系统的损失函数为:

$$L(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}) = L_1 + \lambda \cdot L_2 + \mu \cdot L_2 \quad (20)$$

式中, $\lambda, \mu > 0$ 是加权系数。通过选择适当的系数, 根据需求加入 PAPR 和 ACLR 损耗约束, 可以提升波形在实际非理想信道与训练条件不匹配时的鲁棒性。

使用 $\Gamma(\cdot; W)$ 表示整个网络的映射, W 表示与整个神经网络相关的参数的集合, 则网络的映射函数为 $L_{LLR} = \Gamma(\cdot; W)$ 。神经网络将误差进行反向传播时需先计算损失函数对网络参数的偏导数:

$$\frac{\partial L(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})}{\partial W} = \frac{\partial L(\mathbf{b}, \Gamma(\mathbf{b}; W))}{\partial W} \quad (21)$$

之后对网络参数进行更新:

$$W \rightarrow W - \eta \frac{\partial L(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})}{\partial W} \quad (22)$$

式中, η 表示学习率。

通过前向传播和后向梯度下降的方法, 针对式(14)中的传输系统误码率最小化问题, 对数据集 D 进行逐批次训练。在每次迭代中, 使用 Adam 优化器更新神经网络参数集 W 。经过预定的训练次数后, 最终得到所需的模型。整体算法流程为:

算法 1 神经网络辅助的星座图优化算法

输入: 数据集 D (随机生成的比特数据流 \mathbf{b})、神经网络参数集 W 、训练次数 n_l

1. 初始化神经网络参数集 W
2. for $n=1, 2, \dots, n_l$ do
3. 从数据集 D 中抽取小批量数据集 D'
4. 由前向传播算法, 得到发送数据 \mathbf{b} 的收端恢复值 $\hat{\mathbf{b}}$
5. 根据式(20)计算损失函数
6. 由反向传播算法, 依照式(22)使用梯度下降法更新参数集 W
7. end for

2.2 QAM 兼容化设计

完成 $nMod$ 星座设计后, 将其映射到 QAM 星座上, 以保留抗硬件非理想性的同时, 与现有系统保持兼容。在相位噪声存在时, 外圈星座点

的最小角距离比最小欧氏距离更为关键。因此, 我们提出了最小加权径角距离的原则, 从 M 阶 QAM 中选择与 N 阶 $nMod$ 星座点相似的星座点。

将 N - $nMod$ 星座集与 M -QAM 星座集分别表示为 C_{nMod} 和 C_{QAM} :

$$C_{nMod} = \{(\rho_1, \theta_1), (\rho_2, \theta_2), \dots, (\rho_N, \theta_N)\} \quad (23)$$

$$C_{QAM} = \{(\rho'_1, \theta'_1), (\rho'_2, \theta'_2), \dots, (\rho'_M, \theta'_M)\} \quad (24)$$

式中, (ρ_k, θ_k) 为 N - $nMod$ 上第 k 星座点的幅值与相位, (ρ'_j, θ'_j) 为 M -QAM 上第 j 星座点的幅值与相位。

分别对 N - $nMod$ 和 M -QAM 进行平均功率归一化后, 将 N - $nMod$ 星座的点映射到 M -QAM 上。 N - $nMod$ 的第 k 星座点与 M -QAM 的第 j 星座点之间的径向距离 $\Delta\rho$ 和角距离 $\Delta\theta$ 分别为:

$$\Delta\rho_{kj} = |\rho_k - \rho'_j| \quad (25)$$

$$\Delta\theta_{kj} = |\theta_k - \theta'_j| \quad (26)$$

之后, 以加权径角距离最小为原则, 穷举搜索 QAM 中的 N 个不重合点, 形成 N - $nMod$ - M -QAM 星座, 可表示为:

$$\min_{\langle \rho'_j, \theta'_j \rangle} f(\Delta\rho_{kj}, \Delta\theta_{kj}) = \alpha \cdot (\Delta\rho_{kj})^2 + \beta \cdot (\Delta\theta_{kj})^2 \quad (27)$$

式中, 参数 α 和 β 的值与高斯噪声和相位噪声有关。我们设置 $\alpha + \beta = 1$, 并在给定条件下使用穷举搜索 (α, β) 对, 以获得 N - $nMod$ - M -QAM 的最佳性能。

映射得到的新星座不再是常规的 QAM 星座, 需要重新设计比特到符号的映射规则。我们使用格雷映射法, 相邻星座点之间的比特标签只有 1 位不同。详细的映射表根据训练结果的不同而有所差异, 在下一节中与优化星座图一并给出。

3 仿真结果

本节我们考虑具有相位噪声的 AWGN 信道。首先在功放非线性和相位噪声同时存在的情况下, 配置星座调制模块对星座进行优化, 相关仿真设置见表 1 所列。

在功放非线性和相位噪声同时存在的情况下, 优化得到的星座图如图 3 中的绿色方形标

记所示,其结构类似螺旋,内部星座点与最外圈星座点之间保持了较大距离,融合了抗功放非线性

并进行平均功率归一化后的星座由图 3 中的红色五角星标出,其整体呈现出了与 16nMod 相似的结构。

表 1 星座优化仿真配置

Tab. 1 Simulation settings for constellation optimization

参数	设定(值)	参数	设定(值)
波形	分布式 DFT-s-OFDM	功放非线性模型	CMOS 改进 Rapp 模型($A_{\text{sat}}=0.58$)
载波频率	60 GHz	相位噪声方差	0.01
子载波间隔	120 kHz	初始化方式	Xavier
DFT 点数	128	优化器	Adam
IFFT 点数	256	批量大小	200
OFDM 符号数	14	学习率	1×10^{-4}
信道	AWGN	训练次数	100 000
训练信噪比	20~30 dB	损失函数	式(20)

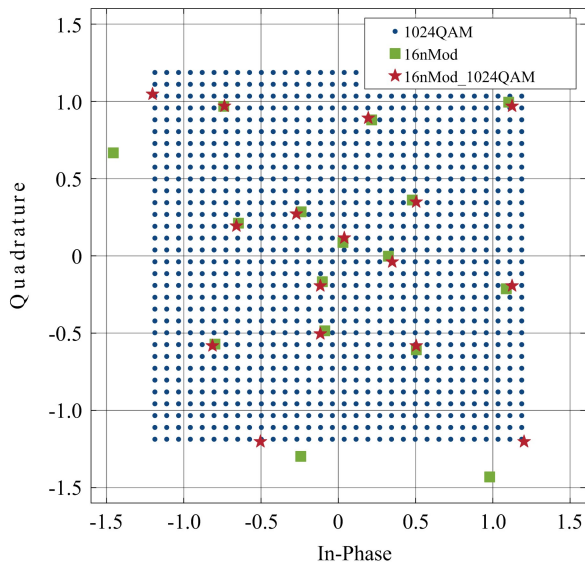


图 3 基于 QAM 投影的 16nMod_1024QAM 星座图
(权重因子 $\alpha=0.93, \beta=0.07$)

Fig. 3 16nMod_1024QAM constellation using projection over QAM(the weighted factors are $\alpha=0.93, \beta=0.07$)

重新设计的比特-符号映射规则见表 2 所列。此处对投影后的星座再次进行了功率归一化,因而各符号前的归一化系数不再是 5G NR 标准 3GPP TS 38. 211 中 1024QAM 星座的 $1/\sqrt{682}$ 。

针对式(5)中定义的信号模型,我们使用文献[25]中基于低相位噪声和高信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)假设的检测器进行解调。具体而言,将其第 k 个接收符号 y_k 与发射符号 x_k 的

似然函数表示为 2 个辅助变量 u_k 和 v_k 的高斯概率密度函数形式,从而进行检测。图 4 展示了不同相位噪声方差下, 16nMod_1024QAM、16QAM、16nMod 以及基于最小欧氏距离准则选择的 16nMod_1024QAM 的无编码误符号率性能对比结果。

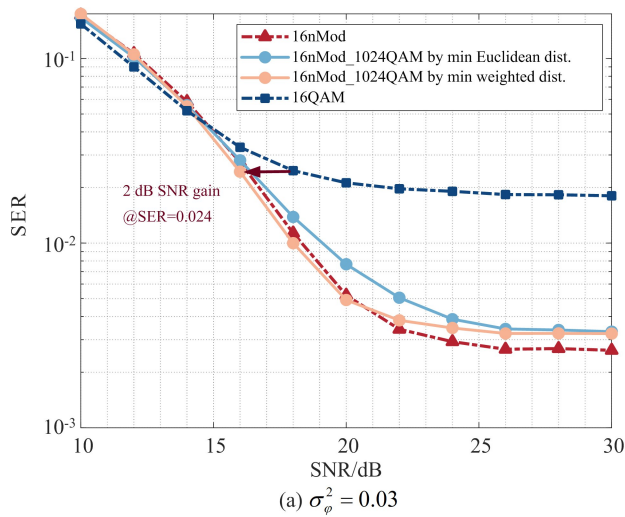
表 2 16nMod_1024QAM 星座比特-符号映射表

Tab. 2 The bit-to-symbol mapping table of 16nMod_1024QAM constellation

序号	比特	符号
1	0000	$\frac{1}{\sqrt{665}}(1+3j)$
2	0001	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-3-5j)$
3	0011	$\frac{1}{\sqrt{665}}(9-1j)$
4	0010	$\frac{1}{\sqrt{665}}(13+9j)$
5	0110	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-7+7j)$
6	0111	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-3-13j)$
7	0101	$\frac{1}{\sqrt{665}}(13-15j)$
8	0100	$\frac{1}{\sqrt{665}}(29-5j)$
9	1100	$\frac{1}{\sqrt{665}}(5+23j)$

续表		
序号	比特	符号
10	1101	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-17+5j)$
11	1111	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-21-15j)$
12	1110	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-13-31j)$
13	1010	$\frac{1}{\sqrt{665}}(31-31j)$
14	1011	$\frac{1}{\sqrt{665}}(29+25j)$
15	1001	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-19+25j)$
16	1000	$\frac{1}{\sqrt{665}}(-31+27j)$

如图 4(a)所示,在相位噪声方差 $\sigma_\varphi^2 = 0.03$, 权重因子 $\alpha = 0.93, \beta = 0.07$ 的仿真设置下,当误



符号率为 0.024 时,所提出的 16nMod_1024QAM 相较于 16QAM 有约 2 dB 的信噪比增益。采用最小欧氏距离准则和最小加权径角距离准则选择的 16nMod_1024QAM 星座表现出相近的性能。

如图 4(b)所示,当相位噪声方差 $\sigma_\varphi^2 = 0.09$ 时,16QAM 表现出了误符号率为 0.11 的平顶误差,而所提出的 16nMod_1024QAM 的平顶误差则仅为 0.012,甚至略优于原始的 16nMod。此外,当误符号率为 0.02 时,采用最小加权径角距离准则选取的 16nMod_1024QAM 相较于采用最小欧氏距离准则选取的方案,具有约 2.5 dB 的信噪比增益。这表明,在存在相位噪声的情况下,最小加权径角距离星座投影具有一定的优越性;对于更高的相位噪声方差,所提出的 16nMod_1024QAM 在误符号率性能上也优于 16QAM。

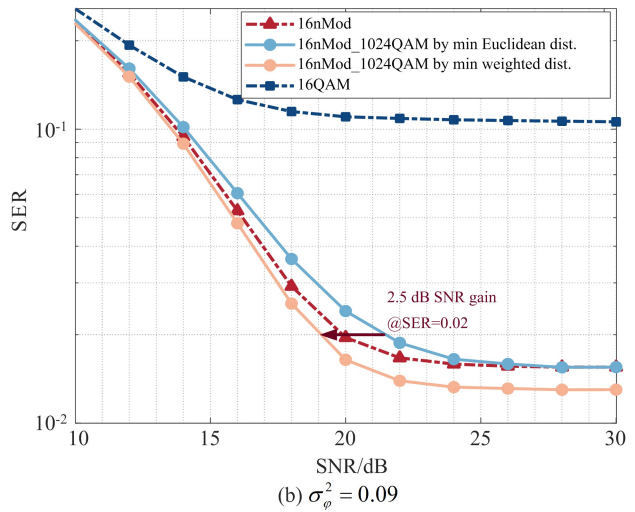


图 4 不同星座误符号率性能对比

Fig. 4 SER performance of different constellations

图 5 给出了本文所提 16nMod_1024QAM 与螺旋星座(16Spiral)在不同相位噪声方差下的误符号率对比。在相位噪声较小,信噪比较低时,16Spiral 性能相对更优;随着相位噪声的增大,二者误符号率均有所升高,但 16nMod_1024QAM 表现出了更好的性能。具体来说,当相位噪声方差为 0.03,误符号率为 0.01 时,本文方案具有约 3 dB 的信噪比增益;而当相位噪声方差增大至 0.09,误符号率为 0.1 时,本文方案具有约 3.5 dB 的信噪比增益。此外还可观察到,在相位噪声方

差升高后,16Spiral 的误符号率性能下降较为严重,这是由于其星座控制参数的优化依赖于特定的信噪比和相位噪声方差,在不同信道环境下鲁棒性较差。

图 6 给出了本文方案与 16APSK 在不同相位噪声方差下的误符号率对比,其中 16QAM 星座外、内圈半径之比为 2.57。与图 5 类似,尽管在相位噪声较小,信噪比较低的部分区间下 16APSK 性能更优,但整体来看,同一信道环境中本文所提方案表现出了更好的误符号率性能。

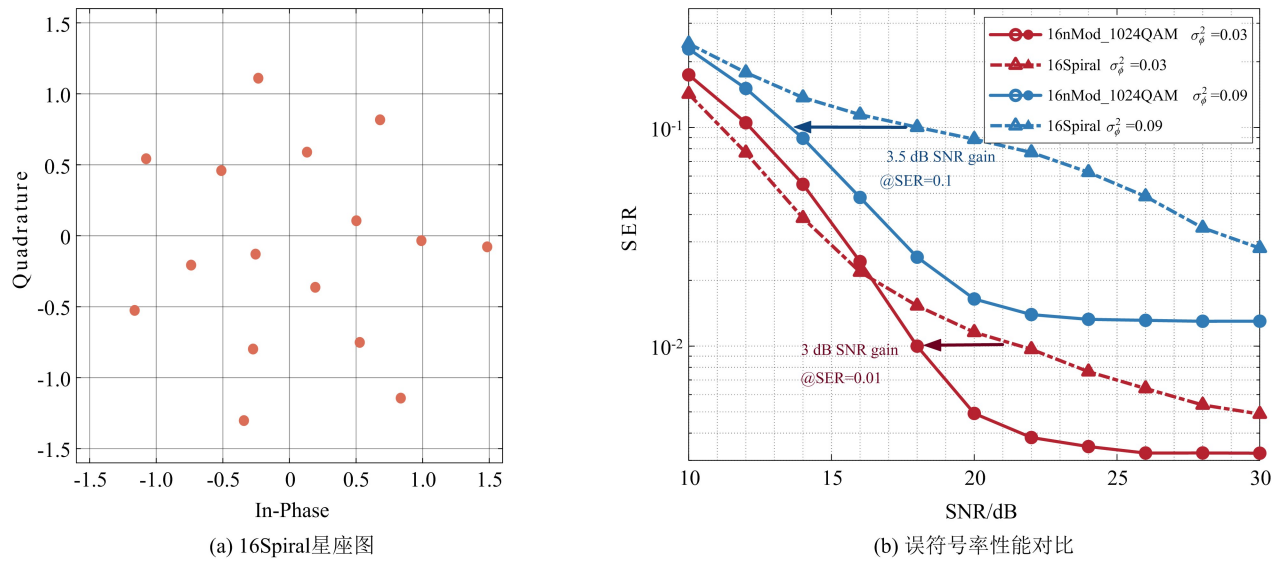


图5 16Spiral星座图及不同相位噪声下16Spiral与16nMod_1024QAM的误符号率性能对比

Fig. 5 16Spiral constellation and SER performance comparison of 16Spiral with the proposed 16nMod_1024QAM under different phase noise

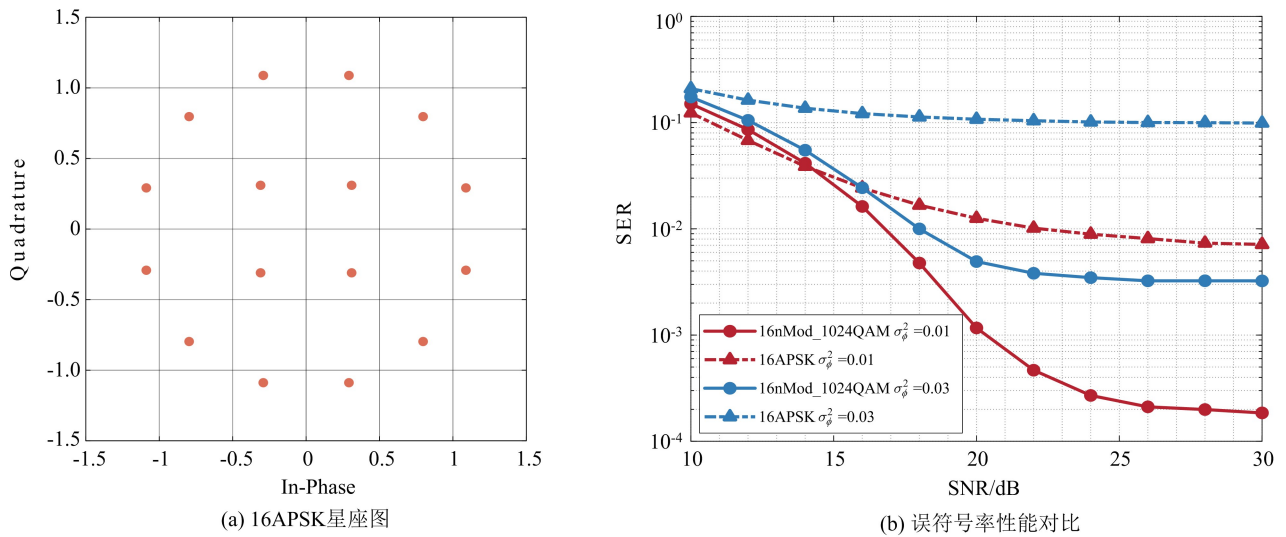


图6 16APSK星座图及不同相位噪声下16APSK与16nMod_1024QAM的误符号率性能对比

Fig. 6 16APSK constellation and SER performance comparison of 16APSK with the proposed 16nMod_1024QAM under different phase noise

4 结束语

本文针对未来高频无线传输系统中的功放非线性及相位噪声干扰问题,提出了一种结合QAM投影和人工智能的星座图设计方案,并提供了16nMod_1024QAM的设计实例。我们采用基于DFT-s-OFDM驱动神经网络模型,在非理想信道和时频域性能指标损失等多重约束下进行星座学习,以降低系统误码率。为确保在保持现有体制兼容性的同时发挥新星座图的优势,本文提出最小加权径角距离准则,将神经网络学

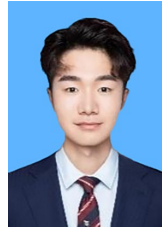
习得到的星座图映射到现有QAM调制方案的星座图上。仿真结果显示,设计的16nMod_1024QAM相比QAM、APSK以及螺旋星座,在相位噪声的鲁棒性以及误符号率性能上表现更佳。

因此,在功率和相位噪声的双重约束下,所提出的基于QAM投影的人工智能辅助星座图设计方案优于传统方法,为未来的太赫兹系统提供了一种有效的星座设计框架。通过调整神经网络参数,还可以设计出抵抗其他非理想因素(如I/Q不平衡)的星座图,这为未来通信系统的设计提供了新的可能性。

参 考 文 献

- [1] JIANG W, HAN B, HABIBI M A, et al. The road towards 6G: a comprehensive survey[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, 2: 334-366.
- [2] HE S W, ZHANG Y, WANG J H, et al. A survey of millimeter-wave communication: physical-layer technology specifications and enabling transmission technologies[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2021, 109(10): 1666-1705.
- [3] UWAECHIA A N, MAHYUDDIN N M. A comprehensive survey on millimeter wave communications for fifth-generation wireless networks: feasibility and challenges[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 62367-62414.
- [4] DAHLMAN E, PARKVALL S, SKÖLD J. 5G NR: the next generation wireless access technology[M]. 2nd ed. New York: Academic Press, 2020.
- [5] PAN J X, YE N, YU H X, et al. AI-driven blind signature classification for IoT connectivity: a deep learning approach[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(8): 6033-6047.
- [6] TELLADO J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation[D]. Stanford: Stanford University, 2000.
- [7] RAHMATALLAH Y, MOHAN S. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: a survey and taxonomy [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2013, 15(4): 1567-1592.
- [8] KOU Y J, LU W S, ANTONIOU A. A new peak-to-average power-ratio reduction algorithm for OFDM systems via constellation extension[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1823-1832.
- [9] SHI Y J, HE D Z, HUANG W, et al. Constellation shifting based on QAM with gray coding for PAPR reduction of OFDM systems[C]//*Proceedings of 2013 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*. [S. l.]:IEEE, 2013: 1-3.
- [10] HAN S H, CIOFFI J M, LEE J H. On the use of hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(3): 781-786.
- [11] WU X Y, LIU B, ZHANG L J, et al. Probabilistic shaping design based on reduced-exponentiation subset indexing and honeycomb-structured constellation optimization for 5G fronthaul network[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 141395-141403.
- [12] THOMAS C, WEIDNER M, DURRANI S. Digital amplitude-phase keying with M-ary alphabets [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1974, 22(2): 168-180.
- [13] LIU Z S, XIE Q L, PENG K W, et al. APSK constellation with Gray mapping[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(12): 1271-1273.
- [14] FOSCHINI G J, GITLIN R D, WEINSTEIN S B. On the selection of a two-dimensional signal constellation in the presence of phase jitter and Gaussian noise[J]. *Bell System Technical Journal*, 1973, 52(6): 927-965.
- [15] YANG L, XU S Z, YANG H Z. Design of circular signal constellations in the presence of phase noise [C]//*Proceedings of the 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*. [S. l.]:IEEE, 2008: 1-8.
- [16] LAU A P T, KAHN J M. Signal design and detection in presence of nonlinear phase noise[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, 25(10): 3008-3016.
- [17] BEYGI L, AGRELL E, KARLSSON M. Optimization of 16-point ring constellations in the presence of nonlinear phase noise[C]//*Proceedings of 2011 Optical Fiber Communication Conference*. Los Angeles: Optica Publishing Group, 2011: OThO4.
- [18] HÄGER C, I AMAT A G, ALVARADO A, et al. Design of APSK constellations for coherent optical channels with nonlinear phase noise[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(8): 3362-3373.
- [19] KAYHAN F, MONTORSI G. Constellation design for channels affected by phase noise[C]//*Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Communications*. [S. l.]:IEEE, 2013: 3154-3158.
- [20] KRISHNAN R, I AMAT A G, ERIKSSON T, et al. Constellation optimization in the presence of strong phase noise [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(12): 5056-5066.
- [21] ZHENG B, DENG L J, SAWAHASHI M, et al. High-order circular QAM constellation with high LDPC coding rate for phase noise channels [C]//*Proceedings of the 20th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*. [S. l.]:IEEE, 2017: 196-201.
- [22] BICAIS S, DORÉ J-B. Design of digital communications for strong phase noise channels[J]. *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, 2020, 1: 227-243.
- [23] KWAK B-J, SONG N-O, PARK B, et al. Spiral QAM: a novel modulation scheme robust in the presence of phase noise [C]//*Proceedings of 2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference*. [S. l.]:

- IEEE, 2008: 1-5.
- [24] DU C H, HE Z S, CHEN J J, et al. Experimental verification of phase noise robust spiral constellation for THz and optical communication[C]//Proceedings of 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference. [S. l.]:IEEE, 2017: 426-429.
- [25] UGOLINI A, PIEMONTESE A, ERIKSSON T. Spiral constellations for phase noise channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(11): 7799-7810.
- [26] BERGGREN F, WANG P, POPOVIĆ B M. DFT-s-OFDM with enhanced time-domain spreading for B-IFDMA[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(10): 2329-2333.
- [27] HONKANEN M, HAGGMAN S G. New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations[C]//Proceedings of the 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio. [S. l.]:IEEE, 1997: 844-848.
- [28] COMBES R, YANG S. An approximate ML detector for MIMO channels corrupted by phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(3): 1176-1189.
- [29] MINOWA T, OCHIAI H, IMAI H. Phase-noise effects on turbo trellis-coded over M-ary coherent channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(8): 1333-1343.

**韩春涛**

男,2001年生,硕士研究生,研究方向为空天网络与安全通信

E-mail:happychuntao@163.com

**冯晰宇**

男,2000年生,博士研究生,研究方向为太赫兹高速通信

E-mail:15271919935@163.com

**叶能**

男,1993年生,博士,助理教授,研究方向为空天泛在通信技术、智能信号处理技术

E-mail:ianyee@bit.edu.cn

**杨凯**

男,1983年生,博士,教授,研究方向为空天通信与网络、无线通信信号处理

E-mail:yangkai@bit.edu.cn

作者简介

**李建国**

男,1993年生,博士,助理教授,研究方向为太赫兹高速通信、激光通信测距一体化

E-mail:jianguoli@bit.edu.cn

责任编辑 钱静