面向 5G 新无线电 DFT-s-OFDM 上行链路的净增益优化星座整形：概率整形、几何整形与联合设计

Günther Lindorfer AndreasSpringer林茨约翰内斯·开普勒大学通信工程与射频系统研究所 林茨约翰内斯·开普勒大学通信工程与射频系统研究所奥地利，林茨 奥地利，林茨 guenther.lindorfer@jku.at andreas.springer@jku.at

arXiv:2611.32197v1 [eess.SP] 24 Nov 2026

摘要——**星座整形可以提升编码调制的可达信息速率。对于 5G 新无线电的单载波上行链路波形——离散傅里叶变换（DFT）扩频正交频分复用（OFDM）——同样的整形也可能增大峰均功率比（PAPR）。更高的 PAPR 会迫使功率放大器增加功率回退，从而缩小链路预算。先前研究分析了固定概率整形和几何整形星座所带来的这一代价，但并未将这种权衡纳入设计目标。我们对星座整形（CS）进行优化，以在 64-QAM 的固定频谱效率（每次信道使用 4 比特）下最大化净增益，即通信增益与峰均功率比增益之和。我们将其应用于概率整形（PS）、几何整形（GS），以及结合两者的联合方案。由于无法在梯度循环中评估编码块错误率，我们使用可达信息速率作为通信性能的替代指标，并将 PAPR 代理指标作为可微代价函数供优化器使用。随后，我们在完整的 DFT-s-OFDM 链路级流程中验证学习得到的星座。传统的麦克斯韦–玻尔兹曼概率整形会产生负净增益，但净增益感知优化能够在所有方法中消除这一劣势。几何整形将其转化为显著增益：它不仅提升了通信性能，还将 PAPR 降至均匀64-QAM基准以下，在所研究的 CS 方法中实现了最大的净增益。**

索引词—**5G 新无线电、星座整形、概率整形、几何整形、联合星座整形、概率幅度整形、DFT-s-OFDM、峰均功率比、比特度量解码速率。**

I. 引言

在 5G 新无线电（NR）中，下行链路（DL）采用循环前缀（CP）正交频分复用（OFDM），而上行链路（UL）还支持离散傅里叶变换（DFT）扩频 OFDM（DFT-s-OFDM），也称为单载波频分多址（SC-FDMA） [1]。作为一种多载波波形，CP-OFDM 的峰均功率比（PAPR）较高，因此功率放大器（PA）必须采用较大的输出回退（OBO）运行，以保持在线性区并避免频谱再生和带内失真 [2], [3]。这种回退会降低 PA 在线性度限制内可提供的平均辐射功率，进而影响链路预算；这一代价对功率受限的上行链路尤为严重。由于 DFT-s-OFDM 是一种峰均功率比显著较低的单载波波形，因此是功率受限传输的首选上行链路波形。人们通常认为这一优势与最低阶调制相关，但 DFT-s-OFDM 也支持高阶星座，最高可达 256 阶正交幅度调制（256-QAM） [4]。因此，对该波形采用的任何优化技术，不仅要评估其通信性能，还要考察其对峰均功率比的影响。

星座整形是一种成熟且有效的方法，可缩小均匀正交幅度调制与加性高斯白噪声信道容量 [5] 之间的差距。这一差距最高约为 1.53 dB [6], [7]。星座整形有两种互补机制。在概率整形中，星座点仍位于规则网格上，但以非均匀概率发送；经典做法是采用麦克斯韦–玻尔兹曼分布，该分布在平均功率约束 [6]，[7]下具有最优熵。在几何整形中，概率保持均匀，而星座点位置则重新排列为非均匀布局 [8]。这两种机制也可以结合起来，通过同时整形点位置和概率进行联合设计 [9]。

CS 的增益通常以加性高斯白噪声信道上的信息速率提升来表述，这一指标取决于传输符号，而与承载这些符号的波形无关。在多载波循环前缀正交频分复用中，CS 几乎不影响峰均功率比 [10], 然而，对于 DFT-s-OFDM，情况不再如此。当显著优化通信性能时，本文介绍的所有 CS 方法都会提高峰均功率比。另一方面，如果优化峰均功率比，则在给定信噪比下的可达信息速率会降低。因此，峰均功率比与可达信息速率是相互竞争的目标，整形对链路预算的净影响并不明确。我们将这一权衡转化为一个明确的设计目标，即净增益，也就是通信增益与峰均功率比增益之和。随后，基于梯度的框架在固定频谱效率下，针对 DFT-s-OFDM 上行链路，以该目标优化 PS、GS 和联合整形。

本文其余部分安排如下。第

二节介绍三种整形方案和可达信息率（AIR）。第三节介绍DFT-s-OFDM上行链路发射机和接收机的系统模型，包括概率幅度整形（PAS）架构。第四节定义净增益及其优化框架。第五节介绍链路级仿真，并给出所有所考虑方案的结果。第六节总结全文。

符号说明：大写字母 X 表示随机变量，小写字母 x 表示其一个实现，花体字母 $\mathcal{X}$ 表示集合，$|\mathcal{X}|$ 表示其基数。 $P_X(\cdot)$表示 X 的概率质量函数，Pr(·)表示概率。

II. 星座整形

设 X 为从星座$\mathcal{X} = \{x_1, \ldots, x_M\}$中抽取的信道输入，其概率为 $P_X(x_i)$。星座整形调整符号概率 P_X、点位置 $\mathcal{X}$，或同时调整二者。传统上，星座整形用于最大化可达信息率，从而使输入趋向于类高斯分布 [6], [7]。然而，同样的自由度也可以用于优化任意目标，例如仅优化可达信息率、仅优化峰均功率比，或优化组合指标。在本文中，我们将其用于优化净增益，即在通信增益与峰均功率比之间进行权衡。因此，优化星座经过设计并非类高斯分布，而是在可达信息率与峰均功率比之间取得平衡。

A. 几何整形

几何整形保持概率均匀，并将点位置 $\mathcal{X}$ 重新布置为非均匀星座（NUC） [8]。非均匀星座可以是一维（1-D）的，此时两个正交分量共用同一非均匀脉冲幅度调制（PAM）字母表，且解映射仍按维度进行。或者，它也可以是二维（2-D）的，此时在平面内联合优化 M 点，以获得更高增益，但代价是解映射不可分离 [8]。我们针对几何整形优化二维非均匀星座，并将 ATSC 3.0 64-NUC [8], 这一二维非均匀星座本身作为文献中的基线。

B. 概率整形

概率整形将 $\mathcal{X}$ 固定为均匀正交幅度调制（QAM）网格，并对概率 P_X进行整形。在平均功率约束下，使熵最大化的分布是 MB 分布 [7]

$$P_X(x_i) = \frac{e^{-\nu |x_i|^2}}{\sum_{j=1}^{M} e^{-\nu |x_j|^2}}, \tag{1}$$

该分布由单个 $\nu \geq 0$参数化，该参数决定其尖锐程度： ν 越大，概率质量越集中于低能量的内侧点，熵越低 $H(X)$，因此通过选择 ν来设定目标熵。设定 $\nu = 0$ 即可得到均匀输入。我们保留此 MB 基线用于概率整形，并通过第 III 节的 PAS 架构实现。

C. 联合整形

联合整形同时优化点位置和概率 [9]，在同一概率幅度整形架构中结合这两种机制。

D. 可达信息速率

编码调制接收机的可达信息率（AIR）可用于预测通信性能。该接收机通过比特度量解码（BMD）对每个 64-QAM 符号的$m = \log_2 M$比特 $B_1, \ldots, B_m$进行解码。解映射器为每个比特位置分别计算一个对数似然比（LLR），而二进制译码器仅使用这些 LLR [11]。该接收机的可达信息率就是 BMD 速率 [11], [12]

$$R_{\mathrm{BMD}} = H(\mathbf{B}) - \sum_{i=1}^{m} H(B_i \mid Y), \tag{2}$$

其中， Y是信道输出，$\mathbf{B} = (B_1, \ldots, B_m)$是传输符号的 m 比特，而 $\sum_i H(B_i \mid Y)$表示观测到 Y后剩余的不确定性。由于 PAS 对幅度比特的概率进行整形，这些比特在统计上相互依赖，因此式 (2) 严格小于独立幅度比特 [13]的广义互信息 (GMI) $\sum_i I(B_i; Y)$。对于 GS，其概率保持均匀分布，因此比特相互独立， R_{BMD} 与 GMI 相等。 R_{BMD} 的上界为符号级互信息 (MI) $I(X;Y)$ [12], ，即理想符号译码器可达到的速率。我们优化R_{BMD} ，因为这是比特度量接收机实际能够达到的速率。

我们通过在加性高斯白噪声信道 [12],上对比特 LLR 进行蒙特卡罗 (MC) 平均来估计 R_{BMD}

$$\begin{aligned}\widehat{R}_{\mathrm{BMD}} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\big[-\log_2 P_X(x_k)\big] \\ - \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\sum_{i=1}^{m}\log_2\Big(1 + e^{(-1)^{b_{k,i}}\,\Lambda_{k,i}}\Big),\end{aligned} \tag{3}$$

其中， N样本为 $y_k = x_k + w_k$，其 x_k 取自P_X； w_k 为方差为 σ^2 、由信噪比设定的加性高斯白噪声； $b_{k,\,i}$ 为 x_k中位置 i处的比特，而比特对数似然比 [12] 为

$$\Lambda_{k,i} = \log \frac{\sum_{x \in \mathcal{X}_i^1} P_X(x)\, e^{-|y_k - x|^2/\sigma^2}}{\sum_{x \in \mathcal{X}_i^0} P_X(x)\, e^{-|y_k - x|^2/\sigma^2}}, \tag{4}$$

其中， $\mathcal{X}_i^b$是比特位置i处的比特等于 b的星座点集合。式（3）的第一项是$-\log_2 P_X(x_k)$的蒙特卡洛平均，它是熵$H(X)$的无偏估计量。该近似（3）不对星座几何结构作任何假设，并且关于位置和概率均可微。

III. 系统模型

A. DFT-s-OFDM 上行收发机

考虑图 1 中采用整形方案的 DFT-s-OFDM 上行发射机。概率整形和联合整形采用分布匹配器、系统性前向纠错以及概率幅度整形映射器，而几何整形则跳过分布匹配器，将前向纠错编码比特映射到非均匀星座上。第 III-C 节详细说明了如何将整形比特、均匀比特和校验比特分配到每个符号的幅度位置和符号位置。

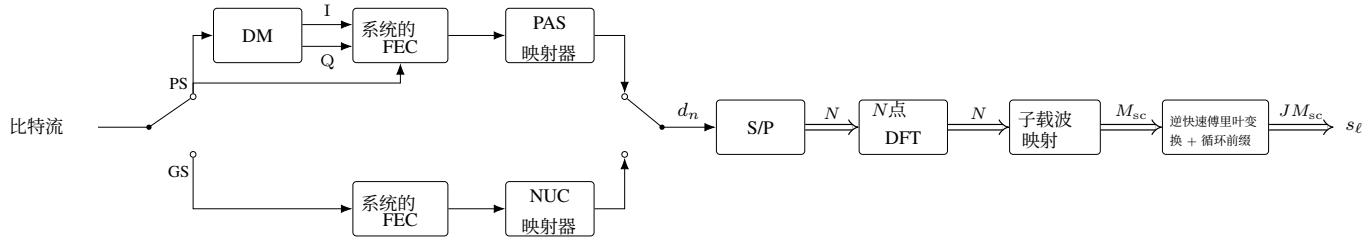


图 1. 采用整形方案的 DFT-s-OFDM 上行发射机。双向开关用于选择整形方法：概率整形和联合整形使用分布匹配器、系统性前向纠错和概率幅度整形映射器 [11], , 而几何整形则跳过分布匹配器，直接将前向纠错编码比特映射到非均匀星座上。

一组 N整形后的 64-QAM符号 d_0，...， d_{N-1} 首先经过一个 N 点 DFT 预编码，得到频域序列 [1]

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \, e^{-\mathrm{j}2\pi kn/N}, \quad k \in \{0, \ldots, N-1\}. \quad (5)$$

随后，将 N 预编码符号映射到 M_{sc}点网格内一段连续的子载波上，进行补零，并通过过采样因子为 J的逆快速傅里叶变换转换到时域，

$$s_\ell = \frac{1}{\sqrt{M_{\mathrm{sc}}}} \sum_k X'_k \, e^{\mathrm{j}2\pi k\ell/(JM_{\mathrm{sc}})}, \quad \ell \in \{0, \ldots, JM_{\mathrm{sc}} - 1\}, \quad (6)$$

其中 X'_k 表示经子载波映射和补零后的频谱。以 J[1] 进行过采样可近似连续时间峰值 [14]。最后，在每个符号前添加循环前缀，以抵消多径效应。

在接收机处，执行相反的操作：循环前缀移除、快速傅里叶变换（FFT）、子载波解映射、解扩，随后进行软解映射以获得逐比特对数似然比（4）、置信传播低密度奇偶校验（LDPC）译码；对于PS和联合整形，还需执行分布匹配器的逆操作。这里考虑的加性高斯白噪声信道无需均衡。

B. 峰均功率比

一个DFT-s-OFDM符号，即一个由 N 个预编码符号组成的块，其峰均功率比为

$$\mathrm{PAPR} = \frac{\max_\ell |s_\ell|^2}{\frac{1}{JM_{\mathrm{sc}}} \sum_{\ell=0}^{JM_{\mathrm{sc}}-1} |s_\ell|^2}. \quad (7)$$

峰均功率比会随符号而变化，因此按照正交频分复用和单载波波形的标准做法 [3], , 我们通过互补累积分布函数（ CCDF）Pr(PAPR $> \xi$)，对大量传输符号上的峰均功率比分布进行表征，并读取固定CCDF水平下的峰均功率比。

[1]在不进行过采样的情况下，以奈奎斯特速率采集的离散时间样本可能无法捕捉连续时间波形的真实峰值，而该峰值可能出现在两个样本之间。由于 PAPR 以及所需的功率放大器回退均由这一连续时间峰值决定，因此我们进行 J 过采样，以便对其进行精确近似。

C. 概率幅度整形

我们采用 PAS 架构实现 PS 和联合整形， [11], 该架构通过分布匹配器将整形分布应用于 QAM 幅度，在此处具体采用恒组成分布匹配（CCDM） [15]。对于一个 QAM 符号的 m 比特，分布匹配器填充 $m-2$ 个幅度位置，而两个符号位置则分别承载 γ_{QAM} 个均匀分布的信息比特和 $2-\gamma_{\mathrm{QAM}}$ 个系统前向纠错编码器的校验比特。如图 1 所示，信息比特绕过分布匹配器，直接输入编码器。对于前向纠错码率为 R 的情况，旁路每个符号承载 $\gamma_{\mathrm{QAM}} = mR -$（$m-2$）个比特，即每个维度符号位置比例的两倍， [11]。对于本文所采用的速率$R = 5/6$ 下的 64-QAM， $\gamma_{\mathrm{QAM}} = 1$, 因此一个符号位置承载信息比特，另一个承载校验比特。

PS和联合整形对两个正交维度的脉冲幅度调制幅度 A 采用相同的分布，每个维度的符号均服从均匀分布，且两个维度相互独立 [11]。因此，幅度熵 H（A）指的是一个实维度的幅度熵。将其应用于正交幅度调制的两个维度，每维PAS速率为 [11] 时，频谱效率为

$$\mathrm{SE} = 2\,r_{\mathrm{dm}} + \gamma_{\mathrm{QAM}} = 2\,r_{\mathrm{dm}} + mR - (m-2), \quad (8)$$

单位为每信道使用比特数（bpcu），其中 $r_{\mathrm{dm}} = H(A) - r_{\mathrm{loss}}$ 是分布匹配器每个实维度输出的码率，即幅度熵减去有限长度 CCDM 的码率损失 r_{loss}。对于 64-QAM（$m=6$），频谱效率关系为 SE $= 2r_{\mathrm{dm}} + 6R - 4$。更激进的整形会降低 r_{dm}，因此在频谱效率固定时，需要更高的前向纠错码率 R, 而这只有通过符号旁路才能实现。

重新整理 [15] 的速率界，可得 CCDM 速率损失的上界，

$$r_{\mathrm{loss}} \leq \frac{(|\mathcal{A}|-1)\,\log_2(N+|\mathcal{A}|-1)}{N} + \frac{1}{N}, \quad (9)$$

其中， $\mathcal{A}$ 是幅度字母表。该界限用作初始估计，用于设定第 IV-B 节优化的初始熵目标。

IV. 净增益优化框架

我们将所有星座与频谱效率相同的均匀分布（即等概率）64-QAM基准进行比较。令 SNR* 表示给定星座达到目标编码块错误率（块错误率） $\epsilon^\star$ 时的信噪比，令 PAPR* 表示互补累积分布函数降至目标水平 $\delta^\star$ 时的峰均功率比。

通信增益、峰均功率比增益和净增益均以分贝为单位，定义如下：

$$G_{\mathrm{com}} = \mathrm{SNR}^{\star}_{\mathrm{unif}} - \mathrm{SNR}^{\star}_{\mathrm{shaped}}, \tag{10}$$

$$G_{\mathrm{PAPR}} = \mathrm{PAPR}^{\star}_{\mathrm{unif}} - \mathrm{PAPR}^{\star}_{\mathrm{shaped}}, \tag{11}$$

$$G_{\mathrm{net}} = G_{\mathrm{com}} + G_{\mathrm{PAPR}}. \tag{12}$$

按照这一符号约定，正的峰均功率比增益 G_{PAPR} 表示整形使峰均功率比低于均匀参考方案，而负值则表示峰均功率比有所升高。只有当 $G_{\mathrm{net}} > 0$ 时，星座才对上行链路有益；也就是说，它带来的通信增益超过了其付出的峰均功率比代价。我们将星座设计表述为最大化净增益，并通过下述优化问题来实现。

A. 星座优化

由于每个候选星座都需要完整运行一次译码器，因此无法在基于梯度的循环中评估式 (10) 中的编码块误码率。为此，我们采用可微代理进行优化：用 BMD 速率 (2) 代表通信性能，并用单载波幅度统计量的基于矩的代理代表峰均功率比。利用这些代理，设计问题可写为

$$\begin{aligned} \min_{\mathcal{X},\,P_X} \quad & \mathcal{L}_{\mathrm{PAPR}}(\mathcal{X}, P_X) \\ \text{s.t.} \quad & R_{\mathrm{BMD}}(X) \geq R^{\min}_{\mathrm{BMD}}, \\ & H(X) = H_{\mathrm{t}}, \\ & \textstyle\sum_i P_X(x_i)\,|x_i|^2 = 1, \end{aligned} \tag{13}$$

也就是说，该设计将峰均功率比代理 $\mathcal{L}_{\mathrm{PAPR}}$ 最小化。第一个约束为可达信息率设定下限。若没有这一约束，优化器可能会以牺牲通信性能为代价，直接将峰均功率比降至最低。第二个约束将熵 $H(X)$ 固定为目标值 H_{t}，从而通过概率幅度整形速率关系 (8) 确定实际频谱效率。几何整形不需要这一约束，因为其概率在整个优化过程中保持均匀，因此熵不会变化。第三个约束是单位平均功率约束，遵循文献 [8] 中的 NUC 设计。

自由参数可以是星座点位置、符号概率，或两者，具体取决于整形方案。GS 在均匀概率下优化二维点位置，形成二维非均匀星座，其完整的 64 点布局通过对第一象限进行镜像生成，因此象限对称性使几何自由度减少至原来的四分之一。PS 则固定网格并优化逐维概率质量函数（PMF），这是能够仅通过 CCDM [15]实现整形的一维简化方案。联合整形同时优化两者，但将其几何结构约束为一维非均匀星座，使整形在各维度上保持可分离，并可通过与 PS 相同的一维 CCDM [15]实现。概率以无约束的 logits 形式学习，再通过 Softmax 函数映射为逐维概率质量函数，从而确保 P_X 是有效分布，并使整形具备可微性 [9], [16]。

由于 AIR 是星座 [8], 的非凸函数，因此采用数值方法进行优化，而不是使用闭式形式。该设计采用可微学习循环：可学习的 PAM 振幅和概率逻辑值构建星座及其 PMF，由此得到各项指标和代价函数 (14)；通过该流程进行反向传播，可在独立步骤中使用 Adam [17] 更新几何结构参数和概率参数。与 [8]，中按码率设计的 NUC 一样，其中每个星座都在其前向纠错码率对应的目标信噪比下进行优化；我们为所有方案固定一个统一的设计信噪比，其定义为均匀 64-QAM 达到目标频谱效率时的信噪比，即均匀参考方案的 BMD 速率等于 4 每信道使用比特数时的信噪比。

B. 代价函数

我们通过将（13）中的约束转化为加权惩罚项，并最小化由此得到的代价来求解（13）

$$\begin{aligned} \mathcal{L} \;=\; & \mathcal{L}_{\mathrm{PAPR}} \;+\; \alpha\left[R^{\min}_{\mathrm{BMD}} - \widehat{R}_{\mathrm{BMD}}\right]^{+} \\ & +\; \beta\left(H(X) - H_{\mathrm{t}}\right)^{2} \;+\; \mu\left(\bar{P} - 1\right)^{2}, \end{aligned} \tag{14}$$

其中 $[\cdot]^{+} = \max(0, \cdot)$，且 $\bar{P} = \sum_i P_X(x_i)\,|x_i|^2$ 为平均符号功率。四项依次为峰均功率比代价、速率下限惩罚、熵等式约束和功率归一化惩罚。权重 α、β 和 μ 决定它们的相对重要性。我们通过超参数搜索来选择 α、β、μ、速率下限 $R^{\min}_{\mathrm{BMD}}$ 以及学习率。

峰均功率比代价通过闭式峰度度量实现，即字母表的归一化四阶矩

$$\mathcal{L}_{\mathrm{PAPR}} \;=\; \kappa \;=\; \frac{\sum_i P_X(x_i)\,|x_i|^4}{\left(\sum_i P_X(x_i)\,|x_i|^2\right)^2}, \tag{15}$$

恒包络字母表会使其最小化（$\kappa \to 1$）。

速率项作用于 BMD 速率（2），即受下限 ^保护的可达信息率（AIR），其值由蒙特卡洛估计 R_{BMD} （3）近似得到。该惩罚 $\alpha[R^{\min}_{\mathrm{BMD}} - \widehat{R}_{\mathrm{BMD}}]^{+}$ 仅在 BMD 速率低于下限 $R^{\min}_{\mathrm{BMD}}$时生效，因此只要满足速率目标，优化器就可以自由降低峰均功率比。

熵约束将 $H(X)$固定为目标 H_{t}。由于所有方案均在相同的频谱效率下运行，因此这对公平比较至关重要；通过概率幅度整形的速率关系式（8），整形量也由此固定。利用第III节中的CCDM速率损失界（9），选择熵目标 H_{t}，使扣除该损失后，实际速率（8）等于目标频谱效率。由于实际的CCDM损失取决于当前的概率质量函数，概率整形和联合整形还会执行熵自适应步骤，根据当前CCDM损失重新设定 H_{t}，并在学习过程中定期更新。这样可使所有方案的有效频谱效率保持恒定，从而确保净增益比较公平。在学习过程中，随着星座点移动，也会按照I/Q感知格雷规则定期重新分配比特到符号映射。

V. 仿真设置与结果

现在，我们在完整的DFT-s-OFDM上行链路级仿真中验证采用第 IV 节框架优化的星座，并从编码链路中读取净增益。表 I 总结了仿真参数。对于PS和

表 I 链路级仿真参数。

参数	值
调制	64-QAM
波形	DFT-s-OFDM
DFT预编码器大小 N	96（8 个物理资源块）
子载波栅格 M_{sc}	256
峰均功率比过采样因子 J	8
每个 CCDM块中的 DFT-s-OFDM 符号数	4
信道	AWGN
FEC	5G NR低密度奇偶校验码 [18]
BG	1（所有分支）
R, Z_c (概率整形 / 联合)	5/6, 88
R, Z_c (几何整形 / 均匀分布)	2/3, 72
分布匹配器	CCDM，块长度384
目标频谱效率	4 每信道使用比特数

联合整形，信息比特由块长度为384的CCDM [15] 进行整形，并在PAS架构 [11]中由3GPP 5G NR LDPC码 [18] 进行编码。GS保持均匀的符号概率，因此其信息比特直接由NR LDPC码编码，无需CCDM或PAS。所有方案均将编码比特映射到64点星座，并通过采用DFT-s-OFDM波形 [1]的加性高斯白噪声信道传输所得符号。接收机执行软解映射、置信传播LDPC译码，并针对PS和联合整形执行CCDM解匹配，以恢复信息比特。对于PS和联合整形，第 IV 节的熵自适应步骤生成整形幅度，从而使每种方案均在相同的目标频谱效率下运行。通信性能取编码块误码率首次降至 $\epsilon^\star = 10^{-2}$以下时的信噪比，并在CCDF $= \delta^\star = 10^{-3}$处读取每符号峰均功率比。

概率幅度整形要求，经分布匹配器整形后的幅度比特能够未经修改地到达符号映射器。符合标准的上行共享信道（UL-SCH）和物理上行共享信道（PUSCH）比特处理并不能保证这一点。因此，我们保留 5G NR低密度奇偶校验码本身，即其基图（BG）、提升和校验结构，但省略速率匹配比特交织器和 PUSCH加扰器 [4], [18],，因为二者中的任一个都会消除概率整形的效果。5G NR低密度奇偶校验码编码从不传输前导 $2Z_c$ 系统比特 [18]。因此，我们使用均匀符号比特填充这些位置，从而不会删 puncture 任何经整形的幅度比特，否则概率幅度整形将被破坏。

我们将五种星座与均匀分布的 64-QAM 参考方案进行比较。其中两种是文献基线：普通 MBPS (1) 和 ATSC 3.0 64-NUC [8]。另外三种是第 IV 节介绍的净增益优化 PS、GS 和联合星座。PS 和联合整形采用前向纠错码率为 $R = 5/6$ 的 PAS，而 GS 在 $R = 2/3$ 下采用均匀概率；这两个码率经过选择，使每种方案都达到相同的目标频谱效率。图 2 展示了三种优化星座，图 3 展示了 PAPR互补累积分布函数，图 4 展示了编码块误码率曲线。表 II 汇总了由此得到的式 (10)–(12) 中的增益。

结果表明，这两种文献基线已经呈现出该框架所针对的权衡。在 0.98 dB

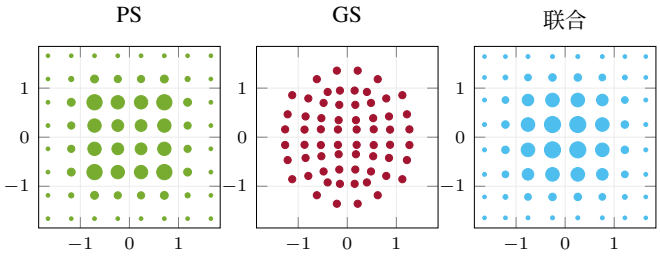


图 2. 单位平均功率下的净增益优化64-QAM星座，标记半径与符号概率成正比。PS 在均匀网格上对概率进行整形，GS 在均匀概率下重新布置星座点（二维非均匀星座），而联合方案则结合了一维 NUC 网格与经过整形的逐维概率质量函数。

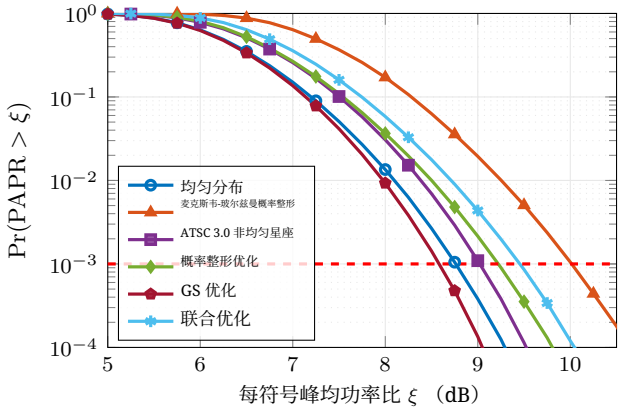


图 3. 所比较星座在 DFT-s-OFDM 上的逐符号 PAPR 互补累积分布函数。水平虚线标示读取 PAPR* 时所对应的互补累积分布函数 $= 10^{-3}$ 水平。

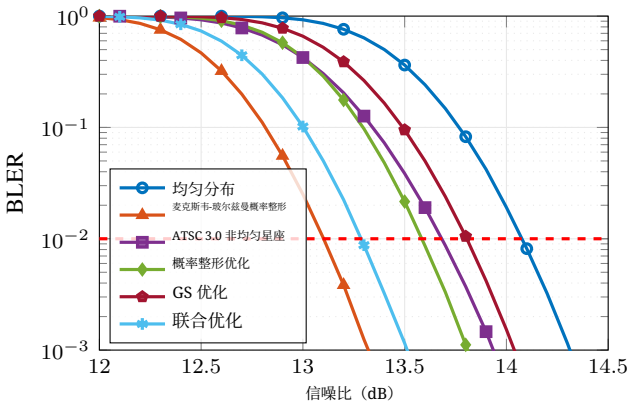


图 4. 编码块误码率与信噪比的关系。水平虚线标示读取信噪比* 时对应的块错误率 $= 10^{-2}$ 点。

传统 MB 概率整形在表 II 的所有星座中获得了最大的通信增益，但峰均功率比却增加了更大的 1.26 dB，使净增益变为 –0.28dB 的负值。因此，促使采用整形的速率提升完全被峰均功率比惩罚所抵消。ATSC 3.0 非均匀星座是一种固定的几何设计，表现则相反：它将较为适中的通信增益转化为

表 II 相对于均匀64-QAM的通信增益、峰均功率比增益和净增益。

星座	G_{com} (dB)	G_{PAPR} (dB)	$\mathbf{G}_{\mathrm{net}}$ (dB)
均匀64-QAM（参考）	–	–	–
麦克斯韦-玻尔兹曼概率整形	$+0.98$	-1.26	-0.28
ATSC 3.0 非均匀星座（几何整形）	$+0.40$	-0.26	$+0.14$
概率整形，净增益优化	$+0.49$	-0.46	$+0.03$
几何整形，净增益优化	$\mathbf{+0.28}$	$\mathbf{+0.18}$	$\mathbf{+0.46}$
联合，净增益优化	$+0.79$	-0.69	$+0.10$

0.14 dB，因为其峰均功率比代价保持较小。

净增益感知优化使每种整形方案都优于其自身基线，但只有几何整形取得了明显增益。在概率整形中，优化后的概率整形从 MB 的 –0.28 dB 提升至 0.03 dB，以部分通信增益为代价，将峰均功率比增幅降至 0.46 dB；净增益摆幅为 0.31 dB，消除了亏损，但使该方案几乎处于盈亏平衡点。联合方案采用一维 NUC 的几何结构，其净增益达到 0.10 dB。在几何整形中，优化后的二维非均匀星座将 ATSC 3.0 非均匀星座的净增益从 0.14 dB 提升至 0.46dB，取得了所有方案中最大的净增益。它也是唯一一个同时改善两项部分增益的方案：在仍提供 0.28 dB 通信增益的同时，将峰均功率比降至均匀参考方案以下，从而获得 0.18 dB 的正峰均功率比增益。

GS 的稳健性源于其二维非均匀星座的自由度。重新定位星座点可以均衡符号幅度，从而降低峰均功率比，而不是提高它。由于其概率保持均匀分布，因此无需分布匹配器，也不会产生码率损失。相比之下，PS 和联合整形通过分布匹配器实现其整形分布。在本文采用的有限码块长度下，CCDM 的码率损失（9）不可忽略，必须通过提高前向纠错码率来弥补，才能仍然达到固定的目标频谱效率；这会削弱码并降低通信增益。GS 也最易于实现，只需要一个与非均匀星座点位置匹配的软解映射器。

VI. 结论

我们将 DFT-s-OFDM 5G NR 上行链路中的星座整形定义为最大化单一净增益指标，即编码通信增益与峰均功率比增益之和，从而将 [10] 中所描述的权衡转化为明确的设计目标。在完整的 DFT-s-OFDM 和 5G NR低密度奇偶校验码链路级仿真设置下，传统 MB 概率整形产生负净增益，因为其峰均功率比增幅超过了通信增益；而净增益感知整形则消除了所有整形方案的这一缺陷。然而，只有几何整形将其转化为显著增益，而优化后的概率整形至多达到盈亏平衡。几何整形是最稳健的选择，甚至能够将峰均功率比降至均匀参考方案以下；在 16-QAM 和 256-QAM 下也是如此。未来的工作包括在衰落信道上进行评估，并根据实际功率放大器模型验证优化星座。

参考文献

[1] H. G. Myung、J. Lim 和 D. J. Goodman，“用于上行无线传输的单载波频分多址”，IEEE Vehicular Technology Magazine，第 1 卷，第 3 期，第 30–38 页，2006 年。[2] C. Rapp，“HPA 非线性对数字声音广播系统中 4-DPSK/OFDM 信号的影响”，载于第 2 届欧洲卫星通信会议，1991 年 10 月，第 179–184 页。[3] Y. Rahmatallah 和 S. Mohan，“OFDM 系统中的峰均功率比降低：综述与分类”，IEEE Communications Surveys & Tutorials，第 15 卷，第 4 期，第 1567–1592 页，2013 年。[4] 3GPP，“NR；物理信道与调制”，无线接入网技术规范组 Rel-18，3GPP 标准 TS 38.211 V18.8.0，2026 年 2 月。 [在线]。可访问：https://www.etsi.org/deliver/ etsi_ts/138200_138299/138211/18.08.00_60/ts_138211v180800p.pdf [5] C. E. Shannon，“通信的数学理论”，The Bell System Technical Journal，第 27 卷，第 3 期，第 379–423 页，1948 年。[6] J. Cho 和 P. J. Winzer，“光纤通信中的概率星座整形”，Journal of Lightwave Technology，第 37 卷，第 6 期，第 1590–1607 页，2019 年。[7] F. Kschischang 和 S. Pasupathy，“高斯信道的最优非均匀信号传输”，IEEE Transactions on Information Theory，第 39 卷，第 3 期，第 913–929 页，1993 年。[8] N. S. Loghin、J. Zöllner、B. Mouhouche、D. Ansorregui、J. Kim 和 S.-I. Park，“ATSC 3.0 的非均匀星座”，IEEE Transactions on Broadcasting，第 62 卷，第 1 期，第 197–203 页，2016 年。[9] M. Stark、F. Ait Aoudia 和 J. Hoydis，“几何与概率星座整形的联合学习”，载于 2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)，2019 年，第 1–6 页。[10] A. Kakkavas、W. Xu、J. Luo、M. Castañeda 和 J. A. Nossek，“采用几何与概率星座整形的 DFT-s-OFDM 的峰均功率比特性”，载于 2017 IEEE 第 18 届无线通信信号处理进展国际研讨会 (SPAWC)，2017 年，第 1–5 页。[11] G. Böcherer、F. Steiner 和 P. Schulte，“带宽高效且速率匹配的低密度奇偶校验编码调制”，IEEE Transactions on Communications，第 63 卷，第 12 期，第 4651–4665 页，2015 年。[12] T. Fehenberger、A. Alvarado、G. Böcherer 和 N. Hanik，“非线性光纤信道中的正交幅度调制概率整形”，Journal of Lightwave Technology，第 34 卷，第 21 期，第 5063–5073 页，2016 年。[13] A. Alvarado、T. Fehenberger、B. Chen 和 F. M. J. Willems，“光纤通信的可达信息率：应用与计算”，Journal of Lightwave Technology，第 36 卷，439，2018 年 2 月，424，第 期，第 – 页。[14] H. Ochiai，“单载波频分多址信号的瞬时功率分布”，IEEE Wireless Communications Letters，第 1 卷，第 2 期，第 73–76 页，2012 年。[15] P. Schulte 和 G. Böcherer，“恒定组成分布匹配”，IEEE Transactions on Information Theory，第 62 卷，第 1 期，第 430–434 页，2016 年。[16] I. Goodfellow、Y. Bengio 和 A. Courville，《深度学习》。MIT Press，2016 年，http://www.deeplearningbook.org。[17] D. P. Kingma 和 J. Ba，“Adam：一种随机优化方法”，2017 年。 [在线]。可访问：https://arxiv.org/abs/1412.6980[18] 3GPP，“NR；复用与信道编码”，无线接入网技术规范组 Rel-19，3GPP 标准 TS 38.212 V19.4.0，2026 年 7 月。 [在线]。可访问：https://www.etsi.org/deliver/ etsi_ts/138200_138299/138212/19.04.00_60/ts_138212v190400p.pdf