本文已提交至 IEEE通信汇刊，供其考虑发表。版权可能在不另行通知的情况下转让，届时此版本可能不再可供查阅。

arXiv:2611.32442v1 [eess.SP] 24 Nov 2026

适用于高移动性 DFT-s-OFDM 上行链路的符号内无干扰导频

Ayoub Ammar Boudjelal 和 Hüseyin Arslan，*IEEE*会士

摘要—**5G新空口（NR）上行链路采用离散傅里叶变换扩展正交频分复用（DFT-s-OFDM），以获得较低的峰均功率比（PAPR）。其解调参考信号（DMRS）占用完整符号，尽管信道估计只需要信道采样点。由于现有设计无法在数据符号内放置导频而不对数据造成干扰，或不同时干扰数据和导频，NR 保留完整的 DMRS 符号，这会浪费频谱效率（SE）；随着信道变化加快，NR 还会增加 DMRS 符号数量，进一步降低频谱效率。我们提出一种技术，可在数据符号内放置不受数据干扰的导频，从而在每个符号中进行频域信道估计。利用 Zak 变换，我们证明，将一组等间隔的 DFT 前采样点留空，可释放 DFT 输出 Zak 网格中的一列。通过在若干子载波梳状结构上加上一个常数，可将导频子载波的数据值移至该列；此方法既能保持能量，也能保留 NR 的 DFT 尺寸。接收机通过梳状序列求和以线性方式还原数据，无需判决或边信息；除导频外，每个符号最多只损失一个数据采样点。由于导频会提高 PAPR，我们让每个符号中的导频数量尽可能少，并在不同符号间跳变其位置，使覆盖整个时隙的二维估计器能够在高多普勒条件下解析较长的时延扩展。在第三代合作伙伴计划（3GPP）信道上，从行人速度到高速列车速度，在每个符号中设置导频所实现的有效频谱效率均高于所有 NR DMRS 配置，同时 PAPR 接近普通 DFT-s-OFDM**。

索引词—**DFT-s-OFDM、5G NR上行链路、DMRS、导频设计、信道估计、Zak变换、高移动性、PAPR**。

I. 引言

LONG TE（LTE）和5G新空口（NR）采用离散傅里叶变换扩频正交频分复用（DFT-s-OFDM），也称为单载波频分多址（SC-FDMA），进行覆盖受限上行传输 [1]–[3]。通过对数据符号进行离散傅里叶变换扩频，DFT-s-OFDM 生成的信号包络与星座图相符，因此其峰均功率比（PAPR）远低于正交频分复用（OFDM） [1]–[4]。这一特性在小区边缘至关重要：用户设备（UE）以最大功率发射，而PAPR每增加一分贝，功率放大器就需要增加一分贝的功率回退，从而损失一分贝的链路预算。与此同时，这些用户设备的移动性日益增强：高速列车、车联网链路、空中用户设备和非地面接入，都将受功率限制的上行链路与快速变化的信道结合在一起在一个时隙内 [5]。事实上，为6G提出的波形正是针对这类双重色散信道设计的 [6]–[7]。

在新空口中，经过变换预编码的物理上行共享信道（PUSCH）的信道估计通过解调参考信号（DMRS）完成。DMRS占用完整的OFDM符号，采用低PAPR序列且不承载数据 [3], [8]。随着多普勒扩展增大，需要配置额外的DMRS符号 [3]。这种方法面临两项局限。首先，每增加一个DMRS符号，就会减少一个数据符号。其次，信道仍然只在少数符号上进行采样，并且必须在这些符号之间进行插值；随着移动性增强，这种插值会变得不准确。这两项局限源于同一个约束：在DFT-s-OFDM中，导频无法与数据共享同一符号，否则会导致PAPR升高、数据损失或数据干扰。本文放宽了这一约束。具体而言，我们寻求置于数据符号内部的导频，使其满足以下条件：（i）不受数据干扰，因此其上仅存在噪声和载波间干扰（ICI）；（ii）所占用的数据样本数量大致等于导频数量；（iii）不会显著增加PAPR；（iv）与NR DFT 点数和发射机链路兼容；（v）复杂度可忽略不计；（vi）无需边信息。据我们所知，现有设计尚无一项能够同时满足所有这些要求，下一节将对此进行讨论。

A. 相关文献

除 DMRS 外，新空口的其他上行链路参考信号都无法弥补这一空缺 [2], [3]。探测参考信号（SRS）在其自身的符号中占用一个频率梳；相位跟踪参考信号（PT-RS）是一组分布在所有子载波上的 DFT前分块，仅跟踪公共相位；而 DMRS捆绑 [8], [9]则跨时隙联合估计信道，这有利于信道缓慢变化的情况
仅适用于此处。对于正交频分复用，时域和频域中的导频布置已得到广泛研究 [10], [11], ，其中二维维纳滤波器 [12], [13] 作为参考估计器。散布导频的频率位置随符号而变化，例如数字视频广播 [14], 中的散布导频以比在相同子载波上重复的导频更少的数量对时频平面进行采样，并且可以针对信道统计特性优化导频图样 [11]。当信道在一个符号内发生变化时，还必须对载波间干扰 [15] 进行建模或消除。然而，这些技术无法直接应用于 DFT-s-OFDM：由于每个子载波都承载所有数据符号的组合，因此没有空闲子载波可用于承载散布导频，估计器仍局限于 DMRS符号。

作者来自伊斯坦布尔梅迪波尔大学电气与电子工程系，伊斯坦布尔34810，土耳其（电子邮箱：ayoub.ammar@std.medipol.edu.tr；huseyinarslan@medipol.edu.tr）。

数据辅助接收机可以在 DMRS符号之间改进估计，但代价是需要迭代，并且错误判决会导致误差传播；这类方法与任何导频设计互为补充，本文不予考虑。

有几种方法可以将导频置于数据符号内部，但每种方法都至少违反上述要求之一。最直接的方法是频分复用（ FDM），即使用较小的离散傅里叶变换扩展数据，并让导频占用剩余的子载波。此时，数据和导频不再构成单载波信号，从而导致峰均功率比（PAPR）升高；而且，较小的离散傅里叶变换规模通常不是新空口（NR）规定的规模 [3]。打孔方法用导频覆盖离散傅里叶变换输出中的部分子载波，但会擦除每个数据符号的一部分。叠加训练 [16]无需额外资源即可将导频添加到数据中，但导频与数据会相互干扰，因此除非迭代地消除数据，否则估计值会在高信噪比（SNR）下饱和。数据相关叠加训练（DDST） [17]通过从导频频率中减去数据分量来消除这种干扰；然而，在 DFT-s-OFDM 中，它会以线性接收机无法恢复的方式丢弃每个数据符号的一部分。同样，在数据符号内、离散傅里叶变换之前放置由循环前缀和后缀保护的 DMRS，可以免除高速移动用户 [18]的时间插值需求。然而，这种训练分布在所有子载波上，并且在频率上与数据重叠，因此若不先移除数据，就无法在任何子载波上读取信道。我们的构造同样将 DFT 前采样置空，但用途不同：用于释放导频子载波。正交时频空间（OTFS）调制 [19]–[20] 将数据和导频置于时延-多普勒网格上，其中由保护单元包围的嵌入式导频可以对双选择性信道进行无干扰估计 [21]–[22]。其 Zak表述 [23]–[25] 依赖于离散Zak变换 [26], ，该变换将信号映射到二维网格上。仿射频分复用 [27] 借助啁啾子载波实现了类似特性，并被定位为 OFDM收发机的扩展 [28]。然而，这些波形替代了 DFT-s-OFDM，需要新的接收机，并且通常表现出更高的峰均功率比（PAPR） [7], [29], [30]。此外，与采用同样针对性设计的导频和估计器的 OFDM 相比，它们的增益取决于信道和接收机假设 [31],；同时，嵌入式导频的保护区域会随着时延和多普勒扩展而增大，代价是占用数据单元。在本文中，我们借用 Zak网格，但仅用于在保持不变的 DFT-s-OFDM 符号内部定位空闲空间。离散Zak变换是先对序列进行多相分解，再对多相分量进行离散傅里叶变换 [26]。在 DFT-s-OFDM 中，这种结构的一个特例已广为人知：采用交织子载波映射时，一个梳状结构会在时间域承载数据块的重复且经过相位旋转的副本 [1]。我们构造所依据的恒等关系，即当且仅当互补间隔的每个子载波梳状结构之和为零时，步长倍数位置处的 DFT 前采样才全部为零，正是由这种多相结构推出的。然而，据我们所知，这一性质尚未被用于在不丢弃数据的情况下释放 DFT-s-OFDM 数据符号内部的导频子载波。

在经典的峰均功率比降低方法中， [4], 音调预留 [32]可在不使用边信息的情况下消除保留子载波上的峰值，但在 DFT-s-OFDM 中会占用原本用于数据的子载波信息，NR 通过$\pi/2$ 二进制相移键控（BPSK） [3] 以及频域频谱整形（FDSS）降低 DFT-s-OFDM 的峰均功率比；用户设备可在 [34]的平坦度要求范围内应用 FDSS，而频谱扩展可进一步增强其效果 [35]；这些增强方案正逐步统一到基于 DFT-s-OFDM 的 6G波形中 [36]。由于这些技术作用于数据，因此与所提方案兼容。此外，在所提方案中，不包含重新定位数据的空列单元格可承载消峰信号，从而将峰均功率比降低转变为以数据样本为代价的可选项。

B. 研究动机与贡献

总而言之，现有设计要么将导频排除在数据符号之外（NR DMRS、SRS、DMRS捆绑），要么将其分散到所有子载波上（PT-RS、ZT/UW、DFT前DMRS），要么牺牲峰均功率比或与NR的兼容性，要么丢失数据或遭受数据干扰（打孔、叠加训练、DDST）。这些设计都无法在DFT-s-OFDM 数据符号内放置不受数据干扰的导频，同时将数据开销控制在与导频数量相当的水平，并保持NR DFT 点数不变且仅略微增加峰均功率比。这促使本文提出一种方案，利用 DFT-s-OFDM符号的Zak结构，在现有发射机链路中生成此类导频。为公平评估该方案，我们在第三代合作伙伴计划（3GPP）的抽头延迟线（TDL）信道上，采用相同的二维估计器评估所提方案和NR DMRS 配置，并纳入这些信道产生的载波间干扰和符号间干扰。本文的主要贡献如下：

- 我们提出一种技术，可在 DFT-s-OFDM 数据符号内部放置不受数据干扰的导频，从而在数据符号内进行频域信道估计。利用 Zak变换，我们证明，将一个步长类的 P DFT前采样留空，可在 DFT输出的 $P \times L$ Zak网格中腾出一列，该网格的各行是子载波梳状结构。随后，我们通过在 N个梳状结构上添加一个常数，将 N_{p} 个导频子载波的数据值重定位到这一列。该重定位可保持能量不变，沿用新空口 DFT 点数和发射机链路，仅占用 $P \geq N_{\mathrm{p}} + 1$ 个数据样本，且所需加法次数少于 DFT 点数；利用梳状序列求和即可线性地撤销重定位，无需判决或边信息。

- 我们提出逐个符号跳变导频位置，使信道能够通过每个符号中的少量导频进行估计：相邻符号的导频在频域交错排列，并通过覆盖整个时隙的二维（2-D）线性最小均方误差（LMMSE）滤波器进行组合。每个符号中的导频数量必须保持较少，因为导频和重定位后的数值会提高峰均功率比（PAPR）；因此，我们推导出跳变模式必须满足的时延和多普勒条件。

- 我们采用扎多夫-楚（ZC）导频，其平坦的离散傅里叶变换可将导频能量均匀分布在网格上，并利用空列中的空闲单元格进行可选的峰值

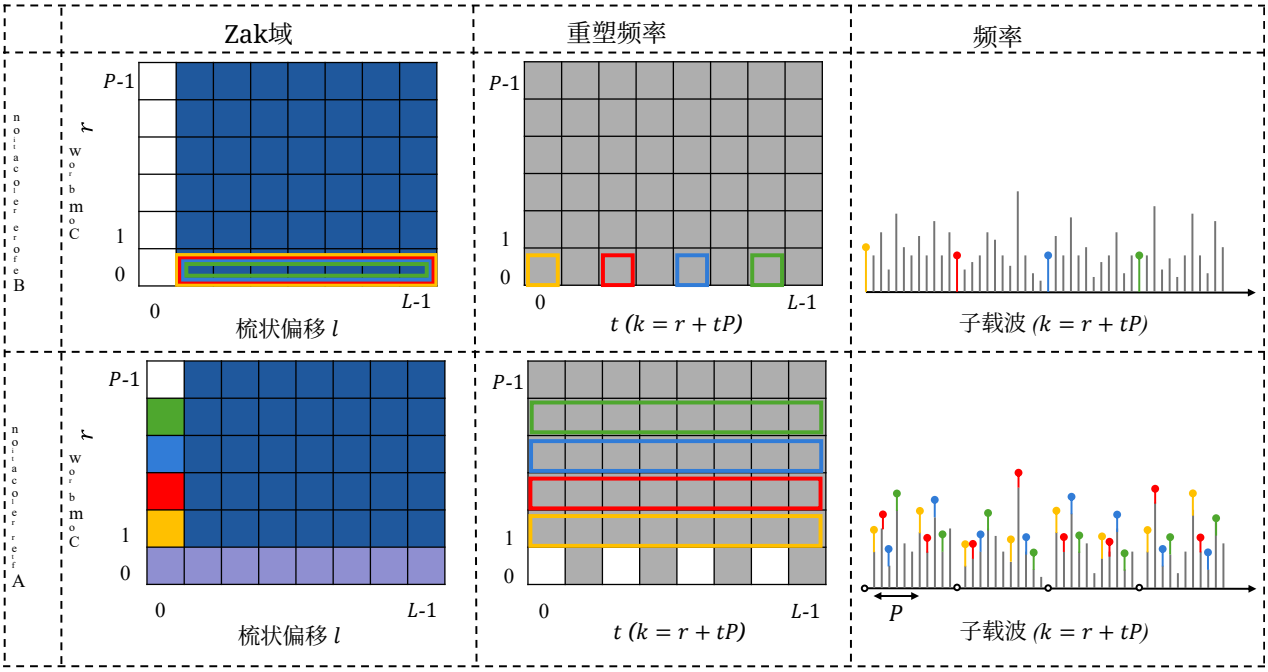


图 1：Zak网格、子载波　　按梳状结构排列的子载波，以及重定位前（上）和重定位后（下）的子载波（$N_{\mathrm{p}}=4$）　　.

抵消，无需边信息；这种方法以数据样本换取峰均功率比。

- 我们针对从行人速度到列车速度范围内的 3GPP 信道，评估了 PUSCH 映射类型 A 的 NR DMRS 配置下的峰均功率比、信道估计精度、误码率（BER）和有效频谱效率。

C. 组织结构

本文其余部分安排如下。第二节追踪一个符号经过发射机的过程，从数据映射和离散傅里叶变换到 Zak 网格、重定位、导频以及可选的峰值抵消。第三节给出信道模型，第四节推导接收机，第五节讨论开销、复杂度以及集成到新空口中。第六节展示仿真结果，第七节总结全文。全文中，$j=\sqrt{-1}$，方括号表示离散索引，$(\cdot)^{*}$ 表示复共轭，mod 表示整数除法的余数，$\delta[\cdot]$ 表示克罗内克δ函数，$\mathbb{E}[\cdot]$表示期望，$|\mathcal{S}|$表示 $\mathcal{S}$的基数，$\leftarrow$表示赋值，$\mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$ 表示圆对称复高斯分布，波浪号表示重定位后的量。

II. 发射机

本节追踪一个时隙中 N_{s} 个 DFT-s-OFDM 符号里的符号 $m=0,\ \ldots\ldots,\ N_{\mathrm{s}}-1$。符号索引 m 仅出现在导频位置中，这是唯一一个随符号变化的量。

A. 数据映射

用户设备发送一组 M 个 DFT前采样，其中 M是 NR DFT 点数，即 $M=12N_{\mathrm{RB}}$，其中资源块数 N_{RB} 的质因数只有 2、3 和 5 [3]。我们对 $M=PL$ 进行因数分解，并将采样点编为 $x[l+gL]$，其中时间偏移为 $l=0,\ldots,L-1$，组为 $g=0,\ldots,P-1$；具有相同 l、间隔为 L 的 P 个采样点构成一个步长类。$l=0$ 的采样点为空：

$$x[l+gL]=\begin{cases}0, & l=0,\\ \text{data}, & l\neq 0,\end{cases} \tag{1}$$

其中单位功率数据符号 $d[\cdot]$ 按 $l+gL$排序。

B. DFT 扩频

M 点离散傅里叶变换得到子载波值

$$X[k]=\frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{g=0}^{P-1}\sum_{l=0}^{L-1}x[l+gL]\,e^{-j2\pi k(l+gL)/M}, \tag{2}$$

对于 $k=0,\ \ldots,\ M-1$，其逆变换为

$$x[l+gL]=\frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{k=0}^{M-1}X[k]\,e^{j2\pi k(l+gL)/M}. \tag{3}$$

我们记作 $k=r+tP$，其中梳状索引为 $r=0,\ \ldots,\ P-1$，梳状位置为 $t=0,\ \ldots,\ L-1$；具有相同 r、间隔为 P 的 L 个子载波构成梳状结构 r。

C. Zak变换

Zak变换将子载波排列在一个 $P\times L$ 网格上，其行 r 是梳状结构 r的 L点逆离散傅里叶变换（IDFT）：

$$Z[r,l]=\frac{1}{\sqrt{L}}\sum_{t=0}^{L-1}X[r+tP]\,e^{j2\pi lt/L}. \tag{4}$$

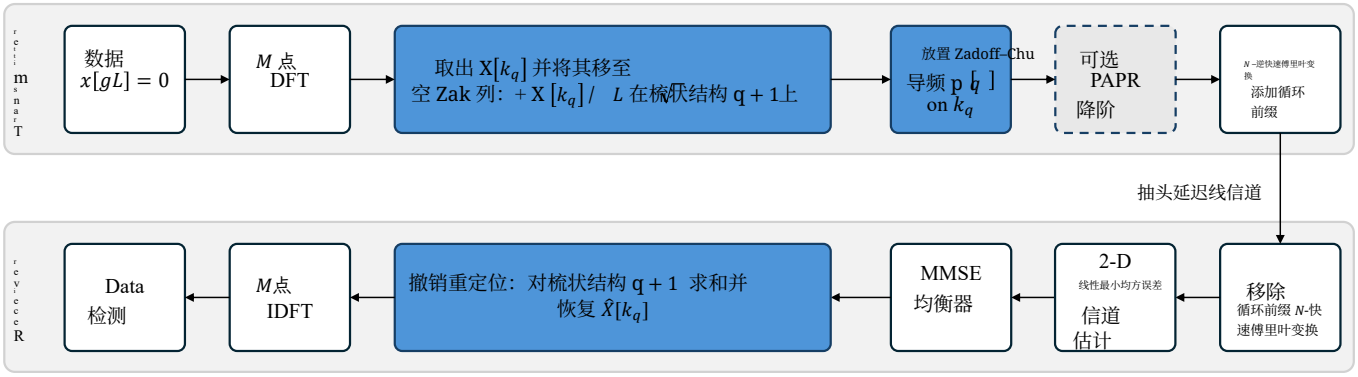


图 2：所提方案的信号链。

在 $k=r+tP$的式（3）中，指数为 $2\pi\,(rl/M+rg/P+tl/L+tg)$，对 t的求和由（4）给出 $\sqrt{L}\,Z[r,l]$。因此

$$x[l+gL]=\frac{1}{\sqrt{P}}\sum_{r=0}^{P-1}Z[r,l]\,e^{j2\pi r(l+gL)/M}, \tag{5}$$

也就是说，时间偏移为 l 的采样点仅取决于网格的第 l 列，并且除相位 $e^{j2\pi rl/M}$ 外，它们是该列的 P 点逆离散傅里叶变换。由于该逆离散傅里叶变换可逆，当且仅当第 0 列为空时，时间偏移为 0 的采样点才全为零，如式 (1) 所示；进而，根据式 (4) 及 $l=0$，每个梳状序列求和都为零：

$$\sum_{t=0}^{L-1}X[r+tP]=\sqrt{L}\,Z[r,0]=0 \quad \text{for every } r. \tag{6}$$

式 (4) 的逆运算可从第 r 行恢复梳状结构 r，

$$X[r+tP]=\frac{1}{\sqrt{L}}\sum_{l=0}^{L-1}Z[r,l]\,e^{-j2\pi lt/L}, \tag{7}$$

表明放置在空单元格（r，0）中的值 a 会为梳状结构 r的每个子载波增加常数 $a/\sqrt{L}$，根据（5），它只会改变时间偏移为 0 的采样点。因此，第 0 列的 P 单元格是不会干扰数据的空闲资源。图 1 展示了该网格。

D. 导频

在符号 m中，N_{p} 导频占用梳状结构 0 中的子载波

$$k_q=\left(\frac{qL}{N_{\mathrm{p}}}+(m \bmod N_{\mathrm{h}})\frac{L}{N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}}\right)P, \quad q=0,\dots,N_{\mathrm{p}}-1, \tag{8}$$

间隔为 M/N_{p}。在连续的 N_{h} 个符号中，位置跳转到间隔为 $M/(N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}})$ 的 $N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}$ 个不同子载波上，且无需额外代价，因为所有位置都保持在梳状结构 0 上；$N_{\mathrm{h}}=1$ 使导频保持在相同的子载波上。这要求 $N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}$ 整除 L。插入导频之前，占据这些子载波的数据值 $X[k_q]$ 被重新定位到梳状结构 1, 0、梳状结构 $1,\dots,N_{\mathrm{p}}$ 上的单元格（$q+1$），这要求 $P\geq N_{\mathrm{p}}+1$。对于给定的 M、N_{p} 和 N_{h}，能整除 M 且 $N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}$ 整除 M/P、$P\geq N_{\mathrm{p}}+1$的最小 P，可使空采样点的数量最少。在最佳情况下，$P=N_{\mathrm{p}}+1$，而导频所占用的数据采样点数量比其自身数量多一个；否则，M 的因式分解会迫使 P 更大，而额外的空采样点可以用于峰值抵消。

导频是一个 ZC序列 [37],

$$p[q]=e^{-j\pi u\,q\,(q+b)/N_{\mathrm{p}}}, \quad b=N_{\mathrm{p}} \bmod 2, \tag{9}$$

其根为 u，与 N_{p} 互质，且幅度为 1，即等于数据子载波的功率。根据（4）和（8），它们对第 0 行的贡献为

$$\frac{1}{\sqrt{L}}\,e^{j2\pi l(m \bmod N_{\mathrm{h}})/(N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}})}\sum_{q=0}^{N_{\mathrm{p}}-1}p[q]\,e^{j2\pi lq/N_{\mathrm{p}}}, \tag{10}$$

即为导频的单位正交 N_{p}点逆离散傅里叶变换（IDFT）的 $\sqrt{N_{\mathrm{p}}/L}$ 倍，以 l 为周期进行周期延拓，并经过跳频相位旋转。ZC序列在离散傅里叶变换（DFT）下保持恒定幅度，因此（10）在每个时间偏移处的幅度均为 $\sqrt{N_{\mathrm{p}}/L}$：导频能量均匀分布在第 0 行中，不会相干地叠加到少数数据采样点上。

E. 重定位

重定位会将导频子载波上的每个数据值除以 $\sqrt{L}$，再加到一个梳状结构的每个子载波上，并将导频写入导频子载波：

$$\tilde{X}[k]=\begin{cases}p[q], & k=k_q,\\ X[k]+\dfrac{X[k_q]}{\sqrt{L}}, & k \bmod P=q+1,\\ X[k], & \text{otherwise.}\end{cases} \tag{11}$$

无需计算 Zak变换。为了查看式 (11) 在网格上的作用，将其代入式 (4)：在梳状结构 $q+1$ 上，所加的常数贡献为 $X[k_q]\,\frac{1}{L}\sum_t e^{j2\pi lt/L}=X[k_q]\,\delta[l]$，因此结合式 (6)

$$\tilde{Z}[r,l]=\begin{cases}X[k_{r-1}], & l=0,\ r=1,\dots,N_{\mathrm{p}},\\ Z[r,l], & \text{otherwise, } r\geq 1,\end{cases} \tag{12}$$

也就是说，每个重定位值填入一个空采样，且梳状结构 1、.....、$P-1$的数据单元保持不变。根据（6），梳状结构 $q+1$ 与所添加常数之间的交叉项为零，因此添加到梳状结构 $q+1$ 的能量为 $|X[k_q]|^2$，恰好等于从子载波 k_q移除的能量：

$$\sum_{k=0}^{M-1}|\tilde{X}[k]|^2=\sum_{k=0}^{M-1}|X[k]|^2+\sum_{q=0}^{N_{\mathrm{p}}-1}|p[q]|^2. \tag{13}$$

在时域中，根据带有 $l=0$ 的（5），重定位值对空采样的贡献等于已填充单元的 P 点逆离散傅里叶变换，

$$\tilde{x}_{\mathrm{rel}}[gL]=\frac{1}{\sqrt{P}}\sum_{q=0}^{N_{\mathrm{p}}-1}X[k_q]\,e^{j2\pi(q+1)g/P},\qquad(14)$$

平均功率为 $g\ N_{\mathrm{p}}\ (L-1)\ /M\approx N_{\mathrm{p}}/P$，相对于数据而言；也就是说，当 P 接近$N_{\mathrm{p}}+1$时，功率几乎与数据功率相同。根据（5），在梳状结构 0 上用 $p[q]$ 替换 $X[k_q]$，会给所有时间偏移为l的采样点加上（$\tilde{Z}[0,l]-Z[0,l]$）$/\sqrt{P}$；恢复梳状结构 0 时，接收机会将其移除。

F. 子载波映射、逆快速傅里叶变换与循环前缀

˜将数值 $X[k]$ 映射到N点逆快速傅里叶变换的子载波 $K+k$ 上，并添加 N_{cp} 个循环前缀采样点：

$$s[n]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{M-1}\tilde{X}[k]\,e^{j2\pi(K+k)n/N},\quad n=-N_{\mathrm{cp}},\ldots,N-1.\qquad(15)$$

G. 可选的峰值抵消

重定位不会使用单元格（r，0）和 $r=N_{\mathrm{p}}+1$，…，$P-1$。根据（7）和（5），此类单元格中的数值 $a[r]$ 会给梳状结构 r 加上 $a[r]/\sqrt{L}$，且只会改变空采样，接收机会将其丢弃。这些单元格可承载峰值抵消信号，而无需边信息。我们采用限幅与投影：将采样点 $n\geq 0$ 中超过 $c[n]=s[n]-A\,s[n]/|s[n]|$ 的部分（$|s[n]|>A$，否则为 $c[n]=0$），其频谱为 $\underline{\underline{C[k]}}=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}c[n]\,e^{-j2\pi(K+k)n/N}$，投影到已分配的各个子载波单元格上，

$$a[r]\leftarrow a[r]-\frac{\lambda}{\sqrt{L}}\sum_{t=0}^{L-1}C[r+tP],\qquad(16)$$

并从 $a[r]=0$ 开始，以步长 λ 迭代 N_{it} 次，重新计算 (15)。如式 (6) 所示，式 (16) 中的梳状结构求和是将超额部分投影到单元格 (r，0) 上。较大的 P 会留下更多未使用的单元格，因此该选项以数据样本换取峰均功率比，而不会改变导频或重新定位的数据。此选项面向功率受限的用户设备，因为每次迭代都需要一对快速傅里叶变换。

III. Channel

A. 时域

我们使用 3GPP TDL模型 [38], [39]：传播路径 i 在采样率为 $N\Delta f$、子载波间隔为 Δf 时具有 τ_i 个采样点的时延，并且在时隙的符号 m 中具有复增益 $h_{m,\,i}$。符号 m 的接收采样点为

$$y_m[n]=\sum_i h_{m,i}\,s_m\big[n-\tau_i\big]+v_m[n],\qquad(17)$$

含噪声 $v_m[n]\sim\mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。推导中假设时延位于采样网格上，且增益在一个符号内保持恒定（仿真中未采用这两个假设）。不同传播路径的增益相互独立，服从复高斯分布（瑞利衰落），平均功率 $\Omega_i=\mathbb{E}\big[|h_{m,i}|^2\big]$ 之和为 1，并遵循 Jakes多普勒谱 [38], [39],

$$\mathbb{E}\big[h_{m,i}\,h^*_{\mu,i}\big]=\Omega_i\,\rho[m-\mu],\qquad(18)$$

时间相关性为 $\rho[m-\mu]=J_0\big(2\pi f_{\mathrm{D}}T(m-\mu)\big)$，其中 f_{D} 为最大多普勒频率，$T=(N+N_{\mathrm{cp}})/(N\Delta f)$为符号时长，而 $J_0(\cdot)$为第一类零阶贝塞尔函数。

B. 频域

移除循环前缀后，$n\geq 0$，对于 $\tau_i\leq N_{\mathrm{cp}}$，根据式 (15) 对 $s_m[n-\tau_i]=s_m[(n-\tau_i)$ 取模 $N]$。N 点快速傅里叶变换

$$Y_m[k]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}y_m[n]\,e^{-j2\pi(K+k)n/N}\qquad(19)$$

将每个循环移位转换为一个相位：

$$\begin{aligned}Y_m[k]&=H_m[k]\,\tilde{X}_m[k]+V_m[k],\\ H_m[k]&=\sum_i h_{m,i}\,e^{-j2\pi(K+k)\tau_i/N},\end{aligned}\qquad(20)$$

其中 $V_m[k]\sim\mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。根据 (18)，相关性可分解为时间和频率两部分，

$$\mathbb{E}\big[H_m[k]H^*_\mu[\kappa]\big]=\rho[m-\mu]\,R[k-\kappa],\qquad(21)$$

其中，子载波间隔 $k-\kappa$ 处的频率相关性

$$R[k-\kappa]=\sum_i\Omega_i\,e^{-j2\pi(k-\kappa)\tau_i/N}.\qquad(22)$$

模型 (20) 忽略了符号内变化所产生的载波间干扰，其相对功率对于 Jakes 谱约为 $\sigma_{\mathrm{I}}^2=(\pi f_{\mathrm{D}}/\Delta f)^2/3$，以及超出循环前缀的传播路径所产生的符号间干扰；仿真中则包含这两者。

IV. 接收机

接收机按相反顺序撤销发射机的各个处理模块（图 2）；接收机的估计值以帽号标记。

A. 导频观测

根据(11)，(8)中的导频子载波 k_q 仅承载导频。结合 (20)，每个导频子载波均给出最小二乘观测

$$\frac{Y_m[k_q]}{p[q]}=H_m[k_q]+\frac{V_m[k_q]}{p[q]},\qquad(23)$$

其中不包含数据。由于$|p[q]|=1$，其噪声项的方差为 σ^2，而(20)中忽略的载波间干扰约为σ_{I}^2。与DMRS符号的载波间干扰不同，此载波间干扰来自相邻子载波中的未知数据。令 $\mathcal{S}$ 表示该时隙的导频位置集合（μ，κ），每个符号包含 N_{p} 个导频位置。

B. 时隙上的二维线性最小均方误差估计

时隙中每个位置的信道均估计为所有最小二乘观测的加权和，

$$\hat{H}_m[k]=\sum_{(\mu,\kappa)\in\mathcal{S}}W_{m,k}[\mu,\kappa]\,\frac{Y_\mu[\kappa]}{p_\mu[\kappa]},\qquad(24)$$

其中，$p_\mu[\kappa]=p[q]$ 对于 $\kappa=k_q$ 在符号 μ中。根据ˆ正交原理，[12], 误差 $H_m[k]-H_m[k]$ 是

与每个观测都不相关；结合式 (23) 和 (21)，对于每个 $(\eta,\ \vartheta) \in \mathcal{S}$,

$$\sum_{(\mu,\kappa)\in\mathcal{S}} W_{m,k}[\mu,\kappa]\Big(\rho[\mu-\eta]\,R[\kappa-\vartheta] + \Big(\frac{\sigma^2}{|p_\mu[\kappa]|^2}+\sigma_{\mathrm{I}}^2\Big)\delta[\mu-\eta]\,\delta[\kappa-\vartheta]\Big) = \rho[m-\eta]\,R[k-\vartheta], \tag{25}$$

一组线性方程，其矩阵对所有位置都相同（$m,\ k$），并且每种时隙配置只需分解一次。由此得到的归一化均方误差（NMSE）为

$$\varepsilon = 1-\frac{1}{N_{\mathrm{s}}M}\sum_{m,k}\sum_{(\mu,\kappa)\in\mathcal{S}} W_{m,k}[\mu,\kappa]\,\rho[m-\mu]\,R[\kappa-k], \tag{26}$$

导频间隔受时延扩展限制。根据式（20），每条传播路径在子载波上都是复指数，每个子载波对应 τ_i/N 个周期，因此在间隔 Δk个子载波的导频上，每个导频对应 $\Delta k\,\tau_i/N$ 个周期；其 $\Delta k\,\tau_i/N$ 相差整数的传播路径会发生混叠。在一个符号内 $\Delta k = M/N_{\mathrm{p}}$；在跳频周期的 N_{h} 个符号中，各位置交错排列为 $\Delta k = M/$（$N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}$）。若满足以下条件，则$[0,\max_i \tau_i]$ 内的所有时延均可区分，即信道在频率上的采样速率高于其奈奎斯特速率:

$$\frac{M}{N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}}\max_i \tau_i < N, \tag{27}$$

也就是说，以赫兹为单位的一个跳频周期内的导频间隔 $M\Delta f/$（$N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}$）乘以以秒为单位的最大时延$\max_i \tau_i/$（$N\Delta f$），小于1。等价地，$N_{\mathrm{p}}N_{\mathrm{h}}$必须大于该分配的时频积 $M\max_i \tau_i/N$，其取决于带宽 $M\Delta f$。只要信道在 N_{h} 个符号内相关，跳频便可在不增加导频数的情况下将这一要求放宽 N_{h} 倍，而式（25）通过 $\rho[\cdot]$对这种相关性进行加权。一个时隙内的导频构成倾斜的时频晶格，与散布导频一样 [14]: 其混叠在时延上发生偏移；除每 N_{h}个混叠之外，其多普勒也至少偏移 $1/N_{\mathrm{h}}$ 个周期/符号，因此不会与信道重叠。除了满足式（27）外，还需满足 $2f_{\mathrm{D}}TN_{\mathrm{h}}<1$，即跳频周期短于多普勒周期的一半。满足这些条件后，精度会随每时隙导频数的增加而提高。

C. MMSE均衡

对每个子载波进行MMSE均衡 [40],

$$\hat{X}_m[k] = \frac{1}{\beta_m}\,\frac{\hat{H}_m^*[k]}{|\hat{H}_m[k]|^2+\sigma^2+\sigma_{\mathrm{I}}^2}\,Y_m[k], \tag{28}$$

其中，β_m是 $|\hat{}H_m[k]|^2/(|\hat{}H_m[k]|^2+\sigma^2+\sigma_{\mathrm{I}}^2)$在$k$上的均值，它消除了经过$\hat{}$ $\tilde{}$逆离散傅里叶变换后MMSE系数的偏差（对于 $H_m = H_m$恰好如此），而 $X_m[k]$ 估计 $X_m[k]$。

D. 读取重定位值

根据 (11) 和 (6)，$\tilde{X}$ 的梳状结构 $q+1$ 之和为 $\sqrt{L}\,X[k_q]$。接收机将 $X[k_q]$的估计值 $\hat{}z_q$ 读取为梳状序列求和，

$$\hat{z}_q = \frac{1}{\sqrt{L}}\sum_{t=0}^{L-1}\hat{X}[(q+1)+tP], \tag{29}$$

并将其写回导频子载波，

$$\hat{X}[k_q] \leftarrow \hat{z}_q. \tag{30}$$

对于无噪声且完全均衡的符号，$\hat{}$ $\tilde{}$，因此（29）$\hat{}$给出$\hat{}$ $z_q = X[k_q]$，而经过（30）后，X 与 X 的差异仅在于梳状结构1、.....、N_{p}上的常数 $X[k_q]/\sqrt{L}$，以及未使用梳状结构上的峰值抵消值。采用（28）中的MMSE系数或不完美的估计时，端到端增益会在梳状结构上变化，因此$\hat{}z_q$ 包含梳状结构 $q+1$ 数据中的少量残余，且这些常数会轻微泄漏到数据样本上，类似于普通DFT-s-OFDM中的残余符号间干扰。

E. 逆离散傅里叶变换与检测

对 $\hat{}$ $X[k]$ 应用逆离散傅里叶变换 (3)，即可得到估计值 $\hat{}$ $x[l+gL]$。由于 $e^{j2\pi(r+tP)(l+gL)/M} = e^{j2\pi r(l+gL)/M}e^{j2\pi tl/L}$，梳状结构 r 上的常数 $a/\sqrt{L}$ 会对 $\hat{}x[l+gL]$

$$\frac{a\,e^{j2\pi r(l+gL)/M}}{\sqrt{ML}}\sum_{t=0}^{L-1}e^{j2\pi tl/L}, \tag{31}$$

产生贡献，且仅在 $l=0$处非零，即仅出现在采样点 $\hat{}x[gL]$上。因此，峰值抵消值落在空采样上，接收机会将其丢弃；数据位置则给出 $\hat{}x[l+gL]=x[l+gL]$、$l\neq 0$，从而在没有辅助 $\hat{}$ 信息的情况下得到无噪声符号。数据估计值 $d[\cdot]$ 是采样点 $\hat{}$ $x[l+gL]$、$l\neq 0$，按 $l+gL$递增排列。

回读 (29) 是线性的，且在检测之前进行，因此不会传播判决错误。它将梳状结构 $q+1$ 中 L 个子载波的均衡噪声按每个 $1/\sqrt{L}$ 的权重进行合并，因此 $\hat{}z_q$ 的均衡噪声方差等于梳状结构 $q+1$的平均均衡噪声方差，与其所替代的数据值相同；并且由于梳状结构 $q+1$覆盖整个分配带宽，其频率分集也相同。因此，该接收机是标准的 DFT-s-OFDM接收机，只是在逆离散傅里叶变换之前插入了 N_{p} 梳状序列求和。

V. 开销、复杂度与新空口集成

A. 开销

带有 N_{p} 导频的符号可承载 $M-P$ 个数据符号；相比之下，普通DFT-s-OFDM可承载 M 个，而DMRS符号不承载数据。若时隙中的 N_{s} 个符号均包含导频，则该时隙可承载 N_{s}（$M-P$）个数据符号；相比之下，采用 N_{DMRS} 个符号的新空口可承载（$N_{\mathrm{s}}-N_{\mathrm{DMRS}}$）$M$个数据符号。因此，只要$N_{\mathrm{s}}P < N_{\mathrm{DMRS}}M$，前者承载的数据就更多。对于固定的时延扩展，式（27）给出了子载波导频间隔的上界，因此，对于固定的 N_{h}，N_{p} 与 M 成正比增长，而开销 P/M 趋于常数，类似于DMRS符号的 $1/N_{\mathrm{s}}$。

B. 复杂度

发射机在（11）中向每个 L子载波添加 N_{p} 个值，即进行 $N_{\mathrm{p}}L = N_{\mathrm{p}}M/P \leq M$ 次复数加法，而乘以$1/\sqrt{L}$的缩放操作可以合并到 $X[k_q]$的读出过程中。接收机需要为（29）进行 $N_{\mathrm{p}}L$ 次加法，并为（30）进行 N_{p} 次赋值。与 M点离散傅里叶变换相比，这两者的开销都可以忽略不计。可选峰值抵消（16）的每次迭代需要进行一次 N点快速傅里叶变换和逆快速傅里叶变换，以及$2(P-1-N_{\mathrm{p}})L$ 次加法。估计器（25）的规模等于每时隙导频数$N_{\mathrm{s}}N_{\mathrm{p}}$，而配置类型1的 N_{DMRS} 个DMRS符号对应的规模为 $N_{\mathrm{DMRS}}M/2$。

表 I：仿真参数

M、 N、 Δf	192（16 个资源块）；512（链路）、 $8M$ （峰均功率比）；30 kHz；载波 3.5 GHz
N_{cp}、 N_{s}	36（2.34 µs）、14（0.5 ms 时隙）
所提出的	$(N_{\mathrm{p}}\ P)$ =(2，3)、(4，6)、(8，12)；Zadoff–Chu导频， $u=1$；跳频 $N_{\mathrm{h}}=4$，适用于 $N_{\mathrm{p}}=2$，4， $N_{\mathrm{h}}=2$ 适用于 $N_{\mathrm{p}}=8$，以及 $N_{\mathrm{h}}=1$ 作为参考方案
基准方案	具有 1 至 4 个符号的 NR DMRS 类型 1 [3]；预-离散傅里叶变换参考信号 [18]：13个采样点的ZC参考信号，6个采样点的循环前缀和后缀；打孔：$(N_{\mathrm{p}}$， $N_{\mathrm{h}})$ = (4，4)、(8，2)，导频与所提方案
峰值抵消	$A=1.6$ 倍的 $s[n]$均方根、 $\lambda=4$、 $N_{\mathrm{it}}=30$
信道	TDLB100、TDLC300 [39]；3、60、120、250、350、500 千米/小时（$f_{\mathrm{D}}\leq 1.62$ 千赫兹）；瑞利衰落，Jakes 谱，每条传播路径由 16 个正弦波之和组成 [41]
蒙特卡洛	10^5 个符号（峰均功率比），每个点 600 个独立时隙（链路）

表 II：时隙开销和复杂度

方案	数据符号数-每时隙符号数占比（估计值）	Data	每时隙导频数	加法次数每个符号
新空口，1个DMRS符号	2496	92.9%	96	–
新空口，2个DMRS符号	2304	85.7%	192	–
新空口，3个DMRS符号	2112	78.6%	288	–
新空口，4个DMRS符号	1920	71.4%	384	–
DFT前参考信号 [18]	2338	87.0%	182	–
打孔， $N_{\mathrm{p}}=4$	2688	100%	56	–
打孔 ，$N_{\mathrm{p}}=8$	2688	100%	112	–
所提出的， $N_{\mathrm{p}}=2$	2646	98.4%	28	128
所提出的， $N_{\mathrm{p}}=4$	2604	96.9%	56	128
所提出的， $N_{\mathrm{p}}=8$	2520	93.8%	112	128

C. 集成到 NR 中

变换预编码物理上行共享信道的离散傅里叶变换规模、资源分配、子载波映射、逆快速傅里叶变换和循环前缀均保持不变。不过，数据映射会留下P 个空采样点，从而改变速率匹配；重定位则是离散傅里叶变换之后新增的一个模块。该方案由导频数量 N_{p} 和跳频周期 N_{h}描述，这些参数可以像DMRS附加位置 [3]一样进行半静态配置； P 根据 M、 N_{p} 和N_{h} ，按照II-D节的规则确定。随后，可以移除时隙中的DMRS符号，或将其减少为前置的DMRS符号；由于导频能够跟踪每个符号中的相位，因此可以省略PT-RS。基站（下一代基站）将导频提取添加到其信道估计器中，并在逆离散傅里叶变换之前执行梳状序列求和（29）˜。FDSS将 $X[k]$ 乘以一个已知窗函数，接收机在（29）之前将其移除；$\pi/2$-BPSK应用于数据符号 $d[\cdot]$，但填充的空采样点会打断其交替相位，因此其峰均功率比优势有所损失。同时调度的用户设备或层需要使用互不重叠的导频子载波，例如在梳状结构0上使用不同的导频位置，但代价是需要更大的 P。

VI. 仿真结果

本节从峰均功率比（PAPR）、信道估计的归一化均方误差（NMSE）、误码率（BER）和有效频谱效率等方面评估所提出的符号内导频的性能，并将其与 NR DMRS 以及 I 节中介绍的两种符号内导频设计进行比较。除非另有说明，仿真参数均列于表 I 中。资源分配跨越 $M=192$个子载波（16 个资源块）、一个 NR DFT 点数；所提方案采用 II-D节中的最小网格，即$N_{\mathrm{p}}=2$，并使用 4 个和 8 个导频以及 $P=3$、6 个和 12 个导频，因此每个 DFT-s-OFDM 符号分别包含 189、186 和 180 个数据符号。由此产生的时隙开销总结于表 II 中。

链路级结果是在 3GPP 时延剖面 TDLB100 和 TDLC 300 [39, 附录G], 下获得的，其均方根（RMS）时延扩展分别为 100 和 300 ns，最大时延分别为 0.48 和 2.60 µs。每条传播路径都作为带限分数时延施加，其增益在符号内变化，因此载波间干扰和符号间干扰（最后一条 TDLC300 传播路径超过循环前缀）会影响所有方案。每个时隙均抽取一个独立的信道实现，且所有方案都在相同的信道实现上进行评估，采用均衡器 (28)、一个接收天线和未编码的 16阶正交振幅调制（16阶正交振幅调制）；链路级结果中不使用峰值抵消。

考虑三种基准方案。第一种是配置类型1的 NR DMRS（每隔一个子载波放置一个 DMRS，DMRS符号中不传输数据），在 PUSCH 映射类型 A [3], 的 $\{2\}$、 $\{2,11\}$、 $\{2,7,11\}$ 和 $\{2,5,8,11\}$ 位置放置 1、2、3 或 4 个单符号 DMRS；而所提时隙在全部 14 个符号中均承载导频，且不包含 DMRS符号。第二种是 [18], 的 DFT前参考信号：每个符号中的离散傅里叶变换之前，先添加一个由 $1+M/16=13$ 个采样点构成的 ZC参考信号，并在其前后各添加 6 个采样点的循环前缀和后缀，从而留下 167 个数据符号；利用最小二乘法根据接收块估计每个符号的 13 抽头冲激响应，再通过离散傅里叶变换将其转换至 M 个子载波。第三种是打孔，即将离散傅里叶变换输出的 $N_{\mathrm{p}}=4$ 个或 8 个子载波替换为所提方案的导频，也就是采用相同的位置、跳频、ZC值和功率。打孔符号承载全部 M 个数据符号，但会丢失其在导频子载波上的分量；根据 (3)，这会给每个数据符号增加功率为 N_{p}/M的误差，使其功率与误差功率之比不超过 M/N_{p}，即 16.8 和 13.8 分贝。因此，所提时隙与打孔时隙的区别仅在于如何处理导频子载波上的数据。为确保公平比较，所提时隙和打孔时隙采用相同的估计器 (24)–(25)，并使用真实时延剖面、 f_{D}、 σ^2 和 σ_{I}^2。

符号 $s[n]$ 的峰均功率比（PAPR）为样本中的最大值 $_n\,|s[n]|^2/\big(\frac{1}{N}\sum_n \urcorner|s[n]|^2\big)$。采用 $N=8M$进行评估，使样本近似连续时间 PAPR [4], ，并通过其互补累积分布函数（CCDF）Pr(PAPR $>\gamma$)以及 $\gamma_{10^{-3}}$来表征；后者是以概率 10^{-3}超过的电平。使用相同M 子载波上承载 QAM符号的 OFDM 作为参考方案。对于每个数据或 DMRS资源元素的平均能量为单位值，信噪比定义为$E_{\mathrm{s}}/N_0=1/\sigma^2$ ；根据式（13），所提出的符号每个元素承载的能量为（$M-P+N_{\mathrm{p}}$）$/M$ 。为兼顾开销与估计精度，将时隙的有效频谱效率定义为表 II 中的数据占比乘以 $I\left(1/\xi\right)$，其中 ξ 是该时隙检测到的数据符号的均方误差， $I\left(\cdot\right)$ 是在给定信噪比下高斯信道中 16阶正交振幅调制的互信息。

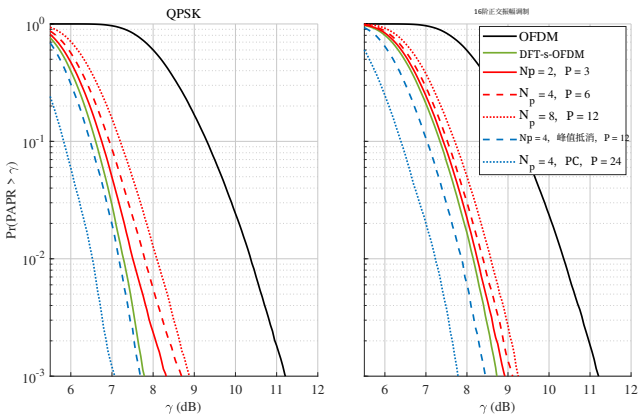


图 3：四相相移键控（左）和 16阶正交振幅调制（右）的峰均功率比互补累积分布函数。

A. 峰均功率比性能

图 3 展示了四相相移键控（QPSK）和 16阶正交振幅调制的峰均功率比互补累积分布函数。如预期，对于 QPSK 和 16阶正交振幅调制，普通 DFT-s-OFDM 的 $\gamma_{10^{-3}}$ 分别比 OFDM 低 3.4 分贝和 2.5 分贝。所提出的符号与普通 DFT-s-OFDM 的表现相近：采用 $N_{\mathrm{p}}=2$、4 个和 8 个导频时，QPSK 的 $\gamma_{10^{-3}}$ 分别增加 0.5、0.9 和 1.0 分贝，而 16阶正交振幅调制则分别增加 0.2、0.4 和 0.5 分贝，因此保留了 DFT-s-OFDM 相对于 OFDM 的大部分峰均功率比优势。该增幅随 N_{p}增大，因为导频和重新定位的数值在符号中所占比例更大。对于 QPSK，使用 4 个或 8 个导频时，峰均功率比增加约 1 分贝；对于处于最大发射功率的用户设备而言，这不可忽视，因此可考虑采用可选的峰值抵消（PC）。Zadoff–Chu导频也有助于降低峰均功率比，这是由于式（10）所预测的均匀扩展，其影响随 N_{p}增大。在未使用的单元格上启用峰值抵消后，采用 $P=12$的 $N_{\mathrm{p}}=4$ 导频时，比采用 $P=6$少 6 个数据符号；对于 QPSK，其峰均功率比比普通 DFT-s-OFDM 低约 0.1 分贝（7.7 对 7.8 分贝），对于 16 阶正交振幅调制则低 0.3 分贝；采用 $P=24$时，分别低 0.7 和 1.0 分贝，但额外功率最多增加 0.13 和 0.24 分贝。

B. 信道估计精度

图 4(a) 和图 4(b) 展示了在 $E_{\mathrm{s}}/N_0=20$ 分贝时归一化均方误差随用户设备速度的变化。使用单个 DMRS符号时，从 60 千米/小时起，归一化均方误差便超过 3×10^{-2}，因为信道必须跨越最多十一个符号进行外推；而增加 DMRS符号则能使其保持较低水平，但会降低数据占比。由于所提出的时隙在每个符号中都承载导频，其归一化均方误差随速度缓慢增长：在 TDLB100 信道上，对于采用跳频的 $N_{\mathrm{p}}=4$，其归一化均方误差从 1.1×10^{-3} 增至 5.2×10^{-3}；对于 $N_{\mathrm{p}}=8$，则从 5.8×10^{-4} 增至 2.7×10^{-3}，后者在 500 千米/小时时接近使用四个 DMRS符号的情况。该归一化均方误差受每时隙导频数较少以及导频上的载波间干扰限制。

跳频至关重要。没有跳频时，$N_{\mathrm{p}}=4$ 间隔$M/N_{\mathrm{p}}=48$ 个子载波的导频在 TDLC300 上的归一化均方误差会停留在 9×10^{-2}，因为其最大时延违反了 (27)；即使在满足该条件的 TDLB100 上也会停留在2×10^{-2}，因为每个符号仅有四个导频，仍会产生插值误差，且频带边缘需要外推。有了 $N_{\mathrm{h}}=4$，各位置便交错排列为间隔 12 个子载波，且 (27) 对两种信道配置均成立。同样，$N_{\mathrm{p}}=2$ 间隔为 $N_{\mathrm{h}}=4$ （间隔 24 个子载波）的导频足以满足 TDLB100 的要求，但不适用于 TDLC300。

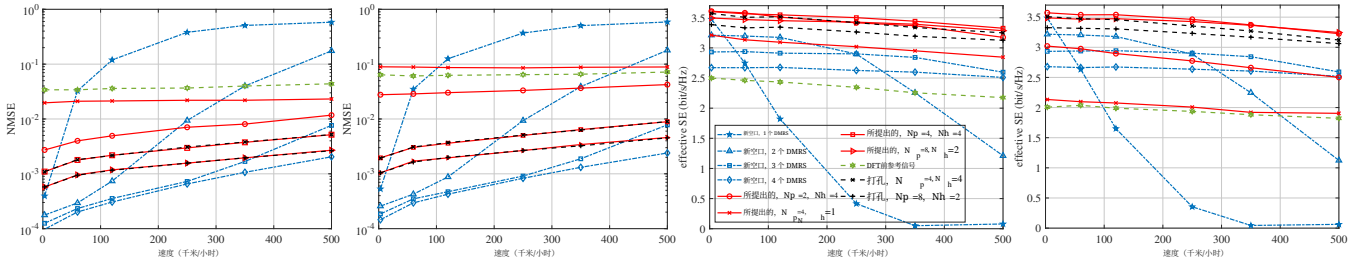
关于基准方案，打孔导频获得的归一化均方误差（NMSE）与所提出的导频几乎相同，因为二者都使导频子载波不承载数据。相比之下，DFT前参考信号的NMSE在TDLB100上介于 3.4×10^{-2} 和 4.4×10^{-2} 之间，在TDLC300上介于 6.1×10^{-2} 和 7.2×10^{-2} 之间，并且几乎与速度无关，因为每个符号都根据其自身的参考信号进行估计。其NMSE仍高于所提出的导频，这是因为每次估计仅依赖一个符号的13个采样点，而没有利用二维估计器在整个时隙内进行平均；此外，在TDLC300上，最大的时延约为15个DFT前采样点，超过了参考信号的长度。

C. 频谱效率和误码率

图4(c)和图4(d)展示了 $E_{\mathrm{s}}/N_0=20$ 分贝下有效频谱效率随用户设备速度变化的情况。对于新空口，准确率与开销之间的权衡十分明显：在3千米/小时的速度下，四个DMRS符号的有效频谱效率比一个DMRS符号低23%；而一个DMRS符号在高速下性能崩溃，因此最佳新空口配置从低速时的一个DMRS符号变为500千米/小时时的三个DMRS符号。相比之下，采用跳频的所提配置在两种信道模型下的所有速度中都能提供最高的有效频谱效率。在TDLB100的低速情况下，由于每个符号使用两个导频即可满足要求，$N_{\mathrm{p}}=2$ 凭借其98.4%的数据占比表现最佳；在其他情况下，$N_{\mathrm{p}}=4$ 表现最佳，但在TDLC300的500千米/小时速度下除外，此时 $N_{\mathrm{p}}=8$ 表现最佳。由于 $N_{\mathrm{p}}=4$和$N_{\mathrm{p}}=8$ 之间的差异始终不超过0.11比特/秒/赫兹，因此无需重新配置，单一配置即可适用于所有速度。在3千米/小时下，$N_{\mathrm{p}}=4$ 比最佳新空口配置——一个DMRS符号——高出0.09至0.13比特/秒/赫兹；在500千米/小时下，所提时隙在TDLB100和TDLC300上分别达到3.33和3.25比特/秒/赫兹，而最佳新空口配置分别为2.60和2.59比特/秒/赫兹，即分别高出28%和25%。

在各基准方案中，打孔时隙与所提时隙最为接近。尽管打孔时隙承载全部 M 数据符号，但在 $N_{\mathrm{p}}=4$ 下其频谱效率仍比所提时隙低0.03至0.11 bit/s/Hz，在 $N_{\mathrm{p}}=8$下低0.11至0.20 bit/s/Hz，这是因为随着 N_{p}增加，丢失分量的误差也会增大。预离散傅里叶变换RS在TDLB100上的频谱效率为2.18至2.50 bit/s/Hz，在TDLC300上为1.82至2.04 bit/s/Hz；由于其较高的归一化均方误差抵消了87.0%的数据占比，因此在所有速度下均低于四个DMRS符号。

图5展示了在 TDLC300 信道上以 500 千米/小时运行时，满足 (27) 的配置及基准方案的误码率和有效频谱效率随信噪比的变化。采用跳频时，$N_{\mathrm{p}}=8$ 的误码率几乎与包含四个 DMRS符号（最稳健的新空口配置）的方案相同，同时每时隙多传输 31% 的数据符号；而 $N_{\mathrm{p}}=4$需要高约 2 分贝的信噪比才能达到 5×10^{-2}的误码率，同时多传输 36% 的数据符号。在 20 分贝以下，由于每时隙可用的导频观测较少，所提出的配置误码率略高于包含四个 DMRS符号的方案，因此这一范围内的增益来自数据占比



(a) TDLB100 (b) TDLC300 (c) TDLB100 (d) TDLC300

图4： $E_s/N_0 = 20$ 分贝下归一化均方误差和有效频谱效率随速度的变化。

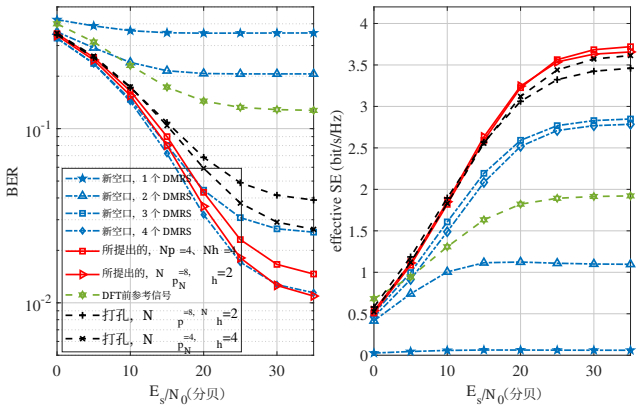


图5：TDLC300上500千米/小时下误码率和有效频谱效率随信噪比的变化。

。在 25 分贝以上，新空口时隙和所提时隙均出现误码平台，这是由该速度下的载波间干扰以及单根接收天线的频率选择性衰落造成的。基准方案的误码率在更高水平趋于饱和：对于包含 $N_{\mathrm{p}} = 4$ 和 8 个 DMRS符号的打孔时隙，2.6×10^{-2} 和3.9×10^{-2}；对于所提时隙，1.5×10^{-2} 和 1.1×10^{-2}；对于 DFT前参考信号，则为 1.3×10^{-1}。

就有效频谱效率而言，从5分贝起，两种所提配置均优于所有NR配置和DFT前参考信号；在高信噪比下，其频谱效率最高比NR高0.9 bit/s/Hz，而在0分贝时，DFT前参考信号达到最高值0.68 bit/s/Hz。与打孔方案的比较取决于信噪比。在不超过10分贝时，由于噪声主导了丢失分量的误差，打孔时隙凭借其100%的数据占比高出最多0.07 bit/s/Hz；而从15分贝起，其性能低于所提时隙，并在35分贝时分别达到3.61和3.46 bit/s/Hz，而$N_{\mathrm{p}} = 4$ 和8对应的数值为3.72和3.66 bit/s/Hz。

VII. 结论

本文提出了在 DFT-s-OFDM 数据符号内设置无干扰导频，从而能够在每个符号中进行频域信道估计。借助 Zak变换，我们证明，将一类步长的 DFT前采样留空，就能腾出Zak网格的一列；通过在若干梳状结构上添加常数，可将导频子载波的数据移至该列。这种方法既保留了能量和 NR DFT 点数，代价仅为在导频之外最多只需增加一个数据采样点，且只需进行加法运算。每个符号使用少量导频，并在不同符号间跳变，可使峰均功率比接近纯 DFT-s-OFDM；而二维估计器则能处理较长的时延扩展。在 3GPP 信道上采用未编码的 16阶正交振幅调制时，在所评估的各个速度下，所提时隙在 20 分贝时的有效频谱效率均高于 NR DMRS、打孔方案和 DFT前参考信号；在 500 千米/小时下，较 NR 高出 25% 至 28%。编码、多天线和多用户场景下的评估，以及信道统计特性不匹配时的信道估计，仍有待研究。

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*《车辆技术杂志》，第1卷，第3期，第30–38页，2006年。[2] E. Dahlman、S. Parkvall 和 J. Sköld，《*5G NR*：下一代无线接入技术》，第2版。Academic Press，2020年。[3] 3GPP，“新空口；物理信道与调制”，3GPP TS 38.211，第17版。[4] G. Wunder、R. F. H. Fischer、H. Boche、S. Litsyn 和 J.-S. No，“OFDM传输中的峰均功率比问题：这一长期问题的新方向”，*IEEE*《信号处理杂志》，第30卷，第6期，第130–144页，2013年。[5] J. Wu 和 P. Fan，“高移动性无线通信综述：挑战、机遇与解决方案”，*IEEE Access*，第4卷，第450–476页，2016年。[6] X. Zhang、H. Yin、Y. Tang、Y. Ge、Y. Zeng、M. Wen、Z. Liu、Y. L. Guan、H. Arslan 和 G. Caire，“面向下一代无线网络的统一多载波波形框架：原理、性能与挑战”，*IEEE*《通信综述与教程》，第28卷，第5416–5455页，2026年。[7] H. S. Rou 等，“从正交时频空间到仿射频分复用：双重色散信道中通感一体化下一代波形的比较研究”，*IEEE*《信号处理杂志》，第41卷，第5期，第71–86页，2024年。[8] 3GPP，“新空口；数据物理层过程”，3GPP TS 38.214，第17版。[9] 3GPP，“新空口覆盖增强研究”，3GPP TR 38.830，第17版。[10] S. Coleri、M. Ergen、A. Puri 和 A. Bahai，“基于OFDM系统中导频排列的信道估计技术”，*IEEE*《广播汇刊》，第48卷，第3期，第223–229页，2002年。[11] J.-W. Choi 和 Y.-H. Lee，“OFDM系统信道估计的最佳导频图样”，*IEEE*《无线通信汇刊》，第4卷，第5期，第2083–2088页，2005年。[12] P. Höher、S. Kaiser 和 P. Robertson，“基于维纳滤波的二维导频符号辅助信道估计”，载于*IEEE*国际声学、语音与信号处理会议（*ICASSP*）论文集，德国慕尼黑，1997年，第1845–1848页。[13] Y. Li、L. J. Cimini 和 N. R. Sollenberger，“快速色散衰落信道中OFDM系统的鲁棒信道估计”，*IEEE*《通信汇刊》，第46卷，第7期，第902–915页，1998年。[14] ETSI，“数字视频广播（DVB）；数字地面电视的帧结构、信道编码与调制”，ETSI EN 300 744，1.6.2版，2015年。

[15] T. Wang、J. G. Proakis、E. Masry 和 J. R. Zeidler，“多普勒扩展导致的OFDM系统性能下降”，IEEE《无线通信汇刊》，第5卷，第6期，第1422–1432页，2006年。[16] J. K. Tugnait 和 W. Luo，“利用叠加训练和一阶统计量进行信道估计”，IEEE《通信快报》，第7卷，第9期，第413–415页，2003年。[17] M. Ghogho、D. McLernon、E. Alameda-Hernandez 和 A. Swami，“使用数据依赖型叠加训练进行分块传输的信道估计和符号检测”，IEEE《信号处理快报》，第12卷，第3期，第226–229页，2005年。[18] K. R. Gudimitla、M. S. A. Khan、S. Amuru 和 K. Kuchi，“DFT-s-OFDM系统中参考信号与数据的DFT前复用”，IEEE《开放通信学会期刊》，第5卷，第514–525页，2024年。[19] R. Hadani 等，“正交时频空间调制”，载于IEEE无线通信与网络会议（WCNC）论文集，美国加利福尼亚州旧金山，2017年。[20] Z. Wei、W. Yuan、S. Li、J. Yuan、G. Bharatula、R. Hadani 和 L. Hanzo，“正交时频空间调制：一种前景广阔的下一代波形”，IEEE《无线通信》，第28卷，第4期，第136–144页，2021年。[21] P. Raviteja、K. T. Phan 和 Y. Hong，“用于时延-多普勒信道中正交时频空间的嵌入式导频辅助信道估计”，IEEE《车辆技术汇刊》，第68卷，第5期，第4906–4917页，2019年。[22] P. Raviteja、K. T. Phan、Y. Hong 和 E. Viterbo，“正交时频空间调制的干扰消除与迭代检测”，IEEE《无线通信汇刊》，第17卷，第10期，第6501–6515页，2018年。[23] S. K. Mohammed、R. Hadani、A. Chockalingam 和 R. Calderbank，“时延-多普勒域中用于通信和雷达感知的正交时频空间：数学基础”，IEEE BITS《信息论杂志》，第2卷，第2期，第36–55页，2022年。[24] S. K. Mohammed、R. Hadani、A. Chockalingam 和 R. Calderbank，“时延-多普勒域中正交时频空间的可预测性及其对通信和雷达感知的价值”，IEEE BITS《信息论杂志》，第3卷，第2期，第7–31页，2023年。[25] J. Jayachandran、I. A. Khan、S. K. Mohammed、R. Hadani、A. Chockalingam 和 R. Calderbank，“采用交织导频以扩展可预测运行区域的Zak-正交时频空间”，IEEE《车辆技术汇刊》，第74卷，第11期，第17 545–17 559页，2025年。[26] H. Bölcskei 和 F. Hlawatsch，“离散Zak变换、多相变换及其应用”，IEEE《信号处理汇刊》，第45卷，第4期，第851–866页，1997年。[27] A. Bemani、N. Ksairi 和 M. Kountouris，“面向下一代无线通信的仿射频分复用”，IEEE《无线通信汇刊》，第22卷，第11期，第8214–8229页，2023年。[28] H. Yin、Y. Tang、A. Bemani、M. Kountouris、Y. Zhou、X. Zhang、Y. Liu、G. Chen、K. Yang、F. Liu、C. Masouros、S. Li、G. Caire 和 P. Xiao，“仿射频分复用：扩展OFDM以适应不同场景并增强韧性”，IEEE《无线通信》，第32卷，第6期，第200–208页，2025年。[29] G. D. Surabhi、R. M. Augustine 和 A. Chockalingam，“正交时频空间调制的峰均功率比”，IEEE《通信快报》，第23卷，第6期，第999–1002页，2019年。[30] N. Mehrotra、S. R. Mattu 和 R. Calderbank，“采用扩频载波波形的Zak-正交时频空间”，IEEE《无线通信快报》，第14卷，第10期，第3244–3248页，2025年。[31] L. Gaudio、G. Colavolpe 和 G. Caire，“存在稀疏性时正交时频空间与OFDM的比较：公平比较”，IEEE《无线通信汇刊》，第21卷，第4410–4423页，2022年。[32] B. S. Krongold 和 D. L. Jones，“通过子载波预留降低OFDM峰均功率比的主动集方法”，IEEE《信号处理汇刊》，第52卷，第2期，第495–509页，2004年。[33] S. Gökçeli、I. P. Nasarre、E. Tiirola、K. Pajukoski、T. Riihonen 和 M. Valkama，“一种用于DFT-s-OFDM的新型子载波预留方法”，IEEE《无线通信快报》，第10卷，第10期，第2130–2134页，2021年。[34] 3GPP，“新空口；用户设备（UE）无线电发射与接收；第1部分：频段1独立组网”，3GPP TS 38.101-1，第17版。[35] I. P. Nasarre、T. Levanen、K. Pajukoski、A. Lehti、E. Tiirola 和 M. Valkama，“增强5G NR上行覆盖：采用频谱扩展的频域频谱整形”，IEEE《开放通信学会期刊》，第2卷，第1188–1204页，2021年。[36] J. Liu、X. Hou、W. Liu、L. Chen、Y. Kishiyama 和 T. Asai，“基于DFT-s-OFDM增强的统一第六代波形设计”，《电子信息通信学会通信汇刊》，第E106.B卷，第6期，第528–537页，2023年。[37] D. C. Chu，“具有良好周期相关特性的多相码”，IEEE《信息论汇刊》，第18卷，第4期，第531–532页，1972年。

[38] 3GPP，《0.5 至 100 GHz 频段的信道模型研究》，3GPP TR 38.901，第17版。[39] 3GPP，《新空口；基站（BS）无线电发射与接收》，3GPP TS 38.104，第17版，附录G（传播条件）。[40] D. Falconer、S. L. Ariyavisitakul、A. Benyamin-Seeyar 和 B. Eidson，《单载波宽带无线系统的频域均衡》，*IEEE* 通信杂志，第40卷，第4期，第58–66页，2002年。[41] Y. R. Zheng 和 C. Xiao，《具有正确统计特性的瑞利衰落信道仿真模型》，*IEEE* 通信汇刊，第51卷，第6期，第920–928页，2003年。