arXiv:2611.32433v1 [eess.SP] 24 Nov 2026

# 正交啁啾分复用信道估计的双导频设计

Ayoub Ammar Boudjelal 和 H¨useyin Arslan，*IEEE* 会士

摘要—**在双重色散信道中进行正交啁啾分复用（OCDM）信道获取会产生较大的导频开销，因为时延和多普勒会在啁啾域中共同移动符号，而要将它们分离则需要重复设置导频，并为每个导频提供足以抵御完整耦合位移的保护区。本文提出一种双脉冲导频设计，通过两个步骤降低这一开销。首先，脉冲占用的啁啾域频点少于无混叠多普勒估计所需的频点数，从而有意允许多普勒回绕。其次，在同一保护区域内放置一个相位偏移脉冲，以观测位移的互补部分，进一步缩小共用保护区。相位偏移还可消除折叠歧义，实现低复杂度时延-多普勒估计。仿真结果表明，在所考察的 OCDM 估计器中，该方法的估计性能和误码率性能具有竞争力，同时复杂度最低、有效载荷效率最高。**

索引词—**正交啁啾分复用（OCDM）、信道估计、高机动通信、分数多普勒、脉冲。**

## I. 引言

HIGH-MOBILITY 无线信道同时呈现时延和多普勒扩散，导致严重的时变和频率选择性 [1], [2]。正交啁啾分复用（OCDM）在此类环境中颇具吸引力，因为离散菲涅耳变换（DFnT）能够将每个符号扩展到可用的时频资源上，同时保持与正交频分复用（OFDM）密切的实现关系 [3]，[4]，前提是能够在不过度增加导频开销或接收机复杂度的情况下完成信道获取。

早期的 OCDM 估计器主要针对静态或频率选择性信道 [5]–[7]或单载波频偏 [8]。对于双选择性信道，导频啁啾辅助 OCDM（PCA-OCDM） [9] 针对基于基展开模型（BEM）的 MMSE 估计优化导频啁啾；基于时延-多普勒的 OCDM（DD-OCDM） [10] 设计菲涅耳域导频，并在时延-多普勒域中估计信道；DFT-OCDM [11] 加入离散傅里叶变换处理，以消除时延-多普勒耦合，并采用时域加窗来抑制分数多普勒泄漏；正交匹配追踪正交啁啾分复用（OMP-OCDM） [12] 将导频与数据叠加，并应用迭代稀疏恢复。在正交时频空间（OTFS）中，无保护区叠加导频还与基于变分推理的信道系数估计相结合 [13]，，但代价是需要进行迭代式的导频-数据干扰处理。这些方法改善了信道获取，但也因统计估计、全域变换、改进型收发器或迭代处理而增加了成本。

其根本难点在于，时延与多普勒共同决定每条路径的啁啾域位移 [11]，，而多普勒还会在啁啾索引上引入相位旋转。因此，要将两者分离，就需要重复发送导频，并为每个导频提供能够防护完整耦合位移的保护区，导致开销随导频频点数量和保护区大小而增加。相比之下，OTFS 和仿射频分复用（AFDM）能够分离时延与多普勒，因此保护区只需与信道支撑范围 [14], [15]相匹配。现有的双导频设计，例如 DFT-OCDM，可根据两个导频之间的相位关系恢复时延 [11], ，并利用额外的导频获取更多观测；但保护区域仍须覆盖完整的信道扩展。与之不同，本文提出双脉冲正交啁啾分复用（DP-OCDM），通过两个步骤降低开销。首先，一个脉冲所占用的啁啾域频点少于无混叠多普勒估计所需的数量，因此有意允许多普勒回绕。其次，在同一保护区域内放置一个相位偏移脉冲，以观测位移的互补部分，从而进一步缩小共享保护区。相位偏移还会将两个响应映射到可区分的多普勒坐标，从而解决导频关联和折叠歧义。两个脉冲子结合后，只需进行少量局部短变换，即可实现低复杂度信道估计。

主要贡献如下：

- 一种双脉冲导频设计，以两种方式降低信道获取开销：脉冲之间的相位偏移可在受控的多普勒回绕下解析导频关联，从而减少每个脉冲所占用的区间数；同时，第二个脉冲在同一保护区域内观测互补的位移区间，使每个导频区间的保护区缩小至最大多普勒扩展。
- 利用周期性双脉冲结构实现低复杂度信道估计：通过少量局部短变换恢复时延、多普勒和增益；在多普勒回绕条件下保证唯一性，并且无需修改收发器，即可通过闭式细化处理分数多普勒。
- 仿真结果表明，在所考虑的正交啁啾分复用估计器中，该方法具有具有竞争力的归一化均方误差和误码率、最低的信道获取复杂度以及最高的有效载荷效率。

## II. 正交啁啾分复用信号模型与导频保护区瓶颈

令 $L$ 表示正交啁啾分复用块长度，$x(i)$、$i = 0, \ldots, L-1$ 表示啁啾域符号。时域块由逆离散菲涅耳变换生成，如下所示： [3]

$$s(p) = \frac{e^{-\jmath\pi/4}}{\sqrt{L}} \sum_{i=0}^{L-1} x(i) e^{-\jmath\pi(p-i)^2/L}.$$

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

© 2026 IEEE。允许个人使用本材料。任何其他用途均须获得 IEEE 的许可，包括在任何现有或未来媒介中重印/再版本材料用于广告或宣传目的、创作新的合集作品、转售或再分发至服务器或列表，或在其他作品中重复使用本作品的任何受版权保护组件。

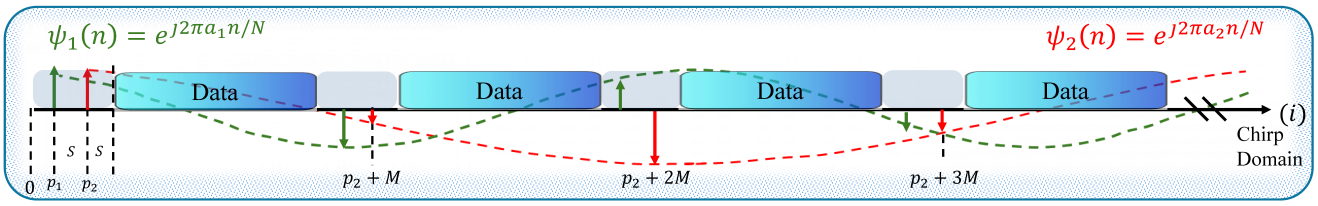



图 1. 所提出的 DP-OCDM 帧。

假设循环前缀长度为 $N_{\mathrm{CP}} \geq \ell_{\max}$。在全文中，$[a]_L$表示将 $a$按模 $L$ 进行约减。

考虑一个具有 $R$条路径的整数网格信道。路径 $r$ 具有有效复增益 $h_r$、时延 $0 \leq \ell_r \leq \ell_{\max}$和归一化多普勒 $-\nu_{\max} \leq \nu_r \leq \nu_{\max}$。若 $T_s$ 为采样间隔，则其物理多普勒为 $f_{D,r} = \nu_r/(LT_s)$。在进行循环前缀移除和 DFnT 解调后，将确定性的菲涅耳相位吸收到 $h_r$中，接收的啁啾域信号为 [11]

$$Y_c(i) = \sum_{r=1}^{R} h_r e^{j\frac{2\pi}{L}\nu_r(i-\ell_r-\nu_r)} x([i-\ell_r-\nu_r]_L) + w(i), \quad (1)$$

其中 $w(i) \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。我们假设时延为整数，并且 $\ell_{\max}$ 和 $\nu_{\max}$ 对于导频设计是已知的。除第V节外，多普勒频移均为整数；在该节中，根据其中所述的分离条件加入分数偏移。

定义信道引起的位移 $\Delta_r \triangleq \ell_r + \nu_r$ 和$S \triangleq \ell_{\max} + \nu_{\max}$。因此，$-\nu_{\max} \leq \Delta_r \leq S$。由此得到的相对导频-数据位移满足

$$-S - \nu_{\max} \leq \Delta_1 - \Delta_2 \leq S + \nu_{\max}.$$

因此，单个啁啾域导频需要 $2(S+\nu_{\max})+1$个保护位置和 $2\nu_{\max}$ 次导频重复，从而带来相当大的开销。

## III. 双脉冲导频设计

将正交啁啾分复用块分解为 $L = MN$，并写作 $i = i_g + nM$，其中 $0 \leq i_g < M$且 $0 \leq n < N$。该设计采用$N \geq$ 最大值 $\{\nu_{\max}+1, \ell_{\max}+1\}$，其中 $N$选为 $L$的因子。不同于需要 $N \geq 2\nu_{\max}+1$的无混叠多普勒表示，该设计允许采用更短的周期维度。

两个脉冲子分别置于 $p_1 = \nu_{\max}$ 和 $p_2 = \nu_{\max}+S+1$处，其相位索引满足 $[a_2 - a_1]_N = \nu_{\max}$。相应地，令 $a_1 = \alpha$ 和 $a_2 = [\alpha + \nu_{\max}]_N$，其中$\alpha \in \{0, \ldots, N-1\}$。为简便起见，以下设定 $\alpha = 0$。定义 $K \triangleq \nu_{\max} + 2S + 2 = 3\nu_{\max} + 2\ell_{\max} + 2$并要求 $M > K$。对于 $k \in \{1, 2\}$，脉冲序列为

$$\psi_k(n) = \sqrt{\frac{E_p}{N}}\, e^{j2\pi a_k n/N}, \qquad n = 0, \ldots, N-1,$$

其中 $E_p$ 为每脉冲能量。啁啾域帧

$$x(i_g + nM) = \begin{cases} \psi_k(n), & i_g = p_k, \\ 0, & 0 \leq i_g < K,\ i_g \notin \{p_1, p_2\}, \\ \sqrt{E_d}\, d(i_g, n), & K \leq i_g < M, \end{cases} \quad (2)$$

其中 $\mathbb{E}[|d(i_g,n)|^2] = 1$ 且 $E_d$ 是平均数据信号能量。图1 展示了由此得到的 DP-OCDM 帧，其信道获取开销为 $\varphi_{\mathrm{DP}} = NK$。

为确定有效观测区域，注意到数据从 $i_g = K$ 开始。其最大负向位移达到 $K - \nu_{\max}$，而从前一个剩余周期环绕移位的数据只能占据 $i_g = 0, \ldots, S-1$。因此，$i_g = S, \ldots, 2S+1$ 中没有移位数据。

边界位移 $\Delta_r = \ell_{\max}$ 通过 $\psi_1$出现在 $i_g = S$ 处，并通过 $\psi_2$ 出现在 $i_g = 2S+1$处。为避免重复检测，将其分配给 $\psi_2$，得到

$$S + 1 \leq i_g \leq 2S + 1. \quad (3)$$

在此区域内，$\psi_1$ 观测 $\ell_{\max}+1 \leq \Delta_r \leq S$，而$\psi_2$ 观测 $-\nu_{\max} \leq \Delta_r \leq \ell_{\max}$。这些区间彼此不相交，共同覆盖完整的可容许位移支集。因此，两个脉冲子共享一个保护区域，而不是分别保护完整的信道偏移。

这种缩减源于两个可分离的选择。单个脉冲需要 $2S+2\nu_{\max}+1$ 个保护位置，每周期，即 $\varphi_{1\mathrm{P}}^{\mathrm{af}} = N_{\mathrm{af}}(2S+2\nu_{\max}+1)$，其无混叠维数为$N_{\mathrm{af}} \geq 2\nu_{\max}+1$。仅通过模$N$ 环绕就能将其缩减 $N/N_{\mathrm{af}}$倍，因为对于$N > \ell_{\max}$ 仍可识别一个脉冲（见第 IV节）。随后，互补构造进一步得到 $K = 2S + \nu_{\max} + 2$，每周期还可节省 $\nu_{\max} - 1$ 个位置。

## IV. 局部化时延-多普勒估计

对于（3）中的每个剩余类，接收机收集 $Y_c(i_g + nM)$、$n = 0$、……、$N-1$，并应用单位 $N$点 IFFT，得到$m = 0$、……、$N-1$，

$$Z(m, i_g) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} Y_c(i_g + nM) e^{j2\pi nm/N}. \quad (4)$$

对于通过 $\psi_1$、$i_g = p_1 + \ell_r + \nu_r$观测到的路径，以及$\psi_2$、$i_g = p_2 + \ell_r + \nu_r$。将（2）和（1）代入（4）可得

$$\begin{aligned} Z(m, p_1 + \ell_r + \nu_r) &= \frac{\sqrt{E_p} h_r}{N} e^{j2\pi\nu_r p_1/L} \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(m+\nu_r)/N} + W_z, \\ Z(m, p_2 + \ell_r + \nu_r) &= \frac{\sqrt{E_p} h_r}{N} e^{j2\pi\nu_r p_2/L} \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(m+\nu_{\max}+\nu_r)/N} + W_z. \end{aligned} \quad (5)$$

此处 $W_z \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。

定义 $\mu \triangleq [-m]_N$，峰值坐标为

$$\begin{aligned} \psi_1: &\quad (\mu, i_g) = ([\nu_r]_N, p_1 + \ell_r + \nu_r), \\ \psi_2: &\quad (\mu, i_g) = ([\nu_{\max} + \nu_r]_N, p_2 + \ell_r + \nu_r). \end{aligned}$$

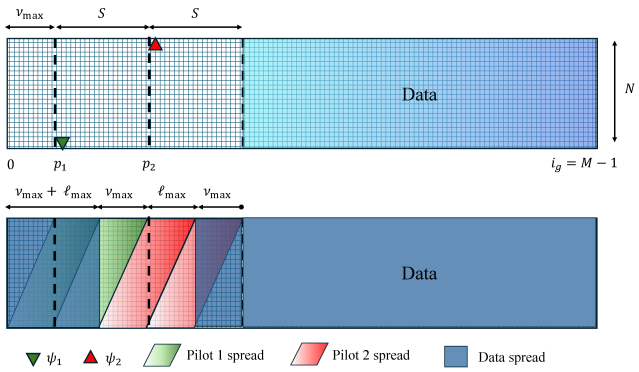



图 2. DP-OCDM 的局部化变换观测。 $\psi_1$ 和 $\psi_2$ 将互补的位移区间映射到无数据搜索区域。

因此， $\mu$ 揭示了多普勒模 $N$，而 $i_g$ 揭示了耦合位移 $\ell_r+\nu_r$。图 2 展示了由此产生的互补脉冲响应以及共同的无数据观测区域。

对于基于阈值的支撑检测，搜索范围包含$N_{\mathrm{s}} = (S+1)N$ 个频点。在整数网格上，该区域不含数据，且酉逆快速傅里叶变换使纯噪声频点保持独立同分布$\mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。因此，对于帧级虚警概率 $P_{\mathrm{FA}}$，阈值为

$$\gamma = \sigma\sqrt{-\ln\left[1-(1-P_{\mathrm{FA}})^{1/N_{\mathrm{s}}}\right]}. \tag{6}$$

满足 $|Z(m,\ i_g)| > \gamma$ 的频点将保留为路径候选。

对于检测到的一对 $(\hat{m},\ \hat{i}_g)$，令$\hat{\mu} = [-\hat{m}]_N$。这两个假设为

$$\begin{aligned} \psi_1:&\quad \hat{\nu}=\hat{\mu}+qN, && \hat{\ell}=\hat{i}_g-p_1-\hat{\nu},\\ \psi_2:&\quad \hat{\nu}=\hat{\mu}-\nu_{\max}+qN, && \hat{\ell}=\hat{i}_g-p_2-\hat{\nu}, \end{aligned} \tag{7}$$

其中 $q\in\mathbb{Z}$ 的选取满足 $|\hat{\nu}|\le\nu_{\max}$ 和 $0\le\ell\le\ell_{\max}$。

即使对于 $N < 2\nu_{\max}+1$，估计仍然唯一。对于同一个脉冲，发生碰撞需要满足 $\nu_1-\nu_2=qN$ 和$\ell_1-\ell_2=-qN$。由于 $\ell_{\max}<N$，只有 $q=0$是可接受的。跨脉冲碰撞要求满足

$$\nu_1-\nu_2=\nu_{\max}+qN, \qquad \ell_1-\ell_2=\ell_{\max}+1-qN.$$

对于 $q\le 0$，时延约束被违反；而对于 $q\ge 1$、$|\nu_1-\nu_2|\ge\nu_{\max}+N>2\nu_{\max}$，则违反了多普勒支撑。因此，每个可接受的峰值都对应唯一的物理时延-多普勒对。

一旦确定脉冲索引 $k$，有效路径增益为

$$\hat{h}_r=\frac{Z(\hat{m}_r,\hat{i}_{g,r})}{\sqrt{E_p}}e^{-\jmath 2\pi\hat{\nu}_r p_k/L},$$

并且在正确检测的条件下，$\mathbb{E}[|\hat{h}_r-h_r|^2]=\sigma^2/E_p$，因为不同的整数网格路径占据不同的 bin。

对于二的幂 $N$，由于仅对 $S+1$ 个剩余类进行了变换，分裂基计数 [10] 近似为

$$C_{\mathrm{DP}}\simeq\frac{(S+1)N}{3}\log_2 N$$

复数乘法。与之相比，阈值处理和标量参数恢复所需的开销可以忽略不计。

## V. 分数多普勒估计

接下来，我们在保留整数时延假设的同时，将估计器扩展到分数多普勒。设 $\widetilde{\nu}_r=\nu_r+\epsilon_r$，其中 $-1/2<\epsilon_r\le 1/2$。对于整数多普勒，通过脉冲 $k$ 观测到的路径坐标为 $\mu_r=[a_k+\nu_r]_N$ 和$i_{g,\ r}=p_k+\ell_r+\nu_r$。将 $\nu_r$ 替换为 $\widetilde{\nu}_r$ 后，响应会扩散到这些坐标周围。由于 $\mu=[-m]_N$，分数位移沿着 $(\Delta m,\ \Delta i_g)=(-\epsilon_r,\ \epsilon_r)$ 方向。

设 $(m_r^{(0)},i_g^{(0)},r)$ 为粗整数网格峰值，$\hat{\nu}_{0,r}$为对应的整数多普勒估计。相关对角线上的采样点为

$$z_r(u)=Z\left([m_r^{(0)}-u]_N,i_{g,r}^{(0)}+u\right),\qquad u\in\mathbb{Z}, \tag{8}$$

其中，$u=0$ 表示粗略峰值。

利用 $L=MN$ 和周期性脉冲单元结构，定义归一化狄利克雷核

$$D_J(x)=\frac{1}{J}\sum_{q=0}^{J-1}e^{\jmath 2\pi qx/J}.$$

对于 $x=\epsilon_r-u$，$N$ 按周期排列的副本随后满足

$$\sum_{v=0}^{N-1}e^{\jmath 2\pi(a_k-p_k)v/N}D_L(x+vM)=e^{\jmath 2\pi[p_k-a_k]_N x/L}D_M(x).$$

因此，经过局部化变换后，对角线方向上的分数响应变为

$$z_r(u)=h_r\sqrt{E_p}\,e^{\jmath\phi_{k,r}(u)}D_M(\epsilon_r-u)+w_r(u), \tag{9}$$

其中，$w_r(u)$包含噪声和残余干扰，

$$D_M(x)=e^{\jmath\pi(M-1)x/M}\frac{\sin(\pi x)}{M\sin(\pi x/M)},$$

and

$$\begin{aligned}\phi_{k,r}(u)=&\frac{\pi}{L}\left[(i_{g,r}^{(0)}+u-\ell_r)^2-p_k^2-\widetilde{\nu}_r^2\right]\\&+\frac{2\pi[p_k-a_k]_N}{L}(\epsilon_r-u).\end{aligned} \tag{10}$$

对于 $\epsilon_r=0$，其响应集中在 $u=0$，从而恢复整数网格结果。该细化方法假设所使用的样本 $z_r(u)$ 由检测到的路径主导，即不同路径的响应在局部化域中充分分离。来自其他路径和数据的残余泄漏随后被吸收到 $w_r(u)$中，因此（6）成为近似关系；强烈重叠的分数响应可能会使估计产生偏差，本文不予处理。

令 $\delta_r=|\epsilon_r|$。偏移方向由下式获得

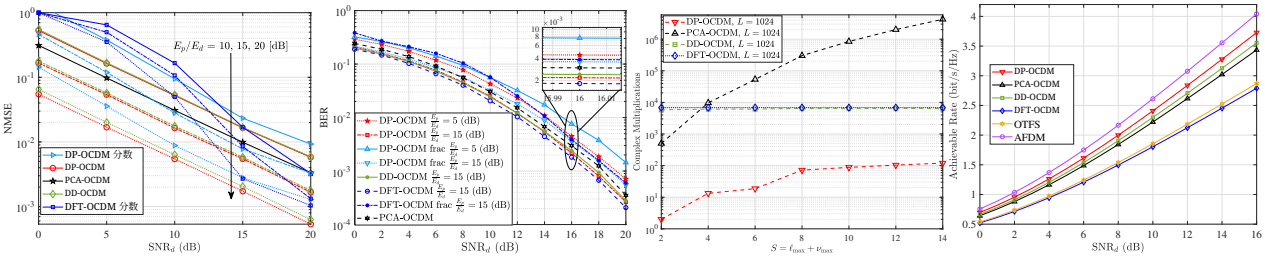
$$s_r=\begin{cases}+1, & |z_r(1)|\ge|z_r(-1)|,\\ -1, & \text{otherwise},\end{cases}\qquad \rho_{r,d}=\frac{|z_r(s_r d)|}{|z_r(0)|}, \tag{11}$$

其中，$d<M/2$ 是一个正整数，确保所需的对角线样本仍然可用。根据狄利克雷核，

$$\rho_{r,d}=\frac{\sin(\pi\delta_r/M)}{\sin(\pi(d-\delta_r)/M)}. \tag{12}$$

求解（12）可得 $\delta_r$ 结果为

$$\hat{\epsilon}_{r,d}=s_r\frac{M}{\pi}\tan^{-1}\left(\frac{\rho_{r,d}\sin(\pi d/M)}{1+\rho_{r,d}\cos(\pi d/M)}\right). \tag{13}$$




(a) 归一化均方误差。 (b) 误码率。 (c) 信道估计复杂度。 (d) 可达速率。

图3. (a)、(b)和(d)中随信噪比$_d$ 变化的性能比较，以及(c)中随 $S$ 变化的性能比较。

可以将多个有效间隔组合为

$$\hat{\epsilon}_r = \frac{\sum_{d\in\mathcal{D}_r} |z_r(s_r d)|^2 \hat{\epsilon}_{r,d}}{\sum_{d\in\mathcal{D}_r} |z_r(s_r d)|^2}, \qquad \hat{\tilde{\nu}}_r = \hat{\nu}_{0,r} + \hat{\epsilon}_r, \tag{14}$$

其中， $\mathcal{D}_r$ 包含所选取的正间隔，其采样点仍位于可用观测区域内。

最后，令 $\mathcal{Q}_r$ 表示用于相干增益恢复的可用对角线采样点，并定义 $e^{j\hat{\phi}_{k,r}}$ $u$ $D_M$ $\epsilon_r - u$ ( ) . ()( ^ )。最小二乘增益估计为

$$\hat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{E_p}} \frac{\sum_{u\in\mathcal{Q}_r} \chi_r^*(u) z_r(u)}{\sum_{u\in\mathcal{Q}_r} |\chi_r(u)|^2}. \tag{15}$$

因此，分数多普勒细化只需在每个粗略峰值周围使用少量相邻采样点和标量运算，无需迭代搜索或修改收发器。

## VI. 仿真结果

将 DP-OCDM 与 PCA-OCDM 进行比较 [9], DD-OCDM [10],和 DFT-OCDM [11]; OTFS [14] 和 AFDM [15] 也纳入开销基准比较。除非另有说明，均采用四相移相键控（QPSK）、 $L = MN = 1024$、$N = 8$、$M = 128$、 $\ell_{\max} = \nu_{\max} = 7$以及 $N_{\mathrm{CP}} = 16$ ，得到 $S = 14$ 和 $K = 37$。相对路径功率遵循 EVA信道模型，并将其物理时延映射到整数时延网格。整个比较均采用相同的信道模型和 SNR 定义，并使用相应的最小均方误差数据检测器评估误码率。(6)中的阈值采用 $P_{\mathrm{FA}} = 10^{-3}$。数据信噪比为SNR $_d = E_d/\sigma^2$，而导频强度由 $E_p/E_d$控制。网格对齐情形采用整数多普勒；分数偏移满足 $-1/2 < \epsilon_r \le 1/2$，并使各路径响应保持充分分离，以便进行局部细化。因此，分数多普勒结果表征的是这一分离路径场景。

信道估计精度通过以下指标进行测量

$$\mathrm{NMSE} = \mathbb{E}\left[\frac{\|\widehat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|_F^2}{\|\mathbf{H}\|_F^2}\right],$$

^其中 $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{H}$ 分别表示真实和重构的信道矩阵。图 3a 显示，在整数网格上，DP-OCDM 能够将各条路径定位到第 IV节推导出的坐标，获得了有竞争力的估计精度。增大 $E_p/E_d$可同时改善支撑集检测和增益估计。分数多普勒会使每条路径扩散至其粗略位置周围，并增大归一化均方误差，但式（9）中具有结构的对角泄漏使闭式细化能够在不加窗的情况下恢复其中的大部分损失。

图 3b中的未编码误比特率呈现相同趋势：增强导频可改善信道获取，进而提升检测性能。在分数多普勒条件下，采用较高导频能量时，DP-OCDM 的性能仍接近 DFT-OCDM，尽管 DFT-OCDM 使用时域加窗来抑制分数多普勒旁瓣 [11]。DP-OCDM 则直接根据相邻的局部化采样估计偏移量。

对于图 3c，仅统计相对于传统OCDM调制/解调所增加的整数网格信道获取处理。令 $S_{\mathrm{PCA}} = \ell_{\max} + 2\nu_{\max}$ 和 $D_{\mathrm{PCA}} = (\ell_{\max} + 1)(2\nu_{\max} + 1)$。PCA导频子块的最小数量为 [9]

$$P_{\min} = \max\left\{ \begin{array}{l} \min(\ell_{\max}, 2\nu_{\max}) + 1, \\ \lceil D_{\mathrm{PCA}}/(S_{\mathrm{PCA}} + 1) \rceil \end{array} \right\}.$$

对于比较中使用的有限块， $P_{\mathrm{PCA}}$ 是满足 $P \mid L$ 和 $L/P > 2S_{\mathrm{PCA}} + 1$的最小帧有效 $P \ge P_{\min}$ ，且 $N_o = P_{\mathrm{PCA}}(S_{\mathrm{PCA}} + 1)$。当直接构建并求解PCA最小均方误差系统时，主要复杂度为

$$\begin{aligned} C_{\mathrm{DP}} &\simeq \frac{(S+1)N}{3}\log_2 N, \\ C_{\mathrm{DFT}} &\simeq \frac{2L}{3}\log_2 L, \\ C_{\mathrm{DD}} &\simeq \frac{L}{3}\log_2 L + 2L + \frac{L}{3}\log_2 N_d, \\ C_{\mathrm{PCA}} &\simeq N_o D_{\mathrm{PCA}}^2 + D_{\mathrm{PCA}}^3. \end{aligned} \tag{16}$$

对于固定的导频、信道统计参数和噪声参数，PCA滤波矩阵可以预先计算，从而降低在线计算成本；图 3c 中的曲线表示直接构建和求解最小均方误差系统。

对于复杂度扫描， $\ell_{\max} = \lfloor S/2 \rfloor$ 和 $\nu_{\max} = S - \ell_{\max}$。对于每个 $S$，DP-OCDM采用满足 $N \ge$ 的最小除数 $N \mid L$ $\max\{\ell_{\max} + 1, \nu_{\max} + 1\}$ 和$L/N > K$。对于DD-OCDM，在满足 $L = M_d N_d = \lambda N_d^2$、 $N_d \ge \ell_{\max} + 1$ 和 $M_d \ge 2\nu_{\max} + 1$的条件下，选取最小的有效Zak维度，其中 $\lambda$为整数。由于仅评估 $S + 1$ 个短变换，DP-OCDM的复杂度增长较为缓慢；DFT-OCDM和DD-OCDM的复杂度主要由全块变换决定，而直接PCA最小均方误差处理的复杂度则随基扩展模型维度快速增长。分数DP细化仅增加少量逐路径邻近采样和最小二乘操作，因此不计入此次整数网格复杂度比较。

图3d 比较了在扣除循环前缀和导频保护资源后得到的可达速率基准。

对于 PCA-OCDM，$\varphi_{\mathrm{PCA}} = P_{\mathrm{PCA}}\,(2S_{\mathrm{PCA}}+1)$。对于 DD-OCDM 的周期性导频布置，我们采用最小的帧有效导频数量

$$N_{p,\mathrm{DD}} = \min\{d:\ d \ge \max(\ell_{\max}, \nu_{\max}),\ d \mid L\},$$

其中 $G_{\mathrm{DD}} = 2\nu_{\max}+\ell_{\max}$，得到$\varphi_{\mathrm{DD}} = N_{p,\ \mathrm{DD}}(2G_{\mathrm{DD}}+1)$[10]。

由于双导频 DFT-OCDM 估计器通过相位关系恢复时延 [11], , 多个共享同一多普勒分箱的时延会在同一导频位置重叠。因此，对于一般的多径情况，我们采用一种保守的扩展方案，仅用于此基准测试：使用 2($\ell_{\max}+1$) 个导频观测，遵循针对 $P = \ell_{\max}+1$ 个时延的标准 $2P$ 指数采样可辨识性要求，并使每个时延都能独立抵御相对导频数据多普勒跨度 $[-2\nu_{\max}, 2\nu_{\max}]$。

由此得到的开销为

$$\begin{aligned}
\varphi_{\mathrm{DP}} &= NK,\\
\varphi_{\mathrm{PCA}} &= P_{\mathrm{PCA}}(2S_{\mathrm{PCA}}+1),\\
\varphi_{\mathrm{DD}} &= N_{p,\mathrm{DD}}(2G_{\mathrm{DD}}+1),\\
\varphi_{\mathrm{DFT}} &= 2(\ell_{\max}+1)(4\nu_{\max}+1),\\
\varphi_{\mathrm{OTFS}} &= (2\ell_{\max}+1)(4\nu_{\max}+1),\\
\varphi_{\mathrm{AFDM}} &= 2(\ell_{\max}+1)(2\nu_{\max}+1)-1.
\end{aligned} \tag{17}$$

对于 AFDM，最后一个表达式由 $c_1 = (2\nu_{\max}+1)/(2L)$ 得出，因此得到 $Q_{\mathrm{AFDM}} = 2Lc_1\ell_{\max} + 2\nu_{\max}$ 和 $\varphi_{\mathrm{AFDM}} = 2Q_{\mathrm{AFDM}}+1$ [15]。

采用统一的前缀长度和有效载荷的香农表达式，方案 $b$的可达速率基准为

$$R_b^{\mathrm{ach}} = \frac{L-\varphi_b}{L+N_{\mathrm{CP}}}\log_2(1+\mathrm{SNR}_d) \quad \text{bit/s/Hz}. \tag{18}$$

该基准在假设理想有效载荷检测的同时，单独评估了前缀和信道获取开销造成的损失。

图 3d 表明，AFDM 凭借紧凑的仿射域保护区实现了最高的可达速率。DP-OCDM 紧随其后，并在所考虑的 OCDM 估计器中提供了最高的有效载荷效率。PCA-OCDM 和 DD-OCDM 需要更大的受保护区域，而 OTFS 则会产生二维时延-多普勒保护区。纳入对称多普勒支撑和重复多普勒多径可分辨性后，保守的广义 DFT-OCDM 基准有所提高；其分数多普勒加窗成本未计入其中。该结果凸显了 DP-OCDM 的关键原理：除了模$N$包装带来的增益外，对耦合位移支撑集进行分区还能充分减少共享保护区，从而抵消第二个脉冲带来的开销，并进一步降低总信道估计开销。

## VII. 结论

本文提出了 DP-OCDM，其中两个相位偏移脉冲子观测耦合的正交啁啾分复用位移支撑的互补区域，同时共享一个紧凑的保护区。相位偏移在受控的多普勒回绕下保持唯一导频关联和时延-多普勒恢复，从而通过减少每个脉冲子所占用的频点数以及缩小共享保护区，共同降低开销。局部短变换以极低的复杂度恢复信道，并且分数多普勒可通过一种轻量级的细化方法得到支持。仿真结果表明，与所考虑的正交啁啾分复用估计器相比，该方法具有具有竞争力的归一化均方误差和误码率，同时信道获取复杂度最低、有效载荷效率最高。性能界限以及高度重叠的分数时延和多普勒响应留待未来研究。

## 参考文献

[1] Z. Xiao, X. Liu, Y. Zeng, J. A. Zhang, S. Jin, and R. Zhang, “重新思考面向6G的波形：利用时延-多普勒对齐调制，” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 63, no. 5, pp. 110–117, 2025. [2] M. S. J. Solaija, S. E. Zegrar, and H. Arslan, “正交频分复用：6G物理层设计的前进方向？” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 19, no. 1, pp. 45–54, 2024. [3] X. Ouyang and J. Zhao, “正交啁啾分复用，” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 9, pp. 3946–3957, 2016. [4] M. S. Omar and X. Ma, “窄带干扰对OCDM的影响，” in *Proc. IEEE Int. Workshop Signal Process. Adv. Wireless Commun. (SPAWC)*, 2020, pp. 1–5. [5] M. S. Omar and X. Ma, “OCDM传输的导频符号辅助信道估计，” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 26, no. 1, pp. 163– 166, 2022. [6] L. Giroto de Oliveira, B. Nuss, M. B. Alabd, A. Diewald, Y. Li, L. Gehre, X. Long, T. Antes, J. Galinsky, and T. Zwick, “基于OCDM的雷达系统中的离散菲涅耳域信道估计，” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 71, no. 5, pp. 2258–2275, 2023. [7] X. Wang, X. Shen, F. Hua, and Z. Jiang, “关于OCDM系统的低复杂度MMSE信道估计，” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 10, no. 8, pp. 1697–1701, 2021. [8] R. Zhang, Y. Wang, and X. Ma, “存在载波频率偏移时OCDM传输的信道估计，” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 3, pp. 483–487, 2022. [9] Y. Wang, R. Zhang, L. Yan, and X. Ma, “时变信道中的导频啁啾辅助OCDM通信，” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 1578–1582, Sep. 2023. [10] S. E. Zegrar and H. Arslan, “一种适用于双重色散OCDM系统的全新基于时延-多普勒的信道估计方法，” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 13, no. 3, pp. 801–804, Mar. 2024. [11] H. Haif, S. E. Zegrar, and H. Arslan, “适用于双重色散信道的新型OCDM收发机设计，” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 73, no. 8, pp. 11 237–11 248, Aug. 2024. [12] T. Zhan, S. Liu, X. Liu, and J. Lu, “一种基于OMP的OCDM系统迭代信道估计算法，” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 28, no. 7, pp. 1422–1426, 2024. [13] N. Wu, H. Li, D. He, A. Nallanathan, and T. Q. S. Quek, “面向基于OTFS的多输入多输出系统的感知与通信一体化接收机设计：统一的变分推断框架，” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 43, no. 4, pp. 1339–1353, 2025. [14] P. Raviteja, K. T. Phan, and Y. Hong, “时延-多普勒信道中OTFS的嵌入式导频辅助信道估计，” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 5, pp. 4906–4917, 2019. [15] A. Bemani, N. Ksairi, and M. Kountouris, “面向下一代无线通信的仿射频分复用，” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 22, no. 11, pp. 8214–8229, 2023.