OTFDM：一种用于建模点积双选择性信道的新型二维调制波形

YihuaMa[1,2], Zhifeng Yuan[1,2], Yu Xin[1,2], Jiang Hua[1,2], Guanghui Yu[1,2], Jin Xu[1,2], Liujun Hu[1,2]
[1]移动网络与移动多媒体技术国家重点实验室， [2]中兴通讯，中国深圳 {yihua.ma, yuan.zhifeng, xin.yu, hua.jian2, yu.guanghui, xu.jin7, hu.liujun}@zte.com.cn

摘要——**近年来，正交时频空（OTFS）二维调制波形已成为一种热门的 6G 候选方案，旨在取代现有的正交频分复用（OFDM）。大量关于 OTFS 的研究使其优势和局限性日益明晰。这些局限性并不容易克服，因为它们源于 OTFS 固有的基于栅格的二维卷积信道模型。本文不再试图解决 OTFS 固有的挑战，而是提出一种新型二维调制波形，称为正交时频分复用（OTFDM）。OTFDM 使用二维点积信道模型来应对双选择性。与 OTFS 相比，OTFDM 支持无栅格的信道时延和多普勒，并可实现简单高效的二维均衡。简洁的点除均衡可轻松与多输入多输出结合。仿真结果表明，OTFDM 能够适应高移动性，在双选择性信道中显著优于 OFDM。**

关键词——***OTFDM***、***6G***、二维调制波形、***OTFS***。

I. 引言

空口干扰的演变始终是不同代际通信系统的重要方面。在第四代和第五代移动通信中，正交频分复用（OFDM） [1] 波形已实现标准化，与第三代中的码分多址（CDMA）相比有了显著改进。正交时频空域（OTFS） [2][3]在第六代移动通信波形研究中备受关注，但仍有许多基础问题亟待解决。本文提出了一种新型二维（2D）调制波形——正交时频分复用（OTFDM），以增强OFDM并避免OTFS的问题。

OFDM在频谱效率、灵活性以及多输入多输出（MIMO）兼容性方面具有诸多优势。OFDM的一项关键优势是信道均衡简单，可将复杂的卷积多径信道转化为简单的点积。这一优势还有助于实现简单高效的多输入多输出多用户（MU）传输。一维点积信道模型不适用于时变信道。5G NR可以缩短OFDM符号，以便忽略多普勒效应。然而，若缩短循环前缀（CP），就会产生符号间干扰；而若延长CP并缩短OFDM符号，频谱效率（SE）则会下降。在与OTFS进行公平比较时，这一缺点已被指出是OFDM的主要局限 [4]。也就是说，在高移动性双重选择性信道中，OFDM的频谱效率会下降。

OTFS曾在3GPP第84-bis次会议上作为第五代移动通信的讨论议题被提出 [5]。与OFDM相比，OTFS支持更高的移动性，并具有所谓的信道分集增益。然而，由于必须采用信道编码来抵抗衰落，信道分集增益微乎其微。接收机处的OTFS正交性会消失，且无法近似实现。为处理非正交数据，通常需要使用消息传递算法（MPA） [6][7] 。值得庆幸的是，时延-多普勒（DD）域的非正交扩频模式相对稀疏，因此可以采用低复杂度的MPA。为进一步降低复杂度，已有研究提出在线性求解器中使用OTFS [8] ，在可接受的性能损失和栅格时延-多普勒假设下实现。尽管如此，其复杂度仍远高于近似正交的OFDM接收机所需的简单快速傅里叶变换（FFT）运算。这种复杂度限制了实时基带处理的数据吞吐量。此外，较大的OTFS符号会导致较长的时延。

OTFS 的局限性源于其固有的基于网格的信道假设以及复杂的卷积信道模型。相比之下，OFDM 支持无网格时延，并采用非常简单的点积信道模型。为在双选择性信道中保留这些优势，本文提出 OTFDM，以支持实际的无网格时延-多普勒，并获得简单的二维点积信道。OTFDM 为现有的基于 OFDM 的方案提供了另一种选择。启用 OTFDM 时，会采用多普勒扩频和多普勒点积。本文还证明，OTFDM 的数据部分等效于采用梳状交织的 OFDM。离散傅里叶变换扩频（DFT-s-）OTFDM 与 OTFS 类似，但额外采用了多普勒点积。因此，OTFDM 是连接 OFDM 与 OTFS 的桥梁。此外，本文设计了导频插入和信道估计方案，并分析了导频开销。分析表明，OFDM、OTFS 和 OTFDM 的导频开销相近，因为它们需要相同的时频自由度来应对双选择性信道。此外，本文还为 OTFDM 接收机提出了两种多普勒解扩方案。最后，本文采用具有大时延扩展和高移动性的 C 型抽头延迟线（TDL-C）信道模型进行了链路级仿真。仿真结果表明，所提出的 OTFDM 配合低复杂度、近似正交的接收机时，性能远优于 OFDM。

本文其余部分安排如下。第二节介绍数学模型，并进一步分析 OTFS 的问题。第三节提出 OTFDM 收发机设计，并阐述 DFT-s-OFDM 与 OTFS 之间的区别。第四节提出信道估计方案，并分析导频开销。本文中，$(\cdot)^*$、$(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵或向量的共轭、转置和厄米转置。$(\cdot)_N$ 表示模N 运算。A[i, j] 表示矩阵$\mathbf{A}$中第(i+1)行第(j+1)列的元素。a[k] 表示向量$\mathbf{a}$ = vec($\mathbf{A}$)中的第(k+1)个元素。

II. 数学模型与现有研究

A. 信道模型

假设传输块为二维矩阵$\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M\times N}$。设带宽为$B$，时长为$T$，则采样时间为$T_S = T/MN$。若采用$MN$点循环前缀正交频分复用（CP-OFDM），则子载波间隔为$\Delta f = B/MN = 1/T$，发射信号向量为

$$\mathbf{s}_a = \frac{1}{\sqrt{MN}}\mathbf{F}_{MN}^H vec(\mathbf{X}) \in \mathbb{C}^{MN\times 1}, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{F}_{MN}$和 vec(·) 分别表示一个MN点离散傅里叶变换矩阵和向量化函数。添加长度为N_{CP} 点的循环前缀，以覆盖最多的有效多径影响。

若采用一个具有M点逆快速傅里叶变换的短循环前缀正交频分复用符号来抵抗高移动性，则发射信号向量为

$$\mathbf{s}_b = vec\left(\frac{1}{\sqrt{M}}\mathbf{F}_M^H \mathbf{X}\right) \in \mathbb{C}^{MN\times 1}, \tag{2}$$

这表示进行N次时域M点逆快速傅里叶变换运算。这样一来，子载波间隔变为 $\Delta f' = B/M = N/T$，并且需要插入N 个循环前缀，总计MN_{CP}点。

基于离散 Zak 变换（DZT）的生成方法 [3] 是生成 OTFS 的一种简洁方法。尽管基于辛有限傅里叶变换（SFFT）的生成方法似乎与 OFDM 方案兼容，但 SFFT 的一部分会与 OFDM 的逆快速傅里叶变换相抵消，这意味着所谓的兼容性会造成复杂度浪费。采用基于 DZT 的 OTFS 生成方法时，发射信号向量为

$$\mathbf{s}_c = vec(\mathbf{S}_c) = vec\left(\frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{X}\mathbf{F}_N^H\right) \in \mathbb{C}^{MN\times 1}, \tag{3}$$

它表示 M 次 N 点逆快速傅里叶变换（IFFT）运算。与 MN 点 OFDM 类似，只添加一个循环前缀，多普勒子载波间隔也为 Δf，而不是 $\Delta f'$。

无论选择哪种波形，物理信道都相同。假设信道有P 条传播路径，每条路径的系数为 h_i，时延为 τ_i，多普勒频移为 v_i，其中 $i = 0, 1, ..., P-1$。接收信号和加性高斯噪声可以分别用向量形式表示为 $\mathbf{y}$和$\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{MN\times 1}$，也可以用矩阵形式表示为 $\mathbf{Y}$ 和 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M\times N}$。引入循环前缀后，接收信号向量 $\mathbf{y}$ 计算如下：

$$y[l'] = \sum_{i=0}^{P-1} h_i s\left[\left(l' - \tau_i/T_s\right)_{MN}\right] e^{j2\pi\left(l'-\tau_i/T_s\right)v_i T_s} + w[l'],$$
$$l' = 0,1,2,...,MN-1. \tag{4}$$

这里采用栅格时延仅为简化处理；通过过采样，可以轻松扩展到非栅格情况。OTFS 需要栅格时延和多普勒，而 OFDM 和 OTFDM 则不需要。

将公式（4）转换到时延-多普勒域并不容易。同行评审的 OTFS 论文中使用了不少信道模型 [3], [6]-[8]。一种广泛使用的时延-多普勒信道模型 [6] 是

$$Y[l,k] = \sum_{i=0}^{P-1} h_i S\left[\left(l - \tau_i/T_S\right)_M, \left(k - v_i/\Delta f_b\right)_N\right] e^{j2\pi\tau_i v_i T_S} + W[l,k],$$
$$l = 0,1,2,...,M-1, k = 0,1,2,...,N-1. \tag{5}$$

在时延-多普勒信道模型中，l 和k 是时延与多普勒栅格的索引。该模型考虑了时延域中的多普勒相位旋转。一种相对准确的模型 [6] 是

$$Y[l,k] = \sum_{i=0}^{P-1} h_i \alpha_{l,k,i} S\left[\left(l - \tau_i/T_S\right)_M, \left(k - v_i/\Delta f\right)_N\right] + W[l,k],$$
$$\alpha_{l,k,i} = \begin{cases} e^{j2\pi\left(l-\tau_i/T_S\right)_M v_i T_S}, l = \tau_i/T_S \sim M-1 \\ e^{j2\pi\left(\left(l-\tau_i/T_S\right)_M v_i T_S - \left(v_i/\Delta f + \left(k - v_i/\Delta f\right)_N\right)M\right)}, l = 0 \sim \tau_i/T_S - 1 \end{cases}. \tag{6}$$

该模型仍仅适用于网格内的时延-多普勒域。考虑分数多普勒时，可在 [7], 的（24）式和（25）式中找到更精确的模型，其中显示信道增益实际上并非常数。因此，OTFS并未因此获得一个纳入实际因素的简单模型。为使不同波形方案简洁且高效，近似似乎不可避免。

B. OTFS的固有特性

文献 [3]已对OTFS面临的挑战进行了充分总结。本文旨在本小节中分析这些问题的根本原因。OTFS确实解决了OFDM面临的问题，并且一个较长符号只需一个循环前缀，但在第五代移动通信早期的讨论中并未采用 OTFS。两个根本原因极大地限制了OTFS：不切实际的网格化简化，以及复杂的卷积信道模型。

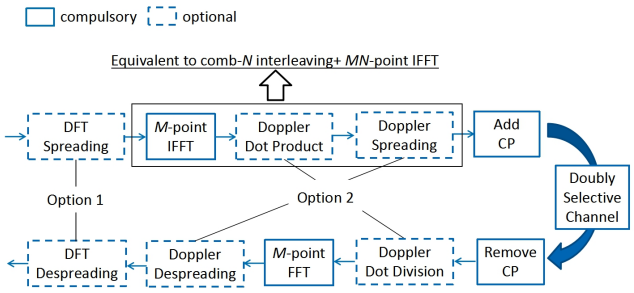
如公式（6）所示，多普勒会影响不同延迟单元的相位旋转。可以假设，一个网格外多普勒的大部分功率集中在有限的整数多普勒网格上，但相位旋转仍由真实的网格外多普勒频率决定。此外，由于同一多普勒网格上的延迟单元可能来自不同的网格外多普勒频率，因此 OTFS信道增益并非常数。为减轻这一影响，OTFS需要较大的多普勒维度N ，以减小真实的网格外多普勒与相邻网格内多普勒之间的相位旋转差异。此外，等效网格内路径的数量难以确定。路径数过多会损害稀疏性，大幅增加复杂度；路径数过少则会导致部分能量和未知干扰。此外，M 不能任意小。超出最大时延单元的路径时延无法区分，这意味着$M \geq \max(\tau_i/T_S)$。因此，OTFS的块大小不可避免地较大，从而带来较大的缓冲开销和较高的传输时延。

OTFS采用复杂反卷积信道，而OFDM则获得简单的点积信道。尽管OTFS利用时延-多普勒域的稀疏性实现高效反卷积，但其复杂度仍然很高，尤其是在多输入多输出收发器中，复杂度会更高。OFDM出现之前，早期的CDMA系统只在时延域对稀疏信道进行反卷积。CDMA逐步演进为 OFDM，以摆脱反卷积；而从OFDM演进到OTFS似乎很困难，因为OTFS所需的复杂度高得多，优势却有限。

III. 所提出的OTFDM

A. OTFDM发射机

本文提出了一种新颖的 OTFDM 方案，它在现有 OFDM 的基础上发展而来，用以应对复杂的双重



(a)

Option 1 / Option 2	w/o DFT spreading	w/ DFT spreading
N = 1	CP-OFDM	DFT-s-OFDM
N > 1	CP-OTFDM	DFT-s-OTFDM

5G OFDM-based Scheme

6G OTFDM-based Scheme

(b)

图1 (a) OTFDM的收发机框图；(b) OTFDM的选项表。

选择性信道。公式（2）表明，OFDM 通过使用较短的符号来应对高移动性。问题在于，这种方法需要 N 个循环前缀，当循环前缀较长以覆盖较大的时延扩展时，频谱效率会大幅降低。相比之下，OTFDM 能够应对双选择性信道，且只需一个循环前缀。

如图1所示，OTFDM 是一种更广义的 OFDM 方案。启用选项1时，会使用离散傅里叶变换扩频来获得频域数据 $\mathbf{X}$，这不会影响后续处理步骤。当 $N = 1$ 时，该模块成为经典正交频分复用方案。当 $N > 1$ 时，则支持新型 CP-OTFDM 和 DFT-s-OTFDM。通过设置 N 的值即可支持选项2。以下描述适用于任意 N。利用频域数据 $\mathbf{X}$，采用一个 M 点逆快速傅里叶变换

$$\mathrm{S}_1[l,n]=\frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{m=0}^{M-1}\mathrm{X}[m,n]e^{j2\pi\frac{ml}{M}},l=0,1,\ldots,M-1. \quad (7)$$

然后，进行多普勒点积，表示为

$$\mathrm{S}_2[l,n]=\mathrm{S}_1[l,n]e^{j2\pi\frac{nl}{MN}}. \quad (8)$$

点积之后，进行多普勒扩频，表示为

$$\mathrm{S}_3[l,k]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{S}_2[l,n]e^{j2\pi\frac{nk}{N}},k=0,1,\ldots N-1. \quad (9)$$

这一步也可以视为从多普勒域到时域的变换，如公式（3）所示。

当 $N = 1$ 时，公式（8）和公式（9）无效；对于 OFDM，这一点显而易见。此外，公式（7）~（9）等价于梳状 N 交织和一个大型 MN 点逆快速傅里叶变换，对应一个 MN 点的大型 OFDM 符号。其等价性已在附录中证明。最后，发射机添加一个循环前缀并发送信号。

B. 正交时频分复用接收机

在接收端移除循环前缀后，接收机获得时域信号 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M\times N}$，或 $\mathbf{y} = \mathrm{vec}(\mathbf{Y}) \in \mathbb{C}^{MN\times 1}$，这符合公式（4）的信道模型。请注意，在 OTFDM 中，符号 n, $k = 0$、1、2、...、N-1 的含义各不相同。n 用于表示第n个子符号，例如n对应$\mathbf{X}$，$\mathbf{S}_1$,或$\mathbf{S}_2$的第n行。k 用于表示 OTFDM 中第k个多普勒扩频副本，例如k对应$\mathbf{S}_3$的第k行。OTFDM 的策略是使M足够小，以忽略多普勒频移在第k个M点多普勒扩频副本内引起的相位旋转。

接收时域信号 $X[m,n]$ 中$\mathbf{y}$ 的贡献为 $\boldsymbol{\gamma}_{m,n} \in \mathbb{C}^{MN\times 1}$，在接收端可能不位于同一位置。$\boldsymbol{\gamma}_{m,n}$用于计算扩频系数，实际中将通过导频对其进行估计。$\boldsymbol{\gamma}_{m,n}$的元素为

$$\gamma_{m,n}[l']=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{i=0}^{P-1}h_i e^{j2\pi\left(m\Delta f'+\frac{n}{N}\Delta f'+\upsilon_i\right)(l'T_S-\tau_i)}X[m,n]$$
$$l'=0,1,2,\ldots,MN-1. \quad (10)$$

然后，$\boldsymbol{\gamma}_{m,n}$ 被分为N 段，并且M 已预先设计得足够小，使得对于任意i，v_i 在MT_S 中可忽略。由于 $\Delta f' = 1/MT_S$，使用$v_iMT_S << 1$ 对公式（10）进行近似，得到

$$\gamma_{m,n}[l']\approx\gamma'_{m,n}[l']$$
$$=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{i=0}^{P-1}h_i e^{j2\pi\left[\frac{(mN+n)(l'T_S-\tau_i)}{MNT_S}+\left\lfloor\frac{l'}{M}\right\rfloor\upsilon_iMT_S-\upsilon_i\tau_i\right]}X[m,n] \quad (11)$$

由于双重选择性，多普勒解扩需要针对每个子载波和每个子符号分别进行，而发射端的多普勒扩频则针对每个子符号的所有子载波进行。因此，接收端的多普勒解扩被移至M点快速傅里叶变换之后进行。首先进行多普勒点除，将$\mathbf{Y}$ 扩展为$\mathbf{Y}' \in \mathbb{C}^{M\times N\times N}$，即

$$\mathrm{Y}'[l,n,k]=\mathrm{Y}[l,k]/e^{j2\pi\frac{nl}{N}}. \quad (12)$$

在该方程中会产生子符号间干扰，并将通过多普勒解扩加以消除。采用相同的点乘方式，方程（11）中发送符号的贡献变为

$$\gamma'_{m,n}[l']$$
$$=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{i=0}^{P-1}h_i e^{j2\pi\left[\frac{ml'}{M}-\frac{mN+n}{MNT_S}\tau_i+\left\lfloor\frac{l'}{M}\right\rfloor\left(\frac{n}{N}+\upsilon_iMT_S\right)-\upsilon_i\tau_i\right]}X[m,n] \quad (13)$$

$\mathbf{Y}$”通过对第一维进行快速傅里叶变换，由$\mathbf{Y}$’得到。$\mathbf{Y}$” 的元素为$\mathbf{Y}$”$[m,n,k]$。M点快速傅里叶变换还将时域MN 个点合并为N 个点，这些点位于子载波$m\Delta f$’ 处，因为不同子载波使用不同的$\mathbf{F}_M$向量。然后$\boldsymbol{\gamma}_{m,n}' \in \mathbb{C}^{N\times 1}$，其元素为

$$\gamma''_{m,n}[k]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=0}^{P-1}h_i e^{j2\pi\left[-\frac{mN+n}{MNT_S}\tau_i+\frac{kn}{N}+\upsilon_i(kMT_S-\tau_i)\right]}X[m,n] \quad (14)$$

到这一步，$\gamma_{m,n}$”[k] 和 Y”$[m,n,k]$ 携带相同的数据信息，但索引顺序不同。不同之处在于，前者源自m阶子载波和n阶子符号处的发送符号，但它并不完全

位于接收端的这个位置，而**Y**”是含有子符号间干扰的接收信号。

现在，第**n**个子符号的二维点积信道向量 $\mathbf{H}_{n}\in\mathbb{C}^{M\times N}$ 可表示为

$$H_n[m,k]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=0}^{P-1}h_i e^{j2\pi\left[-\left(\frac{mN+n}{MNTs}+\upsilon_i\right)\tau_i+\frac{kn}{N}+\upsilon_i kMT_S\right]}. \quad (15)$$

对于第n个子符号，m 导致时变衰落，而l 导致频率选择性衰落。二维点积信道为处理高速移动下的双选择性信道提供了一种新方法，其复杂度低于 OTFS，且比 OFDM 更稳健。根据公式（14），第n个子符号m号子载波上的接收扩频系数$\mathbf{c}_{m,n}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$ 可表示为

$$\begin{aligned}c_{m,n}[k]&=\frac{1}{\sqrt{N}}\left(\sum_{i=0}^{P-1}h_i e^{-j2\pi\left(\frac{mN+n}{MNT_S}+\upsilon_i\right)\tau_i}e^{j2\pi\upsilon_i kMT_S}\right)e^{j2\pi\frac{kn}{N}}\\&=\frac{1}{\sqrt{N}}\eta_{m,n,k}e^{j2\pi\frac{kn}{N}}. \quad (16)\end{aligned}$$

由于时变选择性，不同子符号对应的接收多普勒扩频码$\mathbf{c}_{m,n}$彼此非正交。在 OTFDM 中，有两种方法可以处理这一问题。第一种是时域均衡：将子符号的每个多普勒扩频副本除以衰落系数，得到

$$\gamma'''_{m,n}[k]=\frac{\gamma''_{m,n}[k]}{\eta_{m,n,k}}=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j2\pi\frac{kn}{N}}X[m,n] \quad (17)$$

经过时域均衡后，子载波 Δf’ 上不同子符号的扩频码变为正交。通过快速傅里叶变换，可以轻松区分**Y**”中的子符号间干扰，得到

$$\hat{X}[m,n]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1}\frac{1}{\sqrt{N}}e^{-j2\pi\frac{kn}{N}}\frac{Y''[m,n,k]}{\eta_{m,n,k}}. \quad (18)$$

第二种方法是线性最小均方误差。公式 (15) 可视为一个多输入多输出信道。每个子符号的N 个多普勒扩频副本可视为N 根天线，而N 个子符号可视为N 个用户。M 个子载波仍是M 个子载波。随后，可利用式 (15) 构建子载波$m\Delta f$’ 处的频率选择性信道$\mathbf{H}_{\mathrm{m}}\in\mathbb{C}^{N\times N}$，表示为

$$\mathbf{H}_m=\begin{bmatrix}c_{m,1}[1] & c_{m,2}[1] & \cdots & c_{m,N}[1]\\ c_{m,1}[2] & c_{m,2}[2] & \cdots & c_{m,N}[2]\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ c_{m,1}[N] & c_{m,2}[N] & \cdots & c_{m,N}[N]\end{bmatrix}. \quad (19)$$

假设所有N 个子符号的$\mathbf{y}_{m,n}$”之和为$\mathbf{y}_m$”$\in\mathbb{C}^{N\times 1}$。对$N$ 个子符号进行线性最小均方误差合并，得到

$$\hat{X}[m,n]=H_m[m,:]\left(\mathbf{H}_m^H\mathbf{H}_m+\sigma^2 I_N\right)^{-1}\mathbf{y}'_{m,n}. \quad (20)$$

其中，σ^2 是接收机已知的加性高斯噪声平均功率，$\mathbf{I}_N$是$N\times N$ 单位矩阵，而$\mathbf{y}_{m,n}$’ $\in\mathbb{C}^{K\times 1}$ 包含一个元素$\mathbf{y}_{m,n}$’$[k]=$ Y”$[m,n,k]$。

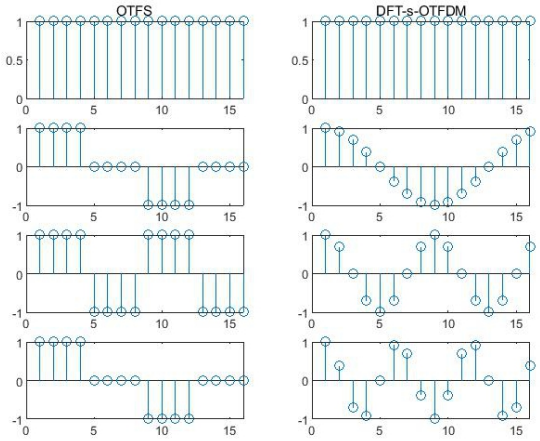


图2 OTFS和DFT-s-OTFDM中时域相位旋转系数的实部。$M=N=4$。

在双选择性信道中，接收端承载的数据不可避免地呈现非正交性。OTFDM在M点多普勒副本内保持正交性，并处理多普勒副本之间的非正交性。非正交性可以通过时域均衡转换为正交性，也可以通过线性最小均方误差（LMMSE）来解决。关于这两种多普勒解扩方法，一个有趣的观察是：时域均衡类似于频域均衡，而时域LMMSE类似于空间域线性最小均方误差。

C. OTFDM 与 OTFS 的比较

如果 DFT-s-OTFDM 采用M维离散傅里叶变换解扩，其特性将与 OTFS 非常相似。两者的区别在于公式 (8) 中的多普勒点积。经过这一步，多普勒维运算比 OTFS 中的运算更加连续，也更接近实际的多普勒效应。这一特性使 OTFDM 发射机等效于采用梳状交织的 OFDM。换言之，OTFDM 利用了 OFDM 中已有的多普勒扩频特性。此外，DFT-s-OTFDM 子符号在点积分割后具有完整的循环前缀，从而确保子符号内的子载波正交性。子符号间干扰可通过多普勒解扩或其他合并方法加以抑制。

另一个区别在于，OTFDM采用了完全不同的接收机设计：OTFDM在时频域处理二维点积信道，而OTFS在时延-多普勒域处理二维卷积信道。尽管时延-多普勒域移位更符合实际信道的特性，但时频域中的点积运算能够实现高效得多的处理。类似地，MIMO接收机采用点积空间信道模型，而不是角度域脉冲移位。对于OTFDM MIMO，二维点积信道模型也可以轻松扩展为三维点积信道模型。

IV. 信道估计与导频开销

A. 信道估计

信道估计对 OTFDM 至关重要，因为解调需要二维时频信道信息。尽管 OTFDM 可以等效为采用梳状交织的 MN 点 OFDM，但 OFDM 会受到多普勒频率的影响，且只能提供一维频域

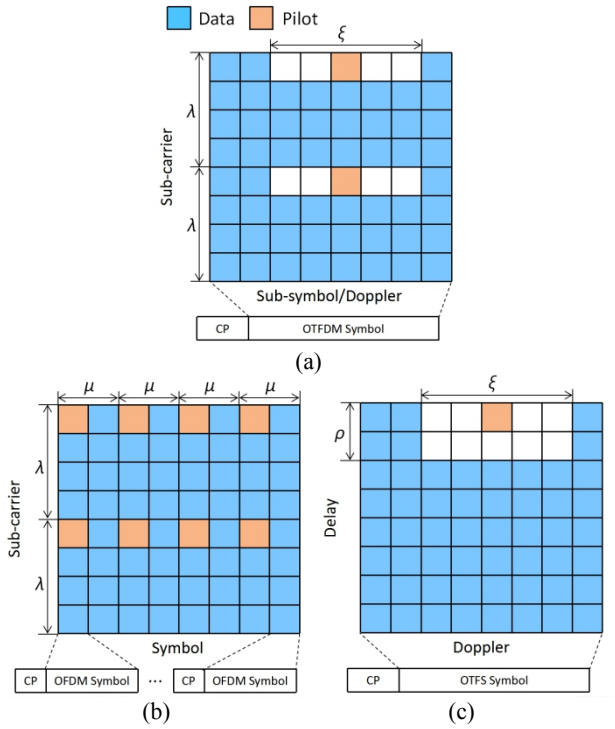


图 3 OTFDM、OFDM 和 OTFS 的导频插入方案：(a) OTFDM，(b) OFDM，(c) OTFS。

信道估计。要获得二维时频信道估计，必须处理 OTFDM 子符号。难点在于，在多普勒解扩之前，子符号无法分离，而多普勒解扩本身又依赖于信道估计。因此，OTFDM 需要多普勒域保护带来获取二维时频信道信息。

OTFDM导频插入如图3(a)所示。在频域中，导频以 $1/\lambda$ 的密度插入，这也表示 λ 个子载波的重复周期。与OFDM类似，λ 由频率选择性的强弱决定。在多普勒域中，导频以 ξ的宽度插入，该宽度由多普勒扩展范围决定，反映了时变选择性的强弱。在实际的非栅格模型中，W 还需要足够大，以覆盖旁瓣泄漏。

在信道估计中，OTFDM接收机首先提取频域和多普勒域中的接收导频信号。在每个导频子载波处，通过多普勒解扩的N点逆快速傅里叶变换，将多普勒域导频转换到时域。这样，OTFDM便可获得不同多普勒副本和导频子载波对应的系数。这些信道系数反映了二维时频选择性。OTFDM在导频子载波处测量点积频率选择性，并像OFDM那样进行频域插值。此外，还会在不同的OTFDM子符号之间进行插值，以获得完整的频域信道信息$\eta_{m,n,k}$ ，如公式（16）所示，因为不同的子符号位于不同频率处，如图2所示。

B. 导频开销分析

图3(b)和(c)展示了OFDM和OTFS的导频插入方案。OTFDM的导频插入融合了OFDM和OTFS的方案。在这三种方案中，时域和频域的导频插入方法可分为两类。一类是使用脉冲或狄拉克δ函数来测量频移；另一类是使用周期采样来测量时频域的双重选择性系数。虽然冲激响应对于理解时间和多普勒频移的影响非常直观，但这并不意味着它是实际实现的最佳方式。

对于时延域脉冲，每隔M 个点集中一次脉冲的功率以获取信道，会导致严重的峰均功率比问题。相比之下，频域周期采样将导频功率分散到整个时域范围内。通过一次M/λ点逆快速傅里叶变换，可将频域信道转换到时域，这相当于在时延域产生M/λ-点开销。采用不同方法时，开销分别为M/λ-点和 ρ，两者都必须大于 $\max(\tau_i)/T_S$。类似地，多普勒域脉冲和时域周期采样的开销分别为 ξ 和 M/μ，两者都必须大于 $\max(|\nu_i|)/\Delta f$' 的两倍。总之，导频开销相近，因为时延域和频域的信道估计可以通过快速傅里叶变换和逆快速傅里叶变换轻松相互转换，多普勒域和时域之间也同样如此。

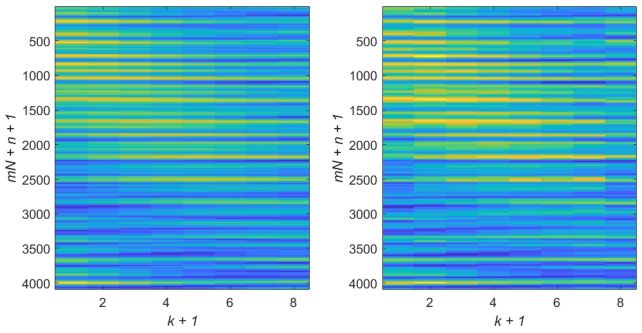
V. 数值结果

A. 仿真设置

本仿真假设的双选择性信道如第二节所述。仿真参数见表 I。信道模型基于 5G NR 中的 TDL-C 模型。由于 TDL-C 仅描述功率时延剖面，因此为每条路径添加一个服从均匀分布的随机多普勒频移。为进行公平比较，OFDM 与 OTFDM 使用相同的参数，包括符号长度、循环前缀长度和编码方案。此外，两者的导频开销设置相同，并分别在 OFDM 符号和 OTFDM 子符号的频域中周期性插入导频。请注意，在每个 OTFDM 导频子载波上，只有一个W 子符号承载导频。导频功率设置为每个 OFDM 导频子载波上W 个导频的功率总和，以确保总导频功率相等，实现公平比较。本文采用基于快速傅里叶变换的过采样进行简单插值。我们使用低复杂度的点除法均衡，对循环前缀正交频分复用和循环前缀 OTFDM 进行比较；这种方法非常适合实际应用。

表 I. LINK-LEVELSIMULATION PARAMETERS

仿真参数	值
载波频率	24 GHz
OFDM 子载波间隔 Δf	15 千赫
OFDM 子载波数量MN	4096
OTFDM 子载波间隔 $\Delta f'$	120 千赫
OTFDM 子载波数量 M	512
OTFDM 子符号数量 N	8
导频开销密度	1/4
OTFDM 导频宽度 W	8
循环前缀长度N_{CP}	288
调制	QPSK
信道编码	LDPC
LDPC码率	1/2
LDPC块大小	1024
信号功率噪声比（SNR）	6 dB
导频功率提升	6 dB
信道模型	5G TDL-C
路径数 P	24
均方根时延扩展	1000 ns
最大机动速度	500 千米/小时



(a) (b)

图 4 二维点积信道$H_m[n,\ k]$的 (a) 真实值和 (b) 插值信道估计。

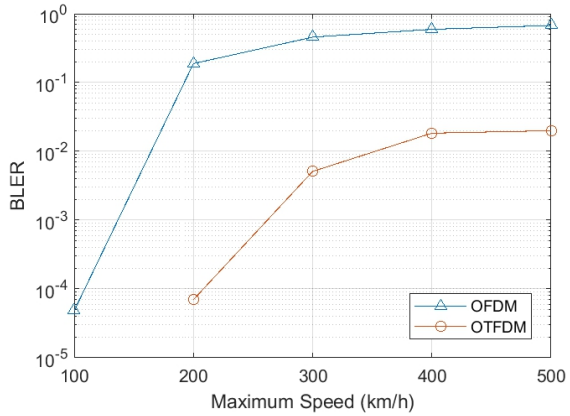


图 5 不同最大速度下双选择性信道中的链路级性能比较。

B. 结果与分析

首先，我们来看 OTFDM 的信道估计。如前所述，OTFDM 将二维点积信道$H_n[m,k]$ 建模为公式（14）中的形式。图 4 将所有N 个子符号对应的二维信道合并为一个矩阵，其映射关系可从图中的标签看出。对于真实值，针对每个子符号和子载波计算时间选择性。信道估计由 OTFDM 导频获得，并通过插值获取完整的二维点积信道，如前所述。如图 4 所示，插值信道估计能够较好地反映真实信道的双选择性特征，这对频域和时域均衡非常有用。

本仿真采用简单的时域均衡来处理 OTFDM 的时间选择性，与频域均衡处理频率选择性的方式相一致。在图 5 中，2×10^5 处绘制了仿真结果，用于比较 OFDM 和 OTFDM 的块错误率（BLER）性能。仿真采用不同的最大速度，24 条传播路径的随机速度服从从 0 到最大速度的均匀分布。BLER 对比表明，在不增加循环前缀长度的情况下，OTFDM 在双选择性信道中的性能优于 OFDM。以 BLER $= 10^{-1}$ 作为可容忍限值，当最大速度不低于 200 km/h 时，OFDM 的 BLER 会迅速恶化，而 OTFDM 的 BLER 则随着速度升高而缓慢下降。最大速度为 500 km/h 时，OTFDM 的 BLER 约为 2×10^{-2} 。由于点除均衡现在是在二维空间中进行的，OTFDM 的代价是复杂度约增加 N 倍。

附录：OFDM 等价性的证明

本附录证明了 OTFDM 与梳状交织 OFDM 的数据部分等价性。结合公式（7）和（8），公式（9）可改写为本页底部的公式（A.1）。于是

$$e^{j2\pi\frac{kmMN}{MN}}=1,$$

公式（A.1）变为

$$\begin{aligned}\mathrm{S}_3[l,k]&=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}e^{j2\pi\frac{nl+nkM+mlN+kmMN}{MN}}\mathrm{X}[m,n]\\&=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}e^{j2\pi\frac{(kM+l)(mN+n)}{MN}}\mathrm{X}[m,n].\end{aligned}\qquad(A.2)$$

令 $l'=kM+l, n'=mN+n$，公式（A.2）变为

$$\mathrm{s}_3[l']=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{n'=0}^{MN-1}e^{j2\pi\frac{n'l'}{MN}}\mathrm{x}_T[n'].\qquad(A.2)$$

其中，$\mathrm{x}_T[n']$ 是 $\mathrm{vec}(\mathbf{X}^T)$ 的第 n' 个元素。这种等价性表明，N 个子符号中的数据部分采用梳状方式交织，并使用不同的子载波频移：0、 Δf、……、$(N\text{-}1)\Delta f$。

参考文献

[1] Tse, David 和 Pramod Viswanath，《无线通信基础》，剑桥大学出版社，2005年。[2] R. Hadani 等，《正交时频空间调制》，载于 2017 IEEE 无线通信与网络会议（WCNC），2017 年 3 月，第 1–6 页。[3] Z. Wei、S. Li、W. Yuan、R. Schober 和 G. Caire，《正交时频空间调制——第一部分：基础与未来挑战》，IEEE通信快报，第27卷第1期，第4–8页，2023年1月。[4] L. Gaudio、G. Colavolpe 和 G. Caire，《稀疏性条件下的 OTFS 与 OFDM：公平比较》，IEEE 无线通信汇刊，第21卷第6期，第4410–4423页，2022年6月。[5] 3 GPP R1-162930，《OTFS调制波形与新无线接入技术参考信号》，第84-bis次会议，韩国釜山，2016年4月11日至15日。[6] S. Li、W. Yuan、Z. Wei、R. Schober 和 G. Caire，《正交时频空间调制——第二部分：收发机设计》，IEEE通信快报，第27卷第1期，第9–13页，2023年1月。[7] 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10月。[8] S. Tiwari、S. S. Das 和 V. Rangamgari，《适用于 OTFS 的低复杂度线性最小均方误差接收机》，IEEE通信快报，第23卷第12期，第2205–2209页，2019年12月。

$$\begin{aligned}\mathrm{S}_3[l,k]&=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{S}_2[l,n]e^{j2\pi\frac{nk}{N}}=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j2\pi\frac{nl}{MN}}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{S}_1[l,n]e^{j2\pi\frac{nk}{N}}=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j2\pi\frac{nl}{MN}}\sum_{n=0}^{N-1}\left(e^{j2\pi\frac{nk}{N}}\frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{m=0}^{M-1}\mathrm{X}[m,n]e^{j2\pi\frac{ml}{M}}\right)\\&=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}e^{j2\pi\left(\frac{nl}{MN}+\frac{nk}{N}+\frac{ml}{M}\right)}\mathrm{X}[m,n]=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}e^{j2\pi\frac{nl+nkM+mlN}{MN}}\mathrm{X}[m,n].\end{aligned}\qquad(A.1)$$