



研究与开发

基于时延-多普勒域信号稀疏性的OTFS帧同步算法

陈杨¹, 杨海艳², 程恺英³, 刘恒², 马征²

- (1. 中国西南电子技术研究所, 四川 成都 610036;
2. 西南交通大学信息编码与传输实验室, 四川 成都 610031;
3. 中国人民解放军93216部队, 北京 100085)

摘要: 针对单导频结构的正交时频空 (orthogonal time frequency and space, OTFS) 调制系统接收信号特性, 提出了一种基于时延-多普勒域的帧同步算法, 该算法无须在发送信号中插入前导码, 而是利用单导频 OTFS 帧结构特征, 通过计算接收信号在时延-多普勒域的稀疏度并结合单导频位置的变化对帧同步位置进行判断。仿真实验结果表明, 所提方案在高信噪比下有一定性能优势, 且随着移动速度的增加, 所提方案相较于对比方案的性能优势更加明显, 因此, 更适合应用于高速甚至超高速移动通信场景中。

关键词: 正交时频空调制; 单导频结构; 稀疏性; 帧同步

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2024143

Frame synchronization algorithm based on delay-Doppler domain signal sparsity for OTFS system

CHEN Yang¹, YANG Haiyan², CHENG Kaiying³, LIU Heng², MA Zheng²

1. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China
2. Key Lab of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China
3. Unit 93216 of PLA, Beijing 100085, China

Abstract: A frame synchronization algorithm based on delay-Doppler domain was proposed for orthogonal time frequency and space (OTFS) modulation systems with a single pilot structure. The signal sparsity and the relative position change of the pilot in the delay-Doppler domain of the received OTFS signals were utilized to identify the frame synchronization location. Simulation results were presented to demonstrate that the proposed scheme outperformed the classic synchronization scheme based on the preamble, which was commonly used in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, in terms of lower synchronization failure rate under high signal-to-noise ratio (SNR) regions. Additionally, the proposed scheme exhibited greater performance advantages over the preamble-based scheme as the moving speed increases, making it a more suitable option for high-speed or even ultra-high-speed mobile communication scenarios.

Key words: OTFS modulation, single pilot structure, sparsity, frame synchronization



0 引言

正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术广泛应用于 4G/5G 以及 Wi-Fi 系统, 其在抗多径衰落方面有天然的优势, 且具有较高的频率利用率。而在高速移动场景下, 随着移动速度的增加, 多普勒频偏也相应增大。多普勒频偏破坏了 OFDM 子载波之间的正交性, 导致子载波间干扰, 从而使得接收机性能下降。同时, 为了准确估计快时变信道, 需要提高导频密度来准确估计信道系数, 这必然会增加传输开销, 降低系统的吞吐率。因此, OFDM 已经不能满足用户在高多普勒频偏环境下的需求, 在高速宽带通信场景下, 急需研究新的调制方式。

2017 年, Hadani 等^[1]提出了一种新的二维调制技术——正交时频空调制 (orthogonal time frequency and space, OTFS)。不同于在频域承载调制符号的 OFDM 系统, OTFS 系统引入了时延-多普勒域的概念, 原始的调制信号被放置在时延-多普勒域的二维网格中, 并通过逆有限长辛傅里叶变换 (inverse symplectic finite Fourier transform, ISFFT) 将信号转换到时频域。由于时频域的时变信道可以等效地表示为时延-多普勒域的脉冲响应, 而在实际的传输中, 反射体数量通常是有限的, 因此, 时频域的时变衰落信道被转换到时延-多普勒域后呈现稀疏且时不变特征, 这不仅大大降低了信道估计的难度, 同时节省了高密度导频插入导致的帧结构开销。

近年关于 OTFS 的研究主要集中于信道估计^[2-4]、迭代接收^[5-6]以及导频设计^[7-8]等方面, 也诞生了大量研究成果。同步作为接收机基带信号处理的第一步, 对接收机系统和整个通信系统有着十分重要的意义, 其精确性直接影响到接收系统以及整个通信系统的可靠性。然而, 业内关于 OTFS 帧同步的相关研究却非常有限, 目前尚无针对 OTFS 系统的成熟帧同步方案^[9]。由于 OTFS

技术与 OFDM 技术具有很好的兼容性, 理论上, OFDM 系统的帧同步技术可以在 OTFS 系统中继续沿用。经过数十年的研究与发展, OFDM 帧同步算法已经十分成熟^[10-14], 以数据辅助型算法为代表的帧同步技术在 OFDM 系统中取得了很好的性能。1997 年, Schmidl 等^[11]提出了经典的 S&C 算法, 该算法利用两段重复前导码的相关特性进行帧同步。在后续的数年中, 诞生了一系列改进算法, 如 Minn 算法^[12]、Park 算法^[13]以及幅度差分归一化算法^[14]等, 它们针对 S&C 算法存在的峰值平台导致难以找到最佳同步点的问题, 分别对前导码的放置方式以及度量函数进行了重新设计, 从而获得了更优的同步性能。此外, 近年来, 随着人工智能技术的飞速发展, 也开始有相关的研究将目光投向与机器学习相关的同步策略, 如文献[15]与文献[16]提出了基于极限学习机 (extreme learning machine, ELM) 的帧同步方法, 该方法能够有效抵抗系统的非线性失真, 提高帧同步的鲁棒性。从上面的分析可知, 虽然业内关于 OFDM 帧同步算法已经较为充分, 也形成了一批在实际系统中广泛应用的帧同步技术, 但如果将这些技术直接应用于 OTFS 系统, 尚存在以下潜在问题与风险。

(1) OFDM 系统是为低移动性或者中高速通信场景而设计的, 而 OTFS 系统则工作在高移动甚至超高速通信场景中, 此时, 在 OFDM 系统中性能良好的帧同步算法会有一定的性能损失。

(2) OTFS 系统的导频结构以及信道估计方式与 OFDM 系统不同, 其对时间同步误差更加敏感。在多径场景下, OFDM 系统帧同步只需要找到任何一径的时间起点位置即可完成信道估计与信号检测, 而作为 OTFS 系统而言, 如果不能找到第一径的起点位置, 则存在信道估计错误与信号检测失败的风险。因此, OFDM 系统中广泛应用的帧同步算法难以满足 OTFS 系统对于帧同步精准度更高的要求。

(3) 在 OFDM 系统中, 基于前导码的帧同步还需要在发送信号中插入前导码序列, 这增加了传输开销, 降低了实际的传输效率。

基于此, 本文针对单导频结构的 OTFS 系统接收信号特性, 对帧同步算法进行设计和优化, 提出了一种基于时延-多普勒域信号稀疏性的 OTFS 系统的帧同步方案。该方案的基本原理是利用 OTFS 帧中导频与保护间隔区域内的信号稀疏性与接收端导频位置变化对最佳帧同步位置进行判断。相比于传统基于前导码的帧同步方案而言, 本文提出的方案无须在 OTFS 发送帧中插入前导码, 因此节省了传输开销。此外, 仿真实验结果表明, 本文所提的方案相比于基于前导码的同步方案在高信噪比下有一定性能优势, 且随着移动速度的增加, 本文所提的方案相比于其他对比方案的性能优势更加明显, 因此, 更适合应用于高速甚至超高速移动通信场景。

1 OTFS 的传输原理

1.1 OTFS 模型

OTFS 的系统框图如图 1 所示。从图 1 中可以看到, OTFS 模型在 OFDM 的发射端前, 加了 ISFFT, 而在 OFDM 的接收端后, 也额外加了辛傅里叶变换 (symplectic finite Fourier transform, SFFT)。通过这两级二维变换, 将信息符号放置在时延-多普勒域上进行传输。由于时频域上的快时变信道被转换为时延-多普勒域后将呈现稳定、稀疏以及时不变的特性, 因此, OTFS 系统可以很好地对抗高速通信场景下的多普勒扩展等问题。

考虑 NM 个来自大小为 Q 的 QAM 调制信号集合 $\mathbb{A} = \{a_1, \dots, a_Q\}$ 的二维原始信息符号 $\{x[k, l], k=0, \dots, N-1, l=0, \dots, M-1\}$, 将它们排列在时延-多普勒网格 Γ 上。

OTFS 发射机首先使用 ISFFT 将符号 $x[k, l]$ 映射到时频网格 Λ 上的 NM 个信号 $X[n, m]$, 即:

$$X[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k, l] e^{j2\pi \left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} \quad (1)$$

其中, $n=0, \dots, N-1, m=0, \dots, M-1$ 。

使用成形滤波器 $g_{tx}(t)$ 将采样 $X[n, m]$ 转换为连续时间波形 $s(t)$:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n, m] g_{tx}(t-nT) e^{j2\pi m \Delta f (t-nT)} \quad (2)$$

其中, Δf 为子载波间隔。

式 (2) 也被称为 (离散) 海森堡变换。信号 $s(t)$ 在具有复杂基带信道脉冲响应 $h(\tau, \nu)$ 的时变信道上传输, $h(\tau, \nu)$ 表征了信道对时延 τ 和多普勒 ν 脉冲的响应。在忽略噪声的情况下, 接收信号 $r(t)$ 为:

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) s(t-\tau) e^{j2\pi \nu (t-\tau)} d\tau d\nu \quad (3)$$

由于信道中通常只有少数反射体, 因此在延迟-多普勒域对信道进行建模所需的参数很少。信道 $h(\tau, \nu)$ 的稀疏化表示方式为:

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (4)$$

其中, P 为传播路径数, h_i 、 τ_i 和 ν_i 分别表示与第 i 条路径相关的路径增益、延迟和多普勒频移 (或频率), $\delta(\cdot)$ 表示狄拉克函数。 τ_i 和 ν_i 可以进一步计算如下:

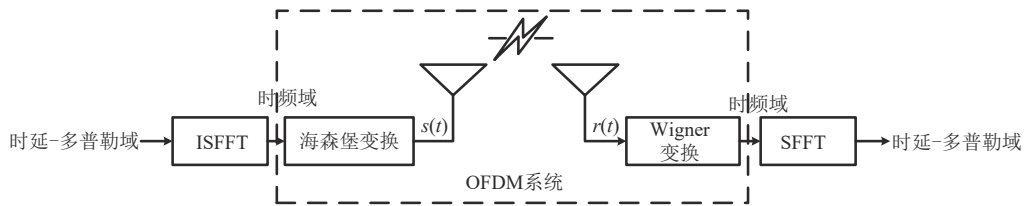


图1 OTFS 的系统框图



$$\tau_i = \frac{l_i}{M\Delta f}, v_i = \frac{k_i}{NT} \quad (5)$$

其中, l_i 和 k_i 分别表示与第 i 条路径相关的时延和多普勒频移序号。

在接收端, 匹配滤波器计算交叉度函数 $A_{g_{rx}, r}(t, f)$ 如下:

$$Y(t, f) = A_{g_{rx}, r}(t, f) \triangleq \int g_{rx}^*(t' - t) r(t') e^{-j2\pi f(t' - t)} dt' \quad (6)$$

通过对 $Y(t, f)$ 进行采样得到匹配的滤波器输出为:

$$Y[n, m] = Y(t, f)|_{t=nT, f=m\Delta f} \quad (7)$$

其中, $n=0, \dots, N-1, m=0, \dots, M-1$ 。

式 (6) 和式 (7) 称为维格纳 (Wigner) 变换。时频域 OTFS 的输入输出关系如下:

$$Y[n, m] = \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{M-1} H_{n, m}[n', m'] X[n', m'] \quad (8)$$

其中,

$$H_{n, m}[n', m'] = \iint h(\tau, \nu) A_{g_{rx}, g_{tx}}((n-n')T - \tau, (m-m')\Delta f - \nu) e^{j2\pi(\nu + m'\Delta f)((n-n')T - \tau)} e^{j2\pi\nu n'T} d\tau d\nu \quad (9)$$

$$x[k, l] = \begin{cases} x_p, k=k_p, l=l_p \\ 0, k_p - \frac{N_p-1}{2} \leq k \leq k_p + \frac{N_p-1}{2}, l_p - \frac{M_p-1}{2} \leq l \leq l_p + \frac{M_p-1}{2} \\ x_d[k, l], \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

其中, $N_p \times M_p$ 为导频与保护间隔所对应的尺寸, x_p 代表导频符号, $x_d[k, l]$ 代表数据符号。在信道环境急剧变化的场景下, 通常需要在每一个 OTFS 帧都插入上述单导频结构, 以便能实时跟踪信道的变化。

2 OTFS 的帧同步算法

本节首先介绍在 OFDM 系统广泛应用的经典同步算法, 然后阐述本文所提的针对 OTFS 系统的时延-多普勒域同步算法。

2.1 经典帧同步算法

在 OFDM 系统中广泛应用的帧同步算法可以

接下来, 对样本 $Y[n, m]$ 进行 SFFT 处理, 得到时延-多普勒域的符号 $y[k, l]$ 如下:

$$y[k, l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y[n, m] e^{-j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)} \quad (10)$$

1.2 OTFS 的单导频结构

目前 OTFS 系统的信道估计算法通常需要在 OTFS 数据帧中加入导频。最常使用的 OTFS 导频结构为单导频信号结构, 其加入方式为发射端在某一些数据帧中加入一位固定的导频数据和若干保护间隔, 即信息符号、导频符号和空白的保护间隔共同构成一个 OTFS 数据帧。

OTFS 单导频帧结构示意图如图 2 所示, 其中黑色单元格代表导频位置, 白色单元格代表保护间隔区域, 灰色单元格则代表数据区域。由于一帧中仅需要插入一个导频符号, 为了保证信道估计的精度, 插入的导频符号能量通常远远大于数据符号的能量。导频符号周围为保护间隔所在的单元格。

对于单导频的 OTFS 系统而言, 时延-多普勒域发送信号的数学表达式如下:

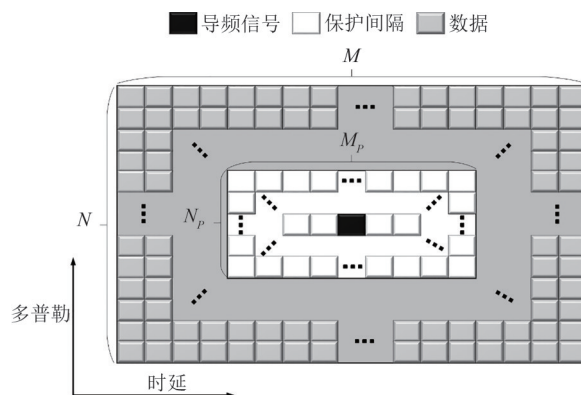


图2 OTFS 单导频帧结构示意图

分为数据辅助型和非数据辅助型两大类, 本文主要讨论性能更优的数据辅助型帧同步算法, 其基

本原理是在发送的数据中加入相关性良好的前导码序列，接收端通过将已知前导码序列与接收信号进行滑动互相关计算或者从接收信号中抽取不同时间的两段信号进行自相关计算来确定数据帧的起始位置，常用的训练序列则包括 Zadoff-chu (ZC) 序列与 m 序列等。下面分别介绍这两种同步方式。

(1) 滑动互相关算法

在所有的帧同步算法中，最直接的方法就是滑动互相关算法，接收端收到信号后，只需将接收数据不断与本地存放的训练序列做互相关运算，即可通过相关结果定位帧同步点。假设 $r(k)$ 为接收信号采样后得到的序列， $s(k)$ 为接收端本地存放的训练序列， N 为训练序列的长度，滑动互相关算法度量函数如下：

$$M(n) = \frac{|P(n)|^2}{(R(n))^2} \quad (12)$$

其中，

$$P(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(n+k) s^*(k) \quad (13)$$

$$R(n) = \sum_{k=0}^{N-1} |r(n+k)|^2 \quad (14)$$

接收端利用一个滑动窗口持续计算以上度量函数，并取度量函数最大的时刻作为同步时刻。

(2) 自相关算法

自相关算法以经典的 S&C 算法为代表，其基本原理是采用两段长度为 $N/2$ 的重复序列来构造前导码，由于前导码前后两部分具有极强的相关性，因此可以通过对接收信号做延迟自相关运算来确定帧同步位置。由于度量函数中存在“平台效应”，S&C 算法在实际应用中性能不佳。为了改善和消除平台问题，诞生了包括 Minn 算法、Park 算法在内的多种改进算法，常用的自相关算法见表 1。从表 1 中可以看出，这些改进算法主要从前导码序列结构以及度量函数构建两方面进行改进，旨在获得更优的训练序列自相关特性与帧同步性能。

表 1 常用的自相关算法

算法名称	前导码结构	度量函数
Minn 算法	采用 4 段长度为 $N/4$ 的序列构成，前两段序列相同，后两段序列为前两段的负值	$M(n) = \frac{ P(n) ^2}{(R(n))^2}$
其中，		
$P(n) = \sum_{m=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} r(n + Nm/2 + k) r^*(n + Nm/2 + k + N/4)$ $R(n) = \sum_{m=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} r(n + Nm/2 + k + N/4) ^2$		
Park 算法	采用 4 段长度为 $N/4$ 的序列构成，前两段序列为 A 与 B ，后两段序列为前两段序列的共轭序列	$M(n) = \frac{ P(n) ^2}{(R(n))^2}$
其中，		
$P(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(n-k) r^*(n+k)$ $R(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(n+k) ^2$		
幅度差分归一化算法	采用两段长度为 $N/2$ 的重复序列来构造前导码	$M(n) = \frac{ P(n) ^2}{(R(n))^2}$
其中，		
$P(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(n+k) r^*(n+k+N/2)$ $R(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} (r(n+k) - r(n+k+N/2))^2$		



2.2 基于时延-多普勒域信号稀疏性与导频位置的帧同步算法

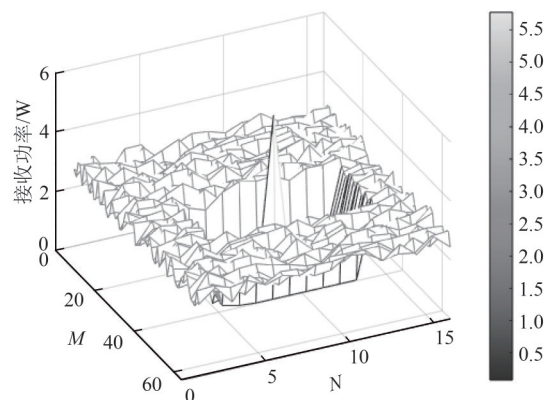
2.2.1 接收端时延-多普勒域信号稀疏性分析

由前面的分析可知,在单导频OTFS系统中,为确保导频信号在无线双选信道下不会受到来自业务数据的符号间干扰,同时也为了防止导频序列本身在无线信道的影响下,扩展至数据区域,导致导频无法分辨从而影响信道估计性能,需要在时延-多普勒域中的单导频信号四周插入空白的保护间隔,保护间隔的大小由信道的时延以及多普勒大小决定。

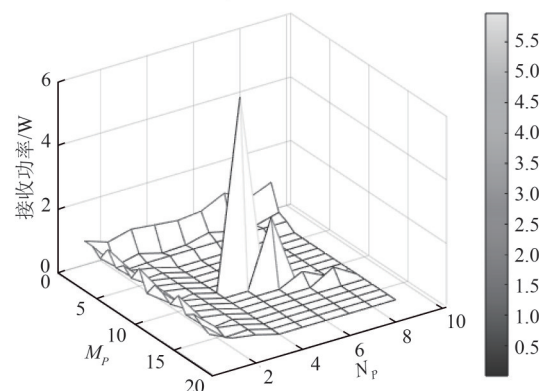
在高移动性无线宽带通信场景下,无线信道在时间与频率上均会出现扩展。然而,根据OTFS传输的原理,在时间-频率域呈现出选择性的无线衰落信道在转换到时延-多普勒域后仍会表现出稳定性与稀疏性,这为本文在时延-多普勒域进行帧同步提供了基础。

以 $M=64$ 、 $N=32$ 的OTFS帧为例,多径衰落信道下时延-多普勒域信号功率分布如图3所示,从图3(b)可以看出,在多径衰落信道的影响下,保护间隔区域出现了来自业务数据的符号间干扰。此外,图3(b)中功率最大的几个单元格对应了导频信号的位置,从图3(b)中可以看出,在多径信道的影响下,原本只占一个单元格的导频信号在时延-多普勒域上扩展到了周围保护间隔的位置。但总体来说,如果接收端正确完成帧同步,在时延-多普勒域上的导频与保护间隔区域里,接收信号仍然呈现稀疏的特性。本文将利用这一特性,设计基于时延-多普勒域帧同步算法。

考虑到在实际的传输过程中存在噪声,接收端时延-多普勒域上每一个单元格上的信号功率不可能是绝对的零值。因此,在计算稀疏度时采用文献[17]中定义的 ℓ_ϵ^0 稀疏度计算法则,对于一个 $M \times N$ 的OTFS时延-多普勒域二维信号 $\mathbf{Y}$ 的 ℓ_ϵ^0 稀疏度计算如下:



(a) 时延-多普勒域接收信号功率(整帧)



(b) 时延-多普勒域接收信号功率(导频与保护间隔区域)

图3 多径衰落信道下时延-多普勒域信号功率分布

$$\|\mathbf{Y}\|_{\ell_\epsilon^0} = \#\{(m, n) | |Y(m, n)|^2 < \epsilon, 0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1\} \quad (15)$$

其中, $\#$ 为计算集合中元素数目的运算符号, $|Y(m, n)|^2$ 则是第 (m, n) 个单元格上的信号功率, ϵ 为门限值。

从式(15)中可以看出, ℓ_ϵ^0 稀疏度即以 ϵ 作为能量门限来判断信号的有无。由于在实际的接收信号中,存在加性噪声,门限 ϵ 的设置对系统的性能有一定影响。 ϵ 取值太小,容易将仅含有噪声的单元格判定为有信号的单元格,反之,如果 ϵ 取值设置太大,则会导致有信号的单元格被判定为空白单元格。文献[18]在研究OTFS信道估计时提出了用 3σ 门限的方法来判断一个单元格中的信号是否存在,即 $\sqrt{\epsilon} = 3\sigma$,其中 σ^2 为接收信号中的高斯噪声方差。文献[18]通过实验论证

3σ 门限方法能在误判概率与虚警概率上获得最佳平衡, 从而实现最优 OTFS 传输性能。由于本算法中单元格的稀疏性判断与文献[18]中的单元格信号判断并无本质区别, 因此, 本文采用 3σ 门限方法来设置式 (15) 中的稀疏度判定门限。

为了对 OTFS 接收端时延-多普勒域上信号的稀疏性进行直观呈现, 以 $M=64$ 、 $N=32$ 的 OTFS 帧为例, 时延-多普勒域信号 (导频与保护间隔区域) 的变化规律如图 4 所示, 其中时延-多普勒域发送信号 (导频与保护间隔区域) 如图 4 (a) 所示, 理想同步时延-多普勒域接收信号 (导频与保护间隔区域) 如图 4 (b) 所示, 此时帧同步位置正好对准第 1 径信号的帧起点位置。从图 4 可以看出, 在高移动性无线双选信道的影响下, 导频与保护间隔区域的信号特征发生了以下变化。

(1) 单导频符号在时延-多普勒域发生扩展。发送端的单导频符号仅占据时延-多普勒域 1 个单元格, 但在接收端已经扩展到 4 个单元格, 由此可见, 该 OTFS 符号在该次传输过程中受到了 4 径衰落信道的影响。

(2) 保护间隔区域出现了干扰。这种出现在时延-多普勒域的干扰被称为多普勒间干扰 (inter-Doppler-interference, IDI), 其中沿着时延域扩展的 IDI 由无线信道的时延特性导致, 即

图 4 (b) 中用粗条纹标注的单元格, 可以看到在该示例中, 最大的时延扩展为 3 个时延域单元格。而沿多普勒域扩展的 IDI 由多普勒频偏导致, 即图 4 (b) 中用灰色标注的单元格。由于多普勒频偏有正负之分, 出现在保护间隔上方的 IDI 由正数多普勒频偏导致, 出现在保护间隔下方的 IDI 由负数多普勒频偏导致。同时, 部分单元格还会同时受到多普勒频偏与时延的影响, 即图 4 (b) 中用细条纹标注的单元格。

从以上分析可知, 在多径衰落的作用下, 单导频符号会扩展, 保护间隔区域也会受到 IDI 的影响。但是由于多径衰落信道在时延-多普勒域的稀疏特性, 从图 4 (b) 可以看到, 接收端在导频与保护间隔区域内仍有大量空值单元格的存在。为了设计合适的帧同步算法, 需要同时分析非同步状态下该区域内的信号特征。接收端的帧同步位置略微区别于真实位置的信号特性如图 5 所示。帧同步位置远离理想同步位置如图 5 (a) 所示, 如果接收端选择的帧同步位置远离理想帧同步位置时, 此时获取的接收数据中甚至不包含单导频结构的 OTFS 信号帧, 将信号变换到时延-多普勒域后, 导频与保护间隔区域内的信号特性与理想帧同步状态下的信号特性会存在巨大差异, 信号稀疏性亦不复存在, 这将很容易判定当前的位置并非正确的帧同步位置。而当接收端选

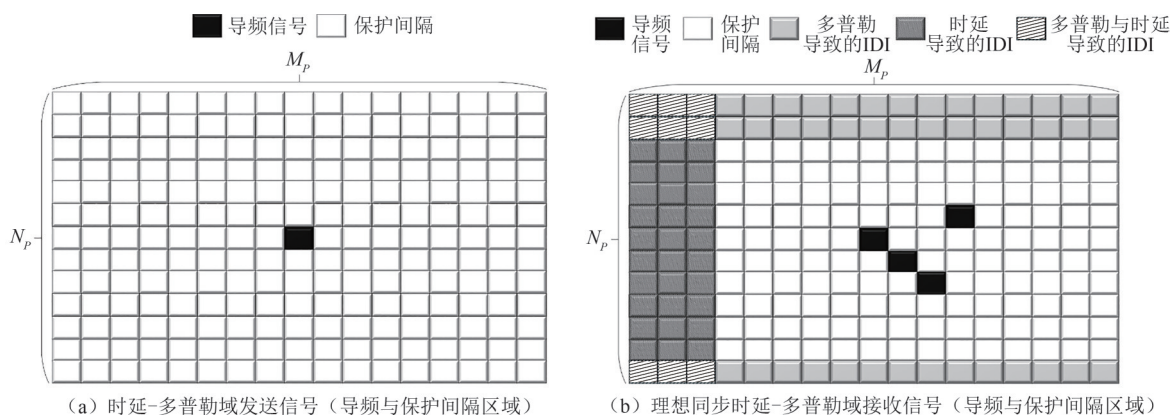


图4 时延-多普勒域信号(导频与保护间隔区域)的变化规律

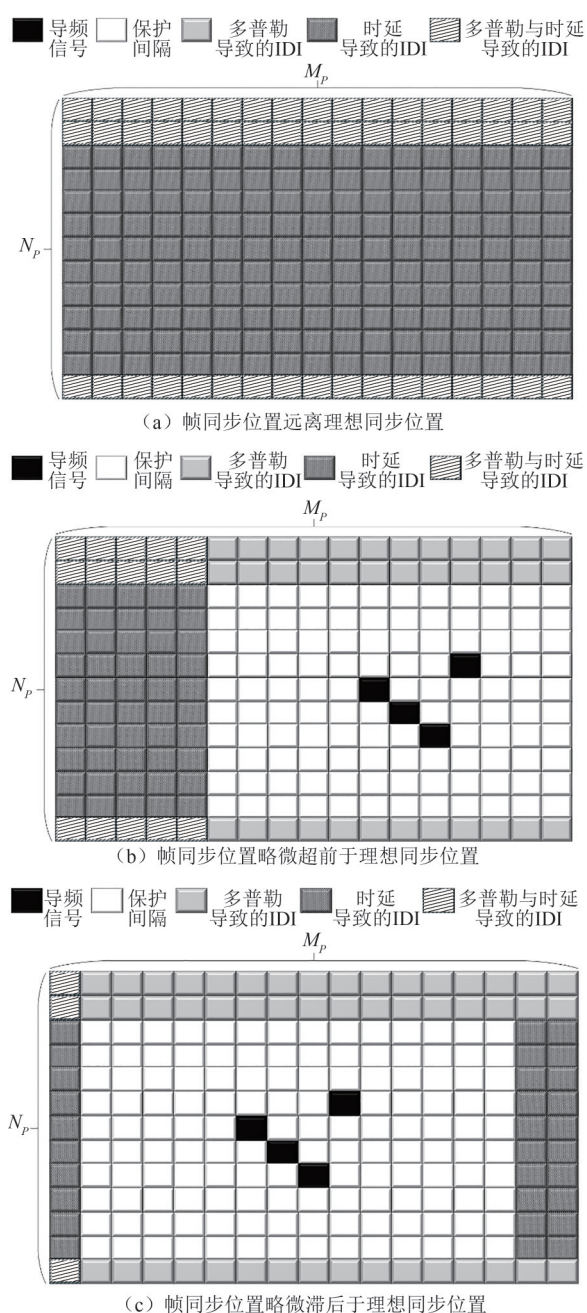


图5 接收端的帧同步位置略微区别于真实位置的信号特性

择的帧同步位置离理想帧同步位置较近时, 导频与保护间隔区域内的信号特性与理想帧同步状态下的信号特性会有很大相似性, 因此需要分析它们之间的细微差异。帧同步位置略微超前于理想同步位置如图5(b)所示, 帧同步位置略微滞后于理想同步位置如图5(c)所示。对比图4(b), 从图5(b)中可以看到, 当接收端选择的帧同步

位置略微超前实际位置时, 帧同步位置虽然还在循环前缀内, 但会导致时延域受IDI影响的单元格增多(图中斜右条纹的单元格更多), 整个区域内的信号稀疏度随之降低, 此外, 导频位置也出现了整体右移。而当接收端选择的帧同步位置略微滞后于实际位置时, 受IDI影响的单元格数目并不会发生变化, 区域内稀疏度也没有发生变换, 但是导频信号出现的位置相较于真实位置却发生了左移。

2.2.2 基于时延-多普勒域数据特征的OTFS帧同步算法设计

从第2.2.1节的分析可知, 当接收端选择的帧同步位置在理想帧同步位置附近时, 在时频域信号变换到时延-多普勒域后, 导频与保护间隔区域内的信号具有以下特征:

(1) 当接收端选择的帧同步位置远离于理想同步位置时, 导频与保护间隔区域内全部填满IDI, 信号稀疏度不复存在, 因此非常容易辨认;

(2) 当接收端选择的帧同步位置略微超前于理想同步位置时, 导频与保护间隔区域内信号会受到更大范围IDI的影响, 稀疏度低于真实同步位置时该区域内的信号稀疏度;

(3) 当接收端选择的帧同步位置略微滞后于理想同步位置时, 导频与保护间隔区域内信号稀疏度不会降低, 但是导频符号在该区域内的相对位置却沿着时延域的负方向发生移动, 对比图4(b)与图5(c)可发现, 图5(c)中的导频位置整体左移。而由于信道时延恒大于零的特性, 如果接收端帧同步正确, 单导频在时延域的位置一定不会出现往负方向的情况。

基于以上两个特征, 本文提出了基于时延-多普勒域信号稀疏性与导频位置的OTFS帧同步算法, 该方法能准确找到包含单导频结构的OTFS帧起始位置。根据前面的分析可知, 在实际的OTFS系统中, 根据信道环境的变化快慢, 可以在每一个OTFS帧中均插入单导频信号, 也

可以间隔几帧插入一个单导频信号。对于前一种情况而言,本文提出的帧同步算法可以找到每一个OTFS帧的起点位置,而对于后一种情况,本文设计的算法可以找到其中含单导频结构的OTFS帧起点位置,再根据单导频结构的插入规则以及帧长,确定其他帧的起点位置,从而完成系统帧同步。该算法具体步骤如下。

(1) 对于接收信号 $r(t)$, 按照式 (6) 与式 (7) 进行匹配滤波和采样。

(2) 对于采样后的时域信号从起始位置开始利用长度为 $M \times N$ 滑动窗口截取时域信号, 再利用通过维格纳变换将时域信号变换到时频域, 即 $Y = \{Y(n, m), 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq M-1\}$ 。

(3) 对 $Y(n, m)$ 信号进行 SFFT 变换得到时延-多普勒域信号 $y = \{y(k, l), 0 \leq k \leq N-1, 0 \leq l \leq M-1\}$ 。

(4) 从 $y(k, l)$ 截取导频和保护间隔区域的信号 $y_p = \{y(k, l), 0 \leq k \leq N_p-1, 0 \leq l \leq M_p-1\}$ 。

(5) 在 y_p 信号中搜索第 1 径的导频信号位置。由于单导频的发射功率往往大于数据符号的功率, 而在多径衰落中, 信号能量通常随时延呈指数下降。相对于第 1 径而言, 时延越大的路径, 其接收信号能量大于第 1 径的概率就越低。换言之, 第 1 径接收信号的能量将有极大的概率成为信号能量最强的几径之一。因此, 本算法在导频区域内搜索 V 个信号能量最高的单元格, 并以其中时延最小的单元格作为第 1 径导频的位置。定义 $\max_{(k,l)} V()$ 为计算一个矩阵中前 V 个最大元素并输出其对应二维坐标的算子, 则第 1 径导频信号的位置 (k_p', l_p') 可以计算如下:

$$\{(k_v, l_v), 0 \leq v \leq V-1\} = \max_{(k,l)} V(|y(k, l)|^2), \quad (16)$$

$$0 \leq k \leq N_p-1, 0 \leq l \leq M_p-1$$

$$(k_p', l_p') = \min_{(k_v, l_v)} (k_v, 0 \leq v \leq V-1) \quad (17)$$

(6) 基于式 (15) 分别计算时延-多普勒域整帧信号 y 与导频和保护间隔区域的信号 y_p 的 ℓ_c^0

稀疏度, 即 $\|y\|_{\ell_c^0}$ 与 $\|y_p\|_{\ell_c^0}$ 。

(7) 计算如下度量函数:

$$M = \begin{cases} 2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}, & k_p' \geq k_p \\ -\infty, & k_p' < k_p \end{cases} \quad (18)$$

由前面的分析可知, 在理想同步位置时, 导频与保护间隔区域内信号应该具备两大特征, 一是导频符号在该区域内的相对位置不会沿着时延域的负方向发生移动, 二是稀疏度最大。基于这两个特征设计以上度量函数, 当接收端检测到第 1 径导频符号的相对位置沿着时延域的负方向发生移动时, 直接令度量函数为负无穷大。其他情况下, 则基于区域内信号稀疏度设计度量函数。为了防止接收信号中存在的长空白帧数据对 y_p 稀疏度的计算造成影响并引发误判 (此时 y_p 的稀疏度始终为最大值, 即 $M_p \times N_p$), 本文未直接采用 y_p 的稀疏度 $\|y_p\|_{\ell_c^0}$ 作为度量函数, 而是采用 y_p 的稀疏度减去整帧内业务数据部分的稀疏度 (业务数据部分的稀疏度即 $\|y\|_{\ell_c^0} - \|y_p\|_{\ell_c^0}$) 作为度量。在 OTFS 帧正常传输情况下, 业务数据区域的稀疏度很小甚至为 0, 减去该部分, 不会影响度量函数的大小, 而一旦接收数据中出现长空白段, 业务数据区域也会出现大量全零信号, 导致该部分的稀疏度变大, 度量函数变小甚至为负, 由此避免出现误判。

(8) 对于采样后的时域信号, 选择下一个符号的位置, 重复步骤 (2) ~ 步骤 (8), 直到完成算出所有位置的度量函数。

(9) 选择度量函数值最大的位置作为帧同步位置。

3 仿真结果与分析

本节通过仿真实验, 对所提的帧同步算法进行验证, 并对其在不同无线信道环境下的性能进行评估与分析。

仿真参数见表 2。



表2 仿真参数

参数	数值
中心频率 f_c	3 GHz
子载波数 M	128
符号数目 N	32
子载波间隔 Δf	15 kHz
信道	多径衰落信道
最大移动速度	100 km/h、500 km/h
最大时延扩展	3 μ s
衰落径数	4, 9
保护间隔与导频区域尺寸	格式1 (5×13)、格式2 (13×13)

从表2可见, 仿真中考虑高斯信道与衰落信道两种典型场景, 其中在衰落信道场景下, 又分别考虑收发机之间的相对移动速度为100 km/h与500 km/h两种情况, 分别对应中低速移动场景与高速移动场景。同时, 为了匹配不同的移动速度, 本文设计了两种不同的保护间隔与导频区域尺寸格式, 格式1的区域尺寸为5×13, 用于中低速移动场景, 可支持最高100 km/h的移动速度, 而格式2则采用13×13的区域尺寸, 主要用于高速移动的场景, 可支持最高500 km/h的移动速度。两种格式在时延域上预留的单元格数目一样, 意味着两种格式能够抵抗的时延扩展一样, 均为3 μ s。

接收信号稀疏度变化曲线如图6所示。为了验证利用时延-多普勒域信号稀疏度进行OTFS帧同步的有效性, 图6给出接收端时域信号逐符号移位后每帧中导频与保护间隔区域信号稀疏度与

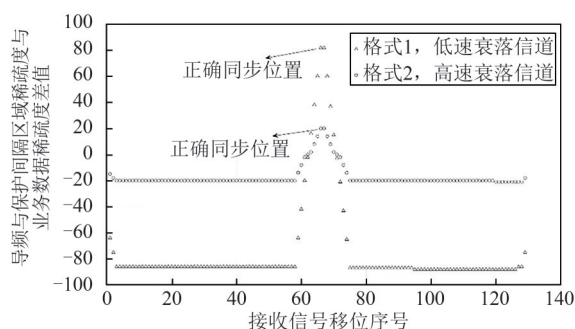


图6 接收信号稀疏度变化曲线

业务数据稀疏度差值 (即 $2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}$) 的变化曲线。图6中分别对仿真条件中提到的两种导频与保护间隔区域尺寸格式的发送信号在不同信道条件下进行了仿真, 其中格式1的信道条件为移动速度为100 km/h的多径衰落信道 (低速衰落信道), 格式2的信道条件为移动速度为500 km/h的多径衰落信道 (高速衰落信道), 在两种衰落信道下, 衰落径数均为4。从图6中可以看出, 无论是哪一种格式的信号, 当同步位置远离最佳同步位置时, $2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}$ 值非常小且为负。当同步位置稍微超前于最佳同步位置时, $2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}$ 的计算值逐渐增大, 到达最佳同步位置时达到最大。随后, 同步位置开始滞后并逐步远离最佳同步位置时, $2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}$ 的计算值逐渐减小, 但在最佳同步位置附近区域, $2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}$ 的计算值仍然可能出现与准确同步位置处的计算值相同的情况, 这些现象与第2.2节分析的结论相吻合。同时也说明, 仅仅依靠 $2\|y_p\|_{\ell_c^0} - \|y\|_{\ell_c^0}$ 的计算值难以完成精准同步, 而需要同时根据接收导频信号的位置进行进一步分辨。根据式(18)计算的接收信号度量函数变化曲线如图7所示, 从图7中可以看到, 在基于导频位置与稀疏度协同计算得到的度量函数曲线中, 度量函数最大值仅出现在最佳同步位置上, 而不会再同时出现在其他位置, 由此说明利用该

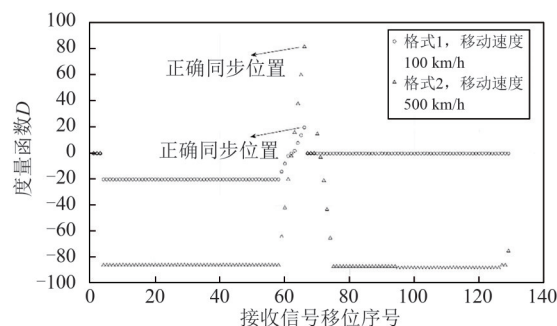


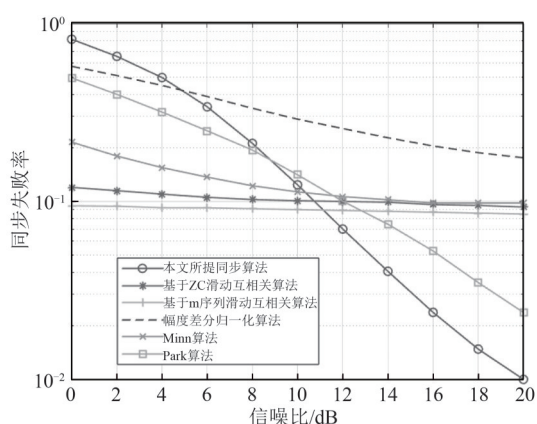
图7 接收信号度量函数变化曲线

度量函数可以有效地实现 OTFS 帧同步。

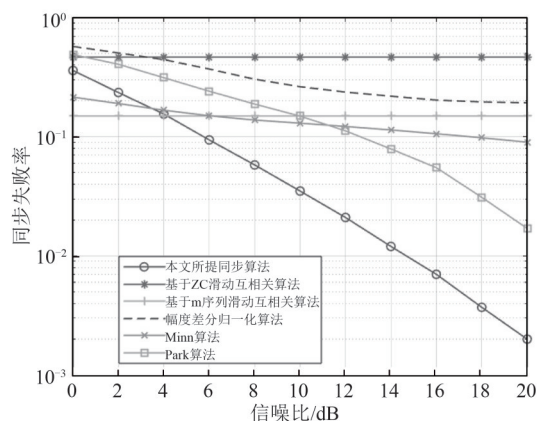
为了对所提算法的帧同步性能进行评估,衰落路径数为4径时的同步失败率仿真曲线如图8所示。在仿真中,只有接收端计算出的同步位置恰好为最佳同步位置(即第1径到达信号的帧起点位置)才会被判定为同步成功。虽然在实际应用中,当接收端计算的同步位置落入循环前缀区域中时并不意味着后续的解调一定会失败,但是从2.2.1节的分析可知,在这种情况下,时延-多普勒域的导频信号会出现整体右移的情况,这可能导致使时延较大的信道对应的导频符号移出保护间隔区域,这不仅会对业务数据造成干扰,也会导致信道估计无法探测出该径信道,影响后续解调性能。因此,在本仿真中,只有同步位置严格为

最佳同步位置才被认定为同步成功。此外,本文所提的算法在搜索第1径导频符号时,将计算3个信号强度最高的单元格,并以其中时延最小的单元格作为第1径导频的位置,即式(16)中的 $V=3$ 。作为对比,仿真还给出了第2.1节介绍的基于数据辅助帧同步算法在 OTFS 系统下的性能。从图8(a)可以看出,在收发端相对移动速度为100 km/h的中低速场景下,当信噪比低于11 dB时,基于数据辅助帧同步算法优于本文所提方案,而在高信噪比区间里,本文所提方案优于基于前导码的同步方案。上述的实验现象说明在高信噪比下,基于数据辅助帧同步算法性能主要受限于多径衰落信道而非高斯噪声,而所提算法则受高斯噪声影响较大,这是因为所提算法中关于稀疏度的计算对噪声较为敏感,因此该方案在高信噪比时表现较好。当收发端移动速度增加到500 km/h时,受到多普勒扩展的影响,部分对比同步算法的性能出现较大程度的下降。从图8(b)可以看到,基于ZC序列的互相关算法受多普勒影响最大,同步失败率上升明显。而本文所提方案在移动速度增加后依然在高信噪比时保持着较低的同步失败率,这一方面源于所提算法是在时延-多普勒域完成信号处理,在保护间隔预留充足前提下,收发端移动速度的增加并不会影响时延-多普勒域的信道可分离性;另一方面,在高速场景下采用的格式2信号较之格式1信号的导频与保护间隔尺寸更大,发送信号本身的稀疏度更大,这增加了接收端计算稀疏度的容错空间,带来了更优的同步性能。从仿真结果也可以看出,本文所提的同步算法更适合应用于高速通信场景中。

为了进一步验证所提方案的鲁棒性,衰落路径数为9径时的同步失败率仿真曲线如图9所示。从图9中可以看到,随着衰落路径数目的增加,所提方案在中低速与高速两种场景下所表现出来的同步性能均有所下降,但性能劣化程度相比于4



(a) 100 km/h中低速场景下采用信号格式1进行传输的同步失败率

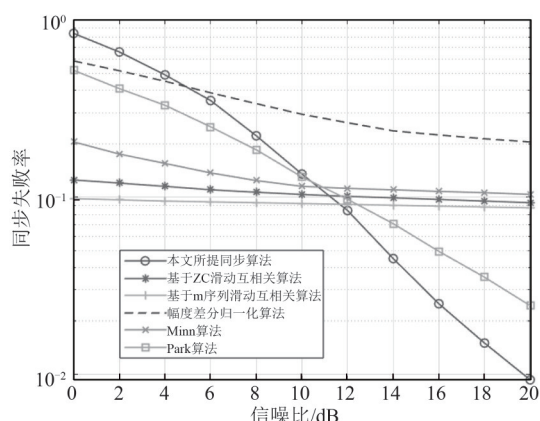


(b) 500 km/h高速场景下采用信号格式2进行传输的同步失败率

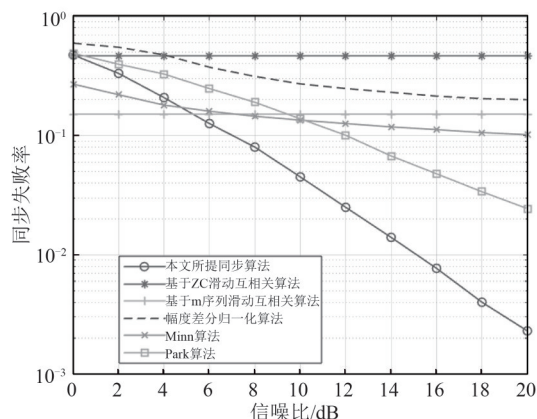
图8 衰落路径数为4径时的同步失败率仿真曲线



径时在 1 dB 以内。而且,在中高信噪比区域,所提方案相较于对比方案仍然表现出较大优势。



(a) 100 km/h 中低速场景下采用信号格式1进行传输的同步失败率



(b) 500 km/h 高速场景下采用信号格式2进行传输的同步失败率

图9 衰落路径数为9径时的同步失败率仿真曲线

4 结束语

本文提出了一种面向高速通信场景下 OTFS 传输系统的帧同步方案,其基本原理是利用 OTFS 帧中导频与保护间隔区域内的信号稀疏性与接收端导频位置变化对帧同步位置进行判断。相比于传统基于辅助数据互相关与自相关的帧同步方案而言,本文提出的方案无须在 OTFS 帧中插入前导码,因此节省了传输开销。同时,仿真实验结果表明,本文所提的方案相比于基于前导码的同步方案在高信噪比下有一定性能优势,且随着移动速度的增加,本文所提的方案相较于对

比方案的性能优势更加明显,因此,更适合应用于高速甚至超高速移动通信场景中。

参考文献:

- [1] HADANI R, RAKIB S, MOLISCH A F, et al. Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) modulation for millimeter-wave communications systems[C]//Proceedings of the 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Piscataway: IEEE Press, 2017: 681-683.
- [2] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y. Embedded pilot-aided channel estimation for OTFS in delay-Doppler channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(5): 4906-4917.
- [3] 杜坤鹏, 陈文. OTFS 系统中基于最小多普勒干扰的导频设计[J]. 信息技术, 2020, 44(5): 10-14.
- [4] 刘天俊. 基于正交时频空(OTFS)系统的导频序列设计与信道估计[D]. 成都: 西南交通大学, 2019.
- [5] LIU T J. On pilot sequence design and channel estimation in OTFS system[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2019.
- [6] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(10): 6501-6515.
- [7] LI L J, LIANG Y, FAN P Z, et al. Low complexity detection algorithms for OTFS under rapidly time-varying channel[C]//Proceedings of the 2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [8] WANG S Q, GUO J, WANG X Y, et al. Pilot design and optimization for OTFS modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(8): 1742-1746.
- [9] LIANG Y, WANG Q L, FAN P Z. Pilot-aided channel estimation scheme based on frank array for OTFS under rapidly time-varying channels[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022-Spring). Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-6.
- [10] 龙航, 王森, 徐林飞, 等. OTFS 技术研究现状与展望[J]. 电信科学, 2021, 37(9): 57-63.
- [11] LONG H, WANG S, XU L F, et al. OTFS technology research and prospect[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(9): 57-63.
- [12] MULLER-WEINFURTER S H. On the optimality of metrics

- for coarse frame synchronization in OFDM: a comparison[C]//Proceedings of the Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway: IEEE Press, 1998: 533-537.
- [11] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [12] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244.
- [13] PARK B, CHEON H, KANG C, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 239-241.
- [14] ZHANG J A, HUANG X J. Autocorrelation based coarse timing with differential normalization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 526-530.
- [15] QING C J, YU W, CAI B, et al. ELM-based frame synchronization in burst-mode communication systems with nonlinear distortion[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(6): 915-919.
- [16] QING C, RAO C, TANG S, et al. Cascaded ELM-based joint frame synchronization and channel estimation over rician fading channel with hardware imperfections[J]. China Communications, 2023: 1-17.
- [17] HURLEY N, RICKARD S. Comparing measures of sparsity[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(10): 4723-4741.
- [18] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Embedded delay-Doppler channel estimation for orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of the 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). Piscataway: IEEE

Press, 2018: 1-5.

[作者简介]



陈杨 (1988-), 男, 博士, 中国西南电子技术研究所工程师, 主要研究方向为协作通信与物理层安全传输技术。



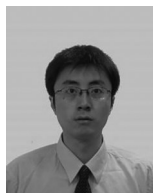
杨海艳 (2000-), 女, 西南交通大学信息编码与传输实验室硕士生, 主要研究方向为移动通信。



程恺英 (1975-), 女, 中国人民解放军 93216 部队高级工程师, 主要研究方向为航空通信系统设计以及抗干扰通信、宽带通信、自组网等关键技术。



刘恒 (1983-), 男, 博士, 西南交通大学信息编码与传输实验室讲师、硕士生导师, 主要研究方向为移动通信。



马征 (1977-), 男, 博士, 西南交通大学信息编码与传输实验室教授、博士生导师, 主要研究方向为移动通信。