

基于二维嵌入式序列导频的 OTFS 信道估计方法^{*}纪金伟¹ 高雷涛¹ 王天雄¹ 刘飞扬¹ 张正宇²

(1. 中国电子科技集团公司第五十四所 石家庄 050081; 2. 西安电子科技大学通信工程学院 西安 710071)

摘要: 针对现有正交时频空调制(OTFS)系统的导频序列资源利用率低、无法适应多天线系统以及信道估计精度差等问题,提出了一种新的嵌入式导频序列设计方法,并基于设计导频序列提出了高精度信道估计算法。设计的导频序列由多个分别沿多普勒域部署的 Zadoff-Chu(ZC)序列沿时延域级联而成,其各序列均由一个共同的根序列通过不同长度的循环移位得到。在接收端首先使用各本地序列和接收信号对应序列进行多次信道估计并取平均,以得到更精确的信道状态信息,再基于信道估计结果和本地序列,消除导频信号对数据信号的干扰。由于 ZC 序列良好的正交性,提出导频序列可以通过使用不同的根序列适应多天线系统,并提高了导频累积信噪比和信道估计精度。仿真结果表明,相对于传统嵌入式导频序列,提出的导频序列在相同的信道估计精度下信噪比收益约 6 dB,同时具有更好的误码率性能,证明本文提出的导频设计方案与信道估计算法具有显著的性能优势与实用价值,在对推动正交时频空调制系统实用化具有重要意义。

关键词: 正交时频空调制;时延多普勒域;信道估计;导频序列

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5025

Two-dimensional embedded sequence pilot-aided channel estimation scheme for OTFS systems

Ji Jinwei¹ Gao Leitao¹ Wang Tianxiong¹ Liu Feiyang¹ Zhang Zhengyu²

(1. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China;

2. School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Addressing the prevalent issues of low resource utilization, incompatibility with multi-antennas, and inadequate estimation accuracy in gonal frequency division multiplexing(OTFS) pilot designs, a novel embedded pilot sequence design scheme is proposed, based on which the high accuracy channel estimation algorithm is addressed. Specifically, the proposed pilot sequence is consisted of multiple ZC sequences deployed across the Doppler domain and cascaded in the delay domain, and each ZC sequence is derived from a common root sequence through cyclic shifts of varying lengths. At the receiver, multiple channel estimations are conducted using local sequences and each corresponding received signal sequence, followed by averaging for enhanced channel state information accuracy. Based on these estimates and local sequences, interference from the pilot signal to the data signal can be cancelled. Due to the excellent orthogonality of ZC sequences, this scheme can adapt to multi-antennas systems by employing different root sequences, and this scheme markedly improves pilot accumulated signal-to-noise ratio and correspondingly the channel estimation accuracy. Simulation results show that the proposed scheme has about 6 dB signal-to-noise ratio gain for the same channel estimation accuracy, and bit-to-error rate is better, as compared to the traditional scheme, which proves that the proposed scheme has the advantages of promising performance and being very valuable to promote practicality.

Keywords: OTFS; delay-doppler domain; channel estimation; pilot sequence

0 引言

随着高铁、卫星以及高速甚至超高速飞行器的大规模

部署与应用,高多普勒、强多径信道环境下的无线通信面临着很大挑战^[1-2]。传统的正交频分复用技术(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统因受到强多

普勒的影响,导致系统性能急剧下降。近年来,正交时频空调制(orthogonal time frequency space, OTFS)技术的提出与发展,为解决高多普勒、强多径信道下传输性能差的问题提供了可供实施的方法。与 OFDM 系统将信号调制在时频域不同,OTFS 通过二维变换将信号拓展分布到了时延多普勒域上,并将符号转换到时频域传输。OTFS 采用的这种方式使得接收端可以在时延-多普勒域上对信号进行处理,这也使得 OTFS 技术在快速时变信道下有着优异的性能^[3-5]。

在围绕 OTFS 展开的各方面研究中,信道估计是非常重要的课题。OTFS 的一大优势是在时延-多普勒域描述时频双色散信道,有可能大幅度降低信道估计的开销和复杂度,这也在相关研究中得到验证。目前 OTFS 信道估计采用的导频方法主要是在时延-多普勒域放置嵌入式导频或者叠加导频。其中,叠加导频是将导频信号叠加到业务信号上,因此在信道估计时需要消除导频信号与业务信号之间的干扰,信号处理过程较为复杂^[6-9]。而嵌入式导频具有处理方式简单,估计精度高的优势,受到了广泛关注。

嵌入式导频设计一般分为脉冲导频和序列导频两种。脉冲导频方面,文献[10-11]提出了一种脉冲导频结构,导频符号及放置在其周围的零保护符号被嵌入到信号中,并根据信道相对于整数网格是否具有整数或小数多普勒路径提出了不同的符号排列方式。该方案对导频信噪比要求高,高导频信噪比会引起峰均比的升高。文献[12]通过允许用幅度较小的信号填充零保护符号,提出了一种基于迭代剪切滤波的减小峰均比的方法。但该方案无法适应小数倍多普勒的信道估计。文献[13]使用匹配滤波解决小数倍多普勒的信道估计问题,但要求导频与数据单独成帧,开销过大。文献[14]使用嵌入式脉冲导频和匹配滤波的方法解决存在小数倍多普勒时的信道估计问题,但对导频信噪比要求高,容易造成峰均比过高的问题。此外,在多用户或多天线系统中,脉冲导频设计为了对不同来源的信号进行区分,不得不付出更大的资源开销。综上,基于脉冲导频的信道估计算法普遍存在开销过大,难以平衡估计精度与峰均比等显著问题,因此脉冲导频的性能受到许多固有限制。

序列导频由于其可用数据较多,累积信噪比较大,峰均比相对较小,易于部署在多用户与多天线系统中等优势,在近年来受到了广泛关注。文献[15]沿时延域部署伪随机序列导频,并利用二维匹配滤波进行信道估计,但由于导频与数据单独成帧,在快速时变信道下实用性很差。文献[16]提出了一种基于添加循环前缀的序列(pilot with cyclic prefix, PCP)导频,该方法将添加循环前缀的 Zadoff-Chu (ZC)沿时延域放置,利用了时延-多普勒域与时频域之间二维变换的循环卷积特性,使得接收端在时延-多普勒域可以采用最小二乘或者最小均方误差实现信道估计。该方法导频峰均比较低,但是导频信号会对业务信号造成干扰,并要求信道在导频时延内是线性时不变信道,且该方法无法处理小数倍多普勒径的信道估计。文献[17]提出了一种沿多

普勒域放置序列导频的新型导频设计方法,依靠序列自相关特性获取时延、路径数与整数倍多普勒抽头,并通过互相匹配滤波估计小数多普勒抽头及其信道增益。该方法避免了时延域扩展带来的适用范围窄、消耗资源大等问题,并且可以获取小数多普勒抽头。但该方法没有充分利用导频区域,累积信噪比较低,信道估计精度不足,并且这种导频设计需要在序列导频前大量补零以避免对有用信号的干扰,这会导致信号峰均比的升高。综上,现有 OTFS 序列导频设计具有不适用快速时变信道、无法克服导频信号对数据信号干扰以及对导频区域利用不足等问题。

面向现有技术存在的问题,本文提出了一种新的 OTFS 嵌入式导频信号设计方法,并基于设计的导频提出了一种新的信道估计算法。具体来讲,本文设计的导频序列由沿多普勒域放置的多个正交序列导频沿时延域连续排列组成,这些正交序列由共同的根序列按不同步长循环移位得到。接收端使用各本地序列分别在接收信号对应位置进行信道估计,并将各次估计结果取平均,从而提高了累积信噪比。最后,根据信道估计结果与本地序列,将导频信号在数据符号上的叠加成分进行干扰消除。此外,由于所提出的导频方案相较于传统方案对导频信噪比的要求较低,且无需补零,因此具有峰均比低的显著优势。本文还基于 MATLAB 平台搭建了 OTFS 仿真系统,对所提出的信道估计算法和现有方法进行了仿真,并从系统误码率以及信道估计结果的归一化均方误差等两方面进行了性能对比与分析文提出的算法实现了对导频区域的充分利用,显著提高了信道估计的精度,降低了峰均比,并且通过干扰消除避免了导频信号对数据信号的干扰,具有良好的实践价值。

1 系统模型

1.1 发送端

OTFS 系统的系统框图如图 1 所示,设一帧 OTFS 符号的持续时间为 T_s ,带宽为 B 。发送端首先获得数据比特,将其进行星座映射和串并转换后得到 \mathbf{x} ,将该信号映射到时延-多普勒域得到 N 行 M 列的信号矩阵,其中行代表多普勒抽头,列代表时延抽头。随后,在数据前添加 N 行 M_p 列的导频信号得到 $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{(M+M_p) \times N}$,其中 $M_p = 2 \times \lceil \tau_{\max} \rceil$ 代表信道最大时延抽头数 τ_{\max} 的两倍,导频信号具体设计将在下文详述。其次,对进行辛傅里叶逆变换将其转换到时频域,得到 $\mathbf{X}' \in \mathbb{C}^{(M+M_p) \times N}$,如下:

$$X'(n, m) = \frac{1}{\sqrt{N \cdot (M + M_p)}} \cdot \sum_{d=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M+M_p-1} X(d, l) \cdot e^{j2\pi \left(\frac{ml}{M+M_p} - \frac{dn}{N} \right)} \quad (1)$$

再对进行海森堡变换得到 $s_0(t)$, 如下:

$$s_0(t) = \sum_{d=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M+M_p-1} X'(d, l) \cdot e^{j2\pi d \Delta f (t-nT)} \cdot g_l(t-nT) \quad (2)$$

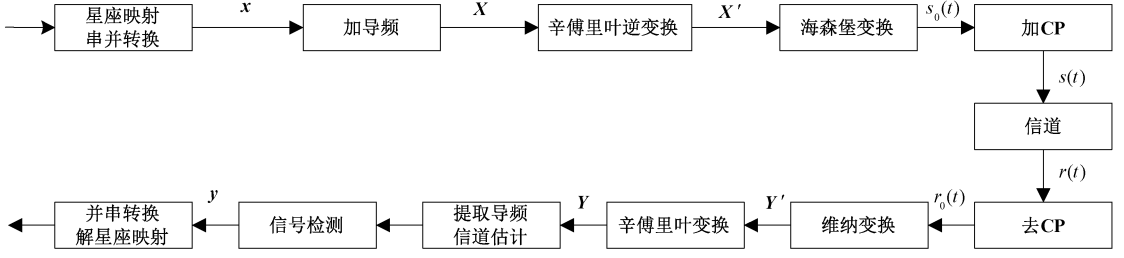


图 1 OTFS 系统流程图

Fig. 1 Flowchart of OTFS System

其中, $\Delta f = B/N$, $T = T_s/M$, $g_i(t)$ 为整形脉冲。最后, 将得到的时域信号添加循环前缀(cyclic prefix, CP)得到 $s(t)$ 后发送至无线信道。

1.2 接收端

考虑时变的无线信道, 在时延-多普勒域中, 假设为 $h_u(\tau, \nu)$ 信道响应, 则信道的稀疏性表示为:

$$h_u(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^Q h_i \cdot \delta(\tau - \tau_i) \cdot \delta(\nu - \nu_i) \quad (3)$$

其中, Q 为多径数, h_i 为信道增益, τ_i 和 ν_i 分别为第 i 条路径的时延和多普勒频移, $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数。经过无线信道后, 接收信号 $r(t)$ 可由式(4)表示。

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_u(\tau, \nu) \cdot s(t - \tau) \cdot e^{j2\pi\nu t} d\tau d\nu + \omega(t) \quad (4)$$

其中, $\omega(t)$ 为高斯白噪声。

接收端去除 CP 得到 $r_0(t)$ 后首先对做维纳变换得到 $Y' \in \mathbb{C}^{(M+M_p) \times N}$, 如下:

$$Y'(n, m) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j2\pi f(t-t')} \cdot r_0(t') \cdot g_r^*(t' - t) dt' \Big|_{f=n\Delta f, t=mT} \quad (5)$$

再对做辛傅里叶变换得到 $Y \in \mathbb{C}^{(M+M_p) \times N}$, 如下:

$$Y(n, m) = \frac{1}{\sqrt{N \cdot M + M_p}} \sum_{d=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M+M_p-1} Y'(d, l) \cdot e^{-j2\pi(\frac{ml}{M+M_p} - \frac{dn}{N})} \quad (6)$$

随后, 从中取出前 M_p 列信号并进行信道估计。其次, 基于信道估计结果使用消息传递算法进行信号检测得到数据符号, 再对数据符号进行解调, 便可恢复原始数据比特。

2 二维嵌入式序列导频信号设计与信道估计算法

2.1 导频信号设计

如图 2 所示, 本方案的导频信号块是一个形状为 N 行 $M_p = 2 \times \lceil \tau_{\max} \rceil$ 列的矩形区域, 导频信号被部署于数据信号前。每一列导频信号均为长度为 N 的一维恒包络零自相关(constant amplitude zero auto-correlation, CAZAC)序

列, M_p 个导频序列沿时延域连续放置, 构成了导频信号块。其中, 所有导频序列都由同一根序列通过循环移位得到, 循环移位的步长被设置为 $C = 2 \times \lceil \nu_{\max} \rceil$ 以避免信道估计时混淆多普勒频移和序列循环移位, 其中 ν_{\max} 为最大多普勒抽头数。由于信道的频率色散, 序列会沿多普勒域平移。由于辛傅里叶变换的二维循环特性, 超出多普勒域的部分会出现在其循环移位对应的部分。此外由于信道的时延色散, 靠前的序列导频经过信道传输后会叠加在其后的导频序列上。由于数据帧连续发送, 因此前 $M_p/2$ 个导频序列可能会受前一帧数据信号的干扰, 而后 $M_p/2$ 个导频序列则只会被当前帧的部分导频信号所干扰, 由于 CAZAC 序列的特性, 可以通过对接收信号对应成分进行相关运算分辨出这些导频序列。因此信道估计可以直接利用接收信号中全部的后 $M_p/2$ 个导频位置的信号成分, 相较于传统方案信噪比得到了显著提高。

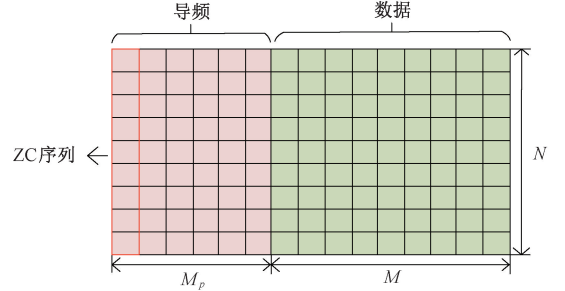


图 2 导频设计示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the proposed pilot design

本方法选用一维 ZC 序列作为导频序列。ZC 序列是一种具有代表性的 CAZAC 序列, 具有恒包络、零循环自相关与固定循环互相关的优异特性, 被广泛应用于信道参数估计和信号同步等领域中。ZC 序列可以通过式(7)生成。

$$x_u(i) = e^{-j\pi u i(i+1)/L_{RA}}, i = 0, 1, \dots, L_{RA} - 1 \quad (7)$$

其中, $x_u(i)$ 为根索引号为 u 的 ZC 序列中的第 i 个元素, $L_{RA} = N$ 为 ZC 序列的根索引长度(即 ZC 序列的长度)。可以看出 ZC 序列具有两个重要参数: 分别为物理根索引和序列长度。其中物理根索引号可以通过逻辑根索引号查表获取。通过按照一定规律选取每个 ZC 序列的根索引号, 输入选取得到的不同的根索引号即可得到具有正

交性的不同的 ZC 序列。对于多址接入系统或多天线系统,可以利用 ZC 序列的正交性,通过使用不同根序列来区分来自不同用户或天线的导频信号。

此外,对于长度为 N 的 ZC 序列,通过步长为 C 的循环移位共可产生 $N_{\text{seq}} = \lceil N/C \rceil$ 个可用于信道估计的序列。应当注意的是,要铺满整个 $N \times M_p$ 的导频区域至少需要 M_p 个可用的 ZC 序列。因此当 $N_{\text{seq}} < M_p$ 时,可用 ZC 序列不够铺满整个导频区域,这一情况是否会出现取决于信号格式设计与传输信道特性。本文假设可用 ZC 序列数目不够时优先将序列放置在导频区域的中心区域,其他区域全部补 0,如图 3 所示。虽然这导致部分时延处信道估计精度变差,然而本方法的性能仍优于传统方法。

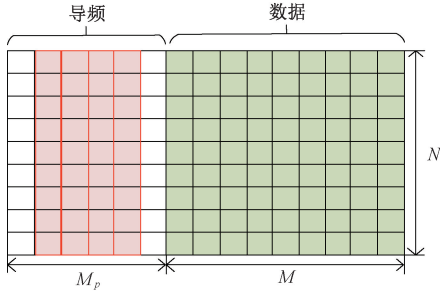


图 3 可用序列不足时导频设计示意图

Fig. 3 Schematic diagram of the proposed pilot design when the available sequences are not enough

2.2 信道估计

本节以可用序列数目足够为前提,介绍所提出的信道估计算法的基本原理。

设 $X(m)$ 和 $Y(m)$ 分别为信号矩阵 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} 的第 m 列,此处只考虑用于信道估计的导频信号,因此 $m \in [1 + M_p/2, M_p]$ 。由于多径信道的影响, $Y(m)$ 可以由式(8)表示。

$$Y(m) = \sum_{i=1}^Q h_i \cdot \tilde{X}_{v_i}(m - \tau_i) \cdot \delta(\tau - \tau_i) + \Omega(m) \quad (8)$$

其中, $\tilde{X}_{v_i}(m)$ 表示序列 $X(m)$ 经过步长为 v_i 的循环移位得到的序列, $\Omega(m)$ 为高斯白噪声。

由式(8)可以看出,多径信道对信号的影响主要体现在两个方面:多普勒频移导致信号序列沿多普勒域产生循环移位;不同时延的信号在接收端叠加。对于满足 $m \in [1 + M_p/2, M_p]$ 的各接收信号,它们主要由经过多径信道后的部分导频序列信号以及噪声信号叠加而成,由于 CAZAC 序列的正交性,在接收端可以通过各本地序列与接收信号进行循环相关运算来实现信道估计。具体来讲,假设本地序列功率归一化,设使用 $Y(m)$ 进行信道估计后得到的信道估计矩阵为 $\hat{\mathbf{h}}_m \in \mathbb{C}^{(C+1) \times \frac{M_p}{2}}$, 其中 $m \in [1 + M_p/2, M_p]$ 。 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 可由式(9)进行计算:

$$\hat{h}_m(v_{\max} - v + 1, \tau) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{d=1}^N Y(d, m) \cdot \tilde{X}_v^*(d, m - \tau) \quad (9)$$

其中, $\tau \in [m - \tau_{\max}, m]$ 。此外,为了避免混淆多普勒频移带来的循环移位以及序列本身的循环移位,只有窗口 $v \in [-v_{\max}, v_{\max}]$ 内的检测数据有参考意义。

对所有 $m \in [1 + M_p/2, M_p]$ 的接收信号都进行上述运算,获得 $M_p/2$ 个信道估计矩阵,并对他们取平均得到 $\hat{\mathbf{h}}$, 即:

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{2}{M_p} \sum_{m=1+M_p/2}^{M_p} \hat{\mathbf{h}}_m \quad (10)$$

对 $\hat{\mathbf{h}}$ 中的所有元素取模,并提取所有模值大于检测阈值 λ 的元素,这些元素即为各路径的信道增益,根据其在 $\hat{\mathbf{h}}$ 中的位置即可判断对应路径的时延与整数多普勒频移。具体来讲,元素位置的列索引代表了时延抽头,元素位置的行索引减去 $v_{\max} + 1$ 即为多普勒抽头。此外,本文所提出的信道估计算法还可应用于小数倍多普勒的信道估计,具体算法可参考文献[17]。

应当注意的是,经过多径信道传播后,来自时延较大路径的部分导频信号会对数据信号产生干扰,因此在执行信道估计之后还应利用估计的信道信息与本地序列对接收信号进行干扰消除。

2.3 复杂度分析

由前文所述信道估计算法流程可知,本文提出的信道估计算法的复杂度为 $O(\lceil \tau_{\max} \rceil^2 \cdot N^2)$, 而基于文献[17]所提出导频结构的信道估计算法的复杂度为 $O((\lceil \tau_{\max} \rceil + 2) \cdot N^2)$ 。因此本文所提出的信道估计算法的复杂度仅略高于文献[17]。

3 仿真结果

仿真系统采用与前文一致的信号帧设计,具体仿真与实现参数如表 1 所示。本仿真采用文献[18]提出的消息传递算法进行信号检测,并假设了理想的干扰消除。

图 4 是非视距(non line of sight, NLoS)信道下分别使用单个脉冲导频、文献[17]提出的沿多普勒域放置的序列导频以及本文提出的导频设计进行信道估计的归一化均方误差(normalized mean squared error, NMSE)曲线。可以看出,使用单个脉冲导频时信道估计精度极低,信噪比为 20 dB 时估计精度仅达到 10^{-1} 左右。使用文献[17]提出的导频方案时估计精度次之,而使用本文提出的方案时信道估计精度最高,相对于文献[17]的方案性能提高了约 6 dB。这是由于本文所提出的方案充分利用了导频部署区域来尽可能多地放置序列导频,在每符号能量相同的条件下,充分提高了累积信噪比,进而有效提升了信道估计的精度。类似地,视距(line of sight, LoS)信道下的 NMSE 仿真曲线如图 5 所示,可以看到 LoS 信道下 3 种方案的性

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

仿真参数	取值
载波频率/GHz	3
信号带宽/MHz	25
N	128
M	64
导频列数	10
信道时延抽头	[0,1,4]
信道多普勒抽头	[1,2,3]
星座映射方式	QPSK
信道类型	NLoS/LoS 信道
莱斯因子	9 dB

能对比情况与 NLoS 信道下基本一致。但可以观察到,3 种方案的在 LoS 信道下的 NMSE 性能比 NLoS 信道下的性能更差,这是因为在仿真过程中对多径信道进行了功率归一化处理,因此总功率相同的情况下,LoS 信道主径功率占比明显更大,而其他多径的功率占比则非常小,这会导致来自其他多径的导频信号的信噪比更小,因此尽管 LoS 信道下主径的估计精度较高,其他多径的信道估计精度相较于 NLoS 信道下却更差,这拉低了 LoS 信道下的平均 NMSE。

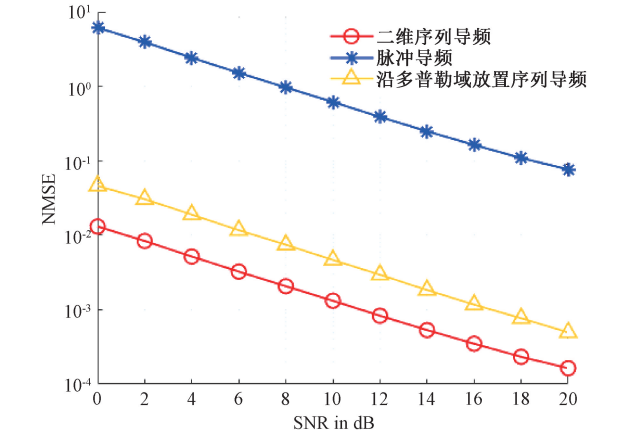


图 4 NLoS 信道下采用不同导频与估计算法的信道估计 NMSE 曲线

Fig. 4 Normalized mean squared error curves for channel estimation using different pilots and estimation algorithms under NLoS channel

图 6 是 NLoS 信道下分别使用单个脉冲导频、文献[17]提出的序列导频设计以及本文提出的导频设计进行信道估计的误码率(bit error rate, BER)曲线。可以看出,使用脉冲导频时性能最差,在信噪比为 20 dB 时误码率仍然达到了 10^{-2} 左右。在信噪比小于等于 10 dB 时,文

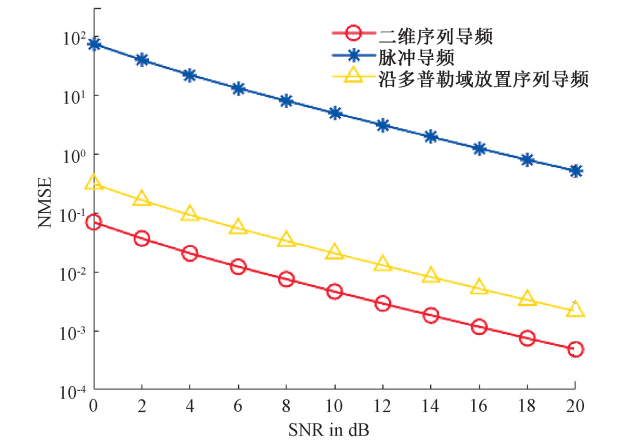


图 5 LoS 信道下采用不同导频与估计算法的信道估计 NMSE 曲线

Fig. 5 Normalized mean squared error curves for channel estimation using different pilots and estimation algorithms under LoS channel

献[17]的方案与本方案性能接近,而当信噪比较高时,本方案的误码率性能明显高于文献[17]提出的方案。说明本文提出的导频设计与信道估计方案在高信噪比时可以显著提高 OTFS 系统的通信可靠性,具有明显的性能优势。类似地,LoS 信道下的 BER 仿真曲线如图 7 所示,可以看到 LoS 信道下 3 种方案的性能对比情况与 NLoS 信道下类似。但可以观察到,3 种方案的在 LoS 信道下的 BER 性能比 NLoS 信道下的性能明显更好,脉冲导频的 BER 在信噪比为 20 dB 时低于 10^{-3} ,其他两类导频的 BER 在高信噪比为 20 dB 时低于 10^{-7} ,这是 LoS 信道的主径信号功率远大于其他多径信号,因此主径信号受到的多径干扰更小。

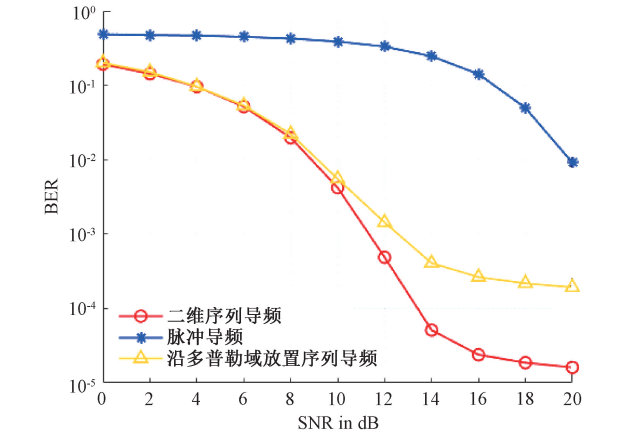


图 6 NLoS 信道下采用不同导频与信道估计的 OTFS 系统误码率曲线

Fig. 6 Bit error rate curves of OTFS systems using different pilots and channel estimation methods under NLoS channel

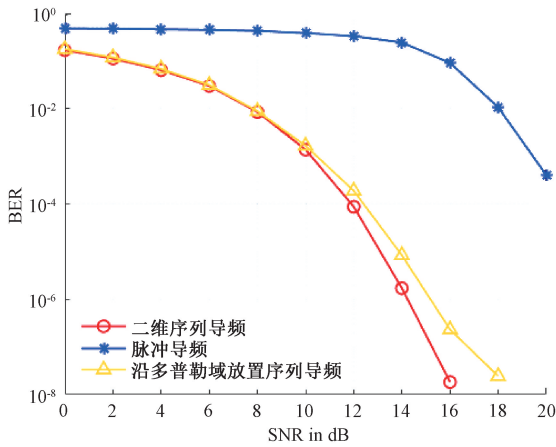


图 7 LoS 信道下采用不同导频与信道估计的 OTFS 系统误码率曲线

Fig. 7 Bit error rate curves of OTFS systems using different pilots and channel estimation methods under LoS channel

4 结 论

本文面向现有的 OTFS 导频设计方案存在的问题,提出了一种新的嵌入式序列导频信号设计方案,并基于所提出的新方案给出了信道估计算法。本方案将由同一根序列通过多次步长为二倍信道最大多普勒抽头数的循环移位产生的多个不同的 ZC 序列组分别在不同的时延处沿多普勒域放置,以充分利用导频区域。接收端使用各本地序列对各导频位置的信号进行多次信道估计并取统计平均。由于可用于信道估计的导频信号较多,本方案的信道估计精度被显著提升。此外,由于 ZC 序列良好的自相关和互相关特性,所提出的新方案可以适应多天线以及多用户场景。仿真实验验证了本方案的有效性,并说明本方案可以提供较高的信道估计精度,显著提升了 OTFS 系统的通信可靠性。

参考文献

- [1] 罗艳飞,冯智波,谭家乐,等. 基于 FPGA 的 LEO 卫星通信高频偏时钟恢复算法设计[J]. 电子测量技术, 2023,46(21):43-48.
LUO Y F, FENG ZH B, TAN J L, et al. Design of clock recovery algorithm for large frequency offset in LEO satellite communication based on FPGA [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(21): 43-48.
- [2] 陈晨,费丹,郑鹏,等. 5G TM 信号无线信道测量平台研究与实现[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(11): 91-99.
CHEN CH, FEI D, ZHENG P, et al. Research and implement of wireless channel measurement platform based on 5G TM signal [J]. Journal of Electronic

Measurement and Instrumentation, 2023, 37 (11): 91-99.

- [3] YUAN W J, LI SH Y, WEI ZH Q, et al. New delay doppler communication paradigm in 6G era: A survey of orthogonal time frequency space(OTFS)[J]. China Communications, 2023, 20(6): 1-25.
- [4] WEI ZH Q, YUAN W J, LI SH Y, et al. Orthogonal time-frequency space modulation: A promising next-generation waveform [J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(4): 136-144.
- [5] 肖之长,彭丽,张沉思,等. 基于导频辅助的 OTFS 载波同步技术[J]. 无线电通信技术, 2021, 47(3): 315-318.
XIAO ZH CH, PENG L, ZHANG CH S, et al. Pilot-based OTFS carrier synchronization technology[J]. Radio Communications Technology, 2021, 47(3): 315-318.
- [6] WU Y, HAN C, CHEN ZH. DFT-spread orthogonal time frequency space system with superimposed pilots for terahertz integrated sensing and communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(11): 7361-7376.
- [7] MISHRA H B, SINGH P, PRASAD A K, et al. OTFS channel estimation and data detection designs with superimposed pilots[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 21(4): 2258-2274.
- [8] NEELAM S G, SAHU P R. Iterative channel estimation and data detection of OTSM with superimposed pilot scheme and PAPR analysis [J]. IEEE Communications Letters, 2023(8): 2147-2151.
- [9] YUAN W, LI SH Y, WEI ZH Q, et al. Data-aided channel estimation for OTFS systems with a superimposed pilot and data transmission scheme[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(9): 1954-1958.
- [10] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Embedded delay-doppler channel estimation for orthogonal time frequency space modulation[C]. 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference: (VTC2018-Fall), 2018.
- [11] 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.
- [12] GAO SH, ZHENG J. Peak-to-average power ratio reduction in pilot-embedded otfs modulation through iterative clipping and filtering [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(9):2055-2059.
- [13] HASHIMOTO N, OSAWA N, YAMAZAKI K, et

al. Channel estimation and euqlization for CP-OFDM-based OTFS in fractional doppler channels[C]. IEEE International Conference on Communiacions Workshops, 2021: 1-7.

[14] 蒋占军,刘庆达,张鈺. 高速移动通信系统中 OTFS 分数多普勒信道估计加窗研究[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(2): 646-653.

JIANG ZH J, LIU Q D, ZHANG H. Study on OTFS fractional Doppler channel estimation and windowing in high-speed mobile communication systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(2): 646-653.

[15] MURALI K R, CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]. 2018 Information Theory and Applications Workshop (ITA), 2018: 1-10.

[16] PS S, FARHANG A. A practical pilot for channel estimation of OTFS[C]. ICC 2023-IEEE International Conference on Communications, 2023: 1319-1325.

[17] 夏麒麟, 王华华, 李峰. 一种基于小数倍多普勒信道的 OTFS 信道估计方法[J]. 计算机应用研究, 2024, 41(3): 900-904.

XIA Q Y, WANG H H, LI F. OTFS channel estimation method based on fractional Doppler channel [J]. Application Research of Computers, 2024, 41(3): 900-904.

[18] 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.

作者简介

纪金伟,高级工程师,博士,主要研究方向为无人机测控、数据链技术等。

E-mail: jjw86215@163.com

高雷涛,高级工程师,博士,主要研究方向为无人机测控、数据链技术等。

E-mail: gaoleitao123@stu.xjtu.edu.cn

王天雄(通信作者),高级工程师,博士,主要研究方向为无人机测控、数据链技术、抗干扰传输等。

E-mail: wangtx002@163.com

刘飞扬,工程师,硕士,主要研究方向为无人机宽带数据链。

E-mail: lfy_1992@163.com

张正宇,博士,主要研究方向为 OTFS 传输、信号处理等。

E-mail: 18189233981@163.com