

# 高能量效率完备高斯整数序列生成及 OTFS 导频设计

刘凯<sup>1,2</sup>, 吕晨<sup>1,2</sup>

(1.燕山大学信息科学与工程学院, 河北 秦皇岛 066004; 2.河北省信息传输与信号处理重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

**摘要:** 为提高正交时频空间 (OTFS) 系统在高速移动场景下的信道估计精度, 提出一种基于高能量效率完备高斯整数序列 (PGIS) 的新型导频设计方案。首先, 优化了基于循环差集构造 PGIS 的充要条件, 并提出了相应的快速搜索算法, 从而获得了大量能量效率接近或等于 1 的 PGIS。其次, 基于该序列设计了适于 OTFS 系统的导频结构。理论分析表明, 所设计的导频经过 OTFS 调制后仍具有高能量效率, 能使接收信号保持良好的峰均功率比 (PAPR) 特性。仿真结果表明, 在相同导频开销与 PAPR 约束下, 相较于传统单脉冲、m 序列及 Zadoff-Chu 序列导频方案, 所提方案可获得显著的信道估计性能提升, 从而为 OTFS 系统提供了一种高精度的导频设计新思路。

**关键词:** 完备高斯整数序列; 正交时频空间; 导频设计; 信道估计; 差集

中图分类号: TN911.2

文献标志码: A

doi:10.11959/j.issn.1000-436x.TXXB250702

## Generation of high energy-efficiency perfect Gaussian integer sequences and OTFS pilot design

Liu Kai<sup>1,2</sup>, Lyu Chen<sup>1,2</sup>

1. School of Information Science & Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China

2. Hebei Province Key Laboratory of Information Transmission and Signal Processing, Qinhuangdao 066004, China

**Abstract:** To enhance the channel estimation accuracy of orthogonal time frequency space (OTFS) systems in high-mobility scenarios, a novel pilot design scheme based on high-energy-efficiency perfect Gaussian integer sequence (PGIS) was proposed. Firstly, the necessary and sufficient conditions for constructing PGIS based on cyclic difference sets were optimized, and a corresponding fast search algorithm was developed, resulting in the generation of a large number of PGIS with energy efficiency approaching or equal to 1. Secondly, a pilot structure suitable for OTFS systems was designed based on these sequences. Theoretical analysis shows that, the designed pilots maintain high energy efficiency after OTFS modulation, ensuring that the received signal exhibits favorable peak-to-average power ratio (PAPR) characteristics. Simulation results demonstrate that, under the same pilot overhead and PAPR constraints, the proposed scheme achieves significant performance gains in channel estimation compared to traditional single-pulse, m-sequence, and Zadoff-Chu sequence pilot schemes.

**Key words:** perfect Gaussian integer sequence, OTFS, pilot design, channel estimation, difference set

收稿日期: 2026-01-07; 修回日期: 2026-04-09

通信作者: 吕晨, lvchen@stumail.ysu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62471427); 河北省自然科学基金资助项目 (No.F2023203066, No.F2025203055)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62471427), The Natural Science Foundation of Hebei Province (No.F2023203066, No.F2025203055)

## 0 引言

面向卫星通信、高铁通信及车联网等典型高移动性场景，传统的正交频分复用（orthogonal frequency division multiplexing, OFDM）技术正面临严峻的性能挑战<sup>[1]</sup>。在高移动性场景下，无线信道由单一的频率选择性衰落演变为时间-频率双选择性衰落，由此产生的子载波间干扰难以有效抑制，导致 OFDM 系统的频谱效率与误码率性能显著下降<sup>[2]</sup>。针对此问题，Hadani 等<sup>[3]</sup>提出一种新型的二维多载波调制技术——正交时频空（orthogonal time frequency space, OTFS）调制。该技术通过将信号映射至时延-多普勒（delay-Doppler, DD）域，利用该域信道的稀疏性与准静态特性，为高速移动通信提供了创新性解决方案<sup>[4-6]</sup>。研究表明，在高移动性场景下，OTFS 系统在信号捕获能力和误码率性能上显著优于 OFDM，已展现出在高铁通信<sup>[7]</sup>、航空通信<sup>[8]</sup>等领域的广阔应用前景，为未来高动态环境下的可靠通信奠定了基础<sup>[9]</sup>。

在 OTFS 系统中，精确的信道估计是实现可靠信号检测的前提，导频设计则是其中的核心环节。针对导频设计，早期研究主要聚焦单点脉冲导频方案。Raviteja 等<sup>[10]</sup>提出的经典嵌入导频方案采用功率增强的单点脉冲，虽能有效估计信道，但会急剧升高 OTFS 信号的峰均功率比（peak to average power ratio, PAPR），引入功放非线性失真。为兼顾 PAPR 与估计性能，研究者开始探索基于序列的导频设计。Fish 等<sup>[11]</sup>与 Murali 等<sup>[12]</sup>率先引入伪随机序列，但面临短序列估计误差大与长序列计算复杂度高的两难困境。为平衡这一矛盾，Hashimoto 等<sup>[13]</sup>利用统计特性改进了脉冲训练序列，但其结构在高多普勒信道中易受旁瓣干扰。Ma 等<sup>[14]</sup>采用具有恒定包络特性的 Zadoff-Chu（ZC）序列，在降低 PAPR 的同时，通过迭代检测提升估计性能，然而其消息传递算法在多普勒扩展显著时收敛速度受限。李一兵等<sup>[15]</sup>提出基于改进遗传算法的 OTFS 导频优化方法，以互相关最小化为核心目标，在较少迭代次数内获得了更优的互相关性，显著提升了信道估计精度。尽管如此，该方法本质上仍是对现有序列的优化，其在超高速移动场景下的鲁棒性与能量效率仍有待进一步提升。

随着 OTFS 技术向大规模输入输出、多用户接入及通感一体化等方向发展<sup>[16]</sup>，导频设计面临更

复杂的多维约束。一方面，为提升频谱效率，多导频复用<sup>[17]</sup>和叠加导频技术<sup>[17-20]</sup>被相继提出，但导频间及导频与数据干扰消除成为新的挑战；另一方面，利用时延-多普勒域信道稀疏性的联合估计方法，如稀疏贝叶斯学习<sup>[21-22]</sup>和基于消息传递的稀疏信号恢复算法<sup>[23]</sup>受到广泛关注，它们通过设计特定的导频模式实现欠采样下的精确信道重构。然而，在多天线系统中，这些方法要求导频序列不仅要满足用户间的正交性以抑制多用户干扰，还要兼容波束成形约束及感知功能对波形模糊函数的要求，使导频设计问题愈发复杂。

为在复杂场景下兼顾估计精度、实时处理能力与能量效率，本文提出将具有高能量效率的完备高斯整数序列（perfect Gaussian integer sequence, PGIS）应用于 OTFS 导频设计。PGIS 的概念由 Fan 等<sup>[24]</sup>提出，因其理想的自相关特性而备受关注。近年来，高能量效率 PGIS 的构造取得了一系列进展。Lee 等<sup>[25]</sup>利用迹函数构造了能量效率趋于 100% 的 PGIS；Lee 等<sup>[26]</sup>、Liu 等<sup>[27]</sup>和刘凯等<sup>[28]</sup>基于循环差集理论，系统研究了自由度为 2 的 PGIS 构造充要条件，获得了大量能量效率超过 90% 的序列。此外，刘凯等<sup>[29]</sup>和赵伟等<sup>[30]</sup>通过分圆类与计算机搜索，得到一批能量效率高于 90% 的 PGIS。研究表明，PGIS 不仅具有优异的自相关性能，其恒模或低峰均比特性也使其在降低 PAPR 方面具有天然优势。

基于上述研究，本文进一步优化了基于循环差集构造 PGIS 的充要条件，提出了一种快速搜索算法，构造了理论能量效率达到 100% 的 PGIS，并将此类序列用作 OTFS 系统的导频，旨在从根本上解决现有导频方案中估计精度、PAPR 与计算复杂度难以兼得的困境。信道估计仿真结果表明，相比 ZC 序列及伪随机序列等传统导频方案，所提方案显著提升信道估计均方误差性能，展现出更优的估计精度。

## 1 预备知识

**定义 1** 设  $\mathbf{a}$  和  $\mathbf{b}$  为两个长度为  $N$  的复序列，其中  $\mathbf{a} = (a(t)|0 \leq t < N)$ ， $\mathbf{b} = (b(t)|0 \leq t < N)$ ，定义  $\mathbf{a}$  和  $\mathbf{b}$  之间的周期互相关函数为：

$$R_{\mathbf{a},\mathbf{b}}(\tau) = \sum_{t=0}^{N-1} a(t)b(t+\tau)_{\text{mod } N}^* \quad (1)$$

其中， $(\cdot)^*$  代表复共轭。当  $\mathbf{a} = \mathbf{b}$  时，该周期互相关

函数被称为周期自相关函数 (periodic autocorrelation function, PACF), 记为  $R_a(\tau)$ 。

**定义 2** 复序列  $\mathbf{a}$  和  $\mathbf{b}$  在时移  $\tau$  和多普勒频移  $\nu$  处的周期互模糊函数为:

$$AF_{a,b}(\tau,\nu) = \sum_{t=0}^{N-1} a(t)b^*(t+\tau)_{\text{mod}N} e^{j2\pi\frac{\nu}{N}t} \quad (2)$$

当  $\mathbf{a} = \mathbf{b}$  时, 该周期互模糊函数被称为周期自模糊函数 (periodic auto-ambiguity function, PAAF), 记为  $AF_a(\tau,\nu)$ 。

**定义 3** 设  $N$  长复序列  $\mathbf{s} = (s(t)|0 \leq t < N)$ , 其中  $s(t) = a(t) + jb(t)$ ,  $a(t), b(t) \in \mathbb{Z}$ ,  $\mathbb{Z}$  表示整数集,  $j = \sqrt{-1}$ , 则称  $\mathbf{s}$  为高斯整数序列。如果  $\mathbf{s}$  满足  $R_s(\tau) = \begin{cases} E, \tau = 0 \\ 0, \tau \neq 0 \end{cases}$ , 其中常数  $E \neq 0$ , 那么称该序列为 PGIS。

**定义 4**<sup>[31]</sup> 设  $(G,+)$  为  $\nu$  阶阿贝尔群, 若群  $G$  中大小为  $k$  的子集  $D$  满足多重集  $\{d_1 - d_2|d_1, d_2 \in D\}$  包含  $G$  中的每个非零元素恰好  $\lambda$  次, 则称子集  $D$  为  $(\nu, k, \lambda)$ -差集, 记为  $(\nu, k, \lambda)$ -DS, 且参数满足  $k(k-1) = \lambda(\nu-1)$ 。

例如, Legendre 循环差集作为一类基于有限域二次剩余特征构造的经典差集, 其参数满足  $\nu = 4t-1, k = 2t-1, \lambda = t-1$ , 且  $\nu$  为奇素数, 即  $\nu \equiv 3 \pmod{4}$ 。

**引理 1**<sup>[32]</sup> 序列  $\mathbf{s} = (s(t)|0 \leq t < N)$  是由复数  $\alpha$  和  $\beta$  基于差集组成的二值序列, 且  $\alpha$  和  $\beta$  位于单位圆上, 即  $|\alpha| = |\beta| = 1$ , 则序列  $\mathbf{s}$  的 PACF 表示为:

$$R_s(\tau) = \begin{cases} \nu, \tau = 0 \\ (\nu - 2k + 2\lambda) + 2(k + \lambda)\cos\varphi, \tau \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $\alpha\beta^* = e^{j\varphi}$  且  $\alpha\beta^* + \alpha^*\beta = \cos\varphi$ , 则序列  $\mathbf{s}$  为完备序列的充要条件是:

$$(\nu - 2k + 2\lambda) + 2(k - \lambda)\cos\varphi = 0 \quad (4)$$

或等价为:

$$\cos\varphi = -\frac{\nu - 2k + 2\lambda}{2(k - \lambda)} \quad (5)$$

**定义 5** 序列  $\mathbf{s}$  的能量效率定义为:

$$\eta = \frac{E_s}{\max|s(t)|^2} \quad (6)$$

其中,  $E_s = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} |s(t)|^2$  表示  $\mathbf{s}$  的平均能量。

**引理 2**<sup>[33]</sup> 采用匹配滤波法进行信道估计时, 设计的导频序列应使其周期模糊函数在原点  $(0,0)$  以外的局部区域内的幅值尽可能小, 理想情况下, 该区域内幅值应恒为 0。

**定义 6**<sup>[34]</sup> ZC 序列  $\mathbf{z} = (z(t), 0 \leq t < N)$  表示为:

$$z(t) = \omega_N \frac{-ut(t+(N)_{\text{mod}2}+2q)}{2} \quad (7)$$

其中,  $\omega_N = e^{\frac{2\pi\sqrt{-1}}{N}}$ ,  $N, u$  和  $q$  为任意整数,  $N$  和  $u$  互素。参数是  $N, u, q$  的 ZC 序列表示为  $z(N, u, q)$ 。

**定义 7**<sup>[35]</sup> 时变信道的归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE) 定义为:

$$NMSE = \frac{\sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} |h[\tau, \nu] - \hat{h}[\tau, \nu]|^2}{\sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} |h[\tau, \nu]|^2} \quad (8)$$

其中,  $h[\tau, \nu]$  表示实际时变信道的时延多普勒域等效信道,  $\hat{h}[\tau, \nu]$  表示估计的等效信道,  $\tau$  和  $\nu$  分别表示时延和多普勒频移。

**定义 8**<sup>[36]</sup> 设  $\mathbf{b}$  是长度为  $N$  的复序列, 对于含有  $N$  个子载波的多载波系统, 若载波间隔归一化为 1, 基频为 0, 则时域上的多载波信号可以写为:

$$s_b(t) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{2\pi\sqrt{-1}kt}, 0 \leq t < 1 \quad (9)$$

在一个符号周期内, 序列  $\mathbf{b}$  的 PAPR 被定义为瞬时包络功率峰值与平均包络功率之比, 即:

$$PAPR(\text{dB}) = 10\lg \frac{\max_{0 \leq t < 1} |s_b(t)|^2}{E[|s_b(t)|^2]} \quad (10)$$

**定义 9**<sup>[37]</sup> 互补累积分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 描述信号的峰均比性能, 其定义为峰均比超过阈值  $\gamma$  的概率:

$$CCDF = P\{PAPR(\text{dB}) > \gamma\} \quad (11)$$

## 2 高能量效率 PGIS 构造方法

本节基于一般差集  $(\nu, k, \lambda)$ -DS 构造高能量效率的 PGIS, 设  $\mathbf{s} = (s(n)|0 \leq n < \nu)$  是长度为  $\nu$  的高斯整数序列, 其中  $s(n)$  为:

$$s(n) = \begin{cases} A_1 + B_1j, n \in D \\ A_2 + B_2j, n \notin D \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $\sqrt{A_1^2 + B_1^2} \approx \sqrt{A_2^2 + B_2^2} = C$ ,  $C$  为常数,  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $B_1$ 、 $B_2$  是不全为 0 的整数。下面依据引理 1 给出生成高能量效率 PGIS 的充要条件。

**定理 1** 上述序列  $s$  成为高能量效率 PGIS 的充要条件是其实部和虚部参数  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $B_1$  和  $B_2$  满足:

$$\frac{A_1 A_2 + B_1 B_2}{A_1^2 + B_1^2} + \frac{v - 2k + 2\lambda}{2(k - \lambda)} \rightarrow 0 \quad (13)$$

$$\frac{A_1 A_2 + B_1 B_2}{A_2^2 + B_2^2} + \frac{v - 2k + 2\lambda}{2(k - \lambda)} \rightarrow 0 \quad (14)$$

**证明** 令  $z_1 = A_1 + B_1 j$ ,  $z_2 = A_2 + B_2 j$ , 且满足  $|z_1| = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \approx \sqrt{A_2^2 + B_2^2} = |z_2|$ , 则有:

$$\cos \varphi = \cos(\arg(z_1) - \arg(z_2)) = \frac{\Re(z_1 z_2^*)}{|z_1| |z_2|} \quad (15)$$

其中,  $z_1 z_2^* = (A_1 + B_1 j)(A_2 - B_2 j)$ , 则  $\Re(z_1 z_2^*) = A_1 A_2 + B_1 B_2$ , 因此有:

$$\cos \varphi = \frac{A_1 A_2 + B_1 B_2}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2} \sqrt{A_2^2 + B_2^2}} \quad (16)$$

根据引理 1 可知, 当  $\cos \varphi = -\frac{v - 2k + 2\lambda}{2(k - \lambda)}$  时, 序列  $s$  为完备序列, 因此有:

$$\frac{A_1 A_2 + B_1 B_2}{A_1^2 + B_1^2} + \frac{v - 2k + 2\lambda}{2(k - \lambda)} \rightarrow 0 \quad (17)$$

$$\frac{A_1 A_2 + B_1 B_2}{A_2^2 + B_2^2} + \frac{v - 2k + 2\lambda}{2(k - \lambda)} \rightarrow 0 \quad (18)$$

证毕。

定理 1 给出了基于循环差集构造高能量效率 PGIS 的参数判定条件, 将搜索目标限制在满足该条件的参数空间内。搜索中需消除两类对称冗余: 一是倍数等价 (参数缩放非零整数倍), 通过约束  $\gcd(A_1, A_2, B_1, B_2) = 1$  剔除; 二是互反等价 (整体取反、共轭、元素互换), 此类操作不改变序列的相关特性。由于 PGIS 的 4 个参数对应四维符号空间的 16 个象限, 互反操作可将所有象限的参数映射到两个基准区域, 故搜索时不再穷举全部符号正负组合, 而仅考虑两种代表性符号区域, 即 I:  $A_1 \in [-r, 0], B_1 \in [0, r], A_2 \in [0, r], B_2 \in [0, r]$ ; II:  $A_1 \in [-r, 0], B_1 \in [-r, 0], A_2 \in (0, r], B_2 \in (0, r]$ 。

该操作的逻辑在于, 通过限制  $A_1 \leq 0$  可以涵盖整体取反映射; 分情况讨论  $B_1$  可涵盖共轭映射; 固定  $A_2$ 、 $B_2$  为正数则可唯一确定象限, 避免交换

对称性带来的重复。这种利用对称性剪枝的策略, 在确保不漏掉任何本质不同解的同时, 大幅降低了搜索维度。由此, 算法复杂度可由  $O((2r)^4)$  降至  $O(r^4)$ 。

基于上述理论推导与优化策略, 本文在定理 1 的基础上提出一种利用循环差集构造高能量效率 PGIS 且可去除等价 PGIS 的快速算法, 具体算法流程如图 1 所示。

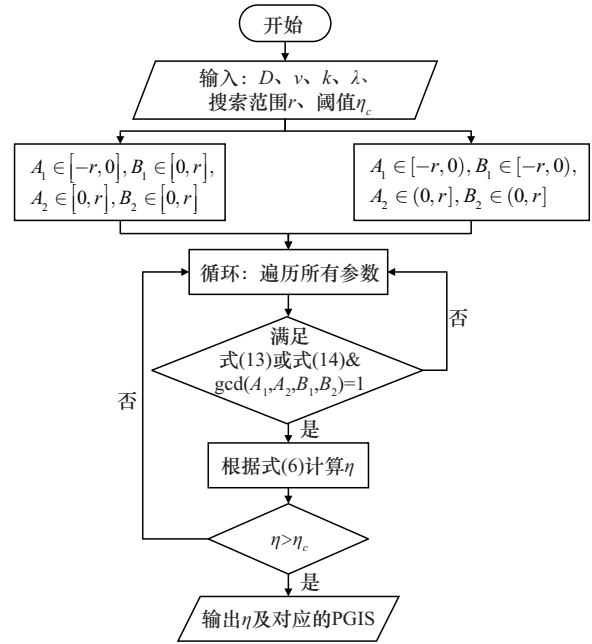


图 1 高能量效率 PGIS 的快速搜索算法流程

为验证高能量效率 PGIS 快速搜索算法的有效性, 在配置为 Intel Core i7-9700 CPU (3.0 GHz) 及 8.0 GB RAM 的硬件环境下进行仿真实验, 设定搜索范围  $r = 100$ , 程序平均执行时间约为 2 min。以 Legendre 差集为例, 在预设参数范围内进行搜索, 得到能量效率为 1 的 PGIS 搜索结果, 如表 1 所示。在相同序列长度下, 相较于已有文献, 本文所得 PGIS 在能量效率上具有显著优势。

现有高能量效率 PGIS 构造方法多通过多项式<sup>[25]</sup>、差集<sup>[26-28]</sup>、分圆<sup>[29-30]</sup>等方法生成序列, 虽能满足 PGIS 的最佳相关性要求, 但因序列元素范数非均匀、能量分布存在杂散损耗, 能量效率均难以达到 100%。本文依托差集的差分完备性并利用 PGIS 高斯整数元素的均匀分布特性, 优化了 PGIS 的充要条件, 精炼了高能量 PGIS 的搜索条件, 从而以较少的计算开销获得了较多数量的等范数特征

表1 基于Legendre差集高能量效率的PGIS搜索结果

差集 $(v,k,\lambda)$	本文 $\eta_{\max} = 1(A_1 + jB_1, A_2 + jB_2)$	文献[26] $\eta_{\max}$	文献[27] $\eta_{\max}$	文献[28] $\eta_{\max}$
(15,7,3)	$(-95 - 56j, 56 + 95j)$	60.0%	88.2%	98.4%
(19,9,4)	$(-75 - 47j, 47 + 75j)$	89.5%	91.6%	98.2%
(31,15,7)	$(-46 - 32j, 32 + 46j)$	92.6%	96.5%	98.7%
(67,33,16)	$(-78 - 61j, 61 + 78j)$	97.0%	97.4%	99.3%
(71,35,17)	$(-99 - 78j, 78 + 99j)$	89.5%	97.5%	99.4%

生成序列。在PGIS能量效率大于99%的条件下,不同构造方法能生成的100以内的序列长度如表2所示。显然,本文方案大幅拓展了高能量效率PGIS的可用长度范围。

在实际发射系统中,波形量化误差与射频前端非理性会在一定程度上降低PGIS的理论能量效率。为定量评估该影响,以理想恒模PGIS为对象(幅度归一化为1),分别建立数模转换器(DAC)量化误差与功放非线性失真分析模型。

首先考虑量化误差的影响,设PGIS符号的实部和虚部分别独立量化,量化步长为 $\Delta = \frac{2V}{2^B}$ ,其中 $B$ 为量化位数, $[-V, V]$ 为动态范围。量化误差 $e_n$ 可建模为 $\left[-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}\right]$ 上均匀分布的独立随机变量,其实部和虚部的方差均为 $\sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12}$ 。量化后符号表示为 $\tilde{x}_n = x_n + e_n$ ,其幅度平方为:

$$|\tilde{x}_n|^2 = |1 + e_n|^2 \approx 1 + 2\text{Re}(e_n) + |e_n|^2 \quad (19)$$

取统计期望,可得平均功率为:

$$P_{\text{avg}} = E[|\tilde{x}_n|^2] = 1 + [e_n]^2 = 1 + \sigma_e^2 \quad (20)$$

最大功率出现在 $\text{Re}(e_n)$ 取最大值时,由于

$\max_n \text{Re}(e_n) \approx \frac{\Delta}{2}$ ,  $P_{\max} \approx \left(1 + \frac{\Delta}{2}\right)^2 \approx 1 + \Delta$ , 因此,考虑量化误差后的实际能量效率近似为 $\eta \approx \frac{P_{\text{avg}}}{P_{\max}} \approx$

$$\frac{1 + \sigma_e^2}{1 + \Delta}$$

以典型的12位DAC为例,取 $V = 1$ ,则

$$\begin{cases} \Delta = \frac{2}{4096} \approx 4.88 \times 10^{-4} \\ \sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} \approx 1.98 \times 10^{-8} \end{cases}, \text{那么 } \eta \approx 0.9995, \text{即量}$$

化误差使能量效率降低约0.05%。

进一步考虑功放非线性失真,采用Rapp模型描述功放(SSPA)的AM-AM特性:

$$A_{\text{out}} = \frac{A_{\text{in}}}{\left[1 + \left(\frac{A_{\text{in}}}{A_{\text{sat}}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \quad (21)$$

其中, $A_{\text{in}} = |\tilde{x}_n|^2$ 为输入幅度, $A_{\text{sat}}$ 为饱和幅度, $p$ 为平滑因子。当功放工作在线性区且设置足够的输入回退(即 $A_{\text{in}} \ll A_{\text{sat}}$ )时,输出幅度近似与输入幅度呈线性关系,即 $A_{\text{out}} = GA_{\text{in}}$ ,其中 $G$ 为小信号增益。此时,由量化引起的微小幅度波动经功放后仍保持比例关系,对能量效率的额外影响可忽略不计。

表2 高能量效率的PGIS文献对比

方案	构造方法	$\eta_{\max} > 99\%$ PGIS的100以内的序列长度
文献[25]	迹函数、多项式	×
文献[26]	差集	×
文献[27]	差集	×
文献[28]	差集	67,71,73,79,83,85,91
文献[29]	分圆	31,59,67,83
文献[30]	分圆	19,23,29,31,37,41,43,47,53,59,61,67,71,73,79,83,89,97
本文方案	差集	7,11,13,15,19,21,23,31,35,37,40,43,47,57,59,63,67,71,73,79,83,85,91

综上，在典型硬件配置（12位DAC、功放适当回退）下，PGIS的实际能量效率仍可达到99.5%以上，充分证明了其在工程实现中的有效性。

### 3 OTFS 系统的序列导频方案与仿真分析

#### 3.1 OTFS 系统模型及导频方案

OTFS 作为时延-多普勒域的二维调制技术，其核心是通过逆辛有限傅里叶变换（inverse Symplectic finite Fourier transform, ISFFT）将  $M \times N$  的二维信息符号映射到时频（time-frequency, TF）域，再利用海森伯（Heisenberg）变换生成时域波形。OTFS 调制系统可视为预编码的 OFDM 系统，具备兼容 OFDM 系统的潜力，原理框架如图 2 所示。

OTFS 调制首先使用 ISFFT 将 DD 域符号  $X_{dd}[l,k]$  映射到 TF 网格得到  $X_{tf}[m,n]$ 。

$$X_{tf}[m,n] = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_{dd}[l,k] e^{j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (22)$$

其中， $0 \leq l < M$  是时延轴索引， $0 \leq k < N$  是多普勒轴索引。索引  $l$  和  $k$  分别表示归一化时延和归一化多普勒偏移，其与实际的时延和多普勒偏移的关系为  $\tau = \frac{l}{M\Delta f}$  和  $\nu = \frac{k}{NT}$ ，其中  $\Delta f$  为子载波间隔， $T$  为符号时长。时频域信号  $X_{tf}[m,n]$  经过海森伯变换转化为时域信号  $x(t)$ ：

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_{tf}[m,n] g(t-nT) e^{j2\pi m\Delta f(t-nT)} \quad (23)$$

其中， $g(t)$  为发射成形滤波器。接收信号  $y(t)$  由发送信号经过信道叠加高斯白噪声  $w(t)$  得到，表示为：

$$y(t) = \int_{\nu} \int_{\tau} h(\tau,\nu) x(t-\tau) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\tau d\nu + w(t) \quad (24)$$

其中， $h(\tau,\nu)$  表示时延多普勒域的信道，表达式为：

$$h(\tau,\nu) = \sum_{i=1}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (25)$$

其中， $P$  是传播路径的数量， $h_i$ 、 $\tau_i$ 、 $\nu_i$  分别表示第  $i$  条路径的增益、时延和多普勒频移， $\delta(\cdot)$  表示狄拉克  $\delta$  函数。第  $i$  条路径的时延抽头  $l_i$  和多普勒抽头  $k_i$  分别为：

$$\tau_i = \frac{l_i}{M\Delta f}, \nu_i = \frac{k_i}{NT}, i = 1, \dots, P \quad (26)$$

信道的输入输出关系表示为：

$$y_{dd}[l,k] = \sum_{i=1}^P h_i x_{dd}[(l-l_i)_M, (k-k_i)_N] + w[l,k] \quad (27)$$

为评估单输入单输出（single-input single-output, SISO）OTFS 系统的信道估计性能，本文采用经典嵌入式导频方案。导频符号置于 DD 资源平面多普勒维中心，并沿时延维扩展，其四周设有保护间隔，以抑制数据与导频间的干扰。鉴于 OTFS 时延扩展呈单向性且边界确定，保护间隔仅需覆盖一倍最大时延抽头  $l_{max}$ ；多普勒扩展有双向能量弥散特性，需预留两倍最大多普勒抽头  $2k_{max}$  作为冗余。综合符号干扰和频谱效率，图 3 给出了本文采用的最优导频及保护间隔结构。

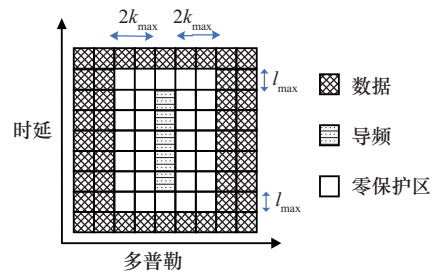


图 3 最优导频及保护间隔结构

#### 3.2 序列导频性质与信道估计下界

引理 2 指出，采用匹配滤波法进行 OTFS 信道

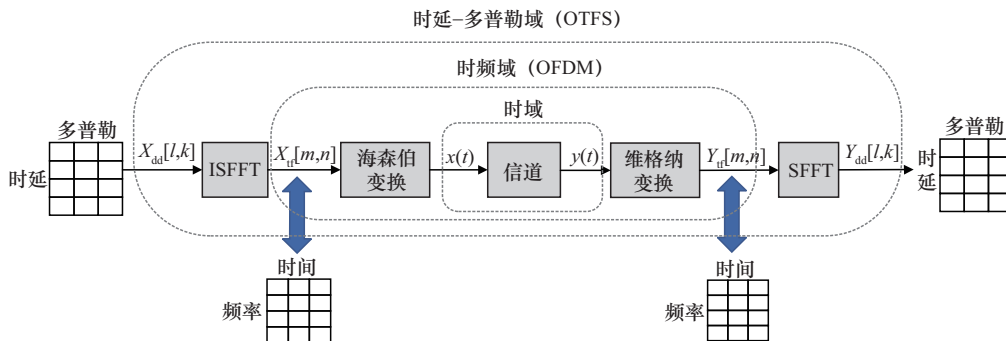


图 2 OTFS 调制原理框架

估计时,使用的导频序列应兼具最优自相关特性与理想PAAF,即周期自相关函数呈冲激状,零移位处出现尖锐峰值,其余移位处迅速衰减至0;PAAF应具有“图钉”形结构,即在原点(0,0)处呈现主峰,在其他时延-多普勒区域内快速衰减至近似为0,以确保主峰突出、旁瓣极低。图4对比了31长ZC序列、m序列和PGIS 3种导频序列的周期

自相关与自模糊性能,结果表明,PGIS在零移位主峰能量集中度与旁瓣抑制方面均优于传统序列。具体而言,在自相关特性上,ZC序列与PGIS均呈现出良好的冲激状,m序列的自相关函数也接近最优;在模糊函数方面,ZC序列的旁瓣能量主要分布在对角线上,m序列在零点处呈现清晰峰值且旁瓣极低,接近理想的“图钉”特性,PGIS同样保

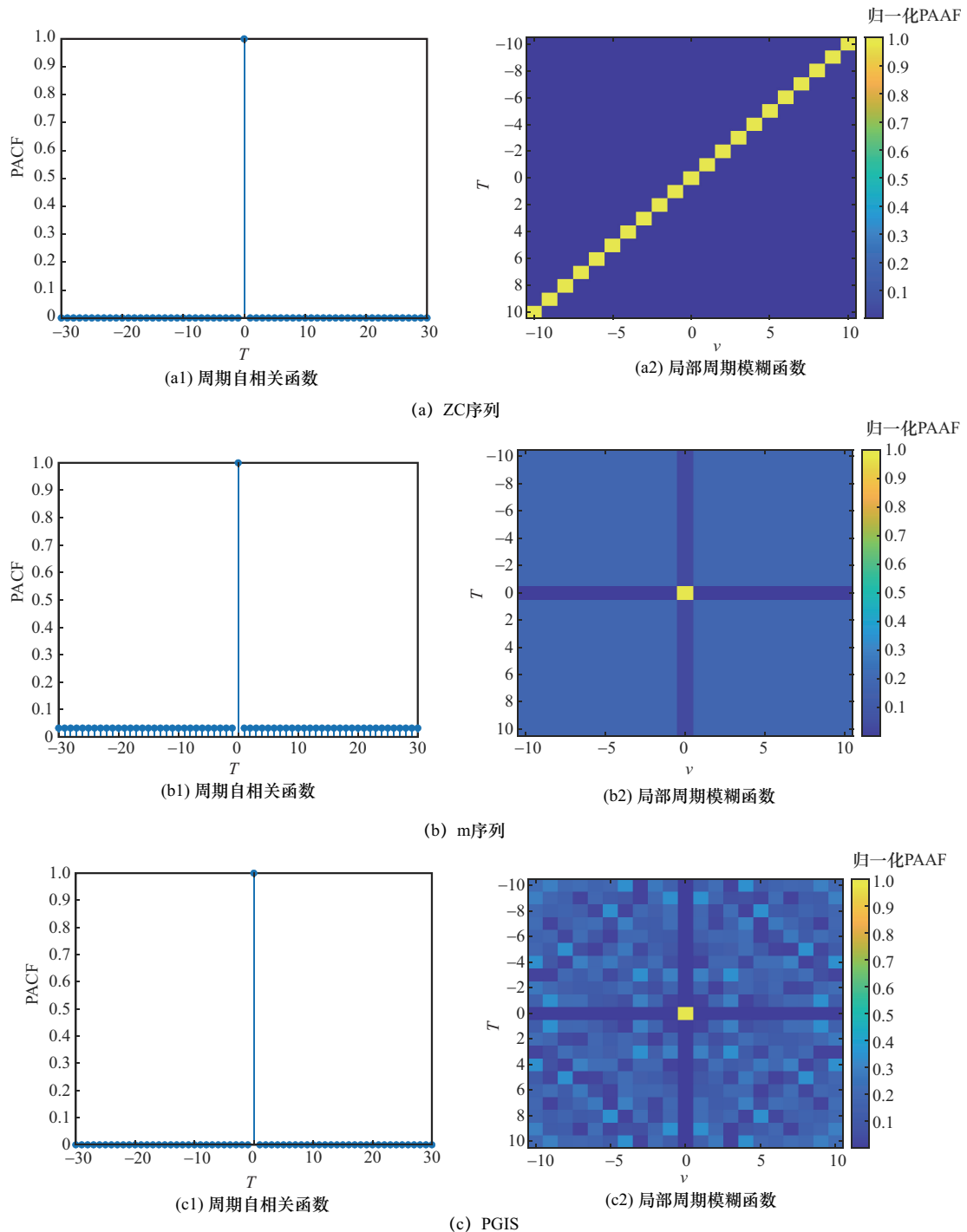


图4 3种导频序列的周期自相关函数和局部周期模糊函数

持了显著的钉状主峰，且旁瓣水平更低。综上，从 PACF、局部 PAAF 及旁瓣抑制表现来看，PGIS 比传统导频序列更适合作为 OTFS 系统的导频。

在基于二维匹配滤波的信道估计框架下，导频序列的自相关特性直接影响估计量的统计最优性。考虑 SISO-OTFS 系统中导频辅助的信道估计问题，接收信号在时频域的输入输出关系表示为  $y = h \odot x + w$ ，其中  $x$  为发送导频序列的时频域表示， $h$  为信道响应矩阵， $w$  为复高斯白噪声。采用二维匹配滤波进行信道估计时<sup>[11]</sup>，估计量  $\hat{h}$  由克拉美罗下界 (Cramér-Rao lower bound, CRLB) 确定。对于确定性参数估计，CRLB 由费舍尔信息矩阵 (Fisher information matrix, FIM) 的逆决定，其表达式与导频序列模糊函数  $AF_x(\tau, \nu) = \sum_{t=0}^{N-1} x(t)x^*(t+\tau)_{\text{mod}N} e^{j2\pi \frac{\nu}{N} t}$  相关<sup>[10]</sup>。若导频序列满足理想自相关特性，即  $AF_x(\tau, \nu) = 0$  对所有非零  $(\tau, \nu)$  成立，则不同多径分量之间的相互干扰被完全消除，FIM 退化为对角矩阵， $\hat{h}$  的均方误差可达到 CRLB。由图 4 可知，PGIS 在时延-多普勒域的模糊函数具有极低的旁瓣水平，能够有效抑制多径间的相互干扰，信道估计的均方误差可逼近 CRLB。

### 3.3 高能量效率 PGIS 的 PAPR 特性

高 PAPR 的信号经过功率放大器时易引发非线性失真，这会改变导频的原始波形，导致接收端在利用导频恢复信道响应时产生误差，最终降低估计精度。为此，本文采用高能量效率 PGIS 以有效抑制 PAPR，具体理论依据由定理 2 阐明。

**定理 2** 由定理 1 构造的高能量效率 PGIS 生成的 OTFS 调制序列仍保有高能量效率特性，且其 PAPR 理论极限值趋于 0 dB。

**证明** 将序列  $s = (s(l), 0 \leq l < L)$  嵌入时延-多普勒域符号  $X[l, k]$  中，其他位置设置为 0，即：

$$X[l, k] = \begin{cases} |s(l)|e^{j\theta_{l,k}}, & (l, k) \in U \\ 0, & (l, k) \notin U \end{cases} \quad (28)$$

其中， $U$  是导频所在的索引集合。

由于序列  $s$  为高能量效率 PGIS，即  $\eta_s = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |s(l)|^2}{L \max |s(l)|^2} \rightarrow 1$ 。令  $|s(l)| \approx C$ ，那么对于  $\forall (l, k) \in U$ ，导频序列可表示为  $X[l, k] = Ce^{j\theta_{l,k}}$ ，其

中  $\theta_{l,k} = \arg(s(l))$ 。

时延-多普勒域符号  $X[l, k]$  经过 ISFFT 后变换到时频域符号：

$$\begin{aligned} X[m, n] &= \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{(l,k) \in U} X(l, k) e^{j2\pi \left( \frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{(l,k) \in U} C e^{j\theta_{l,k}} e^{j2\pi \left( \frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} = \\ &= \frac{C}{\sqrt{MN}} \sum_{(l,k) \in U} e^{j\varphi_{l,k}(m,n)} \end{aligned} \quad (29)$$

考察其模方：

$$|X[m, n]|^2 = \frac{C^2}{MN} \sum_{(l,k) \in U} \sum_{(l',k') \in U} e^{j[\varphi_{l,k}(m,n) - \varphi_{l',k'}(m,n)]} \quad (30)$$

其中， $\varphi_{l,k} - \varphi_{l',k'} = [\theta_{l,k} - \theta_{l',k'}] + 2\pi \left( \frac{n(k-k')}{N} - \frac{m(l-l')}{M} \right)$ 。由于  $\theta_{l,k}$  表示  $s$  在  $(l, k)$  处的相位，满足最佳自相关：

$$\begin{aligned} R_s(\Delta l, \Delta k) &= \sum_{(l,k) \in U} e^{j(\theta_{l+\Delta l, k+\Delta k} - \theta_{l,k})} = \\ &= \begin{cases} \nu, & (\Delta l, \Delta k) = (0, 0) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \end{aligned} \quad (31)$$

其中， $\Delta l = l - l'$ ， $\Delta k = k - k'$ 。那么，有：

$$\begin{aligned} |X[m, n]|^2 &= \frac{C^2}{MN} \cdot \\ &= \sum_{\Delta l, \Delta k} \sum_{(l',k') \in U} e^{j(\theta_{l'+\Delta l, k'+\Delta k} - \theta_{l',k'})} e^{j2\pi \left( \frac{n\Delta k}{N} - \frac{m\Delta l}{M} \right)} = \frac{\nu C^2}{MN} \end{aligned} \quad (32)$$

因此， $|X[m, n]| = C \sqrt{\frac{\nu}{MN}}$ 。  $X[m, n]$  通过海森伯变换后得到时域信号：

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} X[m, n] g_{\text{tx}}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} \quad (33)$$

其中， $g_{\text{tx}}(t)$  是幅度为 1 的矩形脉冲。任意时刻  $t$  属于第  $n_0$  个符号区间时，只有对应  $n_0$  的脉冲非零，故：

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} X[m, n_0] e^{j2\pi m \Delta f (t - n_0 T)} \quad (34)$$

令  $\tau = t - n_0 T$ ，且  $\Delta f = \frac{1}{MT}$ ，则有：

$$\begin{aligned} |x(t)|^2 &= x(t)x^*(t) = \\ &= \left( \sum_{m=0}^{M-1} X[m, n_0] e^{j2\pi m \Delta f \tau} \right) \left( \sum_{m'=0}^{M-1} X^*[m', n_0] e^{-j2\pi m' \Delta f \tau} \right) = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{m'=0}^{M-1} X[m, n_0] X^*[m', n_0] e^{j2\pi (m-m') \Delta f \tau} \end{aligned} \quad (35)$$

由于  $|X[m, n_0]| = C' = C \sqrt{\frac{\nu}{MN}}$  是一个与  $m$  无关的常数, 因此  $X[m, n_0]$  可以表示为  $X[m, n_0] = C' e^{j\psi_{m, n_0}}$ , 其中  $\psi_{m, n_0} = \arg(X[m, n_0])$ , 将其代入式(35)可得:

$$|x(t)|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{m'=0}^{M-1} (C')^2 e^{j(\psi_{m, n_0} - \psi_{m', n_0})} e^{j2\pi(m-m')\Delta ft} \quad (36)$$

得益于 PGIS 的理想自相关特性, 经 ISFFT 后, 该特性在时频域表现为相干叠加: 功率计算中非对角线项 ( $m \neq m'$ ) 相互抵消为 0, 仅当  $m = m'$  时求和项得以保留。因此, 有:

$$|x(t)|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} (C')^2 \cdot 1 = MC'^2 = \frac{C^2 \nu}{N} \quad (37)$$

考虑到导频序列在 DD 域仅占用  $L$  个资源格点, 为准确评估其调制后的功率波动特性, 在计算能量效率时仅提取时域信号中与这  $L$  个导频格点相对应的有效采样点。这样可避免因计算空载子载波位置导致的平均功率稀释, 从而更精确地反映导频部分的实际功率集中程度。根据定义 5, 对时域信号  $x$  的能量效率进行计算, 得到:

$$\eta_x = \frac{\sum_{t=0}^{L-1} |x(t)|^2}{L \max |x(t)|^2} = \frac{|x(t)|^2}{\max |x(t)|^2} \rightarrow 1 \quad (38)$$

可见, 时域信号  $x$  同样具有高能量效率。再根据定义 8, 计算时域信号  $x$  的 PAPR, 结果为:

$$\text{PAPR} = 10 \lg \frac{\max |x(t)|^2}{\mathbb{E}[|x(t)|^2]} = 10 \lg L \frac{\max |x(t)|^2}{\sum_{t=0}^{L-1} |x(t)|^2} = 10 \lg \frac{1}{\eta_x} \rightarrow 0 \text{ dB} \quad (39)$$

综上, 高能量效率 PGIS 使 OTFS 调制序列保持了高能量效率, 同时, 其 PAPR 的理论极限可趋于 0 dB。

定理 2 表明, 在理想模型下, 高能量效率 PGIS 经 OTFS 调制后仍保持恒包络特性, 有利于降低导频信号的 PAPR, 减轻功放非线性对导频波形的影响, 抑制非线性失真。图 5 给出了 OTFS 时域波形对比。由图 5 可知, ZC 序列与高能量效率 PGIS 幅值恒定, 功率利用率趋于 1; 低能量效率 PGIS 包络起伏明显, 能量效率不足。因此, 导频辅助信道估计中, 高能量效率 PGIS 兼具恒包络与高功率利用优势, 适合高质量、低功耗传输需求。

### 3.4 仿真实验

为验证本文提出的高能量效率 PGIS 导频方案在信道估计中的有效性, 本节基于 SISO-OTFS 系

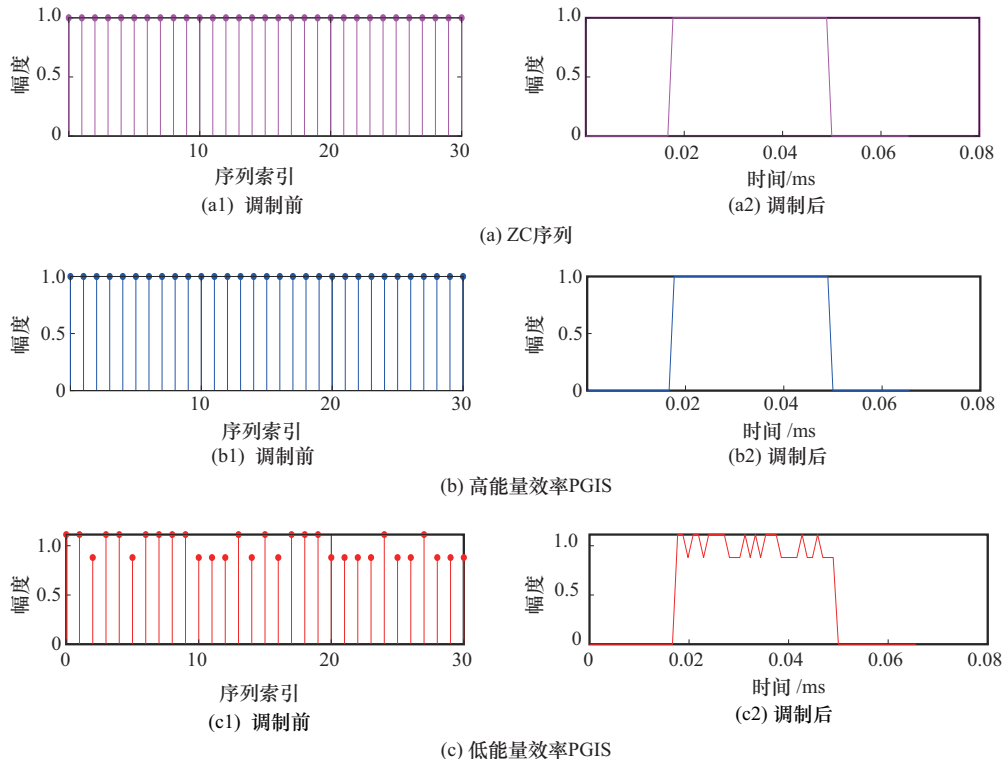


图 5 导频序列的 OTFS 时域波形对比

统开展仿真实验。按照图 3 所示的嵌入式导频结构，选取高能量效率 PGIS、m 序列、ZC 序列以及单脉冲作为导频，并采用二维匹配滤波<sup>[11]</sup>对各径的信道增益、时延及多普勒频移进行估计。

具体地，系统的信道估计可表示为：

$$\hat{h}[\tau, \nu] = \sum_{i=1}^P \hat{h}_i \delta[\tau - \hat{\tau}_i] \delta[\nu - \hat{\nu}_i] \quad (40)$$

其中，每条多径分量  $\{\hat{h}_i, \hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i\}$  由二维匹配滤波结合峰值检测得到。

$$R = \mathcal{F}^{-1}(\mathcal{F}(Y) \odot \mathcal{F}(X)^*) \quad (41)$$

其中， $Y$  表示接收信号， $X$  表示发送信号， $\mathcal{F}(\cdot)$  和  $\mathcal{F}^{-1}(\cdot)$  分别表示离散傅里叶变换及其逆变换， $\odot$  为哈达玛积， $P$  为路径数。

对  $R$  进行峰值检测，可得：

$$(\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i) = \arg \max_{(\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i) \in \Omega_i} |R[\tau, \nu]| \quad (42)$$

$$\hat{h}_i = \frac{R[\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i]}{L} \quad (43)$$

其中， $i = 1, 2, \dots, P$ ， $\Omega_i$  表示在第  $i$  次峰值检测时排除前  $i - 1$  个已检测峰值的搜索空间， $L$  为导频长度。

仿真参数如表 3 所示。图 6 给出了上述 4 种导频信道估计 NMSE（此处 NMSE(dB) 是对原始 NMSE 取对数后的表达）性能曲线，除单脉冲导频外，其余导频序列长度均设置为 31。m 序列的生成器反馈系数采用 (0, 1, 1, 1, 1)，ZC 序列的根指数设为 1，PGIS 由 (31, 15, 7)-DS 构造，序列参数为  $(-46 - 32j, 32 + 46j)$ 。仿真结果表明，采用本文提出的高能量效率 PGIS 导频时，系统信道估计 NMSE 性能最优。例如，当信噪比为 10 dB 时，该导频方案相比 ZC 序列和 m 序列导频，NMSE 分别降低近 12 dB 和 7 dB。

表 3 仿真参数

参数	取值
载波频率/GHz	5
载波间隔/kHz	15
子载波数量 $M$	64
符号数量 $N$	30
最大速度 / ( $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$ )	600
最大时延抽头 $l_{\max}$	8
最大多普勒抽头 $k_{\max}$	5
调制方式	QPSK
路径数 $P$	3

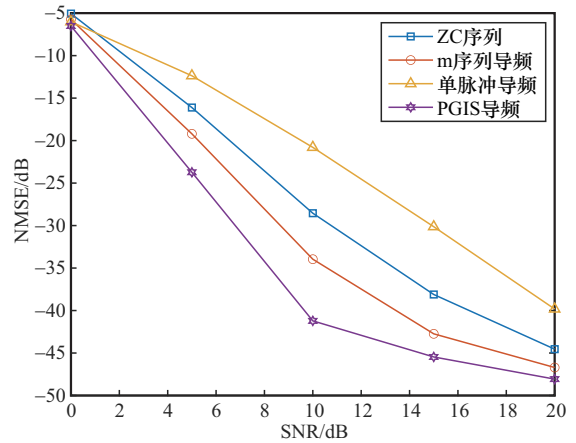


图 6 不同导频的 NMSE 对比

为进一步验证高能量效率 PGIS 导频方案的有效性，图 7 给出了典型 OTFS 信道下 PGIS 和 ZC 序列在不同路径数下的 NMSE 性能对比，其中路径数  $P$  分别设为 3、5 和 8。可以看出，在低信噪比 (0~5 dB) 区间，路径数变化对两种序列的 NMSE 影响均较小，曲线基本重合；随着信噪比增大，ZC 序列和 PGIS 的 NMSE 性能随路径数增加略有下降。PGIS 在 10 dB 处性能最大差距约 5 dB，但 NMSE 均低于 -35 dB，对整体估计精度影响有限；ZC 序列性能随路径数变化幅度较小，但最低 NMSE ( $P=3$ ) 也较 PGIS 在  $P=8$  时的 NMSE 高约 2 dB。结果表明，在本文仿真条件下，高能量效率 PGIS 导频具有良好的抗多径鲁棒性，尤其适用于稀疏多径场景。

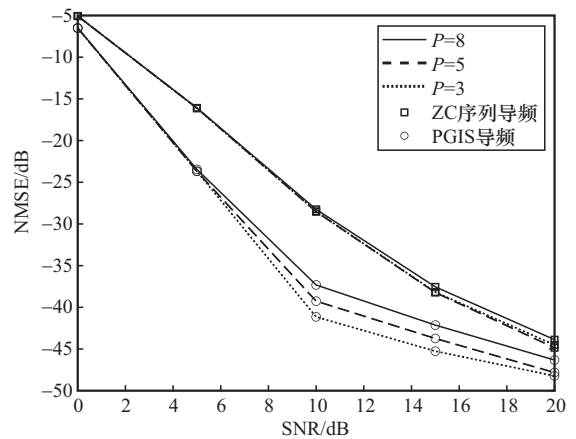


图 7 高能量效率 PGIS 导频在不同多径信道环境下的 NMSE 对比

基于高能量效率 PGIS 导频，本文进一步对比了不同运动速度下 OTFS 系统的信道估计性能。实验中，PGIS 长度分别选取 15 和 31，其中长度为 15

的PGIS由(15,7,3)-DS生成,序列参数为 $(-95-56j, 56+95j)$ 。图8给出了低、中高、超高3种速度场景下的NMSE曲线。随着速度提升,信道估计性能呈现下降趋势:在低速(120 km/h)和中高速(250 km/h)场景下,NMSE较低,估计精度较高;在超高速(600 km/h)场景下,NMSE曲线整体上移,估计性能略下降。这主要归因于超高速运动下信道时变特性加剧,多普勒扩展显著增大,影响了导频序列的相关性与估计器的跟踪能力。

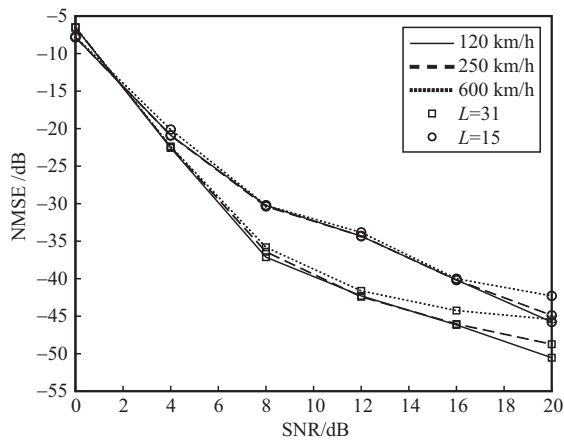


图8 不同速度下信道估计NMSE对比

图9对比了不同导频方案对应的CCDF性能。由图9可知,ZC序列导频、PGIS导频与不含导频的CCDF曲线几乎重合,且PGIS导频与ZC序列导频的PAPR性能均明显优于单脉冲导频,这得益于二者对应的时域信号具有近似恒定的包络特性。在相同的CCDF概率下,所提PGIS导频的PAPR较单脉冲导频降低约4 dB,且与原始数据帧的PAPR性能基本相当。

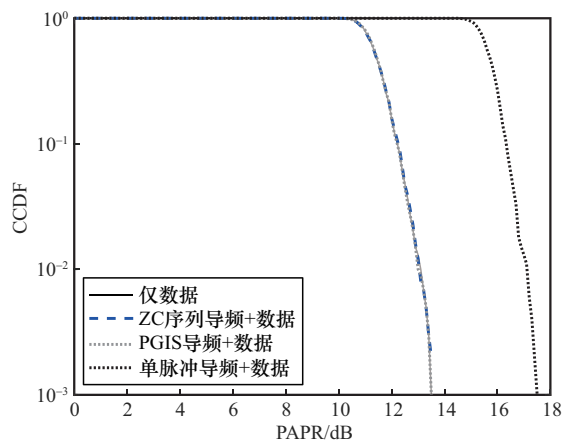


图9 不同导频方案的CCDF对比

## 4 结束语

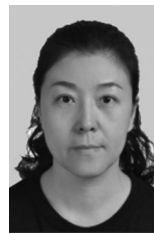
本文提出了一种面向OTFS系统的高能量效率PGIS导频信道估计方案,并设计了相应的PGIS构造方法。在相同导频开销条件下,仿真结果表明,相比于传统的单脉冲导频与序列导频方案,所提方案具有更优的信道估计精度。同时,所提方案在提升估计性能的同时,未引入额外的PAPR损失,且其PAPR显著低于单脉冲导频方案,兼具良好的功率效率与估计可靠性。本文工作为OTFS系统提供了一种新颖的高能量效率导频方案,并为PGIS在高速移动通信场景中的应用提供了有益参考。后续研究将进一步探索面向多输入多输出OTFS架构的PGIS导频序列优化设计。

## 参考文献:

- [1] 杨刚华,何高宁,陈睿荣,等. 6G无线空口传输技术研究进展与展望[J]. 中国科学: 信息科学, 2024, 54(5): 1078-1113.  
Yang G H, He G N, Chen R R, et al. Progress and prospect of 6G wireless air-interface transmission technology research[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2024, 54(5): 1078-1113.
- [2] Matz G, Bolcskei H, Hlawatsch F. Time-frequency foundations of communications: concepts and tools[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(6): 87-96.
- [3] Hadani R, Rakib S, Tsatsanis M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of the 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [4] Wei Z Q, Yuan W J, Li S Y, et al. Orthogonal time-frequency space modulation: a promising next-generation waveform[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(4): 136-144.
- [5] Liu H Y, Liu Y M, Yang M, et al. On the characterizations of OTFS modulation over multipath rapid fading channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(3): 2008-2021.
- [6] Ma Y Y, Ma G Y, Ai B, et al. Characteristics of channel spreading function and performance of OTFS in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 7038-7054.
- [7] Balan S, Joshi S. A study of high-speed railway communication channel models for OTFS-based systems[C]//Proceedings of the 2024 16th International Conference on Communication Systems & Networks (COMSNETS). Piscataway: IEEE Press, 2024: 765-768.
- [8] Zhou X Y, Ying K K, Gao Z, et al. Active terminal identification, channel estimation, and signal detection for grant-free NOMA-OTFS in LEO satellite Internet-of-things[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(4): 2847-2866.
- [9] 廖勇,罗渝,荆亚昊. 6G新型时延多普勒通信范式: OTFS的技术优势、设计挑战、应用与前景[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(5): 1827-1842.  
Liao Y, Luo Y, Jing Y H. 6G new time-delay Doppler communication paradigm: technical advantages, design challenges, applications and prospects of OTFS[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(5): 1827-1842.
- [10] Raviteja P, Phan K T, Hong Y. Embedded pilot-aided channel estimation for OTFS in delay-Doppler channels[J]. IEEE Transactions on Ve-

- hicular Technology, 2019, 68(5): 4906-4917.
- [11] Fish A, Gurevich S, Hadani R, et al. Delay-Doppler channel estimation in almost linear complexity[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(11): 7632-7644.
- [12] Murali K R, Chockalingam A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]//Proceedings of the 2018 Information Theory and Applications Workshop (ITA). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-10.
- [13] Hashimoto N, Osawa N, Yamazaki K, et al. Channel estimation and equalization for CP-OFDM-based OTFS in fractional Doppler channels[C]//Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [14] Ma T Y, Xu Y, Ou X W, et al. Iterative channel estimation for OTFS using ZC sequence with low peak-to-average power ratio[C]//Proceedings of the ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2023: 2276-2281.
- [15] 李一兵, 汤云鹤, 简鑫, 等. 面对高速移动场景的 OTFS 系统导频设计方法[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(2): 490-497.  
Li Y B, Tang Y H, Jian X, et al. Pilot design method for OTFS system in high-speed mobile scenarios[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2025, 47(2): 490-497.
- [16] 王永川, 周平, 黄局. 正交时频空调制的信道估计与信号检测技术研究现状[J]. 通信学报, 2024, 45(9): 229-243.  
Wang Y C, Zhou P, Huang J. Research status of channel estimation and signal detection techniques for orthogonal time frequency space modulation[J]. Journal on Communications, 2024, 45(9): 229-243.
- [17] Kanazawa Y, Iimori H, Pradhan C, et al. Superimposed pilot-based OTFS: will it work?[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2026, 75(3): 4192-4204.
- [18] Yuan W J, Li S Y, Wei Z 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.
- [19] 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, 2022, 21(4): 2258-2274.
- [20] He X D, Shu K, Yi Y H. A superimposed pilot with transition band channel estimation scheme for OTFS[J]. China Communications, 2026, 23(1): 107-124.
- [21] Zhao L, Gao W J, Guo W B. Sparse Bayesian learning of delay-Doppler channel for OTFS system[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(12): 2766-2769.
- [22] Srivastava S, Singh R K, Jagannatham A K, et al. Bayesian learning aided simultaneous row and group sparse channel estimation in orthogonal time frequency space modulated MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(1): 635-648.
- [23] Liu F, Yuan Z D, Guo Q H, et al. Message passing-based structured sparse signal recovery for estimation of OTFS channels with fractional Doppler shifts[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 7773-7785.
- [24] Fan P Z, Darnell M. Maximal length sequences over Gaussian integers[J]. Electronics Letters, 1994, 30(16): 1286-1287.
- [25] Lee C D, Hong S H. Generation of long perfect Gaussian integer sequences[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(4): 515-519.
- [26] Lee C D, Li C P, Chang H H, et al. Further results on degree-2 perfect Gaussian integer sequences[J]. IET Communications, 2016, 10(12): 1542-1552.
- [27] Liu T, Xu C Q, Li Y B, et al. New perfect Gaussian integer sequences from cyclic difference sets[J]. IET Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 2017, 100(12): 3067-3070.
- [28] 刘凯, 倪佳. 基于循环差集的最佳高斯整数序列构造[J]. 电子学报, 2021, 49(8): 1474-1479.  
Liu K, Ni J. Construction of perfect Gaussian integer sequences based on cyclic difference sets[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(8): 1474-1479.
- [29] 刘凯, 马国斌, 陈盼盼. 基于分圆类的完备高斯整数序列构造[J]. 电子学报, 2019, 47(4): 806-811.  
Liu K, Ma G B, Chen P P. Construction of perfect Gaussian integer sequences based on cyclotomic classes[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(4): 806-811.
- [30] 赵伟, 黄雷, 贾彦国, 等. 基于二阶分圆类的高能量效率完备高斯整数序列设计[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(6): 1952-1958.  
Zhao W, Huang L, Jia Y G, et al. High energy efficient perfect Gaussian integer sequence design based on second order cyclotomic classes[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(6): 1952-1958.
- [31] Chen X J, Li C L, Rong C M. Perfect Gaussian integer sequences from cyclic difference sets[C]//Proceedings of the 2016 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). Piscataway: IEEE Press, 2016: 115-119.
- [32] Fan P, Darnell M. Sequence design for communications applications[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [33] 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.  
Liu T J. Pilot sequence design and channel estimation based on orthogonal time frequency space (OTFS) systems[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2019.
- [34] Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.
- [35] Bar-David I, Boukris P. Reciprocal mean-square error and signal-to-noise ratio as distinct performance measures in below-threshold communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 1972, 20(5): 852-856.
- [36] Paterson K G. Generalized Reed-Muller codes and power control in OFDM modulation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(1): 104-120.
- [37] Bäuml R W, Fischer R F H, Huber J B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping[J]. Electronics Letters, 1996, 32(22): 2056-2057.

## [作者简介]



刘凯 (1977-), 女, 博士, 燕山大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信、编码理论。



吕晨 (2000-), 女, 燕山大学硕士生, 主要研究方向为序列设计与编码理论。