



研究与开发

## 一种适用于卫星物联网通信的极简同步方案

余忠洋<sup>1,2</sup>, 闫玉倩<sup>1,2</sup>

(1. 河南工程学院计算机学院, 河南 郑州 451191;  
2. 河南工业大学信息科学与工程学院, 河南 郑州 450001)

**摘要:** 在卫星物联网通信中, 导频资源和存储资源均受到一定限制, 传统同步方案及其硬件实现面临着很大的挑战。针对这一问题, 提出了一种基于双相关算子的极简同步方案, 包括频相解耦合估计和分块相关数据补偿两部分。其中, 频相解耦合估计部分提供了一个对莱斯衰落鲁棒的自相关频偏估计器和一个抗频偏能力强的低复杂度相偏估计器; 分块相关数据补偿部分只需使用基于互相关算子的少量数据补偿值便可以显著降低残留频偏的影响。仿真结果表明, 在最大仅5%的导频开销下, 所提极简同步方案能够实现频偏对相偏的解耦合, 同时比传统同步方案减少98%的存储空间占用并在低信噪比下获得接近的误码性能, 对未来卫星物联网通信系统的工程实现有着一定现实意义。

**关键词:** 导频资源; 存储资源; 双相关算子; 分块补偿; 卫星物联网通信

**中图分类号:** TN911.23

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2026047

## A minimal synchronization scheme for satellite IoT communications

Yu Zhongyang<sup>1,2</sup>, Yan Yuqian<sup>1,2</sup>

1. School of Computer Science, Henan University of Engineering, Zhengzhou 451191, China  
2. College of Information Science and Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China

**Abstract:** In satellite Internet of things (IoT) communications, both pilot and storage resources are limited such that conventional synchronization scheme and its hardware implementation have faced great challenges. To address this issue, a minimal synchronization scheme was proposed based on double correlation operators, including an auto-correlation based frequency-phase decoupled estimation and a cross-correlation based correlation blockwise data compensation. In specific, an auto-correlation frequency offset estimator robust was provided by the former to the Rice fading and a low-complexity phase offset estimator with a strong ability of anti-frequency offset. A small amount of cross-correlation based data compensation values were used by the latter to greatly lower the impact of residual frequency offset. Simulation results show that with a maximum pilot overhead of only five percents, the proposed mini-

收稿日期: 2025-05-27; 修回日期: 2025-09-22

通信作者: 余忠洋, xd\_yzy2013@sina.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62201198)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (No.62201198)

mal synchronization scheme can implement the frequency-to-phase decoupling, and can reduce storage space occupation by 98% and achieve near error performance at the low signal-to-noise ratio (SNR) compared with the conventional synchronization scheme, which has certain practical significance for engineering implementation of future satellite IoT communication systems.

**Key words:** pilot resource, storage resource, double correlation operator, blockwise compensation, satellite IoT communication

## 0 引言

卫星物联网通信逐渐被应用到地质监测、应急通信、海上通信等领域<sup>[1-3]</sup>。然而,有限的频谱资源(特别是L/S波段)和同一频段的多颗卫星及海量终端会导致导频资源竞争激烈。另一方面,受卫星体积、质量和功耗限制及海量终端影响,其存储资源会变得非常有限。这两个不利因素会给传统同步方案及其硬件实现带来很大的挑战。因此,如何在资源受限条件下设计一种极简同步方案来支持可靠的卫星物联网通信具有非常高的研究价值。

对于使用低成本振荡器的卫星物联网通信系统,相应的收发端会遭受较大载波频偏和相偏的影响,从而导致传统同步方案在少量导频辅助下对应的频偏估计会严重影响相偏估计,且后续的数据补偿会占用较大的存储空间。文献[4]针对短突发成形偏移正交相移键控传输系统提出了一种导频辅助的载波同步方案。考虑LoRa协议中的前导结构,文献[5]给出了一种联合时延、载波频偏和相偏的同步方案。针对宽带线性调频雷达系统,Yuan等<sup>[6]</sup>以包络互相关的频率峰值作为输入设计了一种有效的联合频偏和相偏估计。考虑低轨卫星正交时频空调制系统,Li等<sup>[7]</sup>利用导频辅助完成了对载波频相偏的准确估计。此外,针对低轨卫星通信系统中存在的大多普勒频移和相偏问题,文献[8]设计了一种导频辅助的载波同步方案。上述这些同步方案都是不同程度的极简同步方案。这些同步方案都采用了频偏估计器在相偏估计器之前执行操作,即所谓的频相耦合估计,

这样相偏估计器性能就依赖于频偏估计器精度。为了减弱频相耦合作用,这些同步方案通常会增加导频开销,这不利于频谱资源受限的卫星物联网通信。Rice<sup>[9]</sup>指出在频相耦合估计中,只要初始采样时刻设置在前导结构中间位置时,频偏估计的克拉美罗界就会与相偏估计的克拉美罗界相互解耦合。但由于接收端不知道初始采样时刻位置,无法人为设置该初始位置。另一方面,在频相耦合估计之后,这些极简同步方案大多会采用连续时刻数据补偿,即对接收数据进行逐时刻的频相偏补偿<sup>[4-8, 10-12]</sup>。这种数据补偿方式可以获得良好的解调性能,但缺点是需要占用较大的存储空间(与传输数据长度成正比),这势必会增加卫星物联网通信系统的硬件实现难度。

鉴于上述极简同步方案存在的缺点,设计了一种基于双相关算子的极简同步方案,包含频相解耦合估计和分块相关数据补偿两部分。其优势在于第一部分的自相关频偏估计对衰落不敏感且最大似然相偏估计具有低复杂度和抗大频偏;第二部分的分块相关数据补偿策略可显著降低存储空间占用并大大降低每个数据块中由残留频偏带来的最大累积相位。通过仿真验证了所提极简同步方案的有效性。

## 1 系统模型

考虑窄带低速率高仰角卫星物联网上行通信,其传输链路可近似建模为莱斯平坦衰落信道,则基于波特采样的基带接收信号可以表示为:



$$r(k) = hs(k)e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n(k), k \in \kappa_p \cup \kappa_d \quad (1)$$

其中,  $k$  表示采样时刻索引,  $h$  表示信道增益, 其幅度服从由莱斯因子  $K$  决定的莱斯分布,  $f_d$  和  $\theta$  分别表示载波频偏和相偏,  $s(k)$  表示能量归一化的调制信号,  $n(k)$  表示均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$  的复高斯随机变量,  $p$  和  $d$  分别表示导频块和数据块, 数据帧结构如图 1 所示,  $\kappa_p = \{\kappa_{p_i}, 1 \leq i \leq m\}$  为数据帧结构<sup>[13]</sup>中所有导频块采样索引集合,  $\kappa_d = \{\kappa_{d_j}, 1 \leq j \leq m-1\}$  为所有数据块采样索引集合 (其中  $p_i$  和  $d_j$  分别为第  $i$  个导频块和第  $j$  个数据块,  $m$  为导频块个数,  $m-1$  为数据块个数), 且  $\kappa_{p_i}$  和  $\kappa_{d_j}$  的具体形式分别由式 (2) 和式 (3) 给出:

$$\kappa_{p_i} = \left\{ k: 0 \leq k \leq L_{p_i} - 1, i = 1 \right\} \cup \left\{ k: \sum_{l=1}^{i-1} (L_{p_l} + L_{d_l}) \leq k \leq \sum_{l=1}^{i-1} (L_{p_l} + L_{d_l}) + L_{p_i} - 1, i > 1 \right\} \quad (2)$$

$$\kappa_{d_j} = \left\{ k: L_{p_1} \leq k \leq L_{p_1} + L_{d_1} - 1, j = 1 \right\} \cup \left\{ k: \sum_{l=1}^{j-1} (L_{p_l} + L_{d_l}) + L_{p_j} \leq k \leq \sum_{l=1}^j (L_{p_l} + L_{d_l}) - 1, j > 1 \right\} \quad (3)$$

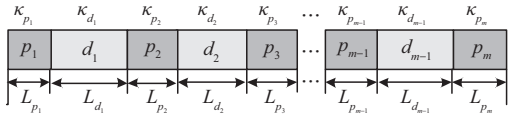


图1 数据帧结构

## 2 基于双相关算子的极简同步方案

基于双相关算子的极简同步方案实现流程如图 2 所示, 其中 “ $\otimes$ ” 表示共轭相乘。该方案首先对接收信号执行去调制操作得到所需的一般化相关操作, 然后再将相关操作中的自相关算子和互相关算子分别应用到频相解耦合估计和分块相关数据补偿两个模块中, 从而显著降低频相偏对接收信号的影响。

### 2.1 去调制操作与一般化相关操作

所谓去调制操作就是将已知导频调制信号的共轭形式与接收导频信号相乘, 从而消除其调制

信息, 这样就获得了去调制信号  $v(k)$ :

$$\begin{aligned} v(k) &= r(k) \cdot s(k)^* \\ &= hs(k)s(k)^* e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n(k)s(k)^* = \\ &= h e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n'(k), k \in \kappa_p \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $s(k)$  是一个确知的能量归一化的导频信号, 故  $s(k) \cdot s(k)^* = 1$  且  $n'(k) = n(k)s(k)^*$  仍是高斯噪声。显然, 去调制信号  $v(k)$  的可靠性不仅受噪声项  $n'(k)$  的影响, 还取决于信道增益  $h$ 。进一步地, 当  $k$  遍历  $\kappa_p$  时, 便可以获得一个去调制序列集合  $\mathbf{v} = \{\mathbf{v}_i, i = 1, 2, \dots, m\}$ , 其中,  $\mathbf{v}_i = \{v(k), k \in \kappa_{p_i}\}$  表示对应于第  $i$  个导频块  $p_i$  的去调制序列。

所谓一般化相关操作就是自相关操作和互相关操作的统称。它可以利用这两种相关操作估计出附加了任意相偏的载波频偏。前提是使用一个相关值集合  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\beta}|\tilde{\mathbf{v}}) = \{R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}), i = 1, 2, \dots, m\}$ , 其中  $\boldsymbol{\beta} = \{\beta_{1i}, i = 1, 2, \dots, m\}$  表示第 1 个导频块和第  $i$  个导频块之间的自/互相关延迟长度  $\beta_{1i}$  的集合,  $\tilde{\mathbf{v}} = \{\mathbf{v}_{1i}, i = 1, 2, \dots, m\}$  表示第 1 个去调制序列和第  $i$  个去调制序列的并集  $\mathbf{v}_{1i}$  的集合, 即  $\mathbf{v}_{1i} = \mathbf{v}_1 \cup \mathbf{v}_i$ 。特别地, 当  $i=1$  时,  $\mathbf{v}_{11}$  简记为  $\mathbf{v}_1$ , 那么基于式 (4), 可以定义一个相关算子  $R(\beta_{11}|\mathbf{v}_1)$ , 其具有如下表示形式:

$$\begin{aligned} R(\beta_{11}|\mathbf{v}_1) &= \frac{1}{L_{p_1} - \beta_{11}} \cdot \\ &= \sum_{k=0}^{L_{p_1} - \beta_{11} - 1} \left[ v(k)^* \cdot v(k + \beta_{11}) \right] = \\ &= \frac{1}{L_{p_1} - \beta_{11}} \sum_{k=0}^{L_{p_1} - \beta_{11} - 1} \left[ h^* e^{-j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n'(k)^* \right] \cdot \\ &= \left[ h e^{j(2\pi f_d T_s (k + \beta_{11}) + \theta)} + n'(k + \beta_{11}) \right] = \\ &= \psi e^{j2\pi f_d T_s \beta_{11}} + \zeta(\beta_{11}) \end{aligned} \quad (5)$$

由于式 (5) 仅使用了第一个导频块  $p_1$ , 该相关算子称作自相关算子<sup>[14-16]</sup>。在式 (5) 中,  $\beta_{11} \in (0, L_{p_1} - 1]$  表示自相关延迟长度,  $\psi = \mathbb{E}\{|h|^2\}$  表示接收导频信号的等效平均能量,  $\zeta(\beta_{11})$  为噪声项且由式 (6) 给出:

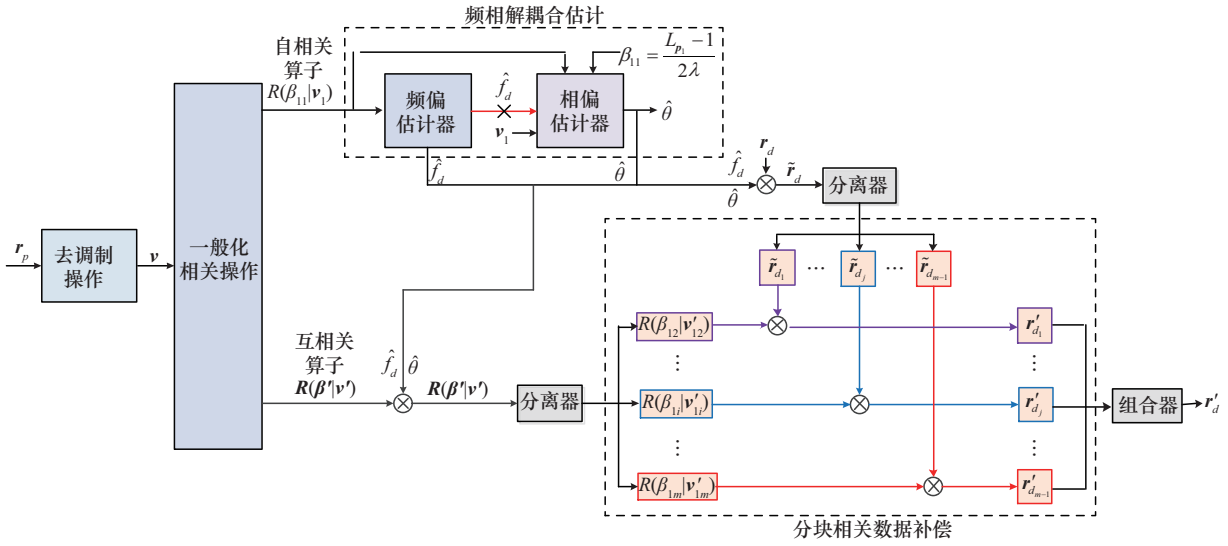


图2 基于双相关算子的极简同步方案实现流程

$$\zeta(\beta_{11}) = \frac{1}{L_{p_1} - \beta_{11}} \sum_{k=0}^{L_{p_1} - \beta_{11} - 1} \left[ h e^{j[2\pi f_d T_s(k + \beta_{11}) + \theta]} n'(k)^* + h e^{-j(2\pi f_d T_s k + \theta)} n'(k + \beta_{11}) + n'(k + \beta_{11}) n'(k)^* \right] \quad (6)$$

另一方面，当  $i > 1$  时，同样基于式 (4)，还可以定义另一个相关算子  $\mathbf{R}(\beta^i|\mathbf{v}^i)$  且  $\beta^i = \{\beta_{1i}, i = 2, \dots, m\}$ ,  $\mathbf{v}^i = \{v_{1i}, i = 2, \dots, m\}$ , 如式 (7) 所示：

$$\begin{aligned} R(\beta^i|\mathbf{v}^i) &= \frac{1}{L_{p_1}} \sum_{k=0}^{L_{p_1} - 1} [v(k)^* \cdot v(k + \beta_{1i})] = \\ &= \frac{1}{L_{p_1}} \sum_{k=0}^{L_{p_1} - 1} \left[ h^* e^{-j[2\pi f_d T_s k + \theta]} + n'(k)^* \right] \cdot \\ &= \left[ h e^{j(2\pi f_d T_s(k + \beta_{1i}) + \theta)} + n'(k + \beta_{1i}) \right] = \\ &= \psi e^{j2\pi f_d T_s \beta_{1i}} + \zeta(\beta_{1i}), i = 2, \dots, m \end{aligned} \quad (7)$$

由于该相关算子利用了多个不相交的导频块  $p_1 \sim p_m$ ，称为互相关算子<sup>[16-18]</sup>。在式 (7) 中， $\beta_{1i} = \sum_{l=1}^{i-1} (L_{p_l} + L_{d_l})$  表示互相关延迟长度， $\zeta(\beta_{1i})$  是噪声项，且具有类似于式 (6) 的表达形式：

$$\begin{aligned} \zeta(\beta_{1i}) &= \frac{1}{L_{p_1}} \sum_{k=0}^{L_{p_1} - 1} \left[ h e^{j[2\pi f_d T_s(k + \beta_{1i}) + \theta]} n'(k)^* + \right. \\ &= \left. h e^{-j(2\pi f_d T_s k + \theta)} n'(k + \beta_{1i}) + n'(k + \beta_{1i}) n'(k)^* \right] \end{aligned} \quad (8)$$

接下来，根据图2，基于双相关算子即式 (5) 和式 (7)，将详细阐述极简同步方案中频相解耦合估计和分块相关数据补偿两部分的具体实现步骤。

## 2.2 极简同步方案之频相解耦合估计

借助式 (5) 的自相关算子，设计一种频相解耦合估计模块，包括一个自相关频偏估计器和一个基于特定自相关值的最大似然相偏估计器。下面先给出该模块的实现步骤。

**步骤 1** 利用自相关算子  $R(\beta_{11}|\mathbf{v}_1)$  得到一个自相关频偏估计器，其频偏估计值  $\hat{f}_d$  为：

$$\begin{aligned} \hat{f}_d &= \frac{1}{2\pi T_s \beta_{11}} \arg \{ R(\beta_{11}|\mathbf{v}_1) \} = \frac{1}{2\pi T_s \beta_{11}} \arg \\ &= \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{L_{p_1} - \beta_{11} - 1} [v(k)^* \cdot v(k + \beta_{11})]}{L_{p_1} - \beta_{11}} \right\} = \frac{1}{2\pi T_s \beta_{11}} \arg \\ &= \left\{ \frac{1}{L_{p_1} - \beta_{11}} \sum_{k=0}^{L_{p_1} - \beta_{11} - 1} [h^* e^{-j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n'(k)^*] \cdot \right. \\ &= \left. [h e^{j(2\pi f_d T_s(k + \beta_{11}) + \theta)} + n'(k + \beta_{11})] \right\} = \end{aligned} \quad (9)$$

$4 \times \frac{1}{2\pi T_s \beta_{11}} \arg \{ \psi e^{j2\pi f_d T_s \beta_{11}} + \zeta(\beta_{11}) \}$  其中，估计范围为  $[-0.5, 0.5](\beta_{11} T_s)$ 。特别地，当  $\beta_{11} = 1$  时，该自相关频偏估计器可以估计出接近于符号速率  $1/T_s$  一半的频偏。在平坦衰落信道



下, 自相关频偏估计器的估计精度仅受噪声项  $\zeta(\beta_{11})$  的影响。

**步骤2** 考虑一个特定的自相关值  $R(\tilde{\beta}_{11}|\mathbf{v}_1)$  (其中  $\tilde{\beta}_{11} = (L_{p_1} - 1)/(2\lambda)$ ,  $\lambda$  称作解耦合系数), 将其共轭形式代入最大似然相偏估计器中可以得到无频偏补偿下的相偏估计值  $\hat{\theta}$ :

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= \arg \left\{ \underbrace{\left( \sum_{k=0}^{L_{p_1}/\lambda - 1} v(k) \right) \cdot R \left( \frac{L_{p_1} - 1}{2\lambda} | \mathbf{v}_1 \right)^*}_{\text{1次复乘}} \right\} = \\ &= \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_{p_1}/\lambda - 1} \left[ h e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n'(k) \right] \cdot \right. \\ &\left. \left[ \psi^* e^{j\pi f_d T_s (1 - L_{p_1})/\lambda} + \zeta \left( \left( \frac{L_{p_1} - 1}{2\lambda} \right)^* \right) \right] \right\} = \quad (10) \\ &= \arg \left\{ \psi^* h \cdot e^{j \left[ \theta + \pi f_d T_s \left( \frac{1}{\lambda} - 1 \right) \right]} \frac{\sin \left( \pi f_d T_s \frac{L_{p_1}}{\lambda} \right)}{\sin \left( \pi f_d T_s \right)} + \zeta \right\} \approx \\ &= \theta + \pi f_d T_s \left( \frac{1}{\lambda} - 1 \right), |f_d| \leq \frac{\lambda}{L_{p_1} T_s} \end{aligned}$$

需要说明的是, 式 (10) 的近似条件为适中的莱斯因子  $K$  和信噪比  $\text{SNR} \triangleq \psi/(2\sigma_n^2)$  (此时有  $\text{Im}\{h\} \approx 0$  和  $\text{Im}\{\zeta\} \approx 0$ ), 且频偏  $|f_d| \leq \lambda/(L_{p_1} T_s)$ 。否则, 需要引入信道均衡方法来消除信道增益  $h$  的影响。在式 (10) 中,  $\zeta$  为噪声项且具有如下形式:

$$\begin{aligned} \zeta &= \sum_{k=0}^{L_{p_1}/\lambda - 1} \left[ h e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} \zeta \left( \frac{L_{p_1} - 1}{2\lambda} \right)^* + \right. \\ &\left. n'(k) \zeta \left( \frac{L_{p_1} - 1}{2\lambda} \right)^* + \psi e^{-j\pi f_d T_s k (L_{p_1} - 1)/\lambda} n'(k) \right] \quad (11) \end{aligned}$$

同时讨论以下3种情况。

(1) 当  $\lambda=1$  时, 在较大频偏范围即  $|f_d| < 1/(L_{p_1} T_s)$  内, 均有  $\hat{\theta} \approx \theta$  且  $|\theta| < \pi$ 。

(2) 当  $\lambda > 1$  时, 在更大频偏范围即  $|f_d| < \lambda/(L_{p_1} T_s)$  内, 有  $\hat{\theta} \approx \theta + \pi f_d T_s (1/\lambda - 1)$  且  $|\theta| < \pi - \pi(\lambda - 1)/L_{p_1}$ 。

(3)  $\lambda$  的选择应当充分考虑实际场景中的频

偏大小和估计性能需求。

相较于第1种情况, 第2种情况下的最大似然相偏估计器会牺牲一些估计范围但获得了成倍增加的抗频偏范围。实际上, 第2种情况下真实相偏估计值可以由式 (12) 给出:

$$\hat{\theta}' \approx \hat{\theta} - \pi f_d T_s \left( \frac{1}{\lambda} - 1 \right) \quad (12)$$

其中,  $\hat{f}_d$  和  $\hat{\theta}$  分别可以从式 (9) 和式 (10) 中得到。

另一方面, 对于式 (10), 如果频偏超过了约定范围即  $|f_d| > \lambda/(L_{p_1} T_s)$ , 可以通过选择自相关延迟长度  $\beta_{11} \ll L_{p_1}/(2\lambda)$  的频偏估计器来确保所设计频相解耦合估计的可靠性。

为了比较起见, 再介绍下传统同步方案中频相耦合估计的实现流程, 传统同步方案频相耦合估计实现流程如图3所示。

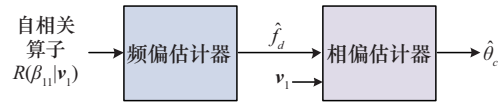


图3 传统同步方案频相耦合估计实现流程

同样, 其频偏估计器也是基于式 (9) 给出自相关算子。不同于上文的频相解耦合估计, 该估计需要先将得到的频偏估计值按照第1个导频采样索引集合  $\kappa_{p_1} = \{k: 0 \leq k \leq L_{p_1}/\lambda - 1\}$  依次补偿到对应的去调制信号中, 然后再进行最大似然相偏估计<sup>[19]</sup>, 即:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_c &= \arg \left\{ \underbrace{\sum_{k=0}^{L_{p_1}/\lambda - 1} \left[ v(k) \cdot e^{-j2\pi \hat{f}_d T_s k} \right]}_{L_{p_1}/\lambda \text{次复乘}} \right\} = \\ &= \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_{p_1}/\lambda - 1} \left[ h e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n'(k) \right] \cdot e^{-j2\pi \hat{f}_d T_s k} \right\} = \\ &= \arg \left\{ h \cdot e^{j \left[ \theta + \pi \Delta f_d T_s \left( \frac{L_{p_1}}{\lambda} - 1 \right) \right]} \frac{\sin \left( \pi \Delta f_d T_s \frac{L_{p_1}}{\lambda} \right)}{\sin \left( \pi \Delta f_d T_s \right)} + \zeta_c \right\} \approx \\ &= \theta, |\Delta f_d| \approx 0 \quad (13) \end{aligned}$$

其中,  $\Delta f_d \triangleq f_d - \hat{f}_d$  为估计补偿后的剩余频偏,  $\xi_c \triangleq \sum_{k=0}^{L_{p_i}/\lambda - 1} n'(k) e^{-j2\pi f_d T_s k}$  为噪声项。式 (13) 的成立条件类似于式 (10) 的成立条件, 区别在于该最大似然相偏估计要求剩余频偏  $\Delta f_d$  接近于 0, 即传统同步方案中 (最大似然) 相偏估计器的性能很大程度上依赖于自相关频偏估计器的估计精度。

另外, 除了解耦合特性外, 观察式 (10) 和式 (13) 可以发现, 对应于极简同步方案中的最大似然相偏估计器仅需要 1 次复乘运算, 而对应于传统同步方案中的最大似然相偏估计器则需要  $L_{p_i}/\lambda$  次复乘运算。这是所提同步方案的“极简”体现之一。

### 2.3 极简同步方案之分块相关数据补偿

根据图 2, 需要先在频相解耦合估计中得到的估计值  $\hat{f}_d$  和  $\hat{\theta}$  考虑到分块相关数据补偿中。这么做有两个目的: 一是用来补偿接收数据序列  $\mathbf{r}_d$  得到  $\tilde{\mathbf{r}}_d$ ; 二是用来校正式 (7) 中的互相关值序列  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\beta}'|\mathbf{v}')$  获得  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\beta}'|\mathbf{v}'')$ , 其中,  $\mathbf{v}''$  为  $\mathbf{v}'$  经频相偏估计值补偿后的结果。接着再利用  $\tilde{\mathbf{r}}_d$  和  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\beta}'|\mathbf{v}'')$  便可以实现分块相关数据补偿。对应的实现步骤如下。

#### 步骤 1 补偿数据序列 $\tilde{\mathbf{r}}_d$ 的分离

$\tilde{\mathbf{r}}_d$  分离成  $m-1$  个数据块即  $\{\tilde{\mathbf{r}}_{d_j}\} (j=1, 2, \dots, m-1)$ , 其中,  $\tilde{\mathbf{r}}_{d_j} \triangleq \{r'(k), k \in \kappa_{d_j}\}$  且  $r'(k)$  具有如下形式:

$$\begin{aligned} r'(k) &= r(k) \cdot e^{-j(2\pi \hat{f}_d T_s k + \hat{\theta})} = \\ &hs(k) e^{j(2\pi \Delta f_d T_s k + \Delta \theta)} + n''(k) \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $n''(k) = n(k) e^{-j(2\pi \hat{f}_d T_s k + \hat{\theta})}$  仍是一个高斯噪声,  $\Delta \theta \triangleq \theta - \hat{\theta}$  为剩余相偏。

#### 步骤 2 补偿互相关值序列 $\mathbf{R}(\boldsymbol{\beta}'|\mathbf{v}'')$ 的分离

$\mathbf{R}(\boldsymbol{\beta}'|\mathbf{v}'')$  分离成  $m-1$  个互相关值即  $R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}'')$  ( $i=2, 3, \dots, m$ ), 其中  $\mathbf{v}_{1i}'' \triangleq \mathbf{v}_1'' \cup \mathbf{v}_i''$ , 且  $R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}'')$  可以表示为:

$$\begin{aligned} R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}'') &= \frac{1}{L_{p_i}} \sum_{k=0}^{L_{p_i}-1} \left[ \left( \mathbf{v}(k) \cdot e^{-j(2\pi \hat{f}_d T_s k + \hat{\theta})} \right)^* \cdot \right. \\ &\left. \left( \mathbf{v}(k + \beta_{1i}) \cdot e^{-j[2\pi \hat{f}_d T_s (k + \beta_{1i}) + \hat{\theta}]} \right) \right] = \\ &\psi e^{j2\pi \Delta f_d T_s \beta_{1i} + \zeta} (\beta_{1i}) \end{aligned} \quad (15)$$

式 (15) 的推导过程类似于式 (7), 其中  $\zeta(\beta_{1i})$  也是噪声项, 其表达式类似于式 (8)。

#### 步骤 3 互相关值分块补偿到数据块中

$\mathbf{r}'_{d_j} = \tilde{\mathbf{r}}_{d_j} \cdot R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}'')^* = \{r'(k) \cdot R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}'')^* \triangleq \tilde{r}(k), k \in \kappa_{d_j}, j=i-1 \in \{1, 2, \dots, m-1\}\}$ , 且  $\tilde{r}(k)$  可以由式 (16) 给出:

$$\begin{aligned} \tilde{r}(k) &= r'(k) \cdot R(\beta_{1i}|\mathbf{v}_{1i}'')^* = \\ &\left[ hs(k) e^{j(2\pi \Delta f_d T_s k + \Delta \theta)} + n''(k) \right] \cdot \\ &\left[ \psi e^{-j2\pi \Delta f_d T_s \beta_{1i} + \zeta} (\beta_{1i}) \right]^* = \\ &\psi hs(k) e^{j[2\pi \Delta f_d T_s (k - \beta_{1i}) + \Delta \theta]} + \zeta' = \\ &\psi hs(k) e^{j(2\pi \Delta f_d T_s k' + \Delta \theta)} + \zeta' \end{aligned} \quad (16)$$

其中,  $k' = k - \beta_{1i} = k - \sum_{l=1}^j (L_{p_l} + L_{d_l}) \in \{k': -L_{d_j} \leq k' \leq -1\}$  为新的数据采样时刻索引,  $\zeta' = n''(k) \psi \cdot e^{-j2\pi \Delta f_d T_s \beta_{1i} + n''(k) \zeta(\beta_{1i})^* + hs(k) \zeta(\beta_{1i})^* \cdot e^{j(2\pi \Delta f_d T_s k + \Delta \theta)}$  为一个叠加噪声项, 因而会对所提的分块相关数据补偿有较大影响。需要通过以下两种方式来降低这个影响: 在保持较小的导频块长度  $L_{p_i}$  下增加导频块个数  $m$ , 或者考虑较少的导频块个数  $m$  而增大每个导频块长度  $L_{p_i}$ 。

#### 步骤 4 二次校正数据信号 $\mathbf{r}'_{d_j}$ 的组合

将  $\{\mathbf{r}'_{d_j}, j=1, 2, \dots, m-1\}$  组合成完整的数据序列  $\mathbf{r}'_d$ 。

结合式 (3) 对每个数据采样索引集合的定义, 便可以从式 (16) 中发现, 所提的分块 (互) 相关数据补偿能够显著降低每个数据块  $\tilde{\mathbf{r}}_{d_j}$  的最大累积相



位, 其原因在于新数据采样时刻索引  $k'$  的范围已经由原来的  $\left[ \sum_{l=1}^{j-1} (L_{p_l} + L_{d_l}) + L_{p_j}, \sum_{l=1}^j (L_{p_l} + L_{d_l}) - 1 \right]$  减少到  $[-L_{d_j}, -1]$ 。

为了比较起见, 再介绍下传统同步方案中连

$$\hat{\Delta f}_d = \frac{1}{m-1} \sum_{i=2}^m \arg \left\{ R(\beta_{1i} | \mathbf{v}_{1i}'' ) \right\} = \frac{\arg \left\{ \psi e^{j2\pi \Delta f_d T_s \beta_{12}} + \zeta(\beta_{12}) \right\}}{\beta_{12}} + \dots + \frac{\arg \left\{ \psi e^{j2\pi \Delta f_d T_s \beta_{1m}} + \zeta(\beta_{1m}) \right\}}{\beta_{1m}} \quad (17)$$

其中, 估计范围为  $[-0.5, 0.5](\beta_{1m} T_s)$ , 显然取决于第一个导频块  $p_1$  和最后一个导频块  $p_m$  之间的互相关延迟长度  $\beta_{1m}$ 。

然后, 再利用获得的估计值  $\hat{\Delta f}_d$  按照连续时刻遍历整个数据采样索引集合  $\kappa_d$  方式补偿到式 (14) 中, 即:

$$\tilde{r}_{ct}(k) = r'(k) \cdot e^{-j2\pi \hat{\Delta f}_d T_s k} = h_s(k) e^{j[2\pi(\Delta f_d - \hat{\Delta f}_d) T_s k + \Delta \theta]} + n'''(k), k \in \kappa_d \quad (18)$$

其中,  $n'''(k) = n''(k) e^{-j2\pi \hat{\Delta f}_d T_s k}$ 。

由式 (18) 可知, 连续时刻数据补偿所需要的补偿值数量是与传输数据长度有关的, 即  $L_{d_1} + L_{d_2} + \dots + L_{d_{m-1}}$ , 也就是补偿值为  $\left\{ e^{-j2\pi \hat{\Delta f}_d T_s (L_{p_1} + 1)}, \dots, e^{-j2\pi \hat{\Delta f}_d T_s [\sum_{l=1}^{m-1} (L_{p_l} + L_{d_l}) - 1]} \right\}$ 。显然, 传输数据长度要远远大于数据块个数 (即  $m-1$ ), 因此所提的分块 (互) 相关数据补偿可以大大减少对补偿值的存储空间。此外, 所提方案仅需要  $m-1$  个互相关值就可以完成整个接收数据序列的相位补偿。这是其另一个“极简”体现。

### 3 仿真分析

本节将比较极简同步方案与传统同步方案中频相解耦合估计和频相耦合估计的性能, 以及分块相关数据补偿和连续时刻数据补偿的存储空间占用及误码性能。需要说明的是, 本节所有仿真

连续时刻数据补偿的实现流程。在执行频相耦合估计之后, 连续时刻数据补偿需要先对式 (15) 进行取幅角操作, 再利用  $m-1$  个两两导频块求和与取平均操作, 得到剩余频偏  $\Delta f_d$  的估计值  $\hat{\Delta f}_d^{[20]}$ , 即:

结果利用 MATLAB2018b 软件通过多次蒙特卡洛仿真得到。考虑窄带低速率卫星物联网上行通信, 给出如下仿真条件。

仿真条件一: 正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 调制, 符号周期  $T_s = 50 \mu\text{s}$ , 第 1 个导频块长度  $L_{p_1} = 11$ , 信噪比  $\text{SNR} = 0, 5, 10, 15, 20, 25 \text{ dB}$ , 莱斯因子  $K = 0, 5, 10 \text{ dB}$ 。

仿真条件二: QPSK 调制, 符号周期  $T_s = 50 \mu\text{s}$ , (执行频相解耦合估计或频相耦合估计之后的) 剩余频偏  $\Delta f_d = 200 \text{ Hz}$ , 莱斯因子  $K = 5 \text{ dB}$ , 导频块个数  $m = 3$  (则数据块个数  $m-1 = 2$ ), 数据符号长度为 150, 导频符号长度分别为 3、6、9。需要说明的是, 当导频长度为 3 时, 需要使用第 1 个导频块中的 1 个导频符号, 且设置第 2 个和第 3 个导频块长度均为 1, 类似地, 当导频长度为 6 和 9 时, 需要使用第 1 个导频块中的 2 个和 3 个导频符号, 且设置第 2 个和第 3 个导频块长度均为 2 和 3。

#### 3.1 频相解耦合估计和频相耦合估计的比较

考虑仿真条件一, 根据式 (10)、式 (12) 及讨论的两种情况可知, 对于频相解耦合估计下的最大似然相偏估计器, 当  $\lambda = 1$  时, 它可以在  $|f_d| \leq 1800 \text{ Hz}$  内捕获到  $[-\pi, \pi]$  范围内的相偏; 当  $\lambda > 1$  时, 以  $\lambda = 2$  为例, 它可以在  $|f_d| \leq 3600 \text{ Hz}$  内估计出  $[-10\pi/11, 10\pi/11]$  范围内的相偏。

(1) 自相关频偏估计器的估计性能: 假设频偏

$f_d=1\ 600\ \text{Hz}$  (在 $\lambda=1$ 时频相解耦估计对应的最大似然相偏估计器的抗频偏范围内)。自相关频偏估计器的估计性能如图4所示,给出了自相关频偏估计器的均方误差(mean square error, MSE)性能。可知,对于 $K=0\ \text{dB}$ 和 $K=10\ \text{dB}$ ,自相关频偏估计器均能够取得较好的MSE性能。其原因在于式(9)中的 $\psi$ 是一个正实数,不会影响其取幅角操作。当 $\text{SNR} \geq 25\ \text{dB}$ 时,自相关频偏估计器的MSE会小于 $1 \times 10^{-4}$ 。从统计平均角度来看,剩余频偏 $\Delta f_d \leq \sqrt{1 \times 10^{-4}}/T_s = 200\ \text{Hz}$ 。这一数值就是仿真条件二中剩余频偏 $\Delta f_d = 200\ \text{Hz}$ 的来源。

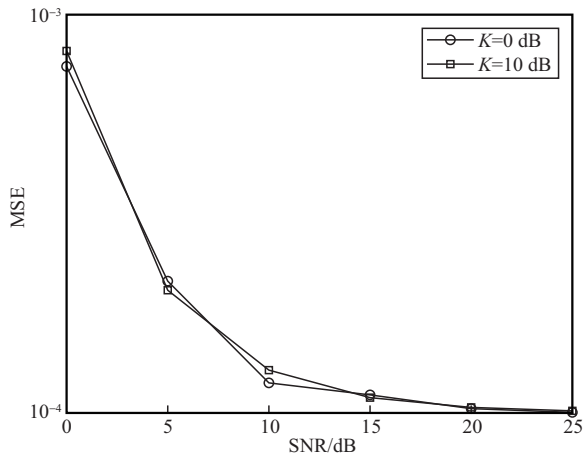
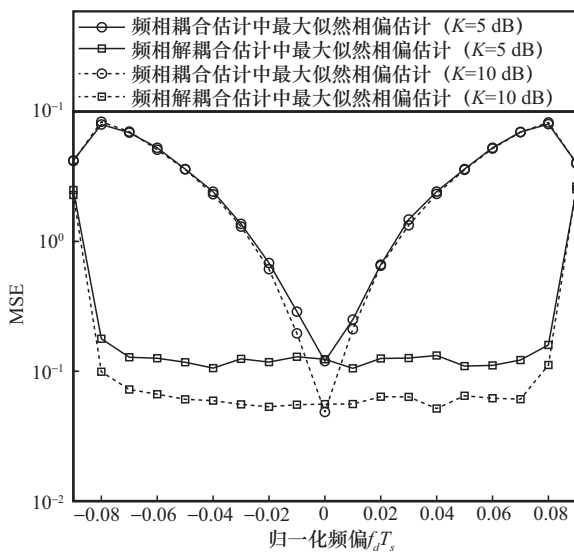


图4 自相关频偏估计器的估计性能



(a)  $\lambda=1$

考虑 $\text{SNR} = 10\ \text{dB}$ 和 $K = 0\ \text{dB}$ ,自相关频偏估计的蒙特卡洛分布如图5所示。其中,横轴表示仿真次数(累计到1 000次),纵轴表示每次仿真对应的频偏估计误差(取平方后的结果)。

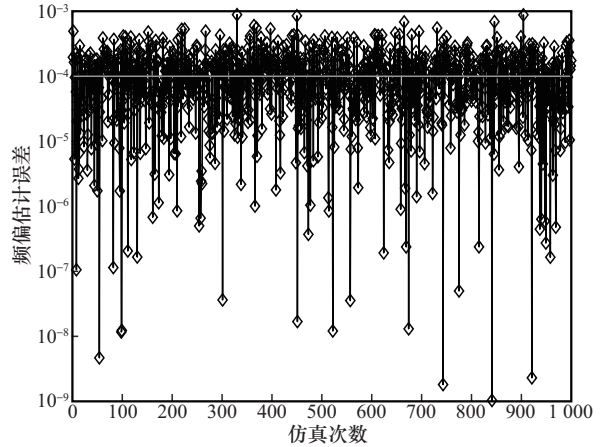
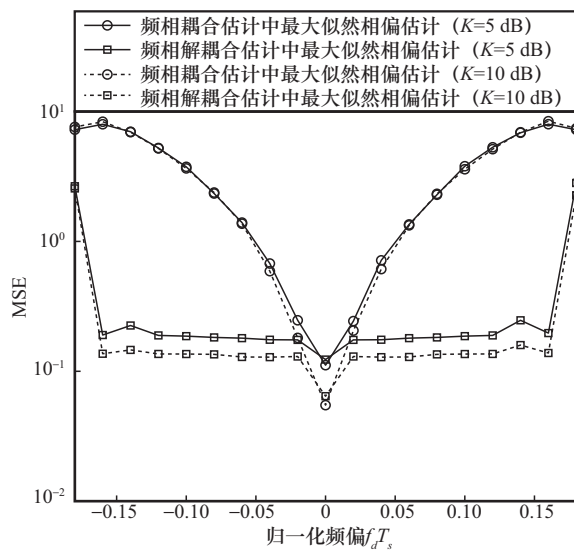


图5 自相关频偏估计的蒙特卡洛分布

从图5可以看出,每次估计误差(即估计值偏离程度)都有可能不同,但大部分误差集中在 $10^{-4}$ 附近,这与图4中对应SNR下的频偏估计MSE相一致。

(2) 最大似然相偏估计器的抗频偏性能:考虑 $\text{SNR} = 20\ \text{dB}$ 。不同 $\lambda$ 和 $K$ 下两种估计方式对应的最大似然相偏估计器的抗频偏能力比较如图6



(b)  $\lambda=2$

图6 不同 $\lambda$ 和 $K$ 下两种估计方式对应的最大似然相偏估计器的抗频偏能力比较



所示,展示了频相解耦合估计和频相耦合估计下最大似然相偏估计器的MSE性能。可见,只要频偏取值在约定范围内即 $|f_d| < \lambda/(L_{p_1}T_s)$ ,不管解耦合系数 $\lambda$ 和莱斯因子 $K$ 如何,频相解耦合估计下的最大似然相偏估计器都可以获得比频相耦合估计下的最大似然相偏估计器更好的性能。这是因为在自相关算子中选择一个特定的延迟长度 $\tilde{\beta}_{11} = (L_{p_1} - 1)/(2\lambda)$ 不仅可以减少相偏估计的复乘运算次数,还可以降低较大频偏对相偏估计的影响。另外,对于频相解耦合估计,解耦合系数 $\lambda$ 的取值与频偏大小是正相关的,即频偏越大, $\lambda$ 的取值就越大。此外,莱斯因子 $K$ 的增加会使信道增益 $h$ 的虚部趋近于0,对应的最大似然相偏估计器性能就越好,因此 $K = 10$  dB的相偏估计性能要优于 $K = 5$  dB的相偏估计性能。

### 3.2 分块相关数据补偿和连续时刻数据补偿的比较

考虑仿真条件二,接下来从存储空间占用和误码性能两方面比较分块相关数据补偿和连续时刻数据补偿。

(1) 存储空间占用:从卫星物联网通信应用的角度来说,其硬件实现的存储资源是相当宝贵的。因此,评估这两种数据补偿的存储空间占用很有必要。基于上述条件可知,连续时刻数据补偿的存储空间占用可视为传输数据长度,即150;而所提分块相关数据补偿的存储空间占用仅与使用的数据块个数有关,即2。显然,在数据补偿的过程中,后者对补偿值的存储空间占用极少。

(2) 误码性能:两种数据补偿的性能比较如图7所示,给出了这两种数据补偿的误比特率(bit error ratio, BER)性能。

由图7可以发现,当剩余频偏存在时,不作频偏补偿的QPSK系统无法正常工作;但采用了

分块相关数据补偿和连续时刻数据补偿后,对应的系统性能均会有不同程度的改善,且导频块长度越大,相应的性能改善程度就越明显。这是因为导频块长度的增加会平滑分块相关数据补偿中式(16)中的噪声项 $\xi'$ 和改善连续时刻数据补偿中式(17)中的估计值 $\Delta\hat{f}_d$ 。总体上,所提数据补偿性能与连续时刻数据补偿性能是相似的。不过在高信噪比区域(比如 $\text{SNR} > 21$  dB)且使用很少导频(比如小于6个)时,所提数据补偿要比连续时刻数据补偿差1 dB多。其原因是在高信噪比下后者的噪声方差会更小。

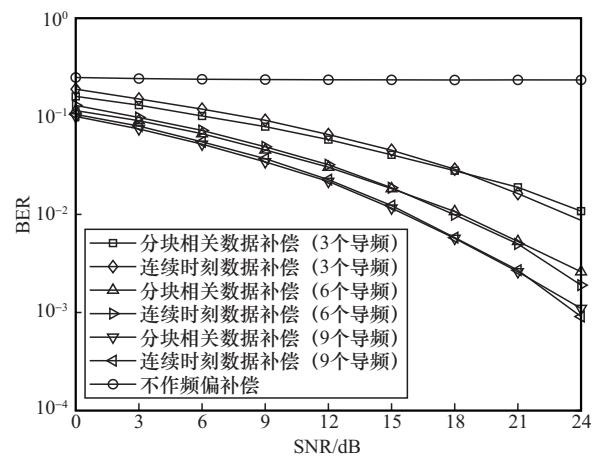


图7 两种数据补偿的性能比较

## 4 结束语

考虑卫星物联网通信的导频资源和存储资源双重受限下传统同步方案存在频相估计耦合及数据补偿占用存储空间大的问题,提出了一种基于双相关算子的极简同步方案。该方案的创新之处在于利用经典的双相关(即自相关和互相关)算子设计出频相解耦合估计和分块相关数据补偿。其中,前者给出一种对莱斯因子不敏感的自相关频偏估计器和一种对抗频偏能力强的低复杂度最大似然相偏估计器;而后者利用少量的等效数据补偿值便可以降低频相解耦合估计下残留频偏对数据解调的影响和连续时

刻数据补偿过程中的存储空间占用,从而更加适合卫星物联网通信的工程实现。所提方案只考虑了窄带低速率的卫星物联网上行链路,在未来的工作中,还需要研究宽带高速率低仰角传输场景下基于LoRa或NB-IoT体制的卫星物联网上行/下行链路的极简同步方案,助力6G时代的卫星物联网通信。

### 参考文献:

- [1] Fraire J A, Iova O, Valois F. Space-terrestrial integrated Internet of things: challenges and opportunities[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2022, 60(12): 64-70.
- [2] 王宏超, 屈杰. 基于GEO卫星的IoT NTN系统设计与实践[J]. *通信技术*, 2023, 56(6): 786-791.  
Wang H C, Qu J. Design and practice of IoT NTN system based on GEO satellite[J]. *Communications Technology*, 2023, 56(6): 786-791.
- [3] 柴瀛. 海洋物联网中的卫星通信[J]. *物联网技术*, 2022, 12(3): 28-30.  
Chai Y. Satellite communication in marine Internet of things[J]. *Internet of Things Technologies*, 2022, 12(3): 28-30.
- [4] Hosseini E, Perrins E. Burst-mode synchronization for SOQPSK[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2019, 55(6): 2707-2718.
- [5] Tapparel J, Afisiadis O, Mayoraz P, et al. An open-source LoRa physical layer prototype on GNU radio[C]//*Proceedings of the 2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-5.
- [6] Yuan M, He L T, Zhang Y X, et al. Instantaneous velocity estimation based on envelope cross correlation and joint frequency-phase estimation for wideband LFM radar[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2024, 24(9): 14471-14481.
- [7] Li S Y, Zhang M, Ju C, et al. Downlink carrier frequency offset estimation for OTFS-based LEO satellite communication system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(1): 163-167.
- [8] 张嘉怡, 余忠洋, 朱敏, 等. 低轨卫星通信中SCMA系统载波同步算法设计[J]. *系统工程与电子技术*, 2021, 43(5): 1354-1360.
- [9] Zhang J Y, Yu Z Y, Zhu M, et al. Design of carrier synchronization algorithm for SCMA system in LEO satellite communication[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2021, 43(5): 1354-1360.
- [9] Rice F. Carrier-phase and frequency-estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(2): 221-225.
- [10] Zhang X, Li H B, Liu J, et al. Joint delay and Doppler estimation for passive sensing with direct-path interference[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(3): 630-640.
- [11] Yu Z Y, Sun J H, Bai B M, et al. A phase increment-based frequency estimator for general PSAM in burst communications[C]//*Proceedings of the 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [12] Merlano-Duncan J C, Martinez-Marrero L, Querol J, et al. A remote carrier synchronization technique for coherent distributed remote sensing systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2021, 14: 1909-1922.
- [13] Yan Y Q, Yu Z Y, Xu M M, et al. Efficient frame optimization scheme for PSAM assisted transmission over Rician fading channel[C]//*Proceedings of the 2024 4th International Conference on Information Communication and Software Engineering (ICICSE)*. Piscataway: IEEE Press, 2024: 147-152.
- [14] Zhang Q, Yu Z Y, Bai B M. Carrier synchronizer in nonbinary LDPC coded modulation systems[C]//*Proceedings of the 12th EAI International Conference on Communications and Networking in China (ChinaCom 2017)*. Cham: Springer, 2018: 122-131.
- [15] Mei R R, Wang Z G, Hu W R. Design and implementation of a low-complexity and reconfigurable carrier frequency synchronizer for satellite communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(10): 2435-2439.
- [16] Mengali U, D'Andrea A N. Synchronization techniques for digital receivers[M]. New York: Plenum Press, 1997.
- [17] Wang S J, Tang X M, Lei J, et al. High-precision Doppler frequency estimation based positioning using OTFS modulations by red and blue frequency shift discriminator[J]. *China Communications*, 2024, 21(2): 17-31.



- [18] Zhang J Y, He Q L, Yu Z Y, et al. Low-complexity coherent iterative receiver for SCMA-based LEO satellite communications[C]//Proceedings of the 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [19] Wang Q, Quan Z, Bi S Z, et al. Joint ML/MAP estimation of the frequency and phase of a single sinusoid with Wiener carrier phase noise[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 337-350.
- [20] Wang D B, Chen B, Lyu N N, et al. Frequency synchronization based on a cascading cross-correlation function for CO-FBMC-OQAM[J]. Chinese Journal of Electronics, 2020, 29(4): 724-730.

[作者简介]



余忠洋 (1989-), 男, 博士, 河南工程学院计算机学院讲师, 主要研究方向为新一代移动通信、卫星通信、物联网通信等。



闫玉倩 (2001-), 女, 河南工业大学与河南工程学院联合培养硕士生, 主要研究方向为物联网通信。