

# 基于三导频帧结构的散射信道载波频偏估计算法

王栋良<sup>1</sup>, 谢 峥<sup>2</sup>, 赵世铎<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081; 2. 保利科技有限公司, 北京 100010)

**摘要:** 在对流层散射通信系统中, 收发机时钟偏差、散射体随机运动、收发机相对运动等因素都会使接收信号出现载波频率偏移; 传统频偏估计算法需要在估计精度和估计范围之间进行取舍, 难以获得大范围、高精度的频偏估计, 并且由于散射信道固有的快衰落特性, 频偏估计算法在散射信道中的统计性能会显著下降; 为了解决传统方法存在的问题, 对基于分段导频的频偏估计方法进行了研究; 将导频分三段插入数据帧中, 使用前导频和中间导频获得粗频偏估计, 使用前导频和后导频获得细频偏估计, 使用粗估计结果对细估计结果进行相位解卷绕, 经仿真测试实现了大范围、高精度频偏估计; 进一步地, 对频偏估计算法与跳频隐分集技术的结合应用进行了研究, 经仿真测试验证了该方法在散射信道下的中高信噪比区间内较传统方法可获得 2~3 dB 信噪比增益, 满足散射通信系统实际应用需求。

**关键词:** 对流层散射通信; 频偏估计; 导频序列; 相位解卷绕; 抗衰落

## Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm Based on Three Pilot Frame Structure for Troposcatter Channel

WANG Dongliang<sup>1</sup>, XIE Zheng<sup>2</sup>, ZHAO Shiduo<sup>1</sup>

(1. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China;  
2. Poly Technologies, Inc., Beijing 100010, China)

**Abstract:** In troposcatter communication systems, it can cause the carrier frequency offset of the received signal for the factors such as clock deviation of transceivers, random movement of scatterers, and relative movement of transceivers. Traditional frequency offset estimation algorithms need to make a trade-off between estimated accuracy and range, making it difficult to obtain the estimation of wide high-precision frequency offset. Additionally, due to the inherent fast fading characteristic of troposcatter channels, it will significantly decrease the statistical performance of frequency offset estimation algorithms in troposcatter channels. In order to solve the problem of traditional methods, a frequency offset estimation method based on segmented pilot is studied. The pilot sequence is divided into three segments and inserted into a data frame, obtains coarse frequency offset estimation by using the head and middle pilots, acquires fine frequency offset estimation by using the head and tail pilots, and adopts the coarse estimation results to perform phase unwrap on the fine estimation results. Simulation results show that this method can obtain wide high-precision frequency offset estimation. Furthermore, the application of combining the proposed algorithm and frequency hopping hidden diversity technology is researched. Simulation results demonstrate that compared with the traditional method, the proposed method can achieve a signal-to-noise ratio (SNR) gain of 2.0~3.0 dB in troposcatter channels with the medium to high SNR range, meeting practical requirements of troposcatter communication systems.

**Keywords:** troposcatter communication; frequency offset estimation; pilot sequence; phase unwrapping; anti-fading

## 0 引言

在对流层散射通信系统<sup>[1-5]</sup>中, 收发机时钟偏差、散射体随机运动、收发机相对运动等因素都会给接收端信号引入载波频偏。载波频偏会对解调结果造成误差,

进而影响通信系统误码率, 因此, 准确估计载波频偏是散射通信系统中的重要课题。

散射通信常用的频偏估计方法主要分为时域方法和频域方法。时域方法也分为两大类: 无辅助序列的方法和有辅助序列的方法。无辅助序列的方法利用循环前缀

收稿日期: 2024-10-20; 修回日期: 2024-11-25。

作者简介: 王栋良(1980-), 男, 硕士, 正高级工程师。

通讯作者: 赵世铎(1994-), 男, 博士, 工程师。

引用格式: 王栋良, 谢 峥, 赵世铎. 基于三导频帧结构的散射信道载波频偏估计算法[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(3): 176-182.

等发送信号自身特有的重复结构<sup>[6-7]</sup>, 使用两段相同数据序列间的相位差估计频偏, 这种方式开销较小但应用范围受限, 仅能用于 OFDM 等数据本身携带循环前缀的场景。有辅助序列的方法在一帧发送数据前后分别插入相同的导频序列<sup>[8]</sup>, 利用两段导频序列间的相位差估计频偏, 这种方法应用范围较广, 能够用于多种通信体制, 但存在频偏估计精度与估计范围的矛盾, 二者无法同时提高。频域方法通过对去调制后的导频序列或数据序列进行 FFT, 并对结果进行峰值搜索得到频偏估计值<sup>[9]</sup>, 但估计精度受采样率与 FFT 点数限制, 对于宽带信号需要进行更多点数的 FFT 运算才能保证估计精度, 计算复杂度较高。

近年来, 学者们提出了一些新型频偏估计方法。文献 [10] 针对采用成型偏移四相移键控信号的增强遥测综合网系统提出一种两步频偏估计算法, 通过分别进行粗估计和细估计步骤将频偏估计范围扩大了一倍, 但该方法仅能应用于特定通信系统和调制方式; 文献 [11] 利用期望最大化算法, 结合已知导频序列和未知数据序列共同进行频偏估计, 能在相同导频开销条件下提高估计精度, 但该方法需要多次迭代促使算法收敛, 计算复杂度较高。文献 [12] 采用深度学习算法进行频偏估计, 并分析了多种神经网络结构的估计效果, 但这类方法硬件实现难度较高, 与工程化尚有一定差距。

针对上述问题, 本文对传统的时域双导频算法进行改进, 提出一种基于三导频频结构的频偏估计方法。该方法在原有的数据前后两段导频之间插入第三段导频, 使用前中导频进行粗频偏估计, 使用前后导频进行细频偏估计, 并使用粗估计结果对细估计结果进行相位解卷绕, 在保持细频偏估计精度的条件下扩大细频偏估计范围, 获得大范围、高精度的频偏估计。在此基础上, 为了克服散射信道固有的衰落特性<sup>[13-14]</sup>对算法性能的恶化, 本文将提出方法与近年来散射通信领域提出的频率隐分集技术<sup>[15-17]</sup>相结合, 提升了算法在衰落信道中的估计性能。此外, 本文方法具有以下优点:

- 1) 通过在数据序列中插入导频序列的方式实现, 适用于数据序列使用各种调制方式的通信系统;
- 2) 无需迭代计算, 复杂度较低;
- 3) 基于互相关运算实现, 硬件实现简便, 易于工程化应用。

### 1 传统算法介绍及问题分析

假设发送基带符号序列为  $s(n)$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ,  $N$  为发送序列长度, 符号率为  $f_{\text{sym}}$ , 符号周期为  $T_{\text{sym}}=1/f_{\text{sym}}$ , 发送端上变频使用的载波频率为  $f_c$ 。则上变频后信号可表示为  $s(n) e^{j2\pi f_c n T_{\text{sym}}}$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ 。

假设由于信道中的散射体随机运动、收发机相对运

动等因素, 接收信号的载波频偏由  $f_c$  变为  $f_{c,\text{rev}}$ , 则接收端信号可表示为:

$$c(n) = A s(n) e^{j2\pi f_{c,\text{rev}} n T_{\text{sym}}} + \omega(n) \quad (1)$$

其中:  $A$  为复信道增益,  $\omega(n)$  为噪声序列。

假设接收端采用的下变频本振频率为  $f_{c,\text{ddc}}$  (由于收发机钟偏, 通常  $f_{c,\text{ddc}} \neq f_c$ ), 初始相位为  $\theta_{\text{ddc}}$ , 则接收端下变频后基带信号可表示为:

$$r(n) = c(n) e^{-j(2\pi f_{c,\text{ddc}} n T_{\text{sym}} + \theta_{\text{ddc}})} = A' s(n) e^{j2\pi \Delta f n T_{\text{sym}}} + v(n) \quad (2)$$

其中:  $A' = A e^{-j\theta_{\text{ddc}}}$  为接收端基带复信道增益,  $v(n) = \omega(n) e^{-j(2\pi f_{c,\text{ddc}} n T_{\text{sym}} + \theta_{\text{ddc}})}$  为接收端基带噪声序列,  $\Delta f = f_{c,\text{rev}} - f_{c,\text{ddc}}$  为载波频偏。

传统的基于分段导频的频偏估计方法在数据帧前后各插入一段导频, 形成如图 1 所示帧结构, 其中  $T$  为前后导频时间间隔。

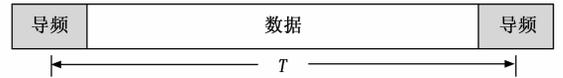


图 1 双导频频帧结构

假设采用的导频序列为  $p(n)$ ,  $n=0, 1, \dots, P-1$ ,  $P$  为导频序列长度, 数据序列长度为  $D$ 。前后导频间隔可表示为  $T = (D+P) T_{\text{sym}}$ 。根据式 (2), 收端前、后段导频可分别表示为  $A' p(n) e^{j2\pi \Delta f n T_{\text{sym}}} + v_1(n)$  和  $A' p(n) e^{j2\pi \Delta f (n+D+P) T_{\text{sym}}} + v_2(n)$ 。

传统方法采用以下步骤估计频偏  $\Delta f$ :

- 1) 将前段接收导频与本地导频  $p(n)$  进行互相关, 相关结果可表示为:

$$C_{\text{head}} = \sum_{n=0}^{P-1} p^*(n) [A' p(n) e^{j2\pi \Delta f n T_{\text{sym}}} + v_1(n)] = A' \sum_{n=0}^{P-1} |p(n)|^2 e^{j2\pi \Delta f n T_{\text{sym}}} + u_1(n) = A' \sum_{n=0}^{P-1} e^{j2\pi \Delta f n T_{\text{sym}}} + u_1(n) \quad (3)$$

注意这里假设发送导频序列中每个复符号的模值均为 1 (例如采用 BPSK 序列或 Zadoff-Chu 序列<sup>[18,19]</sup>), 即有  $|p(n)| = 1$ 。  $u_1(n) = \sum_{n=0}^{P-1} p^*(n) v_1(n)$  为相关结果中的噪声。

假设  $P$  为偶数 ( $P$  为奇数时同理), 对式 (3) 进行整理可得:

$$C_{\text{head}} = A' \sum_{n=0}^{P/2-1} (e^{j2\pi \Delta f n T_{\text{sym}}} + e^{j2\pi \Delta f (P-1-n) T_{\text{sym}}}) + u_1(n) = A' e^{j2\pi \Delta f [(P-1)/2] T_{\text{sym}}} \sum_{n=0}^{P/2-1} (e^{j2\pi \Delta f [n-(P-1)/2] T_{\text{sym}}} + e^{j2\pi \Delta f [(P-1)/2-n] T_{\text{sym}}}) + u_1(n) = A' (P/2) \cdot e^{j2\pi \Delta f [(P-1)/2] T_{\text{sym}}} + u_1(n) \quad (4)$$

- 2) 将后段接收导频与本地导频  $p(n)$  进行互相关, 参考式 (4), 相关结果可表示为:

$$C_{\text{tail}} = A'(P/2) \cdot e^{j2\pi\Delta f([D+P+(P-1)/2]) T_{\text{sm}}} + u_2(n) \quad (5)$$

其中： $u_2(n) = \sum_{n=0}^{P-1} p^*(n)v_2(n)$  为相关结果中的噪声。

3) 计算前后段导频之间由于频偏导致的相位旋转量：

$$\Delta C = \frac{A'(P/2) \cdot e^{j2\pi\Delta f([D+P+(P-1)/2]) T_{\text{sm}}} + u_2(n)}{A'(P/2) \cdot e^{j2\pi\Delta f((P-1)/2) T_{\text{sm}}} + u_1(n)} \quad (6)$$

若忽略噪声  $u_1(n)$  和  $u_2(n)$  的影响，式 (6) 可写为：

$$\Delta C = e^{j2\pi\Delta f(D+P) T_{\text{sm}}} \quad (7)$$

但是  $u_1(n)$  和  $u_2(n)$  的存在会影响式 (7) 中结果的幅度和相位，最终式 (6) 表示为：

$$\Delta C = \gamma e^{j(2\pi\Delta f(D+P) T_{\text{sm}} + \epsilon)} \quad (8)$$

其中： $\gamma$  为包含误差的幅度值， $\epsilon$  为相位误差。

4) 采用频偏旋转量  $\Delta C$  的相角（前后导频间相位差）获得频偏估计：

$$\hat{\Delta f} = \frac{\arg(\Delta C)}{2\pi(D+P) T_{\text{sym}}} = \Delta f + \frac{\epsilon}{2\pi(D+P) T_{\text{sym}}} = \Delta f + \frac{\epsilon}{2\pi T} \quad (9)$$

其中： $\arg(\cdot)$  为取复数角度的弧度值运算符。由于  $\arg(\cdot)$  的结果范围为  $[-\pi, \pi)$ ，因此这种方式的频偏估计范围约为（忽略误差项  $\epsilon/2\pi T$  的影响）：

$$-\frac{1}{2(D+P) T_{\text{sym}}} \leq \Delta f < \frac{1}{2(D+P) T_{\text{sym}}} \quad (10)$$

即

$$-\frac{1}{2T} \leq \Delta f < \frac{1}{2T} \quad (11)$$

可见，用于频偏估计的两段导频的间隔  $T$  越大，则频偏估计范围越小； $T$  越小，则频偏估计范围越大。

另一方面，由于随机估计误差  $\epsilon/2\pi T$  的方差会随  $T = (D+P) T_{\text{sym}}$  的增大而减小，因此  $T$  越大则频偏估计  $\hat{\Delta f}$  的均方误差越小； $T$  越小则  $\hat{\Delta f}$  的均方误差越大。

综上，在传统方法中，频偏估计的范围和精度是一对矛盾，通过增大导频间隔  $T$ ，能够提高频偏估计精度，但估计范围会缩小；通过减小  $T$ ，能够扩大频偏估计范围，但估计精度会下降。

当实际频偏大小超过式 (11) 中传统方法的频偏估计范围时，将出现相位卷绕问题。

假设实际频偏为：

$$\Delta f = \hat{\Delta f} + k \frac{1}{T} \quad (12)$$

其中： $\hat{\Delta f} \in [-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ ， $k$  为非 0 整数。则式

(8) 中的相位旋转量可表示为：

$$\Delta C = \gamma e^{j(2\pi\hat{\Delta f}(D+P) T_{\text{sm}} + 2\pi k\epsilon)} \quad (13)$$

由于式 (13) 中  $\Delta C$  的相位与式 (8) 中的相位相

差  $2\pi k$ ，即发生了相位卷绕，因此对式 (13) 求  $\arg(\cdot)$  的结果与对式 (8) 求  $\arg(\cdot)$  的结果相同，此时真实频偏值  $\Delta f$  被错误估计为：

$$\hat{\Delta f} = \frac{\arg(\Delta C)}{2\pi(D+P) T_{\text{sym}}} = \hat{\Delta f} + \epsilon/2\pi T \quad (14)$$

对比式 (14) 和式 (9) 可知错误估计结果与正确估计值相差  $k \frac{1}{T}$ 。

## 2 基于三导频帧结构的频偏估计算法

针对传统方法中实际频偏值超出频偏估计范围时出现的相位卷绕问题，本文提出一种基于三导频帧结构的频偏估计方法，能够在不降低估计精度的条件下解决相位卷绕问题，获得正确频偏估计，从而扩展频偏估计范围，得到大范围、高精度的频偏估计。

提出方法依然采用基于分段导频的帧结构，与传统方法不同的是，提出方法在原有的前后两段导频之间插入了第三段导频，形成如图 2 所示帧结构。将前中导频时间间隔记为  $T_1$ ，前后导频时间间隔记为  $T_2$ ，其中  $T_2 > T_1$ 。

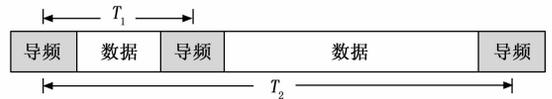


图 2 提出算法的帧结构

假设实际频偏值为：

$$\Delta f = \hat{\Delta f} + k \frac{1}{T_2} \quad (15)$$

其中： $\hat{\Delta f} \in [-\frac{1}{2T_2}, \frac{1}{2T_2})$ ， $k$  为非 0 整数。根据式 (11)，该频偏值超出了前后导频的频偏估计范围。

根据式 (14)，采用前后导频可得频偏估计：

$$(\hat{\Delta f})_2 = \hat{\Delta f} + \frac{\epsilon}{2\pi T_2} \quad (16)$$

由前文分析可知，该值与正确估计值相差  $k \frac{1}{T_2}$ ，

其中  $k$  为未知参数。

对式 (15) 进行变形可以得到：

$$\Delta f T_2 = \hat{\Delta f} T_2 + k \quad (17)$$

由于  $\hat{\Delta f} \in [-\frac{1}{2T_2}, \frac{1}{2T_2})$ ，因此  $\hat{\Delta f} T_2 \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2})$ 。忽略左边界点，可采用对  $\Delta f T_2$  四舍五入的方式计算  $k$  值，即：

$$k = \text{round}(\Delta f T_2) \quad (18)$$

其中： $\text{round}(\cdot)$  为四舍五入取整运算符。

假设前中导频间隔  $T_1$  满足：

$$-\frac{1}{2T_1} \leq \Delta f < \frac{1}{2T_1} \quad (19)$$

根据式 (11) 可知实际频偏没有超出前中导频的频偏估计范围。根据式 (9), 采用前中导频可得频偏估计:

$$(\hat{\Delta f})_1 = \Delta f + \frac{\epsilon}{2\pi T_1} \quad (20)$$

在中高信噪比下, 估计误差  $\frac{\epsilon}{2\pi T_1}$  较小, 此时  $(\hat{\Delta f})_1 \approx \Delta f$ 。

用  $(\hat{\Delta f})_1$  替代式 (18) 中的  $\Delta f$  可得对  $k$  值的估计为:

$$\hat{k} = \text{round}((\hat{\Delta f})_1 T_2) \quad (21)$$

采用  $\hat{k}$ , 可对式 (16) 中的估计结果进行相位解卷绕。在  $\hat{k}$  估计正确即  $\hat{k} = k$  的情况下可得到正确的频偏估计:

$$\hat{\Delta f} = (\hat{\Delta f})_2 + \hat{k} \frac{1}{T_2} = \Delta f + \frac{\epsilon}{2\pi T_2} \quad (22)$$

可见, 最终的频偏估计误差仍保持为前后导频的  $\frac{\epsilon}{2\pi T_2}$  没有下降, 而估计范围由前后导频的频偏估计范围:

$$-\frac{1}{2T_2} \leq \Delta f < \frac{1}{2T_2} \quad (23)$$

扩大了  $\frac{T_2}{T_1}$  倍, 成为:

$$-\frac{1}{2T_1} \leq \Delta f < \frac{1}{2T_1} \quad (24)$$

综上, 将提出方法的具体频偏估计步骤总结如下:

1) 使用前后导频, 按照传统方法步骤获得估计范围较小但估计精度较高的频偏估计  $(\hat{\Delta f})_2$  (下文称之为“细频偏估计”);

2) 使用前中导频, 按照传统方法步骤获得估计范围较大但估计精度较低的频偏估计  $(\hat{\Delta f})_1$  (下文称之为“粗频偏估计”);

3) 使用式 (21), 根据  $(\hat{\Delta f})_1$  计算获得对参数  $k$  的估计  $\hat{k}$ ;

4) 使用式 (22), 对细频偏估计  $(\hat{\Delta f})_2$  进行相位解卷绕, 获得大范围、高精度的频偏估计  $\hat{\Delta f}$ 。

计算复杂度方面, 提出方法与传统方法的主要计算量均为计算接收导频与本地导频的互相关值, 所需的复数乘法次数数量级均为  $O(P)$ , 即与导频符号数  $P$  成线性关系。

帧结构开销方面, 提出方法略微增大了导频开销, 但该开销在数据符号数  $D \gg$  导频符号数  $P$  时可忽略不计。

实际应用中,  $T_1$  的取值不宜过小。  $T_1$  减小会使式 (20) 中的误差项增大, 影响粗频偏估计精度, 进而通过式 (21) 和式 (22) 降低最终频偏估计的精度。

### 3 性能分析

本节分别在 Gaussian 信道和典型散射信道中仿真并对比传统方法与提出方法的性能。

#### 3.1 高斯信道仿真

首先在高斯信道中仿真算法性能。仿真中, 采用 Zadoff-Chu 序列作为导频, 导频序列长度  $P=32$ , 数据部分采用随机的 BPSK 符号填充。仿真中的符号率取  $f_{\text{sym}}=1 \text{ MHz}$ , 因此导频的时间长度为  $32 \mu\text{s}$ 。固定信噪比为 10 dB, 仿真传统方法在前后导频间距  $T=1 \text{ ms}$ 、 $2 \text{ ms}$ 、 $4 \text{ ms}$ 、 $8 \text{ ms}$  情况下的频偏估计均方误差与频偏关系曲线, 仿真结果如图 3 所示。

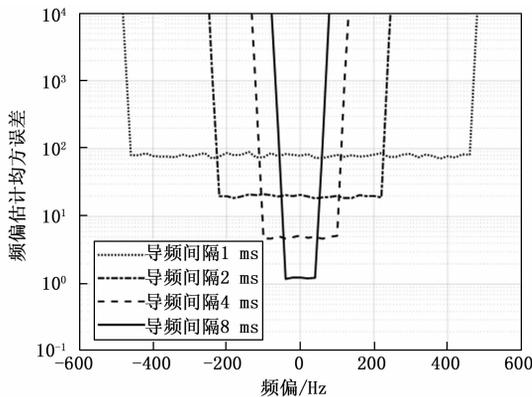


图 3 高斯信道下传统方法不同导频间隔的频偏估计均方误差与频偏关系曲线

由图 3 可见, 传统方法的频偏估计范围随着前后导频间隔  $T$  的增大而降低, 且估计范围与  $T$  的关系基本符合式 (10) 中规律, 对于超出估计范围的频偏, 估计均方误差会显著增大; 另外, 由图 3 可以看出传统方法在估计范围内的频偏估计精度随  $T$  的增大而升高, 即存在估计精度与估计范围之间的矛盾。

固定信噪比为 10 dB, 仿真提出方法在前后导频间距  $T_2=8 \text{ ms}$ , 前中导频间距  $T_1=1 \text{ ms}$ 、 $2 \text{ ms}$ 、 $4 \text{ ms}$  情况下 (相当于在图 3 传统方法帧结构的基础上在不同位置插入中间导频, 如图 4 所示) 的频偏估计均方误差与频偏关系曲线, 仿真结果如图 5 所示。

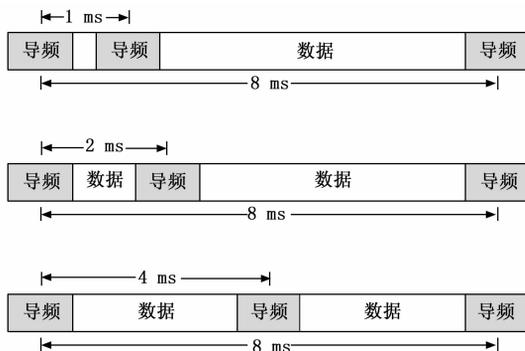


图 4 提出算法仿真中使用的调整中间导频位置的帧结构示意图

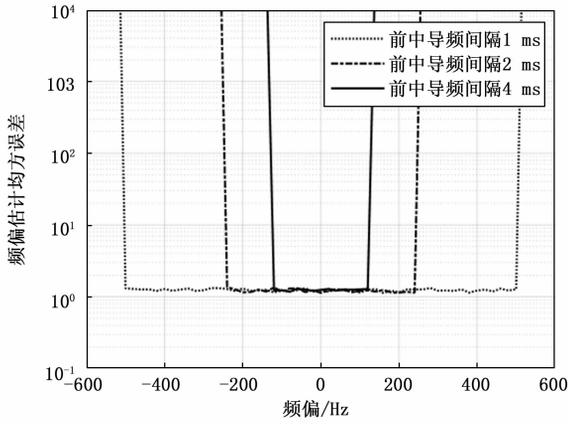


图 5 高斯信道下提出方法中间导频在不同位置的频偏估计均方差与频偏关系曲线

由图 5 可见，改变前中导频的间隔仅影响频偏估计范围，不影响估计范围内的估计精度。这是因为提出方法的频偏估计精度取决于细频偏估计的精度，在前后导频间距固定为  $T_2 = 8$  ms 的情况下，细频偏估计的精度与图 3 中导频间隔 8 ms 的传统方法估计精度一致；另外，由图 5 可以看出提出方法的频偏估计范围取决于粗频偏估计范围，在前中导频间距  $T_1 = 1$  ms、2 ms、4 ms 情况下，粗频偏估计范围与图 3 中前后导频间隔  $T = 1$  ms、2 ms、4 ms 时的传统方法估计范围基本一致。综合对比图 3 和图 5 可以看出，提出方法通过引入第三段导频，能够在相同估计精度下获得比传统方法更宽的频偏估计范围，实现大范围、高精度的频偏估计。

固定载波频偏为  $\Delta f = 20$  Hz，仿真传统方法与提出方法在不同导频间距参数下的频偏估计均方差与信噪比关系曲线，仿真结果如图 6 所示。

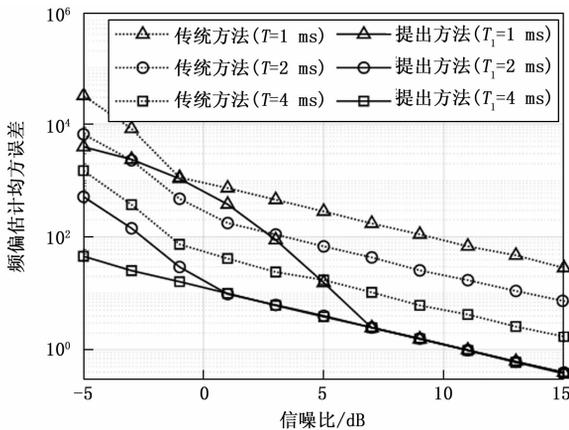


图 6 高斯信道下提出方法与传统方法的估计均方差与信噪比关系曲线

由图 6 可见，在相同估计范围下 ( $T = T_1$  的情况下)，提出方法在各信噪比下频偏估计精度均优于传统方法，且随着  $T_1$  的增加，提出方法能够在更宽的信噪比区间内获得高精度频偏估计。在实际应用中，可以利

用这一性质，通过调整中间导频的位置在估计范围和估计性能之间进行折中，以适应不同应用场景下的频偏估计需求。

依然固定载波频偏为  $\Delta f = 20$  Hz，对比提出方法与频域频偏估计方法的性能。对于频域方法，使用的导频长度与提出方法三段导频长度之和相同，确保具有相同的导频开销。由于频域方法适用于窄带场景，将符号率降低为  $f_{sym} = 25$  kHz，采样率等于符号率。FFT 点数分别取  $N_{fft} = 2048$ 、4096、8192、16384。仿真结果如图 7 所示。

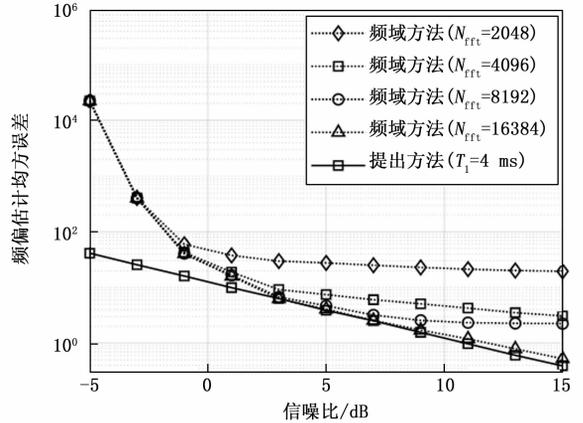


图 7 高斯信道下提出方法与频域方法的估计均方差与信噪比关系曲线

由图 7 可见，频域方法的频偏估计性能与  $N_{fft}$  有关。当  $N_{fft}$  较小时，频域方法估计精度较差，且在高信噪比下会出现“地板效应”。随着  $N_{fft}$  增加，频域方法的估计精度逐渐提高。在本仿真中，当  $N_{fft}$  增大至 16384 时，频域方法在中高信噪比下的估计精度基本与提出方法一致，而在低信噪比区间内提出方法的估计性能始终优于频域方法。同时，频域方法的计算复杂度为  $O(N_{fft} \log N_{fft})$ ，通常  $N_{fft} \gg P$ ，因此提出方法在计算复杂度方面相比频域方法有明显优势。

### 3.2 散射信道仿真

在散射信道中，除了高斯噪声还存在信道衰落，在信道衰落较深时会大幅降低接收端信噪比，给频偏估计结果造成较大误差。本文将提出方法与跳频隐分集技术结合，用于对抗散射通信信道的衰落。

跳频隐分集技术的基本依据是当两个频率间隔足够远时，他们的衰落情况可视为相互独立的。基于这一观察，将发送端的长数据帧交织、分段后使用不同载频发出，使它们经历不同衰落程度的信道。在接收端，对不同载频上的数据分别解调，并通过解交织操作将某个或某几个深衰落频点上的集中错误打散到整个长数据帧中，化为随机错误，最后通过高性能信道编译码将其纠正，提升通信系统在衰落信道下的误码性能，实现隐分集的效果。本文所提算法能够很简便地嵌入跳频隐分集

散射通信系统中。对跳频隐分集散射通信系统中每一个载频上的数据帧, 均采用如图 2 所示帧结构, 假设总跳频频点数为  $N$ , 接收端的处理步骤如下:

1) 对每个载频上的数据帧, 分别计算前中导频和前后导频的相位旋转量  $(\Delta C)_{i,1}$ 、 $(\Delta C)_{i,2}$ , 其中  $i=0, \dots, N-1$  为跳频频点序号;

2) 对全部  $N$  个载频上的数据, 分别计算前中导频和前后导频相位旋转量的平均值  $(\overline{\Delta C})_1$  和  $(\overline{\Delta C})_2$ ;

$$(\overline{\Delta C})_1 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (\Delta C)_{i,1} \quad (25)$$

$$(\overline{\Delta C})_2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (\Delta C)_{i,2} \quad (26)$$

由于不同载频处的衰落相互独立, 不同载频处相位旋转量估计值的误差也相互独立, 因此步骤 2) 相当于分集操作中等增益合并;

3) 分别使用  $(\overline{\Delta C})_1$  和  $(\overline{\Delta C})_2$  计算粗频偏估计  $(\hat{\Delta f})_1$  和细频偏估计  $(\hat{\Delta f})_2$ ;

4) 使用式 (21)、式 (22) 获得最终频偏估计  $\hat{\Delta f}$ 。

接收端处理流程示意图如图 8 所示。

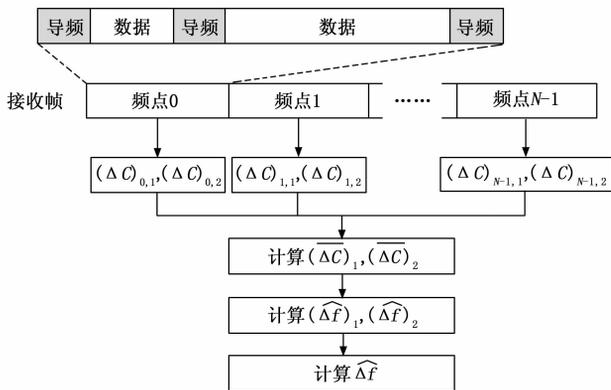


图 8 本文方法应用于跳频隐分集散射通信系统的接收端流程图

下面在典型散射信道中仿真算法性能。采用散射信道经典的 7 径信道模型<sup>[20]</sup>, 信道的时延-功率谱如图 9 所示, 每条路径均服从瑞利衰落, 且衰落特性相互独立。信道的多径时延展宽通过式 (27) 确定<sup>[20]</sup>:

$$D_c = \frac{1.2d^2}{f_c M a} \quad (27)$$

其中:  $d$  为收发两站的大圆距离, 仿真中取 180 km,  $f_c$  为工作频率, 仿真中取 4.7 GHz,  $M$  为天线口面直径, 仿真中取 1.2 m,  $a$  为地球等效半径, 仿真中取 8 500 km。在上述参数下可计算得到  $D_c = 0.811 \mu\text{s}$ , 7 条路径的时延在该范围内均匀分布。

仿真中采用图 8 所示帧结构, 并采用跳频隐分集技术抗衰落, 总跳频频点数分别取  $N=1, 2, 4, 8$ 。对于传统方法, 固定前后导频间隔为  $T=4 \text{ ms}$ , 对于提出方法, 固定  $T_1=4 \text{ ms}$ 、 $T_2=8 \text{ ms}$ , 信噪比统一设置为

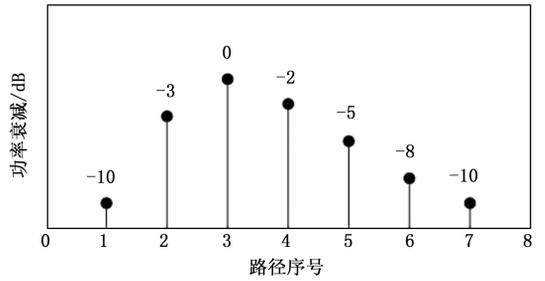


图 9 散射信道典型时延-功率谱

10 dB, 仿真传统方法与提出方法在不同分集重数下的频偏估计均方误差与频偏关系曲线, 仿真结果分别展示于图 10 和图 11 中。

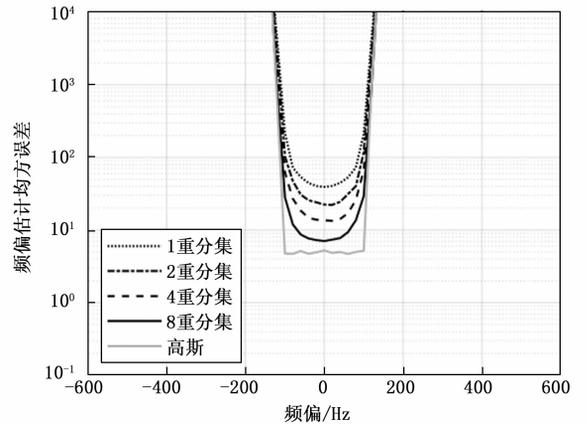


图 10 散射信道下传统方法不同分集重数下的频偏估计均方误差与频偏关系曲线

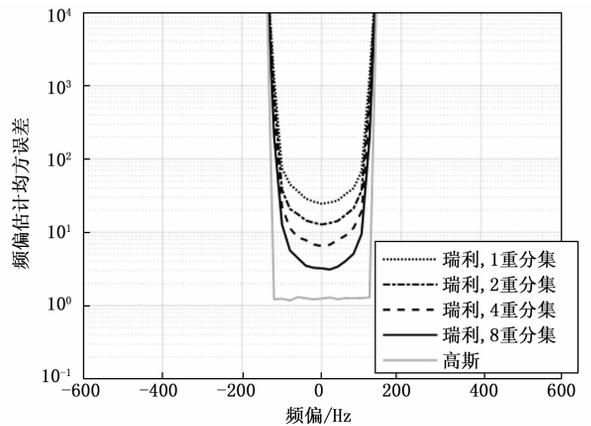


图 11 散射信道下提出方法不同分集重数下的频偏估计均方误差与频偏关系曲线

由图 10 和图 11 可见, 在不采用分集措施 (1 重分集) 的情况下, 瑞利衰落信道中的频偏估计均方误差显著高于高斯信道, 这体现了瑞利衰落对频偏估计算法性能的恶化。在采用跳频隐分集技术后, 频偏估计的均方误差随分集重数的提升逐渐下降, 在 8 重分集下已接近高斯信道性能, 证明了本文中频偏估计算法与跳频隐分集技术结合的有效性。同时, 在频偏估计范围内, 提出

方法在各分集重数下的估计均方误差均优于传统方法,证明了提出方法在瑞利衰落信道中具有估计精度优势。

固定载波频偏为  $\Delta f=20$  Hz、总跳频频点数为  $N=8$ , 仿真传统方法与提出方法在不同导频频距参数下的频偏估计均方误差与信噪比关系曲线, 仿真结果如图 12 所示。

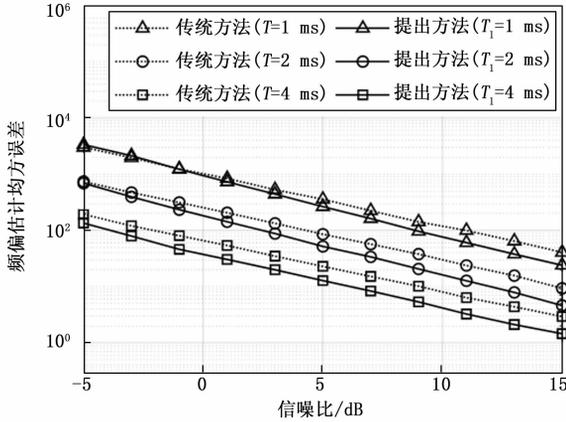


图 12 散射信道下提出方法与传统方法的估计均方误差与信噪比关系曲线

由图 12 可见, 在相同估计范围下 ( $T=T_1$  的情况下), 提出方法在散射信道中各信噪比下的的频偏估计精度均优于或接近传统方法, 在中高信噪比下具有 2~3 dB 信噪比增益。这进一步验证了提出方法在散射信道下的有效性和相对传统方法的估计精度优势。

#### 4 结束语

传统的分段导频频偏估计算法使用数据前后两段导频, 在实际应用中存在估计范围和估计精度相互矛盾的问题, 限制了其在收发机高速相对移动等大多普勒场景下的应用。针对这一问题, 本文提出了一种基于三导频频结构的频偏估计方法。该方法通过引入第三段导频, 分别获取大范围、精度较低的粗估计以及小范围、精度较高的细估计, 接着使用粗估计对细估计进行相位解卷绕, 结合二者的优点, 获得大范围、高精度的最终频偏估计。此外, 本文将提出方法与跳频隐分集技术结合, 使得其在典型散射信道中也能获得良好性能。相比传统方法, 提出方法在相同估计精度下能获得更大估计范围, 在相同估计范围下能获得更高估计精度, 并能通过调整中间导频位置, 实现在估计范围和估计性能之间的折中。提出方法仅需额外增加一段导频序列, 实现简便, 复杂度低, 适用于各类无线通信系统, 具有较为广阔的应用前景。

#### 参考文献:

[1] 赵玉超, 秦建存, 刘丽哲. 对流层散射通信传输损耗预计方法分析 [J]. 无线电工程, 2013, 43 (3): 62-64.  
[2] 李志勇, 李文铎. 对流层散射通信时分集技术研究 [J].

无线电工程, 2013, 43 (12): 17-20.

[3] 李荣海, 任香凝, 刘莹. 数字对流层散射传输技术新动向综述 [J]. 无线电通信技术, 2007, 03: 8-10.  
[4] 程冉, 王乐萍, 刘红涛, 等. 对流层散射通信应用特性举要 [J]. 通讯世界, 2024, 31 (7): 4-8.  
[5] 屈利平, 张海勇, 贺寅, 等. 对流层散射通信最优工作频率研究 [J]. 无线电通信技术, 2021, 30 (3): 1-6.  
[6] 郑聃天. 对流层散射通信 SC-FDMA 系统的时频同步算法研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.  
[7] GUO Y, LIU G, GE J H. A novel time and frequency synchronization scheme for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2008, 54 (2): 321-325.  
[8] 张东. 散射信道自适应传输方案研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.  
[9] 吕子豪, 张涛, 任文成. 一种适用于散射通信的联合帧同步和频偏估计算法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2024, 32 (1): 185-191.  
[10] 孙锦华, 石静静. iNET 系统多径衰落信道下的两步频偏估计算法 [J]. 电子学报, 2019, 47 (7): 1506-1511.  
[11] 赵丹辉, 王天乐, 史长鑫, 等. SOQPSK-TG 信号的 EM 半盲载波频偏估计 [J]. 电讯技术, 2024, 64 (5): 754-759.  
[12] 余宝宝. 基于深度学习的 OFDM 系统载波频偏估计方法研究 [D]. 成都: 西华大学, 2022.  
[13] 顾海龙, 陈树新. 对流层散射通信信道建模及系统性能仿真 [J]. 通信技术, 2008 (9): 26-28.  
[14] ZOU R M, CHENG A C, ZHOU Y H, et al. Joint modeling and simulation of tropospheric scattering communication channel based on OPNET and MATLAB [C] // Wuxi: China: 2023 8th International Conference on Signal and Image Processin, 2023: 893-899.  
[15] 沈斌松. 散射通信自适应传输技术研究 [D]. 北京: 中国电子科技集团公司电子科学研究院, 2022.  
[16] 沈斌松, 刘丽哲, 任文成. 基于互信息的跳频频集抗干扰性能分析方法 [J]. 无线电工程, 2023, 53 (12): 2888-2894.  
[17] 沈斌松, 秦建存, 任文成. 一种基于跳频的散射通信新方法仿真分析 [J]. 吉林大学学报 (工学版), 2020, 50 (5): 1870-1875.  
[18] CUI G F, HE Y Z, LI P X, et al. Enhanced timing advanced estimation with symmetric Zadoff-Chu sequences for satellite systems [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19 (5): 747-750.  
[19] 周平, 周思远, 刘思含, 等. 基于 Zadoff-Chu 序列的 OFDM 精确定时同步算法 [J]. 信息技术, 2019, 43 (1): 1-5.  
[20] 李志勇, 秦建存, 梁进波. 对流层散射通信工程 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2017.