

# 干扰条件下快跳频通信中的可靠时差估计方法

白 杨, 肖 娜, 潘申富, 王 杨, 孔德阳

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

**摘要:** 针对快跳频卫星通信中时差估计结果在恶意干扰条件下性能严重恶化的问题, 提出一种基于干扰预处理的时差估计方法; 提出的方法设计了基于分段 FFT 的频域干扰检测与抑制方法, 能够有效识别并抑制受干扰的跳频信号, 同时结合基于分段 FFT 的频域时差估计方法, 实现不同恶意干扰条件下的可靠时差估计; 对不同干扰条件下的时差估计性能进行仿真, 仿真结果表明在不同干扰带宽、干扰强度下提出的方法均能够得到准确的估计结果, 归一化时差的均方误差小于 0.01, 保证快跳频信号正常解调。

**关键词:** 无线通信技术; 跳频通信; 干扰检测; 时间偏差估计; 均方误差

## A Reliable Time Error Estimation Method for Fast Frequency-Hopping Communications Under Interference Conditions

BAI Yang, XIAO Na, PAN Shenfu, WANG Yang, KONG Deyang

(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** To address the issue of severe performance degradation in time error estimation under malicious interference in fast frequency hopping (FFH) satellite communications, a time error estimation method based on interference preprocessing is proposed. This method designs a frequency-domain interference detection and suppression scheme based on segmented FFT, which can effectively detect and suppress interference-affected frequency hopping signals while employing a segmented FFT based frequency-domain time error estimation method, achieving a reliable time error estimation under different malicious interference conditions. The performance of time error estimation under various interference scenarios is evaluated through simulations, and the simulation results demonstrate that under different interference bandwidths and power levels, the proposed method can achieve an accurate estimation, with the mean squared error (MSE) of the normalized time error below 0.01, thereby ensuring normal demodulation of FFH signals.

**Keywords:** wireless communication technology; frequency-hopping communication; interference detection; time-offset estimation; MSE

## 0 引言

在电磁环境日益复杂和电子对抗技术发展的双重影响下, 无线通信系统的可靠性面临越来越严峻的干扰威胁<sup>[1]</sup>。跳频 (FH, frequency hopping) 通信技术是无线通信抗干扰的核心手段之一, 尤其是快跳频通信技术将一个数据符号通过多个跳频周期发送, 接收端能够通过合并处理多个跳频周期信号获得很强的抗干扰能力。快跳频通信信号接收处理过程中, 时间同步是信号解调的

重要前提条件。时间同步通常包含两个阶段, 一是跳频信号捕获, 捕获完成后将时间偏差减小到 1/2 跳频周期以内; 二是定时同步, 通过定时同步进一步减小接收机与发射机之间的时间偏差, 最终将时间偏差减小到跳频周期的 1/10 以内。在定时同步阶段, 准确、可靠的时差估计方法是需要研究的关键问题。

传统的时间偏差估计算法有: 文献 [3] 提出了延迟-超前技术, 分别在延迟和超前两种条件下对探测信号进行采样, 用来估计时间偏差。文献 [4] 利用空闲

收稿日期: 2026-01-12; 修回日期: 2026-03-03。

基金项目: 军科委国防科技基础加强计划项目 (2024-173ZD-040)。

作者简介: 白 杨 (1999-), 女, 硕士研究生。

通讯作者: 潘申富 (1975-), 男, 博士, 研究员。

引用格式: 白 杨, 肖 娜, 潘申富, 等. 干扰条件下快跳频通信中的可靠时差估计方法[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(3): 274-281.

频点估计噪声功率, 确保估计的一致性。文献 [5] 研究了基于二阶矩估计的开环同步方法体系, 基于早一迟滤波器技术的  $F_2$  方法无需单独估计噪声功率, 通过三个二阶矩直接计算时间误差。文献 [6] 提出改进型时间共享码跟踪环, 通过优化误差鉴别器特性有效降低了跟踪抖动。文献 [7] 研究了基于最大似然算法的时间平分法, 构造使跳频周期前后两半频谱差值为 0 的环路, 实现时间同步跟踪。文献 [8] 提出了改进的早一迟门能量跟踪算法, 可以自适应地在早一迟门能量法和最大似然法中进行切换。文献 [9] 研究了适用 FFH 系统、可以快速收敛的同步算法, 先利用 ML 算法快速确定时差的大致范围和超前一滞后的状态, 通过 DO 算法将时差快速缩小到阈值内, 再用 ML 算法做精确估计。文献 [10] 研究了基于导频辅助两段同步的精细同步算法, 其开环阶段采用网格搜索进行参数初估计; 闭环阶段则通过锁相环及解码反馈延迟锁相环。文献 [11] 提出了一种低复杂度、噪声鲁棒性强的 CFFH 时频估计方法, 使 MLE 网格搜索方法的复杂度降低了 10~100 倍。已有研究工作对于常规噪声环境下快跳频定时同步中时差估计的方法, 在一致性、精度、复杂度等方面取得了改进, 但对于干扰条件下的时差估计性能尚未进行系统分析, 对干扰环境下的时差估计研究仍有不足。

为了解决干扰条件下快跳频通信中的时差估计问题, 本文提出一种基于干扰预处理的时差估计算法。改进算法中基于 CME 进行频域干扰检测与抑制, 同时结合基于 FFT 的时间平分法进行时差估计, 同时在不同类型、强度干扰条件下实现可靠的快跳频信号时差估计。在不同干扰条件下的仿真结果表明, 基于干扰预处理的时差估计方法能够显著提高干扰条件下的时差估计精度, 进而保证快跳频信号正常解调。

### 1 系统模型

对于干扰条件下的时间偏差估计问题, 研究背景是快跳频通信系统。在快跳频通信中, 数据符号通常持续多个跳频周期, 即一个数据符号在多个跳频周期内使用多个不同的载波频点进行传输。在接收端首先进行跳频信号捕获、跳频信号时间同步, 使得接收端的跳频频率和跳频周期起始时刻和发送端同步, 然后可以采用频率分集合并技术恢复数据符号, 通过多个跳频周期信号的分集合并获得强的抗干扰能力 [2]。

假设在快跳频通信系统中, 发射载波的频率以固定周期  $T_h$  进行切换, 即跳频周期为  $T_h$ ; 系统采用的是 2FSK 调制方式, 调制后的数据符号周期为  $T_s = KT_h$ , 即一个数据符号通过  $K$  个跳频周期发送。  $K$  值越大, 通过多跳累积合并获得的增益越高, 抗干扰的效果越好。假设快跳频通信系统中可用频率集合为  $\{f_1, f_2,$

$\dots, f_L\}$ , 其中:  $L$  为跳频周期的总数。可用频率集范围越大, 跳频系统受干扰概率越低。经调制后发射端的一个数据符号可表示为式 (1):

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k e^{j[\sum_{i=1}^k 2\pi f_i (t - kT_h) + \varphi_i]} \quad (1)$$

其中:  $c_k$  是调制后的数据符号,  $k=1, 2, \dots, K-1$ ,  $K$  为符号数;  $T_h$  为跳频周期,  $f_k$  表示第  $k$  个跳频周期的载波频率,  $\varphi_k$  为第  $k$  个跳频周期的载波初始相位。跳频周期的载波频率受伪随机序列控制, 在跳频频点集合内变化。由于频率快速跳变, 在切换频点时, 相邻两跳频周期期间的载波相位连续性难以保持, 因此每个跳频周期的初始相位不同 [15]。

在接收端第  $k$  个跳频周期内, 当  $t \in (kT_h, kT_h + \Delta T)$  时, 接收信号  $r(t)$  可表示为式 (2),  $t \in [kT_h + \Delta T, (k+1)T_h]$  时接收信号  $r(t)$  可表示为式 (3):

$$r(t) = e^{j[\sum_{i=1}^k 2\pi f_i (t - kT_h) + \varphi_i]} n(t) + \beta_k e^{j[\sum_{i=1}^k 2\pi f_i (t - kT_h) + \varphi_i]} J(t) \quad (2)$$

$$r(t) = e^{j[\sum_{i=1}^k 2\pi f_i (t - kT_h) + \varphi_i]} n(t) + \beta_k e^{j[\sum_{i=1}^k 2\pi f_i (t - kT_h) + \varphi_i]} J(t) \quad (3)$$

其中,  $\Delta T$  表示时间误差;  $n(t)$  为加性高斯白噪声, 其单边功率谱密度为  $N_0$ ; 干扰信号  $J(t)$  是总功率为  $\sigma_j^2$  的人为恶意干扰,  $\beta_k=0.1$ , 表示第  $k$  跳是否存在干扰。

研究时差估计算法时考虑部分频带干扰模型, 即干扰功率仅集中在  $W_s$  总带宽的一部分  $\gamma W_s$  ( $0 < \gamma < 1$ ) 上, 因此在受干扰的频带内功率谱密度为  $N_j = \sigma_j^2 / (\gamma W_s)$ 。

在点对点跳频通信中, 定时同步通常通过接收机对发射机的跟踪来实现。在卫星通信等应用场景中, 接收机会接收到来自多个发射机的跳频信号。在这种情况下, 接收机需估计接收信号与接收窗口之间的时间误差  $\Delta t$ , 估计结果会反馈给发射端作为调整相位的参考值, 然后发送端相应地调整其跳周期相位来完成定时同步。因此对  $\Delta t$  的准确估计是定时同步的关键。

在非相干快跳 FSK 系统中, 归一化时间误差  $\epsilon = \Delta T / T_h$ , ( $|\epsilon| < 1/2$ ) 是影响接收机性能的关键参数。它表示接收机与发射机之间的时间偏差, 在一个跳频周期内的归一化。

接收信号中存在的同步时间误差  $\epsilon$ , 会直接影响落入接收窗口内的接收信号能量。当  $\epsilon=0$  时, 接收信号和接收窗口对齐, 能够正确解调。当  $\epsilon \neq 0$  时, 接收机在接收窗口内只能收到部分信号能量, 其余部分被干扰或噪声占据。能量的损失导致频谱估计的准确性下降, 进而影响跳频信号的接收。

## 2 干扰对传统时差估计方法的影响

部分频带干扰是跳频通信中常见的人为干扰，特征是利用有限的干扰功率，通过集中作用于跳频系统的部分带宽，在目标频带内形成极高的干扰功率谱密度，从而实现有用信号的干扰。跳频信号受干扰示意图如图 1 所示<sup>[15]</sup>。当信道中存在干扰信号时，会导致接收端的噪声能量比正常通信时更大，带来信噪比的下降。对跳频信号进行时差估计时，如果不对受干扰的跳频信号进行处理，干扰信号的存在会对时差估计的结果造成严重影响，降低时差估计结果的精度。

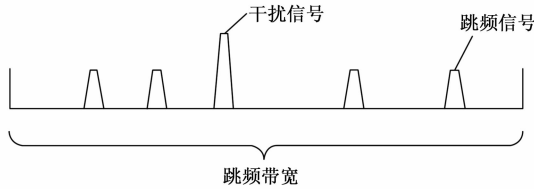


图 1 受干扰跳频信号示意图

时间偏差导致信号与接收窗口不能够完全对齐，一部分信号能量落在接收窗口以外，从而导致在目标频点上的信号能量减少，并且在相近频率出现干扰。对于非相干快跳 FSK 调制系统而言，不准确的时差估计会导致检测器输出的信噪比降低，同时使误符号率显著增加。在快速跳频系统中，时间漂移容易导致系统失步。

快跳频通信中，载波频率的切换由伪噪声序列来控制，因此其跳频频点可认为在系统整个跳频带宽上均匀随机分布。假设系统可用频点总数为  $W$ ，则每一个频点在任一时刻被使用的概率为  $1/W$ 。假设干扰信号相对于跳频信号变化缓慢，即在多个跳频周期内，可以认为干扰的频点与带宽保持不变。

在跳频通信中，发射端发送连续  $L$  个跳频周期的探测信号，用于进行时差估计。定时同步的基本步骤是，接收端处将探测信号与接收窗口的时间偏差信息编码在探测信号的响应中，通过下行链路将时间偏差信息反馈给发射机，发射机根据时差信息调整跳周期相位以实现同步。跳频通信的定时同步，通过探测信号进行时差估计以及闭环矫正完成，其中时差估计值的准确性会直接影响同步的性能。

时间平分法是快跳频通信中一种典型的时差估计方法<sup>[7]</sup>。其基本思想为：将一个跳频周期从时间中点平分为前、后两半，分别计算这两段信号对应的频谱能量值。若接收窗口与实际跳频周期严格对齐，则此时解跳器的输出在一个跳频周期内为恒包络，即一个跳频周期内前后两部分信号的能量一样，两者的差值为 0。当接收信号滞后于接收窗口时，在一个跳频周期内为前半部分的能量低于后半部分的能量，而接收信号超前时情况

则相反。时间误差的大小直接决定能量泄露的程度， $\Delta T$  越大，两部分能量的差值越大；在  $|\Delta T| < T_h/2$  的范围内，频谱能量的差值随  $\Delta T$  的变化而连续线性变化。因此，在接收端一个跳频周期前后两部分的频谱能量差值是时差的线性函数，可以利用二者的差值来估计归一化时间误差。

假设接收端第  $k$  个跳频周期的解跳后信号为  $r(t)$ ，将该跳频周期按照时间平分为前、后两半（长度各为  $T_h/2$ ），分进行频谱能量估计得到  $r_+$  与  $r_-$ ，记二者中的较大值为  $r_+$ ，较小值为  $r_-$ 。那么二者的差值  $r_+ - r_-$  是时间误差的线性函数。根据时间平分法，可以得到归一化时间误差的估计值为式（4）：

$$\hat{\epsilon} = \frac{r_+ - r_-}{2r_+} \quad (4)$$

在无噪声的理想情况下，该估计值为无偏估计，即满足式（5）：

$$\hat{\epsilon} = \epsilon = \frac{\Delta T}{T_h} \quad (5)$$

因此，可将估计值  $\hat{\epsilon}$  用于校正发射端跳频定时，从而减小并消除时间偏差，实现时间同步跟踪。

当信道中存在噪声时，单个跳频周期内的频谱能量估计包含随机噪声分量，式（4）得到的估计结果具有较大方差。因此为了获得方差较小的估计量，时间平分法对连续  $L$  个跳频周期进行累积平均，得到频谱能量  $L$  跳的平均值为（6）：

$$R_{\pm} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L r_{k\pm} \quad (6)$$

此时估计结果为：

$$\hat{\epsilon} = \frac{R_+ - R_-}{2R_+} \quad (7)$$

需要注意的是，在 AWGN 信道条件下，接收信号的频谱能量估计值  $R_+$  与  $R_-$  中均包含噪声能量，在前、后半跳中观测长度相同且噪声统计特性一致，因此分子  $(R_+ - R_-)$  中的噪声随机项在累积后其期望趋近于 0；而分母  $2R_+$  中的噪声随机项不会消失，导致式（7）在低信噪比条件下对时差的估计有系统偏差。

结合文献 [4] 中偏差矫正的思想来改进时间平分法，减小系统偏差。利用不传输信号的空闲频点来估计噪声能量，为减小信号能量泄露，所选频点需要与传输信号频点相隔足够的距离。设接收端第  $k$  个跳频周期的解空闲频点处的噪声能量估计值为  $\hat{n}_k$ ，则其  $L$  跳的平均值为：

$$R_n = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \hat{n}_k \quad (8)$$

则对归一化时差的估计为：

$$\hat{\epsilon} = \frac{R_+ - R_-}{2(R_+ - R_n)} \quad (9)$$

式 (9) 的估计结果具有近似无偏性。为避免信号谱泄露对噪声估计结果污染, 空闲频点与信号频点应保持足够频率间隔。

在跳频系统中, 部分频带干扰使得跳周期内存在干扰信号。解跳后第  $k$  跳信号的表达式可以写成:

$$r_k(n) = s_k(n) + n_k(n) + \beta_k J_k, n = 0, \dots, N - 1 \quad (10)$$

其中  $N$  为单跳采样点数,  $\beta_k = 0.1$ , 表示第  $k$  跳是否存在干扰。

将每一跳信号按照时间等分为前、后两段:

$$r_k^{(1)}[n] = r_k[n], n = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (11)$$

$$r_k^{(2)}[n] = r_k[n], n = \frac{N}{2}, \dots, N - 1 \quad (12)$$

$r_k^{(1)}[n]$ 、 $r_k^{(2)}[n]$  分别为前、后半跳的信号。分别对两段信号进行 FFT 变换, 接收信号的频谱是有用信号、噪声和干扰信号频谱的线性叠加:

$$R_k^{(i)}[m] = S_k^{(i)}[m] + N_k^{(i)}[m] + \beta_k J_k^{(i)}[m], i \in \{1, 2\} \quad (13)$$

进一步计算功率谱  $|R_k^{(i)}[m]|$ 。由于有用信号、噪声和干扰之间相互独立, 其交叉项的数学期望趋近于 0。因此, 接收信号在频域上的能量可以近似看作各项能量的直接相加。设  $\Omega$  为参与能量统计的目标带内频点集合,  $N_\Omega = |\Omega|$ , 在目标频带内求和得到前、后半跳的频谱能量估计值:

$$E_k^{(i)} = \sum_{m \in \Omega} |R_k^{(i)}[m]|^2 \approx S_k^{(i)} + N_k^{(i)} + \beta_k J_k^{(i)}, i \in \{1, 2\} \quad (14)$$

$E_k^+$  为  $E_k^{(1)}$ 、 $E_k^{(2)}$  中较大值、 $E_k^-$  为较小值, 在干扰条件下,  $L$  跳接收信号的频谱能量估计的平均值为:

$$R_{\pm} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L E_k^{\pm} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (S_k^{\pm} + N_k^{\pm} + \beta_k J_k^{\pm}), i \in \{1, 2\} \quad (15)$$

将式 (15) 带入式 (9) 整理得到干扰条件下对归一化时差的估计结果:

$$\hat{\epsilon}_j = \frac{\hat{\epsilon}}{1 + \frac{\sum_{k=1}^L J_k}{\sum_{k=1}^L S_k + \sum_{k=1}^L N_k}} \quad (16)$$

其中:  $\gamma$  为干扰相对带宽占总带宽的比例。  $S_k$ 、 $N_k$  和  $J_k$  分别对应整跳的信号能量估计值、噪声能量估计值、干扰能量估计值。

部分频带干扰会使跳周期被污染, 当干信比 JSR 较大时, 干扰能量的累加值可能大于信号能量的累加值, 根据式 (16) 可知, 此时干扰条件下的归一化时差估计结果  $\hat{\epsilon}_j$  表现为系统性偏小。当干扰相对带宽  $\gamma$  设

为 0.1, 干信比 JSR 设为 20 dB, 此时  $\hat{\epsilon}_j \approx \hat{\epsilon}/11$ , 即  $\hat{\epsilon}_j$  趋近于 0。

如图 2 所示, 干扰条件下时间平分法对于归一化时差的估计结果远远偏离真实时差。即在部分频带干扰条件下, 在实际时差变化时, 利用时间平分法得到的时差估计值长期小于实际值, 导致灵敏度降低。

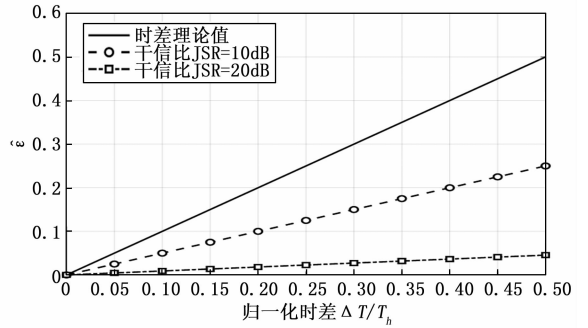


图 2 干扰条件下的归一化时差

### 3 基于干扰预处理的时差估计方法

针对干扰条件下快跳频通信中的时差估计误差大、灵敏度下降的问题, 研究一种基于干扰预处理的时差估计方法。该方法的具体流程图如图 3 所示。在跟踪阶段进行时间偏差估计时, 首先对解跳处理后的信号按照前半跳、后半跳的方式进行信号分割处理; 其次分别对前半跳、后半跳信号进行 FFT 运算, 得到前半跳、后半跳信号对应的频谱; 然后使用两段频谱中发送信号频点的能量进行干扰检测与抑制处理; 最后使用干扰预处理后的对应发送信号频点的能量进行时差估计。

在上述基于干扰预处理的时差估计方法流程中, 时差估计与干扰处理共享 FFT 计算得到的频谱结果及同一组频点能量统计量, 因此避免了重复进行 FFT 运算, 可以有效减小运算量从而提升处理效率。

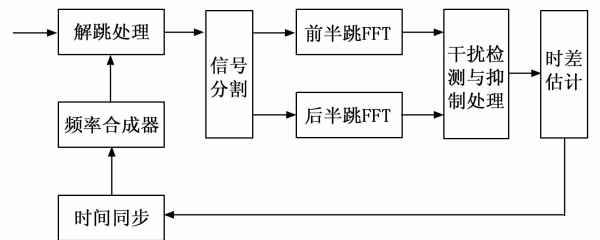


图 3 基于干扰预处理的时差估计方法处理流程图

式 (11)、式 (12) 中的  $r_k^{(1)}[n]$ 、 $r_k^{(2)}[n]$  分别为前、后半跳的信号。分别对两段信号进行 FFT 变换, 得到  $r_k^{(1)}[m]$ 、 $r_k^{(2)}[m]$ , 进一步计算功率谱  $|R_k^{(1)}[m]|^2$ 、 $|R_k^{(2)}[m]|^2$ 。设  $\Omega$  为参与能量统计的目标带内频点集合,  $N_\Omega = |\Omega|$ , 在目标频带内求和得到前、后半跳的频谱能量估计值:

$$E_k^{(1)} = \sum_{m \in \Omega} |R_k^{(1)}[m]|^2 \quad (17)$$

$$E_k^{(2)} = \sum_{m \in \Omega} |R_k^{(2)}[m]|^2 \quad (18)$$

$E^{(1)}$ 、 $E^{(2)}$  用于后续的时差估计；二者相加得到整跳的频谱能量估计值  $E_k = E_k^{(1)} + E_k^{(2)}$ ，用于干扰检测。

进行基于分段 FFT 的频域干扰检测与抑制时，结合连续均值去除算法 (CME, continuous mean elimination)，以跳频信号一跳的频谱能量估计值  $E_k$  为对象处理接收信号，检测并抑制接收信号中的干扰。

因为 CME 算法中检测门限是在未受干扰跳集合的基础上设置的，所以假定接收信号中没有干扰信号。此时  $R_k^{(1)}[m]$ 、 $R_k^{(2)}[m]$  符合复高斯模型，整跳的频谱能量估计值  $E_k$  服从卡方分布：

$$\frac{E_k}{\sigma_0^2} \sim \chi^2(4N_\Omega) \quad (19)$$

根据卡方分布的性质，其期望值为：

$$E[E_k] = 4N_\Omega\sigma_0^2 \quad (20)$$

分布函数为：

$$F_{E_k}(x) = \frac{\gamma(2N_\Omega, \frac{x}{2\sigma_0^2})}{\Gamma(2N_\Omega)} \quad (21)$$

当检测概率设为  $P_d$  时，门限的表达式为：

$$Th = \sigma_0^2 F_\chi^{-1}(2(P_d, 4N_\Omega)) \quad (22)$$

门限因子的表达式为：

$$\alpha = \frac{Th}{E[E_k]} = \frac{F_\chi^{-1}(2(P_d, 4N_\Omega))}{4N_\Omega} \quad (23)$$

门限因子由检测概率  $P_d$  和目标频点数  $N_\Omega$  确定，与噪声方差无关。

结合 CME 算法进行跳频信号的干扰检测与抑制时<sup>[15]</sup>，设迭代次数为  $i$ ，受干扰跳集合为  $J_i$ ，未受干扰跳集合为  $I_i$ ，未受干扰跳能量和为  $B_i$ ，未受干扰跳数量为  $N_i$ 。实现步骤如下：

1) 设  $i=1$ ，此时  $J_i$  为空集， $I_i = \{1, 2, \dots, N\}$ ， $B_i = \sum_{k \in I_i} E_k$ ， $N_i = size(I_i)$ 。

2) 检测门限  $T_{th} = \frac{\alpha B_i}{N_i}$ 。将每一跳信号的能量幅值与门限做比较，如果信号能量幅值大于门限，则判定当前跳受干扰，根据判决结果更新未受干扰跳集合  $I_{i+1}$ 、 $J_{i+1}$ 。

3) 重新计算并更新未受干扰跳的能量和  $A_{i+1}$ ，以及未受干扰跳的数量  $N_{i+1}$ 。

4) 检查当前未受干扰跳集合，若与上一轮结果一致，跳转至 5)；否则当  $i$  达到设置的迭代次数最大值时，跳转至 5)；若上述条件均不满足，则令  $i = i + 1$ ，跳转至 2) 继续进行迭代相关计算。

5) 通过 CME 干扰检测得到的受干扰跳集合  $J = J_i$

$\cup J_1 \cup \dots \cup J_i$ 。

根据干扰检测的结果，将受干扰的跳从接收信号中去除，未受干扰跳频周期进入同步跟踪阶段，进行时间偏差的估计。由于非相干快跳频信号中，各周期之间的相位不连续，去除受干扰的跳不会影响后续的时差估计。

完成干扰检测与抑制后进行时差估计，时差估计算法的主要流程如图 4 所示。

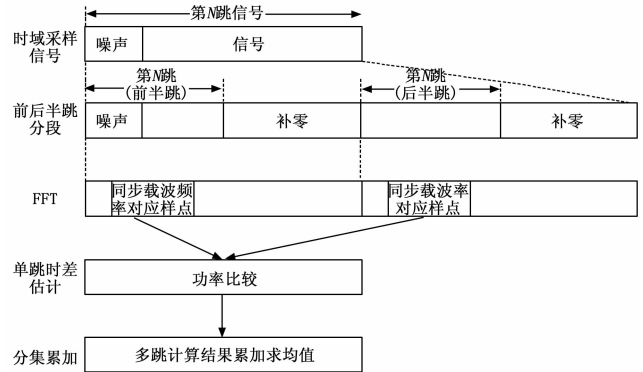


图 4 改进方法的时差估计流程图

CME 算法处理后的接收信号由有用信号和噪声两部分组成，对于第  $k$  跳信号，有： $E_k^{(1)} = S_k^{(1)} + N_k$ ， $E_k^{(2)} = S_k^{(2)} + N_k$ 。其中， $E_k^{(1)}$  为前半跳接收信号频谱能量估计值， $E_k^{(1)}$  为前半跳有用信号能量， $E_k^{(2)}$  为后半跳接收信号能量， $S_k^{(2)}$  为后半跳有用信号能量， $N_k$  为半跳噪声的能量。

不妨假设接收信号滞后于接收窗口，将归一化跳时差定义为  $\epsilon = \Delta T / T_b$  [ $|\epsilon| < 1/2$ ]，则  $S_k^{(1)} = (0.5 - \epsilon) S_k$ ， $S_k^{(2)} = 0.5 S_k$ ，其中  $S_k$  为准确同步时第  $k$  跳有用信号的能量。

由于跳频系统采用 2FSK 调制，可以选取与目标频带间隔足够远，不承载有用信号的空闲频点集合  $\Omega_n$  估计噪声能量：

$$N_k = \sum_{m \in \Omega_n} |R_k^{(1)}[m]|^2 \quad (24)$$

则第  $k$  跳归一化时差的估计值为：

$$\hat{\epsilon}_k = \frac{S_k^{(2)} - S_k^{(1)}}{2S_k^{(2)}} = \frac{E_k^{(2)} - E_k^{(1)}}{2(E_k^{(2)} - N_k)} \quad (25)$$

对  $L$  跳信号进行累积并取均值：

$$\hat{\epsilon} = \frac{\sum_{k=1}^L (E_k^{(2)} - E_k^{(1)})}{\sum_{k=1}^L 2(E_k^{(2)} - N_k)} \quad (26)$$

通过累积多跳信号时差结果并取均值，来抑制估计噪声能量引起的误差，获得近似无偏的估计。通过合理设置探测信号跳数  $L$ ，改进算法可以在跟踪速度与估计精度之间取得平衡。

由于收发存在时间误差  $\Delta t$ , 接收信号的频谱存在信号能量泄露。在估计噪声的空闲频点上也会有很小的信号能量, 计算的噪声功率值会比实际值偏大。因此在选择空闲频点时, 需要距离传输有用信号的频点足够远, 且在粗同步完成之后进行。

改进的时差估计方法能够在干扰条件下实现可靠的时差估计, 并且干扰预处理与时差估计共用基于前半跳、后半跳信号 FFT 处理结果, 复杂度较低。

### 4 仿真分析

通过时差估计的仿真结果可以分析改进跟踪算法的性能, 因此以改进跟踪算法的归一化时差估计结果作为衡量算法性能的指标, 分析改进跟踪算法是否满足系统的解调性能要求。

通过仿真验证改进跟踪算法的性能, 系统的具体仿真参数如表 1 所示, 由于接收信号滞后或超前于接收窗口只改变时差符号, 统计结果表现一致, 因此假定接收信号滞后于接收窗口开始时间。本章对时间平分法<sup>[7]</sup>和改进算法进行仿真对比。

表 1 仿真参数

参数	数值
干扰带宽	0.1~0.3
$E_b/N_0$ /dB	11.5~16.5
干信比/dB	15~30
归一化时差	0.1~0.35
累积跳数	500~1 000

设定 JSR = 30 dB, 干扰带宽占比为 20%, 不同  $E_b/N_0$  下, 两种算法的估计结果均值对比如图 5 所示。传统算法的估计均值始终稳定在 0.02 附近, 与真实的归一化时差 0.25 存在明显偏差, 并且随信噪比的提高变化不明显, 表明传统算法在干扰条件下存在系统性估计偏差。改进算法的估计均值在真实值 0.25 附近, 并且随  $E_b/N_0$  的提高逐渐逼近真实值, 说明改进算法可以实现较为准确的时差估计。

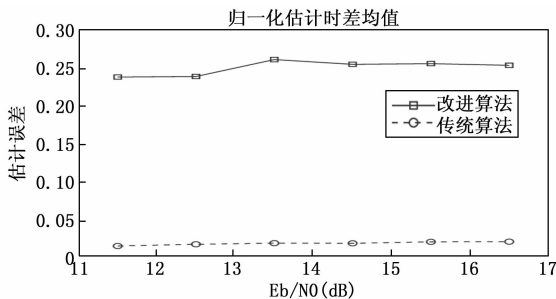


图 5 不同  $E_b/N_0$  下, 传统算法与改进算法的估计结果均值对比

不同  $E_b/N_0$  下, 两种算法的估计结果均方误差 (MSE, mean squared error) 的对比如图 6 所示。传统算法的均方误差基本维持在 0.05~0.06 附近, 随  $E_b/N_0$

$N_0$  的提高几乎没有变化, 说明在存在干扰时, 传统算法难以通过提高信噪比降低估计误差。改进算法的 MSE 随  $E_b/N_0$  的增大持续下降, 且在  $E_b/N_0$  大于 15 dB 时, MSE 降至 0.01 以下, 表明改进算法在干扰条件下具有更高的估计精度和更好的稳定性。

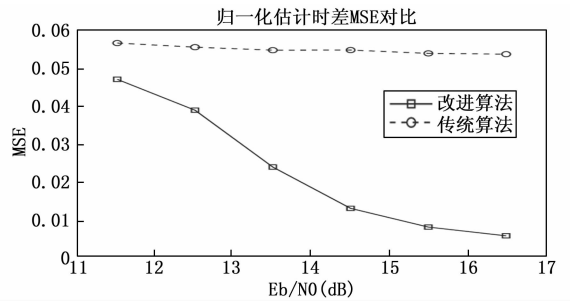


图 6 不同  $E_b/N_0$  下, 传统算法与改进算法的 MSE 对比

设定  $E_b/N_0=16.5$  dB, 干扰带宽占比为 20%, 不同 JSR 条件下两种算法的归一化时差估计均值对比如图 7 所示。传统算法的估计均值始终显著低于真实值 0.25, 且随着 JSR 的增大呈现下降趋势, 表明干扰功率增强会进一步加剧其系统性偏差, 使其在强干扰场景下难以实现可靠估计。而改进算法在不同 JSR 下的估计均值始终稳定在 0.25 附近, 仅出现小幅波动, 说明该算法对干信比变化具有较好的鲁棒性, 能够在干信比增强时进行可靠的时差估计。

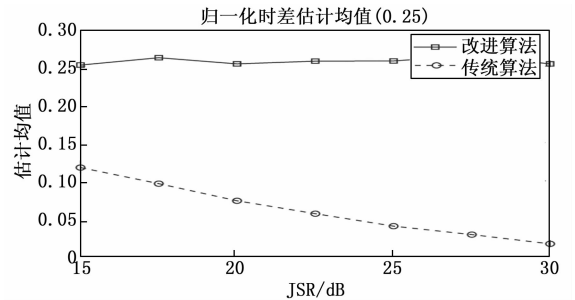


图 7 不同干信比时, 传统算法与改进算法的均值对比

不同 JSR 下, 两种算法的归一化时差估计 MSE 对比如图 8 所示。传统算法的 MSE 始终大于 0.01, 且随 JSR 增大呈明显上升趋势, 可见其估计误差对干信比敏感, 在强干扰场景下鲁棒性较差。改进算法的 MSE 在不同 JSR 时始终保持在 0.01 以下, 且在干信比增大时未出现明显提高, 能够在干扰条件下保持稳定的估计精度。

设定  $E_b/N_0=16.5$  dB, JSR = 30 dB, 在不同干扰带宽占比时, 两种算法的归一化时差估计均值如图 9 所示。传统算法的估计均值始终在 0.05 附近, 随干扰带宽占比变化不明显, 难以实现可靠的时差估计。改进算法的归一化时差估计均值稳定在 0.25 附近, 在不同干扰带宽占比下, 仅出现小幅波动, 在不同干扰带宽占比

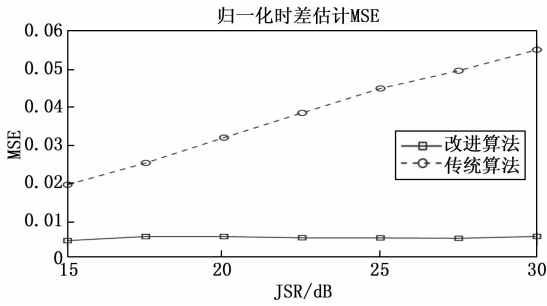


图 8 不同干信比时, 传统算法与改进算法的估计 MSE 对比

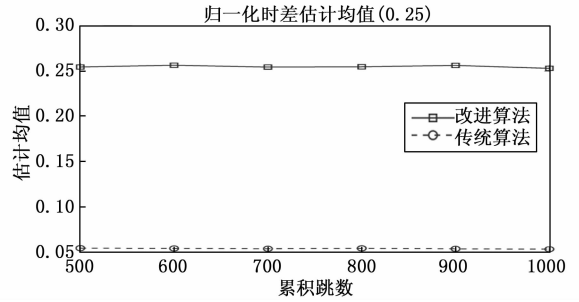


图 11 不同累积跳数时, 传统算法与改进算法的均值对比

下均能保持估计的准确性。

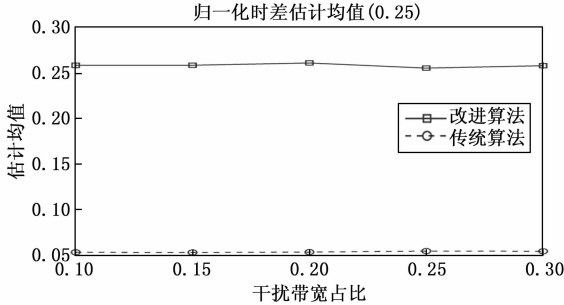


图 9 不同干扰带宽下, 传统算法与改进算法的均值对比

在不同干扰带宽占比时, 估计结果的 MSE 如图 10 所示。传统算法的 MSE 始终在 0.05 以上, 对干扰带宽的变化不敏感。改进算法在不同干扰带宽时, MSE 均能保持在 0.01 以下, 说明改进算法的估计性能更稳定。

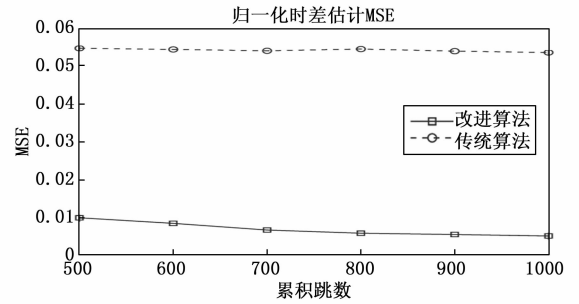


图 12 不同累积跳数时, 传统算法与改进算法的 MSE 对比

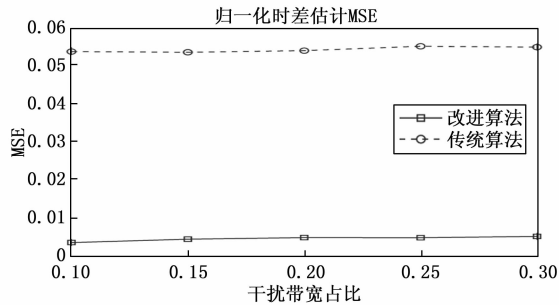


图 10 不同干扰带宽下, 传统算法与改进算法的 MSE 对比

设定  $E_b/N_0=16.5$  dB,  $JSR=30$  dB, 干扰带宽占比为 20%, 不同累积跳数的估计结果均值如图 11 所示。传统算法的估计均值稳定在 0.05 附近, 增大累积跳数未见明显改善。改进算法的估计均值始终稳定在 0.25 附近, 可见改进算法能够利用多跳累积提高估计可靠性。

不同累积跳数条件下两种算法的估计结果 MSE 对比如图 12 所示。传统算法的 MSE 始终大于 0.05, 单纯增加累积跳数难以降低估计误差。说明干扰条件下无法通过增大累积跳数来优化传统算法的估计结果。改进算法的 MSE 随着累积跳数的增大呈逐渐减小趋势, 可见改进算法能够通过增大累积跳数来降低误差。

设定不同时差时估计均值如图 13 所示。无论归一化时差真实值是多少, 传统算法的估计均值几乎不随真实值的改变而变化且存在偏差, 在干扰条件下无法正确估计时差。改进算法与真实时差的偏差始终小于 0.02, 估计准确。

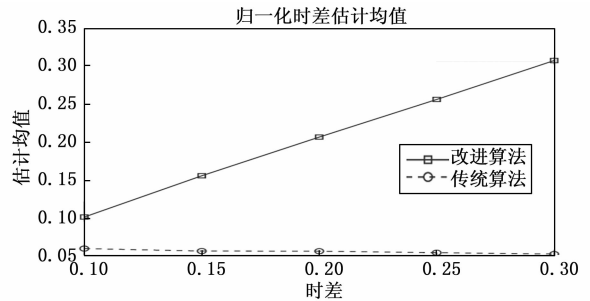


图 13 不同时差时, 传统算法与改进算法的均值对比

设定不同归一化时差时两种算法的 MSE 对比如图 14 所示。传统算法的 MSE 随真实值的增大呈上升趋势, 在干扰条件下易产生较大的估计误差, 精度较差。改进算法的 MSE 始终保持在较低水平, 真实值变化时出现轻微波动, 对时差变化有较好的鲁棒性。

### 5 结束语

为解决快跳频系统在干扰条件下时间偏差估计不准导致接收窗口内信号能量损失、解调性能恶化的问题, 研究了一种基于干扰预处理的时差估计方法。改进算法将基于分段 FFT 的频域干扰检测与抑制方法与基于分段 FFT 的频域时差估计方法相结合进行干扰条件下的时差估计。首先利用 FFT 计算后的频域能量对接收信

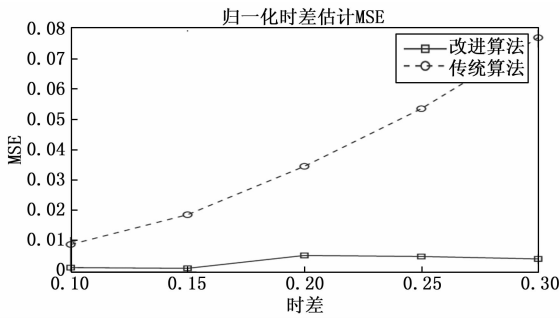


图 14 不同时差时, 传统算法与改进算法的 MSE 对比

号进行干扰检测与抑制; 再结合基于分段 FFT 的频域时差估计方法, 对完成干扰预处理后的信号, 利用其频域能量的差值进行时差估计。

在不同干扰条件下对时差估计性能进行仿真, 仿真结果表明在不同干扰带宽、干扰强度下提出的方法均能够得到准确的估计结果, 归一化时差的均方误差小于 0.01, 保证快跳频信号正常解调。

未来的研究将进一步探索干扰检测与抑制方法的改善, 降低计算复杂度, 提高同步速度, 实现工程实用价值。

#### 参考文献:

- [1] 姚富强. 通信抗干扰工程与实践 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [2] 梅文华. 跳频通信 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [3] SIMON M K, OMURA J K, SCHOLTZ R A, et al. Spread spectrum communications [M]. Rockville, MD: Computer Science Press, 1985.
- [4] MASON L J, FELSTEAD E B. Consistent estimation models for the fine time synchronization of FH systems [C] //Proceedings of IEEE Military Communications Conference, Boston, MA, USA; IEEE, 1989: 895 - 899.
- [5] MASON L J, FELSTEAD E B. Probing techniques and estimation processes for fine-time synchronization of FH systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41 (6): 962 - 974.
- [6] SABA T, SATO Y, MORI S. Performance of the time-shared code tracking loop with extended tracking range for frequency hopped signals [C] //Proceedings of IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Helsinki, Finland; IEEE, 1997: 332 - 336.
- [7] 任玉升, 唐向宏, 廖见盛. 跳频通信系统同步的一种方法 [J]. 杭州电子工业学院学报, 2003 (6): 39 - 42.
- [8] 李皎雪. 快速跳频系统同步跟踪算法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [9] LIU P, WANG W. An improved time tracking algorithm for fast frequency-hopping/BFSK systems [C] //Proceedings of IEEE International Conference on Information and

Automation, Changsha, China; IEEE, 2015: 1 - 4.

- [10] YANG X, ZHANG W, LUO S, et al. A fine synchronization method for coherent fast frequency hopping [J]. China Communications, 2023, 20 (10): 163 - 184.
- [11] MALAYTER J, BLOCK F J, LOVE D J. Efficient fine synchronization for coherent fast frequency hopping [J]. IEEE Communications Letters, 2025, 29 (11): 2526 - 2530.
- [12] WANG Y, HAO Y, HAN H C, et al. Frequency hopping pattern and synchronization based on hopping spread spectrum communication [C] //Proceedings of IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference. Chongqing: IEEE, 2021: 894 - 898.
- [13] 朱子辰. 宽带跳频数据链干扰检测识别与规避决策算法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2025.
- [14] 张永顺, 范丹丹, 运朝青, 等. 扩谱通信干扰抑制技术研究综述 [J]. 兵器装备工程学报, 2024, 45 (8): 301 - 308.
- [15] 刘宇宁, 王赛宇, 王 杨, 等. 跳频通信中一种结合干扰预处理的平方定时同步算法 [J]. 河北工业科技, 2023, 40 (2): 120 - 126.
- [16] 赵 兵. 高速跳频通信系统同步技术研究 [J]. 中国新通信, 2018, 20 (12): 29 - 30.
- [17] 张钰莅. 高动态下多普勒频偏估计及跳频同步技术研究 [D]. 南京: 南京信息工程大学, 2024.
- [18] OKAZAWA T, AKITA I. A robust and low-power synchronization technique of coarse-and-fine conversion parts in ring-oscillator-based time-to-digital converters [C] // Proceedings of 2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). Batumi, Georgia: IEEE, 2017: 239 - 242.
- [19] HENTTU P, AROMAA S. Consecutive mean excision algorithm [C] //Proceedings of IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Prague, Czech Republic: IEEE, 2002: 450 - 454.
- [20] 李孟超, 潘申富. 一种基于 FCME 的跳频通信干扰检测门限设计方法 [J]. 河北工业科技, 2022, 39 (2): 94 - 100.
- [21] LE L M, TEH K C, LI K H. Survey on diversity-combining techniques for interference suppression in fast frequency hopping systems [J]. IET Communications, 2015, 9 (13): 1501 - 1509.
- [22] BROWN C, VIGNERON P J. Coarse and fine timing synchronisation for partial response CPM in a frequency hopped tactical network [C] //Proceedings of MILCOM 2007-IEEE Military Communications Conference. Orlando, FL, USA: IEEE, 2007: 1 - 7.