

一种改进的跳频抗干扰定时同步算法

刘宇宇¹, 王赛宇², 潘申富¹, 王 杨¹

(1. 中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081;

2. 中国电子科技集团公司 第 10 研究所, 成都 610036)

摘要: 跳频系统是抗干扰通信中一种常用的手段, 定时同步方案设计需要考虑到系统特点, 并且在干扰条件下具有良好性能; 在对干扰条件下系统定时性能分析的基础上, 针对传统 CME 检测算法计算复杂的问题, 提出一种基于能量排序检测的平方定时同步算法; 该算法首先对解跳后的信号进行能量检测, 利用检测结果通过排序去除干扰后进行定时误差检测, 最后通过内插恢复用于解调, 无需多次迭代确定检测门限; 仿真结果表明, 改进算法与使用传统 CME 算法定时估计性能相当且能满足系统解调性能要求, 使得计算量下降 1/2; 在不同干信比和不同干扰带宽下, 归一化定时方差小于 1×10^{-3} , 解调性能损失小于 0.5 dB。

关键词: 跳频通信; 定时同步; 干扰检测; 连续均值切除

An Improved Frequency Hopping Anti-jamming Timing Synchronization Algorithm

LIU Yuning¹, WANG Saiyu², PAN Shenfu¹, WANG Yang¹

(1. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Shijiazhuang 050081, China;

2. The 10th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Chengdu 610036, China)

Abstract: Frequency hopping system is a common means of anti-jamming communication. The design of timing synchronization scheme needs to consider the characteristics of the system and has good performance under interference conditions. Based on the timing performance analysis of the system under interference conditions, a square timing synchronization algorithm based on energy ordering detection is proposed to solve the computational complexity of traditional continuous mean excision (CME) detection method. The algorithm first detects the energy of the signal after de hopping, uses the detection results to remove the interference by sorting, and then performs the timing error detection. Finally, it is used for demodulation by interpolation recovery, which does not need multiple iterations to determine the detection threshold. The simulation results show that compared with traditional CME method, the improved algorithm has the same timing estimation performance, and can meet the demodulation performance requirements of the system, resulting in a 1/2 reduction in the computational effort; Under different interference signal ratios and interference bandwidths, the normalized timing variance is less than 1×10^{-3} , and the demodulation performance loss is less than 0.5 dB.

Keywords: frequency hopping communication; timing synchronization; interference detection; continuous mean excision

0 引言

跳频通信 (FH, frequency hopping) 因其具有良好的抗截获、抗干扰性能, 目前被广泛应用于军事抗干扰通信领域^[1]。在实际的通信系统中, 接收机选择的采样时刻是否为最佳影响到系统是否能正确解调数据信息^[2]。跳频通信中大带宽、高跳速导致相邻两跳信号载波相位不连续, 因此需要利用多个跳频周期内的相位不连续的信号进行符号定时同步。符号定时同步需要根据接收到的信号估计出定时误差, 重新获得最佳采样时刻的信号。由于频率跳变带来载波相位难以保证连续的特点, 部分定时同步方法不适用于跳频系统的符号定时同步。

目前, 针对跳频系统的定时同步可以分为反馈算法和前馈算法。Gardner 位定时误差提取算法^[3]通过闭环调整采用反馈插值结构实现位同步; 超前、滞后支路位同步法^[4]通过误差反馈的方法使当前支路的抽样判决时刻逐步与接收码元对齐。部分前馈算法针对具体系统特点, 比如 PN 序列扩频的跳频系统采用相关峰检测及其改进算法实现位同步^[5], 利用导频符号基于峰值检测将最大值对应的抽样时刻作为最佳采样点等^[6]。此外, 还有基于数字平方滤波定时算法实现跳频系统位定时同步, 引入卡尔曼滤波对定时误差进行平滑的改进算法^[7]。针对定时同步算法抗干扰性能的研究和改进主要集中在 OFDM 系统中^[8-10], 在跳频系统的定时同步算法研究中对系统在干扰条件下的性能分析

收稿日期: 2022-11-22; 修回日期: 2022-12-05。

基金项目: 国防科工局预研项目 (D020220)。

作者简介: 刘宇宇 (1998-), 女, 河北石家庄人, 研究生, 主要从事卫星通信方向的研究。

通讯作者: 潘申富 (1975-), 男, 湖南浏阳人, 博士后, 高级工程师, 主要从事卫星通信系统总体技术方向的研究。

引用格式: 刘宇宇, 王赛宇, 潘申富, 等. 一种改进的跳频抗干扰定时同步算法[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(2): 256-261.

与改进较少。

本文对适应跳频相位跳变的特点的平方法^[11]进行研究分析, 首先介绍了跳频系统平方法符号定时同步的原理, 推导出干扰条件下平方法定时同步性能相关公式, 仿真证明了干扰对定时同步性能的影响。针对此问题提出了基于能量排序检测的抗干扰定时同步算法, 得出了使用符号数 L 这一关键参数的选择依据和最终结论, 并与基于连续均值去除 (CME, continuous mean excision) 干扰检测^[12]定时同步算法进行比较, 改进算法的定时效果满足系统性能要求且计算复杂度远小于 CME 干扰检测定时同步算法。

1 跳频系统的定时同步

对于跳频系统而言, 对已调信号进行上变频时, 根据跳频速率, 不同跳频周期内频率在跳频频点集合内受伪随机序列控制跳变, 下面是跳频系统理论模型。经过跳频之后产生的 N 个跳频周期的跳频信号为:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N \left(\sum_{k=1}^M a_{k,n} g(t - (M \cdot (n-1) + k)T) \right) e^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} \quad (1)$$

其中: $a_{k,n}$ 为第 n 跳的第 k 个符号, 共有 N 跳, 每跳 M 个符号, f_n 为第 n 跳的频点, φ_n 为每一跳载波的初始相位。由于跳频的切换, 相邻两跳之间载波相位不能保证是连续的。对于高速跳频系统的特点, 跳速数量级与符号速率数量级接近, 使得每个跳频周期的符号数较少, 因此选择对载波相位变化不敏感的平方法进行跳频系统定时同步方案设计。

跳频系统要求在定时环节的定时估计误差对系统解调误码性能的影响小于 0.5 dB, 表 1 给出了定时估计误差与解调误码性能损失之间的对应关系, 因此要求定时算法在应用的信噪比范围以及跳频系统抗干扰应用场景下, 定时算法的归一化定时方差小于 10^{-3} 。

表 1 定时估计方差与解调误码性能损失的对应关系

归一化定时方差	1×10^{-1}	1×10^{-2}	1×10^{-3}
解调误码性能损失/dB	3	1	0.5

为适应跳频系统设计的符号定时方案如图 2 所示, 对于接收到的信号首先需要进行跳频频率同步, 此时不涉及符号同步。解跳后的信号有相同的载波频率, 通过匹配滤波器后按照平方法进行符号定时: 首先匹配滤波后的连续信号以抽样速率 $f_s = N/T$ 进行采样, 接着在时域平方, 对于平方后的数据做 LN 点 FFT, 提取 $1/T$ 的谱分量组成的傅里叶变换序列, 其归一化相位值为定时误差的归一化估计。提取到定时误差后, 根据估计值通过内插后抽取符号最佳定时时刻的值进行后续的解调处理。

由采样定理, 对 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 以抽样速率 $f_s = N/T$ 进行采样得到离散序列 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$, 其中 $N \geq 2$, 对其进行平方和运算得:

$$y(n) = y_1^2(n) + y_2^2(n) \quad (2)$$

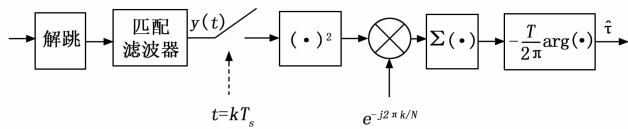


图 1 跳频系统定时同步

$y(n)$ 序列与载波相位误差 θ_c 无关, 并且时域平方等效于频域信号频谱的自卷积, 频谱含有符号速率 $1/T$ 的谱分量^[11]。为提取定时同步信息 $1/T$, 以观察时间 L 个符号周期 T , 对 $y(n)$ 做 LN 点 FFT 得:

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{LN-1} y(n) e^{-j2\pi nk/LN}, k = 0, 1, 2, \dots, LN-1 \quad (3)$$

位于 $1/T$ 的谱分量即 $k=L$ 的值 $Y(k)$ 为:

$$Y(L) = \sum_{n=0}^{LN-1} y(n) e^{-j2\pi n/N} \quad (4)$$

则由不同观察时间 $1/T$ 的谱分量组成的傅里叶变换序列为:

$$Y_m = \sum_{n=ml.N}^{(m+1)LN-1} y(n) e^{-j2\pi n/N} \quad (5)$$

若每个符号周期抽样时刻与最佳判决时刻存在 $\tau(t)$ 的归一化偏差, 假定在第 m 个观察时间内 $\tau(t)$ 为一个恒定的量 τ_m , M. Oerder 和 H. Meyr 证明, 在高斯白噪声条件下, Y_m 的归一化相位值 $\hat{\tau}_m$ 是 τ_m 的无偏估计^[11]:

$$E(\hat{\tau}_m) = -\frac{1}{2\pi} E[\arg(Y_m)] = \tau_m \quad (6)$$

理想条件下, 收发双方不存在时钟偏差, 随着参数 L 的增长, 意味着连续观测时间范围增长, 对应频域的频率分辨率越高, 则定时误差估计的准确率也越高。算法定时估计误差与使用符号数关系如图 2 所示, 可以得出用于定时估计误差估计的有效观测符号数最少为 400。

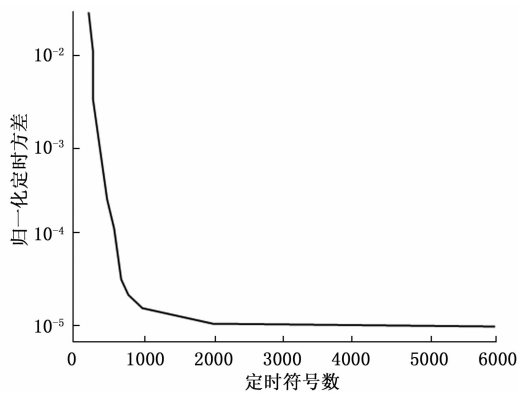


图 2 定时估计误差与使用符号数之间的关系

实际系统中收发双方存在时钟偏差, 定时使用符号数参数 L 的越大, 观察时间范围增大, 累积的时钟偏差越大; 当时钟偏差为 1×10^{-6} 时钟周期时, 定时使用符号数参数 L 大于 1×10^4 后, 定时估计误差随着符号数参数 L 的增加反而下降^[13]。因此, 用于定时估计误差估计的符号应在 1×10^4 以内选择。

2 定时同步抗干扰性能分析

干扰条件下, 收到的信号:

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^M a_{k,n} g(t - (M \cdot (n-1) + k)T + \tau_{n,k}) + n(t) + J(t) \quad (7)$$

其中: $n(t)$ 为高斯白噪声, $J(t)$ 为干扰信号, 平方和运算后, 进行 FFT 的信号 $1/T$ 的谱分量组成的傅里叶变换序列为:

$$Y = \sum_{n=0}^{LN-1} y(n) e^{-j2\pi m n / N} \quad (8)$$

根据高斯白噪声与包括有用信号和干扰信号在内的信号均不相关的特点, 其期望为:

$$E(Y) = \frac{LN}{T} [P_0(1/T) + J(1/T) + P_J(1/T)] \exp(-j2\pi\tau) \quad (9)$$

其中: $P_0(\cdot)$ 为有用信号频谱自卷积, $J(\cdot)$ 为有用信号频谱自卷积, $P_J(\cdot)$ 为有用信号和干扰信号频谱的互卷积, 此时 Y 的归一化相位值:

$$E(\hat{\tau}) = -\frac{1}{2\pi} E(\arg(Y)) \quad (10)$$

$$E(\hat{\tau}) = \tau - \frac{1}{2\pi} \arg[P_0(1/T) + J(1/T) + P_J(1/T)] \quad (11)$$

对于使用平方根升余弦函数成形和匹配的信号, 有用信号频谱自卷积 $P_0(\cdot)$ 幅角为 0, 因此在没有干扰时才能对定时误差进行准确估计, 在有干扰存在时, Y 的归一化相位值不能准确反映定时误差 τ 。

对于跳频系统, 由于其频率跳变的特点, 在观测时间内, 可以假设干扰频率是不变的。在干扰带宽占比很小时, 可以通过增加观测时间长度的方式, 降低干扰对定时估计的影响, 然而当干扰带宽占比增大时, 尤其是跳频系统实际面临 30% 的干扰带宽, 仅通过增加定时估计符号数不能降低干扰对定时估计性能的影响, 同时定时估计符号数受前文讨论的收发双方时钟钟差影响也存在上限。

为了满足系统解调性能要求, 抗干扰定时同步算法在设计时结合时域干扰检测结果, 选择未受干扰的数据作为定时依据, 此时需要对定时数据选择进行综合设计。

3 抗干扰定时同步算法设计

3.1 干扰检测算法原理

干扰检测主要分为能量检测算法^[14-17]、循环平稳检测算法^[18-20]、匹配滤波检测算法^[21-22]等方法。原有能量检测算法取信号的 N 个采样点功率平均值作为能量检测的检测统计量, 判断采样点是否受干扰。判断条件为, 根据计算的检测量与预先设定好的门限值的比较结果, 从而判断接收信号中是否存在干扰信号^[14]。对于跳频系统, 还可以使用针对基于频域连续均值去除算法进行迁移, 将检测频点是否存在干扰转化为检测某一频点对应的跳频周期是否

存在干扰, 通过迭代更新检测门限, 多次比较后去除干扰跳信号。

解跳后第 n 跳信号为:

$$r(n, k) = s(n, k) + n(n, k) + \beta_n J(n), k = 1, \dots, MX \quad (12)$$

其中: M 为跳频周期传输符号数, X 为采样倍数, β_n 为 0 或 1 表示第 n 跳是否存在干扰。信号 $s(n, k)$ 的平均功率为 σ_s^2 , $n(n, k)$ 为高斯白噪声均值为 0, 方差为 σ_n^2 , $J(n)$ 的平均功率为 σ_J^2 。

在完成解跳的前提下, 对每跳周期内信号采样点的能量幅度进行累加得到检测统计量:

$$A(n) = \sum_{k=1}^{MX} |r(n, k)|^2, n = 1, \dots, N \quad (13)$$

能量检测算法为一种二元检测算法对于第 n 跳是否存在干扰可表示如下:

$$H_0: r(n, k) = s(n, k) + n(n, k) \quad (14)$$

$$H_1: r(n, k) = s(n, k) + n(n, k) + J(n)$$

检测统计量近似服从于高斯分布:

$$H_0: A \sim N(\sigma_s^2 + \sigma_n^2, 2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2) \quad (15)$$

$$H_1: A \sim N(\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_J^2, 2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_J^2)^2)$$

对于设定门限 λ 虚警概率和检测概率分别为:

$$P_f \{A > \lambda | H_0\} = Q\left(\frac{\lambda - (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{\sqrt{2}(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}\right) \quad (16)$$

$$P_d \{A > \lambda | H_1\} = Q\left(\frac{\lambda - (\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_J^2)}{\sqrt{2}(\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_J^2)}\right) \quad (17)$$

其中: $Q(\cdot)$ 为标准正态分布的互补累计分布函数。门限值与设定虚警概率 P_f 关系公式为:

$$\lambda = (\sqrt{2}Q^{-1}(P_f) + 1)(\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \quad (18)$$

代入 λ 得检测与虚警概率 P_f 关系公式为:

$$P_d = Q\left[\frac{Q^{-1}(P_f) + \sqrt{\frac{1}{2}}}{\frac{\sigma_J^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} + 1} - \sqrt{\frac{1}{2}}\right] \quad (19)$$

门限设置是检测算法的核心问题, 在进行干扰比较去除时, 连续均值去除算法将 N 跳信号分为未受到干扰的跳集合与受到干扰的跳集合, 利用干扰跳集合能量均值 u_k 通过迭代更新检测门限 $\lambda = T \cdot u_k$, 多次比较后判断受干扰跳。更新门限参数的门限因子, 可以依据设定的检测概率 P_d 得到:

$$T = \sqrt{\frac{4}{\pi}} \sqrt{-\ln(1 - P_d)} \quad (20)$$

算法流程如下:

- 1) 认为接收跳是没有被干扰的, 用它来估计能量均值 u_k ;
- 2) 接收跳与能量门限 $\lambda = T \cdot u_k$ 进行比较, 检测量大于该门限的跳认为是被干扰的跳, 剔除计算能量均值 u_k 的集合范围;
- 3) 重复第一第二两步, 直到没有受干扰门限或者最大

允许的迭代次数达到后, 算法结束。

得到检测统计量 A 后, 连续均值去除算法还需要进行比较的数量级为 N^2 , 更新门限的计算过程中, 加法次数数量级为 N^2 , 乘法次数数量级为 N , 计算量大。针对此问题进行改进, 提出了一种简化的抗干扰定时同步算法。

3.2 改进抗干扰定时同步算法

对于跳频扩频系统, 其抗干扰的特性来源于跳频后带宽扩展, 功率限制干扰方施加的干扰带宽占比存在上限。改进算法根据干扰带宽占比 α , 采用动态门限设置方式, 假设每个跳频周期符号数为 M , 算法流程如下:

1) 选取 N 跳信号作为抗干扰定时同步算法输入, $N \cdot M < 10\ 000$;

2) 分别计算 N 跳信号检测统计量 A , 对 N 跳信号检测能量进行排序, 这一步需要进行比较的数量级为 N^2 ;

3) 将排序后能量最高的 βN 跳判定为干扰, 选择剩余的 $(1-\beta)N$ 个跳频周期内的符号, 作为平方法定时误差估计的输入。

改进算法和原有基于 CME 检测抗干扰定时同步算法相比, 都需要利用检测统计量 A , 在这一部分计算量相同, 改进算法只需进行数量级为 N^2 的比较排序过程, 不涉及迭代过程以及反复计算门限值中的乘法和加法, 减少了大部分的计算量, 降低了算法复杂度。

对于抗干扰定时同步算法, 其定时误差估计的准确度受输入平方法跳频周期符号数和输入跳频周期中受干扰跳占比有关。设定 βN 为干扰时, 定时过程中输入跳频周期中未受干扰跳数 N_0 为:

$$N_0 = (1-\beta)N - P_m(1-\beta)N \quad (21)$$

其中: P_m 为使用设定 βN 为干扰排序时漏警概率, $A_{\beta N}$ 为排序后对应的判断是否受干扰的依据。

$$P_m \{A < A_{\beta N} \mid H_1\} = 1 - Q\left(\frac{A_{\beta N} - (\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_j^2)}{\sqrt{2}(\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_j^2)}\right) \quad (22)$$

整个过程观测跳频周期 N 和实际使用未受干扰跳数 N_0 之间的比值 η 与设定 β 之间的关系为:

$$\eta = (1-\beta)P_m \quad (23)$$

功率限制干扰方施加的干扰带宽占一般为 30%, 图 3 为设定干扰带宽占比 $\alpha = 30\%$, 干信比 $JSR = 0$ dB 条件下, 利用改进算法进行干扰检测判断后, 输入平方定时估计环节的跳频周期中未受干扰跳数占比 η 与设定 β 之间的关系。

由图 3 可以看出, 在干扰检测环节考虑 β 的设计时, 使用较小的 β 可能带来较大的漏警概率, 使得输出至定时环节的跳频周期内包含部分受干扰跳, 导致定时环节的可用的未受干扰跳频周期减少, 影响定时估计结果进而引起解调性能损失。因此在 β 选择时不能过小。同时考虑前文讨论时钟偏差问题, β 选择时要保证检测后用于平方法定时估计的未受干扰符号数大于 400, 此外, 选取的整个观测时间段的符号不能超过 10 000, 否则时钟偏差会引入更大的定时估

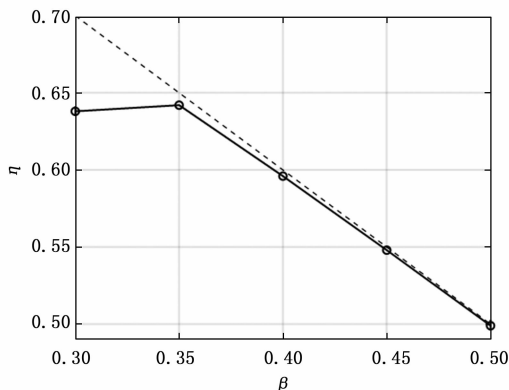


图 3 未受干扰跳数占比 η 与设定 β 之间的关系

计误差。如果 β 选择过大, 那么输出到平方定时估计环节的符号数目不足, 也会影响定时估计结果进而引起解调性能损失。

对 β 进行选择时, 还应重点参照跳频系统应用场景中干扰带宽占比 α , 一般情况下, 受功率限制干扰方施加的干扰带宽占一般不超过跳频扩频后所占带宽的 30%。

为了满足系统解调性能要求, 改进的抗干扰定时同步算法在设计时结合时域干扰检测结果, 选择未受干扰的数据作为定时依据, 根据前文讨论的定时符号数要求, 对定时数据选择进行了综合设计: 根据定时同步对符号数的要求, 一次检测跳数 N 为 200, 即改进的抗干扰定时同步算法需求符号总数 $L = 3\ 200$; 干扰带宽占比 30%, 改进的能量检测算法参数排序相关参数 $\beta = 35\%$, 改进算法输入平方法定时误差估计的符号数目 L_0 为 2 080。

4 仿真分析

干扰检测算法本身可以从检测概率作为衡量指标体现干扰检测的效果; 抗干扰定时同步算法目的在于优化定时效果, 干扰检测与定时是一体的过程, 因此需要以改进的定时同步算法定时的归一化定时方差作为衡量指标体现改进定时同步算法的定时估计效果, 进而得出定时同步算法是否满足系统解调性能要求。

要想通过仿真验证所提基于能量检测的抗干扰算法性能, 利用 Matlab 进行仿真, 首先对跳频系统收发过程建模。

对跳频系统建模, 具体使用的参数如表 1 所示, 跳频系统应用场景中干扰带宽最大为 30%; 对于受干扰部分的跳频周期, 干信比 JSR 范围为 10~60 dB。跳频系统收发使用的时钟钟差为 1×10^{-6} , 根据跳频速率和符号速率, 每个跳频周期符号数为 16, 在仿真时不进行编码, 成形前上采样倍数为 4。后续的仿真都在此系统参数上完成。

4.1 改进算法的检测性能仿真

根据定时同步对符号数的要求, 一次检测跳数 N 为 200, 即算法需求符号总数 $L = 3\ 200$; 改进的能量检测算法参数排序相关参数 $\beta = 35\%$ 。

表 1 跳频系统仿真参数设置表

参数名称	参数选择
每个跳频周期符号数	16
调制方式	QPSK
成形/匹配滤波方式	根升余弦函数
信道类型	AWGN
设定归一化定时偏差	0.25
收发时钟偏差	1×10^{-6}
干扰带宽上限	30%
干信比范围/dB	10~60
信噪比/dB	5

使用基于能量检测的干扰预处理方案和跳频系统模型，假设干扰带宽占比 30%，首先仿真干扰检测算法的检测效果。

与针对跳频系统进行将频域 CME 检测迁移到时域迁移的算法^[23]进行对比，对于对比 CME 检测算法设定虚警概率为 1%，为保证收敛，迭代次数为 15 次。

由图 8 可以看出，在不同干信比条件下，检测概率不同，对于抗干扰定时同步算法而言，在 $JSR=0$ dB 时检测概率 P_d 接近为 1，意味着可以较准确地检出干扰，使得用于定时同步的数据中更多的是未受干扰部分。

实际系统应用背景中干信比为 10~60 dB，干信比大于 10 dB 时，根据干扰检测概率接近 1，干扰被检出，系统定时性能不受干扰影响。对比 CME 算法检测结果和本改进干扰检测算法结果，在干信比 JSR 大于 -5 dB 时，本算法的干扰检测性能与 CME 算法接近。

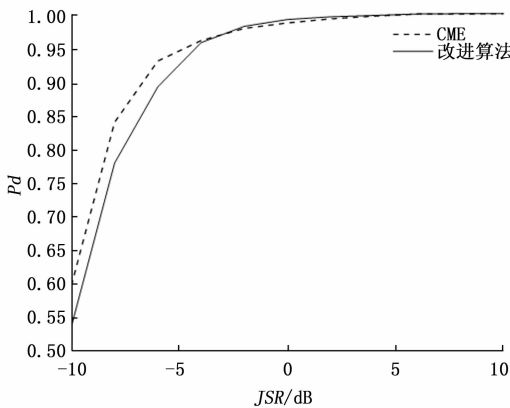


图 4 使用干扰检测算法后的检测效果

基于 CME 的算法和改进算法均需要计算检测统计量 A ，而在后续干扰判断中，连续均值去除算法还需要进行比较的数量级为 N^2 ，加法次数数量级为 N^2 ，乘法次数数量级为 N ；改进算法只需要进行最坏情况下数量级为 N^2 次数的比较实现排序，减少了一半的计算量，因此在计算复杂度方面，改进算法更具有优势。

4.2 改进算法的定时估计性能仿真

前文对检测概率的仿真中，CME 算法和改进算法在干

信比较低时检测性能均不佳，但是抗干扰定时同步算法目的在于优化定时效果，降低定时环节的系统性能损失，干扰检测与定时是一体的过程，因此这里对改进算法的定时估计性能进行仿真，以定时同步算法定时的归一化定时方差衡量定时估计效果，再根据前文得出的归一化定时方差与系统解调误码性能损失之间的对应关系，得出定时同步算法是否满足系统解调性能要求。

根据定时同步对符号数的要求，一次检测跳数 N 为 200，每跳符号数为 16，干扰带宽占比 30%，改进的能量检测算法参数排序相关参数 $\beta=35\%$ ，改进算法输入平方法定时误差估计的符号数目 L_0 为 2 080。

以 JSR 在 -10~-5 dB 为例，此时检测概率较低，但是其整体定时性能仿真结果如图 5 所示，即干信比较低时干扰对定时性能产生影响较小，即使检测概率较低，定时产生的解调性能误差仍能满足系统要求。

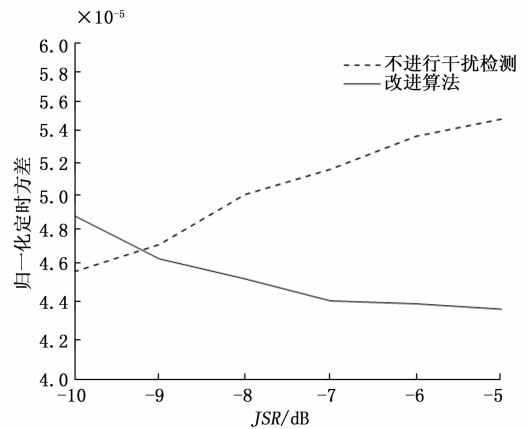


图 5 低干信比定时估计效果

对于图 5 中干信比 JSR 为 -10 dB 时，由于干扰信号较小，符号定时同步受影响较小，改进算法输入平方法定时误差估计的符号数目 L_0 为 2 080，而不进行检测使用的符号数目 L 为 3 200，因此不使用干扰检测进行定时的归一化定时方差比使用改进算法小 3×10^{-6} 。总体而言，在干信比较小的条件下，虽然改进算法的检测性能仿真中显示两种算法干扰检测概率均不高，但是对于抗干扰定时同步算法整体而言，其性能足够满足系统解调性能要求的归一化定时方差小于 1×10^{-3} ，保证在定时环节系统解调性能损失少于 0.5 dB。

对于定时同步算法，由于明确提出具有抗干扰能力的定时同步算法较少，因此使用没有针对干扰进行特殊设计的基于线性相位近似的最大似然估计定时同步算法^[24]作为比较。干扰带宽占比 30%，干信比为 10 dB，信噪比 SNR 为 5 dB 时，各方法的定时方差如表 2 所示。使用干扰检测算法后，归一化符号定时方差在 1×10^{-3} 内，因此符号定时误差对解调性能的损失控制在 0.5 dB 内，最大似然算法满足要求，但是改进算法定时误差估计性能更好。

表 2 不同定时算法定时方差对比

算法	最大似然	改进算法	无检测算法
归一化定时方差	2.5×10^{-4}	4.5×10^{-5}	6.2×10^{-3}

图 6 为使用干扰检测算法后的不同干扰带宽占比下的定时同步效果, 干信比为 10 dB, 信噪比 SNR 为 5 dB 时, 不同干扰带宽下进行定时估计的归一化定时方差, 从仿真结果可以看出使用干扰检测算法后, 归一化符号定时方差均控制在 1×10^{-3} 内, 满足解调性能损失对定时误差的要求。

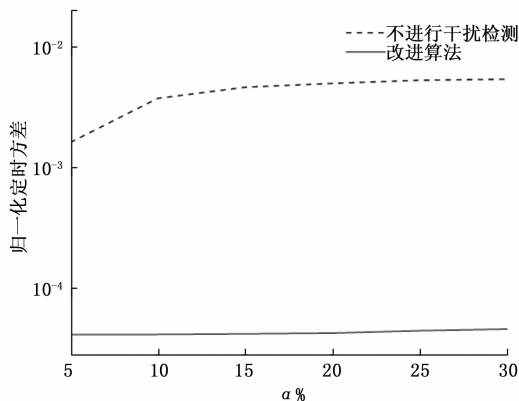


图 6 不同干扰带宽定时估计效果

5 结束语

本文针对跳频通信符号定时同步中, 在干扰条件下定时算法定时性能受损失, 原有检测算法计算复杂度高并且为考虑定时符号长度设计的问题, 提出了一种改进的抗干扰定时同步算法。首先分析了干扰对符号定时同步的影响, 干扰条件下定时解调性能损失大于 0.5 dB。设计了按时域跳基于能量排序去除干扰后平方定时同步算法, 得到了算法整体需要的符号长度 $L=3200$ 。通过仿真分析可知, 改进算法在降低计算复杂度的同时还能保证原有检测性能, 同时改进的跳频通信系统定时同步方法在不同干扰条件下均能满足解调性能要求, 提升了系统抗干扰能力。仿真分析表明, 所提改进方法在大干信比干扰条件下具有较好检测效果, 当干信比较小时, 该方法带来的定时性能提升受限。因此, 如何在低干信比条件下取得更好检测的效果, 是未来可进一步研究的方向。

参考文献:

[1] 常海锐, 王峰. 防空导弹武器系统无线通信抗干扰能力分析 [J]. 现代防御技术, 2020, 48 (6): 60-66.

[2] 韩孟来, 倪永婧. 一种 16 倍采样的 Gardner 定时同步方法 [J]. 电讯技术, 2019, 59 (2): 223-228.

[3] GARDNER F M. Interpolation in digital modems. I. Fundamentals [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41

(3): 501-507.

[4] 潘炜程. 跳频电台调制解调技术的研究与实现 [D]. 南京: 南京理工大学, 2018.

[5] 陈安旭. Link 16 数据链物理层关键技术的研究与验证 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.

[6] 王琛, 王芳, 李明齐. 无线自组织通信中基于前导符号的定时同步 [J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42 (6): 1372-1378.

[7] 常宁, 于宏毅. 一种短波快速无抖动符号同步设计 [J]. 信息工程大学学报, 2009, 10 (3): 333-335, 360.

[8] 邓军. 全数字接收机码元同步算法的 VLSI 实现研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.

[9] 张秀艳, 高岩. OFDM 系统改进的定时同步算法 [J]. 信息技术, 2020, 44 (12): 77-81, 85.

[10] 申敏, 毛文俊, 袁一铭, 等. 基于 MIMO 电力线信道的定时同步算法 [J]. 光通信研究, 2022, (2): 18-21, 34.

[11] OERDER M, MEYER H. Digital filter and square timing recovery [J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36 (5): 605-612.

[12] 张雪坤, 别红霞, 郑健, 等. 一种抗窄带干扰的 OFDM 符号定时同步改进算法 [J]. 北京邮电大学学报, 2015 (1): 76-81.

[13] 潘申富. 基于频带共享的卫星通信关键技术研究 [D]. 北京: 北京大学, 2003.

[14] SAARNISAARI H. Consecutive mean excision algorithms in narrowband or short time interference mitigation [C] // Position Location and Navigation Symposium, 2004: 447-454.

[15] 朱付强, 陈亚丁, 袁东华. 一种基于 CME 的改进型干扰信号检测算法 [J]. 通信对抗, 2017, 36 (3): 10-14.

[16] 徐卓异, 王兵. 一种基于频谱估计的跳频系统干扰检测算法 [J]. 电子设计工程, 2013, 21 (24): 138-141.

[17] 赵春晖, 马爽, 成宝芝. 基于特征值矩阵的循环平稳检测算法 [J]. 深圳大学学报: 理工版, 2012, 29 (2): 107-112.

[18] 黎海涛, 李佳宇, 方正. 同时收发认知抗干扰系统的改进能量检测算法 [J]. 国防科技大学学报, 2017, 39 (6): 165-169.

[19] 秦智超, 岳兆娟, 田辉. 认知无线网络中基于信噪比估计的快速循环平稳特征检测 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2020, 15 (7): 629-634, 641.

[20] 王晓蓉, 宋晓鸥. 基于累积和的改进超宽带循环平稳检测算法 [J]. 电讯技术, 2020, 60 (12): 1470-1474.

[21] 徐乃清, 张劲东, 魏煜宁. 改进时域对消算法抗主瓣恒模干扰研究 [J]. 雷达科学与技术, 2020 (5): 473-478.

[22] 张天林. 基于信号能量的干扰检测技术研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2018.

[23] 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): 93-100.

[24] 王乐, 刘靖. 基于线性相位近似的 SOQPSK-TG 信号同步算法 [J]. 电讯技术, 2021, 61 (3): 348-352.