

基于改进时频脊线的多用户宽带跳频信号参数估计方法

安建¹, 刘旭东², 吕飞飞², 郑巧娜², 刘文旭²

(1. 中国人民解放军 61096 部队, 北京 102300;

2. 中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对多用户宽带跳频信号参数估计问题, 提出了一种基于改进时频脊线的参数估计方法; 基于短时傅立叶变换获得的时频矩阵, 进行最高与最低时频脊线的计算和处理, 联合两时频脊线差分结果进行滑动窗处理, 进而获得了跳频时刻粗估计结果, 基于漏跳问题, 实现了跳频时刻校正, 使用矫正后的结果, 通过最小二乘拟合, 计算得到了跳速与跳频时刻的估计结果; 经仿真试验测试, 验证了该算法在不同带宽和跳速下的有效性, 跳速估计平均值准确, 标准差在 0.006% 以内, 跳频时刻估计误差平均值和标准差分别在 0.18% 和 0.14% 以内; 经实测跳频信号测试, 跳速估计平均值准确, 标准差在 0.03% 以内; 算法实现了多用户宽带跳频信号的跳速和跳频时刻估计, 且计算量小, 具有工程应用前景。

关键词: 多用户宽带跳频信号; 时频域参数估计; 时频脊线提取; 短时傅立叶变换; 最小二乘拟合

Parameter Estimation Method of Multi-broadband Frequency Hopping Signal Based on Improved Time-frequency Ridge

AN Jian¹, LIU Xudong², LÜ Feifei², ZHENG Qiaona², LIU Wenxu²

(1. Unit 61096, PLA, Beijing 102300, China;

2. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Aiming at the parameter estimation of multi-user broadband frequency hopping signals, a parameter estimation method based on improved time-frequency ridge is proposed. Based on the time-frequency matrix obtained by short-time-Fourier transform (STFT), the highest and lowest time-frequency ridges are calculated and processed, and the sliding window is used to process the difference results of two time-frequency ridges, and then, the rough estimation results of frequency hopping time are obtained. For the missing hops, the frequency hopping time correction is realized. For the corrected results, the hopping speed and frequency hopping time are estimated by the least square fitting. Simulation test verifies that the algorithm has the effectiveness of different bandwidth and hopping speed, the hopping speed estimation average is accurate, with a standard deviation of within 0.006%, the average value of the estimation error and standard deviation of hopping time is 0.18% and 0.14%, respectively. Through actual testing, the hopping speed estimation average is accurate, with a standard deviation of within 0.03%. The algorithm realizes the estimation of hopping speed and hopping time for multi-broadband frequency hopping signals, with small calculation amount, which has the prospect of engineering application.

Keywords: multi-broadband frequency hopping signal; time-frequency domain parameter estimation; time-frequency ridge extraction; STFT; least square fitting

收稿日期:2024-03-06; 修回日期:2024-03-25。

作者简介:安建(1980-),男,博士,高级工程师。

通讯作者:刘旭东(1986-),男,博士,高级工程师。

引用格式:安建,刘旭东,吕飞飞,等.基于改进时频脊线的多用户宽带跳频信号参数估计方法[J].计算机测量与控制,2025,33(4):225-231.

0 引言

在现代无线通信体制中,跳频通信具有十分广泛的应用,为许多场景下的信息通信技术提供了基础^[1-3]。作为扩频通信的一种实现技术,跳频通信不局限于单一频点,而是基于事先约定的跳频图案等进行信息的发送和接收,大幅提升了频谱利用效率。此外,由于其跳频序列的“伪随机性”,跳频通信信号的载波频率不易确定,且单一或几个频率干扰往往失效。因此,跳频通信具有较好的保密性和抗干扰性,无论是军事领域还是民用领域都获得了极多的应用,如立体声调频广播、军事通信系统等^[4-5]。但是,跳频通信也并非完全不可干扰。在通信对抗中,跟踪式干扰是常用的干扰跳频通信的手段。而成功实现干扰的前提在于获得准确的跳频通信信号参数。

目前,跳频信号参数估计的方法主要有时频分析法^[6]、稀疏重构法^[7-8]和原子分解法^[9-10]3类。其中,时频分析法是跳频信号参数估计中的主要方法。文献[11-12]为了减小WVD交叉干扰项的影响,分别使用Gabor分解、频域滤波的方法把跳频信号分解为多个单频信号,在利用WVD对单频信号逐一分析获取跳频信号的参数估计结果。文献[13]提出了STFT-WVD联合算法,能有效抑制WVD的交叉干扰项,在没有增加运算复杂度的同时又有较高的时频分辨率。相比于SP-WVD^[14],该算法有更好的估计效果。文献[15]利用STFT分析多频率分量信号,而后用小波变换提取时频脊线的边沿,最后利用谱分析的方法完成参数估计,同时能够避免交叉项的影响。文献[16-17]通过提取时频脊线实现对跳频参数的估计,在存在较强干扰的情况下仍能进行正确的参数估计。时频分析法估计精度比较高,但在信噪比低于门限会失效,而且算法不适用于多跳频信号参数估计的情况。

稀疏重构法也是一种常用的跳频参数估计方法。文献[18]利用跳频信号在时频域的稀疏特性,用稀疏重构方法,在时频两个方向的双重约束下求解跳频信号参数,但复杂度较高。文献[19]研究了压缩域多跳频信号参数估计的方法,对信号先进行分段处理,在压缩采样,采用整体粗估计局部精估计的思想估计得到跳频信号的参数,不仅提高了参数估计精度,也大大降低了算法复杂度。

除了上述参数估计方法,原子分解法是一种较新颖的参数估计方法。文献[20]通过对信号样本进行原子分解,能够检测出高斯白噪声环境中的跳频信号。通过分解得到的时频原子估计出跳频信号的参数。文献[21]通过改进矩形函数,将原子分解算法应用到

非常规跳频信号的参数盲估计领域,提高了参数估计精度。

以上几种方法都是针对单跳频信号参数估计,很难适应于多跳频信号的情况。而且现阶段为了提升跳频通信系统的性能,逐渐加大了跳频带宽,这给多跳频宽带信号参数估计带来了挑战。文献[22-23]均适用于多跳频信号,在高信噪比下能够获得较好的参数估计结果,面对突发干扰和低信噪比的情况性能会下降。

综合以上问题,针对多用户宽带跳频信号参数估计问题,本文提出一种基于改进时频脊线的多跳频信号参数估计方法,利用STFT获得时频矩阵后提取各时刻频点信息并获得最高脊线与最低脊线,然后分别差分,并对频率差分结果进行处理从而得到跳频时刻粗估计结果,在完成跳频时刻校正后进行拟合,从而确定跳频信号起跳时刻和跳周期,实现多跳频信号参数估计。

1 信号模型与时频分析

1.1 跳频信号模型

设跳频信号 $s(t)$ 的跳频周期为 T , 有:

$$s(t) = A \sum_k \text{rect}\left(\frac{t'}{T}\right) \exp[i(\omega_k t' + \varphi_k)] \quad (1)$$

其中: $t' = t - kT - \alpha$, α 表示初始相位, A 为信号幅度, rect 表示单位矩形脉冲, ω_k 和 φ_k 分别表示第 k 跳的载频和相位, 且有 $k \geq 1$ 。接下来以二进制移相键控(BPSK)调制的跳频信号为例, 对 φ_k 取值进行进一步的说明。

BPSK 调制信号即通过改变相位实现对二进制数字基带信号 0 和 1 的控制, 进而传输二元符号实现通信。通常相位的取值为 0 和 π , 因此, BPSK 跳频信号可以表示为,

$$s(t) = A \sum_k \text{rect}\left(\frac{t'}{T}\right) \sum_m \exp[i(\omega_k t' + \varphi_{k,m})] \quad (2)$$

即每一跳信号均被分为多个时隙, 每个时隙发送对应的码元, 其中第 k 跳跳频信号第 m 个时隙的相位可以表示为:

$$\varphi_{k,m} = \begin{cases} 0, & \text{第 } m \text{ 个码元为“0”} \\ \pi, & \text{第 } m \text{ 个码元为“1”} \end{cases} \quad (3)$$

此时, 第 k 跳信号中相位 $\varphi_{k,m}$ 的取值与码元有关。

对于 BPSK 调制信号, 当信号码元宽度为 T_s 时, 其频带宽度为:

$$B = \frac{2}{T_s} = 2R_b \quad (4)$$

其中: R_b 表示码元速率。更高的码元速率意味着在相同时间内传输更多码元, 获得更高的通信效率, 同时也会导致信号带宽的提升。随着通信技术的不断发展, 跳频通信已经向着宽带、高速、多跳频等方向发展。因此有必要研究多用户宽带跳频信号参数估计。

在实际环境中, 接收到的多跳频信号可以表示为:

$$s(t) = s_1(t) + \dots + s_n(t) + \dots + s_N(t) + v(t) \quad (5)$$

其中: $s_n(t)$ 表示第 n 个跳频信号, N 表示跳频信号总数, $v(t)$ 为加性高斯白噪声, 且与信号不相关。不同于单跳频信号, 多跳频信号意味着在同一时刻可能会发生多次频率跳变。

1.2 时频分析

时频分析是一类重要的处理非平稳信号的方法。相比于傅立叶变换, 时频分析方法不仅可以显示出信号有哪些频率成分, 而且可以显示出各个成分出现的时刻, 即信号频率随时间变化的情况, 包括各个时刻的瞬时频率及其幅值。跳频信号的频率会随时间发生随机跳变, 因此需要在时间-频率二维平面上才可以更好地观察其变化规律。故而通过时频分析对跳频信号进行处理, 可以直观地显示其跳频频率变化与时间的关系, 从而对信号进一步处理。

时频分析方法主要有以 STFT 为代表的线性变换以及以 WVD 及其改进算法如 SPWVD 为代表的非线性变换等方法。其中 STFT 具有更明确的物理意义和更小的运算量, 便于工程实现, 其过程中使用的傅立叶变换也能够利用傅立叶变换快速算法实现, 具有更高的计算效率。此外, STFT 是线性变换, 不会产生交叉项, 因此, 本文使用 STFT 方法对多用户宽带跳频信号进行时频分析, 求解信号时频矩阵。

为显示频率信息随时间变化的情况, STFT 设定了时间宽度很窄的窗函数, 利用短时窗函数截取信号的时间序列段, 对其进行傅立叶变换, 就能获得信号的局部频谱。当窗函数在信号的时域滑动时, 即可得到整个信号的时频矩阵。如图 1 所示。使用公式对信号 $z(t)$ 的 STFT 进行表示, 即:

$$\text{STFT}_z(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} [z(u)g^*(u-t)]\exp(-i2\pi fu) du \quad (6)$$

其中: $g(t)$ 表示时间宽度很窄的窗函数, 当 $g(t)$ 取值恒为 1 时, STFT 就退化成了傅立叶变换。

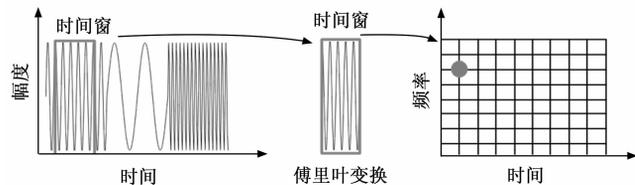


图 1 短时傅立叶变换示意图

在实际的数字信号处理中, 需要将连续信号进行离散化以便于计算机处理。将式 (6) 进行离散表示, 有第 m 时刻的离散 STFT:

$$Z(m, n) = \sum_{k=mL}^{M+nL-1} z(k)g^*(k-m)\exp[-i2\pi(nF)k] \quad (7)$$

其中: $Z(m, n) = Z(mT, nF)$, (mT, nF) 表示等间隔时频网格点, T 和 F 分别表示时域和频域的采样间隔, L 表示窗口滑动间隔, M 表示时间窗口序列长度。离散 STFT 在 m 时刻的变换即为加窗序列 $z(k)g^*(k-m)$ 的傅立叶变换, 因此可以使用快速傅立叶变换算法提高运算效率。

经过 STFT 获得的时频矩阵中既有信号中包含的频率信息, 而且提供了信号频率跳变的时间信息。本文通过对跳频信号的时频矩阵进行处理, 提取其中蕴含的时频信息, 进而对跳频信号的跳周期和起跳时刻进行参数估计。

2 基于改进时频脊线的参数估计方法

2.1 算法流程

基于跳频信号的时频矩阵进行处理, 可以获得跳频信号跳周期和跳频时刻的参数估计。在传统算法中, 逐时间点提取时频能量最大值对应的频率, 可以得到信号的瞬时频率随时间的变换关系, 即时频脊线, 时间点 m 下的最大时频能量频点 $R(m)$ 的计算式如下:

$$R(m) = \underset{n}{\operatorname{argmax}} [Z(m, n)] \times F \quad (8)$$

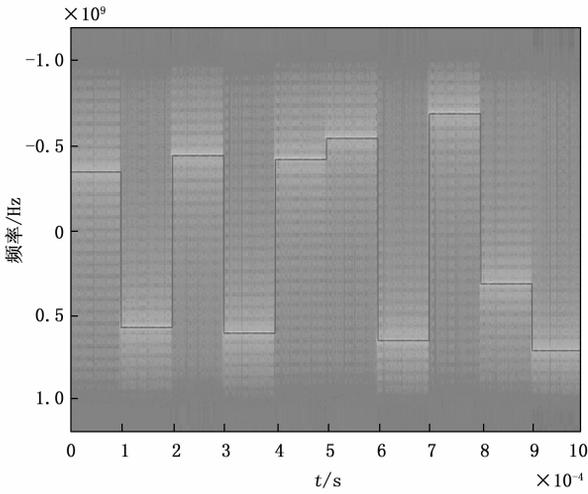
其中: F 为频域采样间隔, 有 $F = f_s/N_f$, f_s 为信号采样频率, N_f 为傅立叶变换点数, 一般与 STFT 窗函数长度相等, 即 $N_f = N$ 。

但在多跳频信号且各频点电平相等的场景下, 信号经传输后, 各频点信号经时频变换后的时频能量近似相等但其相对大小情况会随机变化, 逐时间点提取单个时频能量最大值可能每次取在不同的频点信号上, 从而无法获得某个频点信号的完整时频脊线, 如图 2 所示。

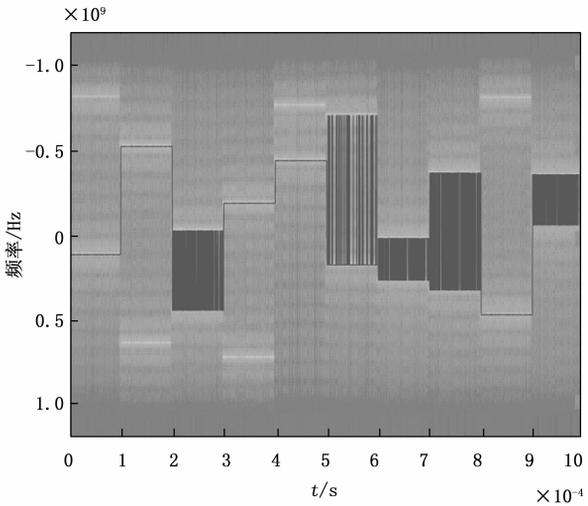
图 2 中分别给出了单跳频信号和多跳频信号场景下的时频脊线提取结果。从图 2 (b) 中可以明显看出, 在同一跳内, 每个时间点的时频能量最大值并没有出现在同一个频点信号上, 因此在多跳频信号场景下, 传统的时频脊线提取算法不再适用, 需要对其进行改进。

本文提出的基于改进时频脊线的多用户宽带跳频信号参数估计算法流程如图 3 所示。

对接收到的跳频信号首先进行数字下变频和降采样处理, 然后处理后的信号进行 STFT 获得跳频信号的时频矩阵, 基于时频矩阵进行改进的时频脊线提取, 对时频脊线进行进一步的处理后, 获得跳频时刻的粗估计结果, 对跳频时刻和对应序号进行校正后, 拟合校正结果即可获得跳周期的估计结果, 将总跳数代入拟合所得公式后, 即可获得各跳信号的跳频时刻。在接下来的 2.2 和 2.3 节内容中, 将对算法中的关键流程进行具体



(a) 单跳频信号时频脊线提取



(b) 多跳频信号时频脊线提取

图 2 跳频信号时频矩阵时频脊线

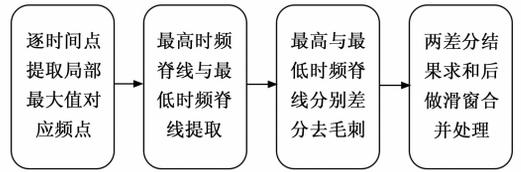


图 4 改进的时频脊线提取算法

根据先验信息获得跳频信号个数 P ，在时间点 m 计算时频能量的 P 个局部最大值 $R(m, p), p = 1, \dots, P$ 。首先求解第 1 个时频能量最大的频点，即：

$$R(m, p) = \arg\max_n \{Z(m, n)\} \times F \quad (9)$$

其中： $p = 1$ ，然后根据信号带宽 B ，将时频矩阵中时间点 m 下频点 $R(m, 1)$ 附近即频率在 $[-B/2 + R(m, 1), B/2 + R(m, 1)]$ 范围内的时频能量置零，防止该频点带宽内频点时频能量影响后续局部最大值的判断。置零操作后得到新的时频矩阵 $Z_1(m, n)$ ，基于 $Z_1(m, n)$ 继续使用式 (9) 计算第 2 个频点 $R(m, 2)$ 并重复上述置零操作得到 $Z_2(m, n)$ 。后续重复上述操作直到获得该时间点下所有 P 个时频能量局部最大的频点 $R(m, p), p = 1, \dots, P$ 。继续在下一个时间点重复上述操作，直到获得所有时间点下的时频能量局部最大频点 $R(m, p), p = 1, \dots, P, m = 1, \dots, M$ 。

为保证算法稳健性的同时减少计算量，逐时间点取 $R(m, p)$ 中的最大值和最小值，得到最高时频脊线 $R_h(m)$ 与最低时频脊线 $R_l(m)$ ，即：

$$R_h(m) = \arg\max_p R(m, p) \quad (10)$$

$$R_l(m) = \arg\min_p R(m, p) \quad (11)$$

由于同一跳信号在相邻时间点的频率值近似相等，而不同跳信号的频点值在相邻时间点往往存在较大差异，因此，分别对最高时频脊线 $R_h(m)$ 与最低时频脊线 $R_l(m)$ 进行一阶差分并求绝对值，即

$$\Delta R_h(m) = |R_h(m+1) - R_h(m)| \quad (12)$$

$$\Delta R_l(m) = |R_l(m+1) - R_l(m)| \quad (13)$$

其中： $|\cdot|$ 表示取绝对值。

不同跳的差分结果会在跳频的时间点形成脉冲，而同一跳的差分结果往往为 0 或远小于脉冲值。

为获得跳频时刻的粗估计结果，需要对差分结果去毛刺。设置频点差门限 F_{th} ，差分结果中小于门限的值置为 0，大于门限的值置为 1，即：

$$\Delta R'_h(m) = \begin{cases} 1 & \Delta R_h(m) > F_{th} \\ 0 & \Delta R_h(m) \leq F_{th} \end{cases} \quad (14)$$

$$\Delta R'_l(m) = \begin{cases} 1 & \Delta R_l(m) > F_{th} \\ 0 & \Delta R_l(m) \leq F_{th} \end{cases} \quad (15)$$

需要注意的是，由于 STFT 的时间窗特性，随着傅立叶变换时间窗的滑动，后一跳信号会在 STFT 后的时

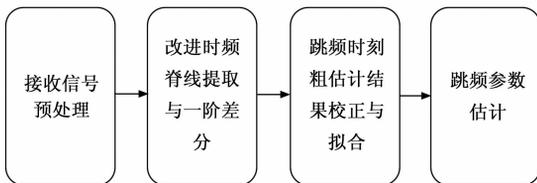


图 3 基于改进时频脊线的多用户宽带跳频信号参数估计算法流程图

阐述。

2.2 改进时频脊线与一阶差分

对于多跳频信号的时频矩阵，逐时间点提取单个时频能量最大值时无法获得每跳信号的完整脊线，如图 2 (b) 所示。因此，本文提出了改进的时频脊线提取方法，即逐时间点提取多个时频能量的局部最大值，获得各频点信号的瞬时频率随时间的变换关系，算法流程如图 4 所示。

间点上提前出现,且当两跳信号电平相等时,在窗口中心滑动到跳频时刻时,两跳信号频谱能量相等。由于信号传输造成随机噪声的引入,在窗口最后一点滑动到跳频时刻与窗口第一点滑动到跳频时刻之间,两跳信号同时存在,其信号强度发生随机抖动,从而造成时频能量的随机抖动,从而影响局部最大值的计算,进而影响 $\Delta R'_h(m)$ 与 $\Delta R'_l(m)$ 的计算结果。因此,跳频时刻附近可能存在一个模糊区间, $\Delta R'_h(m)$ 与 $\Delta R'_l(m)$ 中在一个傅立叶变换时间窗内可能会存在多个“1”。所以需要通过滑窗法将一个时间窗内的多个“1”合并。

为增加算法鲁棒性,取差分结果和做合并运算,即:

$$\Delta R(m) = \Delta R'_h(m) + \Delta R'_l(m) \quad (16)$$

然后使用滑窗法,设置窗口长度为 N ,即STFT长度,将一个时间窗内的多个“1”合并,将时间窗内的第一个“1”和最后一个“1”的中点处的值置为“1”,窗口内其余值置零,得到处理后的差分结果和 $\Delta R'(m)$ 。如图5所示。

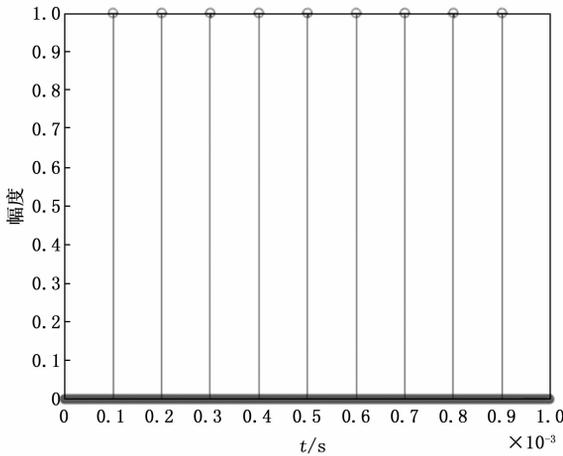


图5 滑窗法处理时频脊线差分结果和

通过滑窗法处理后, $\Delta R'(m)$ 中为“1”的位置即为跳频时刻的粗估计结果。有:

$$\tau(i) = mTs. t. \Delta R'(m) = 1 \quad (17)$$

其中: $\tau(i)$ 即为跳频时刻的粗估计结果, i 对应 $\tau(i)$ 的序号,表示第 i 跳。之所以将 $\tau(i)$ 定义为跳频时刻的粗估计结果,是因为其序号 i 与真实跳数可能并不对应,相邻两跳频率差距过小时,其差值可能会作为毛刺被过滤掉,因此还需要做进一步的校正。

2.3 跳频时刻粗估计结果校正与拟合

由于噪声的存在以及各跳信号频率差异的影响, $\tau(i)$ 中可能存在漏跳的情况,从而导致其序号 i 与真实跳序号不对应。本节介绍跳频时刻 $\tau(i)$ 与跳序号 i 的校正方法。

如果需要对跳序号进行校正,首先要获得最小跳频

间隔,进而计算出当前跳真实的跳序号。计算相邻跳的时间差,即:

$$\Delta\tau(i) = \tau(i) - \tau(i-1) \quad (18)$$

取 $\Delta\tau(i)$ 中的最小值作为最小跳频间隔 $\Delta\tau_{\min}$,用以校正跳序号,即有

$$j = \left[\frac{\tau(i) - \tau(1)}{\Delta\tau_{\min}} \right] + 1 \quad (19)$$

其中: j 为校正后的 $\tau(i)$ 的序号, $[\cdot]$ 表示四舍五入取整。

跳频时刻对应的跳序号校正完成后,利用所有跳频时刻对跳周期进行估计,即使用最小二乘算法进行拟合,跳频时刻与对应的跳序号均在同一条直线上,该直线的斜率即为跳周期。即有:

$$k = \frac{I \sum [j \times \tau(i)] - \sum \tau(i) \sum j}{I \sum j^2 - (\sum j)^2}$$

$$b = \frac{\sum \tau(i) - k \sum j}{I}$$

$$y = k \times j + b \quad (20)$$

其中: I 表示跳频时刻 $\tau(i)$ 中元素总个数,计算出来的 k 即为直线斜率, b 即为直线截距。将令 $h = 1, 2, \dots, H$ 代入式 $y = k \times h + b$ 中即可得到 H 跳信号的所有起跳时刻。

3 仿真与实测试验结果分析

3.1 仿真试验设计、处理与分析

为验证算法有效性,设计仿真试验并对算法估计结果进行评估。分别设计不同带宽、不同跳速的仿真试验,从带宽和跳速等方面对算法性能进行评估,以证明算法有效性。

信号使用 Matlab 软件基于式(1)仿真产生,所添加的噪声为高斯白噪声,信号长度为30跳信号。

信号的基本参数为带宽10 Mbps,调制方式为BPSK,跳速为10 000跳/s,载噪比 $E_b/N_0 = 30$ dB,各跳信号的中心频点为随机产生,在同一时刻存在两个跳频信号从而构成多跳频信号。通过控制变量法评估单一因素对算法性能的影响,在其中某一项参数发生变化时,其余参数保持不变。

3.1.1 信号带宽对参数估计的影响

设计试验评估信号带宽对参数估计的影响,分别设计信号带宽为10、20、30、40 Mbps,各进行200次蒙特卡洛仿真,对信号跳速和起跳时刻进行估计,其中,为评估起跳时刻估计结果,定义均方根误差(RMSE)计算方式为:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (\hat{y}_n - y_n)^2}{N}} \quad (21)$$

其中： \hat{y}_n 为第 n 个跳频时刻的估计值， y_n 为第 n 个跳频时刻的真实值。

各带宽设置下，试验结果如表 1 所示。

表 1 不同带宽参数估计结果

带宽/ Mbps	跳速估计		起跳时刻估计	
	平均值/(跳/s)	标准差/(跳/s)	平均值/ μ s	标准差/ μ s
10	10 000	0.016	0.020	0.002
20	10 000	0.188	0.115	0.135
30	10 000	0.223	0.126	0.057
40	10 000	0.507	0.098	0.057

从表 1 中可以看出，随着带宽的增大，信号参数的估计效果标准差受到影响，这是因为，在各时刻随机生成的频点中，有些时刻两频点相距较近，随着带宽的增大，其能量叠加范围也会增大，从而干扰时频脊线的提取结果，进而对参数估计造成影响。但其相对误差和相对标准差仍然较小，跳速估计平均值四舍五入为真实值，标准差在 0.006% 以内，起跳时刻的相对误差和标准差分别在 0.13% 和 0.14% 以内。如果每个时刻多个跳频信号相距较远，大于两倍带宽，则估计算法几乎不会受到带宽影响。

3.1.2 信号跳速对参数估计的影响

设计试验评估信号跳速对参数估计的影响，考虑到码片长度与带宽和跳速有关，为保证码片完整性，分别设计信号跳速为 16 000、10 000、8 000、5 000 跳/s，各进行 200 次蒙特卡洛仿真，对信号跳速和起跳时刻进行估计，试验结果如表 2 所示。

表 2 不同跳速参数估计结果

跳速/ (跳/s)	跳速估计		起跳时刻估计	
	平均值/(跳/s)	标准差/(跳/s)	平均值/ μ s	标准差/ μ s
16 000	16 000	0.083	0.112	0.002
10 000	10 000	0.016	0.020	0.002
8 000	8 000	0.019	0.210	0.003
5 000	5 000	0.008	0.011	0.002

从表 2 的试验结果中可以看出，所提出的算法能够很好地适应不同跳速的跳频信号，跳速估计的标准差在 0.000 2% 以内，起跳时刻的估计误差在 0.18% 以内，标准差在 0.004% 以内。

3.2 实测信号处理结果

设置用户数为 2，跳频带宽为 10 MB，信号载噪比 $E_b/N_0 = 30$ dB，调制方式为 BPSK，真实跳速为 10 000 跳，得到实测信号并进行处理，处理 6 000 跳跳频信号，得到 200 次跳速估计结果如图 6 所示。

其中，跳速的平均估计结果为 10 000 跳/s，标准差为 2.58。可以看出对于该跳频信号的估计虽然平均值仍接近真实值，但是标准差较大，这是因为信号中某

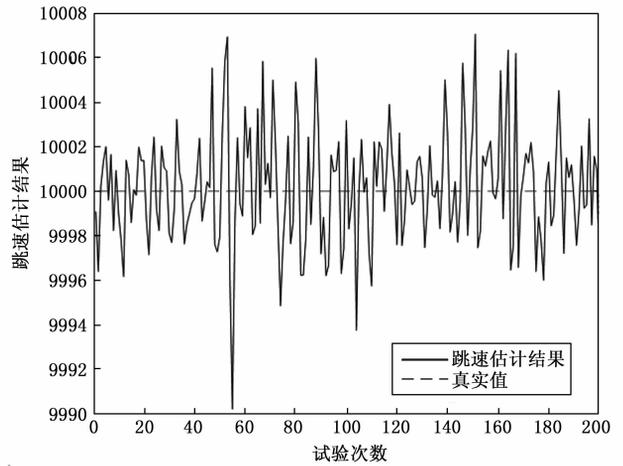


图 6 200 次跳速估计结果

些位置存在两信号相距较近的情况，从而在某些位置的估计结果存在一定偏差，但最后估计结果的平均值仍然准确。由于该实测跳频信号无法获得真实跳频时间，因此未获得跳频时刻估计误差。

4 结束语

本文提出了一种基于改进时频脊线的参数估计方法，针对多跳频信号中存在的时频脊线难以提取的问题，提出最高时频脊线与最低时频脊线联合处理的方法，基于利用联合差分结果进行滑窗处理，获得跳频时刻的粗估计结果并进行进一步的校正和拟合，进而获得跳速和起跳时刻的估计结果。分别通过仿真试验和实测跳频信号验证算法性能。设计了仿真试验对算法在不同带宽和不同跳速下的性能进行了验证，结果表明算法能够适应信号带宽与跳速的变化，跳速估计误差标准差在 0.006% 以内，起跳时刻估计误差平均值在 0.18% 以内，标准差在 0.14% 以内，估计结果准确。最后使用实测跳频信号进行参数估计，获得跳速估计的平均值为 10 000 跳/s，误差标准差为 2.58，在 0.03% 以内，证明算法在实际信号中仍具有较好的估计性能。该算法计算量低，易于实现，具有较好的工程应用前景，在通信、导航和雷达等领域都能进行应用对跳频信号进行处理和参数估计。

参考文献:

[1] 张 玮, 王 平. 多跳频信号参数估计时频分析算法 [J]. 探测与控制学报, 2023, 45 (1): 113 - 118.
 [2] 李红光, 郭 英, 齐子森, 等. 复杂电磁环境下多跳频信号盲检测 [J] 华中科技大学学报 (自然科学版), 2020, 48 (7): 13 - 19.
 [3] GOROSTIZA E F D, BERZOSA J, MABE J, et al. A method for dynamically selecting the best frequency hopping

- technique in industrial wireless sensor network applications [J]. *Sensors*, 2018, 18 (2): 657-691.
- [4] 何委林, 都 明, 韩诚亮, 等. 跳频通信技术研究及仿真分析 [J]. *无线电工程*, 2021, 51 (4): 264-270.
- [5] 刘会红, 陈敬乔, 潘申富, 等. 一种适用于跳频通信系统的多维信号检测方法 [J]. *无线电工程*, 2023, 53 (8): 1869-1874.
- [6] 冯 涛, 袁超伟. 跳频信号的时频分析新方法 [J]. *北京邮电大学学报*, 2010, 33 (3): 10-14.
- [7] 张坤峰, 郭 英, 齐子森, 等. 基于稀疏贝叶斯重构的多跳频信号参数估计 [J]. *华中科技大学学报*, 2017, 45 (1): 97-102.
- [8] 沙志超, 黄知涛, 周一宇, 等. 基于稀疏重构的跳频信号时频分析方法 [J]. *通信学报*, 2013, 34 (5): 107-112.
- [9] 东润泽, 郭 英, 张坤峰, 等. 基于原子范数的多跳频信号时频参数估计 [J]. *系统工程与电子技术*, 2018, 40 (11): 2581-2585.
- [10] 付卫红, 张云飞, 韦 娟, 等. 基于滑窗和原子字典的压缩域跳频信号参数估计算法 [J]. *电子与信息学报*, 2017, 39 (11): 2600-2606.
- [11] 张 曦, 杜兴民, 朱礼亚. 基于 Gabor 谱方法的跳频信号时频分析 [J]. *数据采集与处理*, 2007, 22 (2): 150-154.
- [12] 冯 涛, 袁超伟. 一种组合时频分布在跳频信号参数估计中的应用 [J]. *西安电子科技大学学报*, 2010, 37 (6): 1137-1142.
- [13] 陈 超, 郝雁中, 高宪军, 等. 基于 WVD 改进算法的跳频信号参数估计 [J]. *吉林大学学报 (信息科学版)*, 2010, 28 (2): 124-130.
- [14] 张 曦, 杜兴民, 朱礼亚. 基于重排 SPWVD 的跳频信号参数提取方法 [J]. *计算机工程与应用*, 2007, 43 (15): 144-147.
- [15] 郑文秀, 赵国庆, 罗勇江. 跳频信号的调速估计 [J]. *系统工程与电子技术*, 2006, 28 (10): 1500-1502.
- [16] 冯维婷, 梁 青. 非均匀跳频信号参数估计方法 [J]. *西安邮电大学学报*, 2020, 25 (2): 15-18.
- [17] 张盛魁, 姚志成, 何 岷, 等. 改进时频脊线的跳频参数盲估计算法 [J]. *系统工程与电子技术*, 2019, 41 (12): 2885-2890.
- [18] ANGELOSANTE D, GIANNAKIS G B, SIDIROPOULOS N D. Estimating multiple frequency-hopping signal parameters via sparse linear regression [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58 (10): 5044-5056.
- [19] 江 婷. 压缩域多跳频信号参数估计研究技术 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- [20] 范海宁, 郭 英, 艾 宇, 等. 基于原子分解的跳频信号盲检测和参数盲估计算法 [J]. *信号处理*, 2010, 26 (5): 512-514.
- [21] 赵银辉. 基于原子分解的跳频信号参数估计方法研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2019.
- [22] FU W H, HEI Y Q, LI X H. UBSS and blind parameters estimation algorithms for synchronous sort hogonal FH signals [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2014, 25 (6): 911-920.
- [23] 李小迪. 多跳频信号侦察算法 [D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [24] REDMON J, DIVVALA S, GIRSHICK R, et al. You only look once: unified, real-time object detection [C] // *Computer Vision & Pattern Recognition*. USA: IEEE, 2016: 779-788.
- [25] REDMON J, FARHADI A. YOLO9000: better, faster, stronger [C] // *30th IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*. USA: IEEE, 2017: 6517-6525.
- [26] SAGI O, ROKACH L. Ensemble learning: a survey [J]. *Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery*, 2018, 8 (4): e1249.
- [27] SHAFIQ M, GU Z. Deep residual learning for image recognition: a survey [J]. *Applied Sciences-Basel*, 2022, 12 (18): 8972.
- [28] CANNY J. A computational approach to edge detection [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1986, 8 (6): 679-698.

(上接第 224 页)

- [16] 王 琳, 季晓慧, 杨 眉, 等. 基于数据增强和集成学习的矿物图像识别 [J]. *地学前缘*, 2024, 31 (4): 87-94.
- [17] WOLPERT D H. Stacked generalization [J]. *Neural Networks*, 1992, 5 (2): 241-259.
- [18] CHEN L C, ZHU Y, PAPANDREOU G, et al. Encoder-decoder with atrous-separable convolution for semantic image segmentation [C] // *15th European Conference on Computer Vision (ECCV)*. GER: Springer Verlag, 2018: 833-851.
- [19] XIE E, WANG W, YU Z, et al. SegFormer: simple and efficient design for semantic segmentation with transformers [J]. *Advances in Neural Information Processing Systems*, 2021, 15: 12077-12090.
- [20] WANG W, XIE E, LI X, et al. Pyramid vision transformer: a versatile backbone for dense prediction without convolutions [C] // *18th IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV)*. USA: IEEE,