

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416745

基于局部能量阈值的跳频信号时频图去噪方法^{*}

刘子渤¹ 孙伟峰¹ 张鹏² 张超² 刘奇²

(1. 中国石油大学(华东)海洋与空间信息学院 青岛 266580; 2. 中电科思仪科技股份有限公司 青岛 266555)

摘要: 传统面向跳频信号参数估计的去噪方法往往无法有效保留跳频(FH)信号在时频图中的边界,导致跳频信号的时间参数估计精度较低。为此,提出了一种基于局部能量阈值的跳频信号时频图去噪方法。首先,为了提高跳频信号在短时傅里叶变换后的时频图中的能量占比,利用瞬时频率算子将与跳频信号频率不匹配的时频系数标记为噪声并去除。然后,为了避免在去噪时损失跳频信号的能量,设置搜索窗口定位时频图中能量密度最高的区域,并根据不同区域的能量密度分布,自适应地设置阈值去噪。最后,采用同步压缩方法将时频系数压缩至局部能量重心的位置,使跳频信号在时频图中的边界更清晰。实验结果表明,该方法在信噪比大于-5 dB时,能同时提高跳频信号时间和频率参数的估计精度,归一化均方误差分别低于0.1和0.2。

关键词: 跳频信号;局部阈值;去噪;瞬时频率算子

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.4020

Time-frequency diagram denoising method for frequency-hopping signals based on local energy thresholding

Liu Zibo¹ Sun Weifeng¹ Zhang Peng² Zhang Chao² Liu Qi²(1. College of Oceanography and Space Informatics, China University of Petroleum(East China), Qingdao 266580, China;
2. Ceyear Technologies Co., Ltd., Qingdao 266555, China)

Abstract: Traditional denoising methods for frequency-hopping (FH) signals parameter estimation often fail to effectively preserve the boundaries of FH signals in the time-frequency graph, resulting in low accuracy in estimating the time parameters of FH signals. To address this, a denoising method for FH signals time-frequency graphs based on local energy thresholding is proposed. Firstly, to increase the energy proportion of FH signals in the time-frequency graph after short-time Fourier transform, instantaneous frequency operators are used to mark and remove time-frequency coefficients that do not match the frequency of the FH signals as noise. Then, to avoid losing the energy of the FH signals during denoising, a search window is set to locate the area with the highest energy density in the time-frequency graph, and thresholds are adaptively set for denoising based on the energy distribution in different areas. Finally, a synchronous compression method is used to compress the time-frequency coefficients to the position of the local energy centroid, making the boundaries of the FH signals in the time-frequency graph clearer. Experimental results show that this method can simultaneously improve the accuracy of time and frequency parameter estimation of FH signals when the signal-to-noise ratio is greater than -5 dB, with normalized mean square errors below 0.1 and 0.2, respectively.

Keywords: frequency hopping signals; local threshold; denoising; instantaneous frequency operator

0 引言

跳频(frequency hopping, FH)通信具有抗多径、抗衰落、抗干扰以及低截获率等优点,在军事通信和其他民用领域中得到了广泛应用^[1-5]。因此,跳频对抗技术的研究成为了当

前通信对抗领域中一项关键而复杂的任务^[6-7]。获取非合作跳频信号的参数是跳频对抗技术中的关键环节之一^[8-10]。在实际应用中,跳频信号通常会受到高斯白噪声的影响^[11],导致跳频序列不完整,并引起跳频信号在时频图中的边界缺失,这使得频率跳变时间点的准确定位变得困难。

收稿日期:2024-08-27

^{*} 基金项目:国家自然科学基金面上项目(62071493)资助

国内外学者已经对跳频信号的去噪技术进行了大量的研究工作。Wei等^[12]在跳频信号的时域中通过匹配滤波提取的脉冲重复间隔,将跳频信号划分为不同帧,再进行相干积分处理来提高信噪比,但该方法需要跳频数量等先验信息。Ye等^[13]对跳频信号频谱中每一个频点赋予不同的权重,将低于阈值的频点标记为噪声,但由于跳频信号的频率快速变化导致无法准确的给每一个频点赋予权重值,引起跳频信号在时频图中的边界模糊。Fu等^[14]对跳频信号的时频图进行双边滤波,再利用能量检测法设置阈值去除时频图中的噪声,但低信噪比下跳频信号在时频图中的能量强度降低,会加剧对跳频信号边界时频点和噪声的误判。Abdulrahman等^[15]使用自适应平滑 Wigner Ville 分布(SWWVD)提高跳频信号在时频图中的信噪比,但会引入交叉干扰项。He等^[16]提出一种双窗频谱图差分法,能抑制跳频信号时频图中的噪声,但低信噪比下该方法效果不佳。Jiang等^[17]利用非局部均值滤波对跳频信号的时频图进行去噪,由于该方法对频率突变的敏感度较低,低信噪比下会导致时频图中信号边界的偏移和模糊。张盛魁等^[18]利用迭代去噪法对跳频信号的时频图进行去噪,但该方法不能完整保留跳频信号的边界。王曼颖等^[19]利用自适应形态学滤波抑制时频图中的噪声。张玮等^[20]采用全局阈值法对跳频信号的时频图进行二值化处理,再用形态学滤波消除噪声,该方法在低信噪比下会导致跳频序列不完整。郭昭艺等^[21]采用基于局部窗口的能量门限统计法,对跳频信号的时频图进行去噪,低信噪比下局部窗口中会保留较多噪声。国内外针对跳频信号时频图去噪的方法主要集中在阈值法、滤波法以及稀疏重构法这几类。这些方法在一定程度上能够实现噪声抑制,但阈值法和稀疏重构法在低信噪比环境下,往往会导致跳频信号的时频能量损耗,使得时频图中的跳频序列不完整,甚至丢失重要的边界特征。此外,现有的保边滤波方法,如双边滤波和非局部均值滤波,尽管能够在去噪过程中保持跳频信号的边缘特征,但在低信噪比环境下,边界会受到噪声干扰而变得模糊,从而无法区分跳频信号与噪声的时频系数。这些问题直接导致跳频信号的时间参数估计精度降低。

因此,本文方法通过改瞬时频率算子,在去噪前准确地提取出与跳频信号瞬时频率脊线相对应的时频系数,有效地区分跳频信号和噪声,同时结合自适应局部阈值算法,减少去噪过程中时频能量的损耗,使跳频信号在时频图中的边界保持清晰。经实验验证,在信噪比为-5 dB时,该方法仍能够获得较高的跳频信号时间参数和频率参数的估计精度。

1 跳频信号的模型与时频分析

1.1 跳频信号的数学模型

跳频信号是一种频率随时间进行随机跳变的非平稳信号,其数学模型^[3]为:

$$x(t) = A \sum_{k=0}^{N-1} \text{rect}_{T_h}(t - kT_h) \cos[2\pi f_k(t - kT_h) + \varphi_n] \quad (1)$$

式中: N 为频点个数; A 为振幅; rect 为宽度为 T_h 的矩形窗; T_h 为跳频周期; f_k 为跳频频率集; φ_n 为初始相位, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

在实际应用场景中,接收机接收到的跳频信号中通常会含有高斯白噪声,因此,接收机实际接收到的信号的表示为:

$$s(t) = x(t) + n(t) \quad (2)$$

式中: $n(t)$ 表示高斯白噪声。

1.2 跳频信号的 STFT 分析

短时傅里叶变换(short time Fourier transform, STFT)因其计算复杂度低,常用于工程实践中分析非平稳信号。选取 STFT 作为跳频信号的时频工具,可得到如下表达式:

$$S(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t)s(u)e^{-i\omega u} du = \int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t)x(u)e^{-i\omega(u-t)} du + \int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t)n(u)e^{-i\omega(u-t)} du \quad (3)$$

式中: $s(u)$ 表示含有高斯白噪声的跳频信号; $g(u-t)$ 是滑动窗函数。

利用 STFT 得到的时频分析结果计算跳频信号的参数,主要通过利用跳频信号时频矩阵的模值来提取时频脊线,并根据不同跳在时频图中的边界之间存在的频率差异,确定发生频率跳变的时间点。因此,保持跳频信号在时频图中边缘位置清晰,对高精度估计跳频信号的时间参数至关重要。

从式(3)的时频分析结果中可以看出,跳频信号的功率谱与高斯白噪声的功率谱发生叠加,由于高斯白噪声在所有频率上的功率谱密度均匀分布,这会降低跳频信号在时频图中的能量强度,使跳频信号的时频能量被噪声掩盖,导致时频图中的跳频信号不完整,直接影响时频脊线的提取。时频脊线的错误提取是造成跳频信号参数估计产生误差的最主要原因之一。所以为了保留跳频信号在时频图中的边界,提高跳频信号参数估计的精度,去噪时必须保持时频图中跳频序列的完整性,避免跳频信号的能量损失。

1.3 跳频信号的时频稀疏性

STFT 将一维时间序列信号扩展到二维时频平面上,这样能同时观察和提取跳频信号的时间和频率的信息。然而,由于 STFT 的窗函数长度是固定的,这会导致频谱图中的能量模糊。为了更清楚的了解跳频信号经过 STFT 后的时频能量分布,需要引入时频稀疏性的概念。时频稀疏性是指信号在时频域中的能量集中在少量时频系数上,在大多数时频系数上的能量非常低,这使得信号可以用较少的时频信息来有效表示^[20]。可以根据欧拉定理,跳频信号的数学表达式可以写为:

$$x(t) = A \cdot e^{j(\omega t + \varphi(t))} \quad (4)$$

式中： ω 是中心角频率； $\varphi(t)$ 为相位。对跳频信号的相位进行泰勒一阶展开，即：

$$x(u) = \tilde{x}_i(u) = A \cdot e^{i[\omega t + \varphi(t) + \varphi'(t)(u-t)]} \quad (5)$$

式中： $\tilde{x}_i(u)$ 为 $x(u)$ 的估计值； $\varphi(t)$ 为瞬时相位； $\varphi'(t)$ 为瞬时频率。

STFT 的表达式为：

$$G(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t) A e^{i[\omega t + \varphi(t) + \varphi'(t)(u-t)]} e^{-i\omega(u-t)} du = A e^{i(\omega t + \varphi(t))} \int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t) e^{i[\varphi'(t)(u-t) - \omega(u-t)]} d(u-t) = A e^{i(\omega t + \varphi(t))} \hat{g}(\omega - \varphi'(t)) \quad (6)$$

令 $\varphi'(t) = \omega_0$ ，表达式写为：

$$G(t, \omega) = A e^{i(\omega t + \varphi(t))} \hat{g}(\omega - \omega_0) \quad (7)$$

式中： $\hat{g}(\cdot)$ 表示窗函数的傅里叶变换。由于 $|e^{i(\omega t + \varphi(t))}| = 1$ ，所以跳频信号时频分布的能量集中在频率 $\omega = \omega_0$ 上，在这个频率区域中，时频分布有最大振幅 $A \cdot \hat{g}(0)$ 。以跳频信号的时频图为例，图 1 是频率集为 9.5 MHz 和 10 MHz 的跳频信号的时频图。从图 2 中可以看出跳频信号的时频能量在 $[\omega_0 - \Delta, \omega_0 + \Delta]$ 区域中扩散，并在 ω_0 处达到最大值。其中， Δ 表示窗函数的频率支持。

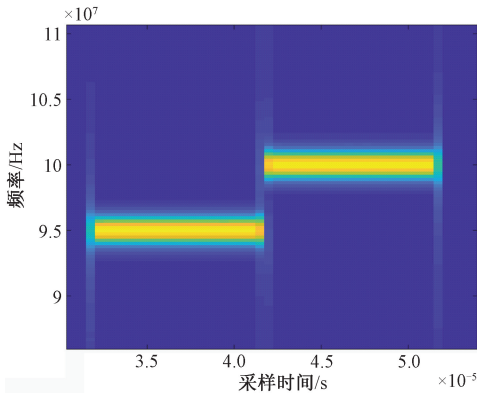


图 1 跳频信号时频图

Fig. 1 Time-frequency diagram of frequency hopping signals

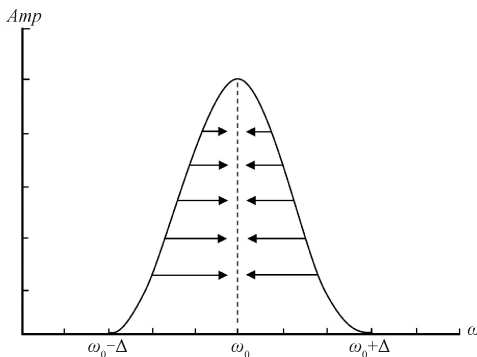


图 2 跳频信号的时频能量分布

Fig. 2 Time-frequency energy distribution range

由于跳频信号不同频率的时频能量只存在于某一区域

内，因此，在任何给定时刻的时频矩阵中，跳频信号的能量仅集中在少数几个时频系数上。只有保留这些时频系数，使跳频信号边界保持完整，进而提高跳频信号的时间参数估计精度。

同步压缩变换中的瞬时频率算子，能收集时频分析结果中属于跳频信号的时频系数。对 STFT 得到的时频分析结果 $G(t, \omega)$ 求时间偏导，可以得到：

$$\partial_t G(t, \omega) = \partial_t (A e^{i(\omega t + \varphi(t))} \hat{g}(\omega - \omega_0)) = A e^{i(\omega t + \varphi(t))} \hat{g}(\omega - \omega_0) i(\omega + \omega_0) = G(t, \omega) i(\omega + \omega_0) \quad (8)$$

跳频信号的瞬时频率算子的表达式为：

$$\hat{\omega}_0(t, \omega) = \varphi'(t) = \frac{\partial_t G(t, \omega)}{iG(t, \omega)} - \omega \quad (9)$$

同步压缩变换 (synchrosqueezing transform, SST) 的原理是利用瞬时频率算子 $\hat{\omega}_0(t, \omega)$ 来收集与瞬时频率脊线对应频率相同的跳频信号的时频系数。在获取跳频信号瞬时频率的基础上，通过时频重排运算将分散的能量压缩到瞬时频率脊线中^[22]，得到理想时频分布：

$$TF(t, \eta) = \int_{-\infty}^{+\infty} G(t, \omega) \delta(\eta - \hat{\omega}_0(t, \omega)) d\omega \quad (10)$$

式中： η 为频率； δ 为狄拉克函数。

如图 3 所示，低信噪比下的时频图中，跳频信号的能量成分被噪声掩盖，传统的瞬时频率算子并不能有效区分噪声和跳频信号的时频系数，在去噪时会导致跳频信号的时频成分缺失，严重降低跳频信号参数估计精度。

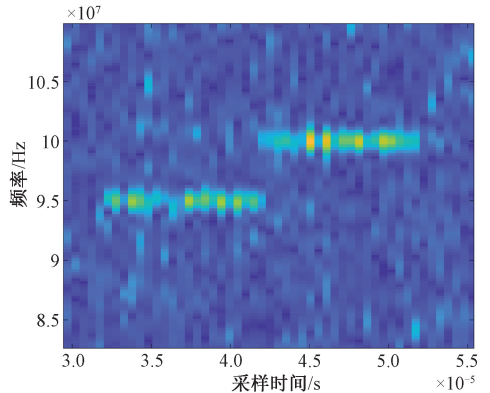


图 3 低信噪比下跳频信号的时频图

Fig. 3 Time-frequency diagram of frequency hopping signal at low signal-to-noise ratio

2 局部能量阈值去噪方法

具体的去噪流程如图 4 所示，首先利用短时傅里叶变换来分析跳频信号获取时频图，然后，使用瞬时频率算子提取与跳频信号频率匹配的时频系数，并将其余时频系数标记为噪声并去除，从而增强跳频信号在时频图中的能量占比。在此基础上，跳频信号在时频图中的局部能量密度达到最大，设置搜索窗口，通过比较不同窗口中时频系数的标准差值，准确定位跳频信号在时频图中的位置。由于每一

个窗口中的能量分布情况不同,为了更有效的去噪且不失跳频信号的能量,需要根据不同窗口中的能量分布自适应地设置阈值进行去噪。最后利用同步压缩方法将时频系数压缩到每一个窗口中能量重心的位置,使时频图中跳频信号不同频率之间的边界更加清晰。

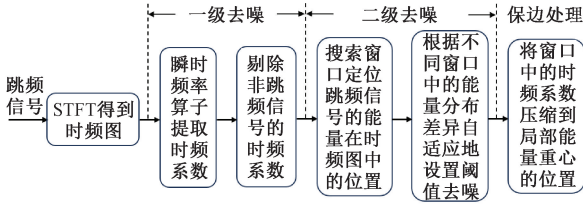


图 4 去噪流程图

Fig. 4 Flowchart of denoising

2.1 基于瞬时频率算子的去噪方法

为了提高对跳频信号时频系数识别的准确性,文献[23]对每一个时频系数重新调整了瞬时频率算子,通过时间差分计算得到新的瞬时频率算子 SEO(synchroextracting operator, SEO)。该操作对跳频信号的时频系数求取时间偏导数:

$$\partial_t G(t, \omega) \approx (G(t + \Delta t, \omega) - G(t, \omega)) / \Delta t \quad (11)$$

根据 STFT 的表达式可以得到:

$$\partial_t G(t, \omega) = \partial_t \left(\int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t)x(u) e^{-i\omega(u-t)} du \right) =$$

$$- \int_{-\infty}^{+\infty} g'(u-t)x(u) e^{-i\omega(u-t)} du +$$

$$i\omega \int_{-\infty}^{+\infty} g(u-t)x(u) e^{-i\omega(u-t)} du = -G^{g'}(t, \omega) + i\omega G(t, \omega) \quad (12)$$

式中: g' 表示窗函数对时间的导数,跳频信号的瞬时频率算子也可以表示为:

$$\hat{\omega}_0(t, \omega) = i \frac{G^{g'}(t, \omega)}{G(t, \omega)} + \omega \quad (13)$$

由式(10)中 $\delta(\omega - \hat{\omega}_0(t, \omega))$ 可得,跳频信号时频系数的判断条件之一可以写为:

$$SEO(t, \omega) = \delta\left(-i \frac{G^{g'}(t, \omega)}{G(t, \omega)}\right) = \begin{cases} 1, & -i \frac{G^{g'}(t, \omega)}{G(t, \omega)} = 0 \\ 0, & -i \frac{G^{g'}(t, \omega)}{G(t, \omega)} \neq 0 \end{cases} \quad (14)$$

考虑到在实际应用中存在误差,且需要利用 $SEO(t, \omega)$ 的实部进行计算,所以将判断条件改为:

$$SEO(t, \omega) = \begin{cases} 1, & \left| \operatorname{Re}\left(i \frac{G^{g'}(t, \omega)}{G(t, \omega)}\right) \right| < \Delta\omega \\ 0, & \left| \operatorname{Re}\left(i \frac{G^{g'}(t, \omega)}{G(t, \omega)}\right) \right| \geq \Delta\omega \end{cases} \quad (15)$$

式中: $\Delta\omega = \omega_l - \omega_{l-1}$; ω_l 是跳频信号经过 STFT 得到的离散频率值; $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示取实部。

为了提高瞬时频率算子对跳频信号时频系数判断的准

确性,根据瞬时频率算子的表达式,增加设置一个判断条件。首先对跳频信号数学表达式中的相位进行二阶泰勒展开,得到:

$$x(u) = A e^{i\left[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \varphi_0'(t)(u-t) + \frac{1}{2} \varphi_0''(t)(u-t)^2\right]} \quad (16)$$

设 STFT 中所用的高斯窗函数为 $g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$; σ

为标准差;窗函数对时间偏导后的 STFT 表达式为:

$$G^{g'}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} g'(u-t)x_0(u) e^{-i\omega u} du = \int_{-\infty}^{+\infty} A e^{i\left[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \varphi_0'(t)u + \frac{1}{2} \varphi_0''(t)u^2\right]} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} \left(-\frac{1}{\sigma^2} u\right) e^{-i\omega u} du =$$

$$A e^{i[\omega_0 t + \varphi_0(t)]} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \left(-\frac{1}{\sigma^2}\right) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\left[\varphi_0'(t)u + \frac{1}{2} \varphi_0''(t)u^2\right]} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} u e^{-i\omega u} du =$$

$$A e^{i[\omega_0 t + \varphi_0(t)]} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \left(-\frac{1}{\sigma^2}\right) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i(\omega - \varphi_0'(t))u} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\sigma^2} - \varphi_0''(t)\right)u^2} u du =$$

$$A e^{i[\omega_0 t + \varphi_0(t)]} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \frac{1}{\frac{1}{\sigma^2} - \varphi_0''(t)i} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i(\omega - \varphi_0'(t))u} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\sigma^2} - \varphi_0''(t)\right)u^2} du =$$

$$D(t, \omega) E(t) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\left[\varphi_0'(t)u + \frac{1}{2} \varphi_0''(t)u^2\right]} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} e^{-i\omega u} du =$$

$$\frac{-i(\varphi_0'(t) - \omega)}{1 - \varphi_0''(t)\sigma^2 i} G(t, \omega) \quad (17)$$

$$\text{式中: } E(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \frac{1}{\frac{1}{\sigma^2} - \varphi_0''(t)i} D(t, \omega) =$$

$A e^{i[\omega_0 t + \varphi_0(t)]} [-i(\varphi_0'(t) - \omega)]$ 。根据式(17),瞬时频率算子可以表示为:

$$\hat{\omega}_0(t, \omega) = \operatorname{Re} \left[i \frac{-i(\varphi_0'(t) - \omega)}{1 - \varphi_0''(t)\sigma^2 i} \right] + \omega = \frac{\omega - \varphi_0'(t)}{\varphi_0''(t)\sigma^4 + 1} + \omega \quad (18)$$

由式(10)可得:

$$\hat{\omega}_0(t, \omega) - \omega = -\frac{\omega - \varphi_0'(t)}{\varphi_0''(t)\sigma^4 + 1} = 0 \quad (19)$$

从式(19)中可以看出 $\hat{\omega}_0(t, \omega) - \varphi_0'(t)$ 只有在点 $\omega = \varphi_0'(t)$ 时有意义。所以瞬时频率算子无法正确获得快速变化信号的理想瞬时频率^[24]。所以式(19)对 ω 的偏导为:

$$\partial_\omega \hat{\omega}_0(t, \omega) = \partial_\omega \left(\omega - \frac{\omega - \varphi_0'(t)}{\varphi_0''(t)\sigma^4 + 1} \right) = 1 - \frac{1}{\varphi_0''(t)\sigma^4 + 1} \quad (20)$$

从式(20)中可以得出 $0 < \frac{1}{\varphi_0''(t)\sigma^4 + 1} \leq 1$ 恒成立,因此 $0 \leq \partial_\omega \hat{\omega}_0(t, \omega) < 1$ 也恒成立。这表明跳频信号的时频系数都满足表达式 $0 \leq \partial_\omega \hat{\omega}_0(t, \omega) < 1$ 。

因此,可以设置跳频信号时频系数的判断条件:

$$\omega(t_n) = \left\{ \omega_m \left| \begin{array}{l} SEO(t_n, \omega_m) < \Delta\omega \\ 0 \leq \partial_{\omega} \hat{\omega}(t_n, \omega_m) < 1 \end{array} \right. \right\} \quad (21)$$

其中, t_n 和 ω_m 是 STFT 得到的时间和频率参数, 由窗函数、FFT 点数和采样率决定, ω_m 为 ω 的离散形式。

利用式(21), 提取出时频矩阵中属于跳频信号的时频系数, 并将不满足该表达式的时频系数标记为噪声并去除。图 5 为 SNR=5 dB 时跳频信号的时频图, 图 6 为 SNR=5 dB 时, 利用跳频信号时频系数的判断条件去噪后的时频图。

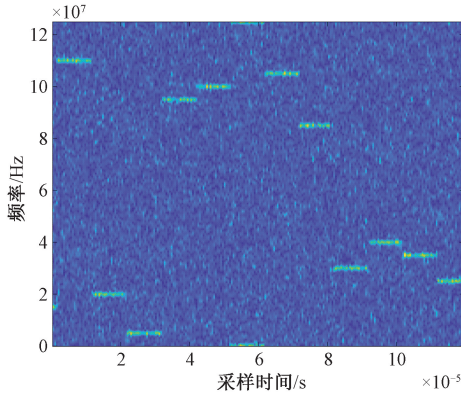


图 5 SNR=5 dB 时跳频信号的时频图

Fig. 5 Time-frequency diagram of frequency hopping signal at SNR=5 dB

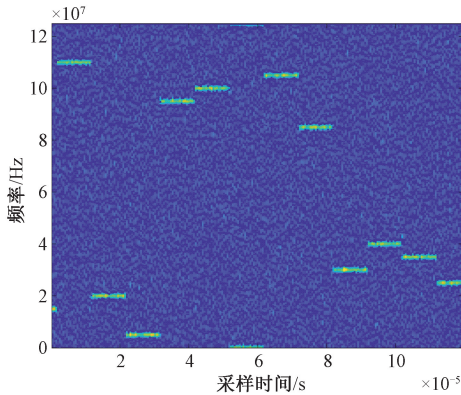


图 6 瞬时频率算子去噪后的时频图

Fig. 6 Time-frequency diagram after denoising of the instantaneous frequency operator

如图 6 所示, 时频图中跳频序列变得清晰且完整, 说明跳频信号的时频系数被有效地保留, 在时频图中的能量占比得到了有效地提高。然而, 跳频信号附近仍然存在部分噪声, 导致每一跳的边界位置不够清晰。在低信噪比下, 仍不能准确找到发生频率跳变的时间点, 还需要进一步去噪处理。

2.2 局部阈值去噪

基于瞬时频率算子的方法去噪后, 在时频图中跳频信号每一个频率的局部区域内, 跳频信号的能量占比最高。

因此, 利用跳频信号的时频稀疏性, 在时频图中设置搜索窗口, 通过比较窗口中的能量密度, 能准确找到每一时刻频谱中存在跳频信号能量的区域。由于每一个局部区域中跳频信号的能量占比不同, 所以需要根据不同的区域自适应地设置能量阈值去除噪声。

利用搜索窗口中时频系数的标准差值, 反映该窗口中的时频能量密度, 从而判断搜索窗中是否存在跳频信号的时频系数, 标准差的定义式为:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (x_i - \bar{x})^2}{m}} \quad (22)$$

式中: m 为搜索窗中时频系数的数量; x_i 为搜索窗口中沿着时频矩阵频率方向上的时频系数; \bar{x} 为搜索窗中时频系数的均值。通过窗口中的时频能量密度能判断该窗口中是否存在跳频信号的时频系数。

由于在该局部范围中跳频信号的时频系数为主要成分, 所以可以利用自适应阈值进行有效去噪。自适应阈值的定义式为

$$Threshold(n) = \frac{TF_{max} + 2\mu_{20\%} + D}{4} \quad (23)$$

式中: n 为 STFT 得到的离散时间参数的数量; TF_{max} 为每个局部区域中的最大值; $\mu_{20\%}$ 为局部区域中数据按从大到小排列的前 20% 的数据, D 为局部区域中最大值和最小值的均值。将这三者进行 1:2:1 加权得到自适应加权门限。具体步骤如下:

步骤 1) 设置一个搜索窗口, 遍历一级去噪后跳频信号的时频图, 通过比较窗口中的标准差值, 找到每一时刻频谱中时频能量密度最大的区域。

步骤 2) 保留时频能量密度最大的区域中的时频系数, 将每一时刻频谱中的其余时频系数标记为噪声并去除。结果如图 7 所示。

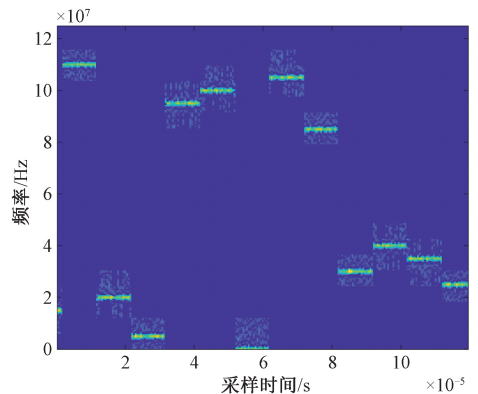


图 7 搜索窗去噪后的时频图

Fig. 7 Time-frequency diagram after search window denoising

步骤 3) 利用自适应阈值法, 去除每一个区域中小于阈值的时频系数。结果如图 8 所示。

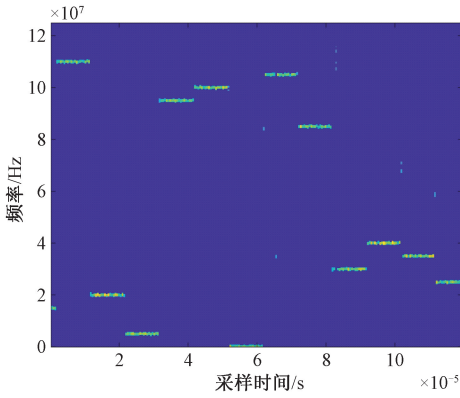


图 8 局部阈值去噪后的时频图

Fig. 8 Time-frequency diagram after local threshold denoising

2.3 基于 SST 的保边处理

经过上述的两步去噪处理后,时频图中基本只剩下跳频信号的时频点。为了能更有效地区分不同频率的信号,并准确找到发生频率跳变的时间点,需要提高跳频信号的时频聚集性,以得到边界清晰的跳频序列。

首先对每个区域中剩余的时频系数进行频率的加权平均,找到每时刻频谱的中心频率所在位置,计算公式为:

$$f_{center}(t) = \frac{\sum f |G(t, f)|^2}{\sum |G(t, f)|^2} \quad (24)$$

式中: $|G(t, f)|^2$ 为在时间 t 和频率 f 处的功率谱。再根据式(12),将跳频信号的时频系数压缩到中心频率的位置,得到图 9 所示去噪完成后边缘位置清晰的跳频信号的时频图。

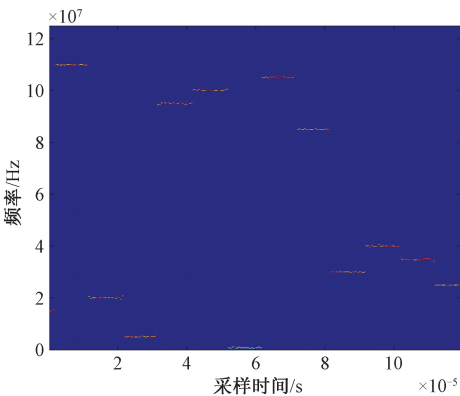


图 9 SNR=5 dB 时去噪完成后的时频图

Fig. 9 Time-frequency diagram after denoising at SNR=5 dB

3 实验结果与分析验证

本文方法聚焦于对跳频信号时频图去噪的同时保留跳频信号的边界。文献[11]中提出的加权阈值去噪算法是近年来针对跳频信号时频图去噪提出的一种新方法,该方法对时频能量的自适应处理,能够灵活地对不同频率段的信号进行去噪,在有效去噪的同时保持跳频信号的整体结构

和边界的完整性。文献[12]中的双边滤波和文献[15]中的非局部均值滤波则是时频图去噪领域中的经典方法,经过广泛应用和验证。双边滤波通过结合空间距离和像素强度差异,在去噪的同时能够有效保留时频图的边缘信息;非局部均值滤波利用时频图块的相似性,能够在含有复杂结构的时频图中较好地保留细节和纹理。这些经典方法具有较强的边界保留特性,并在信号处理领域被广泛应用。因此,选择这 3 种方法与本文提出的算法进行实验对比,能够凸显本文方法在去噪效果和跳频信号边界保留方面的优势。

用跳频频率集为 [15, 110, 20, 4, 95, 100, 0, 105, 85, 30, 40, 35, 25] MHz,跳频周期为 0.01 ms,采样率为 125 MHz,共 13 跳的实测跳频信号进行实验。

以相对误差为时间参数估计精度的衡量标准,定义跳频周期的相对误差为 $e_h = |T_h^* - T_h| / T_h$,跳频起始时间的相对误差为 $e_s = |T_s^* - T_s| / T_s$ 。其中, T_h 和 T_s 分别是真实的跳频周期和跳频起始时间; T_h^* 和 T_s^* 分别为跳频周期和跳频起始时间的实测值。以归一化均方误差 $e_{NMS} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{\hat{f}_i - f_i}{f_i} \right)^2$ 为估计跳频信号平均频率的衡量标准。其中, f_i 为频率实测值; \hat{f}_i 为真实的跳频频率集; N 为跳频信号的个数。

在 SNR $\in [-5, 15]$ dB 条件下,用实测数据每组均进行 100 次蒙特卡洛实验,用本文提出的去噪方法与具有边界保留特性的双边滤波法、非局部均值滤波法以及文献[11]提出的基于加权阈值的参数估计方法进行实验对比。计算得到的跳频周期、跳频起始时间和跳频频率的误差结果如图 10~12 所示。

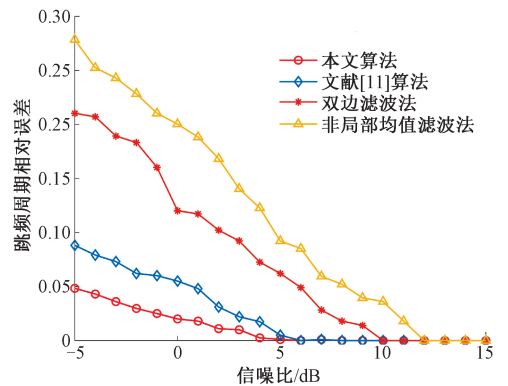


图 10 跳频周期估计误差比较

Fig. 10 Comparison of frequency hopping cycle estimation errors

在低信噪比环境下,跳频信号在时频图中的能量常常被噪声掩盖,导致能量强度降低,因此,仅依赖时频图中像素和能量强度的差异,难以准确地区分跳频信号和噪声的时频点,去噪后仍会导致跳频信号的边界缺失或模糊。与传统保边滤波方法不同,本方法在去噪前,通过改进的瞬时频率算子设跳频信号时频系数的判断条件,准确区分跳频信号与噪声。随后,基于跳频信号的时频稀疏性,采用自适

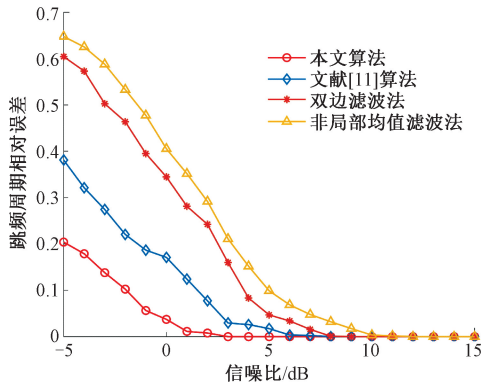


图 11 跳频起始时间估计误差对比

Fig. 11 Comparison of estimation errors of frequency hopping onset times

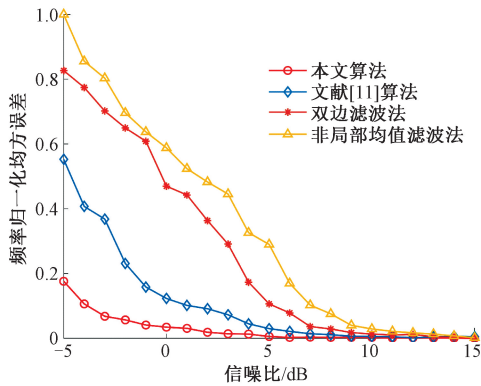


图 12 跳频频率估计精度

Fig. 12 Frequency hopping rate estimation accuracy

应局部阈值算法进行去噪,有效减少了时频能量的损耗,同时确保跳频信号的边界清晰完整。从跳频信号时间参数和频率参数估计值的误差对比中可以看出,在 $\text{SNR} > -5$ dB 时,能将跳频周期估计值的相对误差控制在 0.05 以下,将跳频起始时间估计值的相对误差控制在 0.2 以下,将跳频频率估计的归一化均方差控制在 0.18 以下,与其他参数估计算法相比,本文所提出的算法在低信噪比下,能够有效提高跳频信号时间参数和平均频率的估计精度。

当 $\text{SNR} < 0$ dB 时,跳频信号时间参数的估计误差开始逐步增加,这是由于所设置的时频系数判断条件将少部分噪声判定为了跳频信号的时频系数。在时频图中跳频信号的能量占比没有得到明显提高,导致搜索窗口的结果存在误差,造成信号边界不够清晰,从而导致跳频信号时间参数估计精度降低。尽管如此,误差仍保持在较小的范围中。当 $\text{SNR} > -3$ dB 时,频率估计值的归一化均方差保持在 0.1 以下,而其他去噪方法在 $\text{SNR} < 0$ dB 时的频率归一化均方差均大于 0.2。跳频频率是通过时频矩阵每时刻最大模值的平均值来计算,频率估计值的精度高,说明提出的去噪方法在低信噪比下也能够完整保留每一跳的时频系数。总体来说,本文提出的基于自适应局部阈值的跳频信

号时频图去噪方法比其他去噪方法的效果更好,能够有效提高跳频信号的参数估计精度。

4 结 论

本文提出了一种基于局部能量阈值的跳频信号时频图去噪方法,旨在有效解决低信噪比下跳频信号参数估计精度低的问题。仿真结果表明,本文提出的方法成功解决了传统去噪方法中无法保留完整跳频信号在时频图中边界的问题,能够有效地提高跳频信号的时间参数和频率参数的估计精度。经实验验证,即使在 $\text{SNR} < 0$ dB 时,仍能保持较高的参数估计精度。所提出方法在先验条件不足、噪声干扰严重的通信环境中同样具备良好的适应性。

参考文献

- [1] WANG Y, ZHANG CH ZH, JING F L. Frequency-hopping signal parameters estimation based on orthogonal matching pursuit and sparse linear regression[J]. IEEE Access, 2018, 6: 54310-54319.
- [2] LI Y X, WANG F R, FAN G, et al. A fast estimation algorithm for parameters of multiple frequency-hopping signals based on compressed spectrum sensing and maximum likelihood [J]. Electronics, 2023, 12(8): 1808.
- [3] WANG H B, ZHANG B N, WANG H, et al. Hopping time estimation of frequency-hopping signals based on hmm-enhanced Bayesian compressive sensing with missing observations[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(9): 2180-2184.
- [4] ZHU W P, WANG Y R, JIN H, et al. Parameter estimation algorithm of frequency-hopping signal in compressed domain based on improved atomic dictionary[J]. Sensors, 2023, 23(11): 5065.
- [5] WANG Y F, LI Y B, SUN Q, et al. A novel underdetermined blind source separation algorithm of frequency-hopping signals via time-frequency analysis[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(11): 4286-4290.
- [6] JIN Y, LIU J. Parameter estimation of frequency hopping signals based on the robust S-Transform algorithms in alpha stable noise environment [J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2016, 70(5): 611-616.
- [7] 夏重阳, 张剑书, 吴晓富, 等. 面向抗干扰跳频通信的混合改进 DQN 决策算法[J]. 电子测量技术, 2023, 46(20): 50-57.
- [8] XIA CH Y, ZHANG J SH, WU X F, et al. Novel mixed DQN reinforcement learning algorithm for frequency hopping anti-jamming communications[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(20): 50-57.
- [8] 姚研, 刘琼, 谭智诚. 基于软件无线电的无人机入侵检

- 测方法研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(2):101-110.
- YAO X, LIU Q, TAN ZH CH. Research of UAV intrusion detection method based on software defined radio[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(2):101-110.
- [9] 冯维婷, 梁青, 汪一楠. 一种跳频信号的时频分析和参数估计方法[J]. 西安邮电大学学报, 2021, 26(3): 32-39.
- FENG W T, LIANG Q, WANG Y N. A method for time-frequency analysis and parameters estimation of frequency-hopping signal [J]. Journal of Xi' an University of Posts and Telecommunications, 2021, 26(3):32-39.
- [10] ZHANG B L, LYU J, LI J R. A compound algorithm for parameter estimation of frequency hopping signal based on stft and morlet wavelet transform [C]. Intelligent Computing Theories and Application, 2018.
- [11] YIN H CH, LUAN H Y. Wavelet transform based algorithm for the hop rate estimation of frequency hopping signal[C]. 8th International Conference on Computer and Communications, 2022: 127-131.
- [12] WEI S, ZHANG M, WANG G Y, et al. Robust multi-frame joint frequency hopping radar waveform parameters estimation under low signal-noise-ratio[J]. IEEE Access, 2019, 7:177198-177210.
- [13] YE J Q, ZOU J, GAO J, et al. A new frequency hopping signal detection of civil UAV based on improved K-Means clustering algorithm [J]. IEEE Access, 2021, 9:53190-53204.
- [14] FU W H, LI X H, LIU N AN, et al. Parameter blind estimation of frequency-hopping signal based on time-frequency diagram modification[J]. Wireless Personal Communications, 2017, 97:3979-3992.
- [15] ABDULRAHMAN K, AHMAD Z S. A robust parameter estimation of FHSS signals using time-frequency analysis in a non-cooperative environment[J]. Physical Communication, 2018, 26:9-20.
- [16] HE Y, SU Y, CHEN Y, et al. Double window spectrogram difference method: A blind estimation of frequency-hopping signal for battlefield communication environment [C]. 24th Asia-Pacific Conference on Communications, 2018: 439-443.
- [17] JIANG ZH Y, WANG SH Y, CHEN Y, et al. Frequency hopping signal parameter estimation algorithm based on time-frequency point correlation[C]. 10th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference, 2022:740-744.
- [18] 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.
- ZHANG SH K, YAO ZH CH, HE M. et al. Blind estimation algorithm for frequency hopping parameters of improved time-frequency ridge [J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(12):2885-2890.
- [19] 王曼颖, 龚晓峰, 雒瑞森, 等. 基于自适应形态学的跳频信号参数联合盲估计[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(5):1398-1405.
- WANG M Y, GONG X F, LUO R S, et al. Joint blind parameters estimation of frequency hopping signal based on adaptive morphology [J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(5):1398-1405.
- [20] 张玮, 王平. 基于时频分析的跳频信号参数估计研究[J]. 兵器装备工程学报, 2023, 44(3): 232-238.
- ZHANG W, WANG P. Research on parameter estimation of frequency-hopping signals based on time-frequency analysis[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2023, 44(3):232-238.
- [21] 郭昭艺, 黄祥, 孟悦, 等. 基于改进连通区域标记的跳频信号分选识别[J]. 现代防御技术, 2023, 51(2):71-83.
- GUO ZH Y, HUANG X, MENG Y, et al. Frequency hopping signal parameters estimation and sorting identification based on improved connected region labeling [J]. Modern Defence Technology, 2023, 51(2):71-83.
- [22] 魏东, 刘侃, 丁荣军, 等. 基于多重同步压缩变换的永磁同步电机初期匝间短路故障检测[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18):4651-4663.
- WEI D, LIU K, DING R J, et al. A multi-synchrosqueezing transformation based early stage detection of inter-turn short circuit fault in permanent magnet synchronous machine [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4651-4663.
- [23] YU G, YU M J, XU CH Y. Synchro extracting transform [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10):8042-8054.
- [24] CHEN SH W, WANG SH B, AN B T R, et al. Instantaneous frequency band and synchro squeezing in time-frequency analysis [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2023, 71:539-554.

作者简介

刘子渤(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为跳频信号的提取与参数估计。

E-mail: harrisonzb@163.com

孙伟峰, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为地波雷达目标探测技术。

E-mail: sunwf@upc.edu.cn

张鹏, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为微波毫米波电子测量仪器、超宽带信号采集及其校准补偿算法。

E-mail: zhangpeng002@ceyear.com

张超, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为微波毫米波。

E-mail: zhangchao@ceyear.com

刘奇, 博士, 工程师, 主要研究方向为数字信号处理。

E-mail: liuqi149@ceyear.com