

基于时频稀疏性的跳频信号时频图修正方法

沙志超, 黄知涛, 周一宇, 王丰华

(国防科学技术大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 长沙 410073)

摘 要: 为了获取清晰的时频图, 提出了一种基于时频稀疏性的跳频信号时频图修正方法。该方法根据跳频信号时频图的时频稀疏性, 建立了修正时频图的最优化求解模型, 然后利用匹配搜索的方法进行求解得到修正后清晰的时频图。仿真结果表明本文方法能够在低信噪比下获取精确的时频图, 且用修正后的时频图估计跳周期, 估计性能明显优于现有方法。

关键词: 跳频信号; 时频稀疏; 时频分析; 跳周期

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1328(2013)06-0848-06

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.06.015

A Modification Method for Time-Frequency Pattern of Frequency-Hopping Signals Based on Time-Frequency Sparsity

SHA Zhi-chao, HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu, WANG Feng-hua

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics & Information System, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: To get clear time-frequency pattern, a novel modification method is developed based on TF sparsity of FH signals. First, an optimization problem model is established to estimate the TF pattern, according to the dual TF sparsity of FH signals. Then matching search method is developed to obtain the solution of the optimization problem, and the clear spectrogram is obtained finally. Simulation results show that the proposed method is capable of getting clear time-frequency pattern. The performance of this method is superior to the current existing methods for estimating hopping period.

Key words: Frequency-hopping signals; Time-frequency sparsity; Time-frequency analysis; Hop period

0 引 言

跳频通信具有良好的抗干扰性、低截获概率及组网能力, 越来越多的航空航天电子设备采用跳频通信体制, 如美国的军事星及其后续系统、Link16等^[1]。跳频技术给通信带来诸多优点的同时也向通信对抗提出了严峻的挑战, 跳频通信对抗已成为近年来通信对抗领域研究的重点。

跳频信号是指发送信号的载波按照跳频序列进行跳变, 其具有时变、伪随机的载频, 属于典型的非平稳信号, 因此对于跳频信号的检测和参数估计通常采用时频分析方法。陈利虎等总结了时频分析在

跳频信号检测与处理中的应用, 分析了现有各种时频分析方法的时频聚焦性和交叉项, 并给出了各分布性能的定量评价^[2]。目前已有的时频分析方法包括短时傅立叶变换(Short Time Fourier Transform, STFT)、Gabor 变换(平滑伪)、Wigner-Ville 分布(WVD)及重排类时频分析方法^[2-3]。通过这些方法得到的时频图受时频不确定性、交叉项、噪声等因素影响, 往往比较模糊, 不能简单地划定门限来实现参数估计。该类方法估计跳周期都利用了频率跳变时刻对应的频谱最大值较小的特征^[4-9], 信噪比适应能力较弱且仅适应于单网台的情况。文献[10]提出了依据局部门限来进行跳频信号时频图修正的

方法,再根据跳频信号特有的时频特性达到检测跳频信号的目的,但处理过程的门限设置受信号环境影响较大,容易造成误判。文献[11]用稀疏线性回归的方法解决多个跳频信号同时存在时的跳频参数估计问题,该文献把跳频信号表示成完备的傅立叶基之和的形式,附加双重时频稀疏性约束,把跳频参数估计问题转换为稀疏求解问题,但该算法过程复杂,收敛速度慢,且信噪比适应能力较弱。

为了准确获取跳频信号时频图,针对现有时频分析及时频图修正方法的不足,本文提出了一种基于时频稀疏的跳频信号时频图修正方法。首先利用跳频信号时频图的双重时频稀疏特性对其进行约束,建立带双重稀疏约束的时频图修正模型;然后利用最优化搜索算法求解得到清晰的时频图。利用本文方法修正得到的时频图,把噪声对应的时频点和真实频率周围幅度较弱的时频点赋值为零,对应信号频率的时频点赋值为1,因此可以根据各频率持续为1的长度统计得到跳周期。仿真结果表明本文方法能够正确修正时频图,且跳周期估计性能明显优于现有方法,能够适应于多网台跳频信号。

1 跳频信号模型

根据跳频信号的产生原理,本文采用如下表达式来描述跳频信号:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

$$s(t) = a(t) \sum_{k=0}^{K-1} \exp(j(\omega_k t' + \phi_k)) \text{rect}\left(\frac{t'}{T}\right)$$

$$t' = t - (k-1)T - \alpha T \quad (2)$$

其中 $r(t)$ 是接收的跳频信号与噪声的叠加, $n(t)$ 表示方差为 σ^2 的高斯白噪声。 $s(t)$ 表示跳频信号,其跳周期为 T ,在观测时间内共包含 K 个跳(hop),第 k 跳对应的载频为 f_k ,其中第一跳和最后一跳为不完整跳,持续时间分别表示为 T_1 与 T_K , $a(t)$ 是信号 $s(t)$ 的基带复包络, ϕ_k 是第 k 个 hop 的初相,

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & t \in (0, 1] \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

2 时频图修正方法

本文算法分为两步:时频分析和时频图修正。在时频分析时可以任意选用一种现有时频分析方法,出于实用简便的考虑,本文选用 STFT。对于信

号 $x(t)$, 其 STFT 定义为:

$$\text{STFT}_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h^*(\tau - t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3)$$

其中 $h(t)$ 是时域窗函数,将 $h(t)$ 沿时间轴滑动即对每一时刻都进行加窗处理,然后进行傅立叶变换即得到 STFT 的结果。由于时频分析存在时间分辨率和频率分辨率的矛盾,再加上噪声的影响,导致时频分析的结果模糊,以致检测和参数估计的性能不理想。

2.1 最优化求解模型

考虑到跳频信号双重时频稀疏的特点^[11],如果用二进制矩阵 B 表示跳频信号的时频分布,矩阵 B 应满足以下两个稀疏特性:

1) 元素稀疏。矩阵 B 中大部分元素为 0,存在跳频信号的时频点对应元素非零。

2) 各行差分稀疏。由于跳频信号的每一跳有一定的持续时间,所以矩阵 B 的相邻列相同的概率很大,因此按行差分后的矩阵具有稀疏性。

依据上面两个稀疏性限制,用矩阵 B 逼近真实的时频图,可以通过求解式最优化问题估计稀疏矩阵 B 。

$$\arg \min_{B \in \mathbf{R}^{P \times N}} [\|A - B \odot A\|_{(1)} + \mu_1 \|B\|_0 + \mu_2 \|B \cdot D\|_0] \quad (4)$$

其中 A 表示 STFT 得到的时频矩阵, B 与 A 同属于 $\mathbf{R}^{P \times N}$, 定义 $a_{p,n}$, $b_{p,n}$ 分别为矩阵 A 和 B 的第 p 行第 n 列的元素,矩阵的(1)范数定义为:

$$\|A\|_{(1)} = \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N |a_{p,n}| \quad (5)$$

$B \odot A$ 表示矩阵的 Hadamard 积, $B \cdot D$ 表示矩阵 B 的列差分结果,其中

$$D = \begin{bmatrix} 0 & -1 & & & \\ & 1 & -1 & & \\ & & 1 & \ddots & \\ & & & \ddots & -1 \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\|B\|_0$ 代表元素稀疏度, $\|B \cdot D\|_0$ 代表时频差分稀疏度, $\mu_1 \mu_2$ 分别是两个稀疏性约束的代价因子。由于 B 是二进制矩阵,故其 0 范数与其 1 范数相等,故该最优化问题是凸优化问题。下面将研究该最优化问题的求解方法和 $\mu_1 \mu_2$ 的取值标准。

2.2 匹配搜索算法

式(4)中最优化问题的目标解是矩阵 \mathbf{B} 。根据式(4)可知,矩阵 \mathbf{B} 的最优化等价于矩阵的每行单独进行最优化,本文采用匹配搜索算法(MS)来求解。首先根据矩阵 \mathbf{A} 的噪声情况设定一个门限 λ ,初始化 $b_{p,n}^0 = \begin{cases} 1 & a_{p,n} > \lambda \\ 0 & a_{p,n} \leq \lambda \end{cases}$,保证时频图上大部分噪声对应值为0。

适应度函数根据式(4)可表示为

$$f(\mathbf{B}) = \|(\mathbf{A} - \mathbf{B} \odot \mathbf{A})\|_{(1)} + \mu_1 \|\mathbf{B}\|_0 + \mu_2 \|\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}\|_0 \quad (7)$$

令 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1^T, \mathbf{b}_2^T, \dots, \mathbf{b}_p^T]^T, \mathbf{A} = [\mathbf{a}_1^T, \mathbf{a}_2^T, \dots, \mathbf{a}_p^T]^T, \mathbf{a}_p, \mathbf{b}_p \in \mathbf{R}^N, 1 \leq p \leq P$,则式(7)等价于

$$f(\mathbf{b}_p) = \|(\mathbf{a}_p - \mathbf{b}_p \odot \mathbf{a}_p)\|_{(1)} + \mu_1 \|\mathbf{b}_p\|_0 + \mu_2 \|\mathbf{b}_p \cdot \mathbf{D}\|_0 \quad (8)$$

求解全部行向量 \mathbf{b}_p 的最优解即得到矩阵 \mathbf{B} 的最优解。实际上, p 的取值范围要根据接收机的带宽合理设定来提高计算效率。

匹配搜索算法求解式(8)的过程如下所示:

步骤1. 将 \mathbf{b}_p 分为 M 组: $\mathbf{b}_p = [\mathbf{b}_{p1}, \dots, \mathbf{b}_{pm}], \mathbf{b}_{pm}$

$$f(m) = f(\mathbf{b}_p^m) - f(\mathbf{b}_p) = \begin{cases} L\mu_1 - \left(\sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^S + 2\mu_2 \right) & j > 1 \text{ 且 } j+L-1 < N \\ L\mu_1 - \left(\sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^S + \mu_2 \right) & \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

其中 $a_{p,n}^S$ 表示信号在时频点 (i, j) 的幅度。

2) 修正虚值点。假设向量 \mathbf{b}_p 中噪声对应的元素有连续 L 个被初始化为1,表示为 $\mathbf{b}_{pm} =$

$$f(m) = f(\mathbf{b}_p^m) - f(\mathbf{b}_p) = \begin{cases} \sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^N - (L\mu_1 + 2\mu_2) & j > 1 \text{ 且 } j+L-1 < N \\ \sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^N - (L\mu_1 + \mu_2) & \text{其它} \end{cases} \quad (12)$$

其中 $a_{p,n}^N$ 表示噪声在时频点 (i, j) 的幅度。

因此,欲同时修正漏值点和虚值点,要求式(11)、(12)同时满足 $f(m) < 0$ 。当 \mathbf{b}_{pm} 包含起点或未点时,要求

$$L\mu_1 < \sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^S + \mu_2 \text{ 且 } L\mu_1 > \sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^N - \mu_2 \quad (13)$$

当 \mathbf{b}_{pm} 不包含起点或未点时,要求

中元素相同,且与相邻的组不同;

步骤2. 依次取 $m = 1 \sim M$,对第 m 组取反得:

$$\mathbf{b}_p^m = [\mathbf{b}_{p1}, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_{pm}, \dots, \mathbf{b}_{pM}] \quad (9)$$

其中 $\tilde{\mathbf{b}}_{pm} = \text{mod}(\mathbf{b}_{pm} + 1, 2)$,计算适应函数值:

$$f(m) = f(\mathbf{b}_p^m) - f(\mathbf{b}_p) \quad (10)$$

步骤3. 查找使式(10)最小的 m ,即 $m = \arg \min_m \{f(\tilde{m})\}$ 。若 $f(m) < 0$,则令 $\mathbf{b}_p = \mathbf{b}_p^m$ 并返回步骤1;否则终止算法。

2.3 有效性分析及参数选取

本文假设通过门限 λ 的设定可以去除时频矩阵 \mathbf{A} 中的大部分噪声元素并保留大部分信号元素,实际中此假设是合理的。对矩阵 \mathbf{A} 的修正主要针对两种情况:一是虚值点,即噪声对应的时频点被初始化为1;二是漏值点,即信号对应的时频点被初始化为0。

1) 修正漏值点。假设向量 \mathbf{b}_p 中信号对应的元素有连续 L 个被初始化为0,表示为 $\mathbf{b}_{pm} = \{b_{p,j}, b_{p,j+1}, \dots, b_{p,j+L-1}\}$,即这 L 个元素的值小于门限。按照式(10)计算 $f(m)$

$\{b_{p,j}, b_{p,j+1}, \dots, b_{p,j+L-1}\}$,即这 L 个元素的值大于门限。按照式(10)计算 $f(m)$ 。

$$L\mu_1 < \sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^S + 2\mu_2 \text{ 且 } L\mu_1 > \sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^N - 2\mu_2 \quad (14)$$

由式(14)可知,MS算法引入了 $2\mu_2$ 来辅助修正,提高了信噪比适应能力。从式(13)和(14)中可以看出 μ_2 取值越大,算法的信噪比适应能力越强。但是, μ_2 取值不能过大,否则会导致真实信号被删除。设跳频信号的跳周期对应时频点长度为 T ,当 μ_2

$> (\sum_{n=j}^{j+L-1} a_{p,n}^S - T\mu_1)/2$ 时,该跳周期对应的时频点被赋值为 0,造成漏跳。

通过上面的分析,对于 MS 算法 μ_1 一般取值为时频图最大值的 0.4 ~ 0.6 倍, μ_2 一般取值为时频图最大值的 0.4 ~ 0.8 倍,根据实际情况做出适当调整。

3 性能仿真

为了验证本文算法的有效性,本节设置了三个仿真场景。第一个仿真通过处理低信噪比下单网台跳频信号的时频图验证算法修正时频图的能力;第二个仿真通过分析跳频周期的估计性能体现本文算法的准确性和优势;第三个仿真是两个跳频网台的情况,验证算法对多网台的适应能力。根据实际情况,设置中频接收机中频的中心频率 f_0 和带宽 W 分别为 30MHz 和 20MHz。

3.1 时频图修正能力仿真

设定观测跳频信号参数为:跳频速率为 200hop/s,观测 hop 数 $K = 7$,失步时间 $\alpha = 0.3$,跳变频率依次为 $\{28, 32, 30, 33, 31, 29, 27\}$ MHz,信号采样率 $f_s = 100$ MHz,STFT 窗函数为 1024 长的 Hamming 窗。真实的信号时频图案如图 1(a) 所示。

接收机带宽内的信噪比定义为:

$$SNR = 10\lg\left(\frac{\|s\|_2^2}{L\sigma^2}\right) + 10\lg(f_s/W) \quad (15)$$

其中 L 表示数据时长, W 表示接收机带宽。

当 $SNR = -5$ dB 时,STFT 变换结果如图 1(b) 所示。本文算法的修正结果如图 1(c) 所示,参数设定为 $\mu_1 = \mu_2 = 0.5 \max_{t,f} [STFT(t, f)]$ 。对比图 1(a) 与(c)可以看出修正后的时频图可以精确表示真实信号的时频分布。

3.2 单用户跳周期估计仿真

现有的跳周期估计方法^[4,6,8]依据跳变时刻发生时频谱峰值较小,时频图各时刻频谱的最大值会在跳频时刻存在负脉冲,通过检测负脉冲位置来估计跳周期。本文算法修正后的时频图为二进制矩阵,元素值连续非零的长度即为各跳的持续时间,通过统计连续非零的长度就可以估计跳频周期,估计步骤为:(1) 利用本文算法得到修正后时频分布矩阵 B ; (2) 统计 B 每一行持续非零的长度; (3) 把

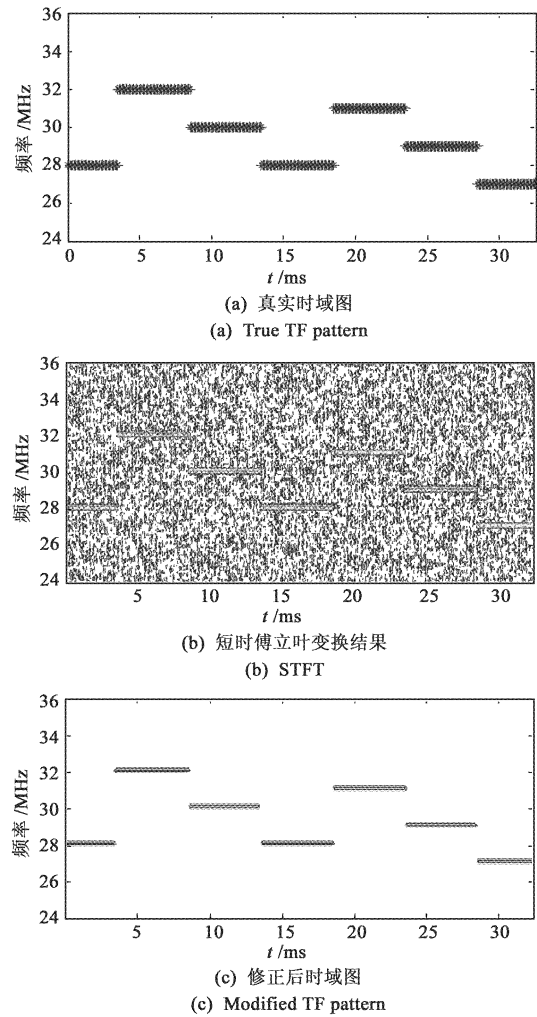


图 1 单跳频信号的时频图修正
Fig. 1 Modify the TF pattern of single FH signal

出现次数最多的长度作为跳频周期的估计值。图 2 给出了本文算法与现有方法估计跳频周期性能的比较,用绝对误差比来评价跳频周期估计的性能,绝对误差比定义为:

$$E_R = \frac{1}{RT} \sum_{i=1}^R |\hat{T}_i - T| \quad (16)$$

其中 R 表示试验的次数, \hat{T}_i 表示每次试验的跳周期估计值。仿真 SNR 依次取 -15 dB ~ 5 dB,对每个 SNR 蒙特卡罗仿真 100 次,跳频信号参数同 3.1 节。

从图 2 可以看出,本文算法在信噪比为 -10 dB 时仍能有效估计跳频周期。

3.3 异步多网台用户跳周期估计仿真

设定观测跳频信号个数为 2,第一个跳频信号的参数同 3.1 节;第二个跳频信号的跳频速率为 150hop/s,观测 hop 数 $K = 6$,跳频率依次为 $\{33,$

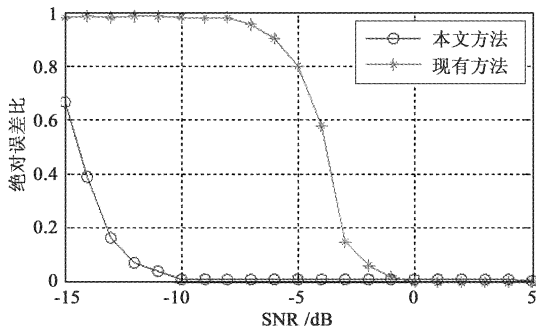


图 2 跳频周期估计性能比较

Fig. 2 Comparison of performance for hop period estimation

29, 26, 32, 28, 30} MHz。在多网台用户的情况下, 现有的方法无法提取跳变时刻, 因为几乎每个时刻都有信号存在, 时频图每个时刻频谱的最大值不会产生有规则的正脉冲, 在 SNR = -5dB 时各时刻提取结果如图 3 所示。图中并不存在周期性的负脉冲, 因此现有方法不能适应异步多网台的情况。

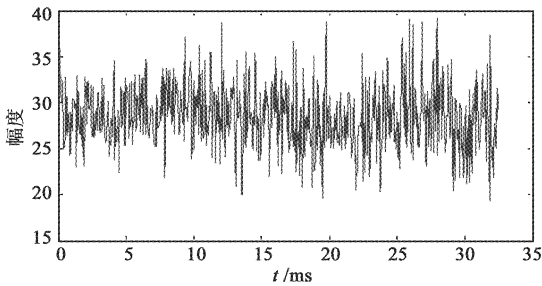


图 3 时频图各时刻最大值

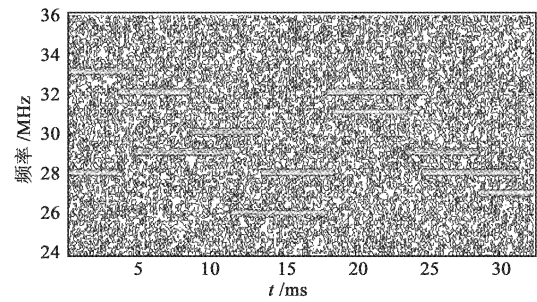
Fig. 3 The maxima of TF pattern vs time

图 4(a)、(b) 分别给出了本文方法修正前、后的时频图, 从图 4 可以看出修正后时频图能够准确表示跳频信号的时频分布。

为了说明对两个异步网台跳频周期的估计性能, 采用本文方法分别估计两个跳频信号的跳周期, 图 5 给出对每个 SNR 进行 100 次独立试验的跳周期估计绝对误差比曲线。图 5 说明了本算法能够适应多网台的情况, 在 SNR 高于 -7dB 时能够很好地估计跳频周期。虽然估计性能较单网台时稍差, 但仍能适应较低信噪比。

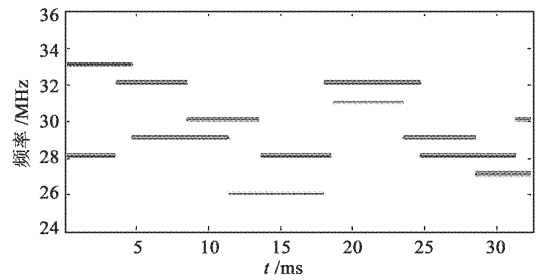
4 结 论

本文提出了基于时频稀疏性的跳频信号时频图修正方法来获取清晰的时频图, 实现跳周期的估计。仿真试验表明, 该方法能够适应较低信噪比, 并能够



(a) 短时傅立叶变换结果

(a) STFT



(b) 修正后时域图

(b) Modified TF pattern

图 4 多个跳频信号的时频图修正

Fig. 4 Modify the TF pattern of multi-FH signals

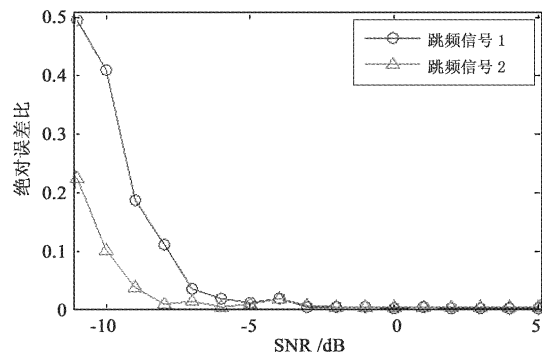


图 5 多跳频信号跳周期估计性能

Fig. 5 Performance of hop period estimation for

multi-FH signals

适应跳频多网台情况。通过本文方法获取的时频图不仅可以估计跳频周期, 还可以获取跳变时刻、跳频频率集等参数, 以及进行网台分选。本文方法为非合作情况下跳频信号参数盲估计提供了新的解决思路, 并取得了很好的效果。如何利用本文方法估计跳频信号的其它参数以及进行网台分选有待进一步研究。

参 考 文 献

[1] 顾晨辉, 王伦文. 一种正交跳频信号动态分选方法[J]. 宇航学报, 2012, 33(11): 1699 - 1705. [Gu Chen-hui, Wang

- Lun-wen. Time-frequency analysis of frequency-hopping signals [J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(11): 1699 – 1705.]
- [2] 陈利虎, 张尔阳, 沈荣骏. 跳频信号的时频分析[J]. *宇航学报*, 2009, 30(2): 740 – 747. [Chen Li-hu, Zhang Er-yang, Shen Rong-jun. Time-frequency analysis of frequency-hopping signals[J]. *Journal of Astronautics*, 2009, 30(2): 740 – 747.]
- [3] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998: 20 – 70.
- [4] Barbarossa S, Scaglione A. Parameter estimation of spread spectrum frequency hopping signals using time-frequency distributions[C]. *First IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Paris, France, April, 1997.
- [5] 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. [Zhang Xi, Du Xing-min, Zhu Li-ya. Blind parameters extraction of frequency-hopping signals based on reassignment SPWVD[J]. *Computer Engineering and Applications*, 2007, 43(15): 144 – 147.]
- [6] 张朝阳, 曹千芊, 陈文正. 多跳频信号的盲分离与参数盲估计[J]. *浙江大学学报(工学版)*, 2005, 39(4): 465 – 470. [Zhang Zhao-yang, Cao Qian-qian, Chen Wen-zheng. Blind separation and parameter estimation of multiple frequency-hopping signals[J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2005, 39(4): 465 – 470.]
- [7] Chen T C. Joint signal parameter estimation of frequency-hopping communications[J]. *IET Communications*, 2012, 6(4): 381 – 389.
- [8] Lei Y K, Zhong Z F, Wu Y H. A new hop duration blind estimation algorithm for frequency-hopping signals [C]. 2008 IEEE Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Application, Wuhan, China, December 19 – 20, 2008.
- [9] 冯涛, 袁超伟. 基于时频脊线的跳频参数盲估计[J]. *电子学报*, 2011, 39(12): 2921 – 2925. [Feng Tao, Yuan Chao-wei. Blind parameter estimation of frequency-hopping signals based on the time-frequency distribution maxima [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(12): 2921 – 2925.]
- [10] Luan H Y, Jiang H. Blind detection of frequency hopping signal using time-frequency analysis [C]. *The 6th Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM) International Conference*, Chengdu, China, September 23 – 25, 2010.
- [11] Angelosante D, Giannakis G B, Sidiropoulos N D. Estimating multiple frequency-hopping signal parameters via sparse linear regression[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 58(10): 5044 – 5056.

作者简介:

沙志超(1985 –),男,博士生,主要从事通信信号侦察处理。

通信地址:国防科技大学四院一所五室(410073)

电话:(0731)84573489

E-mail:shazhichao_163@163.com

(编辑:余 未)