

基于稀疏时频分布的跳频信号参数估计

金 艳 周 磊* 姬红兵

(西安电子科技大学工程学院 西安 710071)

摘 要: 基于常规时频分析方法的跳频信号参数估计中, 采用核函数抑制时频分布交叉项会导致时频聚集性的下降, 不利于信号参数提取。针对此问题, 该文提出一种基于稀疏时频分布(STFD)的跳频信号处理方法。该方法首先根据 Cohen 类分布的原理和跳频信号模糊函数的特点, 以模糊域矩形窗为核函数, 构建了一种 Cohen 类的矩形核分布(RKD)。RKD 可有效抑制交叉项, 但其时频分辨率较低。为提高 RKD 的时频性能, 在压缩感知框架下, 利用跳频信号时频分布的稀疏特性, 对 RKD 附加稀疏性约束, 建立稀疏时频分布(STFD)的优化求解模型。STFD 不仅能有效抑制交叉项, 而且具有良好的时频聚集性。仿真分析表明, 与传统时频分析方法相比, 该文提出的基于 STFD 的跳频信号参数估计方法性能更优。

关键词: 跳频信号; 参数估计; 时频分布; 稀疏性; 时频聚集性

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)03-0663-07

DOI: 10.11999/JEIT170525

Parameter Estimation of Frequency-hopping Signals Based on Sparse Time-frequency Distribution

JIN Yan ZHOU Lei JI Hongbing

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In the case of parameter estimation of Frequency Hopping (FH) signal based on conventional time-frequency analysis, the suppression of cross-terms in Time-Frequency Distribution (TFD) by kernel function always leads to the decrease of time-frequency concentration, which is adverse to signal parameter extraction. To deal with this problem, a kind of Sparse TFD (STFD) based FH signals processing method is proposed. Based on the principle of Cohen's class of TFD and the ambiguity function characteristics of FH signals, a Rectangle-shaped Kernel Distribution (RKD) is constructed by choosing the rectangle function in ambiguity domain as its kernel function. RKD can suppress the cross-terms effectively but is followed by poor time-frequency resolution. In order to improve the performance of RKD, the TFD sparsity of FH signals is analyzed and utilized, and the optimal model of STFD is established by additional constraints to RKD under the Compressed Sensing (CS) frame. STFD can not only restrain cross-terms effectively, but also has a high time-frequency concentration. Simulation results show that proposed STFD based parameter estimation of FH signals has better performance compared with conventional ones.

Key words: Frequency-Hopping (FH) signals; Parameter estimation; Time-Frequency Distributions (TFD); Sparsity; Time-frequency concentration

1 引言

由于具有抗干扰能力强、低截获概率及易于实现多址组网等特点, 跳频扩频技术在无线通信领域得到广泛应用^[1-3]。例如民用通信系统中的多用户检测、无线电监管, 军事通信中获取对方通讯信息、

实施干扰拦截等, 都大量使用了跳频扩频及相关技术。非合作跳频通信中^[4], 由于发射机与接收机之间具有非匹配性, 接收方往往难以获知确切的信号结构及相关调制参数等信息。因此, 在缺少先验信息条件下, 如何实现跳频信号参数的有效估计, 已成为非合作通信中一个重要的研究课题。

跳频信号的频率随时间随机跳变, 属于非平稳信号。时频联合表示是分析非平稳信号的有力工具, 其中 WVD(Wigner-Ville Distribution)具有良好的时频聚集性, 但对于跳频信号, 其 WVD 存在严重的交叉项干扰, 不利于信号参数的准确提取。对此,

收稿日期: 2017-05-31; 改回日期: 2017-11-06; 网络出版: 2017-12-12

*通信作者: 周磊 zhoulei@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61201286), 陕西省自然科学基金(2014JM8304)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61201286), The Natural Science Foundation of Shaanxi Province (2014JM8304)

研究者们提出了多种方法来抑制交叉项, 如 SPWVD(Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution)^[5]、重排 SPWVD^[6]和径向高斯核分布(Radially Gaussian Kernel Distribution, RGKD)^[7]等, 这些方法均属于 Cohen 类分布, 其基本思想是利用核函数对 WVD 进行平滑滤波, 以消除交叉项干扰, 改善时频分布性能。其中, SPWVD 分别在时域和频域对 WVD 进行加窗处理, 较好地抑制了交叉项, 但其计算复杂, 实时性差; 重排 SPWVD 通过时频重排方法对 SPWVD 进行修正, 其时频聚集性大大提高, 但计算量大幅增加; RGKD 是采用径向高斯核函数的一种 Cohen 类分布, 可有效抑制交叉项, 且较 SPWVD 计算量降低, 但其时频聚集性较重排 SPWVD 差。此外, 文献[8]利用跳频信号时频分布的稀疏特性, 提出了一种基于稀疏重构的跳频信号时频分析方法, 该方法能较好地抑制噪声和交叉项的影响, 但其优化参数的选取缺乏理论支撑, 不适于盲参数估计问题。

针对上述情况, 本文首先分析了跳频信号模糊函数的特点, 在此基础上, 以矩形窗函数为 Cohen 类分布核函数, 构建了一种 Cohen 类的矩形核分布(Rectangle-shaped Kernel Distribution, RKD); 然后利用跳频信号时频分布的稀疏特性, 基于压缩感知对 RKD 附加稀疏性约束, 建立稀疏时频分布(Sparse Time-Frequency Distribution, STFD)的优化求解模型; 并给出利用 STFD 提取跳频信号特征参数的算法。仿真实验分析了 STFD 的时频性能及利用其估计跳频信号参数的有效性。

2 矩形核分布 RKD 原理

跳频信号的频率随时间伪随机跳变, 可建模为

$$x(t) = a \sum_{k=1}^N g_{T_h}(t - kT_h - T_0) e^{j2\pi f_k(t - kT_h - T_0)}, \quad 0 < t < T \quad (1)$$

其中, a 代表信号幅度, T 为观测时间, T_h 表示跳周期, T_0 为起跳时刻, f_k 为跳频频率, N 为跳频频率数, $g_{T_h}(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_h] \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ 。

2.1 模糊函数

信号 $s(t)$ 的模糊函数可定义为其瞬时自相关的 Fourier 反变换^[9]:

$$AF_s(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{j2\pi vt} dt \quad (2)$$

将式(1)所示跳频信号代入式(2), 可得跳频信号的模糊函数:

$$\begin{aligned} AF_x(\tau, v) &= a^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^N g_{T_h}\left(t + \frac{\tau}{2} - mT_h - T_0\right) \\ &\quad \cdot e^{j2\pi f_m\left(t + \frac{\tau}{2} - mT_h - T_0\right)} \\ &\quad \cdot \sum_{n=1}^N g_{T_h}\left(t - \frac{\tau}{2} - nT_h - T_0\right) \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi f_n\left(t - \frac{\tau}{2} - nT_h - T_0\right)} e^{j2\pi vt} dt \\ &= a^2 \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N e^{j2\pi v\left(mT_h + T_0 - \frac{\tau}{2}\right)} e^{j2\pi f_n(\tau - mT_h + nT_h)} \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} g_{T_h}(t) g_{T_h}(t - \tau + mT_h - nT_h) \\ &\quad \cdot e^{j2\pi[v - (f_n - f_m)]t} dt \end{aligned} \quad (3)$$

令 $AF_0(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_{T_h}(t) g_{T_h}(t - \tau) e^{j2\pi vt} dt = (T_h - |\tau|) Sa[\pi v(T_h - |\tau|)] e^{j\pi v\tau}$ ($|\tau| < T_h/2$), $w(m, n, \tau, v) = e^{j2\pi v(mT_h + T_0 - \tau/2)} e^{j2\pi f_n(\tau - mT_h + nT_h)}$, 式(3)可简化为

$$\begin{aligned} AF_x(\tau, v) &= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N w(m, n, \tau, v) AF_0(\tau - \Delta T, v - \Delta f) \\ &= a^2 \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N AF_{m,n}(\tau, v) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\Delta t = mT_h - nT_h$ 表示跳变时刻间隔, $\Delta f = f_n - f_m$ 表示跳频频率间隔。

由式(4)可知, $AF_x(\tau, v)$ 共有 N^2 项, 其任一项均可由 $AF_0(\tau, v)$ 经过时移和频移后加权得到。当 $m = n$ 时, 所对应的 N 项 $AF_{m,m}(\tau, v)$ 为模糊函数中的信号项, 它们均位于模糊平面的原点邻域内, 且在原点处有最大值, 在时延方向仅在关于原点对称且长度为 T_h 的区间上非零, 在频偏方向幅值衰减迅速, 距离频偏轴越近衰减越快; 当 $m \neq n$ 时, 所对应的 $N(N-1)$ 项 $AF_{m,n}(\tau, v)$ 为模糊函数中的交叉项, 其在模糊平面的位置由分量之间的跳频频率间隔 Δf 及跳变时刻间隔 Δt 确定, 任意两分量构成的交叉项关于原点对称。

图 1 为包含 3 个跳周期的简单跳频信号的模糊函数, 其中图 1 中矩形框内为模糊函数信号项, 其余为交叉项。由图 1 可知, 模糊函数在模糊平面呈相互平行的带状结构。其中, 信号项在原点邻域呈哑铃形分布; 交叉项远离原点, 形状与信号项类似。

改变跳频信号的某些参数, 如幅度、跳周期、跳载频等, 其模糊函数会随之改变, 但其在模糊平面的分布特点是确定的, 即信号项在原点邻域呈哑铃形分布, 在时延方向长为跳周期的区间取非零值; 交叉项距离原点有一段距离, 其位置由各信号项之间的时频距离决定。

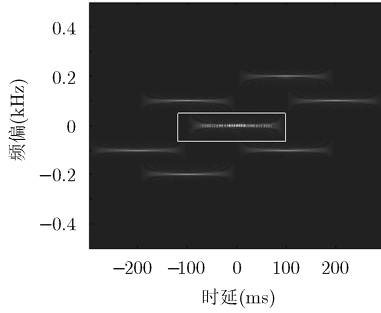


图1 跳频信号模糊函数

2.2 跳频信号的 RKD

二次型时频分布可用 Cohen 类分布统一表示^[10], 其形式为

$$C_s(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} AF_s(\tau, v) \phi(\tau, v) e^{-j2\pi(tv + \tau f)} d\tau dv \quad (5)$$

其中, $AF_s(\tau, v)$ 为信号 $s(t)$ 的模糊函数, $\phi(\tau, v)$ 称为核函数, 采用不同核函数可得不同的 Cohen 类分布。

为抑制跳频信号时频分布的交叉项, 根据模糊域中跳频信号自项位于原点的哑铃形邻域、交叉项远离原点的特点, 可选择式(6)的矩形窗为核函数:

$$r(\tau, v) = \begin{cases} 1, & (\tau, v) \in M \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (6)$$

为使式(6)所示矩形窗尽量包含信号项而避开交叉项, M 取为模糊平面原点的矩形邻域。

令 $\phi(\tau, v) = r(\tau, v)$, 代入式(5), 可得跳频信号 $x(t)$ 的矩形核分布 (Rectangle-shaped Kernel Distribution, RKD):

$$\text{RKD}_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} AF_x(\tau, v) r(\tau, v) \cdot e^{-j2\pi(tv + \tau f)} d\tau dv \quad (7)$$

由式(4)可知, 信号项位于时延轴方向上长为 T_h 的区间, 距离最近的交叉项在时延方向与信号项的间隔为 $\Delta\tau = T_h$, 在频偏方向距离为最小跳频频率间隔 $\Delta v_{\min}$ 。据此, 可取矩形区域 M 的长为 T_h , 宽为 $\alpha\Delta v_{\min}$ ($0 < \alpha < 1$)。其中参数 α 用于调节矩形区域宽度, α 接近 0 时, 窗内模糊函数不含交叉项, 但信号项损失严重; α 接近 1 时, 有效保留了信号项, 但会引入过多的交叉项。跳频信号模糊函数各交叉项在模糊平面的分布区域相互平行, 且形状相似, 据此可取 α 为 0.5。

实际应用中, T_h 和 $\Delta v_{\min}$ 可由如下方法获得: 不同分量的跳载频间隔不为零, 故模糊函数交叉项中心不在时延轴上, 利用信号项在时延轴原点附近 T_h 长的区间上非零的特点, 沿时延轴搜索非零区间端点, 即可得到信号项宽度 $\hat{T}_h$; 距离原点最近的交叉项位于时延坐标为 $\pm T_h/2$ 的点的邻域内, 在 $[-3\hat{T}_h/2, 3\hat{T}_h/2]$ 区间上沿频率轴搜索距离原点最近

(不含时延轴)的两个极大值, 即可得到交叉项中心处频偏的估计值 $\hat{f}_m$ 和 $\hat{f}_n$, 则最小频率差估计值 $\Delta\hat{v}_{\min} = |\hat{f}_m - \hat{f}_n|$ 。

3 稀疏时频分布

RKD 的核函数是基于跳频信号特点设计的, 可用于抑制时频分布交叉项, 但该核函数为固定窗, 根据时频不确定性原理^[11]及 Cohen 类分布特点, 利用模糊域固定窗为核函数会降低 Cohen 类分布的时频分辨率, 引起信号项时频聚集性下降, 从而导致时频分布的聚集性降低。为改善时频性能, 可利用跳频信号时频分布具有稀疏性的特点, 基于压缩感知框架对 RKD 进行改进。

3.1 时频稀疏性

任意 $K(K > 0)$ 分量信号可表示为

$$s(t) = \sum_{n=1}^K a_n(t) e^{j\varphi_n(t)} \quad (8)$$

其中, $a_n(t)$, $\varphi_n(t)$ 分别为第 n 个信号分量在 t 时刻的幅度和相位。由式(8)可得 $s(t)$ 的理想时频分布^[12]为

$$I_s(t, f) = \sum_{n=1}^K a_n^2(t) \delta(f - \varphi_n'(t)/2\pi) \quad (9)$$

其中, $a_n^2(t)$, $\varphi_n'(t)/2\pi$ 分别表示第 n 个分量在 t 时刻的瞬时能量和瞬时频率。

将式(1)所示跳频信号 $x(t)$ 代入式(9), 可得其理想时频分布:

$$I_x(t, f) = a^2 \sum_{k=1}^N g_{T_h}(t - kT_h - T_0) \delta(f - f_k) \quad (10)$$

其中, a^2 为 t 时刻的瞬时能量, f_k 为第 $k(k = 1, 2, \dots, N)$ 个跳周期内的跳载频。

由式(10)可知, 跳频信号的理想时频分布不含交叉项, 任意时频点 (t, f) 处的幅度值为瞬时能量 a^2 , 第 k 个跳周期内任意时刻 t 处的瞬时频率均为 f_k , 即理想时频分布的时频分辨率达到最高。图 2 为跳频信号 $x(t)$ ($N = 8$) 的理想时频分布图。利用理想时频分布可准确估计跳频信号的跳周期、跳变时刻及跳载频等特征参数。

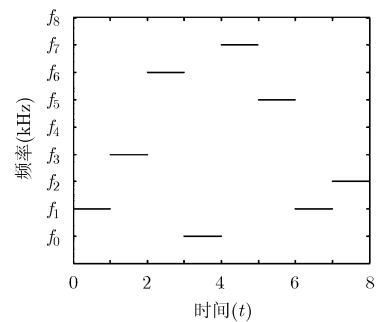


图2 跳频信号理想时频图

跳频信号的理想时频分布仅在时频平面上有限区域取非零值,具有很强的稀疏性;其它二次型时频分布中,交叉项的存在降低了时频分布的稀疏性。在时频域,跳频信号的信号项按照跳频图案分布于相应时频点处,时频分布所含交叉项越少、时频聚集性越高,其稀疏性越强。理想时频分布不含交叉项且时频分辨率最高,其时频稀疏性最强。

3.2 跳频信号的 STFD

由式(5)所示的 Cohen 类分布公式可知,时频分布与加窗模糊函数互为 2 维 Fourier 变换,即

$$C_s(t, f) = \mathcal{F}\{AF_{s\phi}(\tau, v)\} \quad (11)$$

其中, $AF_{s\phi}(\tau, v)$ 表示加窗模糊函数, $\mathcal{F}(\cdot)$ 表示 2 维 Fourier 变换算子。

根据时频不确定性原理^[11], 仅由核函数难以获得与理想时频分布性能相近的时频分布。对此, 本文依据 3.1 节分析的跳频信号时频分布的稀疏性特点, 在压缩感知(Compressed Sensing, CS)框架下对 RKD 进行改进。

图 3 为压缩感知理论框架^[13]。设长度为 N 的信号 $\mathbf{X}$ 在某个正交基或者紧框架 Ψ 上的变换系数 θ 是稀疏的, 若用一个与变换基不相关的观测基 Φ 对系数向量进行线性变换得到观测集 $\mathbf{Y}$, 则可利用优化求解方法从观测集 $\mathbf{Y}$ 中准确或高概率重构原始信号 $\mathbf{X}$ 。

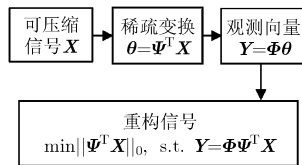


图 3 压缩感知框架

在压缩感知框架下, 基于跳频信号时频分布的稀疏性, 若以时频域为变换域, 则时频分布可看作变换系数; 利用 2 维 Fourier 变换基可将时频分布变换为模糊函数, 然后选择合适的模糊平面区间 Ω 为观测区间, 以 Ω 上模糊函数 AF_{Ω} 为观测集; 利用优化方法寻求稀疏性最强的时频分布, 使其与 AF_{Ω} 互为 2 维傅里叶变换, 即可得到一种跳频信号的稀疏时频分布 (Sparse Time-Frequency Distribution, STFD)。

图 4 为基于压缩感知的 STFD 框图。STFD 是基于 CS 框架对 RKD 的改进, 但其求解不同于 CS 中的重构问题。CS 的重构对象为信号本身, 而 STFD 只是对跳频信号理想时频分布的近似而非重构, 理想时频分布本身通过现有方法难以求得; 为

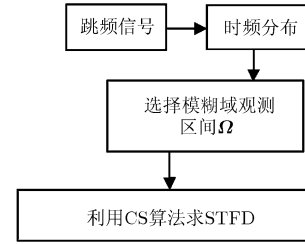


图 4 基于压缩感知的 STFD

了高概率重构原始信号, 理论上应使用随机观测矩阵获取观测集合, 但在 STFD 模型中, 理想时频分布在模糊域的位置确定, 故可选择模糊平面上确定区间 Ω 上的模糊函数作为观测集。

为使 STFD 满足近似理想时频分布的要求, 观测集应尽量接近理想时频分布在模糊域的映射, 即充分保留信号项, 避免引入交叉项。RKD 中的模糊域矩形核函数所在区域 M 即满足该条件, 故可选 M 为观测区间 Ω 。

根据以上分析, 以 RKD 中矩形核函数所在区域 M 为观测区间 Ω , 以式(11)所示模糊函数和时频分布关系为约束条件, 利用 l_0 范数约束下的优化模型可得跳频信号的 STFD:

$$\begin{aligned} \text{STFD} &= \arg \min_C \|C(t, f)\|_0, \\ \text{s.t. } C(t, f) &= \mathcal{F}\{AF(\tau, v)\}_{(\tau, v) \in M} \end{aligned} \quad (12)$$

由式(12)所得的 STFD 是同一模糊域观测区间 M 所对应时频分布中最稀疏的, 其时频性能接近理想时频分布, 在 RKD 有效抑制交叉项的基础上, 利用稀疏性约束改善其时频聚集性, 可得时频分辨率更高的时频分布。

3.3 STFD 的求解

求解式(12)的数值计算极不稳定且是一个 NP 难问题^[14], 文献[15]指出, 用 l_1 范数代替 l_0 范数可获得满足要求的次优解, 故可用式(13)代替式(12)进行求解:

$$\begin{aligned} \text{STFD} &= \arg \min_C \|C(t, f)\|_1, \\ \text{s.t. } C(t, f) - \mathcal{F}\{AF(\tau, v)\} &= 0|_{(\tau, v) \in M} \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)以等式为约束条件, 会使时频分布过于稀疏, 甚至表现出尖峰和不连续性等情况, 根据文献[16], 式(13)可松弛为不等约束:

$$\begin{aligned} \text{STFD} &= \arg \min_C \|C(t, f)\|_1, \\ \text{s.t. } \|C(t, f) - \mathcal{F}\{AF(\tau, v)\}\|_2 &\leq \varepsilon|_{(\tau, v) \in M} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, ε 表示误差阈值, 可根据工程实际的误差要求设置。当 $\varepsilon = 0$ 时, 式(14)退化为式(13)。

式(14)属于凸优化问题, 与基追踪去噪(BPDN)模型^[14]类似, 可用该模型求解:

$$\text{BPDN: } \min_C \lambda \|C(t, f)\| + \frac{1}{2} \|C(t, f) - \mathcal{F}\{\text{AF}(\tau, v)\}\|_2^2 \Big|_{(\tau, v) \in M} \quad (15)$$

针对 BPDN 的求解, 目前已有许多成熟算法^[17]可以使用, 如正交匹配追踪算法^[18]、阈值迭代收缩算法^[19]及梯度投影算法(GPSR)^[20]等, 其中 GPSR 算法给出确定优化参数 λ 的原则, 而且运算量较小, 故本文采用 GPSR 算法求解式(15)。

4 跳频信号参数估计

根据上文方法求得跳频信号的 STFD 后, 可利用 STFD 对跳频信号的跳周期、跳变时刻及跳频频率等参数进行估计。参数估计方法如下:

- (1) 对信号采样得到样本序列 $x(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$), 计算其时频分布 STFD _{x} (n, k);
- (2) 取 STFD _{x} (n, k) 在时刻 n 处沿频率轴的最大值, 获得矢量 $\mathbf{y}(n) = \max\{\text{STFD}_x(n, k)\}$;
- (3) 对矢量 $\mathbf{y}(n)$ 作 FFT, 取幅度最大处频率点为 $N_{k, \max}$, 记 $N_h = N / N_{k, \max}$, 则可得跳周期的估计值 $\hat{T}_h = N_h / f_s$;
- (4) 求 $\mathbf{y}(n)$ 在 $n \in [N_h + 1, N - N_h]$ 的峰值, 得 p 个峰值位置 $n_1, n_2, \dots, n_p$, 求 $\mathbf{y}(n)$ 在 $[n_i, n_{i+1}]$ ($i = 1, 2, \dots, p-1$) 上取最小值时对应时刻 $n_{i, \min}$, 可得第 i 个跳变时刻的估计值 $\hat{t}_i = n_{i, \min} / f_s$;

(5) 跳频频率估计值为

$$\hat{f}_i = \arg \max_k \left\{ \sum_{n_{i, \min}}^{n_{i+1, \min}} \text{STFD}_x(n, k) \right\} \cdot f_s / (2N)$$

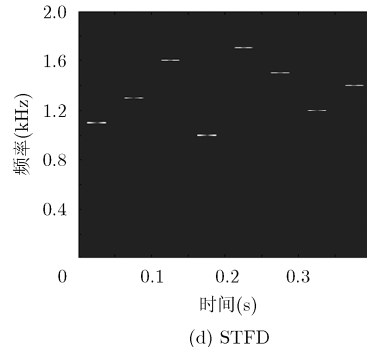
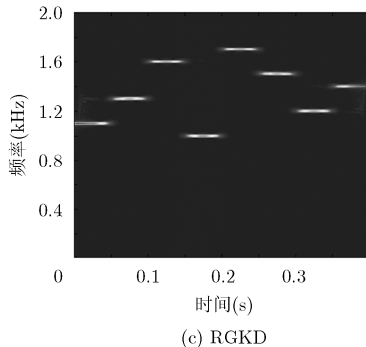
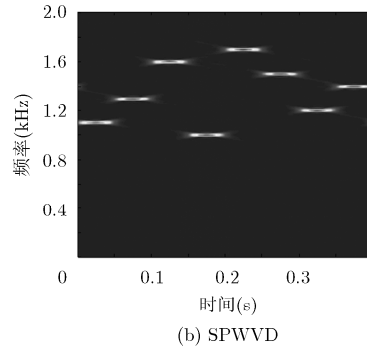
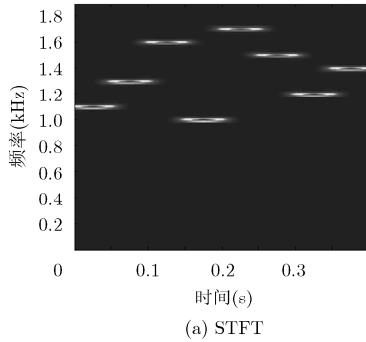


图5 跳频信号时频图

5 仿真实验及分析

为便于说明且不失一般性, 设定跳频信号参数为: 观测时间 $T = 400$ ms, 采样频率 $f_s = 4$ kHz, 跳周期 $T_h = 50$ ms, 跳频频率依次为 $\{1.1, 1.3, 1.6, 1.0, 1.7, 1.5, 1.2, 1.4\}$ kHz, 起跳时刻 $T_0 = 0$, 背景噪声为高斯白噪声。

将本文所提 STFD 与 STFT, SPWVD 及 RGKD 的时频聚集性进行对比, 各方法所得时频图如图 5 所示。由图 5 可以看出 4 种方法的时频特性差异明显, 图 5(a)为 STFT 的时频图, 虽然不含交叉项, 但其时频聚集性较差; 图 5(b)采用的是 SPWVD, 其交叉项受到一定程度的抑制, 时频聚集性比 STFT 高; 图 5(c)是 RGKD 的时频分布图, 交叉项得到较好的抑制, 时频聚集性略高于 SPWVD; 图 5(d)是本文所提 STFD 的时频分布图, 交叉项得到很好的抑制, 时频聚集性与其它方法相比大大改善。图 5 表明 STFD 有效抑制时频分布交叉项的同时, 其时频聚集性也得到显著改善, 获得了良好的时频性能。

图 6 为不同信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)情况下, 本文提出的 STFD 与 SPWVD, RGKD 进行对比, 通过 200 次蒙特卡罗实验所得的跳周期均方误差对比图。由图 6 可知, 当 $\text{SNR} \geq -4$ dB 时, 本文所提的 STFD 能有效估计跳周期, 小于 -4 dB 时估计性能下降; 当 $\text{SNR} \geq -1$ dB 时, 采用 RGKD 可得到跳周期的有效估计; 当 $\text{SNR} \geq 2$ dB 时, 采用 SPWVD 能获得跳周期的有效估计。

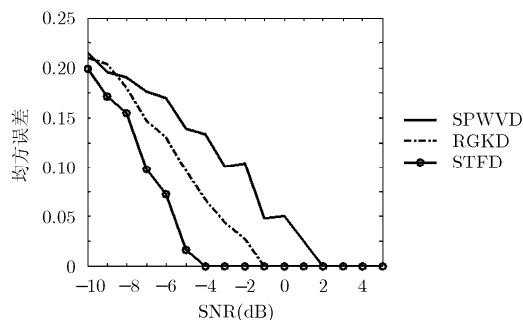


图6 跳周期均方误差图

图6表明,与其它两种方法相比,STFD可以在更低的信噪比下对跳周期进行有效估计,稳健性更好。这是因为跳频信号时频分布具有稀疏性,而高斯白噪声不具备该特性,本文所提的STFD正是利用了二者的这一差异,在较低信噪比下实现跳周期的有效估计。

在 $\text{SNR} = 2 \text{ dB}$ 时,对比SPWVD, RGKD及STFD估计跳频信号跳变时刻和跳频频率的情况,其中各方法对于跳变时刻的评价指标采用相对误差 $\text{RE} = |\hat{t}_i - t_i|/T_h$ 。通过200次蒙特卡罗实验,得到表1和表2所示结果。

表1是 $\text{SNR} = 2 \text{ dB}$ 时跳变时刻估计的误差统计结果。从表1可以看出,SPWVD, RGKD, STFD估计跳变时刻时最大相对误差分别为8.32%, 6.55%,

4.43%,这表明相同信噪比下,STFD估计跳变时刻的误差与另外两种方法接近且略小于它们。表2是 $\text{SNR} = 2 \text{ dB}$ 时跳频频率估计的误差统计结果,可以看出,SPWVD, RGKD, STFD估计跳频频率时均方误差最大值分别为21.07, 17.51, 8.17,最小值依次为9.79, 6.71, 0.01。这说明,相同信噪比下,相对于SPWVD和RGKD,STFD估计跳频频率的均方误差明显减小,对跳频频率的估计更准确。

表1和表2表明,较其它两种方法,STFD对跳变时刻和跳频频率的估计性能有所提高。

6 结束语

利用时频分布估计跳频信号参数时,基于核函数的交叉项抑制方法会引起时频聚集性的下降,不利于信号参数估计。对此,本文依据跳频信号在模糊平面的分布特点,即信号自项分布于原点哑铃形邻域,交叉项远离原点,提出以矩形窗函数为核函数的Cohen类RKD,可有效抑制交叉项;然后基于跳频信号时频分布的稀疏特性,在压缩感知框架下对RKD附加稀疏性约束,建立STFD的优化求解模型,所得STFD具有良好的时频聚集性。仿真实验表明,本文提出的STFD具有优良的时频性能;信噪比较低时,基于STFD的参数估计方法仍可有效提取跳周期,且与文中其它方法相比,其对跳频频率等参数的估计精度更高。

表1 SNR=2 dB时跳变时刻估计误差统计

估计方法	估计参数	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8
	真值(ms)	0	50	100	150	200	250	300	350
SPWVD	均值(ms)	0.31	50.66	97.97	147.29	197.06	248.40	295.84	346.15
	相对误差(%)	0.63	1.31	4.05	5.41	5.88	3.19	8.32	7.70
RGKD	均值(ms)	0.42	50.39	98.47	147.92	198.23	248.24	296.73	347.03
	相对误差(%)	0.85	0.78	3.05	4.15	3.54	3.52	6.55	5.94
STFD	均值(ms)	0.19	48.45	98.01	148.62	198.18	248.65	297.78	348.49
	相对误差(%)	0.39	3.10	3.97	2.77	3.65	2.70	4.43	3.02

表2 SNR=2 dB时跳频频率估计误差统计

估计方法	估计参数	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8
	真值(Hz)	1100.0	1300.0	1600.0	1000.0	1700.0	1500.0	1200.0	1400.0
SPWVD	均值(Hz)	1089.2	1286.9	1579.1	993.3	1679.1	1485.0	1193.0	1385.9
	均方误差	10.89	13.13	20.97	6.71	21.03	15.05	7.07	14.20
RGKD	均值(Hz)	1084.5	1286.8	1583.7	990.3	1682.6	1485.1	1188.5	1385.8
	均方误差	15.60	13.27	16.41	9.79	17.51	15.01	11.53	14.27
STFD	均值(Hz)	1098.0	1294.2	1594.0	1009.0	1693.0	1500.0	1196.2	1400.0
	均方误差	5.07	6.02	4.20	7.06	8.17	0.01	2.09	0.01

参 考 文 献

- [1] TORRIERI D J. Mobile frequency-hopping CDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(8): 1318–1327. doi: 10.1109/26.864169.
- [2] LEE J and YOON D. Improved FH acquisition scheme in partial-band noise jamming[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2016, 52(6): 3070–3076. doi: 10.1109/TAES.2016.160071.
- [3] LIU F, MARCELLIN M W, GOODMAN N A, *et al.* Compressive sampling for detection of frequency-hopping spread spectrum signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(21): 5513–5524. doi: 10.1109/TSP.2016.2597122.
- [4] 陈莹, 钟菲, 郭树旭. 非合作跳频信号参数的盲压缩感知估计[J]. 雷达学报, 2016, 5(5): 531–537. doi: 10.12000/JR15106.
CHEN Ying, ZHONG Fei, and GUO Shuxu. Blind compressed sensing parameter estimation of non-cooperative frequency hopping signal[J]. *Journal of Radars*, 2016, 5(5): 531–537. doi: 10.12000/JR15106.
- [5] 钱怡, 马庆力, 路后兵. 基于改进 SPWVD 的 DS/FH 信号跳频参数估计方法[J]. 舰船电子对抗, 2015, 38(1): 50–53. doi: 10.16426/j.cnki.jcdzdk.2015.01.012.
QIAN Yi, MA Qingli, and LU Houbing. Estimation method of frequency hopping parameter of DS/FH signal based on improved SPWVD[J]. *Shipboard Electronic Countermeasure*, 2015, 38(1): 50–53. doi: 10.16426/j.cnki.jcdzdk.2015.01.012.
- [6] 雷迎科, 钟子发, 吴彦华. 基于 RSPWVD 高速跳频信号跳周期估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(5): 803–805. doi: 10.3321/j.issn:1001-506X.2008.05.006.
LEI Yingke, ZHONG Zifa, and WU Yanhua. Hop duration estimation algorithm for high-speed frequency-hopping signals based on RSPWVD[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(5): 803–805. doi: 10.3321/j.issn:1001-506X.2008.05.006.
- [7] 金艳, 彭营, 姬红兵. α 稳定分布噪声中基于最优核时频分析的跳频信号参数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(5): 985–991. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2015.05.01.
JIN Yan, PENG Ying, and JI Hongbing. Parameter estimation of FH signals based on optimal kernel time-frequency analysis in α stable distribution noise[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(5): 985–991. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2015.05.01.
- [8] 沙志超, 黄知涛, 周一宇, 等. 基于时频稀疏性的跳频信号时频图修正方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(6): 848–853. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.06.015.
SHA Zhichao, HUANG Zhitao, ZHOU Yiyu, *et al.* A modification method for time-frequency pattern of frequency-hopping signals based on time-frequency sparsity[J]. *Journal of Astronautics*, 2013, 34(6): 848–853. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.06.015.
- [9] 王磊, 姬红兵, 史亚. 基于模糊函数特征优化的雷达辐射源个体识别[J]. 红外与毫米波学报, 2011, 30(1): 74–79.
WANG Lei, JI Hongbing, and SHI Ya. Feature optimization of ambiguity function for radar emitter recognition[J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2011, 30(1): 74–79.
- [10] COHEN L. Time-frequency distributions-a review[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1989, 77(7): 941–981. doi: 10.1109/5.30749.
- [11] BOASHASH B. Time-frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference[M]. Salt Lake City, UT, USA, American Academic Press, 2015: 151–157.
- [12] OBERLIN T, MEIGNEN S, and PERRIER V. Second-order synchrosqueezing transform or invertible reassignment? towards ideal time-frequency representations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(5): 1335–1344. doi: 10.1109/TSP.2015.2391077.
- [13] 石光明, 刘丹华, 高大化, 等. 压缩感知理论及其研究进展[J]. 电子学报, 2009, 37(5): 1070–1081.
SHI Guangming, LIU Danhua, GAO Dahua, *et al.* Advances in theory and application of Compressed Sensing[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(5): 1070–1081.
- [14] BARANIUK R G. Compressive sensing[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(4): 118–121.
- [15] CHEN S S, DONOHO D L, and SAUNDERS M A. Atomic decomposition by basis pursuit[J]. *SIAM Review*, 2001, 43(1): 129–159.
- [16] CANDÈS E J and TAO T. Near-optimal signal recovery from random projections: universal encoding strategies?[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(12): 5406–5425. doi: 10.1109/TIT.2006.885507.
- [17] ZHANG Z, XU Y, YANG J, *et al.* A survey of sparse representation: algorithms and applications[J]. *IEEE Access*, 2015, 3: 490–530. doi: 10.1109/ACCESS.2015.2430359.
- [18] TONG C, LI J, and ZHANG W. Improved RIC bound for the recovery of sparse signals by orthogonal matching pursuit with noise[J]. *Electronics Letters*, 2016, 52(23): 1956–1958. doi: 10.1049/el.2016.1523.
- [19] ZENG J, LIN S, and XU Z. Sparse regularization: convergence of iterative jumping thresholding algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(19): 5106–5118. doi: 10.1109/TSP.2016.2595499.
- [20] FIGUEIREDO M A T, NOWAK R D, and WRIGHT S J. Gradient projection for sparse reconstruction: Application to compressed sensing and other inverse problems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2007, 1(4): 586–597. doi: 10.1109/JSTSP.2007.910281.

金 艳：女，1978 年生，博士，副教授，硕士生导师，研究方向为现代信号处理、统计信号处理、信号参数估计、通信信号侦测等。

周 磊：男，1991 年生，硕士生，研究方向为信号参数估计。

姬红兵：男，1963 年生，博士，教授，博士生导师，主要研究方向为光电信息处理、微弱信号参数估计与识别、医学影像处理等。