

欠定条件下自适应信噪比的多跳频信号网台分选方法

于欣永¹, 郭英^{1,2}, 张坤峰¹, 孟迪¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077; 2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 石家庄, 050081)

摘要 针对欠定条件下多跳频信号的网台分选问题, 利用跳频信号在时频域上的稀疏性, 采用了跳频源信号的时频单源点的时频比来估计混合矩阵, 在计算时频比矩阵时采用快速全局均值聚类, 进而利用子空间投影法与信源相对功率偏差相结合的方法进行欠定条件下的网台分选, 同时为了提高在低信噪比条件下分选的效果, 在寻找跳频源信号时频单源点时, 采用了自适应信噪比的时频支撑点阈值设定方法。理论分析和仿真实验表明了该算法的有效性。

关键词 跳频; 欠定; 自适应信噪比; 网台分选

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.01.015

中图分类号 TN911.7 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)01-0086-06

A SNR-adaptive Multi-FH Signal Sorting Method for Under-determined Condition

YU Xinyong¹, GUO Ying^{1,2}, ZHANG Kunfeng¹, MENG Di¹

(1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Aimed at sorting frequency-hopping networks for under-determined multi-hopping signals, this paper utilizes the temporal sparsity of frequency hopping signals and adopted time-frequency ratio of the original source in hopping signals to estimate hybrid matrix. In calculating the time-frequency matrix, this paper uses the fast overall K average cluster through combination of subspace projection and relative power offset to realize the FH sorting for under-determined condition. Meanwhile, in order to improve the performance of sorting under low SNR condition, the adaptive SNR time-frequency supporting point method is adopted into searching the original single source point. The algorithm is verified by theoretical analysis and simulation.

Key words: frequency-hopping (FH); under-determined; network sorting; adaptive SNR

跳频(Frequency Hopping, FH)^[1]通信具有保密性好、抗干扰能力强、截获概率低、组网能力强等

特点,广泛应用于军事通信领域。如何在没有先验知识的情况下对不同跳频参数集的多个跳频信号实

收稿日期: 2016-06-21

基金项目: 国家自然科学基金(61172148); 航空科学基金(20112096016)

作者简介: 于欣永(1994-), 男, 安徽宿州人, 硕士生, 主要从事通信信号侦察处理研究。E-mail: yuxinyong99@163.com.

引用格式: 于欣永, 郭英, 张坤峰, 等. 欠定条件下自适应信噪比的多跳频信号网台分选方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017, 18(1): 86-91. YU Xinyong, GUO Ying, ZHANG Kunfeng, et al. A SNR-adaptive Multi-FH Signal Sorting Method for Under-determined Condition[J]. Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition), 2017, 18(1): 86-91.

现正确的网台分选是跳频信号的侦察与对抗的核心问题^[2-3]。

传统的网台分选方法在复杂的电磁干扰环境下往往效果非常的差,很难将侦测到的信号转化为情报信息^[4-6]。文献[7~10]采用盲源分离的方法,实现了对宽带跳频信号的信号分选,思路新颖,但该方法只适用于正交组网信号,对异步组网信号无能为力;文献[11~13]在此基础上分别提出了基于独立分量分析的复定点算法、FastICA 算法、JADE 算法来进行网台分选,这些方法在低信噪比或者信号功率差距悬殊的情况下算法并不完善,而且要求接收阵元数大于网台个数;实际系统中,接收的阵元数受限,但是空间信源数不定,尤其是战时跳频组网密度大,欠定情况较易出现。文献[14~15]提出稀疏分量分析解决欠定网台分选,将网台分选分为混合矩阵估计以及在混合矩阵已知情况下恢复源信号 2 个部分;文献[16]介绍了基于子空间投影法的源信号的分离;文献[17]在此基础上进行了改进,但是信噪比适应能力较弱。

为了解决欠定及低信噪比条件下的网台分选,本文首先利用跳频信号在时频域的稀疏性,将短时傅里叶变化用到跳频信号中,做时频支撑域内的时频比矩阵,根据时频比矩阵估计出混合矩阵,然后采用一种改进的子空间投影法进行网台分选;为了提高信噪比的适应能力,在时频支撑点选取时给出了一种自适应信噪比的设定阈值方法;最后给出实验仿真结果及与文献[17]对比分析。

1 数学模型

1.1 跳频信号模型

假设 N 个跳频源信号 $\mathbf{s}(t)=[s_0(t), s_1(t), \dots, s_{N-1}(t)]^T$ 入射到等阵元间距的 M 元均匀线阵,假设阵列中各阵元是各向同性的且忽略通道不一致、互耦等因素的影响,则系统的模型可以表示为:

$$\mathbf{x}(t)=\mathbf{A}\mathbf{s}(t)+\mathbf{v}(t) \quad (1)$$

式中:矢量 $\mathbf{x}(t)=[x_0(t), x_1(t), \dots, x_{M-1}(t)]^T$ 表示观测信号; $\mathbf{A}=[a_0, a_1, \dots, a_{N-1}]^T \subset C^{M \times N}$ 是一个 $m \times n$ 维列满秩的混合矩阵;矢量 $\mathbf{v}(t)=[v_0(t), v_1(t), \dots, v_{M-1}(t)]^T$ 表示加性噪声,设定各阵元噪声是均值为 0,方差为 σ^2 ,相互独立的高斯白噪声。

第 i 个跳频信号为:

$$s_i(t)=C_i \left. \begin{aligned} & \sum_{k=0}^K \exp[j(2\pi f_{ik}t' + \varphi_{ik})] \text{rect}\left(\frac{t'}{T_k}\right) \\ & t' = t - (k-1)T_k - \alpha T_k \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: C_i 为跳频信号 $s_i(t)$ 的幅度; K 为这段观测时刻内总跳数; f_{ik} 、 φ_{ik} 为第 k 跳的载频和初相; T_k 为跳频信号的周期; rect 表示单位矩形脉冲。

当 $M < N$ 时,即为欠定盲源分离的网台分选问题,现在需要解决的问题是,如何根据已知的观测信号 $\mathbf{x}(t)$ 分离出未知的源信号 $\mathbf{s}(t)$ 。由于混合矩阵 \mathbf{A} 及源信号均未知,所以首先需要正确的估计出混合矩阵 \mathbf{A} ,然后再根据式(1)分离出跳频源信号 $\mathbf{s}(t)$ 。

1.2 欠定盲源分离的网台分选模型

根据跳频信号在时频域具有良好的稀疏性,本文选择时频域作为跳频信号的稀疏域。综合考虑时频变换交叉干扰项的影响、时频聚焦性强弱及算法复杂度等因素,本文选择短时傅里叶变换(STFT)对跳频信号进行时频处理。

对式(1)等号两端进行短时傅里叶变换,得:

$$\mathbf{X}(t, f)=\mathbf{A}\mathbf{S}(t, f)+\mathbf{V}(t, f) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{X}(t, f)=[X_0(t, f), X_1(t, f), \dots, X_{M-1}(t, f)]^T$, $\mathbf{S}(t, f)=[S_0(t, f), S_1(t, f), \dots, S_{N-1}(t, f)]^T$ 及 $\mathbf{V}(t, f)=[V_0(t, f), V_1(t, f), \dots, V_{M-1}(t)]^T$ 分别表示观测信号 $\mathbf{x}(t)$ 、源信号 $\mathbf{s}(t)$ 、以及加性噪声 $\mathbf{v}(t)$ 的短时傅里叶变换结果。则式(3)即为多跳频信号欠定盲源分离的网台分选在时频域的模式。

2 算法原理

本文的算法思想是采用时频单源点聚类方法得到混合信号所有的时频单源点位置,再对得到的时频单源点做时频比得到时频比矩阵,最后采用快速全局 K 均值聚类法处理时频比矩阵估计出混合矩阵。根据估计出的混合矩阵采用改进的子空间投影算法进行跳频欠定盲源分离的网台分选。同时为了提高算法在低信噪比条件下的适应能力并完成信号的网台分选,本文采用自适应信噪比的阈值分割法对时频支撑点幅度门限进行划分。下面对采用的算法原理进行详细说明。

2.1 时频支撑点阈值设定

(t_k, f_k) 是时频域内任意一时频点,如果满足 $\|\mathbf{X}(t_k, f_k)\|_2^2 > 0$,则 (t_k, f_k) 是 $\mathbf{X}(t_k, f_k)$ 的时频支撑点。在混合矩阵估计及跳频网台分选中都存在时频支撑点的选取的关键一步,在在实际的跳频信号侦查中噪声干扰是不可避免的,为了更加的接近现实情况,本文采用如下公式进行时频支撑点的选取。

$$\|\mathbf{X}(t_k, f_k)\|_2^2 > T \quad (4)$$

式中: T 代表时频支撑点的阈值。由式(4)可以看出若阈值 T 的值过小,则由噪声引起的较大幅度的时频点就会被误判为时频支撑点;若阈值 T 的值过

大,则较小幅度的时频支撑点就会被滤除掉。在文献[17]中,虽然考虑了噪声的影响,但是其思想是将该门限取为一个与噪声相关的定值,并按照下式进行选取。

$$T = 3\sigma_n^2 \quad (5)$$

式中: σ_n^2 为噪声方差。本文采用了可以自适应信噪比的阈值选取方法,综合考虑到时频域内所有的时频点,采用一种迭代算法计算出阈值,由于时频点的值是随着信噪比变化而变化的,所以得出的阈值具有自适应信噪比特性。算法的主要思想是按照下式首先找到阈值的一个初始值 T_1 。

$$T_1 = (W_1 + W_k) / 2 \quad (6)$$

式中: W_1 为所有时频点中最小的频率模值; W_k 为所有时频点中最大的频率模值。

以 T_1 为时频支撑点阈值将时频点分为 2 个部分 TF_1 、 TF_2 , 计算 2 个区域的时频点个数 N_{tf1} 、 N_{tf2} , 按照下式计算 2 个区域的平均频率模值。

$$\left. \begin{aligned} W_{tf1} &= \sum_{x(t,f) \in TF_1} W_{tf} / N_{tf1} \\ W_{tf2} &= \sum_{x(t,f) \in TF_2} W_{tf} / N_{tf2} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中: W_{tf} 表示 $x(t, f)$ 频率模值。(对得到的 2 个区域的平均频率模值做取平均处理)得到新的阈值 T_K 。

运用迭代的思想按照下式不断的更新阈值,最终直到第 $K+1$ 次迭代结果与第 K 次相同即 $T_{K+1} = T_K$ 时,结束迭代,确定最终阈值的选取如下式。

$$T_{K+1} = (W_{tf1} + W_{tf2}) / 2 \quad (8)$$

2.2 混合矩阵的估计

假设任意一个跳频源信号都存在多个时频单源点。令源信号 $s_k(t)$ 的时频单源点集合 $\Lambda_k = \bigcup_{i=1}^{L_k} (t_{ki}, f_{ki})$, 其中, L_k 表示源信号 $s_k(t)$ 的时频单源点个数。则对于任何 $(t_{ki}, f_{ki}) \in \Lambda_k$, $X(t, f)$ 表示为:

$$\mathbf{X}(t, f) = a_k \mathbf{S}_k(t, f) + \mathbf{V}(t, f) \quad (9)$$

在忽略噪声影响的条件下,做各个接收阵列的观测信号与第 m ($m \in \{1, 2, \dots, M\}$) 个接收阵列观测信号的时频比,得到时频比矩阵为:

$$\mathbf{W} = \left[\begin{array}{c} \mathbf{X}_1(t, f) \\ \mathbf{X}_m(t, f) \\ \mathbf{X}_M(t, f) \end{array} \right]^T = \left[\begin{array}{c} a_{k1} \\ \dots \\ 1 \\ \dots \\ a_{km} \end{array} \right]^T \quad (10)$$

由式(10)可以看出源信号时频比矩阵每列相同且每行的元素为同一值,因此只需在得到观测信号的时频单源点集合 Λ_n 后,利用式(10)得到混合矩阵 \mathbf{A} 的估计。

$$\hat{a}_k = \left[\frac{1}{L_k} \sum_{i=1}^{L_k} \frac{X_1(t_{ki}, f_{ki})}{X_m(t_{ki}, f_{ki})}, \dots, \frac{1}{L_k} \sum_{i=1}^{L_k} \frac{X_M(t_{ki}, f_{ki})}{X_m(t_{ki}, f_{ki})} \right]^T \quad (11)$$

若考虑噪声的影响,则式(10)的时频比矩阵每行、每列的元素都不相同,但是这些元素具有显著的聚类特征,采用快速全局 K 均值聚类方法进行处理。

快速全局 K 均值聚类是将 K 个簇的聚类问题变为一系列的子聚类问题,然后通过连续的局域搜索来得到 K 簇聚类的最佳解,从而来实现聚类^[12]。这样一来可以减少算法相对运行时间,以及增强对有噪数据抗干扰性。

2.3 欠定网台分选

文献[9]中提出当真正的跳频信号信源个数小于假设的信源个数时候,考虑到噪声的影响,在计算混合矩阵的正交投影时不仅有噪声残留还会存在一时频点上的跳频源信号 S_i 的残留,所以采用一般的子空间投影法会导致分选效果不理想。针对这个问题,文献[17]提出了一种放宽稀疏性限制的改进子空间投影法欠定网台分选。主要思想是将子空间投影法与信源相对功率偏差相结合,将信源的相对功率偏差作为跳频网台分选的一项指标。设定一个与跳频信号信源的相对功率相关的合适的门限,并与混合矩阵的正交投影作比较来判断在时频域内一时频点上同时存在的信号个数与接收阵元数量的关系,这样网台分选的效果更理想。跳频信号信源的相对功率定义为:

$$E = \sum_{i=1}^{L_k} \|\mathbf{X}(t_{k,i}, f_{k,i})\|_2 / (L_k \|\mathbf{a}_n\|), \quad (t_{k,i}, f_{k,i}) \in \Lambda_n \quad (12)$$

式中: $\|\cdot\|_2$ 代表二范数; L_k 表示源信号对应时频单源点集合 Λ_n 所含有的向量个数。

假设每个时频点上同时存在的信源个数为 R , 假设时频点 (t', f') 上对应的跳频源信号的混合矩阵列向量为 $\mathbf{A}_R = [a_{n1}, a_{n2}, \dots, a_{nR}]$, 则在该时频点上的跳频网台分选模型为:

$$\mathbf{X}(t', f') = \mathbf{A}_R \mathbf{S}_R(t', f') + \mathbf{V}(t', f') \quad (13)$$

式中: $\mathbf{S}_R(t', f') = [S_{n1}(t', f'), \dots, S_{nR}(t', f')]^T$ 。

若时频点 (t', f') 上的同时存在源信号个数小于接收阵元个数,则 \mathbf{A}_R 的正交投影矩阵 \mathbf{H} 为:

$$\mathbf{H} = \mathbf{I} - \mathbf{A}_R (\mathbf{A}_R^H \mathbf{A}_R)^{-1} \mathbf{A}_R^H \quad (14)$$

式中: \mathbf{I} 为单位矩阵。则运用矩阵的知识可以得到: $\{a_{n1}, a_{n2}, \dots, a_{nR}\} = \arg \min_{n_1, n_2, \dots, n_R} \{\|\mathbf{H}\mathbf{X}(t', f')\| \mid \mathbf{A}_R\}$ (15)

将式(15)带入式(13)在 \mathbf{A}_R 已知的情况下可以计算出源信号 $\mathbf{S}(t', f')$, 从而实现在该条件下的网台分选。当时频点 (t', f') 上的同时存在源信号个数等于接收阵元的个数 M' 时,利用与源信号的相对功率偏差相关的一个门限 ϵ 来判断什么情况下等于接收阵元的个数。在大量的仿真基础上本文将门限设定为相对功率的 0.4 倍,这样的设定为最佳的门

限值。

当 $R=M$ 时,式(13)可以表示为:

$$\mathbf{X}(t', f) = a_{n_1} S_{n_1}(t', f') + \dots + a_{n_M} S_{n_M}(t', f') + \mathbf{V}(t', f') \quad (16)$$

将式(16)表示成相对功率的形式为:

$$\mathbf{X}(t', f) = a_{n_1} E_{n_1} e^{j\theta_{n_1}} + \dots + a_{n_M} E_{n_M} e^{j\theta_{n_M}} + \mathbf{V}(t', f') \quad (17)$$

式中: $a_{n_i} E_{n_i} e^{j\theta_{n_i}}$ 代表跳频源信号 $S_{n_i}(t', f')$ 的相对功率。则根据下式可以估计出在时频点 (t', f') 上存在的源信号 $\mathbf{S}(t', f')$, 从而实现网台分选。

$$\hat{\mathbf{S}}(t', f') = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{X}(t', f') \quad (18)$$

3 算法流程

3.1 时频支撑点幅度门限

步骤 1 根据时频域内混合信号的时频点, 按照式(6)计算出初始阈值 T_1 。

步骤 2 根据公式(7)计算 2 个部分频率模值的平均, 并且 2 个部分的二分之一得到 T_k 。

步骤 3 开始进行阈值的迭代, 若 $T_{k+1} = T_K$, 则停止迭代, 得到最终的阈值 T_K ; 否则转到步骤 2。

3.2 基于时频比矩阵混合矩阵的估计

步骤 1 对观测信号做短时傅里叶变换(STFT)得到跳频信号的时频表示 $\mathbf{X}(t, f)$ 。

步骤 2 根据迭代出的幅度阈值 T , 按照式(4)选取出全部的时频支撑点。

步骤 3 根据式(10)计算时频单源点的时频比矩阵 \mathbf{W} , 在计算时 m 取 $[1, M]$ 中任一定值。

步骤 4 采用快速全局 K 均值聚类方法处理时频比矩阵 \mathbf{W} 的列, 得到时频点集合为 $\Delta^{(1)}, \Delta^{(2)}, \dots, \Delta^{(N)}$ 。

步骤 5 计算 $\Delta^{(N)}$ 中含有的向量个数, 假设有 Kn 个; 则第 n 个跳频源信号对应的时频比矩阵为 (假设 $m=1$):

$$\mathbf{W}_n = \left[1, \frac{a_{k_2}}{a_{k_1}}, \dots, \frac{a_{k_m}}{a_{k_1}} \right].$$

步骤 6 根据式(11)计算出估计的混合矩阵 \mathbf{A} 。

3.3 基于改进子空间投影法的欠定网台分选

步骤 1 设定 $R=M-1$, 根据式(13)计算出得出式(14)。

步骤 2 设定门限 ϵ 并计算 $\min_{A_R} \{ \|\mathbf{HX}(t', f')\| | \mathbf{A}_R \}$ 。

步骤 3 若 $\min_{A_R} \{ \|\mathbf{HX}(t', f')\| | \mathbf{A}_R \} \leq \epsilon$, 则按照式(13)计算出估计的跳频源信号。

步骤 4 若 $\min_{A_R} \{ \|\mathbf{HX}(t', f')\| | \mathbf{A}_R \} > \epsilon$, 则按照式(18)计算出估计的跳频源信号。

4 仿真与分析

本节主要通过仿真实验对算法的性能进行深入分析和验证, 以验证各种因素对算法性能的影响。

假设接收阵元数 $M=2$, 阵元间距为 2.5 m, 接收机处理带宽为 $[20 \text{ MHz}, 500 \text{ MHz}]$, 采样频率为 1 000 MHz, 各跳频源信号的参数见表 1。

表 1 跳频源信号参数

Tab. 1 Source of frequency hopping signal parameters

源信号	跳频频集(归一化频率) /MHz	跳频周期 / μs
S_0	[25, 150, 400, 75]	6
S_1	[110, 360, 210, 440]	6
S_2	[300, 250, 110, 340]	6
S_3	[200, 450, 30, 250]	6
S_4	[400, 75, 300, 145]	6

4.1 实验 1

令源信号个数 $N=4$, 即取表 1 中 S_0, S_1, S_2, S_3 样本。在各个接收阵元的信噪比 SNR 均为 0 dB 时, 按照文献[17]及本文的方法, 分选出的各网台跳频信号时频图见图 1 和图 2。

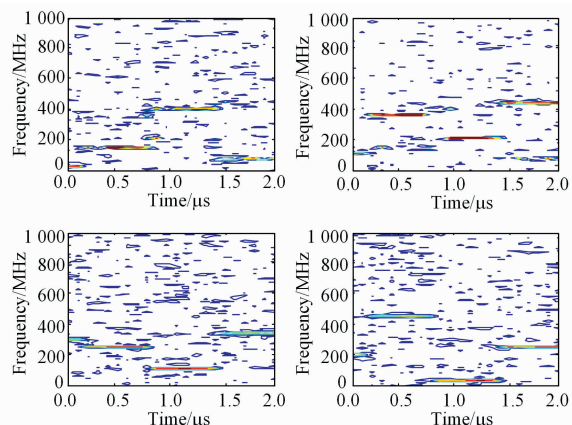


图 1 文献[11]网台分选结果时频图

Fig. 1 Time-frequency figure of FH signal network sorting in literature[11]

从图 1 和图 2 可以看出在源信号及采用率等条件相同时, 各个接收阵元信噪比为 0 dB, 本文方法得到的网台分选时频图几乎没有噪声及交叉干扰项的影响, 跳频信号的时频图能量更加集中; 而文献[11]方法网台分选时频图噪点多, 只能大致看出跳频信号的轮廓。

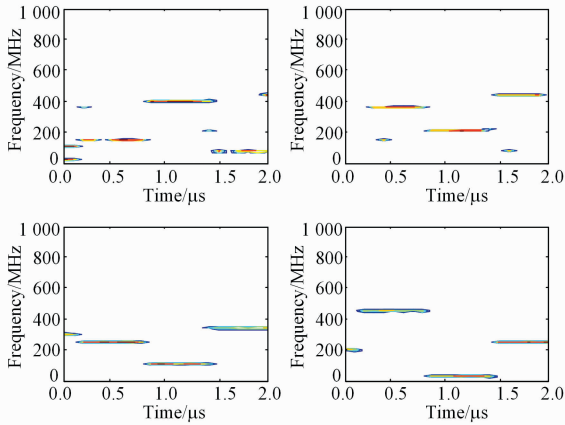


图2 本文方法网台分选结果时频图

Fig. 2 Time-frequency figure of FH signal network sorting in this paper

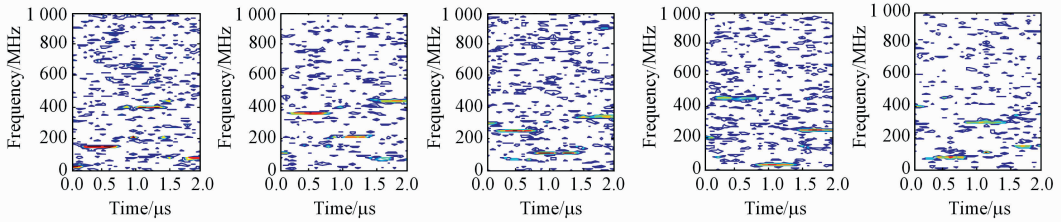


图3 文献[17]网台分选结果时频图

Fig. 3 Time-frequency figure of FH signal network sorting in literature [17]

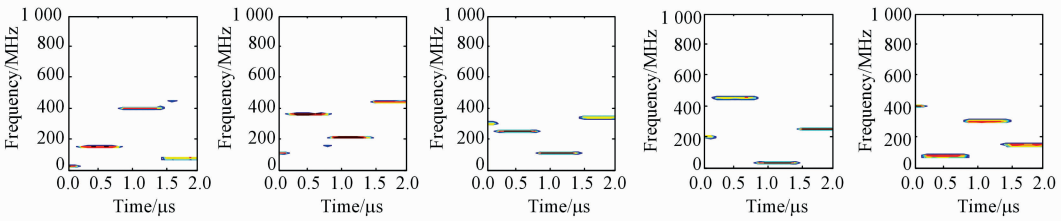


图4 本文方法网台分选结果时频图

Fig. 4 Time-frequency figure of FH signal network sorting in this paper

4.3 实验3

为了验证噪声对算法的影响,以5个跳频信号为例,即取表1中 S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 样本,信噪比从 0 dB 以 1 dB 为步进递增至 36 dB,每个信噪比下进行 100 次蒙特卡洛实验,按照文献[17]及本文方法得到信干比变化曲线见图5。信干比的表达式见式(19)。

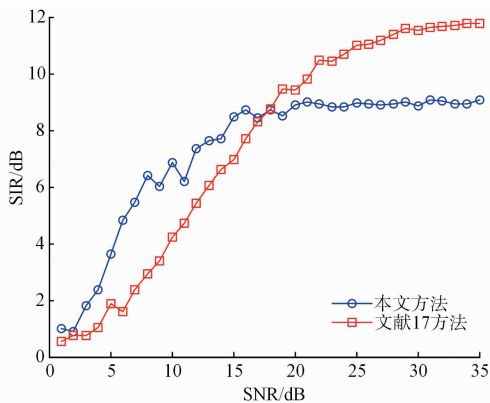


图5 2种算法性能比较

Fig. 5 The comparison of two algorithm performance

4.2 实验2

令源信号个数 $N=5$,取表1中 S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 样本,在各个接收阵元的信噪比均为 0 dB 时,按照文献[17]及本文的方法,分选出的各网台跳频信号时频图见图3和图4。

从图3和图4可以看出,将跳频源信号个数增加到5个时,在与实验一取相同信噪比情况下,本文方法网台分选的时频图几乎没有噪声及交叉干扰项的影响,跳频信号的时频图能量更加集中,取得与实验一几乎相同的效果;而文献[17]方法从网台分选时频图中几乎看不出跳频信号的特征。

$$SIR = \frac{\sum_{i=1}^N E\{s_i^2(t)\}}{\sum_{i=1}^N E\{(s_i(t) - \hat{s}_i(t))^2\}} \quad (19)$$

式中: $\hat{s}_i(t)$ 为跳频信号源信号 $s_i(t)$ 的估计。信干比为欠定网台分选效果的评价准则,信干比的值越大则说明估计的信号真实源信号越接近,分选效果越好。

由图5可以看出,相比较文献[17]算法,本文的算法到达极限信干比速度更快,当信噪比达到 15 dB 左右时本文算法就已经达到极限信干比,而文献[17]达到极限信干比的信噪比大约为 30 dB。并且由图还可以看出在低信噪比情况下,本文的算法网台分选结果更加理想。

5 结语

在现在电子战愈演愈烈的环境下,多跳频信号

欠定网台分选有着重要意义。本文详细推导和阐述了基于时频单源点的时频比以及改进的子空间投影方法,并在此基础上通过自适应信噪比的时频支撑点阈值设定方法在低信噪比条件下的估计性能并完成了多跳频信号网台分选问题。理论分析和仿真验证表明了算法的有效性,在低信噪下仍然具有优良的性能。

参考文献(References):

[1] 付卫红,王璐,贾坤,等.基于STFT与SPWVD的跳频参数盲估计算法[J].华中科技大学学报(自然科学版),2014,42(9):59-63.
FU W H, WANG L, JIA K, et al. Blind Parameter Estimation Algorithm for Frequency Hopping Signals Based on STFT and SPWVD[J]. Journal of HuaZhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2014, 42(9): 59-63. (in Chinese)

[2] 张东伟,郭英,齐子森,等.多跳频信号波大方向与极化联合估计算法[J].电子与信息学报,2015,37(7):1695-1701.
ZHANG D W, GUO Y, QI Z S, et al. Joint Estimation Algorithm of Direction of Arrival and Polarization for Multiple Frequency-hopping Signals [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(7): 1695-1701. (in Chinese)

[3] SHA Z C, LIU Z M, HUANG Z T, et al. Online Hop Timing Detection and Frequency Estimation of Multiple FH Signals[J]. ETRI, 2013, 35(5): 748-757.

[4] 杨保平,陈永光,杨鸾,等.一种异步非正交跳频网台盲分选方法[J].强激光与粒子束,2015,27(10):103251-1-103251-6.
YANG B P, CHEN Y G, YANG L, et al. A Blind Separating Method for a Synchronous Nonorthogonal Frequency Hopping Network [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2015, 27(10): 103251-1-103251-6. (in Chinese)

[5] 张东伟,郭英,齐子森,等.采用空间极化时频分布的跳频信号多参数联合估计算法[J].西安交通大学学报,2015,49(8):17-23.
ZHANG D W, GUO Y, QI Z S, et al. A Joint Estimation Algorithm of Multiple Parameters for Frequency Hopping Signals Using Spatial Polarimetric Time Frequency Distributions[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(8): 17-23. (in Chinese)

[6] LIN C H, FANG W H. Joint Angle and Delay Estimation in Frequency Hopping System[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(2): 1042-1056.

[7] FU W H, HEI Y Q, LI X H. UBSS and Blind Parameters Estimation Algorithms for Synchronous Orthogonal FH Signals [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25(6): 911-920.

[8] 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,2005,39(4):465-470.
ZHANG Z Y, CAO Q Q, CHEN W Z. Blind Separation Pa-

rameter Estimation of Multiple Frequency-Hopping Signals [J]. Journal of Zhejiang University, 2005, 39(4): 465-470. (in Chinese)

[9] LIU X Q, NICHOLAS D S, SWAMI A. Joint hop timing and frequency estimation for collision resolution in FH networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 3063-3074.

[10] WONG K T. Blind Beamforming/Geolocation for Wideband-FHs with Unknown Hop-sequences[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, 37(1): 65-76.

[11] 翟海莹,杨小牛,王文勇.基于盲源分离的跳频网台分选[J].中国电子科学研究院学报,2008,3(4):398-402.
ZHAI H Y, YANG X N, WANG W Y. Frequency Hopping Signals Sorting Based on Blind Source Separation[J]. Journal of CAEIT, 2008, 3(4): 398-402. (in Chinese)

[12] 陈超,高宪军,李德鑫.基于独立分量分析的混叠跳频信号分离算法[J].吉林大学学报(信息科学版),2008,26(4):347-353.
CHEN C, GAO X J, LI D X. Overlapped Frequency-Hopping Communication Signals Separation Algorithm Based on Independent Component Analysis[J]. Journal of Jilin University (Information Science Edition), 2008, 26(4): 347-353. (in Chinese)

[13] CARDOSO J F, D I. Equivariant Adaptive Source Separation [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1996, 44(12): 3017-3030.

[14] 陆风波.复杂电磁环境下的欠定盲源分离技术研究[D].长沙:国防科学技术大学,2011.
LU F B. Under the Complex Electromagnetic Environment of Under Determined Blind Source Separation Technology Research[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011. (in Chinese)

[15] 李斌武,李永贵,张敬一.基于过完备结构字典的跳频信号稀疏分解[J].通信技术,2014,47(5):465-470.
LI B W, LI Y G, ZHANG J Y. Over-Complete Structural Dictionary Based Frequency-Hopping Signal Sparse Decomposition[J]. Communications Technology, 2014, 47(5): 465-470. (in Chinese)

[16] AISSAEIBEY A, LINHTRUNG N. Underdetermined Blind Separation of Nondisjoint Sources in the Time-Frequency Domain [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55(3): 897-907.

[17] SHA Z C, HUANG Z T, ZHOU Y Y, et al. Frequency-Hopping Signals Sorting Based on Underdetermined Blind Source Separation[J]. IET Communications, 2013, 7(14): 1456-1464.

[18] 周世兵,徐振源,唐旭清.新的K-均值算法最佳聚类数确定方法[J].计算机工程与应用,2010,46(16):27-31.
ZHOU S B, XU Z Y, TANG X Q. New Method for Determining Optimal Number of Clusters in K-means Clustering Algorithm[J]. Computer Engineering and Applications, 2010, 46(16): 27-31. (in Chinese)