

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.05.002

引用格式:唐波,程水英,张浩.基于多通道阵列处理的二次雷达混扰信号分选[J].电讯技术,2014,54(5):534-540. [TANG Bo, CHENG Shui-Ying, ZHANG Hao. Separation of Garbled Secondary Surveillance Radar Signal Based on Multichannel Array Processing[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(5):534-540.]

基于多通道阵列处理的二次雷达混扰信号分选*

唐波**,程水英,张浩

(电子工程学院,合肥 230037)

摘要:针对应答脉冲信号的同步干扰(即混扰)造成二次雷达询问机解码错误的问题,提出了基于多通道阵列处理的混扰信号分选算法。首先建立了询问机天线使用多通道阵列的混扰信号模型,在此基础上给出了应答机个数及其到达角估计算法,并提出了基于最大似然估计的应答信号分选算法。仿真结果表明,该算法能够从混扰信号中同时准确分离多个应答信号,性能明显优于FastICA算法。当信噪比高于10 dB时,所提算法的分离指数比FastICA算法至少低10 dB。

关键词:二次雷达;混扰;多通道阵列处理;应答信号解码

中图分类号:TN958.96 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)05-0534-07

Separation of Garbled Secondary Surveillance Radar Signal Based on Multichannel Array Processing

TANG Bo, CHENG Shui-ying, ZHANG Hao

(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract: To overcome the problem of decoding errors of secondary surveillance radar (SSR) due to the presence of garble, an algorithm for separating the garbled replies based on array processing is proposed. Firstly, a signal model for the garbled replies is established in which the transponder of SSR utilizes the uniform linear array. Then methods for the detection of the number of transponders and the estimation of their direction of arrival (DOA) are presented. Afterwards, a recovery algorithm of the garbled replies from the transponder based on maximum likelihood estimation is proposed. Numerical simulations show that the proposed method can accurately and simultaneously separate multiple replies, and it significantly outperforms the fast independent component analysis (FastICA) algorithm. The separation performance of the proposed method is lower at least 10 dB than that of FastICA algorithm when SNR > 10 dB.

Key words: secondary surveillance radar; garble; array processing; transponder signal decoding

1 引言

二次监视雷达是空管系统中的重要组成部分^[1-3]。传统的二次雷达工作在A/C模式,能够实现飞机身份识别、高度询问等功能。由于自身体制的问题,模式A/C在复杂电磁环境中极易受到干

扰,导致询问机解码错误或者被抑制^[1,3]。尽管单脉冲技术的引入在一定程度上减轻了模式A/C的混扰问题,但仍然难以满足现代空管的要求。相比于传统的模式A/C,近年来发展起来的模式S采用了更为先进的编码技术,其抗干扰以及数据通信能

* 收稿日期:2013-12-09;修回日期:2014-03-03 Received date:2013-12-09;Revised date:2014-03-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61201379);安徽省自然科学基金资助项目(1208085QF103)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61201379); Anhui Provincial Natural Science Foundation (1208085QF103)

** 通讯作者:tangb06@mails.tsinghua.edu.cn Corresponding author:tangb06@mails.tsinghua.edu.cn

力均要远远强于传统的 A/C 模式^[1,3-5]。然而,随着空中交通流量的高速增长,模式 S 同样面临着混扰环境中的应答信号分选及解码问题^[6]。传统的解码方法(如6 dB 阈值方法^[6])难以分辨这些在时域及频域相互重叠的信号,通常要么丢弃这组应答信号,要么进行错误的解码,这都降低了系统的安全性和可靠性。

尽管混扰问题已经严重制约了二次雷达系统的性能,现有文献却鲜有针对性的讨论及解决方案,仅文献[6]研究了高密度模式 A/C 干扰下的模式 S 解码问题,提出了基于多点判决法的解码算法,然而文中算法仅利用了信号幅度信息,对于高密度干扰下的混扰信号解码仍然存在一定局限性。文献[7]初步讨论了使用快速独立成分分析算法(Fast independent component analysis, FastICA)对于 MARK X 敌我识别信号(其信号格式与模式 A/C 极为相似)的分选问题,然而在信号模型、应答机个数估计、分选性能等重要问题上未进行深入研究。

针对密集交通流环境下二次雷达系统中存在的混扰问题,本文提出询问机采用多通道阵列接收应答信号的系统结构,结合现代信号处理算法对混扰信号分选及解码进行了研究。首先建立了询问机天线使用均匀线性阵列的混扰信号模型,研究了混扰信号中应答机数目以及到达角估计算法。在此基础上,提出了基于最大似然估计的应答信号分选及解码算法。仿真结果验证了算法的有效性。

2 基于多通道阵列的混扰信号模型

为提高二次监视雷达询问机对于混扰信号解码能力,本文提出询问机采用均匀线性阵列天线接收二次雷达应答信号,如图1所示,其中阵列天线的阵元间距为半波长(约0.13 m),阵元数记为 N 。

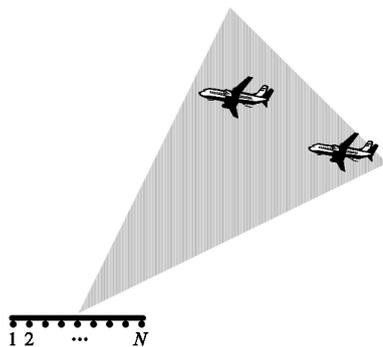


图1 基于均匀线性阵列天线的询问机模型
Fig. 1 Model of interrogator based on uniform linear array antennas

假设通过询问机天线波束主瓣进入其接收机的应答信号共有 K 个($K < N$),由于二次雷达信号的带宽远远小于中心频率,因此利用阵列处理中的远场窄带模型^[8],进入天线 n 接收机的应答信号 k 可以表示为

$$y_{n,k}(t) = \alpha_k e^{j\pi(n-1)\sin\theta_k} s_k(t - \tau_k) e^{j2\pi(f_c + \Delta f_k)t} \quad (1)$$

其中, α_k 为应答信号 k 的幅度(由天线增益、传播路径衰减等多种因素决定); θ_k 为应答信号 k 相对于阵列法线的入射角度; $s_k(t)$ 表示应答信号 k , τ_k 为应答信号 k 到天线 n 的传播延时; f_c 为应答信号的中心频率,标称值为1 090 MHz; Δf_k 为应答机 k 的中心频率相对于标称频率的误差或者为目标的多普勒频移。

记 $y_k = [y_{1,k}(t), y_{2,k}(t), \dots, y_{N,k}(t)]^T$, 则

$$y_k = \alpha_k \mathbf{a}(\theta_k) s_k(t - \tau_k) e^{j2\pi(f_c + \Delta f_k)t} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\pi\sin\theta_k}, \dots, e^{j\pi(N-1)\sin\theta_k}]^T$ 为阵列导引矢量。

当 K 个应答信号同时进入询问机的接收机中,则所接收的信号为这 K 个信号之和,其经过解调之后的数学表达式可以写作

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{a}(\theta_k) s_k(t - \tau_k) e^{j2\pi\Delta f_k t} + v(t) = \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)]$,

$\mathbf{s}(t) = [\alpha_1 s_1(t - \tau_1) \exp(j2\pi\Delta f_1 t), \dots, \alpha_K s_K(t - \tau_K) \exp(j2\pi\Delta f_K t)]^T$,

$\mathbf{v}(t)$ 为接收机内部热噪声,且噪声功率为 σ^2 。

实际中为便于数字处理,将对 $y(t)$ 进行模数转换,假设采样后信号长度为 L , 则 $\mathbf{Y} = [y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_L)]$ 可进一步写作

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{V}$$

其中, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(t_1), \mathbf{s}(t_2), \dots, \mathbf{s}(t_L)]$ 为应答信号矩阵,

$\mathbf{V} = [\mathbf{v}(t_1), \mathbf{v}(t_2), \dots, \mathbf{v}(t_L)]$ 为噪声矩阵。

3 基于多通道阵列处理的信号分选算法

为了能够对混扰信号进行解码,必须对混叠后的信号进行分选,即估计应答信号矩阵 \mathbf{S} , 为此假设接收机热噪声 $\mathbf{v}(t_1), \mathbf{v}(t_2), \dots, \mathbf{v}(t_L)$ 服从均值为0、方差为 σ^2 的白复高斯分布,且相互独立。故而 $\mathbf{y}(t_l)$ 服从均值为 $\mathbf{A} \mathbf{s}(t_l)$ 、协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 的复高斯分布,其概率密度函数可以写成

$$p(\mathbf{y}_l) = \frac{1}{\pi^N \sigma^{2N}} \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{y}_l - \mathbf{A} \mathbf{s}_l)^H (\mathbf{y}_l - \mathbf{A} \mathbf{s}_l)\right], \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (4)$$

其中,为注记方便,将 $\mathbf{y}(t_l)$ 记作 \mathbf{y}_l , 将 $\mathbf{s}(t_l)$ 记作 \mathbf{s}_l 。

因此, $\mathbf{y}_l(l=1, 2, \dots, L)$ 的联合概率密度分布可以表示为

$$p(\mathbf{Y}) = \frac{1}{\pi^{ML} \sigma^{2ML}} \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{l=1}^L (\mathbf{y}_l - \mathbf{A}\mathbf{s}_l)^H (\mathbf{y}_l - \mathbf{A}\mathbf{s}_l)\right] \quad (5)$$

为了获得应答信号矩阵 \mathbf{S} 的最大似然估计, 将上式对 \mathbf{s}_l 求导并令求导结果为 0, 可得

$$\mathbf{A}^H (\mathbf{y}_l - \mathbf{A}\mathbf{s}_l) = 0 \quad (6)$$

因此 \mathbf{s}_l 的最大似然估计为

$$\hat{\mathbf{s}}_l = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{y}_l \quad (7)$$

相应地, 应答信号矩阵 \mathbf{S} 的最大似然估计为

$$\hat{\mathbf{S}} = [\hat{\mathbf{s}}_1, \dots, \hat{\mathbf{s}}_L] = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{Y} \quad (8)$$

从上式可以看出, 为了能够从混叠后的应答信号 \mathbf{Y} 中分选出应答信号矩阵 \mathbf{S} , 要求能够进一步估计导引矩阵 \mathbf{A} 。而从导引矩阵 \mathbf{A} 的表达式可以看出, 其取决于两个因素: 应答机的个数 K 以及各个应答机的到达角 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ 。

3.1 应答机个数估计

根据以上分析, 可以得出 \mathbf{y}_l 的二阶矩可以表示为

$$\mathbf{R}_{yy}(l) = E[\mathbf{y}_l \mathbf{y}_l^H] = \mathbf{A}\mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (9)$$

以及

$$\mathbf{R}_{YY} = \frac{1}{L} E[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H] = \mathbf{A} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H \right) \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (10)$$

当应答信号的信噪比较高时, \mathbf{R}_{YY} 将具有 K 个较大的特征值以及 $(N-K)$ 个较小的特征值。为了检测大特征值的个数, 并以此估计应答机的个数, 信号处理领域发展起了很多方法, 其中最小描述长度 (Minimum Description Length, MDL) 算法从信息论的观点出发^[9-10], 给出了一种用于估计大特征值个数的方法:

$$\hat{K} = \underset{d}{\operatorname{argmin}} L(N-d) \ln \left\{ \frac{1}{N-d} \sum_{i=d+1}^N \lambda_i \right\} + \frac{1}{2} [d(2N-d) + 1] \ln L \quad (11)$$

其中, λ_i 为样本协方差矩阵 $\mathbf{S} = 1/L \mathbf{Y}\mathbf{Y}^H$ 的第 i 大的特征值。

3.2 应答机角度估计

当完成应答机个数估计后, 需要进一步估计应答机的到达角 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ 才能完成导引矩阵 \mathbf{A} 的估计。为估计 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$, 可以使用旋转不变因子技术 (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)^[11], 其主要思想如下

所述。

如式(10)所示, 数据矩阵 \mathbf{Y} 的协方差矩阵 \mathbf{R}_{YY} 可以写成两个部分之和, 即信号协方差矩阵 $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ 以及噪声协方差矩阵 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 之和, 其中

$$\mathbf{R}_{ss} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H \quad (12)$$

对 \mathbf{R}_{YY} 特征值分解, 则其特征空间相应地可以分为两个部分, 其中信号子空间 \mathbf{U}_s 满足

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{A}\mathbf{T} \quad (13)$$

其中, \mathbf{T} 为 $K \times K$ 的可逆矩阵。

令 \mathbf{J}_{s1} 以及 \mathbf{J}_{s2} 分别为行选择矩阵, 其取值分别为单位阵的第 1 至 $N-1$ 行以及第 2 至 N 行, 则相应地选择信号子空间可以得到

$$\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{J}_{s1} \mathbf{U}_s = \mathbf{J}_{s1} \mathbf{A}\mathbf{T} = \mathbf{V}_1 \mathbf{T} \quad (14)$$

$$\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{J}_{s2} \mathbf{U}_s = \mathbf{J}_{s2} \mathbf{A}\mathbf{T} = \mathbf{V}_2 \mathbf{T} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{V}_1 = \mathbf{J}_{s1} \mathbf{A}$ 以及 $\mathbf{V}_2 = \mathbf{J}_{s2} \mathbf{A}$ 。

不难发现, \mathbf{V}_1 及 \mathbf{V}_2 满足如下关系式:

$$\mathbf{V}_2 = \mathbf{V}_1 \mathbf{\Phi} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{\Phi} = \operatorname{diag}(\exp(j\pi \sin \theta_1), \dots, \exp(j\pi \sin \theta_K))$ 为 $K \times K$ 的对角矩阵。将以上关系式代入到式(14)以及式(15), 可得

$$\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{\Psi} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{\Psi} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi} \mathbf{T}$ 。

如果使用最小二乘方法求解 $\mathbf{\Psi}$, 则

$$\hat{\mathbf{\Psi}} = (\mathbf{U}_{s1}^H \mathbf{U}_{s1})^{-1} \mathbf{U}_{s1}^H \mathbf{U}_{s2} \quad (18)$$

此时通过对 $\hat{\mathbf{\Psi}}$ 特征值分解, 并取这些特征值的角度, 便可得到到达角的估计, 即

$$\hat{\theta}_i = \operatorname{asin}(\angle \gamma_i / \pi), i=1, 2, \dots, K \quad (19)$$

其中, γ_i 为 $\hat{\mathbf{\Psi}}$ 的第 i 个特征值。

3.3 混扰信号分选及解码算法

综上, 对于混扰信号的分选及解码算法可以总结如下:

第一步: 计算样本协方差矩阵 $\mathbf{S} = 1/L \mathbf{Y}\mathbf{Y}^H$ 。对样本协方差矩阵 \mathbf{S} 特征值分解, 并将特征值以及对应的特征矢量按照降序排列, 记为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$;

第二步: 使用式(11)估计应答机数目 K ;

第三步: 取 \mathbf{U}_s 为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ 对应的特征矢量组成的 $N \times K$ 信号子空间矩阵, 并按照式(14)及(15)选择其前 $N-1$ 行及后 $N-1$ 行, 得到 \mathbf{U}_{s1} 及 \mathbf{U}_{s2} ;

第四步: 使用式(18)计算 $\hat{\mathbf{\Psi}}$ 。对 $\hat{\mathbf{\Psi}}$ 进行特征值分解, 分别记为 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K$, 并使用式(19)估计应答机的到达角 $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_K$;

第五步: 估计导引矩阵

$$\hat{\mathbf{A}} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1), \mathbf{a}(\hat{\theta}_2), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_K)] \quad (20)$$

并利用式(8)估计应答信号矩阵

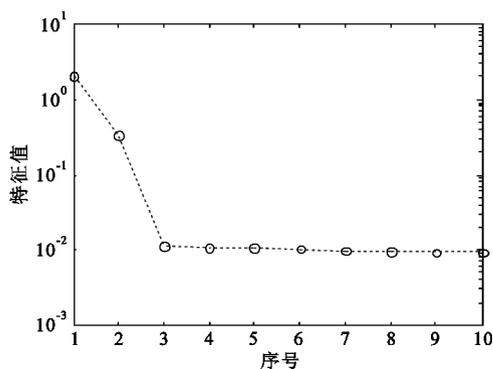
$$\hat{S} = (\hat{A}^H \hat{A})^{-1} \hat{A}^H Y \quad (21)$$

第六步:使用 6 dB 阈值法等传统方法对分选后的二次雷达应答信号解码。

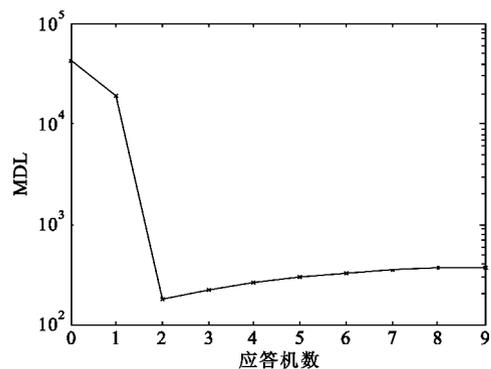
4 数值仿真

为验证本文算法性能,考虑使用 $N=10$ 个阵元的标准线性阵列,阵列主波束内(主波束宽度约为 10°)存在两部应答机,其应答信号分别于偏离阵列法线 0° 以及 5° 两个方向进入阵列接收机。询问机收到信号后使用 $f_s=60$ MHz 的采样频率对信号进行数字采样。

图 2(a) 给出了样本协方差矩阵 S 的特征值分布情况,其中两个应答信号均为模式 A/C 信号,信噪比为 20 dB。可以看出样本协方差矩阵具有 2 个较大的特征值,其余 8 个特征值近似相等。图 2(b) 给出了 MDL 取值随着应答数的变化曲线,图中结果表明,当应答机数目取值为 2 时,MDL 取值最小,因此根据本文算法可以正确地估计应答机数目。



(a) 样本协方差矩阵特征值



(b) 不同应答机数对应的 MDL

图 2 基于 MDL 的应答机数目估计

Fig. 2 Estimating the number of transponders based on MDL

图 3 给出了当应答信号信噪比为 20 dB 时,使用 ESPRIT 算法对两部应答机的角度估计结果,其中进行了 100 次独立的蒙特卡罗实验,并将 100 次估计

结果以直方图形式在图 3 中给出。可以看出,ESPRIT 算法能够精确地估计应答机的到达角,具有很小的估计误差。

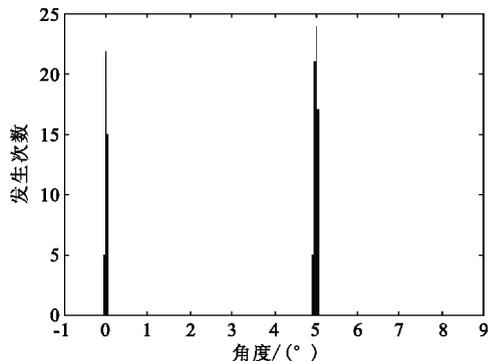


图 3 ESPRIT 算法角度估计结果

Fig. 3 Estimation results of ESPRIT

图 4(a)、(b) 给出了混叠前后的应答信号,其中两个应答信号的延时互不相同,且信噪比均为 20 dB。可以看出,混叠后的混扰信号将造成解码错误。图 4(c)、(d) 给出了分别使用本文算法以及针对复值信号的盲分离算法——Complex FastICA 算法^[12-17]对图 4(b) 中混扰信号的分选结果。经计算,使用本文算法分选的应答信号与混叠前的应答信号相关系数均在 0.99 以上,而使用 FastICA 算法所分选的应答信号仅与原信号相关系数为 0.79 及 0.84。故而图中结果表明本文算法能够成功地分离混叠后的应答信号,而 FastICA 算法却难以完好地分选两个混叠后的应答信号,并将造成大量的应答信号解码错误,这是因为应答信号可能不完全满足 FastICA 算法的非高斯假设,故而造成 FastICA 算法信号分选失败。

接下来考虑有 3 个应答信号同时进入到询问机中的情况,如图 5(a) 所示,其中包含两个模式 S 信号以及一个模式 A/C 信号,入射角分别为 -5° 、 5° 以及 0° ,均处于天线主波束范围内,三者具有不同的延时,且信噪比均为 20 dB。从图 5(b) 可以看出很难从混扰信号中检测到模式 S 应答信号的 4 个前导脉冲,故而使用常规解码方法时很容易丢弃该应答信号,从而造成有用信息丢失。图 5(c) 及 (d) 给出了使用本文算法以及 FastICA 算法对于混扰信号的分选结果。结果表明,本文算法可以正确地分选应答信号,分选后的信号与混叠前的应答信号相关系数分别为 0.99、0.99 及 0.91,而 FastICA 算法仅能成功地分选模式 A/C 应答信号,而不能分选两个模式 S 应答信号。

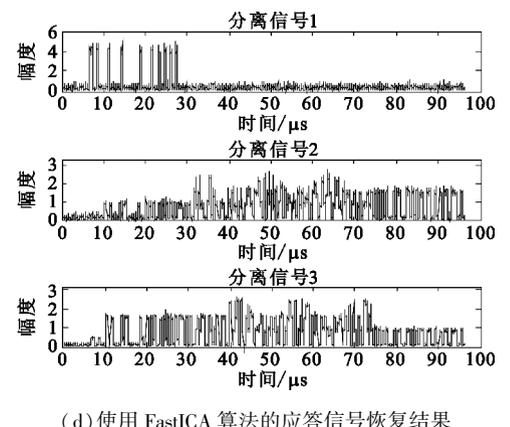
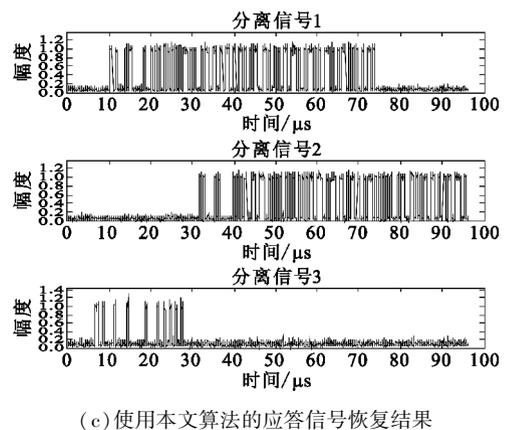
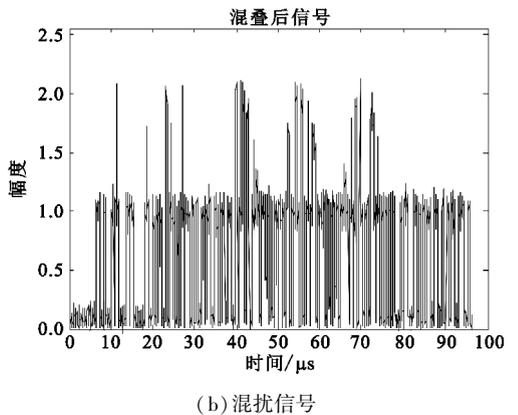
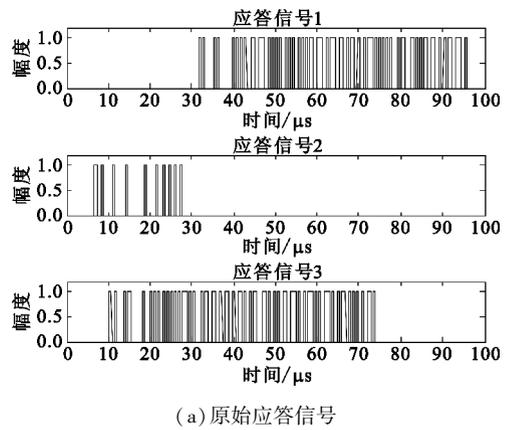
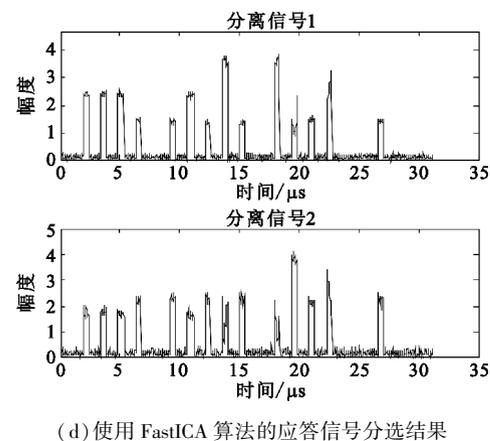
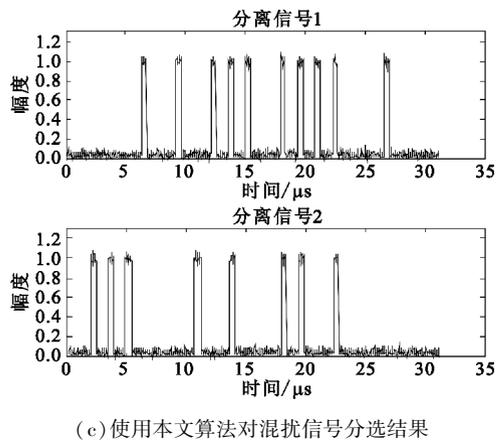
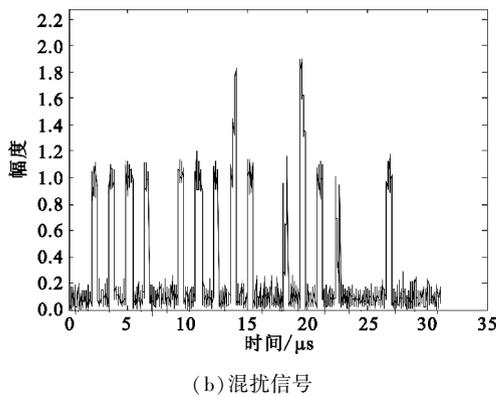
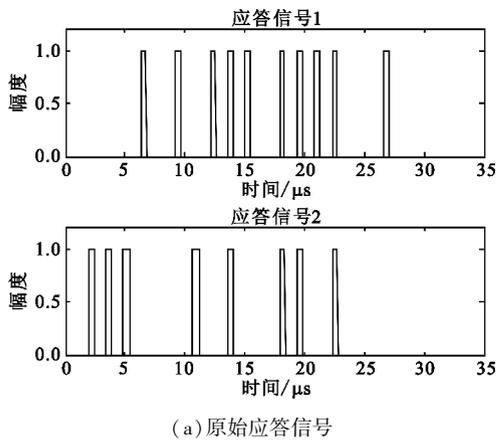


图4 分选前后的应答信号(2个应答信号)

图5 分选前后的应答信号(3个应答信号)

Fig.4 Reply signals before and after separation(two reply signals)

Fig.5 Reply signals before and after separation(three reply signals)

最后比较本文算法与 FastICA 算法在不同信噪比条件下对应答信号分选效果,其中采用了文献[13]中定义的分选指数 I_A 作为分离性能评价指标:

$$I_A = \frac{1}{2K(K-1)} \cdot \left[\sum_{i=1}^K \left(\sum_{j=1}^K \frac{|p_{ij}|}{\max_k |p_{ik}|} - 1 \right) + \sum_{j=1}^K \left(\sum_{i=1}^K \frac{|p_{ij}|}{\max_k |p_{kj}|} - 1 \right) \right]$$

式中, p_{ij} 为全局矩阵 $\mathbf{P} = \mathbf{W}\mathbf{A}$ 的第 i 行第 j 列元素,且本文算法的分选矩阵 \mathbf{W} 定义为

$$\mathbf{W} = (\hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{A}})^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H$$

很明显, $I_A \in [0, 1]$, 且 I_A 越小代表对应答信号的恢复效果越好。

图6比较了当应答信号的信噪比从0 dB变化到40 dB时,本文算法与 FastICA 算法的平均分离指数曲线,其中计算平均分离指数时进行了100次独立的蒙特卡罗实验。尽管 FastICA 算法的分离指数随着信噪比的增加整体呈下降趋势,但是当信噪比高于10 dB时却几乎不发生变化,这是因为 FastICA 算法随着信噪比的增加,分离的失败率并不下降,故而导致分离指数也不随之单调下降。相比于 FastICA 算法,本文算法的分离指数随着信噪比的增加单调下降,且性能明显优于 FastICA 算法。

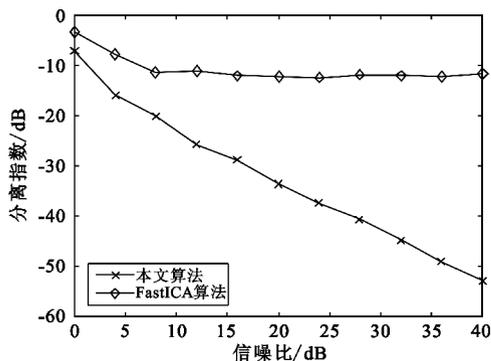


图6 不同算法在不同信噪比下的分离指数
Fig. 6 Separation performance of various algorithms under different SNR

5 结论

本文建立了询问机天线采用均匀线性阵列的混扰信号模型,研究了混扰信号中应答机数目及其到达角估计方法,提出了基于最大似然估计的应答信号分选算法,主要结论如下:

(1) 当阵元数目大于混扰信号中的应答机个数时,本文算法能够准确地估计应答机数目及其到达角;

(2) 本文算法性能不取决于混扰信号中的应答

模式,既能够从多个模式 A/C 信号混叠的混扰信号中准确地恢复应答信号,也能够解决混扰信号中包括多个模式 S 信号以及模式 A/C 信号的情况;

(3) 仿真结果表明基于极大非高斯性准则进行信号盲分离的 FastICA 算法性能欠佳,经常出现应答信号分选失败的情况。而本文算法对于应答信号的分选效果要明显优于 FastICA 算法。当信噪比高于10 dB时,本文算法的分离指数比 FastICA 算法至少低10 dB。

参考文献:

- [1] Stevens M. Secondary Surveillance Radar [M]. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1988.
- [2] 山秀明. 航管二次雷达 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1983.
SHAN Xiu-ming. Air Traffic Control Secondary Radar [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1983. (in Chinese)
- [3] 张尉. 二次雷达原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2009.
ZHANG Wei. Principles of Secondary Radar [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2009. (in Chinese)
- [4] Trim R M. Mode S: an introduction and overview [J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1990 (2): 53-59.
- [5] 王洪, 刘昌忠, 汪学刚. 二次雷达 S 模式综述 [J]. 电讯技术, 2008, 48(7): 113-118.
WANG Hong, LIU Chang-zhong, WANG Xue-gang. Mode S for Secondary Surveillance Radar (SSR): an Introduction and Overview [J]. Telecommunication Engineering, 2008, 48(7): 113-118. (in Chinese)
- [6] 王洪, 刘昌忠, 汪学刚, 等. 强干扰背景下 S 模式解码方法 [J]. 电子信息学报, 2009, 31(12): 2876-2880.
WANG Hong, LIU Chang-zhong, WANG Xue-gang, et al. Mode S Decoding Methods in Heavy Jamming Environment [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(12): 2876-2880. (in Chinese)
- [7] 顾军, 胡显丹. 基于 Fast ICA 算法的敌我识别信号分选方法研究 [J]. 舰船电子对抗, 2009, 32(5): 41-44.
GU Jun, HU Xian-dan. Research into the Sorting Method of IFF Signals Based on FastICA Algorithm [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2009, 32(5): 41-44. (in Chinese)
- [8] Van Trees H L. Optimum Array Processing [M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [9] Rissanen J. Modeling by shortest data description [J]. Automatica, 1978, 14(5): 465-471.
- [10] Wax M, Kailath T. Detection of signals by information

theoretic criteria [J]. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, Signal Processing, 1985, 33(4): 387-192.

- [11] Roy R, Kailath T. ESPRIT: Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques [J]. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, Signal Processing, 1986, 37(7): 984-995.
- [12] Novey M, Adali T. ICA by maximization of non-Gaussianity using complex functions [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2008, 19(4): 596-609.
- [13] Novey M, Adali T. On extending the complex FastICA algorithm to noncircular sources [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(5): 2148-2154.
- [14] Liu X Z, Wang C. DOA Estimation for L-Shaped Array Based on Complex FastICA [J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 333: 636-639.
- [15] Ma H T, Shao H, Li Y, et al. The Extraction of Phase Axis Effective Signals from Noise Signals Based on the FASTICA Algorithm [M] // Recent Advances in Computer Science and Information Engineering. Springer Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2012: 147-152.
- [16] Abbott C, Reid J. Fast ICA Based Blind Source Separation for CT Imaging Under Noise Conditions [J]. European Journal of Electrical Technology, 2013, 10(1): 1-8.
- [17] Reyhani N, Ylipaavalniemi J, Vigário R, et al. Consistency and asymptotic normality of fastica and bootstrap fastica [J]. Signal Processing, 2012, 92(8): 1767-1778.

作者简介:



唐波(1985—),男,江西临川人,分别于2006年和2011年获清华大学电子工程系工学学士学位和工学博士学位,现为电子工程学院讲师,主要研究方向为自适应阵列信号处理、雷达波形设计等;

TANG Bo was born in Linchuan, Jiangxi Province, in 1985. He received the B. S. degree and the Ph. D. degree from Tsinghua University in 2006 and 2011, respectively. He is now a lecturer. His research concerns adaptive array signal processing and radar waveform design.

Email: tangb06@mails. tsinghua. edu. cn

程水英(1974—),男,安徽舒城人,2005年于电子工程学院获工学博士学位,现为副教授,主要研究方向为目标跟踪等;

CHENG Shui-ying was born in Shucheng, Anhui Province, in 1974. He received the Ph. D. degree from Electronic Engineering Institute in 2005. He is now an associate professor. His research direction is target tracking.

张浩(1986—),男,湖北仙桃人,2012年于清华大学自动化系获工学硕士学位,现为助教,主要研究方向为信号处理。

ZHANG Hao was born in Xiantao, Hubei Province, in 1986. He received the M. S. degree from Tsinghua University in 2012. He is now a teaching assistant. His research direction is signal processing.