

基于聚类加权协方差矩阵的 ADS-B 信号分离算法

王文益¹, 张菡铄²

(1. 中国民航大学电子信息与自动化学院, 天津 300300; 2. 中国民用航空西北地区空中交通管理局技术保障中心, 西安 710000)

摘要: 广播式自动相关监视(ADS-B, automatic dependent surveillance-broadcast)系统采用同一频段随机广播的方式发射 ADS-B 信号, 这将导致 ADS-B 信号产生交织, 威胁航空安全。目前, 利用 Capon 算法分离 ADS-B 信号时, 未考虑到 ADS-B 信号的脉冲特性, 这会使 Capon 算法的性能大幅下降。因此, 本文针对 ADS-B 交织信号, 设计了基于聚类加权协方差矩阵的信号分离算法。首先, 根据 ADS-B 信号的脉冲特性分析出其在阵列响应上的特征, 借助 K 均值聚类算法筛选出只有噪声、只有第 1 条信号和只有第 2 条信号的 3 类快拍, 分别计算这 3 类快拍的协方差矩阵。其次, 选择由噪声快拍得到的协方差矩阵和预抑制信号快拍得到的协方差矩阵, 并求两者之和, 以此代替 Capon 算法目标函数中利用所有快拍估计的协方差矩阵。最后, 结合 Capon 算法, 实现对 ADS-B 交织信号的分离。结果表明, 该方法在分离 ADS-B 交织信号时的性能显著提升。

关键词: 阵列信号处理; ADS-B; 脉冲特性; K 均值聚类算法; 信号分离

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1674-5590(2025)01-0047-06

ADS-B signals separation algorithm based on cluster weighted covariance matrix

WANG Wenyi¹, ZHANG Hanshuo²

(1. College of Electronic Information and Automation, CAUC, Tianjin 300300, China;

2. Technical Support Center, Northwest Air Traffic Management Bureau of CAAC, Xi'an 710000, China)

Abstract: The automatic dependent surveillance - broadcast (ADS-B) systems transmit ADS-B signals by randomly broadcasting in the same frequency band, which will lead to the overlapping of ADS-B signals and threaten aviation safety. At present, when Capon algorithm is used to separate ADS-B signal, the pulse characteristics of ADS-B signals are not taken into account, which will greatly degrade the performance of Capon algorithm. Therefore, this paper designs a signal separation algorithm based on cluster weighted covariance matrix for ADS-B overlapping signals. Firstly, the characteristics of the array response of ADS-B signal are analyzed according to its pulse characteristics. Then, three types of snapshots with only noise, only the first signal and only the second signal are screened out by K-means clustering method. The covariance matrix of these three types is calculated respectively. Secondly, the covariance matrix of noise snapshots and the covariance matrix of the signal to be suppressed are selected and the sum of them is calculated to replace the covariance matrix estimated by all snapshots in the objective function of Capon algorithm. Finally, combined with the Capon algorithm, overlapping ADS-B signals can be separated. The results show that this algorithm can significantly improve the performance of ADS-B overlapping signals separation.

Key words: array signal processing; ADS-B; pulse characteristics; K-means clustering algorithm; signal separation

广播式自动相关监视(ADS-B, automatic dependent surveillance-broadcast)是一种服务于空中交通管理的先进技术,能够实时向全球提供飞机的飞行信息。这一技术成本低廉、应用广泛,能够实现对现有监视的补盲^[1]。目前 ADS-B 在国际上主要采用 1090 ES、VDL

MODE4 及 UAT 3 种数据链。其中,基于 1090 ES 数据链的 ADS-B 信号应用较为广泛^[2]。然而,由于 1090 ES 模式的 ADS-B 信号被脉冲位置调制(PPM, pulse position modulation)所调制,并在同一频段被广播式发射,故会导致信号不可避免地产生交织,从而丢失正确的

导航数据,威胁航空安全^[3]。在航空无线电技术委员会(RTCA, Radio Technical Commission for Aeronautics)的DO-260B标准文件^[4]中为应对不同信号的交织情况,提出了多种解决方法:①当两条 ADS-B 信号的交织起始位置位于前导脉冲处时,功率大的信号将被解码,其他信号将被舍弃;②当先达信号的数据块脉冲与后达信号的前导脉冲发生交织时,先达信号将被解码,其他信号将被舍弃。但这些方法最终只能保留一条信号信息,丢失其余信号信息,这将使得空管监视能力在交织情况严重时有所下降。

波束形成是一种空域滤波技术,能够利用阵列响应特性增强期望信号功率,抑制干扰和噪声^[5]。现有的基于波束形成的 ADS-B 信号分离算法可以分为两类。第 1 类是需要提前已知某些先验信息的算法。最经典的是 Capon 算法,其在已知信号来向(DOA, direction of arrival)、阵列流形及二阶统计量时效果良好^[6];但在 ADS-B 交织信号分离问题中,由于 ADS-B 交织信号具有脉冲特性,且快拍个数有限,用样本协方差代替理论协方差时,算法性能显著下降。此外,正交投影算法需要提前已知交织位置并确保单信号区间大于 $4 \mu\text{s}$,以实现信号的奇异值分解,但该算法对时延敏感,无法处理时延过小的交织信号^[7]。第 2 类是基于盲自适应波束形成(BAB, blind adaptive beamforming)的 ADS-B 信号分离算法。Wang 等^[8]利用 BAB 算法实现了 ADS-B 信号的分离,简记为 WBAB 算法。由于这种算法仅约束了期望信号的波束形成输出幅值,故能在未知精确导向矢量时进行交织分离,且对时延不敏感。

Capon 算法采用最小化总输出方差的方式最大化输出信号的信噪比(SNR, signal to noise ratio)。但这种方法未考虑 ADS-B 信号的脉冲特性,导致原算法性能下降。本文利用 ADS-B 信号的脉冲特性及阵列响应特征,并结合 K 均值聚类算法^[9],设计了能够针对噪声和预消除信号进行抑制的协方差矩阵估计方法,显著提升了 Capon 算法在分离 ADS-B 交织信号时的性能。

1 信号及 Capon 算法

1.1 信号模型

一条 1090 ES 模式的 ADS-B 信号是一个持续时长 $120 \mu\text{s}$ 的脉冲包。这个脉冲包的前 $8 \mu\text{s}$ 是前导脉冲,其作用是使 ADS-B 被更准确地识别和检测,紧随前导脉冲之后的是 $112 \mu\text{s}$ 的数据块脉冲。在整个脉冲包中,每 $1 \mu\text{s}$ 中含 1 个二进制符号,每个二进制符号用“曼彻斯特码”进行编码,二进制“0”被编码成[0 1],

二进制“1”被编码成[1 0]^[4]。故一组脉冲包有 240 个曼彻斯特码,可表示为

$$\mathbf{B} = [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_{240}] \quad (1)$$

式中, b_n 表示 \mathbf{B} 的第 n 个曼彻斯特码。 \mathbf{B} 被 PPM 调制后得到的 ADS-B 信号在 t 时刻的表达式为

$$B(t) = \sum_{n=1}^{240} b_n f_{\text{pulse}}(t - (n-1)T_e) \quad (2)$$

式中, f_{pulse} 是宽度 $T_e = 0.5 \mu\text{s}$ 的矩形脉冲。上变频信号为中心频率 f_c 的射频信号,其中 $f_c = 1\ 090 \text{ MHz}$,国际民航组织允许 $\pm 1 \text{ MHz}$ 的误差。在接收机处,接收信号被下变频至中频 f_{IF} ,并以采样频率 $f_s = 1/T_s$ 进行采样, T_s 为采样间隔。对一条 ADS-B 信号采样 I 次,第 i 个采样点可表示为

$$s(i) = \kappa \sqrt{p_{\text{power}}} B(iT_s) \exp[j2\pi(f_{\text{IF}} + f_d)iT_s] = \kappa \sqrt{p_{\text{power}}} B(iT_s) \Phi^i \quad (3)$$

式中: j 为虚数单位; p_{power} 表示发射功率; κ 表示发射机到接收机之间的信道衰落; f_d 表示多普勒频移; $\Phi = \exp[j2\pi(f_{\text{IF}} + f_d)T_s]$ 表示相位,反映了信号的初相信息^[10]。

在实际中,两条信号重叠的情况最为普遍,因此,本文将针对 ADS-B 二重交织信号进行研究。考虑一个 M 阵元的理想均匀线阵(ULA, uniform linear array)并假设接收到由两条 ADS-B 信号构成的交织信号。将第 m 个阵元的第 i 个采样点记作 $y_m(i)$,则阵列的第 i 个快拍向量 $\mathbf{y}(i) = [y_1(i) \ y_2(i) \ \cdots \ y_M(i)]^T$ 可表示为

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{a}(\theta_1)s_1(i) + \mathbf{a}(\theta_2)s_2(i) + \mathbf{n}_{\text{white}}(i) \quad (4)$$

式中: $s_1(i)$ 和 $s_2(i)$ 表示两条 ADS-B 信号; $\mathbf{a}(\theta_1)$ 和 $\mathbf{a}(\theta_2)$ 分别为 M 阵元线阵对第 1 条和第 2 条 ADS-B 信号的导向矢量; $\mathbf{n}_{\text{white}}(i)$ 是加性噪声矩阵^[5]。 I 次采样的信号矩阵可表示为 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(1) \ \mathbf{y}(2) \ \cdots \ \mathbf{y}(I)]$ 。

当阵元间距为半波长时, $\mathbf{a}(\theta_k)$ ($k = 1, 2$) 可表示为 $\mathbf{a}(\theta_k) = [1 \ \exp(-j\pi \sin \theta_k) \ \cdots \ \exp(-j\pi(M-1) \sin \theta_k)]^T$ (5)

式中, $\theta_k \in [-90^\circ, 90^\circ]$ 为第 k 条信号的波达方向。

当两条 ADS-B 信号交织时,每个采样点所对应的编码会出现表 1 中的 4 种情况^[10]。

表 1 二重 ADS-B 信号交织类型

Tab.1 Types of two ADS-B signal overlapping

信号	情况 1	情况 2	情况 3	情况 4
第 1 条信号	0	0	1	1
第 2 条信号	0	1	0	1
交织信号	0+0 型	0+1 型	1+0 型	1+1 型

在不考虑噪声时,第 i 个快拍对应每个阵元上的幅值也包括以下 4 种情况:

(1)“0+0 型”的幅值为

$$\mathbf{V}_{0+0} = [|\mathbf{0}| \ |\mathbf{0}| \ \cdots \ |\mathbf{0}|]^T \quad (6)$$

(2)“0+1 型”的幅值为

$$\mathbf{V}_{0+1} = [\kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}} \ \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}} \ \cdots \ \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}}]^T \quad (7)$$

(3)“1+0 型”的幅值为

$$\mathbf{V}_{1+0} = [\kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} \ \kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} \ \cdots \ \kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}}]^T \quad (8)$$

(4)“1+1 型”的幅值为

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{1+1} = & [|\kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} \ \Phi_1^i + \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}} \ \Phi_2^i| \\ & \exp(-j\pi \sin \theta_1) \kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} \ \Phi_1^i + \\ & \exp(-j\pi \sin \theta_2) \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}} \ \Phi_2^i| \\ & \vdots \\ & \exp(-j\pi(M-1) \sin \theta_1) \kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} \ \Phi_1^i + \\ & \exp(-j\pi(M-1) \sin \theta_2) \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}} \ \Phi_2^i|] \quad (9) \end{aligned}$$

式中, 下标 1、2 表示第 1、2 条 ADS-B 信号。

通过观察每个阵元的幅值可以发现: 当采样点的交织类型为“0+0 型”“0+1 型”和“1+0 型”时, 每个阵元上的幅值都相等; 当出现“1+1 型”的交织类型时, 其快拍在每个阵元上的幅值将在 $[|\kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} - \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}}|, \kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} + \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}}]$ 范围内变化。

1.2 Capon 算法

利用波束形成实现分离 ADS-B 信号的关键是将分离问题抽象成一个波束形成优化问题, 通过计算出用于分离第 k 条 ADS-B 信号 $s_k = [s_k(1) \ s_k(2) \ \cdots \ s_k(I)]$ ($k = 1, 2$) 的权矢量 \mathbf{w}_k , 得到第 k 条 ADS-B 信号的估计 $\hat{s}_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{Y}$, 其中 \mathbf{H} 表示矩阵的共轭转置。

Capon 算法是通过最小化快拍波束形成的总输出方差^[9], 同时添加有关期望信号的约束以获得最大输出信噪比。以分离第 1 条 ADS-B 信号为例, 其目标函数可表示为

$$P_{\text{capon}}(\mathbf{w}_{\text{capon}_1}) = E\{|\mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H \cdot \mathbf{y}(i)|^2\} = \mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{capon}_1} \quad (10)$$

式中: P_{capon} 为期望分离出的 ADS-B 信号的平均功率; $\mathbf{w}_{\text{capon}_1}$ 为 Capon 算法中第 1 条 ADS-B 信号的权矢量; \mathbf{R} 为阵列天线输出的协方差矩阵。设置这一目标函数的目的是抑制第 2 条 ADS-B 信号功率及噪声功率。但在实际中, 准确的协方差 \mathbf{R} 是未知的, 故原有的 Capon 算法利用 I 个快拍估计协方差矩阵, 得到的协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \mathbf{y}(i) \mathbf{y}^H(i) \quad (11)$$

此时目标函数为

$$\begin{aligned} \hat{P}_{\text{capon}}(\mathbf{w}_{\text{capon}_1}) = & \mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w}_{\text{capon}_1} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |\mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H \cdot \mathbf{y}(i)|^2 = \\ & |\mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H \cdot \mathbf{a}(\theta_1)|^2 \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |s_1(i)|^2 + \\ & |\mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H \cdot \mathbf{a}(\theta_2)|^2 \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |s_2(i)|^2 + \\ & \|\mathbf{w}_{\text{capon}_1}^H\|^2 \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \|\mathbf{n}_{\text{white}}(i)\|^2 \quad (12) \end{aligned}$$

但由于 ADS-B 信号是脉冲信号, 固有

$$\begin{aligned} \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |s_1(i)|^2 & < \bar{p}_{\text{power}1} \\ \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |s_2(i)|^2 & < \bar{p}_{\text{power}2} \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $\bar{p}_{\text{power}1}$ 和 $\bar{p}_{\text{power}2}$ 分别表示第 1 条 ADS-B 信号和第 2 条 ADS-B 信号的平均功率。由式(13)可知, 若继续沿用目标函数 $\hat{P}_{\text{capon}}(\mathbf{w}_{\text{capon}_1})$, 会使得此种方法的性能显著下降。因此, 本文提出了基于聚类加权的协方差矩阵估计方法, 此方法仅最小化噪声和预消除信号的波束形成输出功率。相比选用所有快拍进行协方差估计的方式, 这一方法加强了权矢量对第 2 条信号及噪声的抑制, 最终使 Capon 算法性能提升。

2 ADS-B 信号分离算法

本文算法利用了 ADS-B 信号的脉冲特性及阵列输出的幅值特性, 通过聚类算法筛选出交织信号中“0+1 型”和“0+0 型”的快拍, 并分别计算两种快拍的协方差矩阵。对两种协方差矩阵求和后得到基于聚类加权的协方差矩阵, 利用此协方差矩阵替换原协方差矩阵, 使算法性能得到提升。首先, 对快拍的聚类可借助 K 均值聚类算法实现^[9]。具体步骤如下。

1) 构建样本集

取第 i 个快拍的第 1 阵元和第 2 阵元上的幅值, 构成第 i 个预分类的样本, 记作 $\mathbf{g}_i = [y_1(i) \ y_2(i)]^T$ 。建立以第 1 阵元信号幅值为横轴, 以第 2 阵元信号幅值为纵轴的平面直角坐标系。在无噪声时, \mathbf{g}_i 将在这一平面上对应一点, 该点的横坐标为 $y_1(i)$, 纵坐标为 $y_2(i)$ 。无噪声时构成待聚类的样本集 $\mathbf{G}_{\text{sample}} = \{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \cdots, \mathbf{g}_I\}$, 其在直角坐标系中对应的所有点如图 1 所示。

由式(6)~式(8)可知, 在图 1 中“0+0 型”的信号将集中于图中的 A 点附近, “0+1 型”信号和“1+0 型”信号则集中于图中的 B 点和 C 点附近。若第 1 条信号

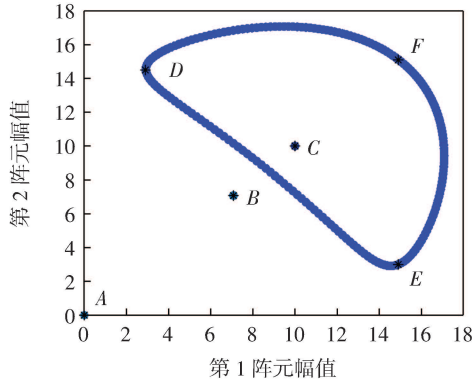


图1 无噪声下的聚类结果

Fig.1 The clustering results without noise

功率小于第2条信号功率,则“1+0型”信号将集中于B点,否则将集中于C点。

2) 确定聚类簇数 α

首先,分类的目的是挑出分别属于“0+0型”“0+1型”“1+0型”和“1+1型”的4种信号快拍,故簇数必须满足 $\alpha \geq 4$ 。其次,由式(9)可知,交织信号“1+1型”快拍的幅值变化范围在 $[\kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} - \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}}, \kappa_1 \sqrt{p_{\text{power}1}} + \kappa_2 \sqrt{p_{\text{power}2}}]$ 之间。但由于存在相位的影响,“1+1型”交织在不同时刻的快拍在第1阵元和第2阵元上的幅值也不同,如图1中蓝环所示的就是“1+1型”快拍在第1和第2阵元上的幅值所构成的点。故为了使聚类的结果更加理想,结合K均值聚类算法中欧氏距离最小的准则,本聚类将增加两簇,属于这两簇的快拍构成的样本将分别分布于D点和E点附近。综上,可确定聚类的簇数为 $\alpha = 6$ 。

3) 使用K均值聚类算法进行聚类

从样本集 $\mathbf{G}_{\text{sample}}$ 中随机选择 α 个样本作为初始均值向量,记作 $\boldsymbol{\mu}_l (1 \leq l \leq \alpha)$ 。计算样本 \mathbf{g}_i 与各均值向量 $\boldsymbol{\mu}_l$ 之间的欧氏距离。根据距离样本 \mathbf{g}_i 最近的均值向量确定此样本的簇标记。在每完成一次标记后,更新均值如下

$$\boldsymbol{\mu}_c' = \frac{1}{H_{\text{number}_l}} \sum_{\mathbf{g}_i \in H_l} \mathbf{g}_i \quad (14)$$

式中: H_l 表示样本 \mathbf{g}_i 归属的簇集合; H_{number_l} 表示 H_l 簇集合中样本的个数。若 $\boldsymbol{\mu}_c' \neq \boldsymbol{\mu}_c$,则将当前均值更新为 $\boldsymbol{\mu}_c'$; 若 $\boldsymbol{\mu}_c' = \boldsymbol{\mu}_c$,则保持当前均值不变。

4) 对快拍进行二次筛选

由于每次确定的初始均值向量是随机的,因此经K均值聚类算法聚类后的样本簇标签每次都不同。要想获知每一簇代表的信号类型,需要按照簇中心的模值大小进行排序并重新标记。当两条信号功率差大于3 dB时,根据簇中心的模值大小,可以粗略判断出每

个簇代表的信号快拍类型^[2]。信号的4种快拍聚类中心的坐标分别为 $(x_{\text{center}_{0+0}}, y_{\text{center}_{0+0}})$, $(x_{\text{center}_{0+1}}, y_{\text{center}_{0+1}})$, $(x_{\text{center}_{1+0}}, y_{\text{center}_{1+0}})$, $(x_{\text{center}_{1+1}}, y_{\text{center}_{1+1}})$ 。然而,由于“1+1型”的信号呈环形分布,仅依靠K均值聚类得到的“0+1型”和“1+0型”两簇的快拍中仍混杂着“1+1型”的快拍。要想更准确地表示出两条ADS-B信号的平均功率,则要对这两类快拍做进一步筛选。在“0+1型”的聚类样本中选出满足 $x_{\text{center}_{0+1}} - 1 \leq y_1(i) \leq x_{\text{center}_{0+1}} + 1$ 且 $y_{\text{center}_{0+1}} - 1 \leq y_2(i) \leq y_{\text{center}_{0+1}} + 1$ 的快拍;同理在“1+0型”的快拍中选出满足 $x_{\text{center}_{1+0}} - 1 \leq y_1(i) \leq x_{\text{center}_{1+0}} + 1$ 且 $y_{\text{center}_{1+0}} - 1 \leq y_2(i) \leq y_{\text{center}_{1+0}} + 1$ 的快拍。使其不包括或包括很少的“1+1型”快拍。

以分离第1条ADS-B信号为例,若聚类筛选得到的“0+1”簇中共有 J_{0+1} 个快拍,“0+1”簇的样本协方差为

$$\mathbf{R}_{0+1} = \frac{1}{J_{0+1}} \sum_{j_{0+1}=1}^{J_{0+1}} \mathbf{y}(j_{0+1}) \mathbf{y}^H(j_{0+1}) \quad (15)$$

式中, $\mathbf{y}(j_{0+1})$ 表示“0+1”簇快拍中的第 j_{0+1} 个快拍。同理,标记为噪声的快拍簇中共有 J_{noise} 个快拍,噪声簇的样本协方差为

$$\mathbf{R}_{\text{noise}} = \frac{1}{J_{\text{noise}}} \sum_{j_{\text{noise}}=1}^{J_{\text{noise}}} \mathbf{y}(j_{\text{noise}}) \mathbf{y}^H(j_{\text{noise}}) \quad (16)$$

式中, $\mathbf{y}(j_{\text{noise}})$ 为噪声簇的第 j_{noise} 个快拍。利用 \mathbf{R}_{0+1} 和 $\mathbf{R}_{\text{noise}}$ 构造出基于聚类加权的协方差矩阵

$$\mathbf{R}_{\text{select}} = \mathbf{R}_{0+1} + \mathbf{R}_{\text{noise}} \quad (17)$$

这一协方差对应的波束形成输出方差可表示为

$$P_{\text{select}}(\mathbf{w}_1) = \mathbf{w}_1^H (\mathbf{R}_{0+1} + \mathbf{R}_{\text{noise}}) \mathbf{w}_1 \approx |\mathbf{w}_1^H \cdot \boldsymbol{\alpha}(\theta_2)|^2 \frac{1}{J_{0+1}} \sum_{j_{0+1}=1}^{J_{0+1}} |s_2(j_{0+1})|^2 + \|\mathbf{w}_1\|^2 \frac{1}{J_{\text{noise}}} \sum_{j_{\text{noise}}=1}^{J_{\text{noise}}} \|\mathbf{n}_{\text{white}}(j_{\text{noise}})\|^2 \quad (18)$$

式中, \mathbf{w}_1 为本文算法中第1条ADS-B信号的权矢量。

通过结合Capon算法,求解以下波束形成问题,可获得第1条ADS-B信号

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_1} & \quad \mathbf{w}_1^H \mathbf{R}_{\text{select}} \mathbf{w}_1 \\ \text{s.t.} & \quad \mathbf{w}_1^H \boldsymbol{\alpha}(\theta_1) = 1 \end{aligned} \quad (19)$$

利用拉格朗日乘子法^[5],可以得到最优解为

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{R}_{\text{select}}^{-1} \boldsymbol{\alpha}(\theta_1)}{\boldsymbol{\alpha}(\theta_1)^H \mathbf{R}_{\text{select}}^{-1} \boldsymbol{\alpha}(\theta_1)} \quad (20)$$

3 实验结果及分析

本节分5个实验验证基于聚类加权协方差矩阵

估计的方法能够提高 Capon 算法在分离 ADS-B 交织信号时的性能。在实验中,阵列选用 6 阵元的均匀线阵,两条 ADS-B 信号来向分别为 0° 和 40° ,两条信号时延设置为 $4 \mu\text{s}$ 。第 1 条信号的中频设置为 9.8 MHz ,信噪比设置为 18 dB ;第 2 条信号中频设置为 10.2 MHz ,信噪比设置为 15 dB 。其中,信噪比定义为 $10\lg(\kappa^2 p_{\text{power}}/\sigma^2)$,噪声服从均值为 0、功率 $\sigma^2 = 1$ 的高斯分布。采样频率为 $f_s = 80 \text{ MHz}$,这与实际采用最广泛的采样频率一致。由阵列天线接收的 ADS-B 交织信号如图 2 所示。

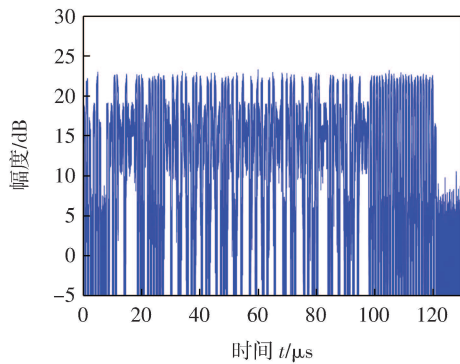


图 2 接收的 ADS-B 交织信号

Fig.2 Received overlapping ADS-B signals

实验一验证了 K 均值聚类算法能够对接收快拍前两阵元幅值构成的样本集进行有效聚类^[11]。图 3(a)展示了对实验中阵列天线接收的 ADS-B 信号初步聚类的结果。由图 3(a)能够清晰地看出 K 均值聚类算法将“0+0 型”“0+1 型”“1+0 型”“1+1 型”的快拍进行了初步的有效区分。由于“1+1 型”快拍幅值不是常数,因此分布为一个环形,被分为了 3 类。在此基础上,再次筛选出几乎不包含“1+1 型”快拍的“0+1 型”和“1+0 型”快拍,如图 3(b)所示。

实验二分析了利用本文算法分离得出的 ADS-B 信号时域波形,验证了本文算法能够成功地分离二重 ADS-B 交织信号。图 4 为本文算法分离二重 ADS-B 交织信号的结果。从图 4 中可以清晰地看出上面是第 1 条 ADS-B 信号的时域波形,下面是第 2 条 ADS-B 信号的时域波形。

实验三对比了基于样本协方差估计的 Capon 算法、基于聚类加权协方差估计的 Capon 算法、及 WBAB 算法的波束形成结果。第 1 条 ADS-B 信号和第 2 条 ADS-B 信号的波束形成结果分别如图 5(a)和 5(b)所示。

由图 5(a)可以看出,3 种算法的峰值都位于第 1 条 ADS-B 信号的 DOA 0° 处,并且在第 2 条 ADS-B 信号的 DOA 40° 处均能够形成零陷。对比可知,基于聚类加权协方差估计的 Capon 算法具有最深的零陷,说明这一方法显著改善了 Capon 在分离 ADS-B 信号时的

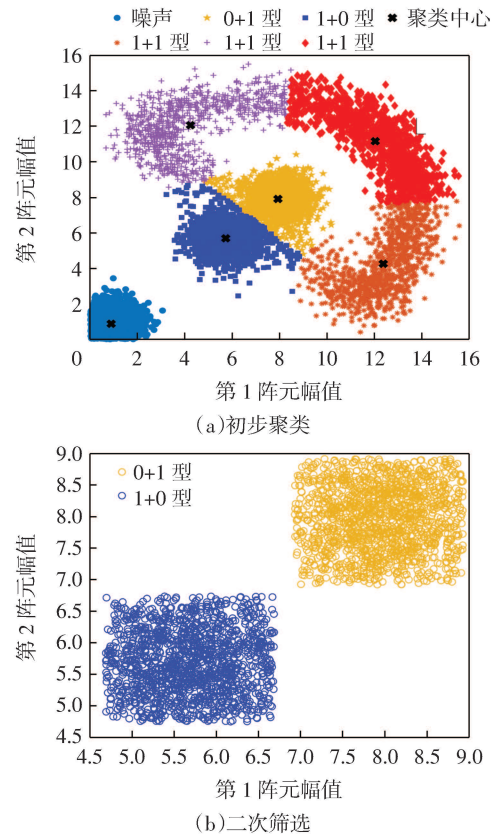


图 3 快拍聚类及筛选结果

Fig.3 The results of snapshots clustering and selection

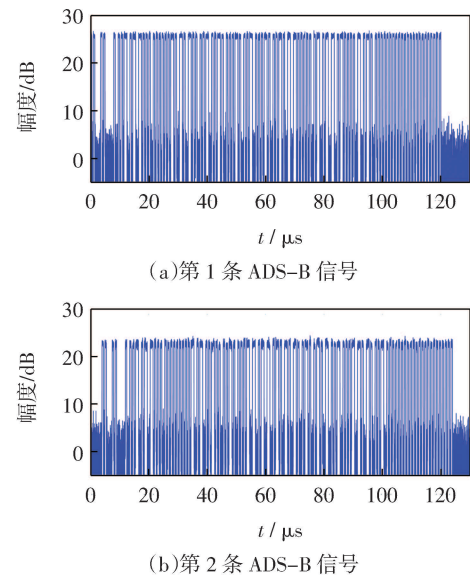
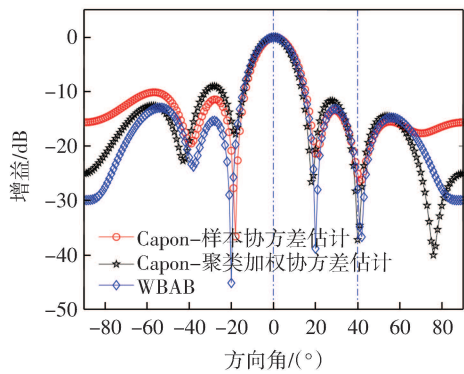


图 4 ADS-B 信号分离时域结果

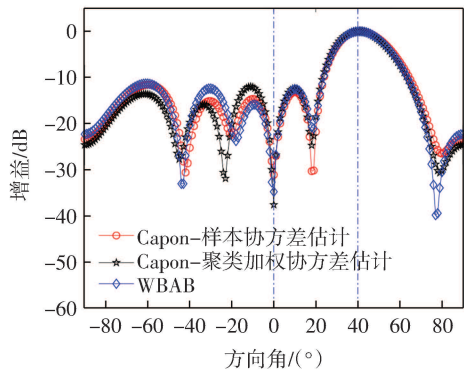
Fig.4 The time domain results of ADS-B signal separation

性能。从图 5(b)中也能得到同样的结果。故相比于样本协方差,本文算法对于预消除信号的抑制效果更强。

为了进一步验证基于聚类加权协方差矩阵估计的方法能够适应更多的信号交织情况,实验四分析了两条 ADS-B 信号之间存在不同输入信噪比差时的算法性能,算法对比如图 6 所示。



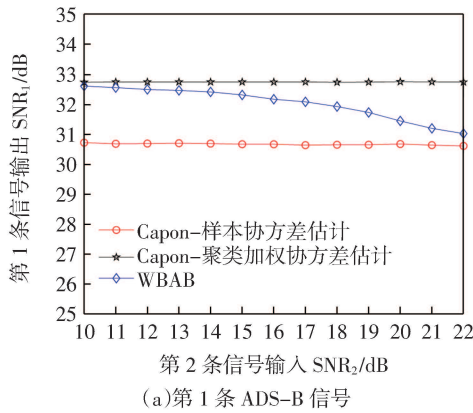
(a)第1条 ADS-B 信号



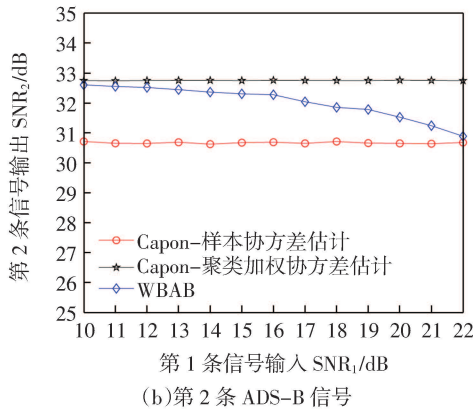
(b)第2条 ADS-B 信号

图5 ADS-B 信号的波束图对比

Fig.5 Comparison of the beam pattern of ADS-B signals



(a)第1条 ADS-B 信号



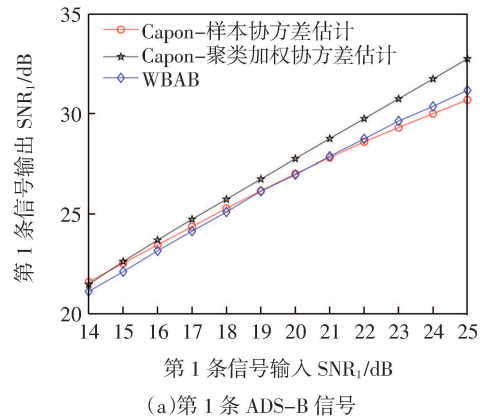
(b)第2条 ADS-B 信号

图6 不同输入信噪比差下输出信噪比的对比

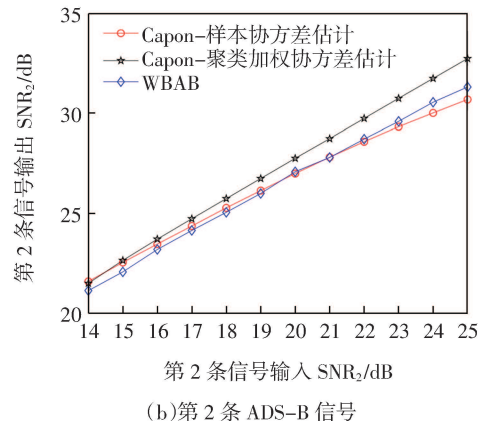
Fig.6 Comparison of output SNR with different input SNR difference

在图 6(a)中,第 1 条 ADS-B 信号的输入信噪比设置为 $SNR_1 = 25$ dB,第 2 条信号的输入信噪比 SNR_2 变化范围为 10~22 dB。同样,在图 6(b)中,第 2 条 ADS-B 信号的输入信噪比设置为 $SNR_2 = 25$ dB,第 1 条信号的输入 SNR_1 变化范围为 10~22 dB。实验包含 100 次统计结果。从图 6 可以看出,本文算法在不同信噪比差条件下能够获得最高的信噪比,这说明针对预消除信号及噪声最小化的方式,能够显著提高 Capon 算法的性能。

实验五对比了两条 ADS-B 信号在不同输入信噪比下基于本文算法及其他两种算法的性能,如图 7 所示。在图 7(a)中,第 1 条 ADS-B 信号的输入 SNR_1 变化范围为 14~25 dB,第 2 条 ADS-B 信号输入 SNR_2 变化范围为 10~21 dB,两条信号信噪比差恒定为 4 dB。图 7 (b)中,第 1 条 ADS-B 信号的输入 SNR_1 变化范围为 10~21 dB,第 2 条 ADS-B 信号输入 SNR_2 变化范围为 14~25 dB,两条信号信噪比差恒定为 4 dB。实验包含 100 次统计结果。从图 7 中可以看出,利用本文算法分离 ADS-B 信号时输出 SNR_1 高于其他两种算法。



(a)第1条 ADS-B 信号



(b)第2条 ADS-B 信号

图7 不同输入信噪比下输出信噪比的对比

Fig.7 Comparison of output SNR with different input SNR