

分布式雷达盲源分离干扰抑制算法

葛萌萌 崔国龙 孔令讲 黄大通

(电子科技大学电子工程学院, 四川成都 611731)

摘 要: 针对大功率干扰下的分布式多站雷达探测能力下降的问题, 本文提出了一种新的基于盲源分离的干扰抑制方法。该方法对多部雷达接收信号进行信号级和数据级的联合处理, 包括干扰相对时延估计及补偿-盲源分离-多站联合定位三个步骤。首先分别以不同接收回波信号为参考, 采用相关法估计各站点干扰信号相对时延, 并进行补偿使干扰成分得到校准。然后针对校准后的信号, 采用盲源分离算法, 实现干扰信号和目标回波信号分离。最后, 利用多站联合定位方法, 剔除由于干扰时延校准引起的虚假目标定位点, 从而得到真实目标位置信息。该算法可以在干扰信息未知情况下抑制多种压制干扰及灵巧干扰, 不依赖于干扰类型, 最后本文通过仿真实验证明了该算法的有效性。

关键词: 分布式雷达; 盲源分离; 干扰抑制; 联合定位

中图分类号: TN974 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2017.12.006

Jamming Suppression Based on Blind Source Separation in Distributed Radars

GE Meng-meng CUI Guo-long KONG Ling-jiang HUANG Da-tong

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: In this paper, a new jamming suppression method based on blind source separation was proposed for distributed multiple-radar in the presence of high power jamming. Multiple radars returns were processed simultaneously. This method involved three steps: the estimation and calibration of jamming delay, blind source separation and multi-station jointly positioning. First, with different returns as reference, using the correlation method to estimate the time delay of jamming signal in each station, and then compensating. Then, blind source separation algorithm was used to separate the jamming and the target echo for compensation signals. Furthermore, using multi-station jointly positioning, the false target locating points obtained by the blind source separation were eliminated, and the real target position point was obtained. The algorithm can suppress a variety of suppressive jamming and smart jamming with unknown jamming information. Finally, the effectiveness of this algorithm is proved by simulation experiments.

Key words: distributed radars; blind source separation; jamming suppression; joint positioning

1 引言

随着电子技术的发展, 雷达生存的电子环境越来越复杂, 雷达的抗干扰 (ECCM) 性能^[1] 是衡量现代雷达系统在复杂电磁环境下生存能力的一项重要指标。实践表明, 单站雷达已经很难与目前所面临的电子干扰所抗衡, 因此, 分布式网络雷达出现

并逐渐应用于实际, 分布式网络雷达协同抗干扰技术理论研究及应用还处于起步阶段, 但已得到国内外研究学者的广泛关注, 成为一个研究热点。文献 [2] 利用非协同假目标不具备空间位置相关性的特点, 提出了一种利用位置信息进行有源假目标鉴别的方法, 但该方法在距离分布式雷达较远区域内的假目标鉴别能力明显降低; 文献 [3] 提出一种联合

利用目标位置信息和速度量测有源假目标鉴别方法,但该方法仅适用于组网雷达中具有至少三部测速雷达的情况下;文献[4-5]针对快起伏目标在多个 Pulse Repetition Interval (PRI) 间的目标 RCS 的起伏特性,利用真实目标回波幅度在不同站点间相互独立,而干扰信号回波在不同站点之间相关这一特点,从而对欺骗干扰信号进行检测;文献[6]利用不同站点间的真实目标回波幅度比值是分散的,而虚假目标的回波幅度比值相对集中的这一特点,从而使用聚类的方法检测出虚假目标;文献[7]利用欺骗干扰回波幅度矢量总是存在秩为 1 的子空间,而真实目标回波幅度则随机分布在空间这一特点,从而实现虚假目标的检测,文献[4-7]信号模型过于理想,在实际工程中难以应用。

盲源分离技术^[8]是上世纪 80 年代发展起来的信号处理技术,盲源分离是指仅从若干观测到的混合信号中提取、恢复出无法直接观测的各个源信号的过程。这一技术在无线通信、生物医学和语音信号处理等方面得到了广泛的关注和应用研究,在雷达抗干扰技术中也有一定的应用前景。文献[9]是国内外首篇将盲源分离应用于雷达抗压制干扰处理中,用基于负熵最大化的快速固定点独立成分分析(FastICA)算法将干扰信号和目标回波信号分离开来;文献[10]先采用盖氏圆半径法将信源数目估计出来,以保证盲源分离抗干扰算法的有效性;文献[11]在对接收信号分段提取的基础上,采用矩阵联合对角化特征矢量(Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices, 简称为 JADE)盲源分离算法将目标回波和欺骗干扰分离开来,并利用相位量化差异鉴别目标和干扰,从而抑制欺骗干扰。文献[12]将盲源分离与分数阶傅里叶变换(FRFT)相结合进行抗主瓣干扰,改善了直接利用盲源分离在低信噪比下效果较差的不足。上述文献都是基于单站雷达利用盲源分离抑制压制干扰或欺骗干扰,对于分布式组网雷达,目前还未有将盲源分离技术应用于分布式雷达抗干扰信号处理中。

本文在分布式多站雷达中研究了一种基于盲源分离的压制干扰抑制算法。首先,分别以不同接收机为参考,采用相关法估计各接收机干扰成分的相对时延,并进行补偿,使回波信号中的干扰成分进行时间对准,为盲源分离算法的实施做准备;分别针对不同相对延迟补偿后的信号,采用 JADE 盲

源分离算法实现干扰信号和目标回波信号分离;由于分离出的回波信号难以与站点精确匹配,最后利用多站联合定位的方法,剔除虚假目标定位点,从而实现干扰抑制并得到真实目标的位置信息。

2 信号模型

如图 1 所示,分布式多站雷达为一发 N 收雷达系统,发射机和接收机分散的分布在所给区域内,发射机位于 (x_0, y_0) 处, N 个接收机分别位于 $(x_1, y_1), \dots, (x_N, y_N)$ 处,假设目标静止位于 (x_T, y_T) 处,干扰机位于 (x_j, y_j) 处,干扰机发射大功率压制干扰或灵巧干扰,假设所有的接收机在时域和频域都被干扰机发射的大功率干扰信号所覆盖,目标被淹没在干扰中,阻止雷达进行目标探测。

发射机发射信号为 $s(t)$, 干扰机发射大功率压制干扰或灵巧干扰信号 $j(t)$, 不考虑多普勒信息, 则第 i 个接收机接收信号为:

$$r_i(t) = \alpha_i s(t - R_{1T}/c) + \beta_j j(t - R_{ji}/c) + n_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

式中, α_i 、 β_j 分别为第 i 个接收机的目标回波信号幅度和干扰回波信号幅度, R_{1T} 为目标到发射机和第 i 个接收机之间的距离和, 即: $R_{1T} = \sqrt{(x_T - x_0)^2 + (y_T - y_0)^2} + \sqrt{(x_T - x_i)^2 + (y_T - y_i)^2}$, R_{ji} 为干扰机到第 i 个接收机之间的距离, 即: $R_{ji} = \sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2}$, $n_i(t)$ 为服从均值为 0, 方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声, $c = 3 \times 10^8$ m/s 为电磁波传播速度。

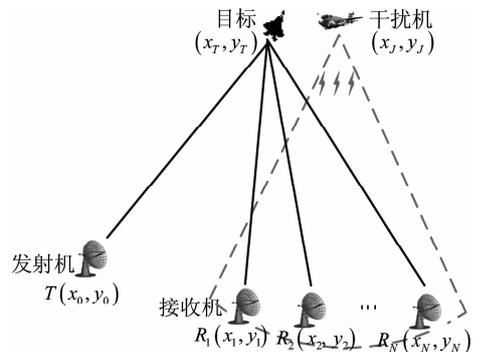


图 1 分布式雷达几何结构图

Fig. 1 Geometry structure of distributed radars

3 干扰抑制算法

分布式雷达盲源分离干扰抑制算法流程图如

图2所示,由于各站点被大功率干扰信号所干扰,在高干信比情况下,利用相关法将各接收机回波信号中的干扰成分进行对准,然后利用盲源分离算法将干扰成分和雷达信号成分分离开来,最后利用多站联合定位的方法,剔除由于干扰时延校准导致的虚假定位点,最终得到目标的位置信息。

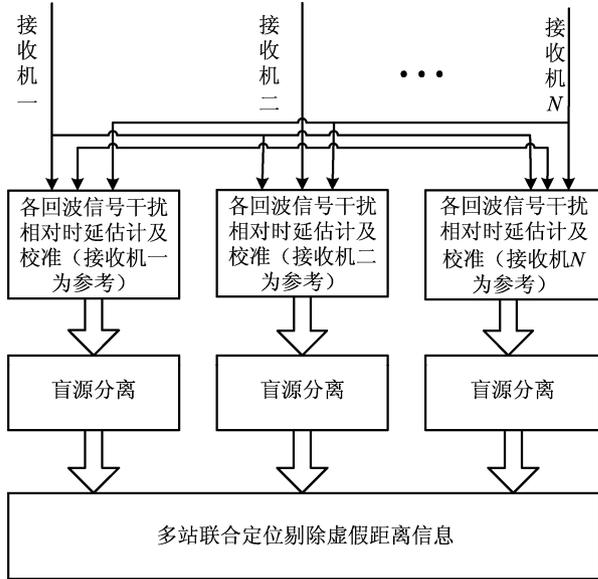


图2 干扰抑制处理流程图

Fig. 2 The flow chart of jamming suppression

3.1 干扰相对时延估计及补偿

干扰相对时延估计采用广义互相关函数法^[13],以估计接收机 m, n 之间的干扰时延为例,在高干信比情况下,接收信号 $r_m(t)$ 和 $r_n(t)$ 的互相关函数 $R_{mn}(\tau)$ 可表示为:

$$\begin{aligned}
 R_{mn}(\tau) &= E\{r_m(t)r_n(t-\tau)\} = E\{(\alpha_m s(t-R_{1Tm}/c) + \beta_m j(t-R_{Jm}/c) + n_m(t))(\alpha_n s(t-R_{1Tn}/c-\tau) + \beta_n j(t-R_{Jn}/c-\tau) + n_n(t-\tau))\} \\
 &= \alpha_m \alpha_n R_s(\tau - (R_{1Tm}/c - R_{1Tn}/c)) + \beta_m \beta_n R_j(\tau - (R_{Jm}/c - R_{Jn}/c)) \approx \beta_m \beta_n R_j(\tau - (R_{Jm}/c - R_{Jn}/c)) \quad (2)
 \end{aligned}$$

式中 $E\{\cdot\}$ 为均值操作, $R_s(\tau)$ 和 $R_j(\tau)$ 分别为目标信号的自相关函数和干扰信号的自相关函数。

由相关函数的性质可知,当 $\tau = R_{Jm}/c - R_{Jn}/c$ 时, $R_{mn}(\tau)$ 取得最大值,则 $R_{mn}(\tau)$ 的最大值对应的 τ 即为站点 m, n 之间的干扰回波时延差。由互相关函数与互功率谱关系可得:

$$R_{mn}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} G_{mn}(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega \quad (3)$$

式中, $G_{mn}(\omega)$ 为接收信号 $r_m(t)$ 和 $r_n(t)$ 间的互功率谱。

因此接收信号 $r_m(t)$ 和 $r_n(t)$ 的广义互相关函数为:

$$R_{mn}^g(\tau) = \int_0^{\pi} \psi_{mn}(\omega) G_{mn}(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega \quad (4)$$

式中, $\psi_{mn}(\omega)$ 为广义互相关加权函数, $\psi_{mn}(\omega)$ 的目的是通过在频域的加权处理,抑制噪声的影响,凸显尖峰,从而获得更高的时延估计精度。

通过求得 $R_{mn}^g(\tau)$ 最大值所对应的 τ 得到干扰相对时延估计,从而进行时延补偿,使得各接收机中的干扰回波时延得到校准。

以接收机一为参考经过时延校准后各接收机接收信号表达式变为:

$$\begin{cases}
 r'_1(t) = \alpha_1 s(t - R_{1T1}/c) + \beta_1 j(t - R_{J1}/c) + n_1(t) \\
 r'_2(t) = \alpha_2 s(t - R_{1T1}/c - (R_{J1}/c - R_{J2}/c)) + \beta_2 j(t - R_{J1}/c) + n_2(t - (R_{J1}/c - R_{J2}/c)) \\
 \vdots \\
 r'_N(t) = \alpha_N s(t - R_{1T1}/c - (R_{J1}/c - R_{JN}/c)) + \beta_N j(t - R_{J1}/c) + n_N(t - (R_{J1}/c - R_{JN}/c))
 \end{cases} \quad (5)$$

3.2 盲源分离算法

3.1 节中得到的干扰时延校准后的信号中的干扰回波时延得到配准,由于目标回波成分在各个接收机之间具有的相关性,因此采用盲源分离算法将目标回波成分和干扰成分分离开来。

盲源分离在无线通信、生物医学和语音信号处理等方面得到了广泛的关注和应用研究,盲源分离已经逐渐成为一种强有力的数学工具。许多经典的盲源分离算法被提出,例如快速固定点独立成分分析 (FastICA) 算法、二阶盲辨识 (Second-Order Blind Identification) 算法、矩阵联合对角化特征矢量 (JADE) 等算法,各个算法之间的区别主要是代价函数和优化方法不同。由于 JADE 算法分离性能好,运算量小,因此本文采用 JADE 盲源分离算法。

JADE 算法的成功应用需要一些前提条件:1) 源信号之间相互独立;2) 源信号中最多一个高斯信号源;3) 接收信号通道数大于源信号个数。由于本文考虑的干扰为大功率压制干扰或者灵巧干扰,不考虑转发式欺骗干扰,因此干扰信号与雷达信号互

不相干,满足条件 1;实际中雷达信号和干扰信号可以满足最多存在一个高斯信号的条件,满足条件 2;本文需要对盲源分离后的目标成分进行联合定位剔除虚假距离信息,则雷达接收站点个数 $N \geq 3$,满足条件 3,因此可利用 JADE 算法将目标回波成分和干扰成分分离开来。

令 $\mathbf{r}(t) = [r'_1(t), r'_2(t), \dots, r'_N(t)]^T$, JADE 算法流程如下:

(1) 对信号 $\mathbf{r}(t)$ 进行预白化,白化过程为:估计协方差矩阵 $\mathbf{C}_r = E(\mathbf{r}(t)\mathbf{r}^H(t))$, 并对其进行特征值分解 $\mathbf{C}_r = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$; 计算白化矩阵 $\mathbf{W} = \mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{U}^H$, 得到白化信号 $\mathbf{z}(t) = \mathbf{W}\mathbf{r}(t)$ 。

(2) 求白化信号 $\mathbf{z}(t)$ 的四阶累积量矩阵 \mathbf{Q}_z , 并计算其前两个最大特征值所对应的累积量矩阵 $\{\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2\}$ 。

(3) 利用酉阵 \mathbf{V} 对 $\{\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2\}$ 进行近似联合对角化。

(4) 分离信号: $\mathbf{y}(t) = \mathbf{V}^H\mathbf{z}(t)$ 。

通过盲源分离得到的分离信号其中一个为干扰信号,另外一个为目标回波信号经过不同时延后相互叠加的一个信号,即

$$\begin{cases} y_1(t) \approx s(t-R_{1T1}/c) + s(t-R_{1T2}/c - (R_{J1}/c - R_{J2}/c)) + \dots + s(t-R_{1TN}/c - (R_{J1}/c - R_{JN}/c)) \\ y_2(t) \approx j(t-R_{J1}/c) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $y_1(t)$ 、 $y_2(t)$ 为经盲源分离后得到的分离信号的估计。

将分离后得到的两个信号分别进行匹配滤波,识别出真实目标回波信号。分别以不同接收机接收信号为参考进行干扰时延校准和盲源分离后,可以得到 N 个目标回波成分估计,即:

$$\begin{cases} \tilde{s}_1(t) = s(t-R_{1T1}/c) + s(t-R_{1T2}/c - (R_{J1}/c - R_{J2}/c)) + \dots \\ \quad + s(t-R_{1TN}/c - (R_{J1}/c - R_{JN}/c)) \\ \tilde{s}_2(t) = s(t-R_{1T1}/c - (R_{J2}/c - R_{J1}/c)) + s(t-R_{1T2}/c) + \dots \\ \quad + s(t-R_{1TN}/c - (R_{J2}/c - R_{JN}/c)) \\ \vdots \\ \tilde{s}_N(t) = s(t-R_{1T1}/c - (R_{JN}/c - R_{J1}/c)) \\ \quad + s(t-R_{1T2}/c - (R_{JN}/c - R_{J2}/c)) + \dots + s(t-R_{1TN}/c) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\tilde{s}_1(t)$ 、 $\tilde{s}_2(t)$ 、 \dots 、 $\tilde{s}_N(t)$ 分别为分离信号中目标回波成分的估计。

3.3 多站联合定位剔除虚假距离信息

将式(7)经过匹配滤波处理后,可以得到一个 $N \times N$ 的距离矩阵,即

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{1T1} & R_{1T2} - (R_{J1} - R_{J2}) & \dots & R_{1TN} - (R_{J1} - R_{JN}) \\ R_{1T2} & R_{1T1} - (R_{J2} - R_{J1}) & \dots & R_{1TN} - (R_{J2} - R_{JN}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{1TN} & R_{1T1} - (R_{JN} - R_{J1}) & \dots & R_{1T(N-1)} - (R_{JN} - R_{J(N-1)}) \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中矩阵中第 i 行代表以第 i 个接收机为参考,盲源分离后的目标成分经过匹配滤波输出得到的 N 个距离信息,从表达式可以看出每一行中只有一个为当前接收机测得的真实距离信息,其他 $N-1$ 个为剩余站点经过干扰补偿后得到的距离,为虚假距离信息。对此需要剔除虚假距离信息,保留真实距离信息。

从 N 个接收站中任取 i, j 两个接收机,从距离矩阵 \mathbf{R} 中的 i, j 每行中任取一个元素,得到两个距离值 r_i 和 r_j , 求解以下方程组:

$$\begin{cases} \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2} + \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} = r_i \\ \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2} + \sqrt{(x-x_j)^2 + (y-y_j)^2} = r_j \end{cases} \quad (9)$$

式中, (x_0, y_0) 为发射机位置坐标, (x_i, y_i) , $i = 1, \dots, N$ 为第 i 个发射机的位置坐标。

求解式(9),得到目标的一个定位坐标,先取遍 i, j 行中所有元素,再将 i, j 取遍 N 个接收机,可以得到多个定位坐标,形成一个椭圆定位平面。在此平面中,如果有 N 个定位坐标交于一点,则此坐标即为目标的真实位置,从而获得真实目标的位置信息,剔除其他虚假位置信息。

由于距离矩阵 \mathbf{R} 存在测量误差,则 N 个定位坐标不可能严格交于一点,易知按上述方法可以在椭圆定位平面上可以得到 $C_n^2 N^2$ 个定位坐标点,需要在 $C_n^2 N^2$ 个定位坐标点中找到真实目标的所在位置。由于真实目标具有同一个位置信息,因此尽管存在测量误差,利用不同接收机得到真实目标的位置在定位平面上距离较近,而利用其他虚假的距离信息得到的定位点相对分散,因此我们设定一个阈值 ξ , 在 $C_n^2 N^2$ 个定位坐标点中如果有 N 个定位坐标

点之间的距离相差小于阈值 ξ 时,则这 N 个定位坐标点的中间位置即为目标的真实位置,这里 N 个定位坐标点之间的距离定义为:

$$\Delta R = \max_{i,j} \sqrt{(t_{x_i} - t_{x_j})^2 + (t_{y_i} - t_{y_j})^2}, 1 \leq i, j \leq N \quad (10)$$

式中 (t_{x_i}, t_{y_i}) 和 (t_{x_j}, t_{y_j}) 分别为第 i 、 j 个定位坐标点。如果满足下式:

$$\Delta R \leq \xi \quad (11)$$

则这 N 个定位坐标点的中间位置即为目标的真实位置,即:

$$(\tilde{x}_T, \tilde{y}_T) = \left(\frac{\sum_{i=1}^N t_{x_i}}{N}, \frac{\sum_{i=1}^N t_{y_i}}{N} \right) \quad (12)$$

式中, $(\tilde{x}_T, \tilde{y}_T)$ 为目标位置坐标的估计值,因此通过上式,从而剔除虚假位置信息,实现真实目标定位。

4 仿真分析

考虑接收机个数 $N=3$,雷达发射信号为线性调频信号(LFM),其表达式为:

$$s(t) = \exp\left(j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2} K t^2\right)\right), 0 < t \leq \tau_p \quad (13)$$

式中, f_0 为中心频率,数值为 1 GHz, $K=B/\tau_p$ 为调频斜率,带宽 $B=20$ MHz,脉冲宽度为 $\tau_p=10 \mu s$,采样频率为 100 MHz,采样点数为 1000。

实验中干扰信号以噪声调幅干扰^[16]和灵巧干扰中的频谱弥散(Smeared Spectrum)干扰即简称为 SMSP 干扰^[17]为例,噪声调幅干扰表达式为:

$$j_{ns}(t) = (U_0 + U_n(t)) \exp(j(2\pi f_j t + \phi)) \quad (14)$$

式中, $U_n(t)$ 为均值为零,方差为 1 的高斯白噪声, $f_j=1$ GHz 为干扰载频, ϕ 为 $[0, 2\pi)$ 均匀分布的随机变量。

SMSP 干扰表达式为:

$$j_{SMSP}(t) = \sum_{i=0}^{n-1} J_1\left(t - i \frac{\tau_p}{n}\right) \quad (15)$$

式中, $J_1(t) = \exp(j2\pi f_0 t + j\pi k' t^2)$, $k' = nK$, $t \in [0, \tau_p/n]$, 其中 k' 为干扰信号的调频斜率,其值为雷达发射信号调频斜率的 n 倍, n 为干扰子脉冲个数。

第 i 个站点的干信比 JSR_{*i*} 及信噪比 SNR_{*i*} 定义如下:

$$JSR_i = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\beta_i^2}{\alpha_i^2} \right) \quad (16)$$

$$SNR_i = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\alpha_i^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (17)$$

仿真实验中,设置 JSR₁ = JSR₂ = JSR₃ = 30 dB, SNR₁ = SNR₂ = SNR₃ = 10 dB。仿真场景如图 1 所示,各站点位置及目标位置如下表所示。

表 1 雷达发射接收机和目标及干扰机所在位置

Tab.1 The position of transmitter, receivers, target and jammer						
设备位置	(x_0, y_0)	(x_1, y_1)	(x_2, y_2)	(x_3, y_3)	(x_T, y_T)	(x_J, y_J)
坐标/km	(0,4)	(10,0)	(50,0)	(80,0)	(11,150)	(13,150)

在受到大功率干扰情况下,各接收站点接收信号直接匹配滤波输出结果如下图所示。

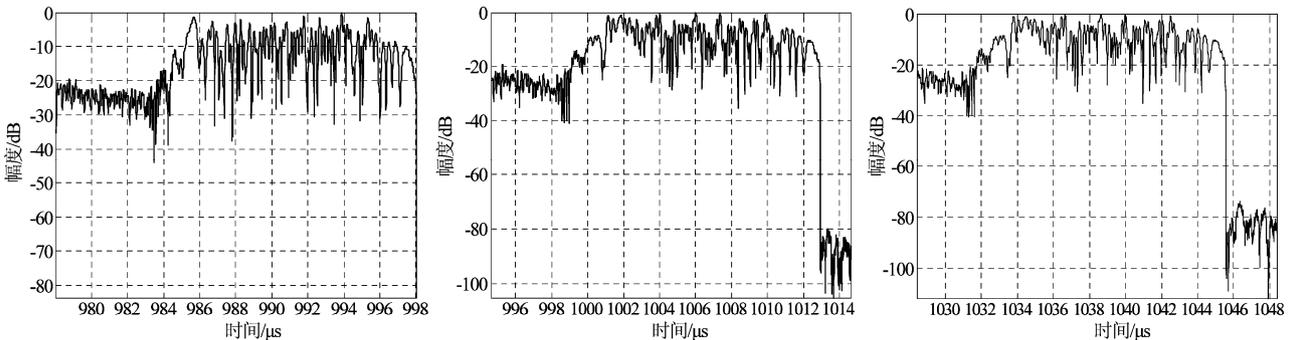


图 3 噪声调幅干扰下各站点接收信号匹配滤波输出结果(左:站点 1, 中:站点 2, 右:站点 3)

Fig.3 Matched filter output in the presence of noise amplitude modulation jamming

(left: station 1, middle: station 2, right: station 3)

从图 3 和图 4 中可以看出,在大功率噪声调幅干扰和 SMSP 干扰下,目标已经完全被淹没在干扰中,常规的匹配滤波无法检测目标。

为验证本文提出的算法的有效性,首先采用广义互相关法进行干扰时延估计,广义互相关加权函数 $\psi_{mn}(\omega)$ 表达式采用如下形式:

$$\psi_{mn}(\omega) = 1 / |G_{mn}(\omega)| \quad (18)$$

$r_1(t)$ 与 $r_2(t)$ 、 $r_3(t)$ 的广义互相关图如图 3 所示。

图 3 最大值相对应的时延即为干扰相对时延,以接收机 1 为参考进行干扰时延校准后,以噪声调幅干扰和 SMSP 干扰为例,经过盲源分离得到的两个分离信号,匹配滤波输出如图 4、图 5 所示。

由于干扰信号与雷达信号相互独立,因此盲源分离可以将干扰信号和雷达信号分离开来,可知,图 4 左和图 5 左为分离出来的目标信号成分匹配滤波后的波形,而图 4 右和图 5 右为分离出来的干扰信号匹配滤波后的波形。根据式(7)可知,分离出来的目

标信号成分应该为经过不同时延叠加后得到的一个叠加信号,理论上应该在 $R_{1T1}/c \approx 988.06 \mu\text{s}$ 、 $R_{1T2}/c + (R_{J1}/c - R_{J2}/c) \approx 989.78 \mu\text{s}$ 和 $R_{1T3}/c + (R_{J1}/c - R_{J3}/c) \approx 990.90 \mu\text{s}$ 三个位置处出现尖峰,且只有 $R_{1T1}/c \approx 988.06 \mu\text{s}$ 处为真实时延位置,图 5 左的仿真结果与理论值相符,分别在这三个位置处出现尖峰。

同样,分别以接收机 2、接收机 3 为参考,对盲源分离后的信号成分匹配滤波后波形图如图 6 所示,根据式(7)可知,仿真结果与理论相符。

经过以上处理,得到一个 3×3 的距离矩阵 \mathbf{R} ,考虑距离矩阵 \mathbf{R} 的测量误差,假设每个接收站测量距离都有测量误差,设测量误差服从均值为零,方差为 15(两个距离单元,其中距离单元为 $\Delta r = c/2B = 7.5 \text{ m}$) 的高斯分布,利用多站联合定位,当 3 个定位坐标之间的距离小于一个阈值 ξ 时,可判定此点为真实目标位置,这里,阈值 ξ 选择从 8 m 到 24 m,设蒙特卡洛次数为 100,定位误差表达式为:

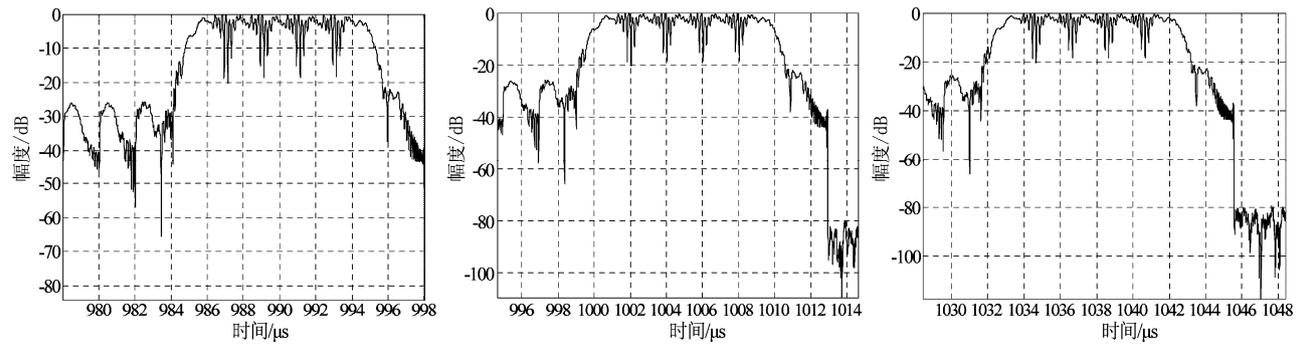


图 4 SMSP 干扰下各站点接收信号匹配滤波输出结果(左:站点 1,中:站点 2,右:站点 3)

Fig. 4 Matched filter output in the presence of SMSP jamming(left: station 1, middle: station 2, right: station 3)

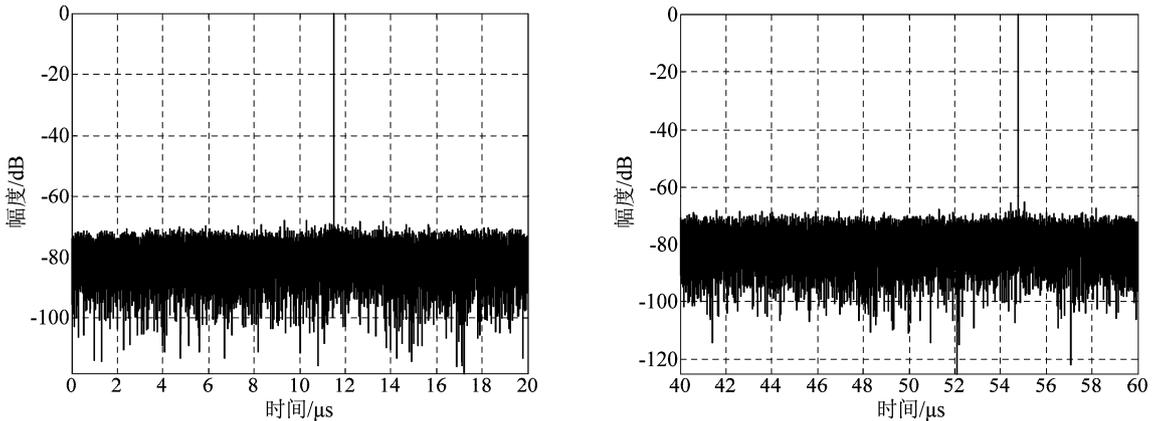


图 5 广义互相关图(左: $r_1(t)$ 与 $r_2(t)$ 广义互相关图,右: $r_1(t)$ 与 $r_3(t)$ 广义互相关图)

Fig. 5 Generalized cross correlation results (left: between $r_1(t)$ and $r_2(t)$, right: between $r_1(t)$ and $r_3(t)$)

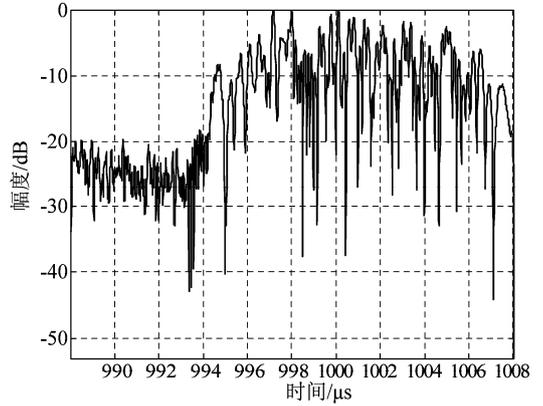
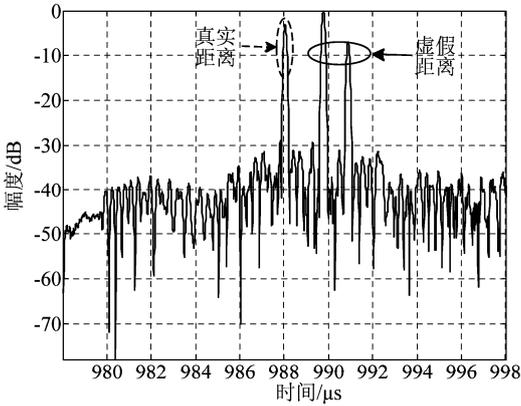


图6 两个分离信号经匹配滤波后的波形图(噪声调幅干扰)(左:分离信号1,右:分离信号2)

Fig. 6 Waveform of two separate signals after matched filter (noise amplitude modulation jamming)

(left: separate signal 1, right: separate signal 2)

$$\rho = \frac{\sum_{i=1}^{100} \sqrt{(\tilde{x}_{Ti} - x_T)^2 + (\tilde{y}_{Ti} - y_T)^2}}{100} \quad (19)$$

式中, $(\tilde{x}_{Ti}, \tilde{y}_{Ti})$ 为第 i 次蒙特卡洛得到的目标定位坐标。

其中一次蒙特卡洛仿真结果图如图7所示。经过100次蒙特卡洛仿真实验可知,定位误差随阈值变化曲线图如图8所示。

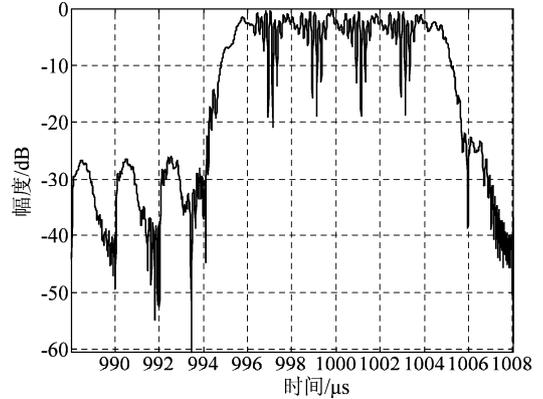
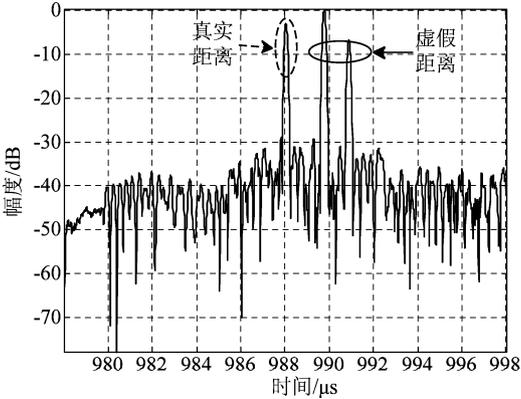


图7 两个分离信号经匹配滤波后的波形图(SMSP干扰)(左:分离信号1,右:分离信号2)

Fig. 7 Waveform of two separate signals after matched filter (SMSP jamming) (left: separate signal 1, right: separate signal 2)

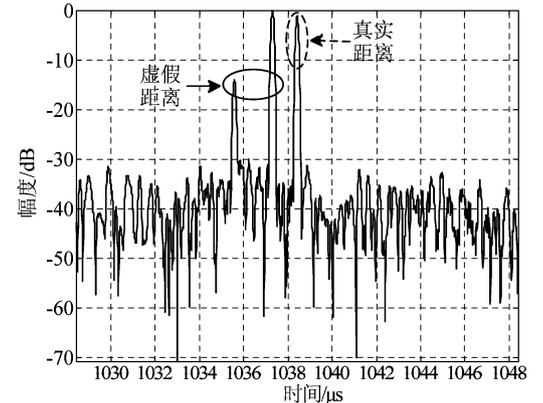
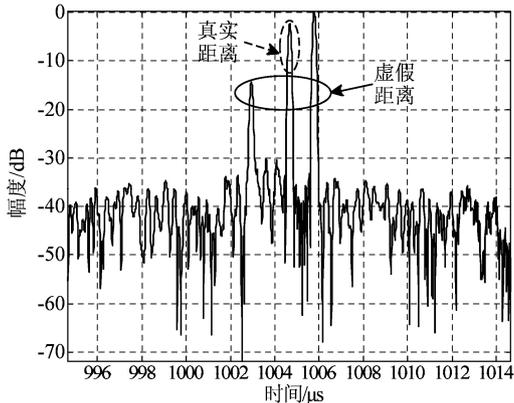


图8 不同站点为参考对信号成分匹配滤波后波形(左:接收机2为参考,右:接收机3为参考)

Fig. 8 Waveform of different receiver for reference after matched filter (left: receiver 2 for reference, right: receiver 3 for reference)

从图 7 左可以看出来通过多站联合定位得到真实目标的定位位置基本重合为一点,而其他的定位点则相对分散,从图 7 右可以看出,利用阈值剔除方法,虚假的定位点被移除,剩下真实目标的定位点。由于测量误差的存在,使得定位位置不能与目标真实位置严格重合于一点,因此存在定位误差。

从图 8 看到,当阈值 $\xi \geq 19$ m 时,定位误差急剧

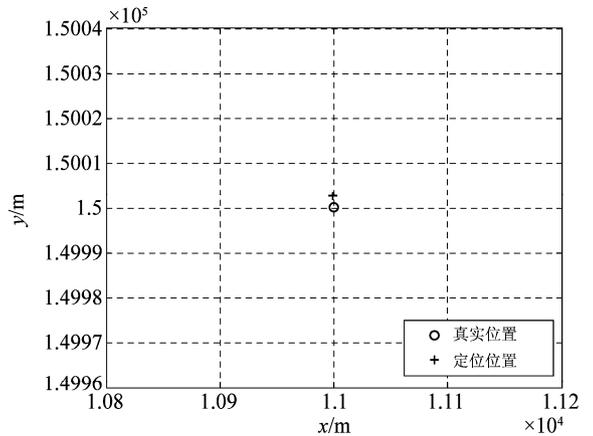
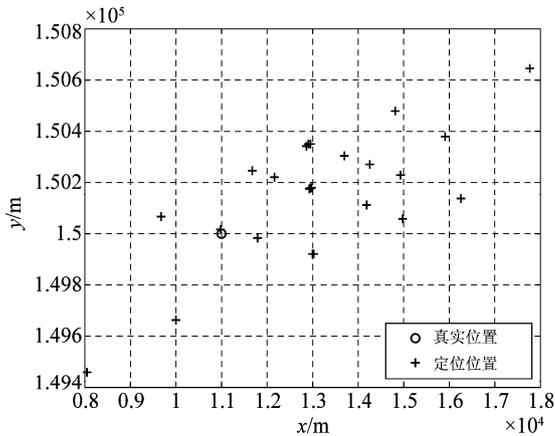


图 9 定位平面图(左:虚假距离存在情况下的定位平面图,右:剔除虚假距离后定位平面图)

Fig. 9 Location results plane (left: the location results plane in the presence of false distance, right: the location results plane after remove false distance)

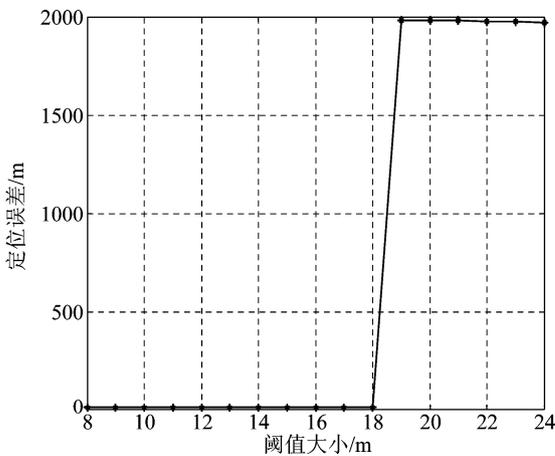


图 10 定位误差随阈值变化曲线图

Fig. 10 The curve of positioning error with threshold change

5 结论

雷达的抗干扰(ECCM)性能是衡量现代雷达系统在复杂电磁环境下生存能力的一项重要指标。本文针对分布式雷达系统受大功率干扰问题,利用干扰信号与目标信号互不相关特性,采用盲源分离算法进行干扰抑制,然后利用多组合配对定位剔除虚假距离信息将盲源分离得到的虚假信息剔除,从

上升,这表示当 $\xi \geq 19$ m 时,通过多站联合定位得到的定位点已经不是真实目标的所在位置,因此,这里阈值 ξ 的选择应小于 19 m。在实际情况中,任意接收机数目和相对几何分布下,可以首先设置一个较大的初始阈值 ξ_0 ,遍历所有的定位平面点,假如存在多个 $\Delta R \leq \xi_0$,则按一定步长减小 ξ_0 到 ξ ,直到只有一个 $\Delta R \leq \xi$ 时,此时阈值 ξ 为所需阈值。

而得到真实目标的位置信息。仿真实验以噪声调幅干扰和灵巧干扰中的 SMSP 干扰为例,验证了此方法的有效性,该方法也可以抑制其他类型的有源压制干扰或灵巧干扰,具有普适性。

参考文献

[1] 刘玉山,徐创杰. 雷达对抗及反对抗[M]. 北京:电子工业出版社,1996.
Liu Yushan, Xu Chuangjie. Radar ECM and ECCM [M]. Beijing: Electronic Defense Industry Press, 1996. (in Chinese)

[2] 赵艳丽,王雪松,王国玉,等. 多假目标欺骗干扰下组网雷达跟踪技术[J]. 电子学报,2007, 35(3): 454-458.
Zhao Yanli, Wang Xuesong, Wang guoyu, et al. Tracking Technique for Radar Network in the Presence of Multi-Range-False-Target Deception Jamming[J]. Chinese Journal of Electronics, 2007, 35(3): 454-458. (in Chinese)

[3] 赵珊珊,张林让,周宇,等. 组网雷达点迹信息融合抗假目标干扰方法[J]. 电子科技大学学报,2014, 43(2): 865-869.
Zhao Shanshan, Zhang Linrang, Zhou Yu, et al. Measurement Fusion Method against False-Target Jamming for Radar Network [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2014, 43(2): 865-

869. (in Chinese)
- [4] Shanshan Zhao, Linrang Zhang, Yu Zhou, et al. Signal Fusion-Based Algorithms to Discriminate Between Radar Targets and Deception Jamming in Distributed Multiple-Radar Architectures [J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(11): 6697-6706.
- [5] Shanshan Zhao, Linrang Zhang, Yu Zhou, et al. Discrimination of Active False Targets in Multistatic Radar Using Spatial Scattering Properties[J]. IET Radar Sonar and Navigation, 2016, 10(5): 817-826.
- [6] Shanshan Zhao, Nan Liu, Linrang Zhang, et al. Discrimination of Deception Targets in Multistatic Radar Based on Clustering Analysis[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(8): 2500-2508.
- [7] Shanshan Zhao, Yu Zhou, Linrang Zhang, et al. Discrimination Between Radar Targets and Deception Jamming in Distributed Multiple-radar Architectures[J]. IET Radar Sonar and Navigation, 2017, 11(7): 1124-1131.
- [8] Christian Jutten, Jeanny Hérault. Blind Separation of Sources, Part I: An Adaptive Algorithm Based on Neuromimetic[J]. Signal Processing, 1991, 24(1): 1-10.
- [9] 黄高明, 杨绿溪, 何振亚. 一种基于盲源分离的雷达抗干扰技术[J]. 电路与系统学报, 2004, 9(6): 94-100.
Huang Gaoming, Yang Lvxi, He Zhenya. A Radar Anti-jamming Technology Based on Blind Source Separation [J]. Journal of Circuits and Systems, 2004, 9(6): 94-100. (in Chinese)
- [10] 王文涛, 张剑云, 刘兴华. JADE 盲源分离算法应用于雷达抗主瓣干扰技术[J]. 火力与指挥控制, 2015, 40(9): 104-108.
Wang Wentao, Zhang Jianyun, Liu Xinghua. Radar Anti-mainlobe-Jamming Based on Blind Source Separation Algorithm of JADE[J]. Fire Control and Command Control, 2015, 40(9): 104-108. (in Chinese)
- [11] 罗双才, 唐斌. 一种基于盲源分离的欺骗干扰抑制算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(12): 2801-2806.
Luo Shuangcai, Tang Bin. An Algorithm of Radar Deception Jamming Suppression Based on Blind Signal Separation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(12): 2801-2806. (in Chinese)
- [12] 周青松, 王文涛, 王珽, 等. 盲分离算法和 FRFT 联合抗雷达主瓣干扰技术研究[J]. 信号处理, 2015, 31(8): 1004-1011.
Zhou Qingsong, Wang Wentao, Wang Ting, et al. A Study on Radar Mainlobe Jamming Suppression Technique Based on Method of BSS-FRFT Union[J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31(8): 1004-1011. (in Chinese)
- [13] 唐小明, 吴昊, 刘志坤. 基于广义互相关算法的时延估计研究[J]. 语音技术, 2009, 33(8): 71-74.
Tang Xiaoming, Wu Hao, Liu Zhikun. Time-delay Estimation Based on Generalized Cross Correlation[J]. Voice Technology, 2009, 33(8): 71-74. (in Chinese)
- [14] Jean-François Cardoso, Antoine Souloumiac. Blind Beamforming for Non-Gaussian Signals[J]. IEEE Proceedings F-Radar and Signal Processing, 1993, 140(6): 362-370.
- [15] Jean-François Cardoso, Antoine Souloumiac. Jacobi Angles for Simultaneous Diagonalization[J]. SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications, 1995, 17(1): 161-164.
- [16] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999.
Zhao Guoqing. Principle of Radar Countermeasure[M]. Xi'an: Xi'an University of Electronic Science and Technology Press, 1999. (in Chinese)
- [17] Sparrow M J, Cikaló J. ECM Techniques to Counter Pulse Compression Radar [P]. US, Utility Patent, 7081846, 2006.7.25.

作者简介



葛萌萌 女, 1996年生, 河南新乡人。博士生, 就读于电子科技大学, 研究方向包括: 分布式雷达抗干扰、阵列信号处理等。

E-mail: 1192559727@qq.com



崔国龙 男, 1982年生, 安徽人。副教授、博士生导师, 工作于电子科技大学电子工程学院, 研究方向包括: 最优化理论和算法、雷达目标检测理论、波形多样性以及阵列信号处理等。

E-mail: cuiguolong@uestc.edu.cn



孔令讲 男, 1974年生, 河南南阳人。教授、博士生导师、长江学者, 工作于电子科技大学电子工程学院, 研究方向包括: 隐蔽目标探测、微弱目标检测跟踪以及图像处理技术等。

E-mail: ljkong@uestc.edu.cn



黄大通 男, 1993年生, 四川人。硕士生, 就读于电子科技大学电子工程学院, 研究方向包括: 雷达系统设计、分布式雷达抗干扰等。

E-mail: 1228911476@qq.com