

基于合成孔径阵列的雷达辐射源 被动定位技术研究

朱建丰¹, 陈 玥², 郝本建³, 牛 刚⁴, 万鹏武³

(1. 通信信息控制和安全技术重点实验室, 浙江嘉兴 314033; 2. 桂林电子科技大学信息与通信学院, 广西桂林 541004;
3. 西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室, 陕西西安 710071; 4. 河北工业大学, 天津红桥区 300130)

摘 要: 本文引入被动合成孔径天线阵列新概念, 将不同时间位于不同飞行位置的同一接收机视为合成孔径天线阵元, 充分利用小型飞行器的空间运动特性及雷达脉冲信号的周期旋转特性, 给出雷达辐射源信号虚拟到达时间差精确估计方法, 并给出基于虚拟到达时间差的雷达辐射源被动定位方程构建方法及闭式求解算法, 以实现雷达辐射源的快速可靠定位. 计算机仿真验证了所提算法性能, 并证明本文算法针对搜索警戒雷达等脉冲规律稳定的雷达辐射源具有较高的定位实用价值.

关键词: 被动定位; 合成孔径天线阵列; 雷达辐射源; 虚拟到达时间差

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2017)10-2332-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.10.003

Passive Radar Source Localization Using Synthetic Aperture Antenna Array

ZHU Jian-feng¹, CHEN Yue², HAO Ben-jian³, NIU Gang⁴, WAN Peng-wu³

(1. Science and Technology on Communication Information Security Control Laboratory, Jiaxing, Zhejiang 314033, China;

2. School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin, Guangxi 5451004, China;

3. State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

4. Hebei University of Technology, Hongqiao, Tianjin 300130, China)

Abstract: The new concept of Passive Synthetic Aperture Antenna Array (PSAAA) is introduced into this paper. The same receiver carried by small aircraft is virtually taken as PSAAA element at different flight track position at multiple different moments. Using the characteristics of aircraft space movement and radar antenna circular rotation, an effective method to estimate the passive localization information Virtual Time Differences of Arrival (VTDOAs) is proposed. Based on VTDOAs estimation, they are proposed that the construction method for a binary quadratic localization equation group and a closed-form solution algorithm for radar position estimation. Simulations corroborate the performance of the proposed methods and it's proved that the proposed passive radar source localization method based on PSAAA is applicable for search alert radars in practical applications.

Key words: passive localization; synthetic aperture antenna array; radar source; virtual time differences of arrival

1 引言

现代雷达对抗技术中, 利用被动定位技术判断敌方雷达地理位置有助于我方判断敌方武器防御系统组成, 在实施干扰对抗引导、武器杀伤引导、电子情报侦察和战术机动突防作战等方面具有重大的军事意义^[1].

通过雷达侦察设备对敌方雷达辐射源进行被动定位时, 可利用的测量信息包括敌方雷达辐射信号的接收强度标示 (Received Signal Strength Index, RSSI)^[2]、信号到达时间差 (Time Differences of Arrival, TDOA)^[3]、信号到达方向 (Direction of Arrival, DOA)^[4] 或信号到达载频差 (Frequency Differences of Arrival, FDOA)^[5] 等.

基于 DOA 的雷达辐射源被动定位技术是现役雷达对抗系统中最常用的雷达辐射源测向定位机制,但该机制自身存在不可回避的弊端.首先,现有 DOA 估计技术大多基于空间天线阵列及多通道接收机实现,使得测向系统体积庞大且重量过重^[6,7],高载荷要求使得预警机等大型空中平台极易在较远距离被敌方雷达系统精确捕获与打击摧毁.另外,DOA 测向精度将受天线孔径大小的直接影响^[8],虽然天线阵可实时给出雷达信号来波方向,但针对远距离雷达进行测向时,测向误差将在远距离形成巨大展角,造成后续定位误差过大^[9].

针对此问题,本文重点研究基于单架小型或微型飞行器(如无人机)实现对空搜索警戒雷达的被动定位技术,但小型或微型飞行器自身载荷受限而无法采用测向机制.受合成孔径声呐(SAS)^[10]及合成孔径雷达(SAR)^[11-12]思想的启发,本文将充分利用飞行器的飞行运动特性以及雷达辐射源天线的周期旋转扫描特性,利用监测设备在不同飞行位置以虚拟阵元的形式对同一周期性雷达信号在不同时间进行多次采集,将位于多个不同位置的同一监测设备组合视为被动合成孔径天线阵列(Passive Synthetic Aperture Antenna Array, PSAAA),通过数据的补偿和拼接完成孔径的合成,将时间采样累积转化成空间采样累积.通过对雷达辐射源信号虚拟到达时间差(VTDOA)的准确估计,并采用最小二乘法求解非线性定位方程,以实现合成孔径的雷达辐射源远程精确定位.

2 雷达辐射源被动定位系统模型

本文采用定位场景为二维平面定位,假设某雷达系统天线以 Ω 为恒定角速度绕逆时针方向匀速旋转, Π 为旋转角度周期,雷达发射天线 3dB 方位波束宽度为 θ_b ,脉冲重复频率为 PRF,则每完成 θ_b 角度扫描发射 $N_p = (\theta_b/\Omega)PRF$ 个主瓣脉冲;在笛卡尔直角坐标系中,假设雷达辐射源位于 $s_o = [x_o, y_o]^T$ 且地理位置固定不变,飞行器在 t_i 时刻真实位置为 $s_i = [x_i, y_i]^T$, s_i 可通过飞行器所挂载北斗卫星导航系统(BDS)等获得,其测量误差为 $\Delta s_i = [\Delta x_i, \Delta y_i]^T$,假设 Δs_i 为服从均值为零、方差为 σ_s^2 的高斯随机矢量,则飞行器位置测量值为 $\hat{s}_i = [\hat{x}_i, \hat{y}_i]^T = s_i + \Delta s_i$;雷达辐射源与飞行器之间真实距离 $D_i = \sqrt{(x_i - x_o)^2 + (y_i - y_o)^2}$,雷达天线在位置 s_i 处对应旋转线速度 $v_i = \Omega \cdot D_i$,令飞行器飞行线速度为 v ,与雷达天线旋转线速度 v_i 之间几何夹角为 φ_i .

雷达系统进行周期性扫描时,假设飞行器在时刻 t_0 开始定位数据采集,飞行器不会总位于雷达天线扇形波束照射范围内,在雷达第 i 个旋转周期,随着天线旋转飞行器会在时刻 t_i 进入天线主瓣扇形波束范围,连续

接收到 N_p 个雷达主瓣脉冲后离开主瓣照射区域,受雷达天线主瓣波束增益方向性 $G(\theta)$ 影响, N_p 个接收脉冲信号具有不同的幅值;雷达天线旋转特性以及飞行器移动特性使得飞行器在时刻 t 所对应雷达天线水平方向增益角度 θ 为关于时间 t 的函数,因此 $G(\theta)$ 可用 $G(t)$ 表示;飞行器所接收雷达辐射源脉冲信号基带信号波形如图 1 所示, $PRI = 1/PRF$ 为脉冲时间间隔.

飞行器接收雷达脉冲波形的复基带信号可表示为

$$x(t) = P_T \cdot G(t) \cdot G_R \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi_c} + \xi(t) \quad (1)$$

其中 $a(t)$ 是射频载波的振幅包络,通常假设 $a(t)$ 幅度为 A 、时间长度为 τ 的矩形脉冲包络; P_T 为雷达天线发射功率, G_R 为接收机接收增益, φ_c 为复基带信号的初始相位; $\xi(t)$ 为飞行器接收机加性随机噪声,令其均值为 0,方差为 σ_ξ^2 .

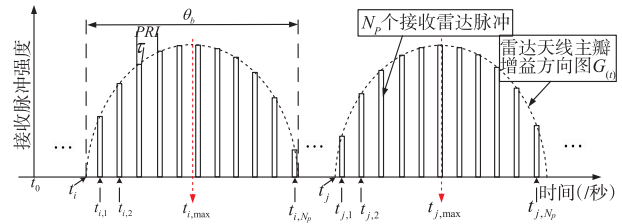


图1 移动所接收雷达脉冲信号时间轴示意图

3 虚拟到达时间差 VTDOA 定位信息估计方法

如图 1 所示,本文在此所利用的隐藏信息定义为虚拟信号到达时间差(Virtual Time Differences of Arrival: VTDOAs). VTDOAs 在此定义为雷达信号到达位于两个不同位置的同一接收机所需传输时间的差值,VTDOAs 在此由 $\Psi_{i,j}$ 表示.令同一飞行器进入雷达天线主瓣第 i 与第 j 扫描周期的初始时间 t_i 与 t_j ,则:

$$\Psi_{i,j} = t_j - t_i \quad (2)$$

在实际应用中,很难通过式(1)所示 $x(t)$ 准确估计 t_i 与 t_j ,在此给出 VTDOA 估计新方法 $\Psi_{i,j} = t_{j,max} - t_{i,max}$,其中 $t_{i,max}$ 与 $t_{j,max}$ 分别为第 i 与第 j 扫描周期雷达天线主瓣增益方向性 $G(t)$ 的峰值对应时间,令第 i 扫描周期内所接收第 k 主瓣脉冲所对应中心时间为 $t_{i,k}$.由于难以较好地拟合天线增益方向性曲线 $G(t)$,因此其中心时间 $t_{i,max}$ 与 $t_{j,max}$ 同样难以估计,本文在此给出一种可估计 $t_{i,max}$ 与 $t_{j,max}$ 的有效算法.

对式(1)所示 $x(t)$ 以采样速率 F_s 进行离散化采样,令第 i 周期第 k 接收脉冲信号为 $s_{i,k}(n)$, $n = 1, 2, \dots, N, N = F_s \cdot \tau$ 表示单个主瓣脉冲采样点数,令 $x_{i,k}(n) = [s_{i,k}(n) + \xi_{i,k}(n) |_{n=1,2,\dots,N}, \xi_{i,k}(n) |_{n=1,2,\dots,M}]$, $M = (PRI - \tau) \cdot F_s$ 为雷达脉冲每个重复间隔 PRI 内,接收到主瓣脉冲后所接收到噪声序列长度;则第 i 周期采

样得到接收信号可表示为:

$$X(n) = [x_{i,1}(n) |_{n=1,2,\dots,N+M}, \dots, x_{i,N_p}(n) |_{n=1,2,\dots,N+M}] \quad (3)$$

对 $x(n)$ 进行平移加窗累加处理得到

$$y(\delta) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n+\delta) \cdot g(n), \quad (4)$$

$$\delta = 0, 1, \dots, (N+M) \cdot N_p - N$$

其中 $g(n) = 1, n = 1, 2, \dots, N$ 表示所加平移窗长度, $y(\delta)$ 为经 δ 点平移后 $X(n)$ 的 N 个连续采样点均值, $y(\delta)$ 中包含 N_p 个峰值, 其取值分别对应第 i 周期 N_p 个接收脉冲的平均强度 $E_{i,k}$, 峰值对应采样时刻 δ/F_s 分别为第 i 周期 N_p 个接收脉冲中心位置对应时间 $t_{i,k}$, 令 $E_i = [E_{i,1}, E_{i,2}, \dots, E_{i,N_p}]^T$, $t_i = [t_{i,1}, t_{i,2}, \dots, t_{i,N_p}]^T$.

下面将利用所估计 E_i 与 t_i 联合估计第 i 周期天线主瓣水平波束中心时刻 $t_{i,\max}$, 在实际系统中, 无法得知主瓣水平波束方向增益的数学模型, 由于任何一个函数均可通过多项式函数逼近. 本文在此直接将 $G(t)$ 用麦克劳林 (Maclaurin) 级数展开进行拟合.

令

$$G(t) = \alpha + \beta t + \gamma t^2 + \dots + \lambda t^q$$

$$= [1, t, t^2, \dots, t^q] \cdot [\alpha, \beta, \gamma, \dots, \lambda]^T \quad (5)$$

式(5)中仅保留到展开多项式的 q 阶, q 需根据实际雷达天线主瓣水平波束方向增益特性选择, 后续仿真中展开级数 q 直接选定为 2, 则

$$E_{i,k} = P_T \cdot G_R \cdot A \cdot [1, t_{i,k}, t_{i,k}^2, \dots, t_{i,k}^q] \cdot [\alpha, \beta, \gamma, \dots, \lambda]^T$$

$$= \Gamma_{i,k} \cdot H_{i,k} \cdot \Psi \quad (6)$$

其中 $\Gamma_{i,k} = P_T \cdot G_R \cdot A$, $H_{i,k} = [1, t_{i,k}, t_{i,k}^2, \dots, t_{i,k}^q]$, $\Psi = [\alpha, \beta, \gamma, \dots, \lambda]^T$.

则

$$E_i = [\Gamma_{i,1} H_{i,1}^T, \Gamma_{i,2} H_{i,2}^T, \dots, \Gamma_{i,N_p} H_{i,N_p}^T]^T \cdot \Psi = H_i \cdot \Psi \quad (7)$$

其中 $H_i = [\Gamma_{i,1} H_{i,1}^T, \Gamma_{i,2} H_{i,2}^T, \dots, \Gamma_{i,N_p} H_{i,N_p}^T]^T$.

由最小二乘估计方法可直接得到 Ψ 的估计值

$$\hat{\Psi} = [\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \hat{\gamma}, \dots, \hat{\lambda}]^T = (H_i^T H_i)^{-1} H_i^T E_i \quad (8)$$

则 $\hat{G}(t) = \hat{\alpha} + \hat{\beta}t + \hat{\gamma}t^2 + \dots + \hat{\lambda}t^q$, 估计得到 $\hat{G}(t)$ 的峰值所对应时间即为 $t_{i,\max}$, 通过所估计得到 $\hat{t}_{i,\max}$ 与 $\hat{t}_{j,\max}$, 容易得到 VTDOA 定位信息估计结果 $\Psi_{i,j} = \hat{t}_{j,\max} - \hat{t}_{i,\max}$.

4 基于 PSAAA 的定位方程构建及求解

在实际应用系统中, 假设利用位于 s_i 的单架小型飞行器用来定位雷达辐射源 s_o , 当 s_i 与 s_o 之间的距离 D_i 取值较大时, 雷达波可视为平面波. 飞行器经飞行时间 $\Delta T_{i,j}$ 后飞行器 s_i 以速度 v 到达位置 s_j , $s_i \neq s_j$, s_i 与 s_j

之间的水平直线距离 $Y_{i,j} = \sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2}$, 令飞行器飞行方向 $\vec{Y}_{i,j} = s_i s_j$ 与雷达信号在位置 s_i 处旋转方向 v_i 之间的夹角为 $\Phi_{i,j}$, 则 $Y_{i,j}$ 相对雷达脉冲来波垂直方向移动距离 $\hat{Y}_{i,j}$ 为

$$\hat{Y}_{i,j} = Y_{i,j} \cdot \cos \Phi_{i,j} = \sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2} \cdot \cos \Phi_{i,j} \quad (9)$$

$Y_{i,j}$ 相对雷达脉冲来波平行方向移动距离 $\bar{Y}_{i,j}$ 为

$$\bar{Y}_{i,j} = Y_{i,j} \cdot \sin \Phi_{i,j} = \sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2} \cdot \sin \Phi_{i,j} \quad (10)$$

因此式(2)中 $\Psi_{i,j} = t_{j,\max} - t_{i,\max}$ 需与 $\hat{Y}_{i,j}$ 所引入的雷达天线旋转时间变量 $\Delta \Psi_{i,j}$, 以及 $\bar{Y}_{i,j}$ 所引入的雷达信号传输时间变量 $\Delta \bar{\Psi}_{i,j}$ 相加, 即

$$\Psi_{i,j} = t_{j,\max} - t_{i,\max} = (j-i) \cdot \frac{\Pi}{\Omega} + \Delta \Psi_{i,j} + \Delta \bar{\Psi}_{i,j} \quad (11)$$

其中

$$\Delta \Psi_{i,j} = \frac{\hat{Y}_{i,j}}{v_i}, \Delta \bar{\Psi}_{i,j} = \frac{\bar{Y}_{i,j}}{c} \quad (12)$$

其中: $c = 3.0 \times 10^8$ m/s 为雷达无线电波传播速度.

式(12)中, $\bar{Y}_{i,j} \ll c$, 则 $\Delta \bar{\Psi}_{i,j} \approx 0$, 式(11)简化为

$$\Psi_{i,j} \approx (j-i) \cdot \frac{\Pi}{\Omega} + \frac{\hat{Y}_{i,j}}{v_i} \quad (13)$$

将 $v_i = \Omega \cdot D_i$ 及式(9)代入式(13)可得:

$$\Psi_{i,j} \approx (j-i) \cdot \frac{\Pi}{\Omega} + \frac{\sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2} \cdot \cos \Phi_{i,j}}{\Omega \cdot \sqrt{(x_i - x_o)^2 + (y_i - y_o)^2}} \quad (14)$$

由 $s_o = [x_o, y_o]^T$, $s_i = [x_i, y_i]^T$ 及 $s_j = [x_j, y_j]^T$ 之间的几何位置关系可知

$$\cos(\Phi_{i,j}) = \frac{(y_j - y_i) \cdot (x_i - x_o) - (x_j - x_i) \cdot (y_i - y_o)}{\sqrt{(x_i - x_o)^2 + (y_i - y_o)^2} \cdot \sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2}} \quad (15)$$

将式(15)代入式(14)中并进行数学变换得到

$$\Omega \cdot \Psi_{i,j} - (j-i) \cdot \Pi = \frac{(y_j - y_i) \cdot (x_i - x_o) - (x_j - x_i) \cdot (y_i - y_o)}{(x_i - x_o)^2 + (y_i - y_o)^2} \quad (16)$$

则

$$x_o^2 + y_o^2 + A_{i,j} x_o + B_{i,j} y_o + \Theta_{i,j} = 0 \quad (17)$$

其中

$$A_{i,j} = -2x_i + \frac{y_j - y_i}{\Omega \cdot \Psi_{i,j} - (j-i) \cdot \Pi}$$

$$B_{i,j} = -2y_i - \frac{x_j - x_i}{\Omega \cdot \Psi_{i,j} - (j-i) \cdot \Pi}$$

$$\Theta_{i,j} = x_i^2 + y_i^2 - \frac{x_i \cdot y_j - y_i \cdot x_j}{\Omega \cdot \Psi_{i,j} - (j-i) \cdot \Pi}$$

同样的,可得到另一关于定位目标雷达位置信息的二元二次待求解方程,该方程与式(17)联合构成了关于 x_o, y_o 的二元二次方程组

$$\begin{cases} x_o^2 + y_o^2 + A_{i,j}x_o + B_{i,j}y_o + \Theta_{i,j} = 0 \\ x_o^2 + y_o^2 + A_{j,l}x_o + B_{j,l}y_o + \Theta_{j,l} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

求解式(18)得到目标位置估计结果 $s_o = [\hat{x}_o, \hat{y}_o]^T$.

5 计算机仿真验证及分析

本文仿真以美国雷声公司 AN/SPS49 对空搜索雷达系统为被动定位目标,其频率范围为 $f = 850 \sim 942\text{MHz}$,天线旋转角速度 $\Omega = 36^\circ$,旋转角度周期 $\Pi = 360^\circ$,水平方位波束宽度 $\theta_3 = 3.3^\circ$,脉冲重复频率 $PRF = 1000\text{Hz}$,则脉冲发射时间间隔 $PRI = 1/PRF = 1\text{ms}$,雷达天线每次旋转角度分辨率 $\Delta\theta = \Omega/PRF = 0.036^\circ$,水平方位波束宽度内脉冲数量 $N_p = (\theta_3 \cdot PRF)/\Omega \approx 91.7$,脉冲信号时间宽度 $\tau = 125\mu\text{s}$,则脉冲占空比 $\gamma = \tau/PRI = 12.5\%$,天线主瓣波束水平方向图为高斯类型.

本文仿真中,均采用两个飞行器进行雷达辐射源定位,飞行器所挂载对抗监测系统默认配置参数为:接收机采样频率 $F_s = 2\text{MHz}$,飞行器飞行速度 $v = 50\text{m/s}$,假设飞行器在短时间内向任意方向沿直线飞行,飞行器位置测量误差的方差 $\sigma_s^2 = 0\text{m}$,单次定位飞行器飞行时间 $\Delta T_{i,j} = \Delta T_{l,m} = 60\text{s}$,接收机接收雷达脉冲信号信噪比 $SNR = 20\text{dB}$;为了验证分析本文所提算法针对与飞行器 s_i 之间距离 D_i 不同的雷达辐射源 s_o 的被动定位性能,考虑针对三个不同距离 D_i 的 s_o 进行定位仿真,笛卡尔坐标系中三个雷达辐射源默认坐标位置为 $s_{o,1} = [80, 80]^T\text{km}$, $s_{o,2} = [100, 100]^T\text{km}$, $s_{o,3} = [150, 150]^T\text{km}$,

所对应 D_i 分别为 $80\sqrt{2}\text{km}$, $100\sqrt{2}\text{km}$ 与 $150\sqrt{2}\text{km}$.

在此仿真并分析所提算法针对虚拟到达时间差 $\Psi_{i,j}$ 与雷达辐射源位置 s_o 的估计精度受飞行器接收信噪比 SNR 的影响情况.飞行器所搭载监测接收机接收雷达发射的直射波,因此雷达监测接收机所接收雷达信号具有较高的信噪比 SNR .

当定位目标 AN/SPS49 脉冲重复频率分别为 $PRF = 1000\text{Hz}$, $PRF = 2000\text{Hz}$ 与 $PRF = 4000\text{Hz}$,雷达辐射源位于 $s_{o,1}$ 或 $s_{o,2}$ 时, $\Psi_{i,j}$ 估计均方差 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 随接收信噪比 SNR 变化曲线如图 2 所示.由图 2 可知,当脉冲重复频率 PRF 相同并且接收信噪比 SNR 相同时,所提算法针对 $s_{o,1}$ 与 $s_{o,2}$ 的 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 估计性能几乎相同;当脉冲重复频率 PRF 相同时,所提算法针对 $s_{o,1}$ 与 $s_{o,2}$ 的 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 估计性能随着接收 SNR 的增大而变优;当随着 SNR 的增大, $\sigma(\Psi_{i,j})$ 估计性能提升将逐渐减弱,这是因为此时 SNR 已足够大到可准确估计 $\Psi_{i,j}$ 的性能限;当接收信噪

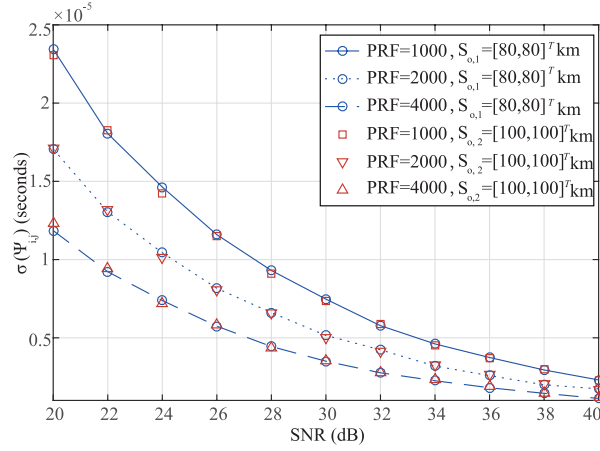


图2 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 随接收信噪比 SNR 变化曲线示意图

比 SNR 相同时,所提算法针对 $s_{o,1}$ 与 $s_{o,2}$ 的 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 估计性能随着脉冲重复频率 PRF 的增大而变优,这是因为随着 PRF 的增大,飞行器在单个雷达扫描周期内接收到的脉冲数量 $N_p = (\theta_3 \cdot PRF)/\Omega$ 增大,即通过第三节所提出方法进行 $\Psi_{i,j}$ 估计时可利用信息增多, $\Psi_{i,j}$ 性能提升.

当脉冲重复频率 $PRF = 2000\text{Hz}$ 、雷达辐射源位于 $s_{o,1}$, $s_{o,2}$ 与 $s_{o,3}$ 时,雷达辐射源被动定位精度 $MSE(s_o)$ 随接收信噪比 SNR 变化曲线如图 3 所示.由图 3 可知,所提算法针对 $s_{o,1}$, $s_{o,2}$ 与 $s_{o,3}$ 的 $MSE(s_o)$ 估计性能随着接收 SNR 的增大而变优,这是由 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 估计性能随 SNR 增大而变优引起的;针对飞行器距离 D_i 不同的雷达辐射源,当脉冲重复频率 PRF 相同、接收信噪比 SNR 相同时,虽然 $\sigma(\Psi_{i,j})$ 估计性能相同,但 $s_{o,1}$, $s_{o,2}$ 与 $s_{o,3}$ $MSE(s_o)$ 的估计性能随 D_i 变大而变差,这说明采用本文算法,针对距离越远目标进行被动定位时,所形成绝对定位误差会越大,实际应用时应将定位目标控制在相对较近定位区域内进行以提升可靠性,而这正是小型飞行器可近距离监测目标的优势所在.

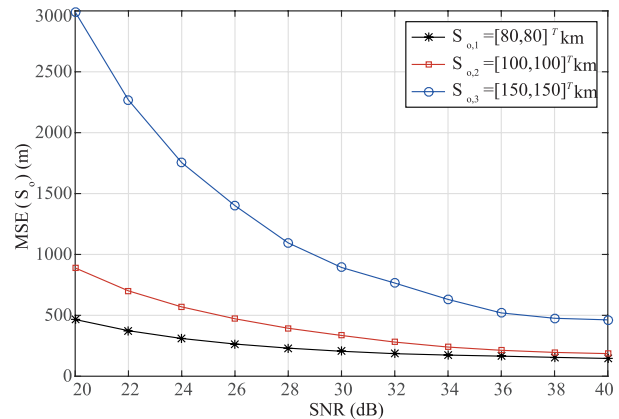


图3 $MSE(s_o)$ 随接收信噪比 SNR 变化曲线示意图

6 结论

针对基于小型飞行器实现雷达辐射源精确被动定位的军事意义与迫切需求,本文引入合成孔径雷达(SAR)与合成孔径声呐(SAS)的技术思想,提出被动合成孔径天线阵列(PSAAA)的新概念,将搭载于小型飞行器的单一接收机视为合成孔径天线虚拟阵元,利用虚拟阵元在多个不同飞行时刻、在不同飞行位置对同一周期性雷达信号进行多次采集,将时间采样累积转化成空间采样累积,通过虚拟到达时间差(VTDOAs)的准确估计,构建基于VTDOAs的雷达辐射源被动定位方程组,并给出闭式求解算法以雷达辐射源的位置捕获;通过在不同接收信噪比SNR条件下的计算机仿真验证,表明本文所提算法可实现基于小型飞行器的雷达辐射源定位,且具有相对较高且稳定的定位性能,针对脉冲发射规律稳定的对空搜索雷达定位具有较好的实用价值。

参考文献

- [1] S Kemkemian, M Nouvel-Fiani and E Chamouard. Radar and electronic warfare cooperation: how to improve the system efficiency[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, August 2011, 26(8): 32 – 38.
- [2] 詹杰, 刘宏立, 刘述钢, 等. 基于RSSI的动态权重定位算法研究[J]. 电子学报, 2011, 39(1): 82 – 88.
Zhan Jie, Liu Hong-li, Liu Shu-gang et al. The study of dynamic degree weighted centroid localization algorithm based on RSSI[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 82 – 88. (in Chinese)
- [3] 郝本建, 朱建峰, 李赞, 等. 基于TDOAs与FDOAs的多信号源及感知节点联合定位算法[J]. 电子学报, 2015, 43(10): 1888 – 1897.
Hao Ben-jian, Zhu Jian-feng, Li Zan et al. Joint multiple disjoint source and sensors localization based on TDOAs and FDOAs[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(10): 1888 – 1897. (in Chinese)
- [4] M Malanowski and K Kulpa. Two methods for target localization in multistatic passive radar aerospace and electronic systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, January 2012, 48(1): 572 – 580.
- [5] 刘聪锋, 杨洁, 王奉帅. 运动观测站对固定辐射源频差定位算法[J]. 电子学报, 2012, 40(5): 907 – 910.
Liu Cong-feng, Yang Jie, Wang Feng-shuai, FDOA location algorithm for fixed emitter with moving observer[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(5): 907 – 910. (in Chinese)
- [6] Arie Yeredor and Eyal Angel. Joint TDOA and FDOA estimation: a conditional bound and its use for optimally weighted localization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 59, No. 4, pp. 1612 – 1623, April 2011.
- [7] M Sun and K C Ho. An asymptotically efficient estimator for TDOA and FDOA positioning of multiple disjoint sources in the presence of sensor location uncertainties[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, July 2011, 59(7): 3434 – 3440.
- [8] L Taponecco, A A D' Amico and U. Mengali. Joint TOA and AOA estimation for UWB localization applications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, July 2011, 10(7): 2207 – 2217.
- [9] Mehrzad Biguesh and Saeed Gazor. On proper antenna pattern for a simple source detection and localization system[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, April 2009, 57(4): 1073 – 1080.
- [10] Yuan Shen and Moe Z. Win. On the accuracy of localization systems using wideband antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Communications, January 2010, 58(1): 270 – 280.
- [11] Geoffrey Shippey, Mattias J? nsson and J? rgen N B Pihl. Position correction using echoes from a navigation fix for synthetic aperture sonar imaging[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, July 2009, 34(3): 294 – 306.
- [12] Ya Jing Huang, Xuezhi Wang, Xiang Li and Bill Moran. Inverse synthetic aperture radar imaging using frame theory[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, October 2012, 60(10): 5191 – 5200.

作者简介



朱建丰 男, 博士, 1979年出生于江苏省吴江市, 现为中国电子科技集团公司第三十六研究所高级工程师, 主要从事空间技术领域研究。
E-mail: little_zhu@126.com



陈玥 女, 1995年出生于新疆维吾尔自治区乌鲁木齐市, 现为桂林电子科技大学信息与通信学院本科生, 主要研究方向: 信号处理与分析, 信号源定位与跟踪。
E-mail: 1003883465@qq.com



郝本建 男, 博士, 1982年出生于山东省泰安市, 现为西安电子科技大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向: 无线通信, 电磁频谱监测, 无线传感器网络, 信号源定位与跟踪。
E-mail: bjhao@xidian.edu.cn