

基于主被动雷达数据融合的抗密集假目标干扰技术

李迎春^{1,2}, 王国宏¹, 孙殿星¹, 关成斌¹

(1. 海军航空工程学院信息融合研究所, 山东 烟台 264001; 2. 中国人民解放军92313部队, 河南 济源 454600)

摘要: 密集假目标干扰可降低目标检测概率,对雷达目标跟踪同时产生压制性和欺骗性效果。针对此问题,提出了基于主被动雷达数据融合的抗密集假目标干扰技术。首先,对受到密集假目标干扰的主动雷达量测数据进行预处理;然后对预处理后的数据和被动雷达量测数据进行关联处理,保留相互关联的量测对,并利用最小二乘法计算出等价量测;最后用等价量测对目标跟踪。该技术充分利用主被动雷达各自的优势,消除密集假目标的影响,实现对真实目标的稳定跟踪。仿真结果验证了该技术的有效性。

关键词: 密集假目标; 数据融合; 量测分组; 最小二乘法; 目标跟踪

中图分类号: V271.4; TN953 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2015)08-0012-06

Technique Against Dense False-Target Jamming Based on Data Fusion of Active and Passive Radars

LI Ying-chun^{1,2}, WANG Guo-hong¹, SUN Dian-xing¹, GUAN Cheng-bin¹

(1. Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;
2. No. 92313 Unit of PLA, Jiyuan 454600, China)

Abstract: Dense false-target jamming can reduce the probability of target detection, and produce the oppressive and deceptive effect on radar target tracking. Aiming at the problem, a technique against dense false-target jamming based active and passive radars data fusion is proposed. Firstly, the measurement data from active radar jammed by dense false-target jamming is pre-processed. Then, associated disposal is made to the pre-processed data and measurement data from passive radar. The associated measurement pairs are kept, and the equivalent measurements are obtained using the least square method. Finally, target tracking is carried out by using the equivalent measurements. The technique makes full use of the advantages of active and passive radars, eliminates the influence of dense false targets, and realizes true-target tracking. The technique is also applicable to the case of no jamming. Simulation results verify the validity of the proposed technique.

Key words: dense false targets; data fusion; measurement grouping; the least square method; target tracking

0 引言

在复杂电磁环境中,各种电子干扰措施被广泛应用。多假目标干扰是欺骗性干扰的一种,它采用转发式干扰装置如数字射频存储器(DRFM),截获雷达发射信号并进行精确复制、调制和转发,产生若干个假目标,使雷达无法分辨目标真假^[1-4]。通常情况下,雷达

通过波形分集^[5-6]、真假目标特征提取及鉴别^[7-8]等方法可有效对抗低密度多假目标干扰。密集假目标干扰在雷达探测区域范围内施放大量相干假目标信号,兼具压制和欺骗的特点,使雷达信号处理器或数据处理器处理过载,降低目标检测概率,造成雷达无法稳定探测和跟踪真实目标,对传统抗多假目标干扰方法形成了挑战^[9-10]。

文献[11]分析了密集假目标干扰对雷达恒虚警检测器(CFAR)的影响,得出以下结论:在密集假目标干扰下常规的信号包络检波器无法有效地检测出真实目标,即干扰降低了真实目标检测概率,然而该文献并没有提出如何对抗密集假目标干扰。文献[12]和

收稿日期:2014-09-04

修回日期:2014-10-15

基金项目:国家自然科学基金(61179018,61002006);“泰山学者”建设工程专项经费

作者简介:李迎春(1988—),男,河南原阳人,博士生,研究方向为多传感器信息融合、雷达组网、雷达抗干扰技术等。

[13]分别提出了基于旁瓣匿影和广义旁瓣相消的抗密集假目标干扰方法,这两种方法均能有效滤除从雷达天线旁瓣进入的虚假目标,提高真实目标检测概率,然而对于从雷达天线主瓣进入的虚假目标,这两种方法无法有效地将其滤除。雷达组网将不同体制、不同模式的雷达得到的信息进行不同程度的融合,取长补短,可有效对抗各种电子干扰。针对多假目标干扰,在雷达组网背景下,文献[14-15]提出了基于同源检验和点迹融合的抗干扰方法。然而,该方法设置的前提是组网中的各雷达均能获得真实目标量测,密集假目标干扰降低了目标检测概率,目标会出现“暂消”现象,因此,上述方法无法有效对抗密集假目标干扰。

主动雷达能精确定位目标位置,但是主动雷达发射的电磁波很容易被干扰方侦察到,雷达易受到干扰和攻击。被动雷达只能获取目标方位信息,无法精确定位,但是被动雷达本身不发射电磁波,隐蔽性好,不容易受到干扰,生存能力强。如果将主被动雷达进行组网,然后在融合中心对各雷达数据进行融合,可使主被动雷达优势互补,达到精确跟踪目标和提高抗干扰能力的目的。因此,主被动雷达组网在现实中应用得较为广泛。

综上所述,本文提出了一种基于主、被动雷达数据融合的抗密集假目标干扰技术。首先对受到密集假目标干扰的主动雷达的量测数据进行预处理,将属于同一方向上的量测数据分为一组并进行压缩,然后将预处理后的数据传至融合中心,与被动雷达的量测数据进行两两关联,舍弃未关联成功的数据,对关联成功的数据进行基于最小二乘法的计算,得到等价量测,最后利用等价量测对目标进行跟踪。仿真结果表明了该技术的有效性。该技术可用于对抗对雷达数据处理器产生压制效果的密集假目标干扰,对于对雷达信号处理器产生压制效果的密集假目标干扰,本文不再赘述。

1 主动雷达量测数据预处理

密集假目标干扰的特点是在目标周围产生大量点迹,使常规目标跟踪算法的计算量产生爆炸性增长,严重增加数据处理器负担,即使配置先进的处理器能在规定时间内完成计算任务,但仍会产生大量虚假航迹,造成雷达无法分辨真假目标。因此,在进行目标跟踪之前,需要对主动雷达的量测数据进行预处理,尽可能地减小数据量,提高量测数据精度。量测数据预处理包括量测分组和数据压缩两部分。

1.1 量测分组

若主动雷达受到密集假目标干扰,则在不考虑量测误差的情况下,雷达在相同方向上可获得距离不等

的多个目标量测,其个数依赖于干扰强度。量测分组的目的是将相同方向的各量测数据分为一组。

假设 k 时刻主动雷达探测到 n_k 个量测,将这 n_k 个量测按照径向距离从小到大排列,组成集合 $\{z_k^i | i=1,2,\dots,n_k\}$,其中,第 i 个元素 $z_k^i=(r_k^i,\theta_k^i,\varphi_k^i)$, r_k^i 为量测的径向距离分量, θ_k^i 和 φ_k^i 分别为方位角和俯仰角分量。设定集合 $\{z_k^i | i=1,2,\dots,n_k\}$ 中各元素相互独立,且每个元素的方位角和俯仰角量测均服从高斯分布,则有

$$\begin{cases} \theta_k^i \sim N(\theta_k, \sigma_\theta^2) \\ \varphi_k^i \sim N(\varphi_k, \sigma_\varphi^2) \end{cases} \quad 1 \leq i \leq n_k \quad (1)$$

式中: θ_k 和 φ_k 分别为该元素的方位角均值和俯仰角均值; σ_θ^2 和 σ_φ^2 分别为雷达的方位角方差和俯仰角方差。于是,若第 i 个元素和第 j 个元素的均值相同,即这两个量测在雷达的同一方向上,则有

$$\begin{cases} \frac{\theta_k^i - \theta_k^j}{\sqrt{2\sigma_\theta^2}} \sim N(0,1) \\ \frac{\varphi_k^i - \varphi_k^j}{\sqrt{2\sigma_\varphi^2}} \sim N(0,1) \end{cases} \quad 1 \leq i \leq n_k, 1 \leq j \leq n_k \quad (2)$$

构造如下统计量^[16]

$$P_{i,j} = \frac{(\theta_k^i - \theta_k^j)^2}{2\sigma_\theta^2} + \frac{(\varphi_k^i - \varphi_k^j)^2}{2\sigma_\varphi^2} \quad 1 \leq i \leq n_k, 1 \leq j \leq n_k \quad (3)$$

由分析可知,若第 i 个元素和第 j 个元素的均值相同,即这两个量测在雷达的同一方向上,则 $P_{i,j}$ 服从自由度为2的 χ^2 分布,即 $P_{i,j} \sim \chi^2(2)$,从而构造如下假设: $\begin{cases} H_0, \text{两个量测属于同一量测分组} \\ H_1, \text{两个量测不属于同一量测分组} \end{cases}$ 。其中,同一量测分组意味着该分组中的所有量测在雷达的同一方向上。

在 H_0 成立的条件下,统计量 $P_{i,i+1}$ 服从 $\chi^2(2)$ 分布,则上述检验问题的单侧拒绝域为

$$X = \{P_{i,j} > \chi_a^2(2)\} \quad (4)$$

式中, $\chi_a^2(2)$ 为 $\chi^2(2)$ 分布关于显著性水平 a 的上侧分位数。

按照上述方法,对集合 $\{z_k^i | i=1,2,\dots,n_k\}$ 中的所有元素依次进行两两检验,保留检验结果为 H_0 的量测对,舍弃检验结果为 H_1 的量测对,然后对保留的各量测对进行合并,即,如果两个量测对 (z_k^i, z_k^j) 和 (z_k^j, z_k^p) 的检验结果均为 H_0 ,则取并集为 (z_k^i, z_k^j, z_k^p) 。按照以上原则对各量测分组进行合并,直至各量测分组之间不存在交集。

1.2 数据压缩

经过量测分组后,可以认为同一分组中的所有量测位于雷达的同一方向上,即它们的方位角和俯仰角均值

相等。对 k 时刻所有量测分组分别构建如下变量

$$\theta_{lk} = \frac{1}{n_{lk}} \sum_{i=1}^{n_{lk}} \theta_{lk}^i \quad (5)$$

$$\varphi_{lk} = \frac{1}{n_{lk}} \sum_{i=1}^{n_{lk}} \varphi_{lk}^i \quad (6)$$

式中, θ_{lk}^i 和 φ_{lk}^i 分别为 k 时刻第 l 个量测分组中第 i 个量测的方位角和俯仰角分量; n_{lk} 为第 l 个量测分组的量测个数。 θ_{lk} 和 φ_{lk} 的方差分别为

$$D(\theta_{lk}) = \frac{1}{n_{lk}} \sigma_{\theta}^2 \quad (7)$$

$$D(\varphi_{lk}) = \frac{1}{n_{lk}} \sigma_{\varphi}^2 \quad (8)$$

利用式(5)、(6)对 k 时刻所有量测分组进行数据压缩处理, 可得新的量测集 $\{(\theta_{lk}, \varphi_{lk}) \mid l = 1, 2, \dots, m_k\}$, 其中, m_k 为 k 时刻的量测分组个数。

2 主被动雷达量测数据关联

为了简化分析, 本文假设主被动雷达的探测目标时间同步。根据 2 节, 经过预处理后, 主动雷达的每一个量测都代表一条直线, 被动雷达得到的每一个角度

量测也是代表相应的直线。如果主动雷达的一个量测和被动雷达的一个量测均来自同一真实目标, 则在不考虑量测误差的情况下, 这两个量测代表的两条直线必定相交; 若这两个量测不是来自同一真实目标, 则在三维空间中相应的两条直线相交的可能性非常小。为此, 可构建检验统计量检验主被动雷达的两个量测所代表的两条直线是否相交, 从而可知这两个量测是否来自同一真实目标, 进而在密集假目标干扰造成低目标检测概率的情况下计算出等价量测, 用于目标跟踪。

设主动雷达的位置坐标为 (x_{r1}, y_{r1}, z_{r1}) , 被动雷达的位置坐标为 (x_{r2}, y_{r2}, z_{r2}) , 在 k 时刻, 主动雷达获得的量测集经过预处理后为 $\{(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1}) \mid i = 1, 2, \dots, m_{k1}\}$, 被动雷达获得的量测集为 $\{(\theta_{ik2}, \varphi_{ik2}) \mid i = 1, 2, \dots, m_{k2}\}$, 其中, m_{k1} 为主动雷达经过预处理后的量测个数, m_{k2} 为被动雷达的量测个数。分别取量测集 $\{(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1}) \mid i = 1, 2, \dots, m_{k1}\}$, $\{(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2}) \mid j = 1, 2, \dots, m_{k2}\}$ 中的第 i 和第 j 个元素, 即 $(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1})$ 和 $(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2})$, 由 $(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1})$ 确定的直线为 l_{i1} , 由 $(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2})$ 确定的直线为 l_{j2} 。根据解析几何知识, 直线 l_{i1} 和直线 l_{j2} 的最短距离为

$$d = \frac{\begin{vmatrix} x_{r1} - x_{r2} & y_{r1} - y_{r2} & z_{r1} - z_{r2} \\ \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & \sin \varphi_{ik1} \\ \cos \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} & \sin \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} & \sin \varphi_{jk2} \end{vmatrix}}{\sqrt{\begin{vmatrix} \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} \\ \cos \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} & \sin \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} \end{vmatrix}^2 + \begin{vmatrix} \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & \sin \varphi_{ik1} \\ \sin \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} & \sin \varphi_{jk2} \end{vmatrix}^2 + \begin{vmatrix} \sin \varphi_{ik1} & \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} \\ \sin \varphi_{jk2} & \cos \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} \end{vmatrix}^2}} \quad (9)$$

令

$$R = \begin{vmatrix} x_{r1} - x_{r2} & y_{r1} - y_{r2} & z_{r1} - z_{r2} \\ \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & \sin \varphi_{ik1} \\ \cos \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} & \sin \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} & \sin \varphi_{jk2} \end{vmatrix} \quad (10)$$

当量测 $(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1})$ 和 $(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2})$ 来自同一真实目标时, 行列式 R 的均值为 0。为了得到 R 的方差, 对 R 求微分得

$$dR = \begin{pmatrix} \frac{\partial R}{\partial \theta_{ik1}} & \frac{\partial R}{\partial \varphi_{ik1}} & \frac{\partial R}{\partial \theta_{jk2}} & \frac{\partial R}{\partial \varphi_{jk2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d\theta_{ik1} \\ d\varphi_{ik1} \\ d\theta_{jk2} \\ d\varphi_{jk2} \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} d\theta_{ik1} \\ d\varphi_{ik1} \\ d\theta_{jk2} \\ d\varphi_{jk2} \end{pmatrix} \quad (11)$$

进而可得 R 的方差为

$$D(R) = (dR)(dR)^T = M \begin{pmatrix} d\theta_{ik1} \\ d\varphi_{ik1} \\ d\theta_{jk2} \\ d\varphi_{jk2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d\theta_{ik1} \\ d\varphi_{ik1} \\ d\theta_{jk2} \\ d\varphi_{jk2} \end{pmatrix}^T M^T = \begin{pmatrix} \sigma_{\theta_{i1}}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\varphi_{i1}}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\theta_{j2}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{\varphi_{j2}}^2 \end{pmatrix} M^T \quad (12)$$

式中: $\sigma_{\theta_{i1}}^2$ 和 $\sigma_{\varphi_{i1}}^2$ 分别为由式(7)、(8)确定的主动雷达经预处理后第 i 个量测的方位角方差和俯仰角方差; $\sigma_{\theta_{j2}}^2$ 和 $\sigma_{\varphi_{j2}}^2$ 分别为被动雷达的方位角方差和俯仰角方差。

构建如下统计量

$$Q_{i,j} = \frac{R^2}{D(R)} \quad (13)$$

若量测 $(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1})$ 和 $(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2})$ 来自同一真实目标, 即这两个量测相互关联, 则 $Q_{i,j}$ 大致服从自由度为 1 的 χ^2 分布, 即 $Q_{i,j} \sim \chi^2(1)$, 从而构造如下假设: $\begin{cases} T_0, \text{两个量测相互关联} \\ T_1, \text{两个量测相互不关联} \end{cases}$, 在 T_0 成立的条件下, 统计

量 $Q_{i,j}$ 服从 $\chi^2(1)$ 分布, 则上述检验问题的单侧拒绝域为

$$Y = \{Q_{i,j} > \chi_a^2(1)\} \quad (14)$$

式中, $\chi_a^2(1)$ 为 $\chi^2(1)$ 分布关于显著性水平 a 的上侧分位数。

对主动和被动雷达的量测集 $\{(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1}) \mid i = 1, 2, \dots, m_{k1}\}$ 和 $\{(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2}) \mid j = 1, 2, \dots, m_{k2}\}$ 中的所有元素依次进行两两组合, 并按照上述方法对每个组合进行关联检验, 对检验结果为相互关联的量测组合进行后

续的等价量测计算。

3 等价量测与目标跟踪

3.1 等价量测

假设 k 时刻主动雷达经过预处理的量测集 $\{(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1}) | i=1, 2, \dots, m_{k1}\}$ 中的第 i 个元素 $(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1})$ 和被动雷达量测集 $\{(\theta_{ik2}, \varphi_{ik2}) | i=1, 2, \dots, m_{k2}\}$ 中的第 j 个元素 $(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2})$ 相互关联, 可知 $(\theta_{ik1}, \varphi_{ik1})$ 和主动雷达位置坐标确定的直线 l_{i1} 及 $(\theta_{jk2}, \varphi_{jk2})$ 和被动雷达位置坐标确定的直线 l_{j2} 的方程分别为

$$l_{i1}: \begin{cases} x = x_{r1} + t \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} \\ y = y_{r1} + t \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} \\ z = z_{r1} + t \sin \varphi_{ik1} \end{cases} \quad (15)$$

$$l_{j2}: \begin{cases} x = x_{r2} + t \cos \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} \\ y = y_{r2} + t \sin \theta_{jk2} \cos \varphi_{jk2} \\ z = z_{r2} + t \sin \varphi_{jk2} \end{cases} \quad (16)$$

式(15)和式(16)组成如下方程组

$$\begin{pmatrix} \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & -\cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & 0 \\ 0 & \sin \varphi_{ik1} & -\sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} \\ \sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} & -\cos \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} & 0 \\ 0 & \sin \varphi_{ik2} & -\sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} x_{r1} - \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} y_{r1} \\ \sin \varphi_{ik1} y_{r1} - \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} z_{r1} \\ \sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} x_{r2} - \cos \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} y_{r2} \\ \sin \varphi_{ik2} y_{r2} - \sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} z_{r2} \end{pmatrix} \quad (17)$$

令

$$A = \begin{pmatrix} \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & -\cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} & 0 \\ 0 & \sin \varphi_{ik1} & -\sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} \\ \sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} & -\cos \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} & 0 \\ 0 & \sin \varphi_{ik2} & -\sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$b = \begin{pmatrix} \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} x_{r1} - \cos \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} y_{r1} \\ \sin \varphi_{ik1} y_{r1} - \sin \theta_{ik1} \cos \varphi_{ik1} z_{r1} \\ \sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} x_{r2} - \cos \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} y_{r2} \\ \sin \varphi_{ik2} y_{r2} - \sin \theta_{ik2} \cos \varphi_{ik2} z_{r2} \end{pmatrix} \quad (19)$$

则方程组(17)可表示为

$$A \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = b \quad (20)$$

由于雷达量测误差的存在, 直线 l_{i1} 和 l_{j2} 不可能完全相交, 则方程组(20)没有标准解, 利用最小二乘法可得方程组(20)的最小二乘解为

$$Z_k^{eq} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (21)$$

最小二乘解(21)即为所求的等价量测。

3.2 目标跟踪

由式(21)计算出的等价量测代替真实目标量测用于目标跟踪, 可有效抑制虚假目标量测, 当真实目标量测丢失或者被密集假目标量测淹没时, 等价量测可使雷达仍能稳定跟踪真实目标。

对等价量测求微分

$$dZ_{km} = \begin{pmatrix} \frac{\partial x}{\partial \theta_{ik1}} & \frac{\partial x}{\partial \varphi_{ik1}} & \frac{\partial x}{\partial \theta_{jk2}} & \frac{\partial x}{\partial \varphi_{jk2}} \\ \frac{\partial y}{\partial \theta_{ik1}} & \frac{\partial y}{\partial \varphi_{ik1}} & \frac{\partial y}{\partial \theta_{jk2}} & \frac{\partial y}{\partial \varphi_{jk2}} \\ \frac{\partial z}{\partial \theta_{ik1}} & \frac{\partial z}{\partial \varphi_{ik1}} & \frac{\partial z}{\partial \theta_{jk2}} & \frac{\partial z}{\partial \varphi_{jk2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d\theta_{ik1} \\ d\varphi_{ik1} \\ d\theta_{jk2} \\ d\varphi_{jk2} \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} d\theta_{ik1} \\ d\varphi_{ik1} \\ d\theta_{jk2} \\ d\varphi_{jk2} \end{pmatrix} \quad (22)$$

从而可得等价量测误差协方差阵为

$$R(k) = P \begin{pmatrix} \sigma_{\theta 1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\varphi 1}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\theta 2}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{\varphi 2}^2 \end{pmatrix} P^T \quad (23)$$

目标运动状态方程为

$$X(k+1) = F(k)X(k) + V(k) \quad (24)$$

量测方程为

$$Z(k+1) = H(k+1)X(k+1) + W(k+1) \quad (25)$$

将等价量测及其误差协方差阵作为量测输入, 运用单目标或多目标跟踪算法, 即可实现对密集假目标干扰下的真实目标跟踪。密集假目标干扰下主被动雷达数据融合处理流程如图1所示。

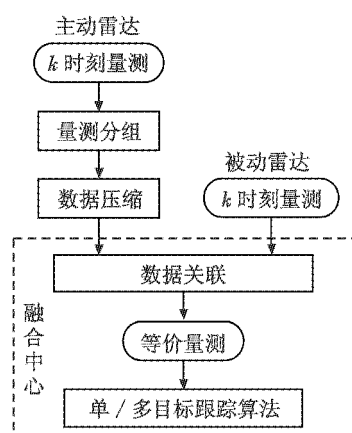


图1 密集假目标干扰下主、被动雷达数据融合处理流程

Fig. 1 Data fusion process of active and passive radars under dense false-target jamming

4 仿真与分析

4.1 仿真条件

设置主被动雷达参数如表1所示。

表1 主被动雷达参数

Table 1 The parameters of active and passive radars

主动雷达参数		被动雷达参数	
位置坐标/km	(0,0,0)	位置坐标/km	(60,0,0)
脉冲重复频率/Hz	1000	雷达扫描周期/s	1
脉冲宽度/ μs	1	测方位角误差/ $^\circ$	0.1
雷达扫描周期/s	1	测俯仰角误差/ $^\circ$	0.1
测距误差/m	100		
测方位角误差/ $^\circ$	0.1		
测俯仰角误差/ $^\circ$	0.1		

在主被动雷达探测范围内,有两个匀速飞行的空中目标,目标1的初始位置为(40 km,50 km,5 km),飞行速度为(-200 m/s, -20 m/s,0 m/s),目标2的初始位置为(40.8 km,50 km,5 km),飞行速度与目标1相同。两个目标均携带一部自卫转发式欺骗干扰机。目标在飞行20 s后对主动雷达实施密集假目标欺骗干扰,假目标信号覆盖整个雷达发射脉冲重复周期,假目标时间间隔为 8τ (τ 为主动雷达发射脉冲宽度),对主动雷达数据处理产生压制性欺骗效果,两个真实目标均以0.2的概率暂消。

加入杂波的方法:主动雷达在每个雷达扫描周期获得的杂波个数按泊松分布确定,分布参数为 $\lambda = 16$,产生一个在(0,1)区间均匀分布的随机数 r ,然后按照式(26)确定杂波个数 J ,在每个周期 J 个杂波均匀分布在雷达视域范围内。

$$e^{-\lambda} \sum_{j=0}^{J-1} \frac{\lambda^j}{j!} < r \leq e^{-\lambda} \sum_{j=0}^J \frac{\lambda^j}{j!} \quad (26)$$

被动雷达杂波加入的方法与主动雷达相同。

量测分组中卡方检验和主被动雷达量测数据关联中卡方检验的显著性水平均取 $\alpha = 0.005$,从目标初始位置起持续观测目标100 s。

4.2 仿真结果与分析

主动雷达在持续观测时间内获得的量测数据示意图经放大后如图2所示。

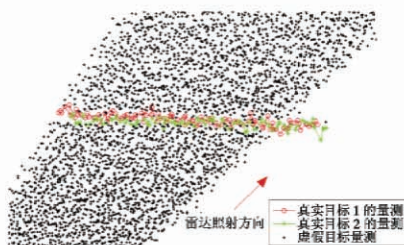


图2 在持续观测时间内主动雷达获得的量测数据示意图

Fig. 2 Diagram of active radar's measurement data in continuous observation time

从图2可以直观地看出,在密集假目标干扰下,大量虚假目标量测严重影响雷达数据处理速度,造成过载,使其无法跟踪真实目标。

定义在密集假目标干扰下 k 时刻主动雷达的量测分组准确度为

$$G_{\text{GAR}} = \frac{\text{正确分组的量测对数量}}{\text{所有量测对数量}} = \frac{\sum_{\substack{1 \leq i \leq n_k \\ 1 \leq j \leq n_k}} I(z_k^i, z_k^j)}{n_k \times (n_k - 1) / 2} \quad (27)$$

式中,若量测对 (z_k^i, z_k^j) 被正确分组,则 $I(z_k^i, z_k^j) = 1$,否则, $I(z_k^i, z_k^j) = 0$, n_k 为 k 时刻主动雷达的量测个数。改变主动雷达测角误差(包括方位角和俯仰角)分别为 $0.05^\circ, 0.1^\circ$ 和 0.15° ,蒙特卡罗仿真100次,可得雷达在不同量测时刻和测角误差下的量测分组准确度,如图3所示。

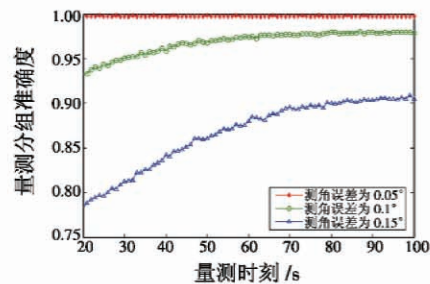


图3 不同量测时刻和测角误差下主动雷达的量测分组准确度

Fig. 3 Active radar's measurement grouping accuracy rate at different time and angle error

图3表明了本文提出的量测分组方法具有较高的准确度。雷达测角误差越小,量测分组准确度越高。随着时间递进,量测分组准确度越来越高,这是因为,两个目标在运动过程中,目标运动过程噪声逐渐累积,导致两个目标的位置差异越来越大,从而使两个目标及其相对应的虚假目标更容易区分开。

主动雷达测角误差保持 0.1° 不变,在跟踪开始时利用主动雷达的量测和 Cheap JPDA 跟踪算法^[17]对两个目标进行稳定跟踪,同时按照1节中数据预处理的方法对主动雷达的量测进行分组,若某个分组中的元素个数超过目标个数2,则启用本文提出的数据融合方法和 Cheap JPDA 跟踪算法进行融合跟踪。设跟踪波门的“ σ 数”为 $g = 4$,量测落入波门内的门概率 $P_c = 0.9989$,目标检测概率 $P_d = 0.98$,蒙特卡罗仿真100次,可得目标1在 x 轴, y 轴, z 轴方向上的位置均方根误差(RMSE),如图4所示。目标2的跟踪结果与目标1相似,本文不再将其列出。从图4可以看出,在第20 s,由于主动雷达受到密集假目标干扰,目标1的RMSE有小幅上升,而经过主被动雷达数据融合,目标1的RMSE趋于平稳,即使出现目标“暂消”也能使雷达稳定跟踪目标,在 x 轴和 z 轴方向上的RMSE趋近于10 m,在 y 轴方向上的RMSE趋近于30 m,可以看出,本文提出的基于主被动雷达数据融合的抗密集假目标干扰技术能有效

地对抗密集假目标干扰。

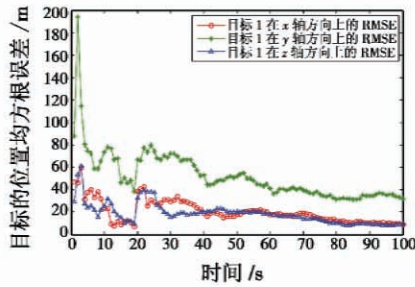


图4 目标1在x轴、y轴、z轴方向上的位置均方根误差

Fig.4 RMSE of position in the direction of x,y, and z axis

5 结束语

本文针对密集假目标干扰提出了基于主被动雷达数据融合的抗干扰技术。主被动雷达数据融合技术整合主动雷达和被动雷达各自的优势,通过巧妙地对量测数据进行预处理和融合计算,提高了主被动雷达网整体抗密集假目标干扰能力,保证了对目标的稳定跟踪。技术的核心是对主动雷达的量测进行正确分组,其准确度与主动雷达位置、测角误差、真实目标之间的位置差异及检验显著性水平有关,限于篇幅,没有对所有情形进行仿真分析。仿真结果验证了基于主被动雷达数据融合的抗密集假目标干扰技术简单有效,具有一定的工程应用价值。

参考文献

[1] NERI F. 电子防御系统概论[M]. 2版. 张晓晖, 饶炯辉, 译. 北京: 电子工业出版社, 2014: 346-348. (NERI F. Introduction to electronic defense systems[M]. 2nd ed. Translated by ZHANG X H, RAO J H. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014: 346-348.)

[2] BERGER S D. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(2): 725-735.

[3] OZDIL O, SERIN M, ISPIR M, et al. Channelizer structure in DRFM systems for real signals[C]//IEEE International Conference on Signal Processing and Communications Application, 2013: 1-4.

[4] OLIVIER K, CILLIERS J E, DU PLESSIS M. Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation[J]. Electronics Letters, 2011, 47(14): 824-825.

[5] AKHTAR J. Orthogonal block coded ECCM schemes against repeat radar jammers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(3): 1218-1226.

[6] ZHANG J D, ZHU D Y, ZHANG G. New antivelocity de-

ception jamming technique using pulses with adaptive initial phases[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(2): 1290-1300.

- [7] TIAN X, TANG B. Spectrum texture features based radar deception jamming recognition using joint frequency-slow time processing[J]. Journal of Computational Information Systems, 2013, 9(13): 5181-5188.
- [8] GRECO M, GINI F, FARINA A. Radar detection and classification of jamming signals belong to a cone class[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(5): 1984-1993.
- [9] 黎明也, 曹志华, 朱宝增. 对线性调频雷达的密集假目标干扰研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2014, 9(3): 272-276. (LI M Y, CAO Z H, ZHU B Z. The study of dense false-target jamming to LFM radar[J]. Journal of CAEIT, 2014, 9(3): 272-276.)
- [10] 申桂明, 熊成钢, 刘朝阳, 等. 噪声加密集假目标复合干扰效果分析[J]. 航天电子对抗, 2012, 28(3): 35-37. (SHEN G M, XIONG C G, LIU Z Y, et al. Noise and concentrated false targets jamming effect analysis[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2012, 28(3): 35-37.)
- [11] 杨勇, 冯德军, 肖顺平. 密集多假目标干扰对CFAR检测影响分析[J]. 现代防御技术, 2013, 41(1): 126-153. (YANG Y, FENG D J, XIAO S P. Impact analysis of CFAR detection for dense multiple false targets jamming[J]. Modern Defence Technology, 2013, 41(1): 126-153.)
- [12] 周畅, 汤子跃, 朱振波. 基于旁瓣匿影的抗密集假目标干扰研究[J]. 雷达科学与技术, 2013, 11(6): 599-610. (ZHOU C, TANG Z Y, ZHU Z B. A novel method for countering concentrated false targets jamming based on sidelobe blanking[J]. Radar Science and Technology, 2013, 11(6): 599-610.)
- [13] 吴亿锋, 王彤, 吴建新, 等. 基于广义旁瓣相消的机载雷达抗密集转发式干扰方法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(5): 1049-1054. (WU Y F, WANG T, WU J X, et al. A method to suppress dense repeater jamming for airborne radar based on generalized sidelobe canceller[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(5): 1049-1054.)
- [14] 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 Y L, WANG X S, WANG G Y, et al. Tracking technique for radar network in the presence of multi-range-false-target deception jamming[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(3): 454-458.)

(下转第32页)

表 1 不同滤波器用于 HRG 信号去噪的效果比较
Table 1 Comparison of HRG after denoised with Kalman, FLP and LWT-FLP

	滤波前	Kalman 滤波	10 阶 FLP 滤波	10 阶 LWT-FLP 滤波
标准差	0.008 7	0.000 565	0.001 9	0.000 234
角度随机游走($^{\circ} \cdot h^{-1/2}$)	0.467 0	0.043 2	0.156 9	0.012 4
运算时间/s	—	0.214	0.065	0.168

4 结束语

本文结合 HRG 的应用环境和动态信号特征,提出了一种在提升小波变换中融合进 FLP 滤波算法的新型滤波方法。该算法克服了小波算法分解层数多时易丢失有用信息、FLP 算法单独使用滤波精度差的问题,应用于 HRG 动态信号的消噪结果表明,该算法滤波效果显著,适合动态环境下对 HRG 输出真实信号的跟踪和还原。

参考文献

- [1] ROZELLE D M. The hemispherical resonator gyro: from wineglass to the planets[J]. Spaceflight Mechanics, 2009 (134):1-26.
- [2] 王宇. 半球谐振陀螺滤波技术研究及其 FPGA 实现[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2009. (WANG Y. Research on filtering technology of HRG and its implementation with FPGA[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2009.)
- [3] 申冲,陈熙源. 基于小波包与前向线性预测滤波的光纤陀螺去噪算法[J]. 东南大学学报:自然科学版,2011, 41(5):978-981. (SHEN C, CHEN X Y. Denoising algo-

rithm for FOG based on wavelet packet transform and FLP algorithm[J]. Journal of Southeast University: Natural Science Edition, 2011, 41(5):978-981.)

- [4] SABAT S L, RANGABABU P, KARTHIK K P, et al. System on chip implementation of 1-D wavelet transform based on denoising of fiber optic gyroscope signal on FPGA [C]//2011 IEEE Proceedings of the International Conference on Engineering Solutions, 2011:1-5.
- [5] 顾姗姗,刘建业,曾庆化,等. 基于自适应时频峰值滤波的光纤陀螺去噪算法[J]. 中国惯性技术学报, 2014, 22(3):391-395. (GU S S, LIU J Y, ZENG Q H, et al. Denoising algorithm for HRG based on adaptive time-frequency peak filtering[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2014, 22(3):391-395.)
- [6] ALMAWGANI A H M, SALLEH M F M. Unequal Error Protection(UEP) image transmission system with Lifting Wavelet Transform(LWT) based on Reed Solomon(RS) coded cooperation scheme [J]. ICICE Transactions on Communications, 2011, 94-B(9):2592-2599.
- [7] 杜继永,黄国荣,程洪炳,等. 基于改进小波阈值法处理 MEMS 陀螺信号噪声[J]. 电光与控制, 2009, 16(12):61-64. (DU J Y, HUANG G R, CHENG H B, et al. Noise processing of MEMS gyro based on improved wavelet threshold method [J]. Electronics Optics & Control, 2009, 16(12):61-64.)
- [8] 赵洪波. 半球谐振陀螺仪误差机理分析与误差抑制方法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013. (ZHAO H B. On error mechanism analysis and error restraint method for the hemispherical resonator gyroscope [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013.)

(上接第 17 页)

- [15] 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):207-211. (ZHAO S S, ZHANG L R, ZHOU Y, 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):207-211.)
- [16] 周文辉,李琳,陈国海. 一种有效的 RGPO 干扰鉴别算

法及性能分析[J]. 电子学报, 2007, 35(6):1165-1169. (ZHOU W H, LI L, CHEN G H. An effective algorithm for discriminating RGPO with performance analysis [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6):1165-1169.)

- [17] 何友,修建娟,关欣,等. 雷达数据处理及应用[M]. 3 版. 北京:电子工业出版社,2013:147-155. (HE Y, XIU J J, GUAN X, et al. Radar data processing with applications [M]. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013:147-155.)

本刊国内邮发代号为 36-693 欢迎订阅