



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 114114240 A

(43) 申请公布日 2022. 03. 01

(21) 申请号 202111295109.9

(22) 申请日 2021.11.03

(71) 申请人 中国电子科技集团公司信息科学研
究院

地址 100086 北京市海淀区四道口北街36
号院4号楼

(72) 发明人 袁野 李春霞 李保卫

(74) 专利代理机构 北京中知法苑知识产权代理
有限公司 11226

代理人 李明 赵吉阳

(51) Int. Cl.

G01S 13/72 (2006.01)

G01S 7/285 (2006.01)

G01S 7/35 (2006.01)

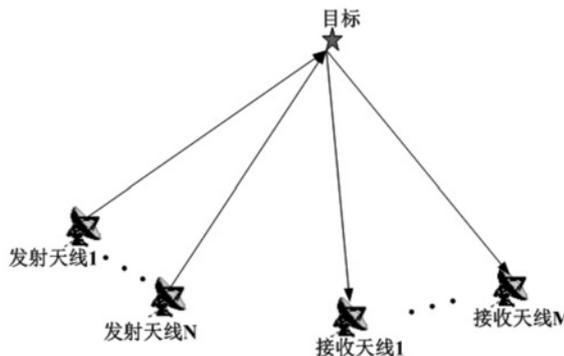
权利要求书4页 说明书8页 附图2页

(54) 发明名称

超稀疏阵列在栅瓣影响下的三维目标跟踪
方法和装置

(57) 摘要

超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的三维目标跟踪方法,包括:建立超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的雷达状态方程和雷达量测方程;根据所述雷达状态方程和所述雷达量测方程,建立用于辨别栅瓣和估计目标状态的卡尔曼滤波器组;初始化所述卡尔曼滤波器组;获取所述超稀疏阵列雷达在各个时刻的雷达目标量测信息;卡尔曼滤波器组根据初始设置值和雷达目标测量信息,进行目标跟踪,直至目标跟踪结束;使得栅瓣的影响在信号处理过程进行之前就被排除,从而消除了测角模糊现象,并获得较为准确的目标方位估计信息,实现较为精确的三维目标跟踪。



1. 超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的三维目标跟踪方法,其特征在于,包括:
 分别建立超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的雷达状态方程和雷达量测方程;
 根据所述雷达状态方程和所述雷达量测方程,建立用于辨别栅瓣和估计目标状态的卡尔曼滤波器;

初始化所述卡尔曼滤波器;

获取所述超稀疏阵列雷达在各个时刻的雷达目标量测信息;

根据初始设置值、雷达状态方程和雷达量测方程,进行目标跟踪,直至目标跟踪结束。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在於,所述建立超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的雷达状态方程,

所述雷达状态方程满足下述关系式:

$$\begin{bmatrix} x(t+1) \\ y(t+1) \\ z(t+1) \\ \dot{x}(t+1) \\ \dot{y}(t+1) \\ \dot{z}(t+1) \end{bmatrix} = F * \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ z(t) \\ \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} + W$$

其中 x 、 y 和 z 为被监测目标的方位信息, \dot{x} 、 \dot{y} 和 \dot{z} 为被监测目标在 x 轴、 y 轴和 z 轴的速度

分量, $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, 状态方程中包含系统过程噪音 W 。

3. 根据权利要求2所述的方法,其特征在於,所述雷达量测方程满足下述关系式:第 i 个瓣对应的输出方程为

$$\begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \dot{r} = \frac{x \cdot \dot{x}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{y \cdot \dot{y}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{z \cdot \dot{z}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2} + V} \\ \varphi_i = \arctan(y/x) + 2\pi \cdot k_{f_w,i} \\ \theta_i = \arctan(z / \sqrt{x^2 + y^2}) + 2\pi \cdot k_{f_y,i} \end{cases}$$

其中 r 是被监测物体和雷达之间的距离, \dot{r} 是被监测物体的速度, φ 是被监测物体的方位角, θ 是被监测物体的俯仰角, $k_{f_w,i}$ 和 $k_{f_y,i}$ 分别为方位角和俯仰角对应的模糊值,输出方程中包含测量噪音 V 。

4. 根据权利要求3所述的方法,其特征在於,所述卡尔曼滤波器满足下述关系式:建立一个卡尔曼滤波器组,每个滤波器对应一个测角,滤波器组中构建的与第 i 个瓣的测角对应的非线性卡尔曼滤波器的结构为

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} x_{kal,i}(t+1) \\ y_{kal,i}(t+1) \\ z_{kal,i}(t+1) \\ \dot{x}_{kal,i}(t+1) \\ \dot{y}_{kal,i}(t+1) \\ \dot{z}_{kal,i}(t+1) \end{bmatrix} = F * \begin{bmatrix} x_{kal,i}(t) \\ y_{kal,i}(t) \\ z_{kal,i}(t) \\ \dot{x}_{kal,i}(t) \\ \dot{y}_{kal,i}(t) \\ \dot{z}_{kal,i}(t) \end{bmatrix} + K * \begin{bmatrix} r(t) - r_i(t) \\ \dot{r}(t) - \dot{r}_i(t) \\ \theta_i(t) - \theta_{kal,i}(t) \\ \varphi_i(t) - \varphi_{kal,i}(t) \end{bmatrix} \\ \\ r_{kal,i} = \sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2} \\ \dot{r}_{kal,i} = \frac{x_{kal,i} \cdot \dot{x}_{kal,i}}{\sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2}} + \frac{y_{kal,i} \cdot \dot{y}_{kal,i}}{\sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2}} + \frac{z_{kal,i} \cdot \dot{z}_{kal,i}}{\sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2}} \\ \varphi_{kal,i} = \arctan(y_{kal,i} / x_{kal,i}) \\ \theta_{kal,i} = \arctan(z_{kal,i} / \text{sqrt}(x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2)) \\ WSSR_i = \text{sqrt} \left(\left((r - r_{kal,i}) / r \right)^2 + \left((\dot{r} - \dot{r}_{kal,i}) / \dot{r} \right)^2 + \left((\varphi - \varphi_{kal,i}) / \varphi \right)^2 + \left((\theta - \theta_{kal,i}) / \theta \right)^2 \right) \end{array} \right.$$

其中 $x_{kal,i}$ 、 $y_{kal,i}$ 和 $z_{kal,i}$ 为第 i 个卡尔曼滤波器估计的被监测目标的方位信息， $\dot{x}_{kal,i}$ 、 $\dot{y}_{kal,i}$ 和 $\dot{z}_{kal,i}$ 为第 i 个卡尔曼滤波器估计的被监测目标在 x 轴、 y 轴和 z 轴的速度分量， $r_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体和雷达之间的距离， $\dot{r}_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体的速度， $\varphi_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体的方位角， $\theta_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体的俯仰角， $WSSR_i$ 为第 i 个卡尔曼滤波器的估计结果与测量结果之间的残差加权平方和，根据不同卡尔曼滤波器计算的残差加权平方和的差异，判断哪个滤波器对应的测角是主瓣测角，从而避免栅瓣影响。

5. 根据权利要求4所述的方法，其特征在于，该滤波器中增益矩阵 K 的计算过程如下，对

$$\text{非线性输出方程} \left\{ \begin{array}{l} r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \dot{r} = \frac{x \cdot \dot{x}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{y \cdot \dot{y}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{z \cdot \dot{z}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + V \text{ 进行小偏差线性化计} \\ \varphi_i = \arctan(y/x) + 2\pi \cdot k_{fw,i} \\ \theta_i = \arctan(z / \text{sqrt}(x^2 + y^2)) + 2\pi \cdot k_{fy,i} \end{array} \right.$$

算，从而得到

$$\begin{bmatrix} r(t+1) \\ \dot{r}(t+1) \\ \varphi(t+1) \\ \theta(t+1) \end{bmatrix} = H * \begin{bmatrix} x(t+1) \\ y(t+1) \\ z(t+1) \\ \dot{x}(t+1) \\ \dot{y}(t+1) \\ \dot{z}(t+1) \end{bmatrix} + V$$

其中 r 是被监测物体和雷达之间的距离， \dot{r} 是被监测物体的速度， φ 是被监测物体的方位角， θ 是被监测物体的俯仰角， V 为测量噪声， H 是对应的线性化参数矩阵，

$$\text{其中}H\text{为输出方程} \begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \dot{r} = \frac{x \cdot \dot{x}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{y \cdot \dot{y}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{z \cdot \dot{z}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + W \text{ 的偏导数矩阵,} \\ \varphi_i = \arctan(y/x) + 2\pi \cdot k_{f_{w,i}} \\ \theta_i = \arctan(z / \text{sqrt}(x^2 + y^2)) + 2\pi \cdot k_{f_{y,i}} \end{cases}$$

增益矩阵公式为

$$K = PH^T R^{-1}$$

其中 P 为时间更新矩阵，通过线性系统对应的黎卡提方程进行计算

$$\dot{P} = -PH^T \cdot R^{-1}HP + PF^T + FP + Q$$

其中 Q 为系统噪声 W 的协方差矩阵， $Q = E(WW^T)$ ， R 为测量噪声 V 的协方差矩阵， $R = E(VV^T)$ 。

6. 根据权利要求5所述的方法，其特征在于，增益矩阵 K 需要根据系统运行状态的变化进行更新，更新方程为

$$P = FPF^T + Q$$

$$K = PH^T (HPH + R)^{-1}$$

$$P = P - KHP。$$

7. 根据权利要求1所述的方法，其特征在于，卡尔曼滤波器组的初始化设定时，首先根据接收到的观测值中的测角数量确定卡尔曼滤波器的增广状态变量的数量；然后在卡尔曼滤波器的估计工作开始之前赋予卡尔曼滤波器一组目标信息的初始值，并根据初始值计算卡尔曼滤波器内增益矩阵 K 的数值。

8. 根据权利要求4所述的方法，其特征在于，主瓣所对应的测角没有受到模糊值的干扰，所对应的卡尔曼滤波器计算得到的残差加权平方和WSSR在数量级上最小，其他卡尔曼滤波器计算的WSSR会比主瓣对应的计算结果在数量级上大，从而分辨出主瓣对应的测角。

9. 超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的三维目标跟踪装置，其特征在于，所述装置包括：

方程构建模块，用于分别建立超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的雷达状态方程和雷达量测方程；

卡尔曼滤波器构建模块，用于根据所述雷达状态方程和所述雷达量测方程，建立用于辨别栅瓣和估计目标状态的卡尔曼滤波器；

初始化模块，用于初始化所述卡尔曼滤波器；

量测信息获取模块，用于获取所述超稀疏阵列雷达在各个时刻的雷达目标量测信息；

目标跟踪模块,根据初始设置值、雷达状态方程和雷达量测方程,进行目标跟踪,直至目标跟踪结束。

超稀疏阵列在栅瓣影响下的三维目标跟踪方法和装置

技术领域

[0001] 本发明属于雷达数据处理技术领域,具体涉及超稀疏阵列在栅瓣影响下的三维目标跟踪方法。

背景技术

[0002] 目标跟踪是雷达系统的主要功能,而栅瓣是一种对目标航迹估计的准确性影响比较大的因子。栅瓣的产生与雷达天线自身的设计密不可分。当对雷达系统的分辨率有较高要求时,往往需要增大天线阵列孔径,在阵列信号处理中等效于减小波束宽度,从而提高方位估计的精度。最直观的方法是按照处理信号的频带的上限来设定阵元间距,通过直接增加阵元数目的方式来增大阵列孔径,然而这种大面积的密集阵元布置方式成本过于高昂,往往难以实现。为了降低天线阵列的制造成本,降低其复杂度,只能采用稀疏布置天线单元的设计,通过减少阵元数及通道数的方式实现用较少的阵元数目达到较大的阵列孔径,用较低的成本实现期望的阵列性能。然而较大的阵元间距会导致栅瓣效应的出现,栅瓣也会产生对应的来波,使得跟踪目标时出现方位模糊,从而无法准确判定目标的波达方向。当存在多目标时,强目标的栅瓣会对信号特征较弱的目标的检测与估计造成严重干扰,甚至可能导致弱目标无法被检测到。而在三维目标跟踪中,方位角和俯仰角都会受到栅瓣多值的影响,出现测角多值的现象。

[0003] 雷达进行角度测量通常采用的方法是相位干涉仪测向定位技术,通过比较两个天线的相位来获得方向。单基线相位干涉原理如图1所示。

[0004] 来波方向与法线方向的夹角为 ϕ ,则平面波前到达天线单元1和天线单元2的时间就有先有后,体现在固定频率信号上就存在相位差。为了提高波达角的估计精度,通常采用增大基线长度的方法。但是当基线长度大于半波长时,由于栅瓣的存在,不能分辨来波的真正方向,会产生多个可能结果,这就是角度模糊现象。此时相位差是一个以 2π 为模糊的观测值,角度观测值与实际值的对于关系为 $\phi = \hat{\phi} + 2\pi k$,其中 k 为多个未知的模糊值,它的个数与栅瓣的个数有关。这种情况的出现意味着在同一个采样点会同时出现 $k+1$ 个观测值,其中一个为实际值,其他为模糊值。考虑到栅瓣往往是成对出现,而且对称分布于主瓣两侧, k 的取值往往也是成对的正负数。

[0005] 设阵元间距为 d ,波长为 λ , ϕ_0 为主瓣对应角度,当的时候,这些 ϕ 对应的方向上也会存在与主瓣幅度相同的栅瓣。为了避免栅瓣出现,必须要求。假设目标方位与阵列所成夹角为 ϕ_s ,根据自然指向性函数可以预测栅瓣出现位置和宽度,第 m 个栅瓣出现的方位为

$$[0006] \quad \phi_m = \arccos(\cos \phi_s \pm m\lambda/d), m=1, 2, \dots, 0^\circ < \theta_m < 180^\circ$$

$$[0007] \quad \phi_m = \arccos(\cos(2\pi - \phi_s) \pm m\lambda/d), m=1, 2, \dots, 180^\circ < \theta_m < 360^\circ$$

[0008] 或者

$$[0009] \quad \phi_m = \arcsin(\sin \phi_s \pm m\lambda/d), m=1, 2, \dots, -90^\circ < \theta_m < 90^\circ$$

$$[0010] \quad \phi_m = \arcsin(\sin(2\pi - \phi_s) \pm m\lambda/d), m=1, 2, \dots, 90^\circ < \theta_m < 270^\circ$$

[0011] 当 $m=0$ 时为主极大位置,测量区域范围内的其他整数 m 出现的位置都为栅瓣位置,

在测量区域内可能存在多个栅瓣。当阵元间距为波长一半,即 $d=\lambda/2$,则没有栅瓣存在。当 $d=2\lambda$,而且扫描范围为 0° 到 180° ,对应的 $m=-2,-1,1,2$,共计4个栅瓣,对应的角度为 $180^\circ,120^\circ,60^\circ,0^\circ$ 。当 $d=3\lambda$,对应的栅瓣则会有6个,以此类推。

[0012] 当目标位置变化的维度是三维的时候,会有两个角度用于表示目标位置,一个为方位角,另一个为俯仰角,而栅瓣会对方位角和俯仰角都产生测角多值的影响。

[0013] 目前应对针对栅瓣引发的测角模糊现象的主要处理思路是对雷达天线的阵元布置方式进行优化,从而避免栅瓣的出现,这是从直接消除栅瓣这一思路解决栅瓣影响问题。通过天线阵元优化布置的方式实现阵列栅瓣影响抑制,包括以下几类方法。

[0014] 一类常用的方法是利用组合阵法或优化稀疏布阵技术的手段避免稀疏天线阵引起的栅瓣影响。对于此类方法的研究有包括:1) 采取优化天线阵面排布,阵元形成非周期排列的方式来降低稀疏阵列引起的栅瓣影响。采用子阵重叠的方式布阵是非周期单元布阵的一种方式,这种方法是使子阵方向图在电扫范围内尽可能接近平顶阵因子方向图,而在扫描范围外无能量辐射,目的就是再次分散栅瓣的能量,如随机错位的子阵防止栅瓣产生,或利用子阵的随机排布来打破阵面布局的周期性,或采用单元不等间距布阵形式来打破子阵的规则性、采用不同阵元间距的接收阵列和发射阵列避免栅瓣的产生。2) 通过对稀疏阵列进行优化设计,使得利用最少的有源阵元数将栅瓣谱级抑制到满足要求的范围内。打乱阵面的周期结构以形成非周期布阵,并将阵中辐射单元设计成高效辐射单元,二者之间有机结合,共同抑制栅瓣出现。这类方法需要对阵列的形状进行设计,其对抗栅瓣影响的性能主要由阵列形状决定。

[0015] 另一类方法是通过虚拟内插阵元法,在信号处理中降低阵列稀疏程度来抵抗阵稀疏引起的栅瓣影响,通过合理的设计收发阵元的布局,可以虚拟出更多数量的有效虚拟阵元数,通过这种方式可以达到更多的有效阵元数,利用阵列的优化配置和虚拟孔径的方法来实现对栅瓣的抑制。其它的处理方法还有将时域互相关法和空间域处理方法相结合的适用于分裂子阵的处理方法、阵列声强器法以及对步进信号的栅瓣影响抑制算法、在栅瓣位置处采用空间滤波器抑制电磁波的功率传输等等。

[0016] 上述提到的方法都是从根源上解决问题,通过消除栅瓣的方式避免问题,然而在有些情况下栅瓣的出现是无法避免的,例如机动式的分布式雷达,这种雷达系统可看作是一个随时间改变阵元排布的巨型天线阵列,其形状很难维持在不出现栅瓣的状态。此外阵元布置优化是针对特定波长进行对应的设置,而雷达波束的波长并不是固定不变的,当波长变短,而原有的阵列没有变化时,也可能会导致栅瓣的出现。当栅瓣已经出现时,要考虑消除栅瓣引发的测角模糊,识别出主瓣对应的测角,使得雷达能够在栅瓣影响下依然能够实现目标的持续跟踪,并保证较高的估计精度。

发明内容

[0017] 针对上述不足,提出了一种基于卡尔曼滤波器组的目标跟踪方法,利用卡尔曼滤波器的不同表现区分主瓣和栅瓣对应的测角,从而提高跟踪精度。

[0018] 超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的三维目标跟踪方法,其特征在于,包括:

[0019] 分别建立超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的雷达状态方程和雷达量测方程;

[0020] 根据所述雷达状态方程和所述雷达量测方程,建立用于辨别栅瓣和估计目标状态

的卡尔曼滤波器；

[0021] 初始化所述卡尔曼滤波器；

[0022] 获取所述超稀疏阵列雷达在各个时刻的雷达目标量测信息；

[0023] 根据初始设置值、雷达状态方程和雷达量测方程，进行目标跟踪，直至目标跟踪结束。

[0024] 超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的三维目标跟踪装置，其特征在于，所述装置包括：

[0025] 方程构建模块，用于分别建立超稀疏阵列雷达在栅瓣模糊下的雷达状态方程和雷达量测方程；

[0026] 卡尔曼滤波器构建模块，用于根据所述雷达状态方程和所述雷达量测方程，建立用于辨别栅瓣和估计目标状态的卡尔曼滤波器；

[0027] 初始化模块，用于初始化所述卡尔曼滤波器；

[0028] 量测信息获取模块，用于获取所述超稀疏阵列雷达在各个时刻的雷达目标量测信息；

[0029] 目标跟踪模块，根据初始设置值与雷达目标量测信息，进行目标跟踪，直至目标跟踪结束。

[0030] 本发明创造的优点：

[0031] 基于卡尔曼滤波器组的测角模糊分辨方法，实现方式是利用多个卡尔曼滤波器对栅瓣和主瓣共同产生的多个测角一一对应分别进行参数估计，根据不同的卡尔曼滤波器得出的偏差值区分主瓣和栅瓣，从而使得后续的信号处理直接使用主瓣对应的信息，避免了栅瓣造成的影响。依据这种方法，可以使得栅瓣的影响在信号处理过程进行之前就被排除，从而消除了测角模糊现象，并获得较为准确的目标方位估计信息，实现较为精确的三维目标跟踪。

附图说明

[0032] 图1是单基线相位干涉原理图；

[0033] 图2是系统结构示意图；

[0034] 图3是仿真结果示意图；

具体实施方式

[0035] 下面结合附图对本发明作进一步描述，应当理解，此处所描述的内容仅用于说明和解释本发明，并不用于限定本发明。

[0036] 本申请的应用场景在于当栅瓣的出现无法避免时，利用卡尔曼滤波器组区分主瓣和栅瓣对应的信号，从而在信号处理过程开始前消除栅瓣造成的影响，实现三维目标跟踪，保证对目标方位的估计结果具有较高的精度。解决现有技术中缺乏当栅瓣出现后的应对方法的问题，为分布式超稀疏阵列的三维目标跟踪提供保障。

[0037] 根据栅瓣形成机理，利用卡尔曼滤波从测角模糊现象中分辨出哪个测角为主瓣对应的观测值，需要对测角模糊现象进行建模，从而与卡尔曼滤波器相结合。测角模糊现象可看作是在同一个采样点存在多个不同的测量角，但在实际测量中，由于雷达天线扫描范围的限制，往往在同一个采样点存在的测量角的数量不满足模糊值成对出现的情况，具有一

定的随机分布特性。

[0038] 在雷达天线实际工作过程中,由于雷达扫描范围与主瓣和栅瓣位置的关系,可能会出现以下三种情况:1、在一个采样点上得到的测量值包含对应主瓣的测量值,而栅瓣对应的测量值是成对出现的;2、在一个采样点上得到的测量值包含对应主瓣的测量值,而栅瓣对应的测量值不成对出现的;3、在一个采样点上得到的测量值不包含对应主瓣的测量值。对于卡尔曼滤波器组而言,只能分辨哪个是主瓣,从而根据主瓣信息计算目标方位,而无法从栅瓣信息中得出目标的方位,因此只能针对前两种情况完成主瓣的辨识工作。对于第三种情况,考虑到进行目标跟踪时需要保证主瓣始终能够处于扫描范围之内,连主瓣信息都无法得到的时候,则目标跟踪可以被认为是无法进行,因此第三种情况在本申请算法中不考虑。

[0039] 对于雷达扫描范围变化导致测角数量变化,可以针对不同的扫描范围,构建不同的卡尔曼滤波器组。考虑到栅瓣的数量以及分布是能够根据相关公式进行推算的,因此在雷达构造方式或者多雷达组合的分布方式能够确定的前提下可以直接推算出扫描范围内包含多少个栅瓣,从而确定卡尔曼滤波器的数量,完成后续的算法设计工作。并且在卡尔曼滤波器估计过程中,雷达扫描范围应当维持在初始设定状态,否则扫描范围的变化会导致卡尔曼滤波器组和实际情况无法对应,导致估计工作无法完成。

[0040] 在异常检测里一般使用的卡尔曼滤波器,本质上是一类以仿真算法为基础的异常检测方法,此类方法实施流程存在两个部分:一方面是出现残差;另一方面是残差决策。残差的出现代表着以装置模型建立的一个或一组函数为基础去表现异常事件量的多少;残差的决策代表着以已确定的残差值为基础,建立合适的阈值及决策标准去探究异常来源,这是残差决策的基本流程。以卡尔曼滤波器为基础的异常检测流程包括以下内容:首先是比较卡尔曼滤波器的预测值和实际测定值的偏差,得到残差信号,也就是残差加权平方和(WSSR),其数量代表了异常状态的数量,以此判断装置有没有出现故障。其次是以残差的异常为基础进行评价,如果装置中不存在异常,装置残差值在理论上会较为平稳的处于某个小范围之间;但是如果存在异常,那么残差即将出现大幅度的误差,使用残差值能够对判断异常状况是否存在,判断出异常的类型、范围等有关数据,完成对异常的检测。

[0041] 本申请中是针对测角多值的异常检测问题,对应的方法是以若干个输入信息存在区别的卡尔曼滤波器为基础构建的卡尔曼滤波器组去处理。卡尔曼滤波器组中涵盖有 n 个卡尔曼滤波器,每个卡尔曼滤波器的增广状态变量都去除了与模糊值 k 相关的部分,其中 n 为雷达接收到的测角组(每个测角组包含一个方位角与一个俯仰角)的总数,每个卡尔曼滤波器接收1个测角组的检测值。任意测角组对应的是主瓣还是栅瓣均通过1个与之对应的卡尔曼滤波器进行判断。卡尔曼滤波器组通过残差的测算之后,会得到 n 个残差。当第 i 个测角为主瓣对应测角时,第 i 个卡尔曼滤波器得到的信息不包含模糊值的干扰,其估计结果更为准确,残差值约等于0。但是其他的卡尔曼滤波器对应的测角则是栅瓣对应的测角,其估计过程会受到模糊值的干扰,导致最终的估计结果与测量值存在一定的偏差,由于预测偏差造成残差值的增大。按照 n 个卡尔曼滤波器的残差值数量级不同的比较,能够识别出其中的最小值,最小值和另外的残差值存在数量级的不同,据此可确定主瓣对应的测角。

[0042] 在卡尔曼滤波器组进行测角模糊处理时,阈值的取值是主瓣判断的关键。设定WSSR对应的阈值在较小的取值上可以提高主瓣分辨成功的几率,但是由于噪声的干扰,会

增加误判的几率,将主瓣也判别为栅瓣,而阈值设定在较大的取值上则会导致相反的结果,因此阈值的设定对混合卡尔曼滤波器组的主瓣分辨功能的表现有很大的影响。一种比较合理的阈值设定方式是根据雷达在不同监测区域上的量测精度的不同,建立对应的一系列阈值,从而提升测角模糊处理的准确性。

[0043] 其于上述原理,本申请提供一种基于分布式稀疏阵列在栅瓣测角模糊影响下的目标跟踪方法,其实现步骤包括:

[0044] 步骤S00:建立存在栅瓣影响情况下的雷达状态方程。

[0045] 当栅瓣存在时,由于栅瓣的影响,雷达会产生多个测角值,不同的测角值可对应不同的模糊数,由于模糊数的出现并没有对被监测物体的状态参数产生影响,因此建立的状态方程不设置模糊数,对应的被监测物体的状态方程可以表示为下式所示

$$[0046] \begin{bmatrix} x(t+1) \\ y(t+1) \\ z(t+1) \\ \dot{x}(t+1) \\ \dot{y}(t+1) \\ \dot{z}(t+1) \end{bmatrix} = F * \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ z(t) \\ \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} + W$$

[0047] 其中 x 、 y 和 z 为被监测目标的方位信息, \dot{x} 、 \dot{y} 和 \dot{z} 为被监测目标在 x 轴、 y 轴和 z 轴

的速度分量, $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$,状态方程中包含系统过程噪音 W ,其协方差矩阵为

$$[0048] Q = E(WW^T)$$

[0049] 步骤S01:建立具有栅瓣的分布式阵列雷达的量测方程。

[0050] 雷达能够测量到的参数包括目标距离,目标速度以及由于栅瓣产生的多个测角。由于一开始无法确定哪个是主瓣哪个是栅瓣,因此多个不同瓣的测角可以进行编号处理,其中第 i 个瓣对应的输出方程为

$$[0051] \begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \dot{r} = \frac{x \cdot \dot{x}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{y \cdot \dot{y}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{z \cdot \dot{z}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + W \\ \varphi_i = \arctan(y/x) + 2\pi \cdot k_{f_w,i} \\ \theta_i = \arctan(z / \text{sqrt}(x^2 + y^2)) + 2\pi \cdot k_{f_y,i} \end{cases}$$

[0052] 其中 r 是被监测物体和雷达之间的距离, \dot{r} 是被监测物体的速度, φ 是被监测物体的方位角, θ 是被监测物体的俯仰角, $k_{f_w,i}$ 和 $k_{f_y,i}$ 分别为方位角和俯仰角对应的模糊值,输出方程中包含测量噪音 W ,其协方差矩阵为

$$[0053] R = E(WW^T)$$

[0054] 步骤S02:根据步骤S00状态方程,以及步骤S01所述的量测方程,建立用于辨别栅瓣和估计目标状态的卡尔曼滤波器模型。针对每个测角构建一个卡尔曼滤波器,然后组成卡尔曼滤波器组。

[0055] 对应第*i*个测角的卡尔曼滤波器的状态空间模型是在步骤S00所述的状态方程和步骤S01所述的量测方程的基础上构建而成。与第*i*个瓣所对应的测角的卡尔曼滤波器的结构为

$$[0056] \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} x_{kal,i}(t+1) \\ y_{kal,i}(t+1) \\ z_{kal,i}(t+1) \\ \dot{x}_{kal,i}(t+1) \\ \dot{y}_{kal,i}(t+1) \\ \dot{z}_{kal,i}(t+1) \end{bmatrix} = F * \begin{bmatrix} x_{kal,i}(t) \\ y_{kal,i}(t) \\ z_{kal,i}(t) \\ \dot{x}_{kal,i}(t) \\ \dot{y}_{kal,i}(t) \\ \dot{z}_{kal,i}(t) \end{bmatrix} + K * \begin{bmatrix} r(t) - r_i(t) \\ \dot{r}(t) - \dot{r}_i(t) \\ \theta_i(t) - \theta_{kal,i}(t) \\ \varphi_i(t) - \varphi_{kal,i}(t) \end{bmatrix} \\ \\ r_{kal,i} = \sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2} \\ \dot{r}_{kal,i} = \frac{x_{kal,i} \cdot \dot{x}_{kal,i}}{\sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2}} + \frac{y_{kal,i} \cdot \dot{y}_{kal,i}}{\sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2}} + \frac{z_{kal,i} \cdot \dot{z}_{kal,i}}{\sqrt{x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2 + z_{kal,i}^2}} \\ \varphi_{kal,i} = \arctan(y_{kal,i} / x_{kal,i}) \\ \theta_{kal,i} = \arctan(z_{kal,i} / \text{sqrt}(x_{kal,i}^2 + y_{kal,i}^2)) \\ WSSR_i = \text{sqrt} \left(\begin{array}{l} \left((r - r_{kal,i}) / r \right)^2 + \left((\dot{r} - \dot{r}_{kal,i}) / \dot{r} \right)^2 + \\ \left((\varphi - \varphi_{kal,i}) / \varphi \right)^2 + \left((\theta - \theta_{kal,i}) / \theta \right)^2 \end{array} \right) \end{array} \right.$$

[0057] 其中 $x_{kal,i}$ 、 $y_{kal,i}$ 和 $z_{kal,i}$ 为第*i*个卡尔曼滤波器估计的被监测目标的方位信息, $\dot{x}_{kal,i}$ 、 $\dot{y}_{kal,i}$ 和 $\dot{z}_{kal,i}$ 为第*i*个卡尔曼滤波器估计的被监测目标在x轴、y轴和z轴的速度分量, $r_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体和雷达之间的距离, $\dot{r}_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体的速度, $\varphi_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体的方位角, $\theta_{kal,i}$ 是卡尔曼滤波器估计的被监测物体的俯仰角。 $WSSR_i$ 为第*i*个卡尔曼滤波器的估计结果与测量结果之间的残差加权平方和。根据不同卡尔曼滤波器计算的残差加权平方和的差异,判断哪个滤波器对应的测角是主瓣测角,从而避免栅瓣影响。

[0058] 从上式中可以看出,卡尔曼滤波器的增广状态变量中并没有包含两个模糊值,这是因为对三维目标进行跟踪时,如果用卡尔曼滤波器直接估计栅瓣造成的模糊值,由于方位角和俯仰角都存在模糊值,这就使得卡尔曼滤波器需要估计五个增广状态变量,包括x、y、z三个轴对应的速度以及两个模糊值,而卡尔曼滤波器可用的可测输出却只有方位角、俯仰角、速度和距离这四个参数,如果增广状态变量包含两个模糊值,就会使得需要估计的参数多于卡尔曼滤波器的输入参数,进而导致卡尔曼滤波器的估计工作无法进行。

[0059] 为了能够在不引入增广状态变量的前提下进行主瓣和栅瓣的区分,采用的方法是用其他的数值来间接体现模糊值所造成的影响。

[0060] 该滤波器中增益矩阵K的计算过程如下所示。由于卡尔曼滤波器的增益矩阵无法直接通过非线性输出方程计算得到,因此需要对非线性方程进行小偏差线性化计算,从而得到

$$[0061] \quad \begin{bmatrix} r(t+1) \\ \dot{r}(t+1) \\ \varphi(t+1) \\ \theta(t+1) \end{bmatrix} = H * \begin{bmatrix} x(t+1) \\ y(t+1) \\ z(t+1) \\ \dot{x}(t+1) \\ \dot{y}(t+1) \\ \dot{z}(t+1) \end{bmatrix} + W$$

[0062] 其中r是被监测物体和雷达之间的距离, \dot{r} 是被监测物体的速度, φ 是被监测物体的方位角, θ 是被监测物体的俯仰角,V为测量噪声。H是输出方程

$$\begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \dot{r} = \frac{x \cdot \dot{x}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{y \cdot \dot{y}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + \frac{z \cdot \dot{z}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} + W \text{ 对应的线性化参数矩阵。} \\ \varphi_i = \arctan(y/x) + 2\pi \cdot k_{f_{w,i}} \\ \theta_i = \arctan(z / \text{sqrt}(x^2 + y^2)) + 2\pi \cdot k_{f_{v,i}} \end{cases}$$

[0063] 考虑到卡尔曼滤波器的鲁棒性,卡尔曼滤波器应满足对应的二次型指标,卡尔曼滤波器的增益需要使得二次型指标最小化。根据极值原理,可以导出最优的增益矩阵公式为

$$[0064] \quad K = PH^T R^{-1}$$

[0065] 其中P为时间更新矩阵,可以通过线性系统对应的黎卡提方程进行计算

$$[0066] \quad \dot{P} = -PH^T \cdot R^{-1}HP + PF^T + FP + Q$$

[0067] 其中Q为系统噪声W的协方差矩阵, $Q = E(WW^T)$,R为测量噪声V的协方差矩阵, $R = E(VV^T)$ 。

[0068] 由于构成卡尔曼滤波器的系统为非线性系统,因此增益矩阵K需要根据系统运行状态的变化进行更新,具体的更新方程为

$$[0069] \quad P = FPF^T + Q$$

$$[0070] \quad K = PH^T (HPH + R)^{-1}$$

$$[0071] \quad P = P - KHP$$

[0072] 步骤S03:分布式阵列雷达对目标进行观测,获得目标各个时刻的观测值。

[0073] 步骤S04:根据步骤S02所述的卡尔曼滤波器和步骤S03所述的目标雷达观测值,对目标跟踪过程进行初始设置。

[0074] 这一步骤的主要目的是进行卡尔曼滤波器组的初始化设定。首先根据接收到的观测值中的测角数量确定卡尔曼滤波器的增广状态变量的数量;然后在卡尔曼滤波器的估计工作开始之前赋予卡尔曼滤波器一组目标信息的初始值,并根据初始值计算卡尔曼滤波器内增益矩阵K的数值。

[0075] 步骤S05:根据步骤S04的初始设置值和步骤S02所构建的卡尔曼滤波器组,进行由

k时刻到k+1时刻的目标跟踪,直至目标跟踪结束。

[0076] 由于初始值不可能与目标的实际状态完全吻合,会存在一定偏差,因此卡尔曼滤波器需要在后续的估计过程中计算新的估计值,使其不断逼近观测值,从而消除这种偏差。然而只有主瓣所对应的测角由于没有受到模糊值的干扰,主瓣对应的卡尔曼滤波器的估计偏差能够达到最小,它所对应的卡尔曼滤波器计算得到的加权残差平方和WSSR在数量级上是最小的,其他卡尔曼滤波器计算的WSSR都会比主瓣对应的计算结果在数量级上大一些,从而分辨出这些测角中哪个是主瓣对应的测角。

[0077] 本申请提出的针对分布式稀疏阵列存在栅瓣时的目标跟踪方法,能够区分主瓣和栅瓣所对应的测角,并能够获得较为准确的目标信息。

[0078] 实际应用中,如图2所示,某分布式基地雷达系统可以看作是一个大型的稀疏天线阵,由于栅瓣的影响,雷达系统接收到的目标信号包含多个不同的测角,卡尔曼滤波器根据接收到的信息对目标方位以及模糊数进行估计,当滤波器的估计信息与观测值具有较高吻合度时,滤波器所估计的状态参数能够比较准确地反应物体当前的状态。

[0079] 以仿真实验验证该方法。仿真中被跟踪目标以固定速率运行,而雷达持续对目标进行跟踪。仿真中对 \dot{x} 、 \dot{y} 和 \dot{z} 施加了均方差为0.05的过程噪声干扰,对距离 r 施加了均方差为1的测量噪声干扰,对方位角 φ 和俯仰角 θ 施加了均方差为0.05的测量噪声干扰,对速度 V 施加了均方差为0.05的测量噪声干扰。卡尔曼滤波器组需要在噪声干扰下处理测角模糊,分辨主瓣和栅瓣对应的测角,对目标实现有效的定位以及跟踪。

[0080] 从仿真结果对应的图3可以看出,基于主瓣信息的卡尔曼滤波器计算得到的WSSR明显小于基于栅瓣信息得到的WSSR,根据WSSR的差异确定哪个是主瓣,从而避免栅瓣的影响。由于没有模糊值的干扰,主瓣对应的卡尔曼滤波器的估计结果更为准确,偏差较小,因此对应的WSSR更接近于0,而栅瓣对应的卡尔曼滤波器计算的WSSR数值则会比较大,通过这种差异,可以从多个测角中判断出哪个是主瓣对应的测角。

[0081] 最后应说明的是:以上所述仅为本发明的解释,并不用于限制本发明,尽管对本发明进行了详细的说明,对于本领域的技术人员来说,其依然可以对前述所记载的技术方案进行修改,或者对其中部分技术特征进行等同替换。凡在本发明的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

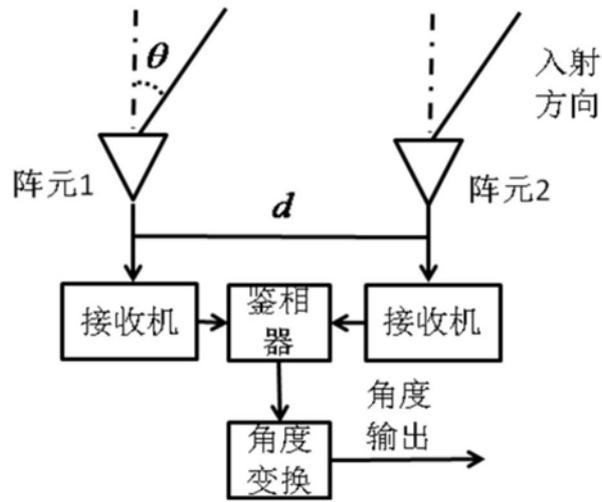


图1

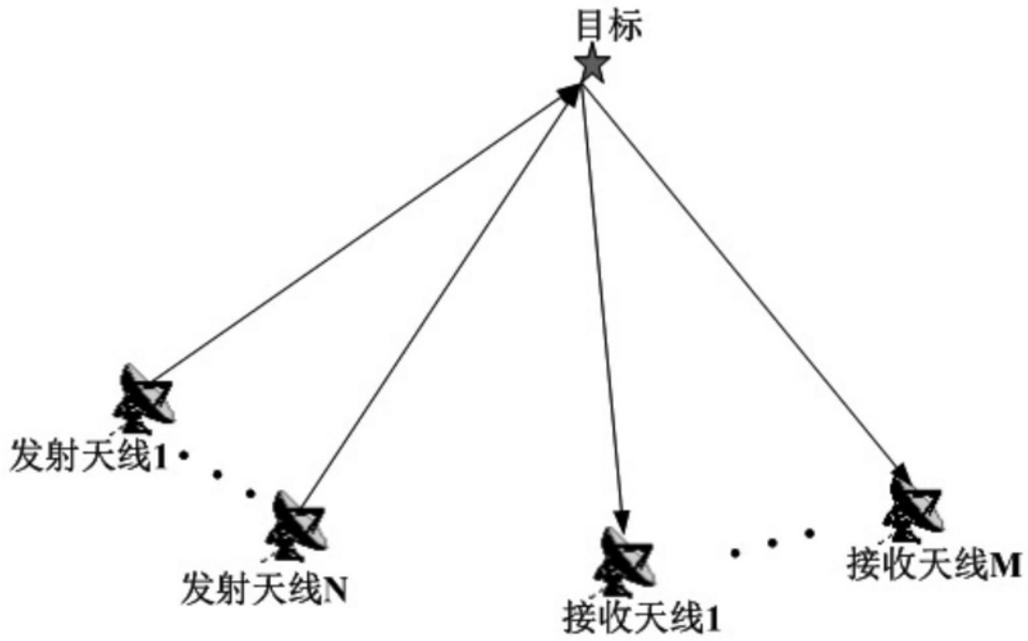


图2

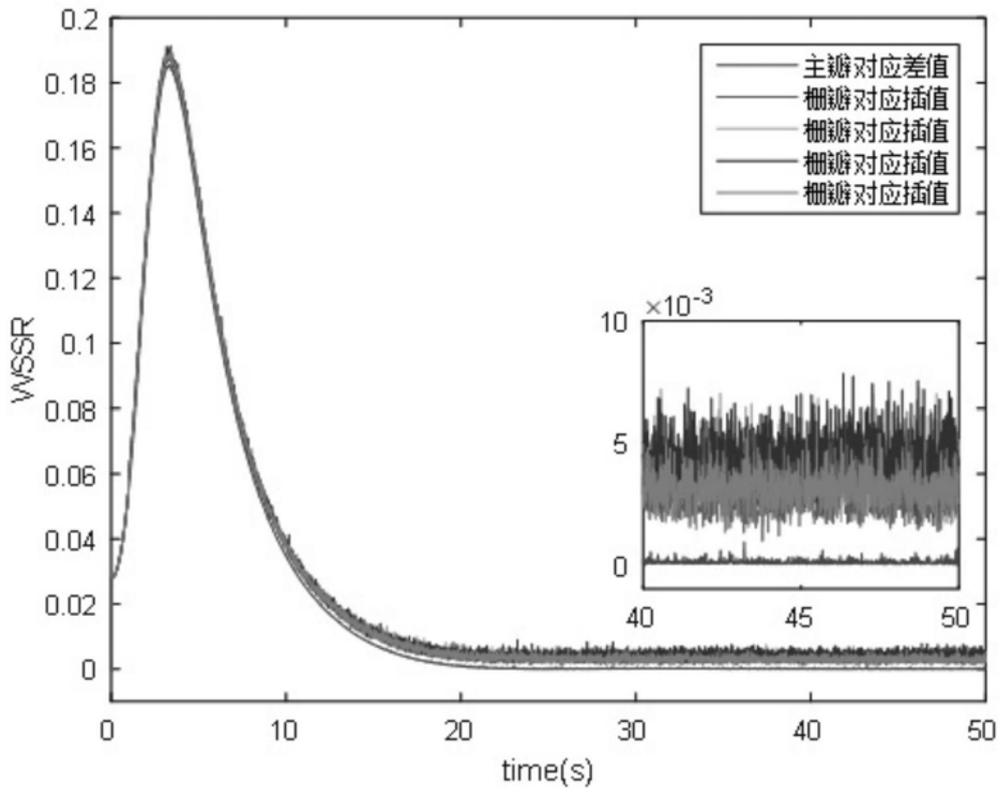


图3