



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102707264 A

(43) 申请公布日 2012. 10. 03

(21) 申请号 201210193245. 1

(22) 申请日 2012. 06. 13

(71) 申请人 西安电子科技大学

地址 710071 陕西省西安市太白南路 2 号

(72) 发明人 曹运合 张伦 刘峰 张子敬

谢荣 靳松阳

(74) 专利代理机构 陕西电子工业专利中心

61205

代理人 王品华 朱红星

(51) Int. Cl.

G01S 7/02 (2006. 01)

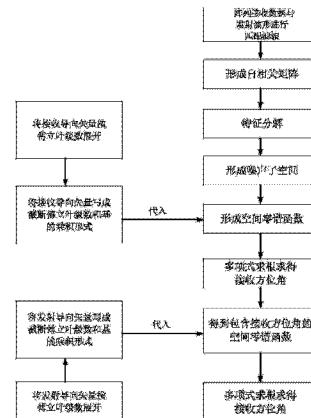
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 3 页

(54) 发明名称

基于圆形阵列双基地 MIMO 雷达的波达方向
估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于圆形阵列的双基地 MIMO 雷达的波达方向估计方法，主要解决现有技术运算量大，且无法对圆形阵列进行波达方向估计的问题。其实现过程是：1) 获取阵列导向矢量的截断傅立叶系数，把导向矢量用傅立叶系数和基的乘积代替；2) 对阵列接收数据匹配滤波，形成自相关矩阵，并对矩阵进行特征分解；3) 选取特征向量形成噪声子空间，获得空间零谱函数；4) 把接收导向矢量代入空间零谱函数，采用多项式求根求得接收角；5) 把获得的接收角带入空间零谱函数，采用多项式求根求得发射角。本发明可采用多项式求根的方法对圆形阵列流形 MIMO 雷达的波达方向进行估计，避免谱峰搜索，运算量低，可用于双基地 MIMO 雷达波达方向估计。



1. 一种基于圆形阵列双基地 MIMO 雷达的波达方向估计方法, 包括如下步骤:

1) 对发射导向矢量 $a_t(\theta)$ 的元素按照傅立叶级数展开, 并对发射导向矢量的傅立叶级数进行截断, 得到发射导向矢量截断后的傅立叶级数 F_t , 其中 θ 为发射方位角;

2) 对接收导向矢量 $a_r(\phi)$ 的元素按照傅立叶级数展开, 并对接收导向矢量的傅立叶级数进行截断, 得到接收导向矢量截断后的傅立叶级数 F_r , 其中 ϕ 为接收方位角;

3) 把发射导向矢量和接收导向矢量写成傅立叶级数和傅立叶基的乘积形式:

$$a_t(\theta) = F_t d_t(z_\theta)$$

$$a_r(\phi) = F_r d_r(z_\phi)$$

式中 $d_t(z_\theta) = [z_\theta^{-\frac{(N_t-1)}{2}} \dots z_\theta^{\frac{(N_t-1)}{2}}]^T$ 为发射导向矢量的傅立叶基, 其中 $z_\theta = e^{j\theta}$ 表示发射方位角的复指数形式, N_t 为发射导向矢量傅立叶级数的截断长度, $N_t > 0$, $d_r(z_\phi) = [z_\phi^{-\frac{(N_r-1)}{2}} \dots z_\phi^{\frac{(N_r-1)}{2}}]^T$ 为接收导向矢量的傅立叶基, $z_\phi = e^{j\phi}$ 表示接收方位角的复指数形式, N_r 为接收导向矢量傅立叶级数的截断长度, $N_r > 0$, $[]^T$ 表示矩阵转置;

4) 利用每个接收阵列的接收数据与每个发射波形进行匹配滤波, 得到匹配滤波后的结果 $X(t)$:

$$X(t) = E(S X_r),$$

式中 $S = [s_1^T, \dots, s_i^T, \dots, s_{M_t}^T]^T$ 表示由 M_t 个发射信号组成的矩阵, s_i 表示第 i 个发射信号, s_i^T 表示 s_i 的转置, 其中 $i = 1 \dots M_t$, M_t 为发射阵元数, X_r 表示阵列接收数据;

5) 利用匹配滤波后的结果形成自相关矩阵 R_x :

$$R_x = E\{X(t) X^H(t)\},$$

式中, $E\{\cdot\}$ 表示数学期望, $X^H(t)$ 表示 $X(t)$ 的共轭转置;

6) 对上述自相关矩阵进行特征分解, 得到特征值和特征向量:

$$R_x = \sum_{m=1}^{M_t M_r} \lambda_m e_m e_m^H,$$

式中, λ_m 表示第 m 个特征值, e_m 是第 m 个特征值对应的特征向量, $m=1 \dots M_t M_r$, M_r 为接收阵元数, e_m^H 表示 e_m 的共轭转置;

7) 按照特征值从小到大的顺序, 依次选取 $M_t M_r - P$ 个小特征值, 并取这些特征值对应的特征向量, 形成噪声子空间 \hat{E}_n :

$$\hat{E}_n = [e_{P+1}, \dots, e_m, \dots, e_{M_t M_r}],$$

式中 e_m 是特征值对应的特征向量, 其中 $m=P+1, \dots, M_t M_r$, P 为目标个数;

8) 利用噪声子空间 \hat{E}_n 形成多信号分类 MUSIC 空间零谱函数 $f_1(\theta, \phi)$:

$$f_1(\theta, \phi) = \left\| \hat{E}_n^H a(\theta, \phi) \right\|^2 = a^H(\theta, \phi) \hat{E}_n \hat{E}_n^H a(\theta, \phi),$$

式中, $a(\theta, \phi) = a_t(\theta) \otimes a_r(\phi)$ 为雷达导向矢量, \otimes 为 Kronecker 积, \hat{E}_n^H 表示 \hat{E}_n 的共轭转置, $a^H(\theta, \phi)$ 表示 $a(\theta, \phi)$ 的共轭转置, $\|\cdot\|$ 表示范数;

9) 将步骤 3) 的接收导向矢量 $a_r(\phi)$ 代入空间零谱函数 $f_1(\theta, \phi)$ 中, 得到包含接收导向矢量的空间零谱函数 $f_2(\theta, \phi)$:

$$f_2(\theta, \phi) = a_t^H(\theta) G a_r(\phi),$$

式中, $G = \mathbf{D}_r^H(z_\varphi) \mathbf{\Omega}^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{\Omega} \mathbf{D}_r(z_\varphi)$,

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} F_r & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & \cdots & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} \\ \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & F_r & \cdots & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & \cdots & F_r \end{bmatrix}_{M_r M_t \times N_r M_t},$$

$$\mathbf{D}_r(z_\varphi) = \begin{bmatrix} d_r(z_\varphi) & \mathbf{0}_{N_r \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{N_r \times 1} \\ \mathbf{0}_{N_r \times 1} & d_r(z_\varphi) & \cdots & \mathbf{0}_{N_r \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_r \times 1} & \mathbf{0}_{N_r \times 1} & \cdots & d_r(z_\varphi) \end{bmatrix}_{N_r M_t \times M_t},$$

其中 $\mathbf{I}_{M_r M_t \times N_r M_t}$ 表示 $M_r M_t \times N_r M_t$ 维的矩阵, $\mathbf{I}_{N_r M_t \times M_t}$ 表示 $N_r M_t \times M_t$ 维的矩阵;

10) 令步骤 7) 中的 G 的行列式值为 0, 采用多项式求根的方法求得第 k 个接收方位角的复指数形式 $z_\varphi^{(k)}$, 其中 $k=1 \dots P$;

11) 利用接收角的复指数形式 $z_\varphi^{(k)}$ 求得第 k 个接收方位角 φ_k :

$$\varphi_k = \text{angle}(z_\varphi^{(k)});$$

12) 把获得的接收方位角 φ_k 以及步骤 3) 中的发射导向矢量 $a_t(\theta)$ 带入包含接收导向矢量的空间零谱函数 $f_2(\theta, \varphi)$, 得到包含接收方位角 φ_k 的空间零谱函数 $f(\theta, \varphi_k)$:

$$f(\theta, \varphi_k) = d_t^H(z_\theta) F_t^H \mathbf{G} F_t d_t(z_\theta);$$

13) 令 $f(\theta, \varphi_k)$ 为零, 采用多项式求根的方法求得第 k 个发射方位角的复指数形式 $z_\theta^{(k)}$, 其中 $k=1 \dots P$;

14) 利用发射角的复指数形式 $z_\theta^{(k)}$ 求得第 k 个发射方位角 θ_k :

$$\theta_k = \text{angle}(z_\theta^{(k)}).$$

基于圆形阵列双基地 MIMO 雷达的波达方向估计方法

技术领域

[0001] 本发明属于雷达技术领域,具体涉及双基地多输入多输出 MIMO 雷达的波达方向估计,可用于 MIMO 雷达的波达方向估计,并减少运算量,易于工程实现。

背景技术

[0002] 多输入多输出 MIMO 雷达可充分利用波形分集增益,增加系统的自由度,改善其空间分辨率,提高参数估计精度和增加系统最大可定位目标数量。在各种阵列流形中,均匀线阵结构简单、实现容易,并能采用各种快速波达方向估计 DOA 算法而成为众多理论研究的基础。但一维均匀线阵只能提供 180 度的无模糊方位角信息,但很多情况下需要探测 360 度的整个空间信息,二维均匀线阵,即矩形面阵可以满足对整个 360 度空域无模糊方位角估计,但面阵阵元数相比一维线阵成平方次增加,阵列冗余大,系统实现复杂,计算量也大为增加。MIMO 雷达发射时不形成空间波束,其阵元方向图覆盖整个空域,所以在实际应用中常常需要对全空域 360 度进行探测,这时线性阵列由于其角度模糊是不能采用的,所以 MIMO 雷达,例如法国综合脉冲孔径雷达在使用时通常采用圆形阵列流形。

[0003] 目标角度超分辨估计方法是 MIMO 雷达信号处理的一个重要内容,目前最基本的 DOA 估计方法是多信号分类 MUSIC 方法,这种方法不受阵列流形的限制,但传统 MUSIC 方法需要对角度进行全空域搜索,运算量非常大。为了降低运算量,可采用旋转不变技术估计信号参数 ESPRIT 方法和多项式求根多信号分类 root-MUSIC 方法,这些方法虽然可避免角度谱峰搜索,大大降低 DOA 的运算量,但这两种方法只能用于均匀线性阵列,对于圆形阵列却无能为力。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于针对上述已有技术的不足,提出了一种基于圆形阵列 MIMO 雷达的波达方向估计方法,以在减小运算量的同时,实现对圆形阵列 MIMO 雷达的波达方向快速估计。

[0005] 实现本发明目的的技术思路是:利用傅立叶基的范得蒙形式和多项式求根方法获得目标角度信息,取代传统方法中采用谱峰搜索的方式,从而实现对雷达的波达方向估计,其技术步骤包括如下:

[0006] 1)对发射导向矢量 $a_t(\theta)$ 的元素按照傅立叶级数展开,并对发射导向矢量的傅立叶级数进行截断,得到发射导向矢量截断后的傅立叶级数 F_t ,其中 θ 为发射方位角;

[0007] 2)对接收导向矢量 $a_r(\phi)$ 的元素按照傅立叶级数展开,并对接收导向矢量的傅立叶级数进行截断,得到接收导向矢量截断后的傅立叶级数 F_r ,其中 ϕ 为接收方位角;

[0008] 3)把发射导向矢量和接收导向矢量写成傅立叶级数和傅立叶基的乘积形式:

[0009] $a_t(\theta) = F_t d_t(z_\theta)$

[0010]

$$a_r(\phi) = F_r d_r(z_\phi)$$

[0011] 式中 $\mathbf{d}_t(z_\theta) = [z_\theta^{-\frac{(N_t-1)}{2}} \dots z_\theta^{\frac{(N_t-1)}{2}}]^T$ 为发射导向矢量的傅立叶基, 其中 $z_\theta = e^{j\theta}$ 表示发射方位角的复指数形式, N_t 为发射导向矢量傅立叶级数的截断长度, $N_t > 0$, $\mathbf{d}_r(z_\varphi) = [z_\varphi^{-\frac{(N_r-1)}{2}} \dots z_\varphi^{\frac{(N_r-1)}{2}}]^T$ 为接收导向矢量的傅立叶基, $z_\varphi = e^{j\varphi}$ 表示接收方位角的复指数形式, N_r 为接收导向矢量傅立叶级数的截断长度, $N_r > 0$, $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置;

[0012] 4) 利用每个接收阵列的接收数据与每个发射波形进行匹配滤波, 得到匹配滤波后的结果 $X(t)$:

[0013] $X(t) = E(SX_r)$

[0014] 式中 $\mathbf{S} = [s_1^T, \dots, s_i^T, \dots, s_{M_t}^T]^T$ 表示由 M_t 个发射信号组成的矩阵, s_i 表示第 i 个发射信号, s_i^T 表示 s_i 的转置, 其中 $i = 1 \dots M_t$, M_t 为发射阵元数, X_r 表示阵列接收数据;

[0015] 5) 利用匹配滤波后的结果形成自相关矩阵 R_x :

[0016] $R_x = E\{X(t)X^H(t)\}$

[0017] 式中, $E\{\cdot\}$ 表示数学期望, $X^H(t)$ 表示 $X(t)$ 的共轭转置;

[0018] 6) 对上述自相关矩阵进行特征分解, 得到特征值和特征向量:

[0019] $\mathbf{R}_x = \sum_{m=1}^{M_t M_r} \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$

[0020] 式中, λ_m 表示第 m 个特征值, \mathbf{e}_m 是第 m 个特征值对应的特征向量, $m = 1 \dots M_t M_r$, M_r 为接收阵元数, \mathbf{e}_m^H 表示 \mathbf{e}_m 的共轭转置;

[0021] 7) 按照特征值从小到大的顺序, 依次选取 $M_t M_r - P$ 个小特征值, 并取这些特征值对应的特征向量, 形成噪声子空间 $\hat{\mathbf{E}}_n$:

[0022] $\hat{\mathbf{E}}_n = [\mathbf{e}_{P+1}, \dots, \mathbf{e}_m, \dots, \mathbf{e}_{M_t M_r}]$,

[0023] 式中 \mathbf{e}_m 是特征值对应的特征向量, 其中 $m = P+1, \dots, M_t M_r$, P 为目标个数;

[0024] 8) 利用噪声子空间 $\hat{\mathbf{E}}_n$ 形成 MUSIC (多信号分类) 空间零谱函数 $f_1(\theta, \varphi)$:

[0025]

$$f_1(\theta, \varphi) = \|\hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{a}(\theta, \varphi)\|^2 = \mathbf{a}^H(\theta, \varphi) \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{a}(\theta, \varphi)$$

[0026] 式中, $\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_t(\theta) \otimes \mathbf{a}_r(\varphi)$ 为雷达导向矢量, \otimes 为 Kronecker 积, $\hat{\mathbf{E}}_n^H$ 表示 $\hat{\mathbf{E}}_n$ 的共轭转置, $\mathbf{a}^H(\theta, \varphi)$ 表示 $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ 的共轭转置, $\|\cdot\|$ 表示范数;

[0027] 9) 将步骤 3) 的接收导向矢量 $\mathbf{a}_r(\varphi)$ 代入空间零谱函数 $f_1(\theta, \varphi)$ 中, 得到包含接收导向矢量的空间零谱函数 $f_2(\theta, \varphi)$:

[0028]

$$f_2(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_t^H(\theta) G \mathbf{a}_r(\varphi),$$

[0029] 式中, $G = \mathbf{D}_r^H(z_\varphi) \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_r(z_\varphi)$,

[0030]
$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} F_r & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & \cdots & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} \\ \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & F_r & \cdots & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & \mathbf{0}_{M_r \times N_r} & \cdots & F_r \end{bmatrix}_{M_r M_t \times N_r M_r},$$

[0031]

$$\mathbf{D}_r(z_\phi) = \begin{bmatrix} d_r(z_\phi) & \mathbf{0}_{N_r \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{N_r \times 1} \\ \mathbf{0}_{N_r \times 1} & d_r(z_\phi) & \cdots & \mathbf{0}_{N_r \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_r \times 1} & \mathbf{0}_{N_r \times 1} & \cdots & d_r(z_\phi) \end{bmatrix}_{N_r M_t \times M_t},$$

[0032] 其中 $\mathbb{I}_{M_r M_t \times N_r M_t}$ 表示 $M_r M_t \times N_r M_t$ 维的矩阵, $\mathbb{I}_{N_r M_t \times M_t}$ 表示 $N_r M_t \times M_t$ 维的矩阵;

[0033] 10) 令步骤 7) 中的 G 的行列式值为 0, 采用多项式求根的方法求得第 k 个接收方位角的复指数形式 $z_\phi^{(k)}$, 其中 $k=1 \dots P$;

[0034] 11) 利用接收角的复指数形式 $z_\phi^{(k)}$ 求得第 k 个接收方位角 φ_k :

[0035]

$$\varphi_k = \text{angle}(z_\phi^{(k)});$$

[0036] 12) 把获得的接收方位角 φ_k 以及步骤 3) 中的发射导向矢量 $a_t(\theta)$ 带入包含接收导向矢量的空间零谱函数 $f_2(\theta, \varphi)$, 得到包含接收方位角 φ_k 的空间零谱函数 $f(\theta, \varphi_k)$:

[0037]

$$f(\theta, \varphi_k) = d_t^H(z_\theta) F_t^H G F_t d_t(z_\theta);$$

[0038] 13) 令 $f(\theta, \varphi_k)$ 为零, 采用多项式求根的方法求得第 k 个发射方位角的复指数形式 $z_\theta^{(k)}$, 其中 $k=1 \dots P$;

[0039] 14) 利用发射角的复指数形式 $z_\theta^{(k)}$ 求得第 k 个发射方位角 θ_k :

[0040] $\theta_k = \text{angle}(z_\theta^{(k)})$.

[0041] 本发明与现有技术相比具有以下优点:

[0042] (1) 现有的最基本的 DOA 估计方法是 MUSIC 谱估计方法, 需要全空域搜索, 运算量很大, 尤其对于双基地 MIMO 雷达, 不仅导向矢量的维数成平方性增加, 而且需要两维空域搜索, 计算量无法接受。而本发明由于把两维空域搜索变为两次多项式求根得到波达方位角, 运算量大大降低;

[0043] (2) 对于现在双基地 MIMO 雷达常用的 ESPRIT 方法, 仅仅局限于对线性均匀阵列的处理, 对于圆形阵列无能为力。本发明由于采用傅立叶变换技术, 把圆形阵列导向矢量变成求根的形式, 因而能进行圆形阵列流形的 DOA 快速计算。

附图说明

[0044] 图 1 是本发明的实现流程图;

[0045] 图 2 是用本发明对目标定位所得的星座图;

[0046] 图 3 是用本发明对目标 1 定位时的目标角度均方误差随信噪比 SNR 变化图;

[0047] 图 4 是用本发明对目标 2 定位时的目标角度均方误差随信噪比 SNR 变化图。

具体实施方式

[0048] 参照图 1, 本实施例的具体实现步骤如下:

[0049] 步骤 1, 获取发射导向矢量的截断傅立叶级数 F_t 。

[0050] 1a) 将发射导向矢量 $a_t(\theta) = [e^{j k R_t \cos(\beta_1 - \theta)} \dots e^{j k R_t \cos(\beta_m - \theta)} \dots e^{j k R_t \cos(\beta_{M_t} - \theta)}]^T$ 的元素按照傅立叶级数展开, 其中 $k=2\pi/\lambda$, λ 为波长, 发射信号载频为 f_0 , θ 为发射方位角, β_m 为发射

第 m 个阵元在极坐标中相对 x 轴的角度位置, R_t 为发射圆形阵列半径, M_t 为发射阵元数, $[\cdot]^T$ 为表示矩阵转置;

[0051] 1b) 对发射导向矢量的傅立叶级数进行截断, 发射导向矢量傅立叶级数截断长度为 N_t , $N_t > 0$, 得到发射导向矢量的截断傅立叶级数 F_t 。

[0052] 步骤 2, 获取接收导向矢量的截断傅立叶级数 F_r 。

[0053] 2a) 将接收导向矢量 $\mathbf{a}_r(\phi) = [e^{jkR_r \cos(\alpha_1 - \phi)} \dots e^{jkR_r \cos(\alpha_m - \phi)} \dots e^{jkR_r \cos(\alpha_{M_r} - \phi)}]^T$ 的元素按照傅立叶级数展开, 其中 $k=2\pi/\lambda$, ϕ 为接收方位角, α_m 为接收第 m 个阵元在极坐标中相对 x 轴的角度位置, R_r 为接收圆形阵列半径, M_r 为接收阵元数;

[0054] 2b) 对接收导向矢量的傅立叶级数进行截断, 接收导向矢量傅立叶级数的截断长度为 N_r , $N_r > 0$, 得到接收导向矢量的截断傅立叶级数 F_r 。

[0055] 步骤 3, 把发射导向矢量和接收导向矢量写成截断傅立叶级数和傅立叶基的乘积形式:

[0056] $a_t(\theta) = F_t d_t(z_\theta)$

[0057]

$$\mathbf{a}_r(\phi) = \mathbf{F}_r \mathbf{d}_r(z_\phi),$$

[0058] 其中, $\mathbf{d}_t(z_\theta) = [z_\theta^{-\frac{(N_t-1)}{2}} \dots z_\theta^{-\frac{(N_t-1)}{2}}]^T$ 为发射导向矢量的傅立叶基, 其中 $z_\theta = e^{j\theta}$ 表示发射方位角的复指数形式, $\mathbf{d}_r(z_\phi) = [z_\phi^{-\frac{(N_r-1)}{2}} \dots z_\phi^{-\frac{(N_r-1)}{2}}]^T$ 为接收导向矢量的傅立叶基, $z_\phi = e^{j\phi}$ 表示接收方位角的复指数形式。

[0059] 步骤 4, 利用每个接收阵列的接收数据与每个发射波形进行匹配滤波。

[0060] 设在同一距离门内有 P 个目标, 第 k 个目标的发射和接收方向角分别为 θ_k 和 ϕ_k , 各目标的雷达截面积 RCS 相同, 接收信号可表示为:

[0061]

$$\mathbf{X}_r = \sum_{k=1}^P \mathbf{a}_r(\phi_k) \mathbf{a}_t^T(\theta_k) \mathbf{S} e^{j2\pi f_{dk} t} + \mathbf{V},$$

[0062] 其中 f_{dk} 是第 k 个目标的多普勒, $k=1 \dots P$, \mathbf{V} 是接收阵列的噪声矩阵, 对每个接收阵列分别用发射波形进行匹配滤波, 得到匹配滤波后的结果 $X(t)$:

[0063] $X(t) = E(S X_r)$,

[0064] 其中, $\mathbf{S} = [s_1^T, \dots, s_i^T, \dots, s_{M_t}^T]^T$ 表示由 M_t 个发射信号组成的矩阵, s_i 表示第 i 个发射信号, s_i^T 表示 s_i 的转置, $i = 1 \dots M_t$, M_t 为发射阵元数。

[0065] 步骤 5, 利用匹配滤波后的结果形成自相关矩阵 R_x :

[0066] $R_x = E\{X(t) X^H(t)\}$

[0067] 其中 $E\{\cdot\}$ 表示数学期望, $X^H(t)$ 表示 $X(t)$ 的共轭转置。

[0068] 步骤 6, 对自相关矩阵进行特征分解, 得到特征值和特征向量:

[0069] $\mathbf{R}_x = \sum_{m=1}^{M_t M_r} \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H,$

[0070] 式中, λ_m 表示第 m 个特征值, \mathbf{e}_m 是第 m 个特征值对应的特征向量, $m=1 \dots M_t M_r$, M_r 为接收阵元数, \mathbf{e}_m^H 表示 \mathbf{e}_m 的共轭转置。

[0071] 步骤 7, 按照特征值从小到大的顺序, 依次选取 $M_t M_r - P$ 个小特征值, 取这些特征值

对应的特征向量形成噪声子空间 $\hat{\mathbf{E}}_n$:

[0072] $\hat{\mathbf{E}}_n = [\mathbf{e}_{P+1}, \dots, \mathbf{e}_m, \dots, \mathbf{e}_{M_t M_r}]$,

[0073] 式中 e_m 是特征值对应的特征向量, 其中 $m=P+1, \dots, M_t M_r$, P 为目标个数。

[0074] 步骤 8, 利用噪声子空间 $\hat{\mathbf{E}}_n$ 形成 MUSIC 空间零谱函数 $f_1(\theta, \varphi)$:

[0075]

$$f_1(\theta, \varphi) = \left\| \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{a}(\theta, \varphi) \right\|^2 = \mathbf{a}^H(\theta, \varphi) \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{a}(\theta, \varphi),$$

[0076] 式中, $\mathbf{a}(\theta, \varphi) = a_t(\theta) \otimes a_r(\varphi)$ 为雷达导向矢量, \otimes 为 Kronecker 积, $\hat{\mathbf{E}}_n^H$ 表示 $\hat{\mathbf{E}}_n$ 的共轭转置, $\mathbf{a}^H(\theta, \varphi)$ 表示 $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ 的共轭转置, $\|\cdot\|$ 表示范数。

[0077] 步骤 9, 将步骤 3) 的接收导向矢量 $a_r(\varphi)$ 代入空间零谱函数 $f_1(\theta, \varphi)$ 中, 得到包含接收导向矢量的空间零谱函数 $f_2(\theta, \varphi)$:

[0078]

$$f_2(\theta, \varphi) = [a_t(\theta) \otimes a_r(\varphi)]^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H [a_t(\theta) \otimes a_r(\varphi)]$$

[0079]

$$= a_t^H(\theta) A_r^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H A_r a_t(\theta)$$

[0080]

$$= a_t^H(\theta) [\Omega D_r(z_\varphi)]^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H [\Omega D_r(z_\varphi)] a_t(\theta)$$

[0081]

$$= a_t^H(\theta) D_r^H(z_\varphi) \Omega^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \Omega D_r(z_\varphi) a_t(\theta)$$

[0082]

$$= a_t^H(\theta) G a_t(\theta)$$

[0083] 其中, $G = D_r^H(z_\varphi) \Omega^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \Omega D_r(z_\varphi)$,

[0084]

$$A_r = \begin{bmatrix} a_r(\varphi) & 0_{M_r \times 1} & \cdots & 0_{M_r \times 1} \\ 0_{M_r \times 1} & a_r(\varphi) & \cdots & 0_{M_r \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{M_r \times 1} & 0_{M_r \times 1} & \cdots & a_r(\varphi) \end{bmatrix}_{M_r M_t \times M_r},$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} F_r & 0_{M_r \times N_r} & \cdots & 0_{M_r \times N_r} \\ 0_{M_r \times N_r} & F_r & \cdots & 0_{M_r \times N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{M_r \times N_r} & 0_{M_r \times N_r} & \cdots & F_r \end{bmatrix}_{M_r M_t \times N_r M_r},$$

[0086]

$$D_r(z_\varphi) = \begin{bmatrix} d_r(z_\varphi) & 0_{N_r \times 1} & \cdots & 0_{N_r \times 1} \\ 0_{N_r \times 1} & d_r(z_\varphi) & \cdots & 0_{N_r \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{N_r \times 1} & 0_{N_r \times 1} & \cdots & d_r(z_\varphi) \end{bmatrix}_{N_r M_t \times M_r},$$

[0087] 式中 $\square_{N_r M_t \times M_r}$ 表示 $M_r M_t \times M_r$ 维的矩阵, $\square_{M_r M_t \times N_r M_r}$ 表示 $M_r M_t \times N_r M_r$ 维的矩阵, $\square_{N_r M_t \times M_r}$ 表

示 $N_r M_t \times M_t$ 维的矩阵, $a_t^H(\theta)$ 表示 $a_t(\theta)$ 的共轭转置。

[0088] 步骤 10, 令步骤 7) 中的 G 的行列式值为 0, 采用多项式求根的方法求得第 k 个接收方位角的复指数形式 $z_{\phi}^{(k)}$, 其中 $k=1 \dots P$ 。

[0089] 步骤 11, 利用接收角的复指数形式 $z_{\phi}^{(k)}$ 求得第 k 个接收方位角 ϕ_k :

[0090]

$$\phi_k = \text{angle}(z_{\phi}^{(k)})。$$

[0091] 步骤 12, 把获得的接收方位角 ϕ_k 以及步骤 3) 中的发射导向矢量 $a_t(\theta)$ 带入包含接收导向矢量的空间零谱函数 $f_2(\theta, \phi)$, 得到包含接收方位角 ϕ_k 的空间零谱函数 $f(\theta, \phi_k)$:

[0092]

$$f(\theta, \phi_k) = d_t^H(z_\theta) F_t^H G F_t d_t(z_\theta)。$$

[0093] 步骤 13, 令 $f(\theta, \phi_k)$ 为零, 采用多项式求根的方法求得第 k 个发射方位角的复指数形式 $z_{\theta}^{(k)}$, 其中 $k=1 \dots P$ 。

[0094] 步骤 14, 利用发射角的复指数形式 $z_{\theta}^{(k)}$ 求得第 k 个发射方位角 θ_k ;

[0095] $\theta_k = \text{angle}(z_{\theta}^{(k)})$,

[0096] 至此求得接收方位角以及发射方位角, 完成对雷达波达方向的估计。

[0097] 本发明的效果通过以下仿真实验进一步说明:

[0098] 1. 仿真条件

[0099] 发射和接收阵列均为均匀圆阵, 发射阵列数为 4, 接收阵列数为 3, 阵列半径为 $\frac{1}{4}$ 波长, 发射信号为同载频正交的相位编码信号, 设存在两个目标, 目标 1 在 $(10^\circ, 20^\circ)$ 范围内, 目标 2 在 $(40^\circ, 50^\circ)$ 内, 接收脉冲重复周期数为 $L = 128$, 信噪比 $\text{SNR} = 10 \text{dB}$, 发射导向矢量傅立叶级数截断长度 $N_t = 11$, 接收导向矢量傅立叶级数截断长度 $N_r = 11$, 进行 100 次独立的蒙特卡罗实验, 目标 p 的均方误差计算采用公式 $\sqrt{E(\hat{\theta}_p - \theta_p)^2 + E(\hat{\phi}_p - \phi_p)^2}$, 一维角域搜索样本数为 $K = 36000$ 。

[0100] 2. 仿真内容:

[0101] (1) 采用本发明对目标方位角度进行目标仿真定位, 仿真结果如图 2 所示;

[0102] (2) 采用本发明对 $(10^\circ, 20^\circ)$ 内目标 1 定位时, 仿真目标角度均方误差随信噪比 SNR 变化, 仿真结果如图 3 所示;

[0103] (3) 采用本发明对 $(40^\circ, 50^\circ)$ 内目标 2 定位时, 仿真目标角度均方误差随信噪比 SNR 变化, 仿真结果如图 4 所示。

[0104] 3. 仿真分析

[0105] 从图 2 可以看出, 采用本发明可以实现圆形阵列 MIMO 雷达中波达方向的估计。

[0106] 从图 3 和图 4 可以看出, 目标角度估计的均方误差随 SNR 增加而降低, 表明本发明是实际可行的。

[0107] 在本仿真条件下, 传统 MUSIC 方法的运算量为 $O(10^{11})$, 本发明的运算量为 $O(10^5)$, 表明本发明具有降低运算量的优点。

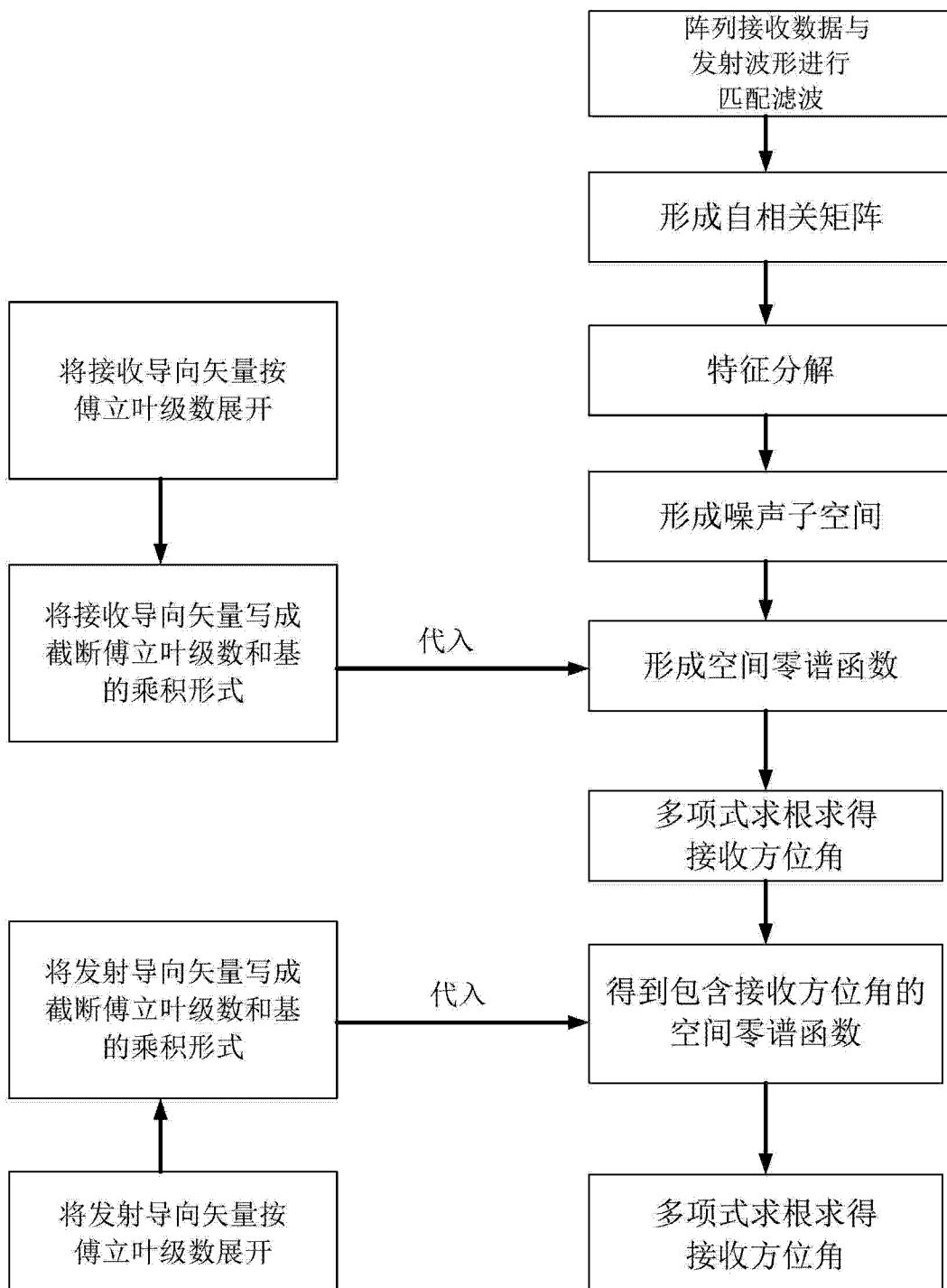


图 1

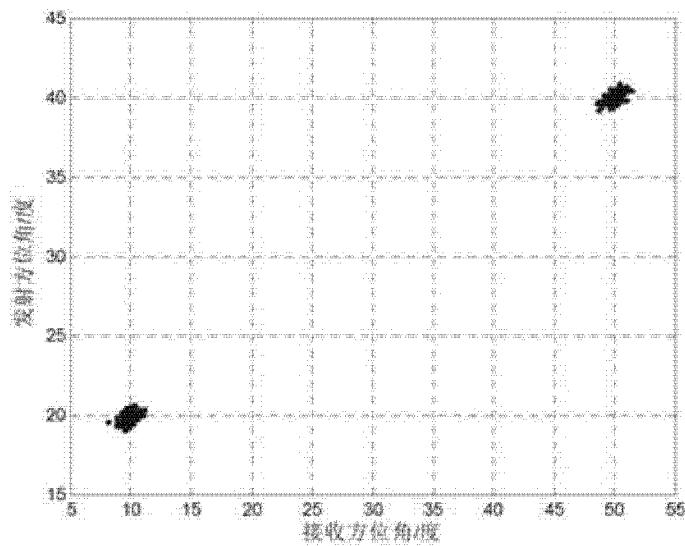


图 2

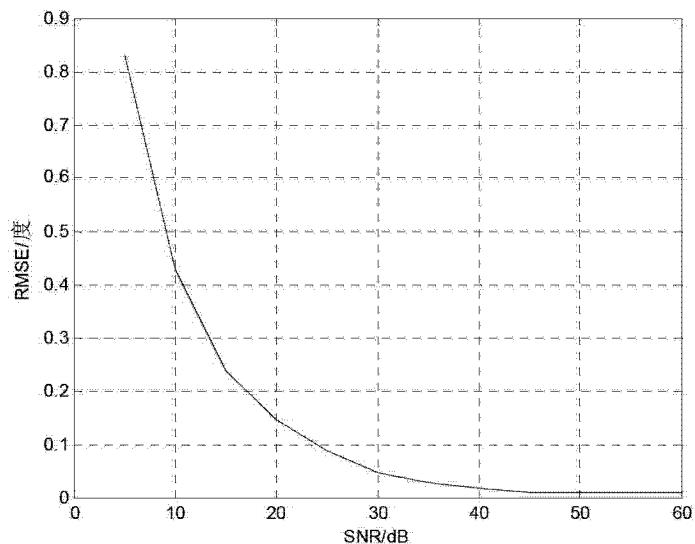


图 3

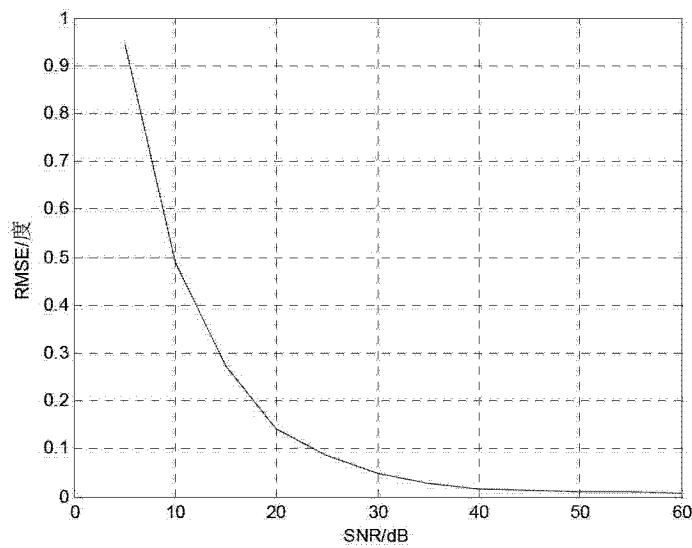


图 4