



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114047473 B

(45) 授权公告日 2023.06.06

(21) 申请号 202111210703.3

(22) 申请日 2021.10.18

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 114047473 A

(43) 申请公布日 2022.02.15

(73) 专利权人 中国电子科技集团公司第二十九  
研究所

地址 610036 四川省成都市金牛区营康西  
路496号

(72) 发明人 沈志博 唐勇 刘俊 朱全江  
王浩丞 王星斗 傅劲松 吕强  
曲焕全 刘胜云

(74) 专利代理机构 成都九鼎天元知识产权代理  
有限公司 51214

专利代理师 罗强

(51) Int.Cl.

G01S 3/14 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 106324558 A, 2017.01.11

CN 112731278 A, 2021.04.30

DE 3033841 A1, 1981.04.02

DE 3519528 A1, 1986.12.04

审查员 姜鸿阳

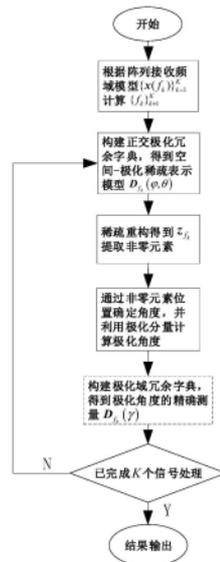
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54) 发明名称

基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化  
角度测量方法

(57) 摘要

本发明提供了基于极化敏感环形阵列的到  
达角度和极化角度测量方法,通过极化敏感环  
形阵列接收多个信号的数据;根据信号的空域  
稀疏性,对每个信号构建正交极化冗余字典;  
通过得到正交极化冗余字典对信号进行稀疏  
重构确定信号的二维到达角度以及信号极化  
角度的粗测量值;根据已知二维到达角度重  
新构建正交极化冗余字典对信号进行稀疏重  
构得到信号极化角度的精确测量值;该方法  
利用极化敏感环形阵列,减小了天线失配对  
测向性能的影响,并将信号多维参数联合测  
量分解为频域、空域、极化域独立处理,避  
免了多维联合搜索过程,从而极大地提高了  
参数计算效率,实现了角度和极化联合快速  
测量。



1. 基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 包括以下过程:

步骤1、通过极化敏感环形阵列接收多个信号的数据, 对接收的数据进行傅里叶变换得到频域模型, 并根据频率模型测得各信号的频率; 极化敏感环形阵列的单元天线为正交双极化天线, 相位中心重合, 按照环形布置;

步骤2、根据信号的空域稀疏性, 对每个信号构建正交极化冗余字典;

步骤3、在正交极化冗余字典上对对应的信号进行稀疏重构, 得到信号的空间-极化稀疏表示模型;

步骤4、对空间-极化稀疏表示模型求解, 得到稀疏矢量, 并提取稀疏矢量中的非零元素;

步骤5、通过非零元素在正交极化冗余字典中的位置确定信号的二维到达角度; 同时根据稀疏矢量中非零元素的极化分量计算信号极化角度的粗测量值;

步骤6、重复步骤3-步骤5得到所有信号的二维到达角度和极化角度的粗测量值。

2. 根据权利要求1所述的基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 所述步骤2中, 构建正交极化冗余字典的方法为:

根据信号的空域稀疏性, 对频率为  $f_k$  的信号的二维到达角度进行离散划分, 网格数量为  $N_s$ , 构建正交极化冗余字典  $\mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta)$ :

$$\mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta) = [\mathbf{a}_{h,v}(\varphi_1, \theta_1), \mathbf{a}_{h,v}(\varphi_2, \theta_2), \dots, \mathbf{a}_{h,v}(\varphi_{N_s}, \theta_{N_s})]$$

其中,  $\mathbf{a}_{h,v}(\varphi_n, \theta_n) = [\mathbf{a}_h(\varphi_n, \theta_n), \mathbf{a}_v(\varphi_n, \theta_n)]$ ,  $n = 1, 2, \dots, N_s$ , 由阵列的不同极化分量响应构成。

3. 根据权利要求2所述的基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 所述步骤3中, 信号的空间-极化稀疏表示模型:

$$\mathbf{x}(f_k) = \mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta) \mathbf{z}_{f_k} + \mathbf{n}(f)$$

其中,  $\mathbf{x}(f_k)$  为频率为  $f_k$  的信号的空间-极化稀疏表示模型,  $\mathbf{z}_{f_k}$  为稀疏矢量,  $\mathbf{n}(f)$  表示噪声矢量。

4. 根据权利要求1或3所述的基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 所述步骤4的具体过程为: 对空间-极化稀疏表示模型求解, 得到稀疏矢量, 求解非零元素, 在求解过程中, 转换为凸优化问题进行求解; 凸优化问题表示如下:

$$\min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{z}\|_1 \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{D}\mathbf{z} - \mathbf{x}\|_2 < \varepsilon$$

其中,  $\mathbf{z}$  为稀疏矢量,  $\mathbf{D}$  为冗余字典,  $\mathbf{x}$  为信号矢量,  $\varepsilon$  表示重构误差。

5. 根据权利要求4所述的基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 所述步骤5中信号极化角度的粗测量值计算方法为:

$$\gamma_k = \arctan \left( \frac{\mathbf{z}_{f_k,v}}{\mathbf{z}_{f_k,h}} \right)$$

$$\eta_k = \arg \left( \frac{\mathbf{z}_{f_k, v}}{\mathbf{z}_{f_k, h}} \right)$$

其中,  $(\gamma_k, \eta_k)$  为信号的极化角度,  $\mathbf{z}_{f_k, h}$ 、 $\mathbf{z}_{f_k, v}$  分别为信号的极化角度在  $h$ 、 $v$  方向的极化分量。

6. 根据权利要求1或5所述的基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 还包括高精度的信号极化角度测量方法, 通过在已知的信号到达角度上对极化角度进行均匀离散划分, 构建新的极化冗余字典, 通过采用新的极化冗余字典执行步骤3-5, 即可得到信号极化角度的精确测量值。

7. 根据权利要求6所述的基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法, 其特征在于, 所述新的极化冗余字典为:

$$\mathbf{D}_{f_k}(\gamma) = [\mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_1), \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_2), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_{N_s}), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_1), \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_2), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_{N_s})]$$

其中,  $\gamma$  表示极化角度中的幅角。

## 基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及阵列信号处理领域,特别涉及一种基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法。

### 背景技术

[0002] 现有的传统测向天线阵列一般采用单极化布阵方式,如图1所示,多个单极化天线单元环形均匀布置组成阵列。空间电磁信号可能以任意极化方式到达天线阵列,传统单极化天线均匀布阵方式存在部分天线单元极化失配的问题,天线单元失配增益损失20~25dB,直接导致天线阵列有效天线单元减少,测向误差增大,且高频段测向模糊,甚至无法测向等问题。

[0003] 现有的阵列测向算法以多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)方法和稀疏重构方法为主要代表。

[0004] 对于空间中K个远场信号入射到阵列上,t时刻的阵列接收数据x(t)为:

$$[0005] \quad \mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}(f_k, \varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k) s(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

[0006] 式中 $(f_k, \varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k)$ 表示第k个信号的中心频率,俯仰、方位到达角度以及极化幅角和极化相角等, $\mathbf{a}(f_k, \varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k)$ 表示第k个信号的导向矢量,s(t)为信号矢量,n(t)为噪声矢量,A表示阵列流型, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(f_1, \varphi_1, \theta_1, \gamma_1, \eta_1), \mathbf{a}(f_2, \varphi_2, \theta_2, \gamma_2, \eta_2), \dots, \mathbf{a}(f_K, \varphi_K, \theta_K, \gamma_K, \eta_K)]$ 。

[0007] 现有的MUSIC测向算法将阵列接收数据协方差矩阵进行特征值分解,利用信号子空间与噪声子空间的正交性,通过多维参数联合搜索得到空间谱,谱峰极大值的位置对应信号的二维到达角度和极化角度,谱峰搜索计算公式为

$$[0008] \quad P_{music}(f, \varphi, \theta, \gamma, \eta) = \frac{1}{\mathbf{a}(f, \varphi, \theta, \gamma, \eta)^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(f, \varphi, \theta, \gamma, \eta)} \quad (2)$$

[0009] 现有的基于稀疏重构的测向方法利用信号来波方向在空域上的稀疏性,构建多维联合冗余字典,得到信号的稀疏重构模型,并通过求解稀疏向量z(t)中非零系数的位置得到空间信号的二维到达角度,冗余字典和稀疏重构模型如式(3)~式(4)所示:

$$[0010] \quad \mathbf{D} = [\mathbf{D}(f_1, \varphi_1, \theta_1, \gamma_1, \eta_1), \mathbf{D}(f_2, \varphi_2, \theta_2, \gamma_2, \eta_2), \dots, \mathbf{D}(f_{N_s}, \varphi_{N_s}, \theta_{N_s}, \gamma_{N_s}, \eta_{N_s})] \quad (3)$$

$$[0011] \quad \mathbf{x}(t) = \mathbf{D} \mathbf{z}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

[0012] 现有的MUSIC算法和稀疏重构算法都需要通过多维搜索过程(频域、角度域、极化域等)进行信号的二维到达角度和极化的测量,而且要求的测向精度越高,频段越宽,搜索网格划分越密集,谱峰搜索或稀疏重构求解的计算量也就越大,参数计算效率下降越明显,难以满足实时处理的要求。

### 发明内容

[0013] 针对现有技术中宽频段内二维到达角度和极化联合测量中阵列单元天线失配,运

算量大,难以满足测向实时性要求等问题,提供了一种基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法,能够同时得到中心频率、二维到达角度和极化参数的联合测量。

[0014] 本发明采用的技术方案如下:一种基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法,包括以下过程:

[0015] 步骤1、通过极化敏感环形阵列接收多个信号的数据,对接收的数据进行傅里叶变换得到频域模型,同时测得各信号的频率;

[0016] 步骤2、根据信号的空域稀疏性,对每个信号构建正交极化冗余字典;

[0017] 步骤3、在正交极化冗余字典上对对应的信号进行稀疏重构,得到信号的空间-极化稀疏表示模型;

[0018] 步骤4、对空间-极化稀疏表示模型求解,得到稀疏矢量,并提取稀疏矢量中的非零元素;

[0019] 步骤5、通过非零元素在正交极化冗余字典中的位置确定信号的二维到达角度;同时根据稀疏矢量中非零元素的极化分量计算信号极化角度的粗测量值;

[0020] 步骤6、重复步骤3-步骤5得到所有信号的二维到达角度和极化角度的粗测量值。

[0021] 进一步的,所述步骤2中,构建正交极化冗余字典的方法为:

[0022] 根据信号的空域稀疏性,对频率为 $f_k$ 的信号的二维到达角度进行离散划分,网格数量为 $N_s$ ,构建正交极化冗余字典 $\mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta)$ :

$$[0023] \quad \mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta) = [\mathbf{a}_{h,v}(\varphi_1, \theta_1), \mathbf{a}_{h,v}(\varphi_2, \theta_2), \dots, \mathbf{a}_{h,v}(\varphi_{N_s}, \theta_{N_s})]$$

[0024] 其中,  $\mathbf{a}_{h,v}(\varphi_n, \theta_n) = [\mathbf{a}_h(\varphi_n, \theta_n), \mathbf{a}_v(\varphi_n, \theta_n)]$ ,  $n=1, 2, \dots, N_s$ , 由阵列的不同极化分量响应构成。

[0025] 进一步的,所述步骤3中,信号的空间-极化稀疏表示模型:

$$[0026] \quad \mathbf{x}(f_k) = \mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta) \mathbf{z}_{f_k} + \mathbf{n}(f)$$

[0027] 其中,  $\mathbf{x}(f_k)$  为频率为 $f_k$ 的信号的空间-极化稀疏表示模型,  $\mathbf{z}_{f_k}$  为稀疏矢量,  $\mathbf{n}(f)$  表示噪声矢量。

[0028] 进一步的,所述步骤4的具体过程为:对空间-极化稀疏表示模型求解,得到稀疏矢量,求解非零元素,在求解过程中,转换为凸优化问题进行求解;凸优化问题表示如下:

$$[0029] \quad \min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{z}\|_1 \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{D}\mathbf{z} - \mathbf{x}\|_2 < \varepsilon$$

[0030] 其中,  $\mathbf{z}$  为稀疏矢量,  $\mathbf{D}$  为冗余字典,  $\mathbf{x}$  为信号矢量,  $\varepsilon$  表示重构误差。

[0031] 进一步的,所述5中信号极化角度的粗测量值计算方法为:

$$[0032] \quad \gamma_k = \arctan \left( \frac{\mathbf{z}_{f_k,v}}{\mathbf{z}_{f_k,h}} \right)$$

$$[0033] \quad \eta_k = \arg \left( \frac{\mathbf{z}_{f_k,v}}{\mathbf{z}_{f_k,h}} \right)$$

[0034] 其中,  $(\gamma_k, \eta_k)$  为信号的极化角度,  $\mathbf{z}_{f_k,h}$ 、 $\mathbf{z}_{f_k,v}$  分别为信号的极化角度在h、v方向

的极化分量。

[0035] 进一步的,还包括高精度的信号极化角度测量方法,通过在已知的信号到达角度上对极化角度进行均匀离散划分,构建新的极化冗余字典,通过采用新的极化冗余字典执行步骤3-5,即可得到信号极化角度的精确测量值。

[0036] 进一步的,所述新的极化冗余字典为:

$$[0037] \quad \mathbf{D}_{f_k}(\gamma) = [\mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_1), \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_2), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_{N_s}), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_1), \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_2), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_{N_s})]$$

[0038] 其中,  $\gamma$  表示极化角度中的幅角。

[0039] 与现有技术相比,采用上述技术方案的有益效果为:本发明提出的方法,能够同时得到信号中心频率、二维到达角度和极化参数的测量。该方法利用极化敏感环形阵列,减小了天线失配对测向性能的影响,并将信号多维参数联合测量分解为频域、空域、极化域独立处理,避免了多维联合搜索过程,从而极大地提高了参数计算效率,实现了角度和极化联合快速测量。

## 附图说明

[0040] 图1为现有技术中的单极化环形阵列示意图。

[0041] 图2为本发明提出的角度和极化角度测量方法流程图。

[0042] 图3为本发明提出的极化敏感环形阵列示意图。

[0043] 图4为本发明一实施例中测量装置构成图。

[0044] 图5为本发明一实施例中二维到达角度测量结果示意图。

[0045] 图6为本发明一实施例中极化角度测量结果示意图。

[0046] 图7为本发明提出的测量方案精度与单极化环形阵列角度测量精度比较示意图。

[0047] 图8为本发明提出的测量方法与多维联合搜索方法运算时间比较示意图。

## 具体实施方式

[0048] 下面结合附图对本发明做进一步描述。

[0049] 本发明解决了阵列信号角度和极化联合测量中阵列单元天线失配,运算量大等问题。相比传统的角度和极化联合测量方法,采用本案减小了天线失配对测向性能的影响,而且避免了多维联合搜索过程,极大地减少了运算量,计算效率更高,能够提高阵列信号的实时测向性能。具体方案如下:

[0050] 如图2所示,提出了一种基于极化敏感环形阵列的到达角度和极化角度测量方法,包括以下过程:

[0051] 步骤1、通过极化敏感环形阵列接收多个信号的数据,对接收的数据进行傅里叶变换得到频域模型  $\{\mathbf{x}(f_k)\}_{k=1}^K$ , 同时测得各信号的频率  $\{f_k\}_{k=1}^K$ ;

[0052] 步骤2、针对于空间频率为  $f_k$  的信号,根据信号的空域稀疏性,对每个信号构建正交极化冗余字典  $\mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta)$ ;

[0053] 步骤3、在正交极化冗余字典  $\mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta)$  上对对应的信号进行稀疏重构,得到信号的空间-极化稀疏表示模型;

[0054] 步骤4、对空间-极化稀疏表示模型求解,得到稀疏矢量 $\mathbf{z}_k$ ,并提取稀疏矢量中的非零元素;

[0055] 步骤5、通过非零元素在正交极化冗余字典中的位置确定信号的二维到达角度;同时根据稀疏矢量中非零元素的极化分量计算信号极化角度的粗测量值;

[0056] 步骤6、重复步骤3-步骤5得到所有信号的二维到达角度和极化角度的粗测量值。

[0057] 考虑空间中K个完全极化的远场窄带信号入射到天线阵列上,其中第k( $k=1,2,\dots,K$ )个信号的中心频率、到达角度、极化角度分别为 $f_k$ 、 $(\varphi_k, \theta_k)$ 、 $(\gamma_k, \eta_k)$ ,其中 $\theta_k$ 、 $\varphi_k \in (-\pi/2, \pi/2)$ ,  $\gamma_k \in [0, \pi/2)$ 表示极化辅助角,  $\eta_k \in [-\pi, \pi)$ 表示极化相位差,则极化敏感环形阵列接收数据 $\mathbf{x}(t)$ 可以表示为

$$[0058] \quad \mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_k(\varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5)$$

[0059] 式中,  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K]$ 为阵列流型,  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]$ 为信号矢量,  $s_k(t)$ 表示第k个信号,  $\mathbf{n}(t)$ 表示均值为0, 方差为 $\sigma^2$ 的复高斯白噪声。 $\mathbf{a}_k$ 为极化导向矢量与空域导向矢量的Kronecker积, 即

$$[0060] \quad \mathbf{a}_k(\varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k) = \mathbf{p}_k(\varphi_k, \theta_k) \otimes \mathbf{g}_k(\varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k), \quad k=1, 2, \dots, K \quad (6)$$

[0061] 式中,  $\mathbf{p}_k(\varphi_k, \theta_k)$ 为空域导向矢量,  $\mathbf{g}_k(\varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k)$ 为极化域导向矢量。以极化敏感环形阵列的圆心为参考点(即坐标系原点),  $\mathbf{r} = (\cos \varphi \cos \theta, \cos \varphi \sin \theta, \sin \varphi)$ 为空间直角坐标系上的方向单位矢量,  $\mathbf{l}_m$ 为各单元天线的位置矢量, 信号入射到阵列的空域相移因子为 $u_m = e^{j2\pi/\lambda(\mathbf{l}_m^T \mathbf{r})}$ ,  $m=1, 2, \dots, M$ , 则空域导向矢量 $\mathbf{p}_k(\varphi_k, \theta_k)$ 可以表示为

$$[0062] \quad \mathbf{p}_k(\varphi_k, \theta_k) = [u_1, u_2, \dots, u_M]^T \quad (7)$$

[0063] 对于正交双极化单元天线, 其极化导向矢量可以表示为

$$[0064] \quad \mathbf{g}_k(\varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k) = \begin{bmatrix} -\sin \varphi_k & \cos \theta_k \cos \varphi_k \\ \cos \varphi_k & \cos \theta_k \sin \varphi_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma_k \\ \sin \gamma_k e^{j\eta_k} \end{bmatrix} \quad (8)$$

[0065] 将极化敏感环形阵列接收到数据变换到频域, 得到频域模型表示模型为

$$[0066] \quad \mathbf{x}(f) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_k(\varphi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k) s(f_k) + \mathbf{n}(f_k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(f) + \mathbf{n}(f) \quad (9)$$

[0067] 将信号变换到频域后可以独立地针对各频率的信号分别处理, 避免了频域联合搜索, 降低了处理维度。空间电磁信号入射到天线阵列上可以是任意极化方式, 极化敏感环形阵列采用正交双极化敏感阵元, 有效地避免了极化失配问题, 保证了任意极化入射下阵列的有效天线个数。极化敏感环形阵列利用各极化敏感阵元获取空间电磁信号的极化信息, 利用阵列几何结构进行空域采样获取空间电磁信号的DOA信息, 进而得到信号角度和极化角度的联合测量。

[0068] 根据稀疏重构理论, 入射信号在空域上是稀疏的, 因此可以在空域建立稀疏重构模型, 最直接的方法就是以信号任意潜在的DOA和极化角度的导向矢量作为其列向量, 构建角度-极化多维联合冗余字典, 但是多维联合冗余字典的长度为各维参数网格数的乘积, 稀疏重构的运算量巨大, 难以实时计算。由此在能够对信号进行稀疏表示的前提下, 如何减小

冗余字典的长度显得尤为关键。

[0069] 根据电磁场理论,任意极化电磁波都可以用一组基来表示,即任意极化电磁波均可以分解成如下形式

$$[0070] \quad \mathbf{e} = h\mathbf{e}_h + v\mathbf{e}_v \quad (10)$$

[0071] 式中 $\mathbf{e}_h$ 和 $\mathbf{e}_v$ 分别方向单位极化矢量, $h$ 和 $v$ 为极化分解后的复系数,则信号的极化辅助角度和相位角可以表示为

$$[0072] \quad \gamma = \arctan\left(\left|\frac{v}{h}\right|\right), \quad \eta = \arg\left(\frac{v}{h}\right) \quad (11)$$

[0073] 利用极化敏感环形阵列的不同极化分量响应表征入射信号的极化信息。

[0074] 根据信号的空域稀疏性,对频率为 $f_k$ 的信号的二维到达角度进行离散划分,网格数量为 $N_s$ ,构建正交极化冗余字典 $\mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta)$ ,如式(12)所示

$$[0075] \quad \mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta) = [\mathbf{a}_{h,v}(\varphi_1, \theta_1), \mathbf{a}_{h,v}(\varphi_2, \theta_2), \dots, \mathbf{a}_{h,v}(\varphi_{N_s}, \theta_{N_s})] \quad (12)$$

[0076] 式中 $\mathbf{a}_{h,v}(\varphi_n, \theta_n) = [\mathbf{a}_h(\varphi_n, \theta_n), \mathbf{a}_v(\varphi_n, \theta_n)]$ ,  $n = 1, 2, \dots, N_s$ ,由阵列的不同极化分量响应构成(可合成任意极化)。构建的冗余字典与实际信源的DOA、极化方式等无关,且将极化域与角度域独立处理。同一个频率可能存在多个信号(即同频多信号),这里将所有可能的角度值离散划分,建立冗余字典,可同时估计出该频率下所有信号的到达角度。

[0077] 利用冗余字典就可以对信号进行稀疏表示,得到频率为 $f_k$ 的信号的角度-极化域稀疏表示模型,如式(13)所示

$$[0078] \quad \mathbf{x}(f_k) = \mathbf{D}_{f_k}(\varphi, \theta) \mathbf{z}_{f_k} + \mathbf{n}(f) \quad (13)$$

[0079] 式中, $\mathbf{z}_{f_k}$ 为稀疏矢量, $\mathbf{z}_{f_k}$ 中只有 $K$ 个非零系数和 $N_s - K$ 个零(或近似为零),非零元素在冗余字典中的位置对应着 $K$ 个空间信号的实际到达方向, $\mathbf{x}(f_k)$ 为频率为 $f_k$ 的信号的空间-极化稀疏表示模型, $\mathbf{z}_{f_k}$ 为稀疏矢量, $\mathbf{n}(f)$ 表示噪声矢量。

[0080] 。求解出稀疏矢量 $\mathbf{z}_{f_k}$ 中的非零元素,就可以得到对应信号的二维到达角度估计。根据稀疏重构理论,非零元素求解可以转化成式(14)所示的凸优化问题。

$$[0081] \quad \min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{z}\|_1 \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{D}\mathbf{z} - \mathbf{x}\|_2 < \varepsilon \quad (14)$$

[0082] 其中, $\mathbf{z}$ 为稀疏矢量, $\mathbf{D}$ 为冗余字典, $\mathbf{x}$ 为信号矢量, $\varepsilon$ 表示重构误差。

[0083] 通过稀疏重构算法求解出 $\mathbf{z}_{f_k}$ 后,通过 $\mathbf{z}_{f_k}$ 中非零元素在冗余字典中的位置计算得到信号的二维到达角度;冗余字典是按照角度划分的网格,因此非零元素出现的位置和角度值是一一对应的,得到非零元素位置就得到了相应的角度。信号的极化角度可以通过非零元素的极化分量 $\mathbf{z}_{f_k,h}$ 和 $\mathbf{z}_{f_k,v}$ 幅值计算得到,如式(15)所示。

$$[0084] \quad \gamma_k = \arctan\left(\left|\frac{\mathbf{z}_{f_k,v}}{\mathbf{z}_{f_k,h}}\right|\right), \quad \eta_k = \arg\left(\frac{\mathbf{z}_{f_k,v}}{\mathbf{z}_{f_k,h}}\right) \quad (15)$$

[0085] 利用式(15)计算得到的是极化角度的粗测量结果。

[0086] 若需要得到高精度的极化角测量(主要是极化辅助角),则可以在已知的信号到达

角度上对极化角度进行均匀离散划分,划分的网格数为 $N_s$ ,构建极化冗余字典,如式(16)所示。

$$[0087] \quad \mathbf{D}_{f_k}(\gamma) = \left[ \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_1), \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_2), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_1, \theta_1}(\gamma_{N_s}), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_1), \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_2), \dots, \mathbf{a}_{\varphi_K, \theta_K}(\gamma_{N_s}) \right] \quad (16)$$

[0088]  $\gamma$  表示极化角度中的幅角。

[0089] 利用式(16),在极化域对信号进行稀疏重构,即可得到极化辅助角的精确测量。

[0090] 在本实施例中,采用如图4所示在微波暗室开展辐射源试验的方式,对多个辐射源信号进行到达角度和极化测量,已验证本发明提出的方法,其中,试验条件设置如下:

[0091] 1) 在微波暗室中架设4个辐射源天线,测向系统安装于转台上,辐射源角度 $(\varphi, \theta)$ 分别设置为 $(-17^\circ, 5^\circ)$ ,  $(-5^\circ, -10^\circ)$ ,  $(2^\circ, 15^\circ)$ ,  $(15^\circ, -3^\circ)$ 。其中辐射源1天线极化角度可以通过控制极化合成源改变,从 $0^\circ \sim 90^\circ$ 线极化变化,辐射源2为水平极化,辐射源3为垂直极化,辐射源4为斜 $45^\circ$ 极化。

[0092] 2) 设置辐射源1、2、3、4的模拟脉冲信号辐射,且信号在时域上重叠

[0093] 具体的,天线阵列采用如图3所述的极化敏感环形阵列,单元天线为正交双极化天线,相位中心重合, $M$  ( $M=8$ ) 个单元天线按照环形布置。天线阵列接收到的射频信号经过开关组件,变频组件等下变频到中频信号,再通过多通道数字采集处理器对中频信号进行并行采样处理,并将采样数据传输至信号处理器进行存储和处理。

[0094] 对采样数据执行上述测量方法,得到二维到达角度、极化角度粗测量值和极化角度精确测量值。如图5所示,本发明能够对全部4个辐射源的二维到达角度进行准确的测量。图6的结果表明,本发明能够正确的测量出4个辐射源的极化角度。

[0095] 将本发明方法与传统的单极化环形布阵方法进行比较。开2号和3号辐射源,控制信号源输出功率,使得接收信噪比(SNR)从0dB变化到15dB,分别统计二维角度测量的均方根误差(每个SNR下,根据1000个脉冲数据的处理结果统计);如图7所示,采用本发明方法能够对宽频段内多个频率信号的二维到达角度和极化进行准确的测量,高信噪比条件下均方根误差最大值不超过 $0.5^\circ$ ,低信噪比条件下均方根误差最大值不超过 $0.2^\circ$ 。作为对比,若采用单极化环形阵列,由于存在天线失配,有效阵元数减少,角度测量精度下降明显,从而验证了本发明的方法的极化敏感环形布阵方式明显优于单极化环形布阵方式。

[0096] 将本发明方法与传统的多维联合搜索方法进行比较。单开4号辐射源,角度搜索范围 $-45^\circ \sim 45^\circ$ ,极化角度搜索范围 $0^\circ \sim 90^\circ$ ,调整步进间隔,分别取 $2^\circ, 1.5^\circ, 1^\circ, 0.5^\circ, 0.3^\circ, 0.2^\circ, 0.1^\circ$ ,统计多维联合搜索方法和本发明方法角度和极化测量时间(根据连续100次角度和极化测量的总时间结果统计)。如图8所示,本发明采用频域、角度域、极化域分维独立处理的方式,提高了测量效率,在角度、极化搜索间隔减小的条件下,运算量基本不变。作为对比,如果直接采用多维联合搜索的方式(以角度、极化联合搜索为例),运算量明显增大,无法满足实时测向的要求。从而验证了本发明的方法的测向处理实时性明显优于多维联合搜索方法。

[0097] 上述验证可见,本发明采用极化敏感环形阵列减少了天线失配对测向性能的影响,并且将信号分解为频域、角度域、极化域独立处理,避免了多维联合搜索过程,极大地减小了运算量,可以实现二维到达角度和极化角度高精度实时测量。

[0098] 本发明并不局限于前述的具体实施方式。本发明扩展到任何在本说明书中披露的

新特征或任何新的组合,以及披露的任一新的方法或过程的步骤或任何新的组合。如果本领域技术人员,在不脱离本发明的精神所做的非实质性改变或改进,都应该属于本发明权利要求保护的范围。

[0099] 本说明书中公开的所有特征,或公开的所有方法或过程中的步骤,除了互相排斥的特征和/或步骤以外,均可以以任何方式组合。

[0100] 本说明书中公开的任一特征,除非特别叙述,均可被其他等效或具有类似目的的替代特征加以替换。即,除非特别叙述,每个特征只是一系列等效或类似特征中的一个例子而已。

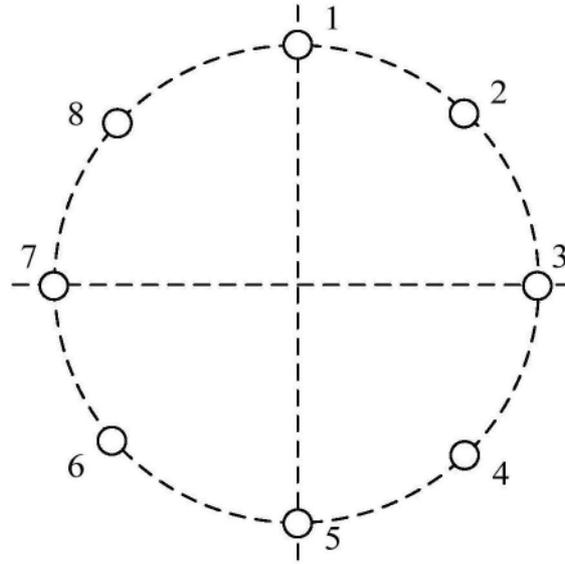


图1

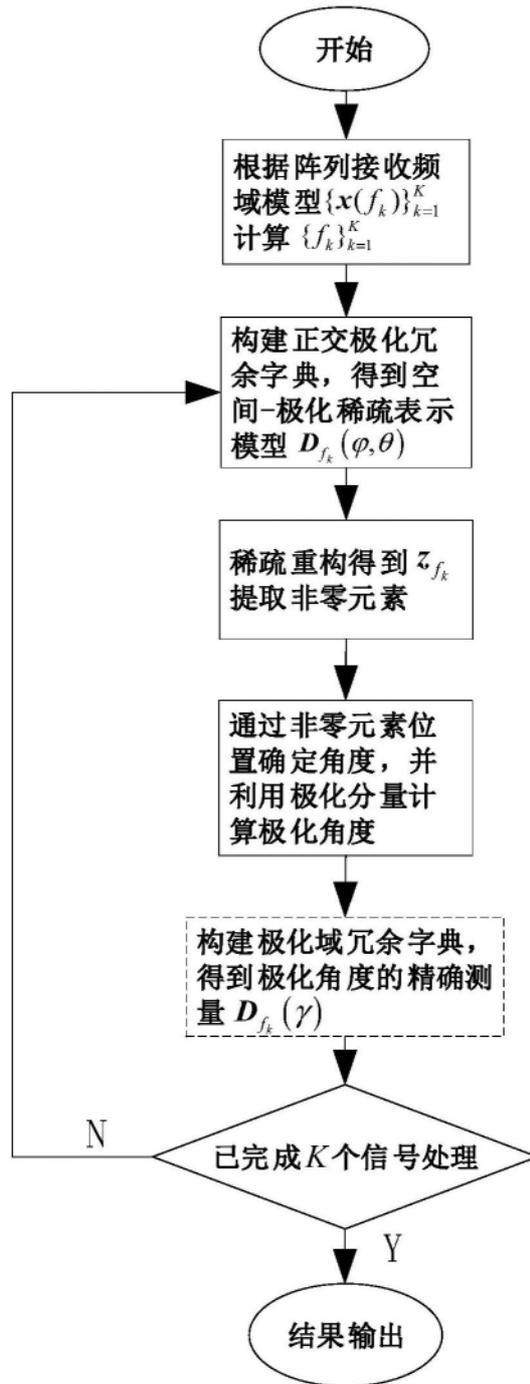


图2

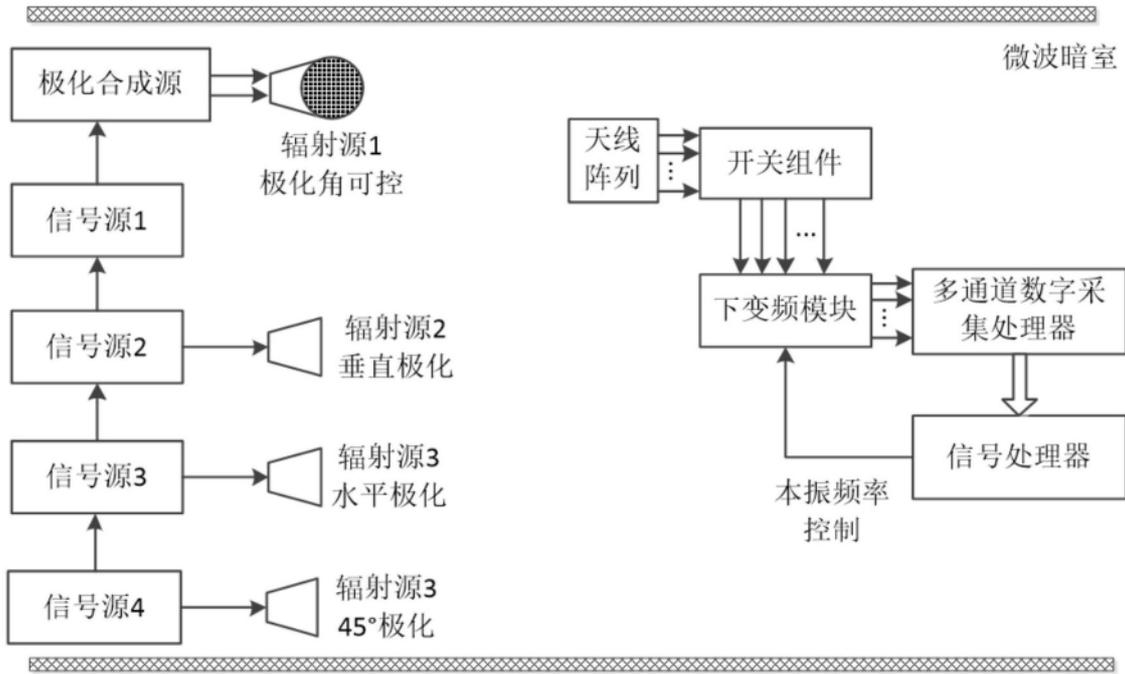


图3

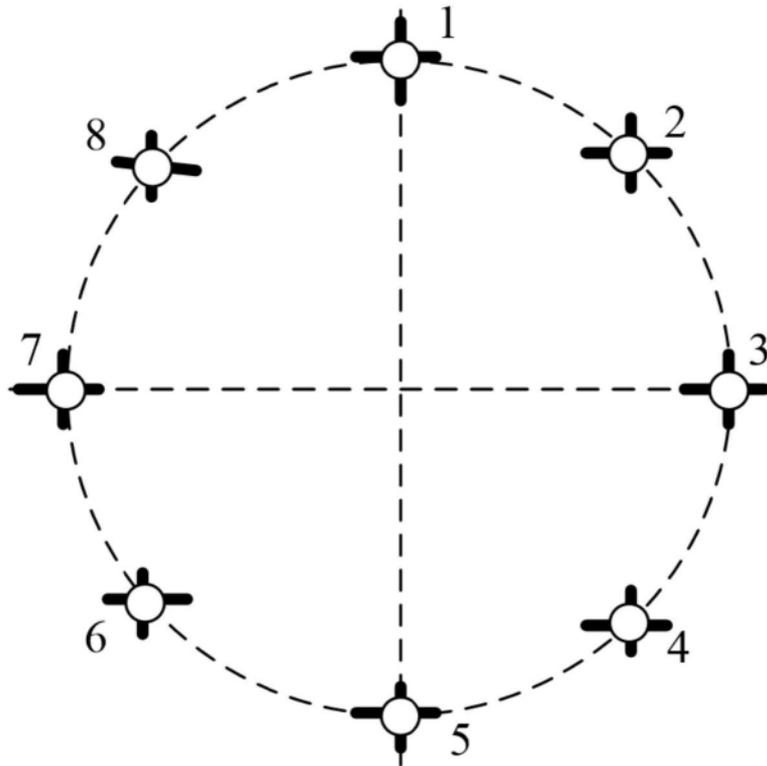


图4

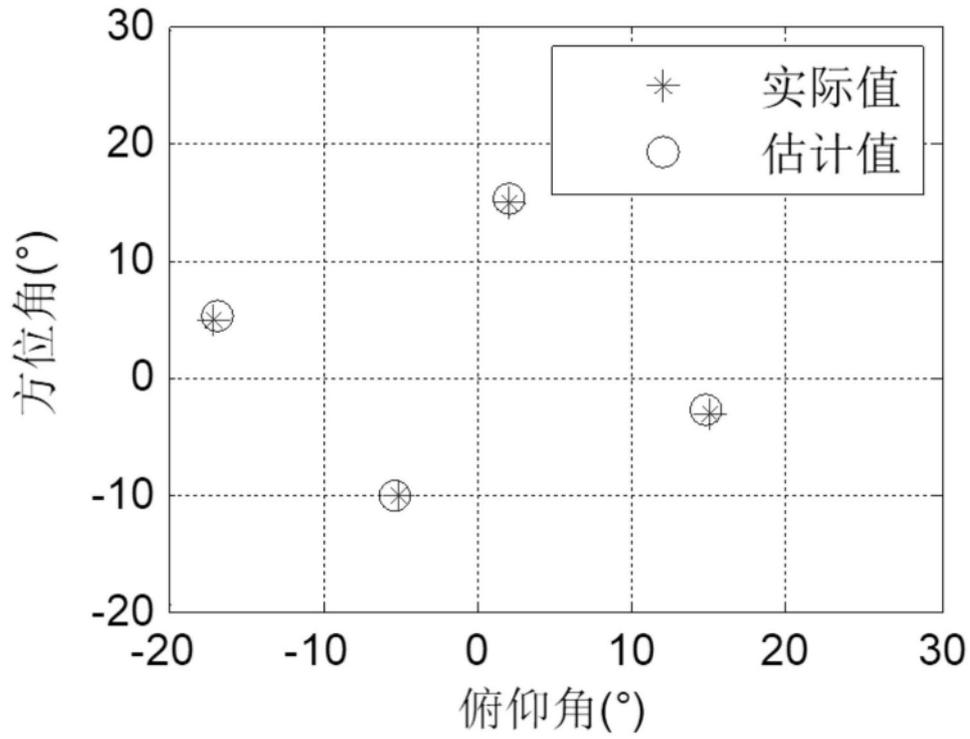


图5

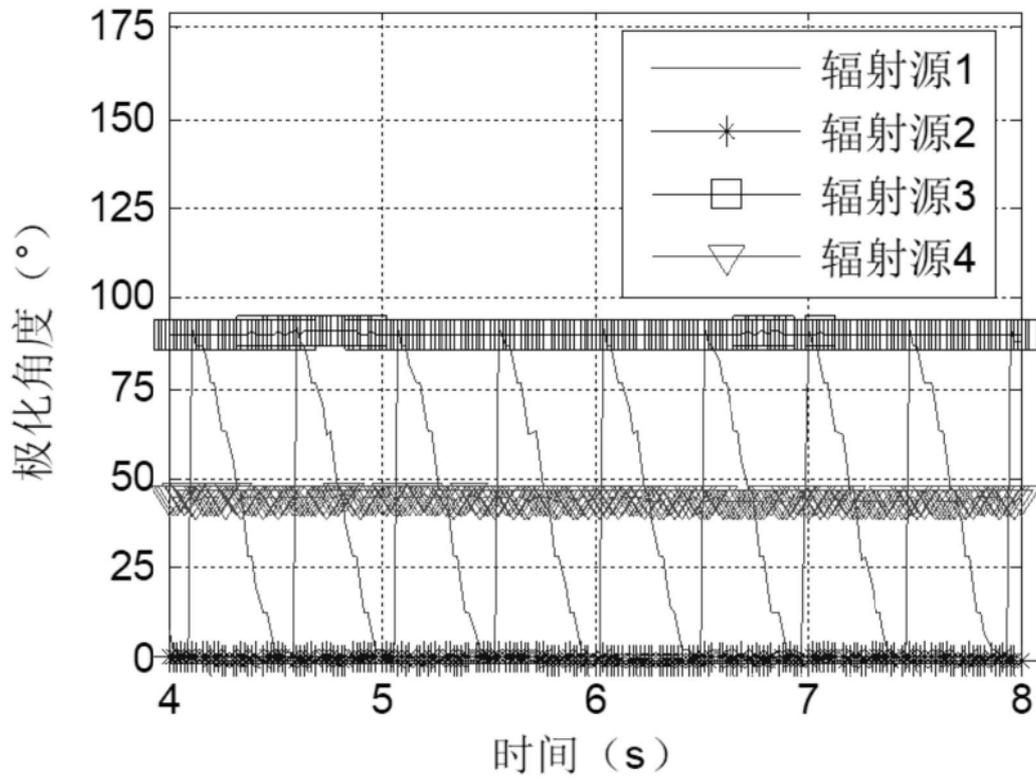


图6

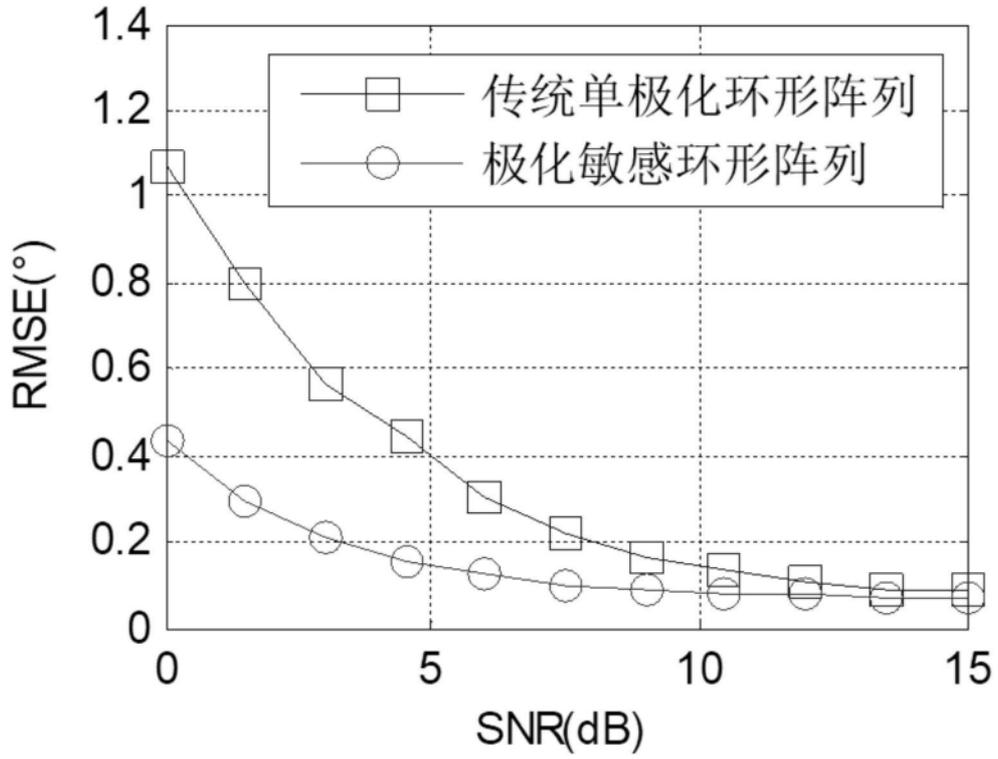


图7

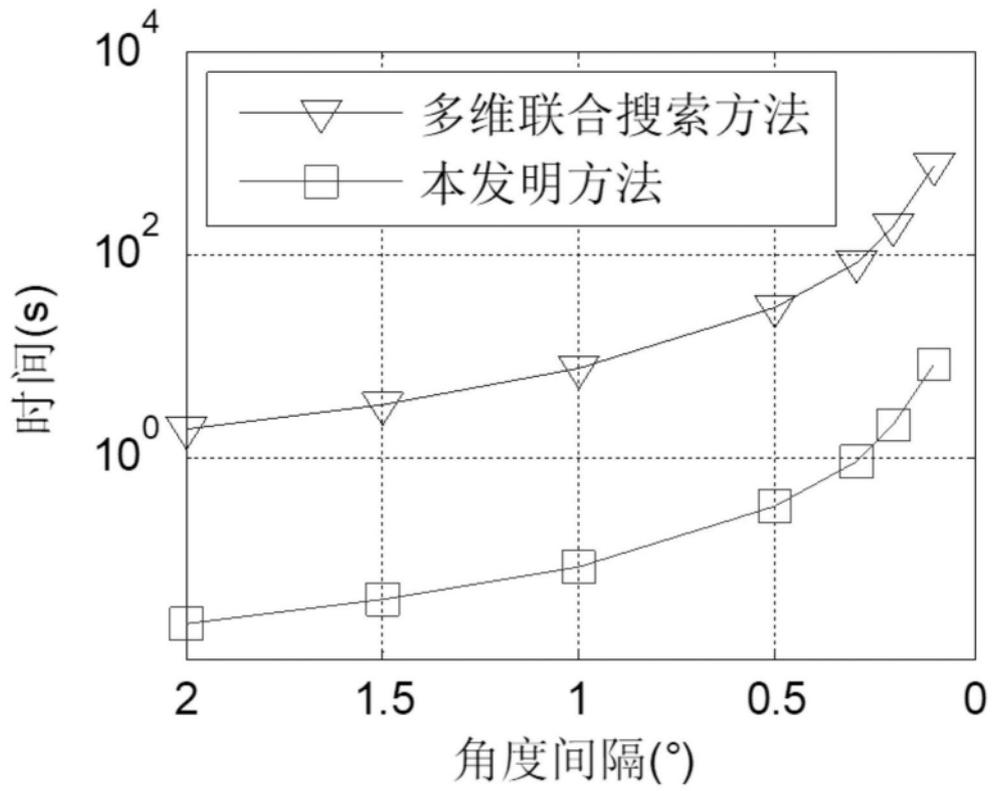


图8