



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111241470 B

(45) 授权公告日 2023. 08. 18

(21) 申请号 202010061294.4

G01S 19/21 (2010.01)

(22) 申请日 2020.01.19

(56) 对比文件

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111241470 A

CN 106295122 A, 2017.01.04

CN 110188406 A, 2019.08.30

CN 108462521 A, 2018.08.28

(43) 申请公布日 2020.06.05

CN 101483280 A, 2009.07.15

CN 104536017 A, 2015.04.22

(73) 专利权人 河北科技大学

CN 104993861 A, 2015.10.21

地址 050000 河北省石家庄市裕华区裕翔街26号

CN 105204008 A, 2015.12.30

CN 109143190 A, 2019.01.04

(72) 发明人 王晓君 李笑添

US 7183974 B1, 2007.02.27

(74) 专利代理机构 石家庄国为知识产权事务所
13120

WO 2018094565 A1, 2018.05.31

WO 2010088828 A1, 2010.08.12

专利代理师 付晓娣

杜永兴等. 一种加权稀疏约束的Capon波束成形算法.《电信科学》.2018,全文.

审查员 魏之慧

(51) Int. Cl.

G06F 17/16 (2006.01)

G06F 17/18 (2006.01)

G01S 19/01 (2010.01)

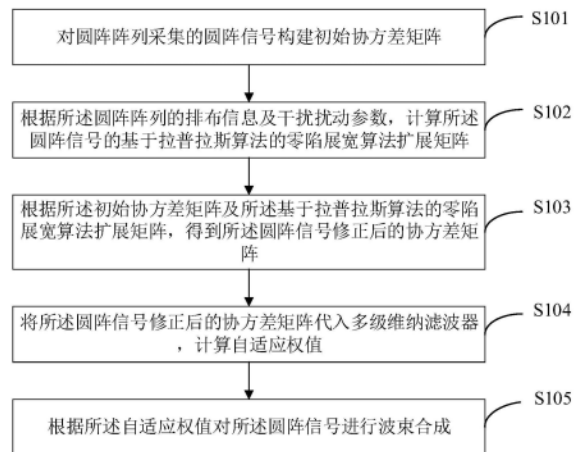
权利要求书2页 说明书11页 附图5页

(54) 发明名称

基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法及装置

(57) 摘要

本发明适用于导航技术领域,提供了一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法及装置,所述方法包括:对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。本申请无需估计干扰来向即可实现对抗干扰零陷的加宽,能够有效的降低计算量,提高波束合成效率。



1. 一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法,其特征在于,包括:

对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;

根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;

将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;

根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成;

所述根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,包括:

获取所述圆阵阵列采集的圆阵信号的信号参数,并根据所述圆阵信号的信号参数得到所述圆阵阵列的排布信息;

根据所述干扰扰动参数,确定最大扩张角度;

根据所述圆阵阵列的排布信息、所述最大扩张角度及所述圆阵信号的信号参数,确定所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵为:

$$\begin{cases} \bar{T}_L(m,n) = \frac{1}{1 + (\xi_{\max} \sqrt{(G_{mn}^2 + H_{mn}^2)})^2} \\ G_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos r_m - \cos r_n) \\ H_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\sin r_m - \sin r_n) \end{cases};$$

其中, $\bar{T}_L(m,n)$ 表示所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵中第m行第n列的元素, ξ_{\max} 表示最大扩张角度, r_m 表示所述圆阵阵列中第m个阵元的排布信息, r_n 表示所述圆阵阵列中第n个阵元的排布信息, λ 表示圆阵信号的波长, d 表示所述圆阵阵列的半径。

2. 如权利要求1所述的基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法,其特征在于,所述根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵,包括:

对所述圆阵信号的初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵求哈达玛积,得到修正后的协方差矩阵。

3. 如权利要求1所述的基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法,其特征在于,所述将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值,包括:

通过计算:

$$W_{CSA-MWF} = h_0 - T_D (T_D^H \bar{R}_L T_D)^{-1} T_D^H \bar{R}_L h_0;$$

得到所述自适应权值;

其中, $W_{CSA-MWF}$ 表示所述自适应权值, h_0 表示期望信号初始权值, T_D 表示降秩矩阵, \bar{R}_L 表示

修正后的协方差矩阵。

4. 如权利要求1所述的基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法,其特征在于,所述根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成,包括:

获取所述圆阵信号的输入数据矩阵;

将所述自适应权值与所述圆阵信号的输入数据矩阵相乘,完成所述圆阵信号的波束合成。

5. 一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成装置,其特征在于,包括:

初始矩阵创建模块,用于对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;

扩展矩阵创建模块,用于根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

矩阵修正模块,用于根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;

权值计算模块,用于将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;

波束合成模块,用于根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成;

所述扩展矩阵创建模块包括:

排布信息获取单元,用于获取所述圆阵阵列采集的圆阵信号的信号参数,并根据所述圆阵信号的信号参数得到所述圆阵阵列的排布信息;

扩张角度计算单元,用于根据所述干扰扰动参数,确定最大扩张角度;

扩展矩阵创建单元,用于根据所述圆阵阵列的排布信息、所述最大扩张角度及所述圆阵信号的信号参数,确定所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵为:

$$\begin{cases} \bar{T}_L(m,n) = \frac{1}{1 + (\xi_{\max} \sqrt{(G_{mn}^2 + H_{mn}^2)})^2} \\ G_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos r_m - \cos r_n) \\ H_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\sin r_m - \sin r_n) \end{cases} ;$$

其中, $\bar{T}_L(m,n)$ 表示所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵中第m行第n列的元素, ξ_{\max} 表示最大扩张角度, r_m 表示所述圆阵阵列中第m个阵元的排布信息, r_n 表示所述圆阵阵列中第n个阵元的排布信息, λ 表示圆阵信号的波长, d 表示所述圆阵阵列的半径。

6. 一种终端设备,包括存储器、处理器以及存储在所述存储器中并可在所述处理器上运行的计算机程序,其特征在于,所述处理器执行所述计算机程序时实现如权利要求1至4任一项所述方法的步骤。

7. 一种计算机可读存储介质,所述计算机可读存储介质存储有计算机程序,其特征在于,所述计算机程序被处理器执行时实现如权利要求1至4任一项所述方法的步骤。

基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法及装置

技术领域

[0001] 本发明属于导航技术领域,尤其涉及一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法及装置。

背景技术

[0002] 全球卫星导航系统(global navigation satellite system,GNSS)因其导航精度高和不随时间积累误差的优点得到了广泛的应用。然而由于GNSS信号到达接收机时功率比基底噪声还要低20dB,所以极易受到强干扰信号压制。

[0003] 目前工程上常在接收机端采用阵列天线,并通过空时自适应处理(space-time adaptive processing,STAP)在强干扰来向上生成自适应零陷来实现对GNSS信号的抗干扰。传统基于协方差矩阵锥化零陷展宽的算法只适用于线阵,对于圆阵则需要估计干扰来向信息,而估计干扰来向需要涉及到高阶矩阵空间谱分析,计算量过大,这严重影响了抗干扰算法的高动态性能。

发明内容

[0004] 有鉴于此,本发明实施例提供了一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法及装置,以解决现有技术中基于圆阵的自适应零陷算法计算量过大的问题。

[0005] 本发明实施例的第一方面提供了一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法,包括:

[0006] 对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;

[0007] 根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

[0008] 根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;

[0009] 将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;

[0010] 根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。

[0011] 本发明实施例的第二方面提供了一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成装置,包括:

[0012] 初始矩阵创建模块,用于对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;

[0013] 扩展矩阵创建模块,用于根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

[0014] 矩阵修正模块,用于根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;

[0015] 权值计算模块,用于将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;

[0016] 波束合成模块,用于根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。

[0017] 本发明实施例的第三方面提供了一种终端设备,包括存储器、处理器以及存储在所述存储器中并可在所述处理器上运行的计算机程序,所述处理器执行所述计算机程序时实现如上所述基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法的步骤。

[0018] 本发明实施例的第四方面提供了一种计算机可读存储介质,所述计算机可读存储介质存储有计算机程序,所述计算机程序被处理器执行时实现如上所述基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法的步骤。

[0019] 本发明实施例与现有技术相比存在的有益效果是:本实施例首先对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;然后根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;最后根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。本实施例通过创建扩展矩阵来更新圆阵信号的协方差矩阵,无需估计干扰来向即可实现对抗干扰零陷的加宽,能够有效的降低计算量,并且根据更新后的协方差矩阵及多级维纳滤波器计算自适应权值,从而能够进一步降低计算量,提高波束合成效率。

附图说明

[0020] 为了更清楚地说明本发明实施例中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动性的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0021] 图1是本发明实施例提供的一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法的流程示意图;

[0022] 图2是本发明实施例提供的图1中S102的实现流程示意图;

[0023] 图3是本发明实施例提供的图1中S105的实现流程示意图;

[0024] 图4是本发明实施例提供的圆阵阵列排布示例图;

[0025] 图5是本发明实施例提供的两种算法下的零陷展宽曲线示意图;

[0026] 图6是本发明实施例提供的基于自适应零陷展宽算法的波束合成装置的结构示意图;

[0027] 图7是本发明实施例提供的终端设备的示意图。

具体实施方式

[0028] 以下描述中,为了说明而不是为了限定,提出了诸如特定系统结构、技术之类的具体细节,以便透彻理解本发明实施例。然而,本领域的技术人员应当清楚,在没有这些具体细节的其它实施例中也可以实现本发明。在其它情况中,省略对众所周知的系统、装置、电路以及方法的详细说明,以免不必要的细节妨碍本发明的描述。

[0029] 为了说明本发明所述的技术方案,下面通过具体实施例来进行说明。

[0030] 在一个实施例中,如图1所示,图1示出了本发明实施例提供的一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成方法的流程,其过程详述如下:

[0031] S101:对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵。

[0032] 在本实施例中,首先需要获取圆阵阵列的天线采集数据,然后计算天线采集数据的自相关矩阵,即初始协方差矩阵。初始协方差矩阵可以为: $R_x = X(n)X(n)^H$,其中, R_x 表示初始协方差矩阵, $X(n)$ 表示天线采集数据对应的数据输入矩阵。快拍数根据需要设置。本实施例可以设置快拍数为128。

[0033] S102:根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵。

[0034] 在本实施例中,如图4所示,图4示出了七阵元均匀圆阵阵列排布情况,阵列排布为均匀圆阵,本实施例采用7阵元圆阵,可以根据圆阵阵列的信号参数确定阵列的排布信息。

[0035] 在本实施例中,干扰扰动参数即为干扰角度变化的标准差,可以由先验信息来统计。本实施例根据干扰扰动参数和圆阵阵列的排布信息,确定圆阵阵列的Laplace零陷展宽算法扩展矩阵。

[0036] S103:根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵。

[0037] 在本实施例中,根据所述圆阵信号的初始协方差矩阵及基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,能够得到经过协方差矩阵锥化后的矩阵。

[0038] S104:将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值。

[0039] 在本实施例中,多级维纳滤波器为相关相减多级维纳滤波器,根据多级维纳滤波器的权值计算公式及圆阵阵列的协方差矩阵,建立多级维纳滤波器与协方差矩阵之间的关系,从而优化多级维纳滤波器的权值计算式,并根据多级维纳滤波器的权值计算式及修正后的协方差矩阵,计算自适应权值。

[0040] 本申请实现了将Laplace零陷展宽算法直接应用于多级维纳滤波器,降低了计算量。

[0041] S105:根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。

[0042] 在本实施例中,根据自适应权值可完成圆阵信号的抗干扰处理,实现圆阵信号的波束合成。

[0043] 从上述实施例可知,本实施例首先对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;然后根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;最后根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。本实施例通过创建扩展矩阵来更新圆阵信号的协方差矩阵,无需估计干扰来向即可实现对抗干扰零陷的加宽,能够有效的降低计算量,并且根据更新后的协方差矩阵及多级维纳滤波器计算自适应权值,从而能够进一步降低计算量,提高波束合成效率。

[0044] 在一个实施例中,如图2所示,图2示出了图1中S102的具体实现流程,其过程详述如下:

[0045] S201:获取所述圆阵阵列采集的圆阵信号;并根据所述圆阵信号的信

号参数得到所述圆阵阵列的排布信息。

[0046] 在本实施例中,信号参数包括圆阵信号的俯仰角、方位角和波长等。设圆阵阵列接收到的圆阵信号俯仰角为 θ ,方位角为 φ ,波长为 λ ,则信号的波数矢量如式(1)所示:

$$[0047] \quad u^T(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0048] 其中, $u^T(\theta, \varphi)$ 表示波束矢量。

[0049] 令M为阵元个数,则不带圆心均匀圆阵的阵列排布如式(2)所示:

$$[0050] \quad r_m = \frac{2\pi(m-1)}{M} \quad (2)$$

[0051] 其中,m表示阵元序号, r_m 表示第m个阵元的阵列排布。

[0052] 在本实施例中,设圆阵半径为d,由式(2)得到第m个阵元位置矢量如式(3)所示:

$$[0053] \quad P_m = d[\cos r_m, \sin r_m]^T \quad (3)$$

[0054] 式(3)中, P_m 表示第m个阵元位置矢量。

[0055] 由式(1)和式(3)可得圆阵信号的空域导向矢量如式(4)所示:

$$[0056] \quad a(\theta, \varphi) = e^{-ju^T(\theta, \varphi)P_m} \quad (4)$$

[0057] 在本实施例中,设在高动态环境下,第q个干扰信号来向如式(5)所示:

$$[0058] \quad \begin{cases} \bar{\theta}_q = \theta_q + \Delta\theta_q \\ \bar{\varphi}_q = \varphi_q + \Delta\varphi_q \end{cases} \quad (5)$$

[0059] 式(5)中, θ_q 为干扰信号初始来向俯仰角, φ_q 为干扰信号初始来向方位角; $\Delta\theta_q$ 为干扰信号俯仰角变化幅度, $\Delta\varphi_q$ 为干扰信号方位角变化幅度,且都服从均值为0,方差为 $2\xi_{q1}^2$ 、 $2\xi_{q2}^2$ 的Laplace分布; $\bar{\theta}_q$ 表示干扰信号来向俯仰角真实值, $\bar{\varphi}_q$ 为干扰信号来向方位角真实值。

[0060] S202:根据所述干扰扰动参数,确定最大扩张角度。

[0061] S203:根据所述圆阵阵列的排布信息、所述最大扩张角度及所述圆阵信号的信号参数,确定所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵。

[0062] 在一个实施例中,所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵为:

$$[0063] \quad \begin{cases} \bar{T}_L(m, n) = \frac{1}{1 + (\xi_{\max} \sqrt{(G_{mn}^2 + H_{mn}^2)})^2} \\ G_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos r_m - \cos r_n) \\ H_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\sin r_m - \sin r_n) \end{cases} \quad (6)$$

[0064] 式(6)中, $\bar{T}_L(m, n)$ 表示所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵中第m行

第n列的元素, ξ_{\max} 表示最大扩张角度, r_m 表示所述圆阵阵列中第m个阵元的排布信息, r_n 表示所述圆阵阵列中第n个阵元的排布信息, λ 表示圆阵信号的波长, d 表示所述圆阵阵列的半径。

[0065] 在本实施例中, 由于卫星信号功率远低于噪声电平功率, 圆阵阵列的协方差矩阵 R_x 主要由干扰和噪声协方差矩阵来支配。假设接收机噪声是均值为零, 方差为 σ_e^2 的高斯白噪声。此时, 构造Laplace算法平均协方差矩阵如式(7)所示:

$$[0066] \quad \bar{R}_L(m, n) = \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \iint f(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q) e^{-j[P_m - P_n]^T u(\theta_q + \Delta\theta_q, \varphi_q + \Delta\varphi_q)} d(\Delta\theta_q) d(\Delta\varphi_q) + \sigma_e^2 \delta_{mn} \quad (7)$$

[0067] 式(7)中, σ_q^2 为第q个干扰功率; $f(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q)$ 为 $(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q)$ 的联合概率密度函数; δ_{mn} 为Kronecker δ 函数, $\bar{R}_L(m, n)$ 表示所述Laplace算法平均协方差矩阵中的第m行第n列元素。

[0068] 因为 $\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q$ 相互独立, 将 $u(\theta_q + \Delta\theta_q, \varphi_q + \Delta\varphi_q)$ 进行一阶泰勒级数展开得式(8):

$$[0069] \quad \begin{aligned} u(\bar{\theta}_q, \bar{\varphi}_q) &= \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin \bar{\theta}_q \cos \bar{\varphi}_q \\ \sin \bar{\theta}_q \sin \bar{\varphi}_q \end{bmatrix} \\ &\approx \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} (\sin \theta_q + \Delta\theta_q \cos \theta_q)(\cos \varphi_q - \Delta\varphi_q \sin \varphi_q) \\ (\sin \theta_q + \Delta\theta_q \cos \theta_q)(\sin \varphi_q + \Delta\varphi_q \cos \varphi_q) \end{bmatrix} \\ &\approx \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin \theta_q \cos \varphi_q - \Delta\varphi_q \sin \theta_q \sin \varphi_q + \Delta\theta_q \cos \theta_q \cos \varphi_q \\ \sin \theta_q \sin \varphi_q + \Delta\varphi_q \sin \theta_q \cos \varphi_q + \Delta\theta_q \sin \varphi_q \cos \theta_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

[0070] 将式(8)代入式(7)得式(9):

$$[0071] \quad \begin{aligned} \bar{R}_L(m, n) &\approx \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[P_m - P_n]^T u(\theta_q, \varphi_q)} \int f(\Delta\theta_q) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[P_m - P_n]^T \begin{bmatrix} \cos \theta_q \cos \varphi_q \\ \cos \theta_q \sin \varphi_q \end{bmatrix} \Delta\theta_q} d(\Delta\theta_q) \\ &\quad \int f(\Delta\varphi_q) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[P_m - P_n]^T \begin{bmatrix} \sin \theta_q \sin \varphi_q \\ \sin \theta_q \cos \varphi_q \end{bmatrix} \Delta\varphi_q} d(\Delta\varphi_q) + \sigma_e^2 \delta_{mn} \end{aligned} \quad (9)$$

[0072] 令 $D_{mn} = -j\frac{2\pi}{\lambda}[P_m - P_n]^T \begin{bmatrix} \cos \theta_q \cos \varphi_q \\ \cos \theta_q \sin \varphi_q \end{bmatrix}$; 则式(9)中积分第一项如式(10)所示:

$$[0073] \quad \int \frac{1}{2\xi_{q1}^2} e^{\frac{|\Delta\theta_q|}{\xi_{q1}}} \cdot e^{D_{mn} \cdot \Delta\theta_q} d\Delta\theta_q = \frac{1}{1 - D_{mn}^2 \xi_{q1}^2} \quad (10)$$

[0074] 同理, 令 $F_{mn} = -j\frac{2\pi}{\lambda}[P_m - P_n]^T \begin{bmatrix} -\sin \theta_q \sin \varphi_q \\ \sin \theta_q \cos \varphi_q \end{bmatrix}$; 则式(9)中积分第二项如式(11)所示:

$$[0075] \quad \int \frac{1}{2\xi_{q2}^2} e^{\frac{|\Delta\varphi_q|}{\xi_{q2}}} \cdot e^{F_{mn} \cdot \Delta\varphi_q} d\Delta\varphi_q = \frac{1}{1 - F_{mn}^2 \xi_{q2}^2} \quad (11)$$

[0076] 将式(10)和式(11)代入(9)得到式(12):

$$[0077] \quad \bar{R}_L(m, n) \approx \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} [P_m - P_n]^T u(\theta_q, \varphi_q)} \frac{1}{1 - D_{mn}^2 \xi_{q_1}^2} \frac{1}{1 - F_{mn}^2 \xi_{q_2}^2} + \sigma_e^2 \delta_{mn} \quad (12)$$

[0078] 从而得到Laplace分布的零陷展宽扩张矩阵的第m行、n列元素如式(13)：

$$[0079] \quad T_L(m, n) = \frac{1}{1 - D_{mn}^2 \xi_{q_1}^2} \frac{1}{1 - F_{mn}^2 \xi_{q_2}^2} \quad (13)$$

[0080] 将 D_{mn} , F_{mn} 代入(13)得到满足Laplace分布的零陷展宽扩展矩阵如式(14)所示：

$$[0081] \quad T_L(m, n) = \frac{1}{1 + [\xi_{q_1} (G_{mn} \cos \theta_q \cos \varphi_q + H_{mn} \cos \theta_q \sin \varphi_q)]^2} \times \frac{1}{1 + [\xi_{q_2} (-G_{mn} \sin \theta_q \sin \varphi_q + H_{mn} \sin \theta_q \cos \varphi_q)]^2} \quad (14)$$

[0082] 式(14)中 $G_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos r_m - \cos r_n)$ ； $H_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\sin r_m - \sin r_n)$ 。

[0083] 由于不参考具体干扰方向，考虑满足运动中所需要扩张的最大角度，并且当 $\xi_{q_1} = \xi_{q_2} = \xi_q$ 时，根据三角函数展开式，式(14)可化简为式(15)：

$$[0084] \quad \bar{T}_L(m, n) = \frac{1}{1 + (\xi_{\max} \sqrt{G_{mn}^2 + H_{mn}^2})^2} \quad (15)$$

[0085] 式(15)中，满足最大扩张角度所对应的 ξ_{\max} 可由先验信息来确定。这样就求得了满足Laplace分布的零陷展宽扩张矩阵。

[0086] 在一个实施例中，图1中的S103的具体实现流程包括：

[0087] 对所述圆阵信号的初始协方差矩阵及基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵求哈达玛积，得到修正后的协方差矩阵。

[0088] 在一个实施例中，图1中的S104具体包括：

[0089] 通过计算：

$$[0090] \quad W_{CSA-MWF} = h_0 - T_D (T_D^H \bar{R}_L T_D)^{-1} T_D^H \bar{R}_L h_0 \quad (16)$$

[0091] 得到所述自适应权值；

[0092] 式(16)中， $W_{CSA-MWF}$ 表示所述自适应权值， h_0 表示期望信号初始权值， T_D 表示降秩矩阵，表示匹配滤波器权值的集合； \bar{R}_L 表示修正后的协方差矩阵。

[0093] 在本实施例中，相关相减多级维纳滤波器CSA-MWF的结构如图1所示，与普通多级维纳滤波器一致，它也是一种广义旁瓣相消器，上支路为期望信号支路，下支路通过对期望信号导向矢量正交分解，得到干扰和噪声，再通过两路相减，实现干扰的对消。CSA-MWF不需要显式计算阻塞矩阵，相对于多级维纳滤波器GRS-MWF来说，CSA-MWF计算量更小，并且能在小快拍下等到更好的性能。但是常规CSA-MWF整个迭代过程不需要输入信号的协方差矩阵，这样就无法利用协方差矩阵进行重构以达到零陷展宽的目的。所以要对CSA-MWF算法进行等效处理，建立该算法所得自适应权值与输入数据的协方差矩阵之间的关系，使其能直接应用零陷展宽算法。

[0094] 在本实施例中，常规CSA-MWF输出权值如式(17)所示：

[0095] $W_{\text{CSA-MWF}} = h_0 - T_D w_d$ (17)

[0096] 式(17)中, h_0 表示期望信号初始权值, 如果将其等于期望信号的导向矢量则得到无失真响应多级维纳滤波器, 为了简化计算, 这里将不对具体方向进行约束, 即 $h_0 = \delta_{mk}, \delta_{mk} = [1, 0, \dots, 0]$;

[0097] 式(17)中, w_d 表示对消支路等效权值, 且满足关系式(18)

[0098] $w_d = R_d^{-1} r_{dd_0} = (T_D^H R_{x_0} T_D)^{-1} r_{dd_0} = (T_D^H R_{x_0} T_D)^{-1} T_D^H r_{x_0 d_0}$ (18)

[0099] 式(18)中, $T_D = [h_1, h_2, \dots, h_D]$; $R_{x_0} = E(x_0 x_0^H)$; $r_{x_0 d_0} = E(x_0 d_0^H)$; $R_d = T_D^H R_{x_0} T_D$; $r_{dd_0} = T_D^H r_{x_0 d_0}$; T_D 为降秩矩阵, 表示匹配滤波器权值的集合, $T_D = [h_1, h_2, \dots, h_D]$, 且

$$h_i = \frac{r_{x_{i-1} d_{i-1}}}{\|r_{x_{i-1} d_{i-1}}\|} \quad (i=1, 2, \dots, D), \text{ 其中, } D \text{ 为算法总迭代次数; } h_i \text{ 表示第 } i \text{ 级匹配滤波器权值。}$$

[0100] 因为 $x_0(n) = (I - h_0 h_0^H) x(n)$, $d_0(n) = h_0^H x(n)$, 则

[0101] $r_{x_0 d_0} = E(x_0(n) d_0^*(n)) = (I - h_0 h_0^H) R_x h_0$ (19)

[0102] $R_{x_0} = (I - h_0 h_0^H) R_x (I - h_0 h_0^H)^H$ (20)

[0103] 式(20)中, $R_x = E(x(n) x(n)^H)$ 为天线采集数据的自相关矩阵, 即协方差矩阵。

[0104] 因为 $h_i^H h_j = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ i, & i = j \end{cases}$, 所以有:

[0105] $x_i(n) = (I - h_i h_i^H) x_{i-1}(n) = (I - h_0 h_0^H - \dots - h_i h_i^H) x(n)$ (21)

[0106] $d_i(n) = h_i^H x_{i-1}(n) = h_i^H x(n)$ (22)

[0107] 则

[0108] $r_{x_{i-1} d_{i-1}} = (I - \sum_{j=0}^{i-1} h_j h_j^H) R_x h_{i-1}$ (23)

[0109] $h_i = \frac{(I - \sum_{j=0}^i h_j h_j^H) R_x h_{i-1}}{\|(I - \sum_{j=0}^i h_j h_j^H) R_x h_{i-1}\|}$ (24)

[0110] 将式(23)和式(24)代入式(18)得:

[0111] $w_d = (T_D^H R_x T_D)^{-1} T_D^H R_x h_0$ (25)

[0112] 将式(25)代入式(17)即可得到CSA-MWF算法的另一种权值表达方式:

[0113] $W_{\text{CSA-MWF}} = h_0 - T_D (T_D^H R_x T_D)^{-1} T_D^H R_x h_0$ (26)

[0114] 将圆阵信号修正后的协方差矩阵代入式(26)即可得到经过Laplace算法零陷展宽后的CSA-MWF输出权值 $W_{\text{CSA-MWF}} = h_0 - T_D (T_D^H \bar{R}_L T_D)^{-1} T_D^H \bar{R}_L h_0$ 。

[0115] 在一个实施例中, 图3示出了图1中S105的具体实现流程, 其包括:

[0116] S301: 获取所述圆阵信号的输入数据矩阵;

[0117] S302:将所述自适应权值与所述圆阵信号的输入数据矩阵相乘,完成所述圆阵信号的波束合成。

[0118] 在本实施例中,输入数据矩阵即天线采集数据的矩阵 $X(n)$ 。

[0119] 从上述实施例可知,本实施例首先利用阵列天线采集到的信号计算自相关矩阵,然后根据阵列排布信息与干扰扰动参数的先验信息来计算扩张矩阵。接着将扩张矩阵与信号自相关矩阵相乘,得到经过协方差矩阵锥化后的矩阵。将新的自相关矩阵代入经过优化后的CSA-MWF计算自适应权值。最后根据计算出的自适应权值完成阵列信号的波束合成,实现对干扰来向的自适应零陷展宽。

[0120] 本实施例提供的算法无需估计干扰的来向即可实现对抗干扰零陷的加宽,在降低了计算量的前提下拓宽了应用面。同时,重新优化了CSA-MWF算法的权值计算方式,建立了其与输入数据协方差矩阵的关系,将Laplace零陷展宽算法直接应用于多级维纳滤波器,再一次降低了计算量。本实施例同时结合Laplace零陷展宽算法的泛用性以及多级维纳滤波器计算量低、所需快拍数少的的特点,是一种非常适合工程化的方案。可应用于卫星通信,电子侦察,导航研究应用,电子对抗(干扰,抗干扰)等多种领域。

[0121] 在本发明的一个实施例中,对上述方法的仿真效果评估过程如下所示:

[0122] 设置仿真环境,信号为B3频段北斗信号,载噪比44dB,俯仰角 50° ,方位角 10° ;阵列为7阵元均匀圆阵,半径为半波长;干扰为干噪比69dB的窄带干扰,俯仰角 30° ,方位角 200° ;快拍数128。将普通CSA-MWF算法生成的抗干扰自适应零陷与经过Laplace算法处理后的零陷作对比。仿真结果如图5所示。图5中曲线41表示普通WMF算法下的零陷展宽曲线,图5中曲线42表示本实施例提供的经过Laplace算法处理后的零陷展宽曲线。可见两种算法都准确在干扰来向生成了零陷,但明显经过Laplace算法处理后零陷更宽,说明零陷展宽算法有效。

[0123] 应理解,上述实施例中各步骤的序号的大小并不意味着执行顺序的先后,各过程的执行顺序应以其功能和内在逻辑确定,而不应对本发明实施例的实施过程构成任何限定。

[0124] 在一个实施例中,如图6所示,图6示出了本发明实施例提供的一种基于自适应零陷展宽算法的波束合成装置100的结构,其包括:

[0125] 初始矩阵创建模块110,用于对圆阵阵列采集的圆阵信号构建初始协方差矩阵;

[0126] 扩展矩阵创建模块120,用于根据所述圆阵阵列的排布信息及干扰扰动参数,计算所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵;

[0127] 矩阵修正模块130,用于根据所述初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵,得到所述圆阵信号修正后的协方差矩阵;

[0128] 权值计算模块140,用于将所述圆阵信号修正后的协方差矩阵代入多级维纳滤波器,计算自适应权值;

[0129] 波束合成模块150,用于根据所述自适应权值对所述圆阵信号进行波束合成。

[0130] 在一个实施例中,图6中的扩展矩阵创建模块120包括:

[0131] 排布信息获取单元,用于获取所述圆阵阵列采集的圆阵信号的信号参数;并根据所述圆阵信号的信号参数得到所述圆阵阵列的排布信息;

[0132] 扩张角度计算单元,用于根据所述干扰扰动参数,确定最大扩张角度;

[0133] 扩展矩阵创建单元,用于根据所述圆阵阵列的排布信息、所述最大扩张角度及所述圆阵信号的信号参数,确定所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵。

[0134] 在一个实施例中,所述圆阵信号的基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵为:

$$[0135] \begin{cases} \bar{T}_L(m,n) = \frac{1}{1 + (\xi_{\max} \sqrt{(G_{mn}^2 + H_{mn}^2)})^2} \\ G_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos r_m - \cos r_n) \\ H_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} d(\sin r_m - \sin r_n) \end{cases}$$

[0136] 其中, $\bar{T}_L(m,n)$ 表示所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵中第m行第n列的元素, ξ_{\max} 表示最大扩张角度, r_m 表示所述圆阵阵列中第m个阵元的排布信息, r_n 表示所述圆阵阵列中第n个阵元的排布信息, λ 表示圆阵信号的波长, d 表示所述圆阵阵列的半径。

[0137] 在一个实施例中,图6中的矩阵修正模块130包括:对所述圆阵信号的初始协方差矩阵及所述基于拉普拉斯算法的零陷展宽算法扩展矩阵求哈达玛积,得到修正后的协方差矩阵。

[0138] 在一个实施例中,图6中的权值计算模块140包括:

[0139] 通过计算:

$$[0140] W_{CSA-MWF} = h_0 - T_D(T_D^H \bar{R}_L T_D)^{-1} T_D^H \bar{R}_L h_0;$$

[0141] 得到所述自适应权值;

[0142] 其中, $W_{CSA-MWF}$ 表示所述自适应权值, h_0 表示期望信号初始权值, T_D 表示降秩矩阵, \bar{R}_L 表示修正后的协方差矩阵。

[0143] 在一个实施例中,图6中的波束合成模块150包括:

[0144] 输入数据矩阵获取单元,用于获取所述圆阵信号的输入数据矩阵;

[0145] 波束合成单元,用于将所述自适应权值与所述圆阵信号的输入数据矩阵相乘,完成所述圆阵信号的波束合成。

[0146] 图7是本发明一实施例提供的终端设备的示意图。如图7所示,该实施例的终端设备700包括:处理器70、存储器71以及存储在所述存储器71中并可在所述处理器70上运行的计算机程序72。所述处理器70执行所述计算机程序72时实现上述各个方法实施例中的步骤,例如图1所示的步骤101至105。或者,所述处理器70执行所述计算机程序72时实现上述各装置实施例中各模块/单元的功能,例如图6所示模块110至150的功能。

[0147] 所述计算机程序72可以被分割成一个或多个模块/单元,所述一个或者多个模块/单元被存储在所述存储器71中,并由所述处理器70执行,以完成本发明。所述一个或多个模块/单元可以是能够完成特定功能的一系列计算机程序指令段,该指令段用于描述所述计算机程序72在所述终端设备700中的执行过程。

[0148] 所述终端设备700可以是桌上型计算机、笔记本、掌上电脑及云端服务器等计算设

备。所述终端设备可包括,但不仅限于,处理器70、存储器71。本领域技术人员可以理解,图7仅仅是终端设备700的示例,并不构成对终端设备700的限定,可以包括比图示更多或更少的部件,或者组合某些部件,或者不同的部件,例如所述终端设备还可以包括输入输出设备、网络接入设备、总线等。

[0149] 所称处理器70可以是中央处理单元(Central Processing Unit,CPU),还可以是其他通用处理器、数字信号处理器(Digital Signal Processor,DSP)、专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit,ASIC)、现成可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array,FPGA)或者其他可编程逻辑器件、分立门或者晶体管逻辑器件、分立硬件组件等。通用处理器可以是微处理器或者该处理器也可以是任何常规的处理器等。

[0150] 所述存储器71可以是所述终端设备700的内部存储单元,例如终端设备700的硬盘或内存。所述存储器71也可以是所述终端设备700的外部存储设备,例如所述终端设备700上配备的插接式硬盘,智能存储卡(Smart Media Card,SMC),安全数字(Secure Digital,SD)卡,闪存卡(Flash Card)等。进一步地,所述存储器71还可以既包括所述终端设备700的内部存储单元也包括外部存储设备。所述存储器71用于存储所述计算机程序以及所述终端设备所需的其他程序和数据。所述存储器71还可以用于暂时地存储已经输出或者将要输出的数据。

[0151] 所属领域的技术人员可以清楚地了解到,为了描述的方便和简洁,仅以上述各功能单元、模块的划分进行举例说明,实际应用中,可以根据需要而将上述功能分配由不同的功能单元、模块完成,即将所述装置的内部结构划分成不同的功能单元或模块,以完成以上描述的全部或者部分功能。实施例中的各功能单元、模块可以集成在一个处理单元中,也可以是各个单元单独物理存在,也可以两个或两个以上单元集成在一个单元中,上述集成的单元既可以采用硬件的形式实现,也可以采用软件功能单元的形式实现。另外,各功能单元、模块的具体名称也只是为了便于相互区分,并不用于限制本申请的保护范围。上述系统中单元、模块的具体工作过程,可以参考前述方法实施例中的对应过程,在此不再赘述。

[0152] 在上述实施例中,对各个实施例的描述都各有侧重,某个实施例中未详述或记载的部分,可以参见其它实施例的相关描述。

[0153] 本领域普通技术人员可以意识到,结合本文中所公开的实施例描述的各示例的单元及算法步骤,能够以电子硬件、或者计算机软件和电子硬件的结合来实现。这些功能究竟以硬件还是软件方式来执行,取决于技术方案的特定应用和设计约束条件。专业技术人员可以对每个特定的应用来使用不同方法来实现所描述的功能,但是这种实现不应认为超出本发明的范围。

[0154] 在本发明所提供的实施例中,应该理解到,所揭露的装置/终端设备和方法,可以通过其它的方式实现。例如,以上所描述的装置/终端设备实施例仅仅是示意性的,例如,所述模块或单元的划分,仅仅为一种逻辑功能划分,实际实现时可以有另外的划分方式,例如多个单元或组件可以结合或者可以集成到另一个系统,或一些特征可以忽略,或不执行。另一点,所显示或讨论的相互之间的耦合或直接耦合或通讯连接可以通过一些接口,装置或单元的间接耦合或通讯连接,可以是电性,机械或其它的形式。

[0155] 所述作为分离部件说明的单元可以是或者也可以不是物理上分开的,作为单元显

示的部件可以是或者也可以不是物理单元,即可以位于一个地方,或者也可以分布到多个网络单元上。可以根据实际的需要选择其中的部分或者全部单元来实现本实施例方案的目的。

[0156] 另外,在本发明各个实施例中的各功能单元可以集成在一个处理单元中,也可以是各个单元单独物理存在,也可以两个或两个以上单元集成在一个单元中。上述集成的单元既可以采用硬件的形式实现,也可以采用软件功能单元的形式实现。

[0157] 所述集成的模块/单元如果以软件功能单元的形式实现并作为独立的产品销售或使用,可以存储在一个计算机可读取存储介质中。基于这样的理解,本发明实现上述实施例方法中的全部或部分流程,也可以通过计算机程序来指令相关的硬件来完成,所述的计算机程序可存储于一计算机可读存储介质中,该计算机程序在被处理器执行时,可实现上述各个方法实施例的步骤。其中,所述计算机程序包括计算机程序代码,所述计算机程序代码可以为源代码形式、对象代码形式、可执行文件或某些中间形式等。所述计算机可读介质可以包括:能够携带所述计算机程序代码的任何实体或装置、记录介质、U盘、移动硬盘、磁碟、光盘、计算机存储器、只读存储器(ROM,Read-Only Memory)、随机存取存储器(RAM,Random Access Memory)、电载波信号、电信信号以及软件分发介质等。需要说明的是,所述计算机可读介质包含的内容可以根据司法管辖区内立法和专利实践的要求进行适当的增减,例如在某些司法管辖区,根据立法和专利实践,计算机可读介质不包括电载波信号和电信信号。

[0158] 以上所述实施例仅用以说明本发明的技术方案,而非对其限制;尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明,本领域的普通技术人员应当理解:其依然可以对前述各实施例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;而这些修改或者替换,并不使相应技术方案的本质脱离本发明各实施例技术方案的精神和范围,均应包含在本发明的保护范围之内。

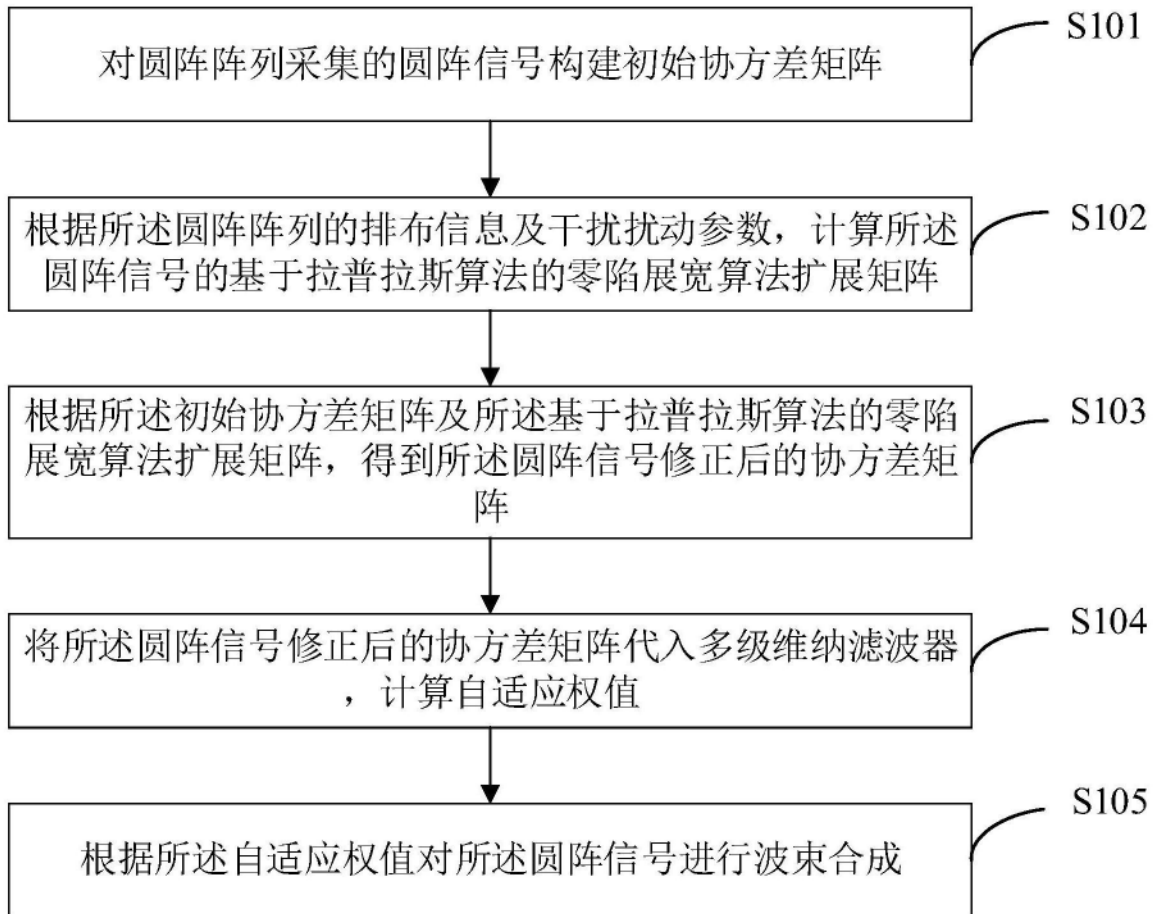


图1

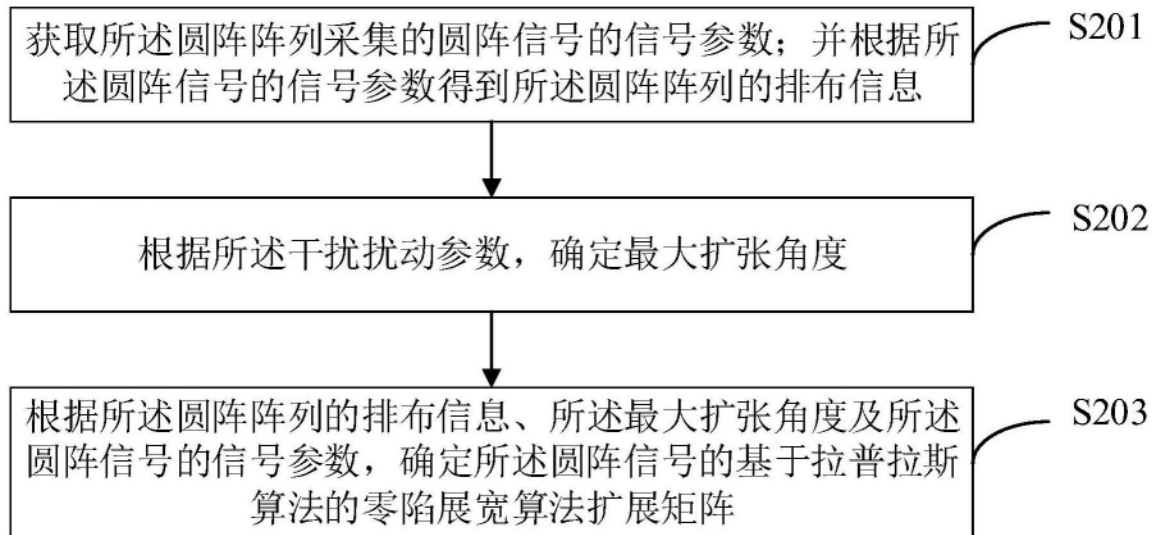


图2

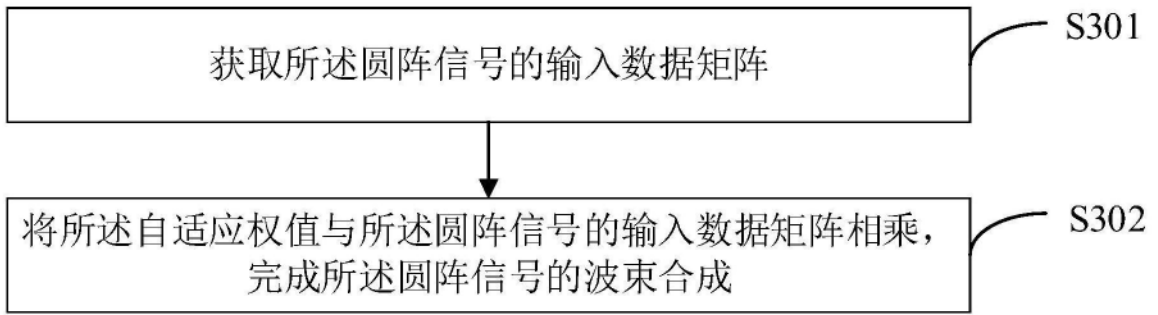


图3

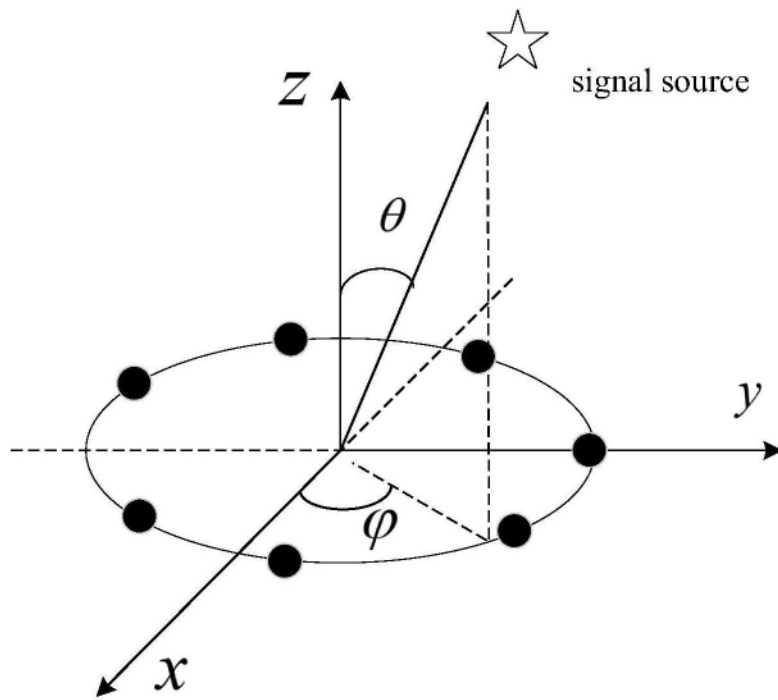


图4

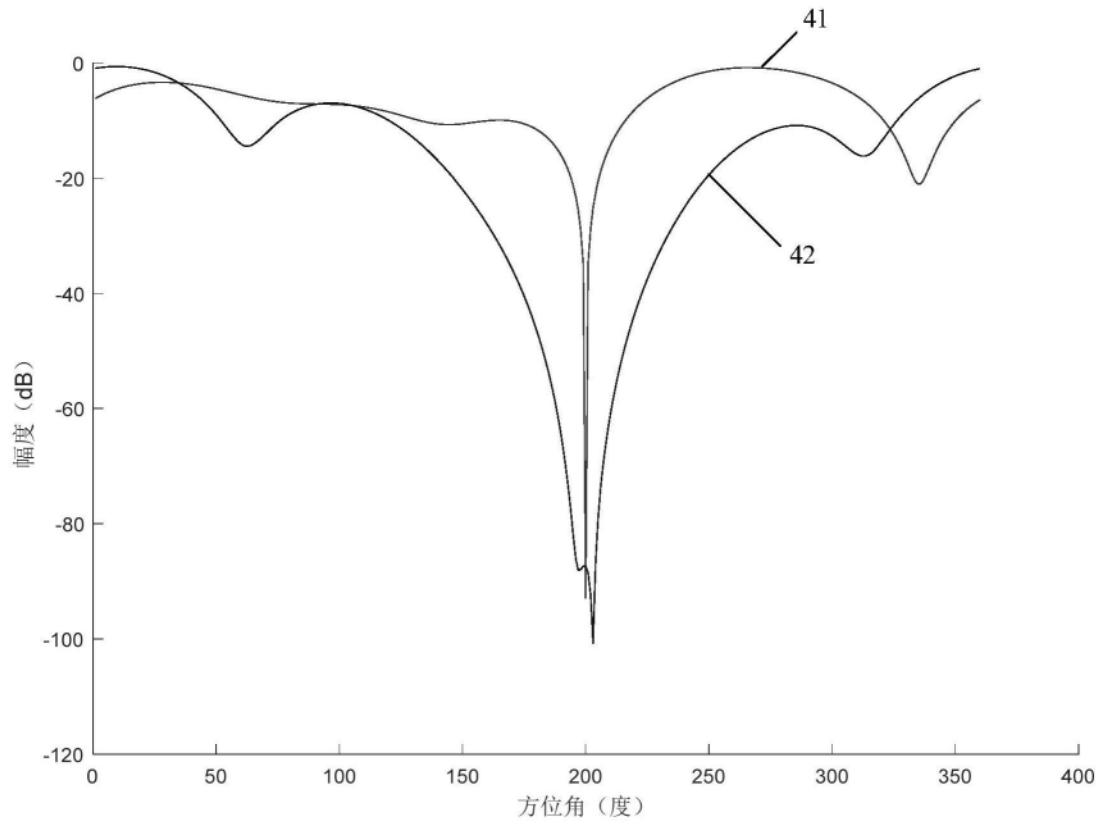


图5

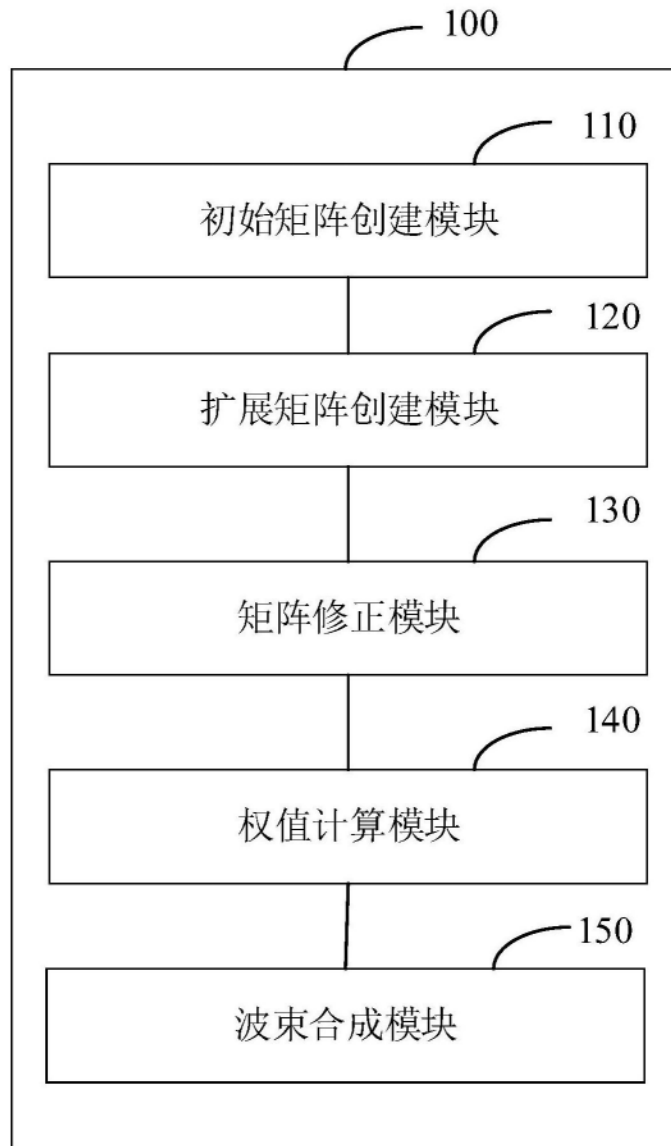


图6

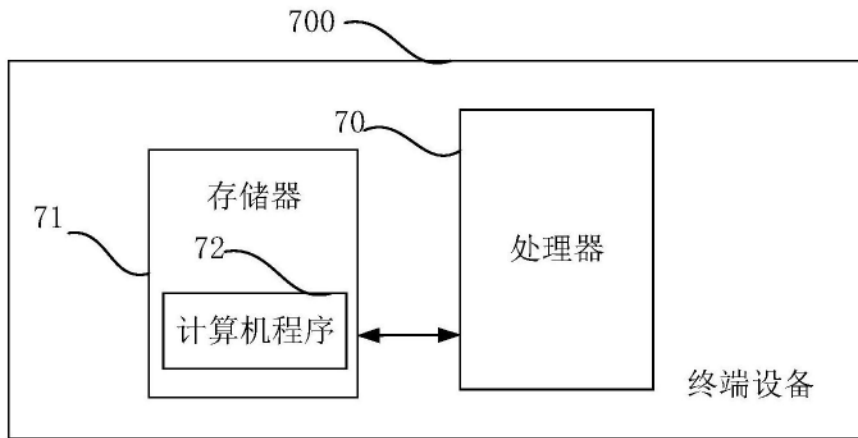


图7