



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111257863 B

(45) 授权公告日 2023. 06. 06

(21) 申请号 201911366666.8

审查员 梁策

(22) 申请日 2019.12.26

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111257863 A

(43) 申请公布日 2020.06.09

(73) 专利权人 电子科技大学
地址 611731 四川省成都市高新区(西区)
西源大道2006号

(72) 发明人 谢菊兰 邓宇昊 冯雅栋 郭明宇
饶申宇 何子述

(74) 专利代理机构 电子科技大学专利中心
51203
专利代理师 邹裕蓉

(51) Int. Cl.

G01S 13/44 (2006.01)

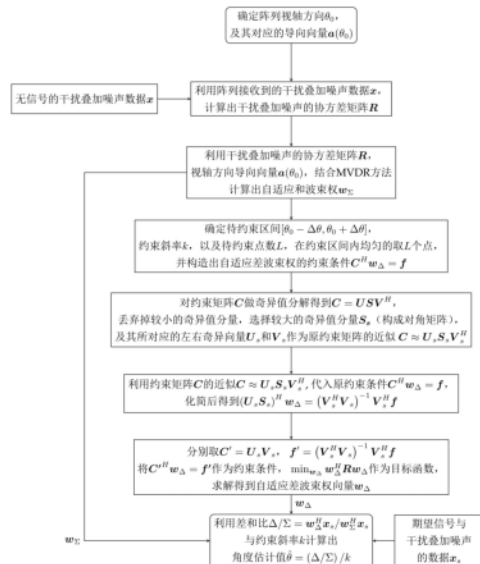
权利要求书1页 说明书7页 附图7页

(54) 发明名称

一种高精度多点线性约束的自适应单脉冲测向方法

(57) 摘要

本发明涉及雷达通信技术,公开了一种高精度多点线性约束的自适应单脉冲测向方法,包含步骤:确定阵列的视轴方向及其对应的导向向量;构造约束矩阵和相应的约束向量;对约束矩阵进行奇异值分解,并且选取较大的奇异值和其所对应的左右奇异向量对原约束矩阵进行近似;利用近似后的约束矩阵及约束向量代替原约束条件;在该约束条件的基础上,以最小化输出功率为目标函数进行优化,并求解得到自适应差波束权;利用得到的和差波束权与阵列接收数据形成和差波束以及单脉冲比进行测向,得到测向结果。利用奇异值分解的方法对待约束角度区间进行多点线性约束既保证了在整个角度区间的线性度,还利用选取较大奇异值分量的方法有效的降低了自由度的消耗。



1. 一种高精度多点线性约束的自适应单脉冲测向方法,其特征在于,包含以下步骤:

步骤1、确定阵列的视轴方向 θ_0 以及相应的导向向量 $\mathbf{a}(\theta_0)$;

步骤2、利用阵列接收到的多快拍数据 \mathbf{x} 计算出干扰叠加噪声的协方差矩阵 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$, E 表示求数学期望, $\mathbf{x} = [x(1), x(2), \dots, x(N)]$, $\mathbf{x}(\cdot)$ 为阵列的数据向量,只包含干扰叠加噪声, $\mathbf{x}(\cdot) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$,即 $\mathbf{x}(\cdot)$ 为 $M \times 1$ 维的复向量; H 为矩阵的共轭转置; M 为阵元个数, N 为快拍数;

步骤3、利用导向向量 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 和协方差矩阵 \mathbf{R} 计算出阵列的自适应和波束权值 $w_\Sigma = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) / (\mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0))$;

步骤4、确定待约束的线性区间 $[\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0 + \Delta\theta]$ 、约束斜率 k 以及待约束的点数 L ,得到 $M \times L$ 的约束矩阵 \mathbf{C} 以及 L 点所对应的约束向量 $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$,即 \mathbf{f} 为 $L \times 1$ 维的复向量;由此构造出对自适应差波束的约束条件 $\mathbf{C}^H \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f}$, \mathbf{w}_Δ 为自适应差波束权值;

步骤5、对约束矩阵 \mathbf{C} 做奇异值分解,选择较大的奇异值分量作为约束矩阵 \mathbf{C} 近似分解 $\mathbf{C} \approx \mathbf{U}_s \mathbf{S}_s \mathbf{V}_s^H$,其中 \mathbf{S}_s 、 \mathbf{U}_s 和 \mathbf{V}_s 分别为选择的较大的构成对角矩阵的奇异值分量、左奇异向量和右奇异向量;

步骤6、利用约束矩阵的近似分解将约束条件更新为

$$(\mathbf{U}_s \mathbf{S}_s)^H \mathbf{w}_\Delta = (\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{f};$$

步骤7、计算自适应差波束权值 $w_\Delta = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}' (\mathbf{C}'^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}')^{-1} \mathbf{f}'$,其中,近似约束矩阵 $\mathbf{C}' = \mathbf{U}_s \mathbf{S}_s$,近似约束向量 $\mathbf{f}' = (\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{f}$;

步骤8、根据阵列接收信号为 \mathbf{x}_s ,计算得到的自适应和波束权 w_Σ 与自适应差波束权 w_Δ 来形成和波束 $\Sigma = \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_s$ 与差波束 $\Delta = \mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_s$, \mathbf{x}_s 包含接收到的信号与干扰叠加噪声;最后利用单脉冲比 Δ / Σ 进行角度估计得到 $\hat{\theta} = (\Delta / \Sigma) / k$, k 为约束斜率。

2. 如权利要求1所述方法,其特征在于,选择的较大奇异值分量的方法是:将非零正奇异值归一化后取20倍以10为底的对数,然后选取大于等于-35dB的奇异值分量作为较大奇异值分量。

一种高精度多点线性约束的自适应单脉冲测向方法

技术领域

[0001] 本发明属于雷达通信技术,尤其涉及一种自适应单脉冲测向技术。

背景技术

[0002] 单脉冲雷达具有计算量小,反应速度快,系统简单易维护,抗干扰能力强,测角精度较高等一系列优点。

[0003] 传统的单脉冲雷达通过对每个天线阵元设定静态的馈电权值,使其在波束指向处分别形成和波束与差波束。其中,要求和波束在该指向处形成峰值,而要求差波束在此处形成相应的零陷。由此,在3dB主瓣宽度内,差波束与和波束的比值 Δ / Σ 可以近似的认为与3dB主瓣宽度内的角度 $\Delta \theta$ 呈线性关系,其中函数 $f(\Delta) = \Delta(\Delta \theta) / \Sigma(\Delta \theta)$ 的图像被称为单脉冲比曲线(Monopulse Ratio Curve),后文中,我们直接用MRC来代指单脉冲比 Δ / Σ (见文献:孙海浪,侯庆禹,陈昌云,王宗凤,苏焕程.单脉冲和差波束及测角方法研究[J].航天电子对抗,2012,28(01):42-44.)。

[0004] 而常规的静态权和差波束形成,对干扰较为敏感,尤其是当旁瓣干扰靠主瓣较近的时候,可能会导致干扰泄露进主瓣,从而导致MRC的失真,进一步影响后续的单脉冲测角精度。为解决该问题,Taylor和Bayliss分别提出了低旁瓣的和波束与差波束设计方法(见文献:T.Taylor."Design of circular apertures for narrow beamwidth and low sidelobes,"in IRE Transaction on Antennas and Propagation,vol.8,no.1,pp.17-22,January 1960.E.T.Bayliss,"Design of monopulse antenna difference patterns with low sidelobes,"in The Bell System Technical Journal,vol.47,no.5,pp.623-650,May-June 1968.)。该方法设计出一种可以抑制旁瓣电平的静态和/差波束权,由此抑制旁瓣干扰。此类方法的思想在于,设计出一套低旁瓣,主瓣高增益(相对于旁瓣)的和波束,以及低旁瓣,视轴方向深零陷的差波束权值。

[0005] 而上述这种静态权的方法无法解决主瓣干扰的问题,因为静态权值通常要保证主瓣宽度内的高增益,这使得主瓣干扰被一同放大。因此,出现了一类能够处理主瓣干扰的自适应处理方法。其中,最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response)方法在保证信号无失真通过的条件下,使阵列输出的功率最小(等效于干扰叠加噪声的功率最小),将自适应权值的设计问题转化为一个带约束条件的优化问题,并且利用拉格朗日乘子法得到权值的解析解(见文献:O.L.Frost,"An algorithm for linearly constrained adaptive array processing,"in Proceedings of the IEEE,vol.60,no.8,pp.926-935, Aug.1972.)。而当该方法用于和/差波束的形成时,又会导致MRC的失真,即使得单脉冲比 Δ / Σ 的线性度下降,从而影响测角精度(在实际单脉冲系统中,一般采用数据拟合的方式拟合出单脉冲比与角度的线性关系)。

[0006] 为解决单脉冲比失真问题,一种联合线性约束的方法被提出出来,该方法通过对视轴方向 θ_0 以及测角边界点 $\theta_0 \pm \Delta \theta$ 这三点进行单脉冲比的线性约束,在此约束下,以阵列的输出功率最小为目标函数进行优化求解,最终得到该约束条件下的差波束权值(见文献:

D.Ling Yan,L.Rong Feng and R.Can,"Constained adaptive monopulse algorithm based on sub-array,"IET International Radar Conference 2013,Xi'an,2013,pp.1-4.Z.Cheng,Z.He,X.Duan,X.Zhang and B.Liao,"Adaptive Monopulse Approach With Joint Linear Constraints for Planar Array at Subarray Level,"in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,vol.54,no.3,pp.1432-1441, June 2018.)。该方法一定程度上改善了MRC的线性度,但在很多情况下(尤其是阵列的3dB主瓣宽度较窄时)除去被约束到的三个点附近线性度较好,其余部分仍然会出现MRC失真的情况。这使得测角误差在视轴方向到区间边界呈现先上升后下降的趋势。

发明内容

[0007] 本发明所要解决的技术问题是,针对现有联合线性约束在非约束点附近的MRC失真问题,提出一种新的高精度多点联合线性约束进行测向的方法。

[0008] 本发明为解决上述技术问题所采用的技术方案是,一种高精度多点线性约束的自适应单脉冲测向方法,包含以下步骤:

[0009] 步骤1、确定阵列的视轴方向 θ_0 以及相应的导向向量 $\mathbf{a}(\theta_0)$;

[0010] 步骤2、利用阵列接收到的多快拍数据 \mathbf{x} 计算出干扰叠加噪声的协方差矩阵 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$, $E\{\cdot\}$ 表示求数学期望, $\mathbf{x} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(N)]$, $\mathbf{x}(\cdot)$ 为阵列的数据向量,只包含干扰叠加噪声, $\mathbf{x}(\cdot) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$,即 $\mathbf{x}(\cdot)$ 为 $M \times 1$ 维的复向量; H 为矩阵的共轭转置; M 为阵元个数, N 为快拍数;

[0011] 步骤3、利用导向向量 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 和协方差矩阵 \mathbf{R} 计算出阵列的自适应和波束权值 $\mathbf{w}_\Sigma = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{a}(\theta_0) / (\mathbf{a}^H(\theta_0)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{a}(\theta_0))$;

[0012] 步骤4、确定待约束的线性区间 $[\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0 + \Delta\theta]$ 、约束斜率 k 以及待约束的点数 L ,本发明中对 L 的取值不做限制,但一般情况下, L 的取值越大,单脉冲比的线性度就越好,在待约束的线性区间内均匀的取 L 个点进行单脉冲比的线性约束,得到 $M \times L$ 的约束矩阵 \mathbf{C} 以及 L 点所对应的约束向量 $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$,即 \mathbf{f} 为 $L \times 1$ 维的复向量;由此构造出对自适应差波束的约束条件 $\mathbf{C}^H\mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f}$, \mathbf{w}_Δ 为自适应差波束权值;

[0013] 步骤5、对约束矩阵 \mathbf{C} 做奇异值分解,选择较大的奇异值分量作为约束矩阵 \mathbf{C} 近似分解 $\mathbf{C} \approx \mathbf{U}_s\mathbf{S}_s\mathbf{V}_s^H$,其中 \mathbf{S}_s 、 \mathbf{U}_s 和 \mathbf{V}_s 分别为选择的较大的构成对角矩阵的奇异值分量、左奇异向量和右奇异向量;

[0014] 步骤6、利用约束矩阵的近似分解将约束条件更新为

$$(\mathbf{U}_s\mathbf{S}_s)^H\mathbf{w}_\Delta = (\mathbf{V}_s^H\mathbf{V}_s)^{-1}\mathbf{V}_s^H\mathbf{f};$$

[0015] 步骤7、计算自适应差波束权值 $\mathbf{w}_\Delta = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}'(\mathbf{C}'^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}')^{-1}\mathbf{f}'$,其中,近似约束矩阵 $\mathbf{C}' = \mathbf{U}_s\mathbf{S}_s$,近似约束向量 $\mathbf{f}' = (\mathbf{V}_s^H\mathbf{V}_s)^{-1}\mathbf{V}_s^H\mathbf{f}$;

[0016] 步骤8、根据阵列接收信号为 \mathbf{x}_s ,计算得到的自适应和波束权 \mathbf{w}_Σ 与自适应差波束权 \mathbf{w}_Δ 来形成和波束 $\Sigma = \mathbf{w}_\Sigma^H\mathbf{x}_s$ 与差波束 $\Delta = \mathbf{w}_\Delta^H\mathbf{x}_s$, \mathbf{x}_s 包含接收到的信号与干扰叠加噪声;最后利用单脉冲比 Δ/Σ 进行角度估计得到 $\hat{\theta} = (\Delta/\Sigma)/k$ 。

[0017] 本发明公开了一种利用奇异值分解近似求解多点联合线性约束的方法,用于解决

原方法在原理约束点处MRC失真的问题。由于阵元个数是固定的,若将约束条件 $C^H w_{\Delta} = f$ 看作一个关于未知量 w_{Δ} 的线性方程组,未知数个数为M,即阵元个数,将其定义为阵列自由度M。由于C是一个 $M \times N$ 的矩阵,其中N为约束点数,若 $N > M$,则会使其变为一个过完备问题。因此增加约束点数会消耗阵列的自由度,在常规的线性约束问题中,都会要求约束点数 $N < M$ 。本发明使用奇异值分解,与主成分分析PCA类似,取较大的奇异值分量作为主成分,但不需要像PCA方法那样对原向量进行投影,而是用主成分及其特征空间来近似原矩阵。这使得线性约束的点数不再受阵列自由度的限制,约束点数L是可以大于M的,并且尽可能的利用主成分信息降低了阵列自由度的消耗。

[0018] 本发明的有益效果是,用较多的约束点数L(比如 $L > M$ 时)得到线性度较好的单脉冲比,然后利用奇异值分解,用少于阵列自由度M的主成分去近似原本的约束点数L,同时主成分的近似保留了多点约束下较好的线性度,在降低自由度消耗的同时保证了一定的测角精度。

附图说明

[0019] 图1为本发明的一种高精度多点联合线性约束的流程图。

[0020] 图2为不同方法的单脉冲比曲线MRC。

[0021] 图3为无干扰条件下与其余各方法的均方根误差对比。

[0022] 图4为存在入射角度分别为 -13° 和 13° 的旁瓣干扰时各方法的均方根误差对比。

[0023] 图5为存在入射角度为 -2° 的主瓣干扰时各方法的均方根误差对比。

[0024] 图6为无干扰条件下期望信号入射角度为 4° 时各方法测角精度随信噪比变化的比较。

[0025] 图7为无干扰条件下期望信号入射角度为 2° 时各方法测角精度随信噪比变化的比较。

具体实施方式

[0026] 为了更好地描述,首先进行了如下定义:

[0027] 单脉冲雷达:单脉冲雷达一般指接收一个脉冲回波信号即可以完成角度估计的雷达,通常由两路天线阵列输出组成,利用接收信号在两路输出的信号差(可能是幅度差或是相位差)进行信号入射角度的估计。

[0028] 和波束:单脉冲系统中天线阵列的其中一路输出,通常设计要求为视轴方向高增益,而其余方向增益较低。

[0029] 差波束:单脉冲系统中天线阵列的其中一路输出,通常设计要求为视轴方向增益较低(在视轴方向形成零陷),而视轴领域内的增益较高。

[0030] 单脉冲比:差波束与和波束的比值,根据具体问题取虚部或实部。

[0031] 主瓣干扰:入射角度在视轴方向附近,功率较一般加性噪声强的干扰。

[0032] 旁瓣干扰:入射角度在主瓣之外,功率比一般加性噪声强的干扰。

[0033] 线性约束区间:在本发明中,指单脉冲比与入射角度满足线性关系的区间,在设计自适应差波束权时预先给定。

[0034] 下面结合说明书附图详细说明本发明的具体实施方式,假设阵元个数为M,快拍数

为N,阵列视轴方向为 θ_0 ,阵列的导向向量为 $\mathbf{a}(\cdot)$ 。

[0035] 如图1所示的本发明的一种高精度多点联合线性约束的流程图,其具体包含以下步骤:

[0036] 步骤1、确定天线阵列的视轴方向 θ_0 ,并得到该方向的导向向量 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 。

[0037] 步骤2、若考虑干扰叠加噪声的多快拍信号为

$$[0038] \quad \mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(N)] \quad (0.1)$$

[0039] 上式中, $\mathbf{x}(\cdot) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示阵列接收的一个快拍数据,

$$[0040] \quad \mathbf{x} = \mathbf{j} + \mathbf{n} \quad (0.2)$$

[0041] 并且不包含期望信号,只由干扰和加性噪声组成。式中, \mathbf{j} 为干扰向量, \mathbf{n} 为噪声向量。利用矩阵 \mathbf{X} ,我们可以计算出干扰叠加噪声的协方差矩阵 \mathbf{R} 的估计值

$$[0042] \quad \mathbf{R} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \frac{1}{N} \mathbf{X}\mathbf{X}^H \quad (0.3)$$

[0043] 步骤3、利用MVDR方法计算出阵列的自适应和波束权,若我们考虑在信号在视轴方向附近无失真通过,即约束条件 $\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{a}(\theta_0) = \mathbf{1}$ 成立的情况下,设定优化目标为最小化阵列输出功率 $\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{R} \mathbf{w}_\Sigma$,将和波束权设计转化为优化问题

$$[0044] \quad \min_{\mathbf{w}_\Sigma} \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{R} \mathbf{w}_\Sigma \quad (0.4)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{a}(\theta_0) = \mathbf{1}$$

[0045] 利用拉格朗日乘子法对上述待约束条件的优化问题进行求解,我们可以得到MVDR的自适应和波束权

$$[0046] \quad \mathbf{w}_\Sigma = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{w}_\Sigma} \quad (0.5)$$

[0047] 步骤4、设定单脉冲比的线性区间 $[\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0 + \Delta\theta]$ 和约束点数 L ,以及单脉冲比的斜率 k ,若我们假设单脉冲比为

$$[0048] \quad \frac{\Delta(\theta_0 + d\theta)}{\Sigma(\theta_0 + d\theta)} = \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta)}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta)} = kd\theta \quad (0.6)$$

[0049] 上式中, $\Delta(\cdot)$ 表示和波束, $\Sigma(\cdot)$ 表示差波束, $d\theta$ 表示线性区间内的一小段角度域。将式(0.6)改写为

$$[0050] \quad \mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta) = (kd\theta) \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta) \quad (0.7)$$

[0051] 若在线性区间 $[\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0 + \Delta\theta]$ 均匀取 L 个点(一般情况下 $L \gg M$),则可以得到 $M \times L$ 的约束矩阵

$$[0052] \quad \mathbf{C} = [\mathbf{a}(\theta_0 + d\theta_1), \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta_L)] \quad (0.8)$$

[0053] 及其相对应的约束向量 $\mathbf{f} \in \mathbf{C}^{L \times 1}$

$$[0054] \quad \mathbf{f} = [(kd\theta_1) \Sigma(\theta_0 + d\theta_1), (kd\theta_2) \Sigma(\theta_0 + d\theta_2), \dots, (kd\theta_L) \Sigma(\theta_0 + d\theta_L)]^H \quad (0.9)$$

[0055] 上式中,和波束 $\Sigma(\theta_0 + d\theta_i) = \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{a}(\theta_0 + d\theta_i)$ 。利用式(0.7)、(0.8)和(0.9),我们得到 L 个点的约束条件为 $\mathbf{C}^H \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f}$ 。

[0056] 步骤5、由于约束条件 $\mathbf{C}^H \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f}$ 中 $\mathbf{C} \in \mathbf{C}^{M \times L}$,这使得该问题是一个过完备问题,由

于 $L \gg M$,使得约束条件的个数远超出了该阵列的自由度。因此,我们采用奇异值分解的方式对该约束条件进行近似。首先考虑矩阵 C 的奇异值分解 $C=USV^H$,然后我们选取其中的大奇异值分量构成对角矩阵 S_s (比如设定一个阈值)和其所对应的左奇异矩阵 U_s 以及右奇异矩阵 V_s 。非零正奇异值的个数与阵元个数有关,阵元个数通常情况下大于等于2,即非零正奇异值一般情况下不止2个。一般情况下,将非零正奇异值归一化后取20倍以10为底的对数,然后选取大于等于-35dB的奇异值分量作为较大奇异值分量。因此,我们用这些大奇异值分量近似原约束矩阵得到 $C \approx U_s S_s V_s^H$ 。

[0057] 步骤6、将步骤5中约束矩阵 C 的近似值代入约束条件 $C^H w_\Delta = f$ 得到

$$[0058] \quad \mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^H \mathbf{U}_s^H \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f} \quad (0.10)$$

[0059] 然后在上式的等号左右两端同时左乘 $(\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s)^{-1} \mathbf{V}_s^H$ 得到

$$[0060] \quad (\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^H \mathbf{U}_s^H \mathbf{w}_\Delta = (\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{f} \quad (0.11)$$

[0061] 利用矩阵乘法的结合律进一步得到

$$[0062] \quad (\mathbf{U}_s \mathbf{S}_s)^H \mathbf{w}_\Delta = (\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{f} \quad (0.12)$$

[0063] 上式中, V_s 为列酉型矩阵, S_s 取正奇异值,因此 $\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_s = \mathbf{I}$ 。进一步得到

$$[0064] \quad \mathbf{U}_s^H \mathbf{w}_\Delta = (\mathbf{S}_s^H)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{f} \quad (0.13)$$

[0065] 若令

$$[0066] \quad \begin{aligned} \mathbf{C}' &= \mathbf{U}_s \\ \mathbf{f}' &= (\mathbf{S}_s^H)^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{f} \end{aligned} \quad (0.14)$$

[0067] 则原约束条件可以被改写为

$$[0068] \quad \mathbf{C}'^H \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f}' \quad (0.15)$$

[0069] 步骤7、利用步骤6中得到的新约束条件式(0.15),结合LCMV方法,将其转化为在该约束条件下的最小输出功率问题(目标函数同MVDR),具体优化问题如下

$$[0070] \quad \begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_\Delta} \quad & \mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{R} \mathbf{w}_\Delta \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{C}'^H \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{f}' \end{aligned} \quad (0.16)$$

[0071] 利用拉格朗日乘法,求解上述优化问题得到自适应差波束权的解为

$$[0072] \quad \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}' (\mathbf{C}'^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}')^{-1} \mathbf{f}' \quad (0.17)$$

[0073] 步骤8、若假设阵列接收含有期望信号的多快拍数据为

$$[0074] \quad \mathbf{X}_s = [\mathbf{x}_s(1), \mathbf{x}_s(2), \dots, \mathbf{x}_s(N)] \quad (0.18)$$

[0075] 上式中,向量 $\mathbf{x}_s(\cdot) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示阵列的单快拍数据

$$[0076] \quad \mathbf{x}_s = \mathbf{b} a(\theta_s) + \mathbf{j} + \mathbf{n} \quad (0.19)$$

[0077] 式中, \mathbf{b} 表示入射信号的复振幅, $a(\theta_s)$ 为其对应的导向向量。我们求得接收信号 \mathbf{x}_s 的均值

$$[0078] \quad \mathbf{E}\{\mathbf{x}_s\} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}_s(n) \quad (0.20)$$

[0079] 然后利用步骤3中求出的和波束权 \mathbf{w}_Σ 与步骤7中求出的差波束权 \mathbf{w}_Δ 分别形成和波

束与差波束

$$\begin{aligned} \Sigma &= \mathbf{w}_{\Sigma}^H \bar{\mathbf{x}}_s \\ \Delta &= \mathbf{w}_{\Delta}^H \bar{\mathbf{x}}_s \end{aligned} \quad (0.21)$$

[0081] 进一步求出单脉冲比 Δ/Σ , 最终结合约束斜率 k 得到入射角度估计值

$$\hat{\theta} = \frac{\Delta/\Sigma}{k} \quad (0.22)$$

[0083] 图2为不同方法在阵列视轴方向附近角度区间的单脉冲比曲线, 其中, 100点联合线性约束为本发明, 原始3点约束为一般3点线性约束方法, 半阵法和加权法为静态和差波束权方法。从图中可以看出, 本发明得到的单脉冲比在整个测角区域内的线性度比其余三种方法都要好。

[0084] 为使本发明的目的、技术方案和技术效果更加清楚, 通过仿真实验对本发明作进一步地详细描述。

[0085] 仿真实验条件一: 本次实验针对本发明高精度多点约束的自适应单脉冲测向方法进行了仿真试验。在本仿真中, 阵列为均匀线阵, 阵元间距为入射信号波长的一半, 阵元数 $M=20$, 阵列视轴方向 $\theta_0=0^\circ$, 信噪比 $\text{SNR}=15\text{dB}$, 快拍数 $N=200$, 无干扰, 入射信号从 -4° 变化到 4° , 各方法的测角精度比较图如图3所示, 从图中可以看出, 在无干扰条件下, -4° 到 4° 的测角区间内, 本发明的测角误差显著小于其余四种方法。

[0086] 仿真实验条件二: 本次实验针对本发明高精度多点约束的自适应单脉冲测向方法进行了仿真试验。在本仿真中, 阵列为均匀线阵, 阵元间距为入射信号波长的一半, 阵元数 $M=20$, 阵列视轴方向 $\theta_0=0^\circ$, 信噪比 $\text{SNR}=15\text{dB}$, 快拍数 $N=200$, 存在两个旁瓣干扰, 其入射角度分别为 -13° 和 13° , 干噪比分别为 115dB 和 105dB , 入射信号从 -4° 变化到 4° , 各方法的测角精度比较图如图4所示, 从图中可以看出, 存在旁瓣干扰的条件下, -4° 到 4° 的测角区间内, 半阵法的测角误差已经显著增大, 无法处理旁瓣干扰, Taylor 加权与 Bayliss 加权方法误差已经超过 1° , 最大似然与三点约束法尚可保证一定的精度, 而本发明的测角误差仍然显著小于其余四种方法。

[0087] 仿真实验条件三: 本次实验针对本发明高精度多点约束的自适应单脉冲测向方法进行了仿真试验。在本仿真中, 阵列为均匀线阵, 阵元间距为入射信号波长的一半, 阵元数 $M=20$, 阵列视轴方向 $\theta_0=0^\circ$, 信噪比 $\text{SNR}=15\text{dB}$, 快拍数 $N=200$, 存在一个主瓣干扰, 其入射角度为 -2° , 干噪比为 50dB , 入射信号从 -4° 变化到 4° , 各方法的测角精度比较图如图5所示, 从图中可以看出, 存在主瓣干扰的条件下, -4° 到 4° 的测角区间内, 当期望信号 $\theta_s=-2^\circ$ 时, 干扰与期望信号的入射相同, 是期望信号的功率与干扰功率叠加, 这使得半阵法与加权法这种静态权方法的测角精度在该点处较高, 而当期望信号入射角度远离干扰方向时, 由干扰引起的波束失真使得测角精度显著下降, 无法处理主瓣干扰, 与此相对, 其余三种方法都是自适应方法, 利用干扰叠加噪声的统计信息在干扰入射角度处形成了零陷, 因此同时抑制了期望信号与干扰信号, 这使得自适应方法在干扰入射方向的误差较大, 而在其余测角区间, 则能够保证一定的测角精度, 在此区间内, 本发明的测角误差在仍然显著小于最大似然方法, 并且不会像3点约束方法那样在 2° 到 3° 处误差上升的情况。

[0088] 仿真实验条件四: 本次实验针对本发明高精度多点约束的自适应单脉冲测向方法进行了仿真试验。在本仿真中, 阵列为均匀线阵, 阵元间距为入射信号波长的一半, 阵元数 M

$=20$,阵列视轴方向 $\theta_0=0^\circ$,期望信号入射角度为 4° ,无干扰,信噪比从 -25dB 变化到 20dB ,各方法的测角精度随信噪比变化的图如图6所示,从图中可以看出,最大似然方法受信噪比影响较大,由于入射信号方向为 4° ,处于测角区间的边界,这使得半阵法的测角误差较大,而3点约束方法约束了边界点的线性度,在该条件下精度最高,但3点约束法对入射信号的方向敏感,仿真四中改变了入射信号的方向,其精度显著下降。

[0089] 仿真实验条件四:本次实验针对本发明高精度多点约束的自适应单脉冲测向方法进行了仿真试验。在本仿真中,阵列为均匀线阵,阵元间距为入射信号波长的一半,阵元数 $M=20$,阵列视轴方向 $\theta_0=0^\circ$,期望信号入射角度为 2° ,无干扰,信噪比从 -25dB 变化到 20dB ,各方法的测角精度随信噪比变化的图如图7所示,从图中可以看出,最大似然方法受信噪比影响较大,由于入射信号方向为 2° ,这使得3点约束方法的测角误差显著增大,因为3点约束法没有对区间内部的 2° 处进行线性约束,这使得该误差甚至高于半阵法和加权法这种静态方法,而在该条件下,本发明给出的方法仍然保持着相对于其他四种方法较低的测角误差。

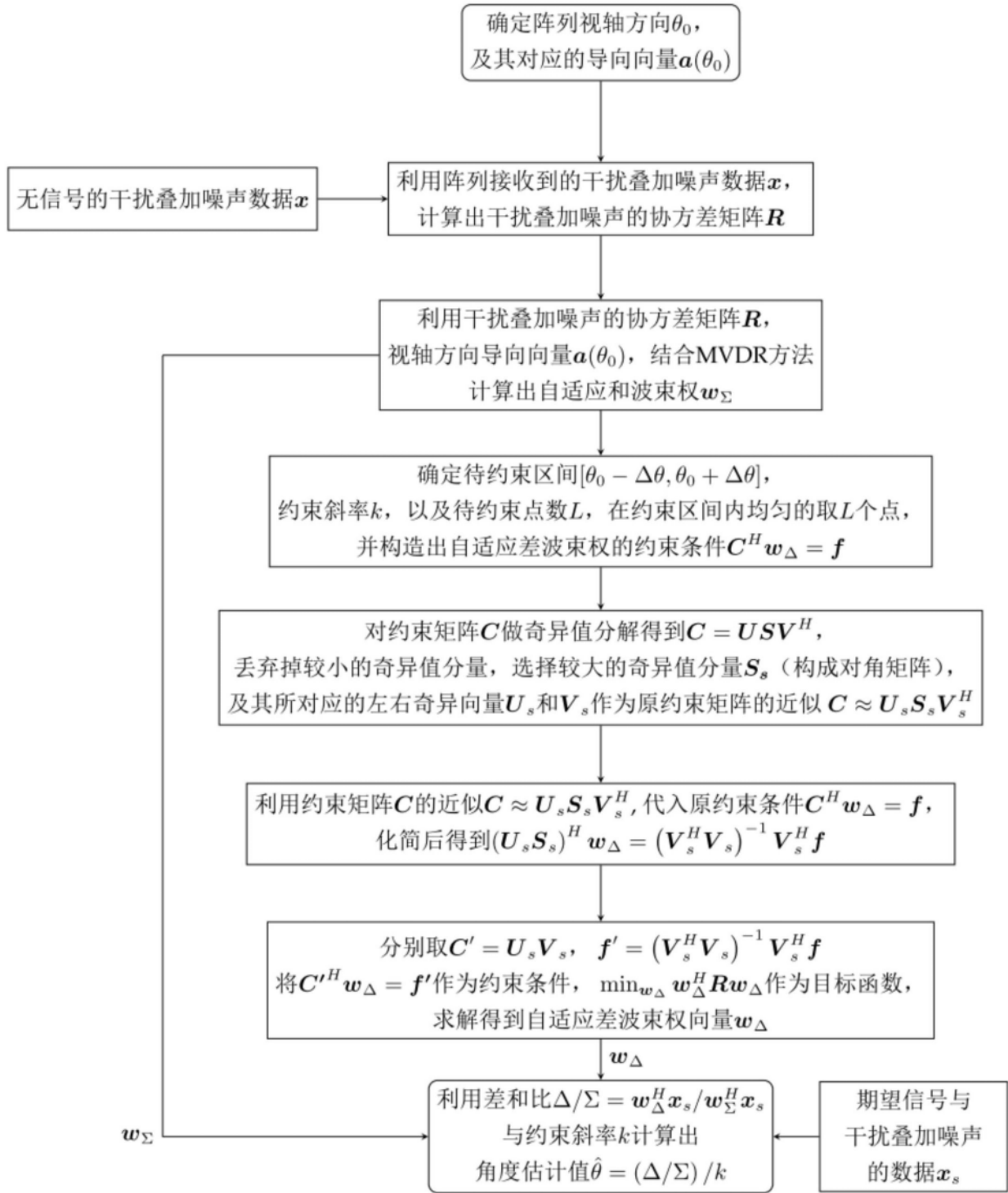


图1

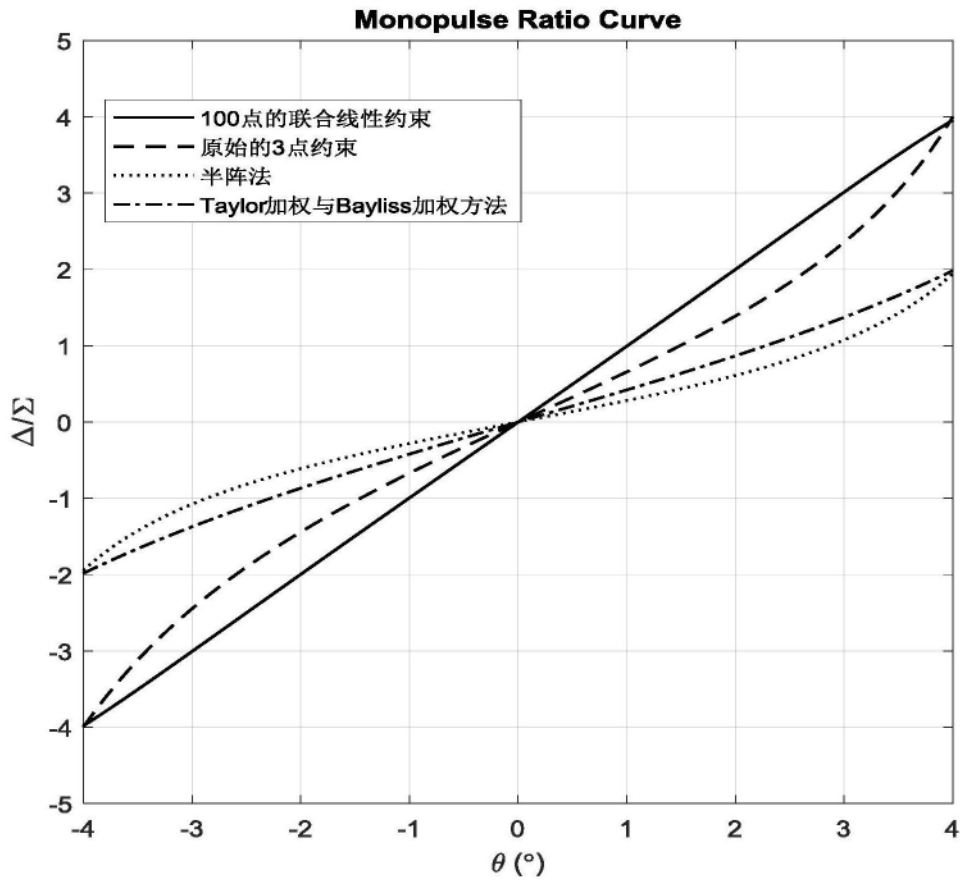


图2

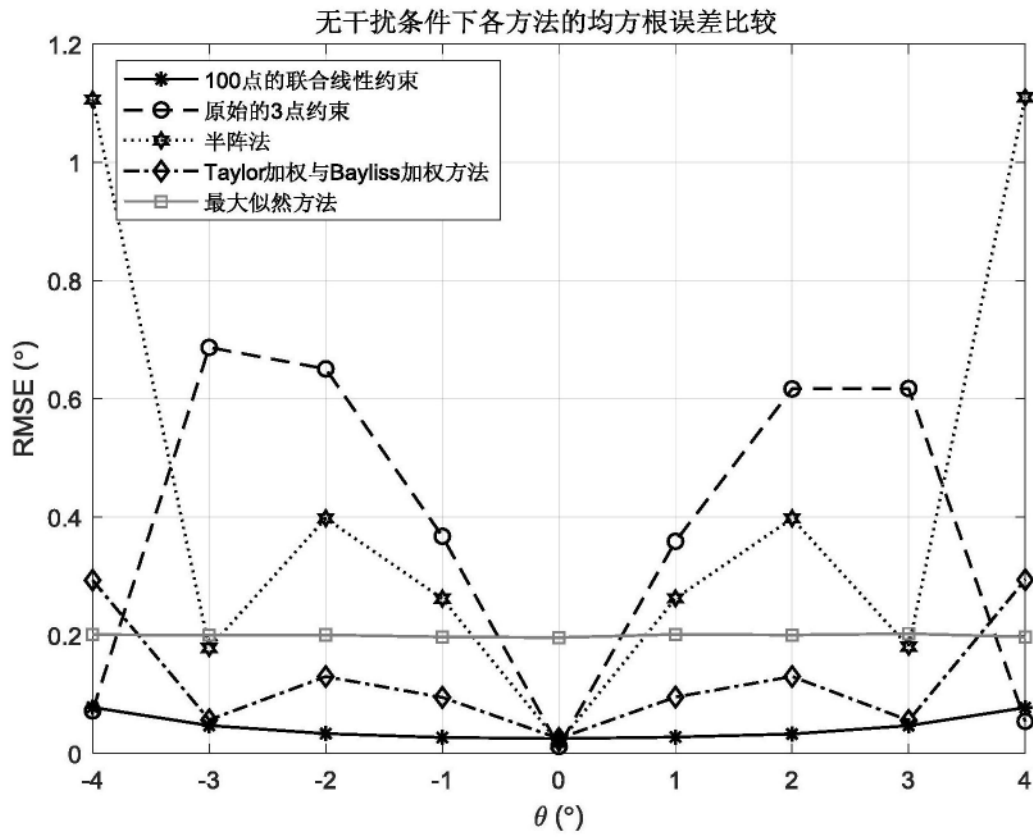


图3

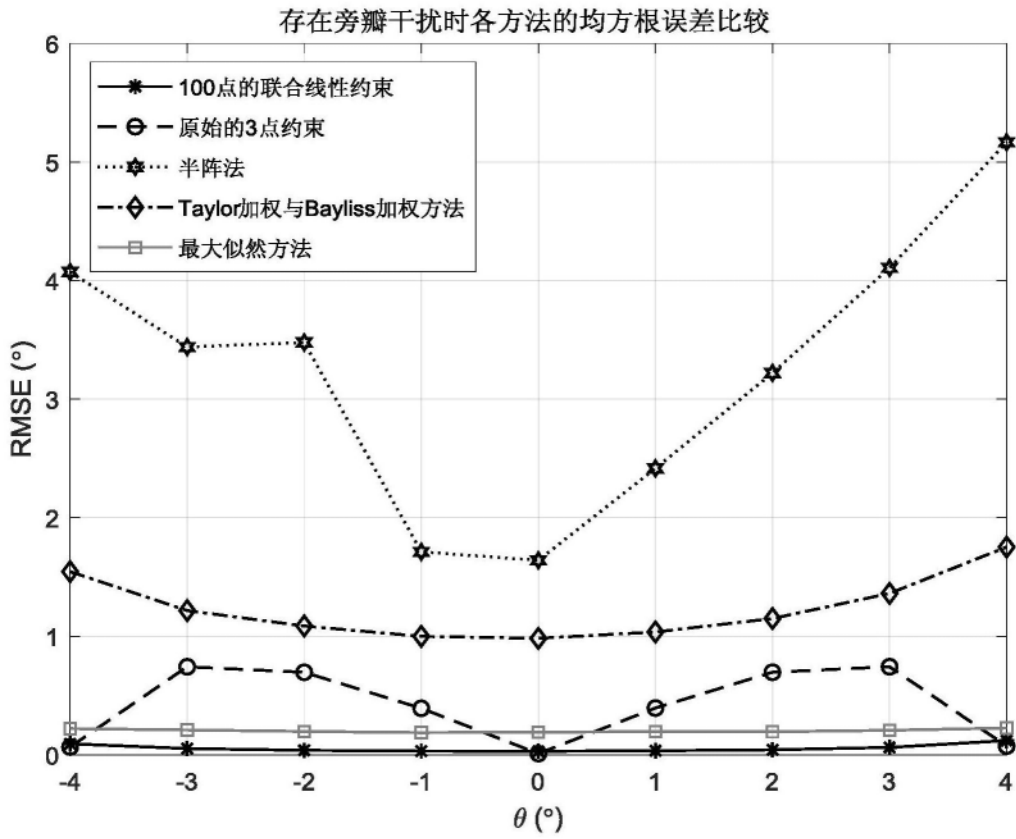


图4

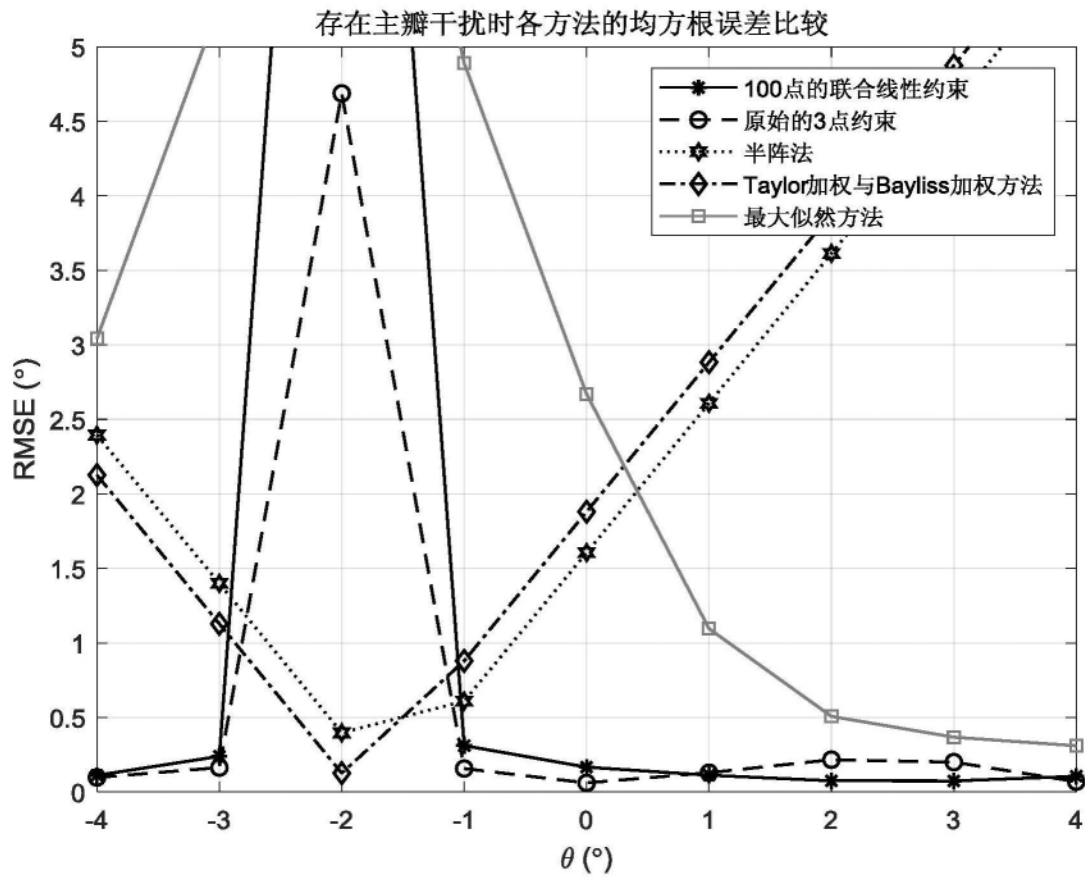


图5

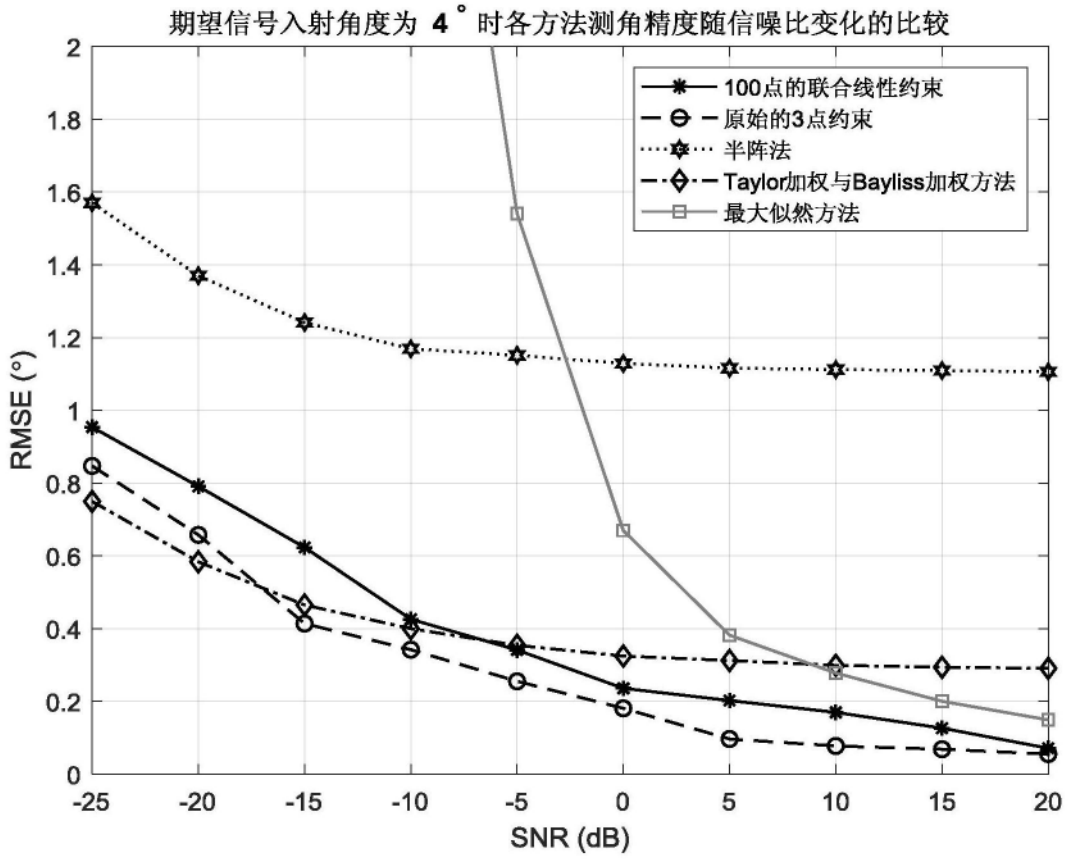


图6

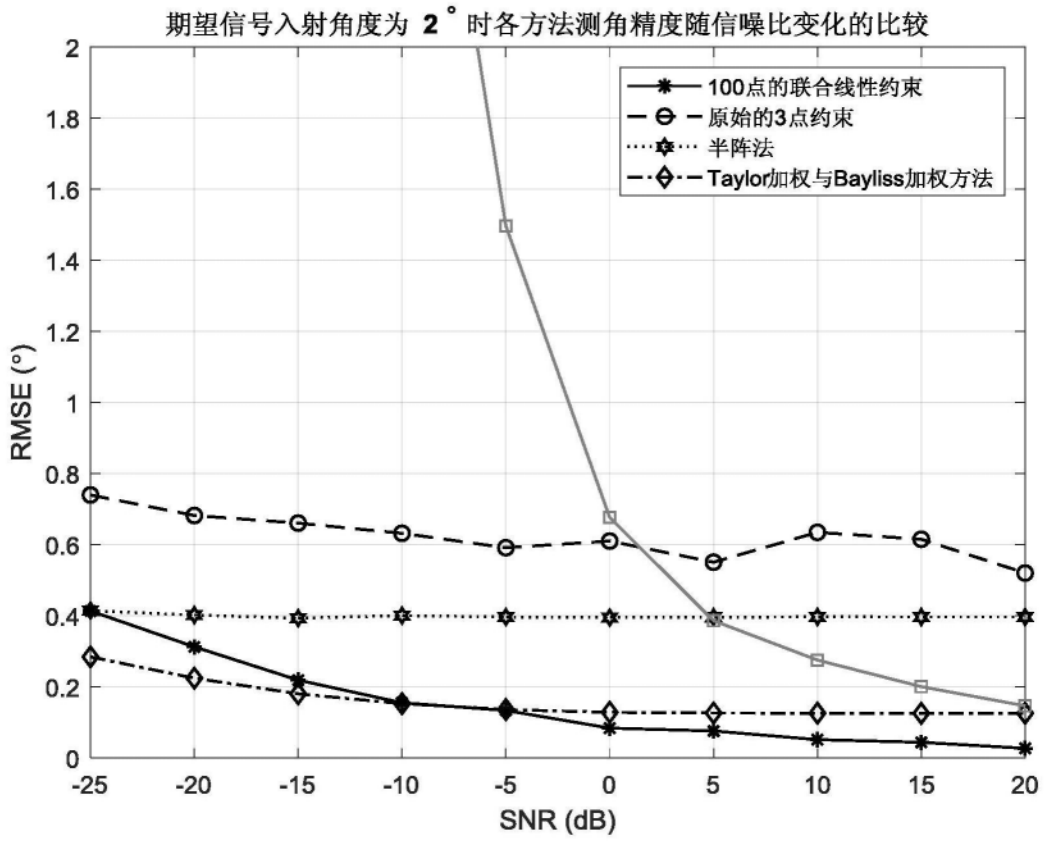


图7