

旁瓣电平软约束下干扰功率搜索的波束形成

曾 操 周争光 廖桂生

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 实际中,期望信号或干扰的先验方向信息往往不能精确已知(即存在阵列流形误差),当信噪比超过一定门限时,线性约束自适应波束形成器对阵列流形误差有高敏感性从而导致输出信干噪比下降。为解决上述问题,该文提出一种旁瓣电平软约束条件下搜索人工干扰功率值的波束形成方法。在粗估干扰来波方向的基础上,约束旁瓣最大峰值起伏在一定范围内,采用子空间投影和加宽干扰零陷区的技术提高波束形成器的鲁棒性,通过粗、精两种模式的搜索获得干扰零陷区的注入功率值估计,具有良好的干扰抑制效果和对阵列流形误差不敏感的特性。计算机仿真验证了方法的有效性和鲁棒性。

关键词: 软约束; 线性约束最小方差; 波束形成

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)12-2827-05

Artificial Interference Power Estimation for Beamforming under Sidelobe Soft Constraint

Zeng Cao Zhou Zheng-guang Liao Gui-sheng

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Often in practice the directional knowledge of signal of interest or interferences is imprecise, the adaptive beamformer with linear constraint is hypersensitive to the array imperfection which leads to the output Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) decreases when the input Signal-to-Noise Ratio (SNR) exceeds a certain threshold. In order to improve the robustness of the beamformer, a new method for estimating the artificial interference power under sidelobe soft constraint is proposed. Based on the prior coarse knowledge of Direction of Arrival (DOA) of the interferences and using the subspace projection and the null area extension techniques, the artificial interference power can be obtained through the iterative procedure under the soft constraint of the maximum peak undulation in sidelobe area. The method is not sensitive to the look direction mismatch and the sensors gain error with low sidelobe level and deep null. Numerical examples demonstrate its effectiveness and robustness comparing with other methods.

Key words: Soft constraint; LCMV; Beamforming

1 引言

阵列信号处理在雷达、通信、声纳、语音等方面有广泛的应用,波束形成是其研究的一个重要方面。常规波束形成不能自适应地抑制来自不同方向的干扰。线性约束最小方差(LCMV)准则是最常用的自适应波束形成方法,通过约束某些方向的响应并最小化阵列输出功率,以获得良好的干扰抑制性能。但是,当信噪比(SNR)较高的情况下,该波束形成器对阵列天线的幅相误差和指向误差有很高的敏感度,即使在误差很小的情况下,期望信号也会被当成干扰被抑制掉,导致输出信干噪比(SINR)会严重下降。文献[1]对各种误差的影响进行了分析综述,基本结论是,对于只利用干扰加噪声

求逆(Noise-Along Matrix Inverse, NAMI)的方法,幅相误差对自适应波束形成的影响不大(干扰零点深度没有变化,波束指向有一定的误差);但是对于利用信号加干扰和噪声协方差矩阵求逆(Signal-Plus-Noise Matrix Inverse, SPNMI)的自适应方法,当信噪比较大时,虽然干扰零点位置变化不大,但是在信号方向上也可能形成零陷。

对角加载(diagonal loading)是提高 LCMV 波束形成器的鲁棒性常采用的方式之一。文献[2]对协方差矩阵沿其对角线加一正常数后再用采样协方差矩阵求逆(Sample covariance Matrix Inverse, SMI)方法求得自适应权值以增强波束形成器的鲁棒性,可简称为传统的对角加载方法(Tradition Diagonal Loading, TDL)。由于固定加载量不随期望信号的信噪比和导向矢量误差变化而变化,当信噪比增加时,输出信干噪比会明显恶化。文献[3]采用矩阵锥消

(Covariance Matrix Taper, CMT)方式,通过对协方差矩阵点乘一个给定误差范围并随阵元位置变化的辛克(sinc)函数矩阵,可展宽干扰零陷宽度,但是由于给定的误差范围并不一定合适,效果并不理想。文献[4]中提出一种在给定误差范围基础上,能够计算出加载量的稳健 Capon 波束形成方法(Robust Capon Beamformer, RCB),但需注意的是,加载量合适与否仍取决于给定的误差,并且文中没有给出有效估算误差的方法。

子空间投影法也能增强 LCMV 波束形成器的稳健性。文献[5]通过将期望导向矢量向信号子空间投影以改进广义旁瓣相消器(GSC)的阻塞矩阵,增强 GSC(GSC 是 LCMV 的一种等效实现结构)的鲁棒性。文献[6]通过广义特征分解估计出接近实际的导向矢量来提高 Capon 波束形成的稳健性。

利用只含干扰加噪声协方差求逆的 NAMI 方法也是提高波束形成器稳健性的途径之一。文献[7]重构干扰加噪声的协方差矩阵,利用 CMT 方法进一步提高波束形成器的稳健性,但人工注入的干扰功率值采用经验值,未进行选取合适功率值的讨论。

在实际工程应用中,往往希望在达到旁瓣电平指标要求的情况下,对干扰方向形成尽可能深的零陷。采用基于自适应阵理论的方向图综合(pattern synthesis)方法是一种有效的手段。其基本原理是从旁瓣区加入具有适当功率的人工干扰,然后根据自适应波束形成得到最优权对应的方向图。文献[8]提出一种用综合出的方向图与期望方向图的差异来控制人工干扰功率,采取迭代方式,直至得到较为满意的方向图,但存在期望方向图不易获得和迭代容易发散的问题。文献[9]也提出一种适用任意阵,可控制旁瓣包络形状的方向图综合方法,但由于迭代系数固定,迭代过程也容易发散。

本文在考虑工程应用的基础上,根据粗估的干扰来波方向,将方向图的角度划分成主瓣、旁瓣以及干扰零陷 3 个区域,在允许旁瓣电平最大峰值起伏在一定范围内的软约束条件下,通过迭代搜索获得干扰零陷区应施加的合适干扰功率值,并采取期望导向矢量向子空间投影和加宽零陷区域(若导向矢量有具体函数形式,也可采用导数约束)等技术来提高波束形成的鲁棒性。

2 阵列模型和 LCMV 波束形成器

考虑 K 个窄带远场信号入射到 N 元阵列上($K < N$),则 t 时刻阵列的接收数据矢量为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_K(t)]^T$ 为信号包络矢量, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \cdots \ n_N(t)]^T$ 为噪声矢量, \mathbf{T} 表示转置。 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \cdots \ \mathbf{a}(\theta_K)]$, $\mathbf{a}(\theta_i)$ ($i = 1, 2, \dots, K$) 为对应第 i 个信号的导向矢量。不失一般性,这里假定第 1 个信号为期望信号,其余为干扰。LCMV 波束形成器可表示为如下的优化问题:

$$\left. \begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ & \text{s.t. } \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中 \mathbf{H} 表示共轭转置, \mathbf{R}_x 为协方差矩阵, \mathbf{C} 为约束矩阵,可约束单个或多个方向,即由期望或干扰方向的导向矢量组成。 \mathbf{f} 为相应的约束值矢量。其最优解为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (3)$$

阵列输出的信干噪比 SINR 为

$$\text{SINR} = \frac{\sigma_1^2 |\mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{a}(\theta_1)|^2}{\mathbf{w}_{\text{opt}}^H \left(\sum_{i=2}^K \sigma_i^2 \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) + \mathbf{Q} \right) \mathbf{w}_{\text{opt}}} \quad (4)$$

上式中 $\sigma_i^2 = E[|s_i(t)|^2]$, \mathbf{Q} 为噪声的协方差矩阵。实际中, \mathbf{R}_x 通过有限的 M 次数据快拍估计得到,

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) \quad (5)$$

LCMV 波束形成器在实际应用时,会面临如下的问题:

(1)期望信号或干扰信号的方向不能精确已知时,造成约束条件有偏差;(2)短快拍或存在阵列幅相误差的情况下使得协方差矩阵的估计不准;(3)接收数据中期望信号分量较大时造成的信号相消问题;(4)LCMV 波束形成器在干扰置零的同时会抬高旁瓣电平,使得对来自其它方向的干扰不具有鲁棒性。

3 本文方法

针对问题(1),考虑采用期望信号的导向矢量向信号子空间投影和加宽干扰零陷区的方式。

粗估期望导向矢量向信号子空间投影的方法(简称为子空间投影处理)如下:对阵列协方差矩阵 \mathbf{R}_x 进行特征分解得到期望信号加干扰的子空间,统称为信号子空间 $\mathcal{R}(\mathbf{U})$,其中 $\mathbf{U}_s = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \cdots \ \mathbf{v}_K]$, $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_K$ 是 \mathbf{R}_x 的 K 个大特征值对应的特征矢量,这里信源数 K 可由 AIC 或 MDL^[10] 准则确定。用 $\boldsymbol{\eta}_e$ 表示粗估的期望导向矢量 $\hat{\mathbf{a}}(\theta_1)$ 和实际的导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_1)$ 之间的差异,称其为扰动量,则 $\hat{\mathbf{a}}(\theta_1) = \mathbf{a}(\theta_1) + \boldsymbol{\eta}_e$ 。

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_p(\theta_1) &= \mathbf{U}_s (\mathbf{U}_s^H \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^H \hat{\mathbf{a}}(\theta_1) \\ &= \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H (\mathbf{a}(\theta_1) + \boldsymbol{\eta}_e) \end{aligned} \quad (6)$$

从式(6)可以看出,由于扰动量不属于信号子空间,投影所得的导向矢量 $\mathbf{a}_p(\theta_1)$ 比 $\hat{\mathbf{a}}(\theta_1)$ 更接近 $\mathbf{a}(\theta_1)$,故约束 $\mathbf{a}_p(\theta_1)$ 比约束 $\hat{\mathbf{a}}(\theta_1)$ 进行 LCMV 波束形成的效果要好。

针对问题(2), (3), (4),采用人工注入干扰功率的方法获得不含信号分量的协方差矩阵再进行 LCMV 波束形成是一种较好的解决途径,但注入干扰功率的大小是个问题,功率太小则零陷不深,功率太大则旁瓣升高或方向图发生畸变。

在实际工程应用中,一方面希望在方向图中对干扰方向形成深的凹口,另一方面仍希望保持旁瓣电平和主瓣宽度。考虑到对干扰方向形成凹口的同时,若主瓣宽度不变,旁瓣电平抬高是必然的。为控制旁瓣电平,并找到合适的人工干

扰功率, 本文提出一种旁瓣电平软约束条件下的搜索干扰功率值的稳健 LCMV 波束形成方法。其基本思想是旁瓣电平最大峰值的起伏若在给定范围内则继续加大注入干扰功率值, 否则缩小步长, 直至找到合适的干扰功率值。具体步骤如下:

步骤 1 粗估期望信号和干扰的来波方向 $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3, \dots, \hat{\theta}_K$ 。

步骤 2 给定主瓣宽度 Δ_1 和零陷宽度 $\Delta_i (i=2, \dots, K)$, 以 $\hat{\theta}_1$ 为中心, 标定主瓣区域 Θ_1 , 再分别以 $\hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3, \dots, \hat{\theta}_K$ 为中心, 标定干扰零陷区域 Θ_2 , 其余方向为旁瓣区域 Θ_3 。

步骤 3 给定参考的旁瓣电平最大峰值 P_{ref} 和起伏允许值 ΔP , 设定旁瓣区的注入功率 σ_p^2 和初始干扰零陷区的注入功率 σ_{I0}^2 。

步骤 4 设迭代次数 $k=1$, $f_0 = \sigma_{I0}^2$, $\alpha_0 = 10$, 进入干扰功率粗搜索过程。对整个方向图的角度等间隔划分, 对不同的区域施以不同的功率。

$$f_k(\theta) = \begin{cases} 0, & \theta \in \Theta_1 \\ \alpha_{k-1} f_{k-1}, & \theta \in \Theta_2 \\ \sigma_p^2, & \theta \in \Theta_3 \end{cases} \quad (7)$$

步骤 5 计算数据相关矩阵, 并做 LCMV 波束形成。

$$\mathbf{R} = f_k \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^H + \sigma_p^2 \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_2^H + \varepsilon \mathbf{I} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2$ 分别由干扰零陷区和旁瓣区的导向矢量组成。 ε 是一较小的量(如 $\varepsilon=0.01$), \mathbf{I} 是单位阵, $\varepsilon \mathbf{I}$ 是防止 \mathbf{R} 病态而加入的。约束期望方向的导向矢量, 将 \mathbf{R} 代入式(3), 则得到自适应权, 用该权作波束形成即可得到本次迭代的归一化方向图。

步骤 6 寻找旁瓣区的最大峰值 P_{max} , 并与 P_{ref} 相比。

(1) 若 $P_{\text{max}} < P_{\text{ref}}$, 则 $P_{\text{ref}} = P_{\text{max}}$, α_{k-1} 保持不变;

(2) 若 $P_{\text{max}} > P_{\text{ref}}$ 且 $(P_{\text{max}} - P_{\text{ref}}) < \Delta P$, 则 α_{k-1} 保持不变;

(3) 若 $P_{\text{max}} > P_{\text{ref}}$ 且 $(P_{\text{max}} - P_{\text{ref}}) > \Delta P$, 则 $f_k = f_k / \alpha_{k-1}$, $\alpha_k = 0.5\alpha_{k-1}$ 。

若 $\alpha_k < 1$, 则粗搜索过程结束, 此时的干扰零陷区功率值记为 σ_{I1}^2 , 进入下面的精搜索过程, 否则跳至步骤 4 继续迭代, $k=k+1$ 。

步骤 7 干扰功率精搜索过程。另设迭代次数 $h=1$, $g_0 = \sigma_{I1}^2$, $\beta_0 = 0.25g_0$ (退出粗搜索过程时, 合适的干扰功率应在 $1.25g_0$ 和 g_0 之间), 人工干扰功率值用以下公式递增:

$$g_h = g_{h-1} + \beta_{h-1} \quad (9)$$

与 β_{h-1} 粗搜索过程类似, 若 $\beta_h < \eta g_0$ (如 $\eta = 0.05$), 则精搜索过程结束, 这时最终搜索得到的干扰零陷区功率值记为 σ_{I2}^2 , 利用式(3)即可得到满足要求的权值。

为防止搜索过程中干扰功率值过大导致 \mathbf{R} 的条件数变差, 可设置干扰功率值的上限值(如 $1e13$), 在搜索过程中一旦超过上限值也退出迭代。如果只需满足一定的零陷深度指

标, 则可对以上的流程作适当调整, 如寻找干扰零陷区的最大峰值, 当其满足指标要求时就可退出搜索程序。

值得注意的是, 本算法从表面上看, 权的生成似乎与采样数据无关, 但标定主瓣区和干扰零陷区均与 DOA 测向(包括 CAPON, MUSIC^[11] 以及 ESPRIT^[12] 等测向法)有关, 即间接与采样数据有关, 因而可称为间接自适应波束形成算法。另外, 由于本算法的先验知识只需期望信号和干扰的来波方向, 在实际应用中, 若干扰常从某固定方向进入, 可将生成的权值存储, 待侦测到有干扰出现, 调出相应的权值即可。

4 计算机仿真

以下仿真若无特别说明, 均在各向同性的 16 阵元等距(阵元间距为半波长)线阵模型下完成。

4.1 方法有效性验证

仿真 1 无指向误差时的情况 设两个干扰分别来自 $-25^\circ, 55^\circ$, 干噪比(INR)均为 20dB, 期望信号来自 0° , 信噪比(SNR)为 10dB, 用接收数据直接作 LCMV 波束形成, 得到自适应权下的方向图。假定测向结果无误差, 给定主瓣宽度 15° , 两个零陷宽度均为 4° , 起伏允许值 ΔP 为 1dB, 角度步长为 0.05° , 旁瓣区的注入功率 $\sigma_p^2 = 1$ 和初始干扰零陷区的注入功率 $\sigma_{I0}^2 = 100$, 经 12 次粗搜索和 6 次精搜索得到的 $\sigma_{I2}^2 = 4.6387e6$ 。

图 1(a) 中点划线代表直接 LCMV 波束形成的方向图, 短划线代表加 -28dB 切比雪夫(Chebyshev)窗的傅里叶权(这里傅里叶权定义为 $\mathbf{w}_F = \mathbf{a}(\theta_1) / [\mathbf{a}^H(\theta_1)\mathbf{a}(\theta_1)]$ 即为空域匹配滤波)所对应的方向图, 实线代表本文方法。从图 1(a) 中可以看出, 由于接收数据中存在信号分量, 直接 LCMV 波束形成的方向图虽然干扰零点位置未发生偏移, 但零陷很浅(两个干扰零陷深度分别为 -14dB 和 -23dB), 且旁瓣电平很高。采用本文方法后, 不仅在两个零陷区形成了很深的凹口(零陷区最大峰值达到 -47dB), 而且同时控制了旁瓣电平(旁瓣最大峰值约为 -10dB), 在小于 -40dB 处零陷宽度为设定的 4° , 在旁瓣电平处零陷宽度有所展宽。在主瓣宽度接近的情况下, 本文方法所得权与加窗傅里叶权的方向图作对比, 前者的旁瓣最大峰值超过后者的等幅旁瓣约 4dB, 其余均接近等幅旁瓣, 这说明本文软约束的有效性。

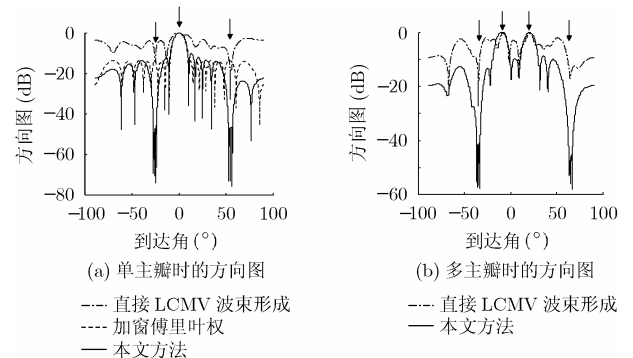


图 1 单主瓣时和多主瓣时的方向图

当有多个主瓣指向时(主瓣指向的间隔大于主瓣宽度), 设两个主瓣的期望方向分别为 -10° , 20° , 两个干扰分别来自 -35° , 65° 其余条件同仿真 1。经 11 次粗搜索和 5 次精搜索得到的 $\sigma_{T_2}^2 = 3515625$ 。从图 1(b)中可以看出, 本文方法的零陷深度和旁瓣电平同样优于直接 LCMV 方法。

仿真 2 有指向误差时的情况 设期望信号的真实方向为 0° , 指向误差 1° , 两个干扰的真实来波方向分别为 -25° , 55° , 指向误差 2° , 其余条件同仿真 1。将直接 LCMV 波束形成, 仅子空间投影处理的 LCMV 波束形成以及本文方法作对比。

从图 2 可以看出, 直接 LCMV 波束形成方法由于期望信号方向有指向误差, 被误认为干扰而有严重的相消现象(期望信号方向有 -25dB 的凹口), 子空间投影处理法虽然缓解了期望信号相消问题, 但两个干扰的零陷不深(分别为 -15dB 和 -19dB)且旁瓣电平较高, 而本文方法即使在期望信号和干扰同时有指向误差时, 不仅干扰方向有深凹口(至少为 -47dB), 期望信号方向响应达到最大, 而且同时兼顾了低旁瓣电平(旁瓣最大峰值约为 -10dB)。3 种方法的输出信干噪比分别为 -10.15dB , 18.58dB , 21.92dB , 而理论值为 22.04dB 。

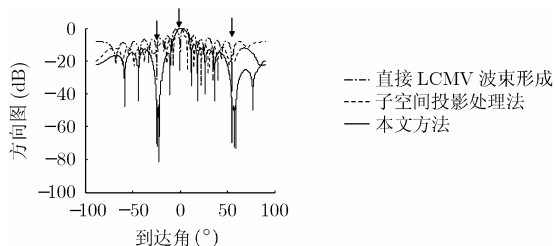


图 2 有指向误差时 3 种方法的方向图

4.2 多种稳健性方法的比较

分别研究多种方法下的输出信干噪比对指向误差和幅相误差的统计特性, Monte Carlo 实验均做 100 次。先简单回顾一下传统的对角加载(TDL)方法、锥消(CMT)方法以及文献[4]中(RCB)的方法。其中 TDL 和 CMT 方法是对协方差矩阵作修正, 而 RCB 方法是对粗估计导向矢量进行修正(实质上也是一种对角加载), 经过以上处理后再作 LCMV 波束形成。

TDL方法: $\mathbf{R}_{DL} = \mathbf{R}_x + L\mathbf{I}$, 其中 \mathbf{I} 为单位阵, L 为一正常数, 这里取为 \mathbf{R}_x 特征分解后 $N-K$ 个小特征值均值的 10 倍。

CMT方法: $\mathbf{R}_{MZ} = \mathbf{R} \odot \mathbf{T}_{MZ}$, 其中 \odot 表示 Hadamard 积。
 $\mathbf{T}_{MZ}(m,n) = \text{sinc}[\eta(m-n)/\pi]$, m,n 表示阵元序号, η 通常取 0.01rad 。

RCB 方法: $\hat{\mathbf{a}}_0 = \hat{\mathbf{a}}(\theta_1) - (\mathbf{I} + \lambda \mathbf{R}_x)^{-1} \hat{\mathbf{a}}(\theta_1)$, 其中加载量 λ 与误差范围 ε 有如下关系:

$$g(\lambda) = \sum_{m=1}^N \frac{|z_m|}{(1 + \lambda \lambda_m)^2} = \varepsilon \quad (10)$$

通过某种寻根方法(例如牛顿法)来确定 λ 。其中 z_m 和

λ_m 分别表示 $\mathbf{U}^H \hat{\mathbf{a}}(\theta_1)$ (\mathbf{U} 由 \mathbf{R}_x 的特征矢量组成)的第 m 个元素和 \mathbf{R}_x 相应的特征值。

仿真 3 对指向误差的鲁棒性 在仿真 1 的条件下, 仅保留 -25° 方向的干扰, 增大期望信号的指向误差, 统计输出信干噪比 SINR 的变化。从图 3 可以看出, 随着指向误差的加大, 各种方法的输出信干噪比损失均增加。本文方法在指向误差为 5° 情况下, 与理论值相差不超过 3dB , TDL 方法大约有 42dB 损失, RCB 方法有将近 30dB 损失, CMT 方法则达到约 45dB 的性能损失。可见, 本文方法对指向误差有较强的鲁棒性。

仿真 4 对幅相误差的鲁棒性 阵列幅相误差定义如下, 阵列第 i 阵元的复增益表示为 $\Gamma_i = (1 + \Delta\rho_i)e^{j\Delta\psi_i}$, 当 $\Delta\psi_i$ 较小时, 有 $\Gamma_i \approx 1 + \Delta\rho_i + j\Delta\psi_i = 1 + \Delta\Gamma_i$, $i = 1, 2, \dots, N$ 。定义复增益误差的方差为 $\sigma_r^2 = E[|\Delta\Gamma_i|^2]$, $\sigma_r^2(\text{dB}) = 10\lg\sigma_r^2$ 。

在信噪比 10dB 、干噪比 20dB 和快拍数 512 的条件下, 研究输出信干噪比随幅相误差变化的情况。

从图 4 可以看出, 随着幅相误差的加大, 各种方法的输出信干噪比都逐渐下降。幅相误差的存在改变了阵列流形。在幅相误差小于 -15dB 时, 由于 TDL 和 RCB 方法的加载量能够反映幅相误差的变化, 本文方法的性能介于 TDL 和 RCB 方法之间, 在幅相误差大于 -10dB 时, 本文方法对幅相误差的鲁棒性能逐渐体现。

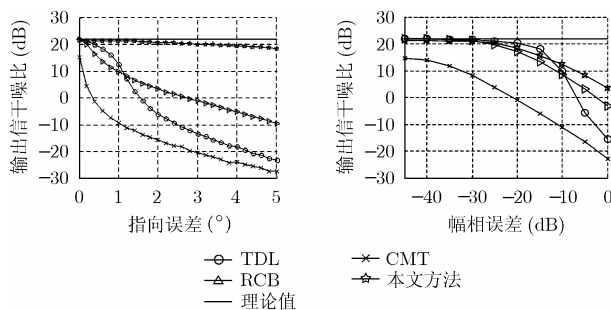


图 3 输出信干噪比随指向误差的变化

图 4 输出信干噪比随幅相误差的变化

4.3 二维随机布阵下的仿真

仿真 5 二维随机布阵时的情况 100 个各向同性的阵元随机散布在 5 波长内, 以二维阵所在的平面为 XOY 平面, 建立右手笛卡儿坐标系。仰角 θ 定义为来波方向与 Z 轴正向的夹角, 方位角 φ 定义为来波方向在 XOY 平面投影与 X 轴正向的夹角。

假设真实的期望信号来自 $(\theta, \varphi) = (0^\circ, 0^\circ)$, 两个干扰分别来自 $(60^\circ, 45^\circ)$ 和 $(35^\circ, 260^\circ)$, 主瓣宽度为 20° 。

由于二维来波方向与波程差不是线性关系, 为观察的方便, 将其映射为 X, Y 轴方向余弦 u_x, u_y , 有 $u_x = \sin\theta \cos\varphi$, $u_y = \sin\theta \sin\varphi$, $-1 \leq u_x \leq 1, -1 \leq u_y \leq 1$ 且 $u_x^2 + u_y^2 \leq 1$ 。

以 0.02rad 为步长均匀划分 X 轴和 Y 轴方向余弦, 并以两个干扰的方向余弦为中心, 零陷宽度为 0.04rad , 参考旁瓣电平 -10dB , 电平起伏允许 1dB 。用本文方法得到如图 5(a) 所示的立体方向图, 在期望信号方向获得最大响应, 最高旁瓣峰值为 -9.32dB 。图 5(b) 中的 * 代表两个干扰的方向余弦, 其对应的零陷深度分别达到 -37.12dB 和 -35.83dB 。可见本文方法在二维随机布阵时的有效性。

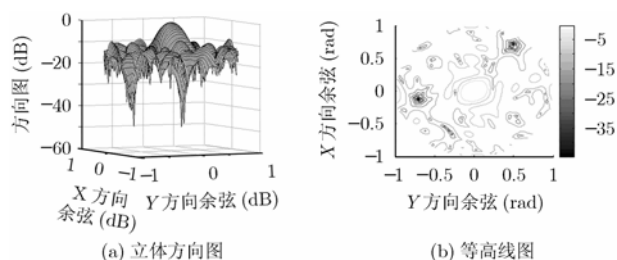


图 5

5 结束语

本文提出一种基于旁瓣电平软约束的搜索零陷区干扰功率值的波束形成方法。本方法在允许旁瓣电平最大峰值起伏在一定范围内的条件下, 通过粗、精两种模式的搜索, 寻找到干扰零陷区合适的功率值, 并通过期望导向向量向信号子空间投影以及加宽零陷的方式, 提高 LCMV 波束形成器对指向误差和阵列幅相误差的鲁棒性, 与其他方法相比显示其优越性。

参考文献

- [1] Godara L G. Error analysis of the optimal antenna array processors [J]. *IEEE Trans. on AES*, 1986, 22 (3): 395-409.
- [2] Carlson Blair D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1988, 24(4): 397-401.
- [3] Guerci Joseph R. Theory and application of covariance matrix taper for robust adaptive beamforming [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 1999, 47(4): 977-985.
- [4] Li Jian, Petre Stoica, and Wang Zhisong. On robust Capon beamforming and diagonal loading [J]. *IEEE Signal Processing*, 2003, 51(7): 1702-1714.
- [5] 郭庆华, 廖桂生. 一种稳健的自适应波束形成器[J]. *电子与信息学报*, 2004, 26(1): 146-150.
Guo Qin-hua, Liao Gui-sheng. A robust adaptive beamformer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(1): 146-150.
- [6] 刘宏清, 廖桂生, 张杰. 稳健的 Capon 波束形成[J]. *系统工程与电子技术*, 2005, 27(10): 1669-1672.
Liu Hong-qing, Liao Gui-sheng, and Zhang Jie. Robust adaptive Capon beamforming [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(10): 1669-1672.
- [7] 程春悦, 吕英华. 基于波束空间的自适应波束形成算法[J]. *无线电工程*, 2005, 35(7): 39-41.
Chen Chun-Yue, and Lv Ying-hua. Adaptive beamforming based on beam space [J]. *Radio Engineering*, 2005, 35 (7): 39-41.
- [8] Olen C A, and Compton R T. A numerical pattern synthesis algorithm for arrays[J]. *IEEE Trans. on AP*, 1990, 38(3): 1666-1676.
- [9] Guo Q, Liao G, Wu Y, and Li J. Pattern synthesis method for arbitrary arrays based on LCMV criterion[J]. *IEE Electronics Letters*, 2003, 39(23): 1628-1630.
- [10] Wax M and Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria[J]. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 1985, 32(2): 387-392.
- [11] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Trans.on AP*, 1986, 34(3): 276-280.
- [12] Roy R and Kailth T. ESPRIT-estimation of signal via rotational invariance techniques[J]. *IEEE. Trans. on ASSP*, 1989, 37(7): 984-995.

曾 操: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、地面动目标检测。

周争光: 男, 1969年生, 博士生, 研究阵列信号处理及其在雷达和通信中的应用。

廖桂生: 男, 1963年生, 博士生导师, 雷达信号处理国家重点实验室副主任, 目前主要研究方向为分布式小卫星雷达系统、阵列信号处理、智能天线等。