

基于投影权优化的双基地 MIMO 雷达杂波抑制方法

党博* 廖桂生 李军 柴睿 粟嘉

(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: 在正侧视双基地 MIMO 雷达中, 所有杂波均位于由发射空间角频率、接收空间角频率和多普勒频率所构成的 3 维空间的同一个平面上。该文利用这一特性, 提出一种基于投影权优化的双基地 MIMO 雷达杂波抑制方法。该方法首先对杂波谱坐标系进行旋转, 使得杂波谱在新坐标系下的几何投影是距离独立的。然后以输出信干噪比 (SINR) 为代价函数对投影权进行优化, 以提高杂波抑制性能。最后, 通过将该非线性优化问题转换为一个半正定规划 (SDP) 问题, 可以高效地对投影权进行求解。仿真结果表明该方法可以有效地消除杂波的距离依赖性, 提高地面动目标检测性能。

关键词: 双基地雷达; 多输入多输出; 空时自适应处理; 距离依赖性; 半正定规划

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)10-2505-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00005

Weighted Projection Optimization for Range-dependent Clutter Suppression in Bistatic MIMO Radar

Dang Bo Liao Gui-sheng Li Jun Chai Rui Su Jia

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

Abstract: In bistatic MIMO radar system, all the clutter ridges are located in the same plane of the three-dimensional space. By using this characteristic, a weighted projection optimization based range-dependent clutter suppression method is presented. The coordinates of the clutter spectra are first rotated through a special angle. Then the projection weights are optimized by maximizing the output Signal-Interference-Noise Ratio (SINR) to transform the 3-Dimensional (3D) range-dependent clutter to 2D range-independent. Furthermore, the resultant nonlinear optimization issue is reformulated as a Semi-Definite Programming (SDP) one, which can be solved very efficiently. Analysis of simulation indicate that the proposed method is easy to implement and can cancel the range-dependent clutter effectively.

Key words: Bistatic radar; MIMO; Space-Time Adaptive Processing (STAP); Range-dependence; Semi-Definite Programming (SDP)

1 引言

双基地雷达系统因其探测隐身目标, 隐蔽侦查等优势受到了越来越多的关注^[1]。然而, 由于双基地杂波的非平稳特性, 其杂波谱的角度-多普勒频率之间是距离依赖的非线性关系。从而导致传统的空时自适应处理 (STAP) 理论无法通过距离样本平均来准确估计待检测距离单元的杂波协方差矩阵。针对这一问题, 国内外已有多种有效的距离依赖杂波补偿方法^[2-4], 例如导数更新法 (DBU)、角度-多普勒补偿法 (ADC)、空时插值法、配准法等。这些方法在传统的相控阵雷达系统 (或 SIMO 系统) 中均可以

获得较好的性能, 但是在双基地 MIMO 雷达系统中^[5,6], 随着自由度的增加, 估计杂波协方差矩阵所需要的样本数和计算复杂度均会急剧增加, 进而使得这些方法更加难以实现。文献[7]对双基地 MIMO 雷达系统中的杂波特性进行了详细的分析, 研究表明当接收机和发射机均处于正侧视时, 双基地 MIMO 雷达的杂波谱处在发射频率、接收频率和多普勒频率 3 维空间中的同一个平面上。在这一特性的基础上, 文献[8]提出了一种 3 维最小线性方差 (LCMV) 的 STAP 处理方法, 该方法在杂波所在平面形成一个凹口, 从而使得所有的杂波均能被有效抑制。但是这一方法需要估计的杂波协方差矩阵维数以及独立同分布样本数同样随着自由度的增加而倍增, 对系统计算复杂度和 STAP 算法的收敛速度均产生较大的影响。文献[9]提出了一种基于旋转投影的

2013-01-05 收到, 2013-04-03 改回

国家 973 计划项目 (2011CB707001) 和国家自然科学基金 (61271292) 资助课题

*通信作者: 党博 bodang521@126.com

杂波抑制方法, 该方法通过对坐标系进行旋转, 使得杂波所在平面在新坐标系下的投影是距离独立的线性关系。该方法可以有效降低计算复杂度和估计杂波协方差矩阵的独立样本数, 但是由于该方法在数据投影的压缩过程中没有考虑到投影加权对数据的影响, 使得投影后仍残存部分距离依赖的杂波, 严重影响动目标检测性能。

本文在文献[9]的基础上, 利用所有距离门的杂波均分布在3维空间的同一个平面上这一特性, 提出一种基于投影权优化的双基地MIMO雷达距离依赖杂波抑制方法。该方法首先将杂波谱的坐标系旋转一个角度, 使得杂波谱在新坐标系下的几何投影为距离独立的线性关系。与文献[9]中投影方法不同, 本文通过最大化输出信干噪比(SINR)的方法对接收数据的投影权值进行优化, 从而提高系统在高斯噪声背景下的最大化检测概率。此外, 通过将该非线性优化问题转换为一个半正定规划(SDP)问题, 可以高效地对投影权进行求解。仿真结果表明本文可以有效地消除杂波的距离依赖性, 提高地面动目标检测性能。

2 双基地 MIMO 雷达信号模型

2.1 双基地雷达几何构型

图1给出了双基地雷达的几何构型。假设发射阵列和接收阵列都是均匀线阵(ULA), 阵元数分别为 M 和 N , 阵元均全向发射波形。 d_t 和 d_r 分别是发射和接收阵列的阵元间距。雷达的一个相关处理间隔(CPI)内有 L 个脉冲, 脉冲重复间隔(PRI)为 T 。某个距离单元的第 i 个杂波散射点的归一化多普勒频率定义为

$$f_{d,i} = \frac{v_r T}{d_r} f_{r,i} + \frac{v_t T}{d_t} f_{t,i} \quad (1)$$

其中 $f_{r,i} = d_r \cos \alpha_i / \lambda$ 和 $f_{t,i} = d_t \cos \beta_i / \lambda$ 分别是第 i 个杂波散射点的归一化接收空间频率和发射空间频

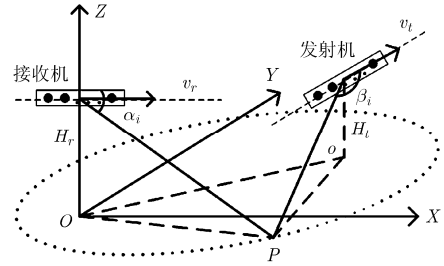


图1 双基地MIMO雷达的几何配置图

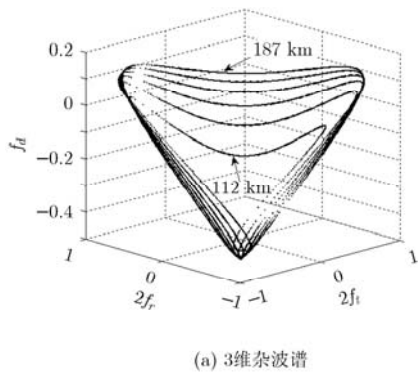
率, α_i 和 β_i 分别是该杂波散射点相对于接收天线轴向和发射天线轴向的锥角, λ 为载波波长, v_r 和 v_t 分别表示接收机和发射机的速度。目标的归一化接收空间频率和发射空间频率($f_{r,T}, f_{t,T}$)的定义类似于($f_{r,i}, f_{t,i}$)。此外, 定义目标在接收机处回波的多普勒频率为

$$f_{d,T} = \frac{v_r T}{\lambda} \cos \alpha_T + \frac{v_t T}{\lambda} \cos \beta_T + f_{d,t} \quad (2)$$

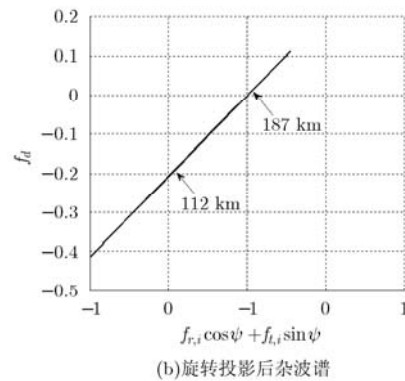
其中 $f_{d,t}$ 表示由目标运动引起的多普勒频移, α_T 和 β_T 分别表示目标相对于接收天线轴向和发射天线轴向的锥角。根据式(1)所描述的关系, 图 2(a)给出了正侧视情况下双基地 MIMO 雷达的 3 维杂波谱。可以看出, 当发射阵和接收阵均为正侧视时, 双基地 MIMO 雷达的杂波谱在发射空间频率-接收空间频率-多普勒频率组成的空间内是许多条 3 维曲线, 不同距离单元对应不同谱线, 尽管杂波谱具有严重的距离依赖性, 但是所有杂波谱线均分布在同一个 3 维平面上。也正因为如此, 通过将杂波所在平面可以旋转一个特殊的角度后投影成一条直线, 所有的杂波也将处于该直线上, 从而可以消除杂波距离依赖性。

2.2 信号模型

假设发射波形为理想正交波形, 则在接收端对数据进行匹配滤波便可以提取杂波的充分统计数据, 第 l 个 PRI 的杂波充分统计数据可以表示为



(a) 3维杂波谱



(b) 旋转投影后杂波谱

图 2 正侧视双基地 MIMO 雷达杂波谱

$$\mathbf{Y}_l = \rho_t e^{j2\pi f_{d,t} T} \mathbf{a} \mathbf{b}^T + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi f_{d,i} T} \mathbf{a}_i \mathbf{b}_i^T + \mathbf{Z}_l \quad (3)$$

其中 $\mathbf{a} = [1, e^{j2\pi f_{r,T}}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f_{r,T}}]^T$ 和 $\mathbf{a}_i = [1, e^{j2\pi f_{r,i}}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f_{r,i}}]^T$ 分别表示目标和第 i 个杂波散射点的接收导向矢量, $\mathbf{b} = [1, e^{j2\pi f_{t,T}}, \dots, e^{j2\pi(M-1)f_{t,T}}]^T$ 和 $\mathbf{b}_i = [1, e^{j2\pi f_{t,i}}, \dots, e^{j2\pi(M-1)f_{t,i}}]^T$ 分别表示目标和杂波点的发射导向矢量。 ρ_t 和 ρ_i 分别表示目标和第 i 个杂波散射点的散射系数 ($1 \leq i \leq N_c$), N_c 为一个距离单元的杂波点数。假设杂波散射系数 ρ_i 为零均值的独立复高斯随机变量, 其方差为 σ_i^2 , 噪声数据 $\mathbf{Z}_l \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 为独立同分布的循环对称复高斯随机矢量, 其均值为 0, 协方差矩阵为 \mathbf{Q} 。因此, 将式(3)表示的数据矩阵排成一列, 再按脉冲顺序排序, 最终可得 $MNL \times 1$ 维的 3 维空时快拍为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\chi} &= [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_L^T]^T \\ &= [\text{vec}(\mathbf{Y}_1)^T, \text{vec}(\mathbf{Y}_2)^T, \dots, \text{vec}(\mathbf{Y}_L)^T]^T \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\text{vec}(\cdot)$ 表示按列堆栈。因此, 我们可以得到

$$\mathbf{y}_l = \rho_t e^{j2\pi f_{d,t} T} (\mathbf{b} \otimes \mathbf{a}) + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi f_{d,i} T} (\mathbf{b}_i \otimes \mathbf{a}_i) + \text{vec}(\mathbf{Z}_l) \quad (5)$$

其中符号 \otimes 表示 Kronecker 积。将式(5)代入式(4)得

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\chi} &= \rho_t (\mathbf{c} \otimes \mathbf{b} \otimes \mathbf{a}) + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}_i \otimes \mathbf{a}_i) \\ &\quad + \mathbf{1}_L \otimes \text{vec}(\mathbf{Z}_l) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{1}_L$ 表示每个元素均是 1 的 $L \times 1$ 维矢量, $\mathbf{c} = [1, e^{j2\pi f_{d,T}}, \dots, e^{j2\pi(L-1)f_{d,T}}]^T$ 和 $\mathbf{c}_i = [1, e^{j2\pi f_{d,i}}, \dots, e^{j2\pi(L-1)f_{d,i}}]^T$ 分别表示目标和杂波的多普勒导向矢量。

3 基于旋转投影的杂波抑制方法

为了获得距离独立的杂波数据, 让我们首先回顾一下文献[9]中介绍的旋转投影方法。将式(1)中的 $(f_{r,i}, f_{t,i})$ 轴相对于多普勒频率轴顺时针旋转一个角度 $\psi = \arctan(v_t/v_r)$, 假设 $d_r = d_t = \lambda/2$, 那么归一化多普勒频率 $f_{d,i}$ 可以表示为

$$f_{d,i} = \frac{2T\sqrt{v_r^2 + v_t^2}}{\lambda} (f_{r,i} \cos \psi + f_{t,i} \sin \psi) \quad (7)$$

可以看出, 此时的归一化多普勒频率 $f_{d,i}$ 是自变量 $(f_{r,i} \cos \psi + f_{t,i} \sin \psi)$ 的线性函数, 故可以通过向 $(f_{r,i} \cos \psi + f_{t,i} \sin \psi)$ 平面投影杂波谱的方法消除杂波的距离依赖特性。在新的坐标系下, 杂波谱如图 2(b)所示, 可以看出在几何关系上, 杂波谱已经是

距离独立的线性关系。然而, 以上的变换仅仅是从几何模型出发, 并未真正改变接收数据对应的杂波谱。因此, 为了消除距离依赖杂波, 需要将这一变换关系应用于接收数据。

根据式(7)将坐标 $(f_{r,i}, f_{t,i})$ 旋转之后, 新坐标轴 (f'_r, f'_t) 和旧坐标轴 (f_r, f_t) 的关系可表示为

$$\begin{bmatrix} f'_r \\ f'_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_r \\ f_t \end{bmatrix} \quad (8)$$

由于旋转后的 3 维杂波谱与旋转后的杂波数据是一对傅里叶变换对, 故旋转前后的杂波数据的关系可表示为^[9]

$$\begin{bmatrix} n' \\ m' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi \\ -\sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n \\ m \end{bmatrix} \quad (9)$$

因此, 我们可以直接旋转式(3)中具有距离依赖特性的杂波充分统计数据, 得到杂波在新坐标轴 (f'_r, f'_t) 下的表示形式:

$$\mathbf{Y}'_l = \rho_t e^{j2\pi f_{d,t} T} \mathbf{a}' \mathbf{b}'^T + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi f_{d,i} T} \mathbf{a}'_i \mathbf{b}'_i{}^T + \mathbf{Z}'_l \quad (10)$$

其中 $\mathbf{a}' = [1, e^{j2\pi f'_{r,T}}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f'_{r,T}}]^T$, $\mathbf{a}'_i = [1, e^{j2\pi f'_{r,i}}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f'_{r,i}}]^T$ 分别表示经过旋转之后的目标和杂波点的接收导向矢量, $\mathbf{b}' = [1, e^{j2\pi f'_{t,T}}, \dots, e^{j2\pi(M-1)f'_{t,T}}]^T$, $\mathbf{b}'_i = [1, e^{j2\pi f'_{t,i}}, \dots, e^{j2\pi(M-1)f'_{t,i}}]^T$ 分别表示旋转之后的发射导向矢量, \mathbf{Z}'_l 是旋转之后的噪声成分。需要注意的是, m' 和 n' 在 m - n 坐标系内并不是整数。因此, 旋转后 m' 和 n' 对应的杂波数据需要通过插值获得, 本文中选用双线性插值处理, 如图 3 所示。最后, 通过对旋转后的数据进行投影, 即可获得距离独立的杂波数据。投影步骤可以通过对数据沿着 m' 维加权求和获得, 具体可表示为

$$\mathbf{Y}'_{lw} = \mathbf{Y}'_l \boldsymbol{\omega} \quad (11)$$

其中 $\boldsymbol{\omega} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示投影加权因子, 也就是传统相控阵雷达中的发射波束权。在相控阵雷达中, 系统发射波束对全空间进行扫描, 通过对不同的区域施加不同的发射波形权就可以保证所有区域获得相同的

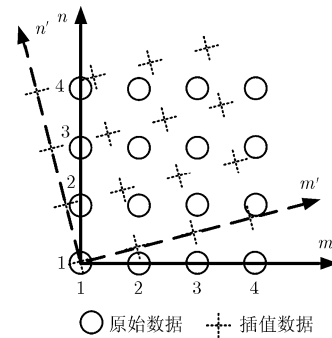


图3 坐标旋转插值示意图

发射波束增益。然而在MIMO雷达中,由于系统发射全向信号,这一投影权是固定不变的,不能保证所有区域获得相同的增益。这一影响体现在式(11)中,即对于不同的杂波点,会有不同波束增益,从而改变了杂波的分布,导致杂波具有距离依赖性。因此,投影权的选择是十分重要的,文献[9]正是由于忽略了这一问题,导致该方法存在严重的性能损失。本文将在下一节对式(11)中的投影权 $\omega \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 进行优化,以获得更好的杂波抑制性能。

4 基于投影权优化的距离依赖杂波补偿方法

4.1 投影权优化模型

在旋转投影方法的基础上,将式(11)表示的数据按列堆栈,得到投影后的 $NL \times 1$ 维空时快拍为

$$\begin{aligned} \gamma &= [\mathbf{y}_{1w}^T, \mathbf{y}_{2w}^T, \dots, \mathbf{y}_{Lw}^T]^T \\ &= [\text{vec}(\mathbf{Y}_{1w})^T, \text{vec}(\mathbf{Y}_{2w})^T, \dots, \text{vec}(\mathbf{Y}_{Lw})^T]^T \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{y}_{lw} = \text{vec}(\mathbf{Y}_{lw})$, 将式(10), 式(11)代入式(12)可得

$$\gamma = \rho_t \mathbf{c} \otimes (\mathbf{a}' \mathbf{b}'^T \boldsymbol{\omega}) + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i \mathbf{c}_i \otimes (\mathbf{a}'_i \mathbf{b}'_i^T \boldsymbol{\omega}) + \mathbf{1}_L \otimes (\mathbf{Z}'_i \boldsymbol{\omega}) \quad (13)$$

由于 $\mathbf{b}'^T \boldsymbol{\omega}$ 和 $\mathbf{b}'_i^T \boldsymbol{\omega}$ 的值均是一个常数, 故式(13)还可以写为

$$\begin{aligned} \gamma &= \rho_t (\mathbf{c} \otimes \mathbf{a}') \mathbf{b}'^T \boldsymbol{\omega} + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{a}'_i) \mathbf{b}'_i^T \boldsymbol{\omega} \\ &\quad + \mathbf{1}_L \otimes (\mathbf{Z}'_i \boldsymbol{\omega}) \\ &= \rho_t (\mathbf{c} \otimes (\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{b}')) \otimes \mathbf{a}' \\ &\quad + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i (\mathbf{c}_i \otimes (\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{b}'_i)) \otimes \mathbf{a}'_i \\ &\quad + \mathbf{1}_L \otimes (\mathbf{Z}'_i \boldsymbol{\omega}) \end{aligned} \quad (14)$$

进而, 我们利用关系式 $(\mathbf{A}\mathbf{B}) \otimes (\mathbf{C}\mathbf{D}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{C})(\mathbf{B} \otimes \mathbf{D})$ [10], 式(14)可以表示为

$$\begin{aligned} \gamma &= \rho_t (\mathbf{I}_L \otimes \boldsymbol{\omega}^T \otimes \mathbf{I}_N) (\mathbf{c} \otimes \mathbf{b}' \otimes \mathbf{a}') \\ &\quad + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i (\mathbf{I}_L \otimes \boldsymbol{\omega}^T \otimes \mathbf{I}_N) (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}'_i \otimes \mathbf{a}'_i) \\ &\quad + \mathbf{1}_L \otimes (\mathbf{Z}'_i \boldsymbol{\omega}) = \rho_t \mathbf{v}_{tw} + \gamma_c + \gamma_n \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{v}_{tw} = \mathbf{R}_w (\mathbf{c} \otimes \mathbf{b}' \otimes \mathbf{a}')$, $\gamma_c = \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i \mathbf{R}_w (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}'_i \otimes \mathbf{a}'_i)$, $\gamma_n = \mathbf{1}_L \otimes (\mathbf{Z}'_i \boldsymbol{\omega})$ 分别表示目标的空时导向矢量、杂波成分和噪声成分, $\mathbf{R}_w = \mathbf{I}_L \otimes \boldsymbol{\omega}^T \otimes \mathbf{I}_N$, \mathbf{I}_L 和 \mathbf{I}_N 分别表示 $L \times L$ 和 $N \times N$ 的单位阵。最优MIMO-STAP滤波器的输出信干噪比为[2]

$$\text{SINR} = |\rho_t|^2 \mathbf{v}_{tw}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{v}_{tw} \quad (16)$$

其中旋转投影后的杂波加噪声的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{cn} &= \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_n \\ &= E[\boldsymbol{\gamma}_c \boldsymbol{\gamma}_c^H] + E[\boldsymbol{\gamma}_n \boldsymbol{\gamma}_n^H] \\ &= E \left[\left(\sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i \mathbf{R}_w (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}'_i \otimes \mathbf{a}'_i) \right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \left(\sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i \mathbf{R}_w (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}'_i \otimes \mathbf{a}'_i) \right)^H \right] + \mathbf{R}_n \\ &= \mathbf{R}_w \widehat{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_w^H + \mathbf{R}_n \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\widehat{\mathbf{R}}_c$ 为对原始数据进行旋转而不进行投影处理的杂波协方差矩阵:

$$\widehat{\mathbf{R}}_c = E \left[\left(\sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}'_i \otimes \mathbf{a}'_i) \right) \left(\sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i (\mathbf{c}_i \otimes \mathbf{b}'_i \otimes \mathbf{a}'_i) \right)^H \right] \quad (18)$$

这里 \mathbf{R}_n 为旋转投影后噪声部分的协方差矩阵, 它与杂波相互独立。注意, \mathbf{R}_{cn} 表示旋转投影后的杂波与噪声协方差矩阵, 而 $\widehat{\mathbf{R}}_c$ 表示原始数据仅经过旋转之后的杂波协方差矩阵, 通过平均相邻距离单元的快拍即可获得杂波协方差矩阵的最大似然估计。将式(17)代入式(16)可得

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= |\rho_t|^2 \mathbf{v}_{tw}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{v}_{tw} \\ &= |\rho_t|^2 (\mathbf{R}_w \mathbf{v}_t)^H (\mathbf{R}_w \widehat{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_w^H + \mathbf{R}_n)^{-1} (\mathbf{R}_w \mathbf{v}_t) \\ &= |\rho_t|^2 \mathbf{v}_t^H (\mathbf{I} + \mathbf{R}_w^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_w \widehat{\mathbf{R}}_c)^{-1} \mathbf{R}_w^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_w \mathbf{v}_t \end{aligned} \quad (19)$$

其中 $\mathbf{v}_t = \mathbf{c} \otimes \mathbf{b}' \otimes \mathbf{a}'$, 令 $\mathbf{R}_w^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_w = \mathbf{R}_{wn}$ 。由于最大化输出信干噪比等价于在高斯噪声背景中最大化检测性能, 故可以得出如式(20)约束最优化问题:

$$\left. \begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\omega}} \quad & \text{SINR} \\ \text{s.t.} \quad & \boldsymbol{\omega}^H \boldsymbol{\omega} = M \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

由于 \mathbf{R}_{wn} 和 $\widehat{\mathbf{R}}_c$ 均为半正定矩阵, 我们无法确定 $\mathbf{R}_{wn} \widehat{\mathbf{R}}_c$ 的性质, 因此式(20)中的目标函数, 即 SINR, 是优化变量 $\boldsymbol{\omega}$ 比较复杂的非线性函数。对于此优化问题不能够利用凸优化方法来求解。如果利用其它数值方法, 比如梯度法, 就可能产生收敛性较差的问题。

4.2 投影权优化求解

为了高效地求解式(20)中的优化问题, 我们对 $\widehat{\mathbf{R}}_c$ 利用通常应用于稳健波束形成中的对角加载方法, 可得

$$\widetilde{\mathbf{R}}_c = \widehat{\mathbf{R}}_c + \varepsilon \mathbf{I} > \mathbf{0} \quad (21)$$

式中 ε 为加载因子, “ $\widetilde{\mathbf{R}}_c > \mathbf{0}$ ” 表示矩阵正定。用 $\widetilde{\mathbf{R}}_c$ 替换式(20)中的 $\widehat{\mathbf{R}}_c$ 可得

$$\text{SINR} = |\rho_t|^2 \widehat{\mathbf{v}}_t^H (\mathbf{I} + \mathbf{R}_{wn} \widetilde{\mathbf{R}}_c)^{-1} \mathbf{R}_{wn} \widetilde{\mathbf{R}}_c^{-1} \widehat{\mathbf{v}}_t \quad (22)$$

利用矩阵求逆定理, 可得

$$\left(\mathbf{I} + \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c\right)^{-1} \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c = \mathbf{I} - \left(\mathbf{I} + \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c\right)^{-1} \quad (23)$$

将式(23)代入式(22)可得

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= |\rho_t|^2 \tilde{\mathbf{v}}_t^H \left(\mathbf{I} - \left(\mathbf{I} + \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c\right)^{-1}\right) \tilde{\mathbf{R}}_c \tilde{\mathbf{v}}_t \\ &= |\rho_t|^2 \tilde{\mathbf{v}}_t^H \tilde{\mathbf{R}}_c^{-1} \tilde{\mathbf{v}}_t - |\rho_t|^2 \tilde{\mathbf{v}}_t^H \left(\tilde{\mathbf{R}}_c + \tilde{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c\right) \tilde{\mathbf{v}}_t \end{aligned} \quad (24)$$

注意到, 由于 $\tilde{\mathbf{R}}_c$ 为正定矩阵, \mathbf{R}_{um} 为半正定矩阵, 那么 $(\tilde{\mathbf{R}}_c + \tilde{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c) \geq \mathbf{0}$ 。因此, 优化问题式(20)可重新表示为

$$\left. \begin{aligned} \min_{\omega} \quad & \mathbf{v}_t^H \left(\tilde{\mathbf{R}}_c + \tilde{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c\right) \mathbf{v}_t \\ \text{s.t.} \quad & \omega^H \omega = M \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

式(25)可以等价表示为

$$\left. \begin{aligned} \min_{\omega, t} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{v}_t^H \left(\tilde{\mathbf{R}}_c + \tilde{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c\right) \mathbf{v}_t \leq t \\ & \omega^H \omega = M \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

根据Schur补引理^[10]: 若 $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}^H \\ \mathbf{B} & \mathbf{C} \end{bmatrix}$ 为Hermitian

矩阵, 且 $\mathbf{C} > \mathbf{0}$, 那么 $\mathbf{Z} > \mathbf{0}$ 当且仅当 $\Delta \mathbf{C} > \mathbf{0}$ 。其中, $\Delta \mathbf{C} = \mathbf{A} - \mathbf{B}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{B}$ 。利用这一定理, 式(26)中的优化问题可以被修改为一个半正定规划问题:

$$\left. \begin{aligned} \min_{\omega, t} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & \begin{bmatrix} t & \mathbf{v}_t^H \\ \mathbf{v}_t & \tilde{\mathbf{R}}_c + \tilde{\mathbf{R}}_c \mathbf{R}_{um} \tilde{\mathbf{R}}_c \end{bmatrix} \geq \mathbf{0} \\ & \omega^H \omega = M \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

利用许多非常成熟的SDP问题的求解方法, 优化问题式(27)可以非常有效地得以求解。最后, 将优化得到的最优权值代入式(16), 即可得到投影后的输出信干噪比。

5 仿真结果

本文2.2节建立了双基地MIMO雷达的信号模型, 在此信号模型基础上, 仿真参数选取如表1所示。

表1 双基地MIMO雷达的主要仿真参数

发射阵元数 M	10	接收机高度 H_r	8 km
接收阵元数 N	10	发射机高度 H_t	10 km
脉冲数 L	10	接收机速度 v_r	100 m/s
波长 λ	0.24 m	发射机速度 v_t	100 m/s
阵元间距 $d_r = d_t$	0.12 m	接收机飞行方向	X 轴方向
脉冲重复频率 PRF	2000 Hz	发射机飞行方向 ϕ_0	90°
基线长度 L_b	100 km	距离门数 K	2000

图4给出了当距离单元样本数分别为1000和500时本文方法的信干噪比损失性能, 与之进行比较的是另外3种方法的输出信干噪比损失曲线。其中第1种方法采用了理想的无距离依赖的杂波数据; 第2种方法采用了文献[8]所述的3维LCMV方法; 第3种方法采用了文献[9]所述的旋转投影方法。这里假设所有方法的杂噪比均为40 dB。由图4(a)可以看出, 当距离单元样本数为1000时, 本文所提的基于投影权优化方法的性能远远高于旋转投影方法, 但是比3维LCMV方法的性能略差。这是因为本文方法采用的是经过优化的投影权矢量, 该投影权使系统输出SINR最大化, 故该方法可以从很大程度上提高系统性能。另外由于3维LCMV方法没有进行降维处理, 所以其性能最接近于理想情况, 两者在距离单元样本数为1000时其性能差别不大。从图4(b)可以看出, 当距离单元样本数降为500时, LCMV方法的输出信干噪比损失性能由于样本数不足而大幅度地下降, 而本文方法相比之前只是稍有波动。这个实验说明了本文方法可以有效地对距离依赖杂波进行抑制, 并且在样本数有限的情况下仍然能获得较好的性能。

图5给出了采用不同投影权矢量时, 系统的输出信干噪比损失曲线。可以看出, 无论取水平方向、法线方向或目标方向附近的投影权矢量, 系统性能将会很差。一旦投影权矢量经过优化之后达到最佳, 系统的输出信干噪比损失将会很小。因此, 本文提出的投影权优化方法是十分有必要的。

图6给出了当系统存在幅度误差和相位误差时, 各种方法的输出信干噪比损失曲线, 其中杂噪比为40 dB, 距离样本数为500。幅度误差设置为均值为0, 方差为 σ_g^2 的高斯分布, 相位误差设置为在 $[-\sigma_p, \sigma_p]$ 范围内的均匀分布。由图6可以看出, 当存在阵列误差时, 4种方法的输出信干噪比损失曲线均有所下降, 其中旋转投影方法的性能下降最大, 3维LCMV法和本文方法的性能下降很小。该实验说明了在这4种方法里, 本文方法和3维LCMV法对抗误差的稳健性较高, 而旋转投影方法的稳健性最低。

此外, 3维LCMV方法的计算复杂度主要集中在对一个 MNL 维的杂波协方差矩阵求逆, 其复杂度为 $O(N^3 M^3 L^3)$ 。本文方法的计算复杂度主要集中在3部分, 第1部分是双线性差值的计算复杂度 $O(NL)$ 。第2部分为投影权优化的计算复杂度, 由于本文将投影权优化转换为一个半正定规划问题(SDP)。因此, 根据文献[10]可以得到利用内点法求解SDP时的计算复杂度为 $O(a^6)$, 其中 a 为求解变量维数的大小,

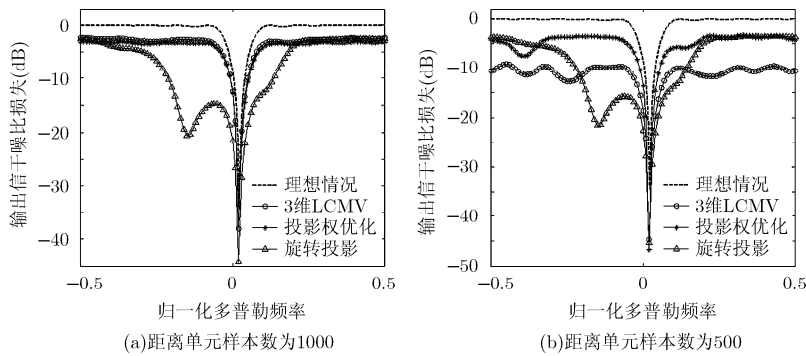


图4 本文方法的输出信干噪比损失曲线

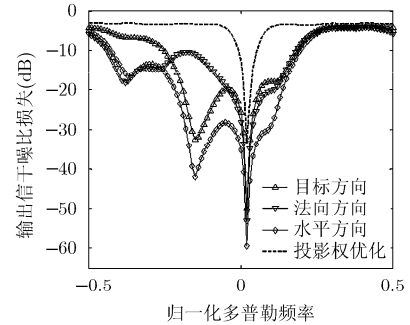


图5 各种投影权矢量的比较

本文仅对 $M \times 1$ 维的投影权进行优化, 因此其复杂度为 $O(M^6)$ 。最后一部分的计算复杂度为对一个 NL 维的杂波协方差矩阵求逆, 其计算复杂度为 $O(N^3L^3)$, 这是由于本文方法进行了降维处理, 因此其杂波协方差矩阵维数变为 NL 。综上所述, 本文方法的计算复杂度约为: $O(M^6 + N^3L^3 + NL)$ 。为了获得量化的数据比较, 将本文仿真参数代入可得: 3维LCMV方法的计算复杂度为 1×10^9 , 而本文方法的计算复杂度仅为 2×10^6 。对比发现, 本文方法的计算复杂度远低于3维LCMV方法, 因此也具有更好的实时性。

图7给出了当双基雷达平台速度改变时, 本文方法与其它方法输出信干噪比损失曲线的比较, 其中杂噪比为40 dB, 距离样本数为500。由图7可以看出, 当双基雷达平台速度改变时, 基于投影权优化的方法与其它3种方法的性能较之前差别不大, 其中采用本文方法的系统性能最好。这说明了本文方法只需已知接收机和发射机的速度, 便可进行数据处理, 改变接收机和发射机的速度大小, 该方法依然有效。

最后, 图8比较了双基地SIMO雷达和MIMO雷达在收发均是正侧视情况下的系统性能。可以看出, 在双基地MIMO雷达系统中, 输出信干噪比损失曲

线只有一个凹口, 而双基地SIMO雷达有两个凹口。这是因为在双基地MIMO雷达系统中, 包括距离模糊、后瓣模糊在内的所有杂波谱均位于同一个平面上, 因此只要对该平面进行自适应处理即可消除这些模糊, 而双基地SIMO雷达系统则不具备这一特性。从以上仿真结果可以看出, 尽管本文方法由于降维处理损失了一定的自由度, 但是由于利用了双基地MIMO雷达的特性, 同样可以有效地解除双基地雷达的后瓣模糊。

6 结论

本文提出了一种基于投影权优化的双基地MIMO雷达杂波距离依赖消除方法。该方法利用双基地MIMO雷达所有杂波均处在3维空间的同一个平面上这一个特性, 可以将3维坐标系下具有距离依赖特性的杂波变换为2维距离独立的杂波。其中, 本文以最大化输出信干噪比(SINR)为代价函数对接收数据的投影权值进行了优化, 提高了系统在高斯噪声背景下的最大化检测概率。此外, 通过将该非线性优化问题转换为一个半正定规划(SDP)问题, 本文方法可以高效地对投影权进行求解。仿真结果表明本文可以有效地消除杂波的距离依赖性, 提高地面动目标检测性能。

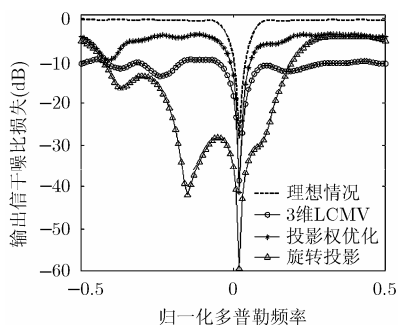


图6 存在阵列误差的系统性能

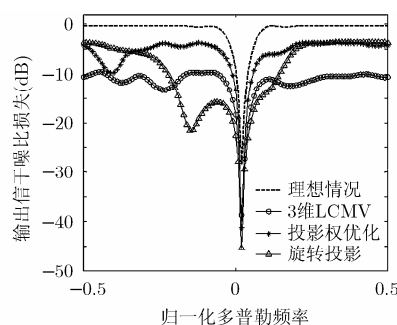


图7 平台速度变化时的系统性能

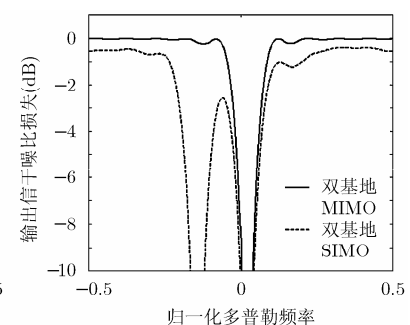


图8 SIMO与MIMO的比较

参 考 文 献

- [1] Willis N J and Griffiths H D. Advance in Bistatic Radar[M]. Raleigh: SciTech Publishing, 2007: 15-31.
- [2] Himed B, Zhang Y, and Hajjari A. STAP with angel-Doppler compensation for bistatic airborne radars[C]. Proceedings of the IEEE Radar Conference, Long Beach, CA, April 2002: 311-317.
- [3] Ries P and Lapierre E D. Geometry-induced range-dependence compensation for bistatic STAP with conformal arrays[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electric Systems*, 2011, 47(1): 275-293.
- [4] Varadarajan V and Krolik J L. Joint space-time interpolation for distorted linear and bistatic array geometries[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 848-860.
- [5] Dang Bo, Li Jun, and Liao Gui-sheng. Taylor polynomial expansion based waveform correlation cancellation for bistatic MIMO radar localization[J]. *Signal Processing*, 2012, 92(6): 1404-1410.
- [6] Liu Xiao-li and Liao Gui-sheng. Direction finding and mutual coupling estimation for bistatic MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2012, 92(2): 517-522.
- [7] Li Jun, Liao Gui-sheng, and Griffiths H D. Bistatic MIMO radar space-time adaptive processing[C]. 2011 IEEE Radar Conference, Kansas City, May 2011: 498-502.
- [8] Wu Jian-xin, Wang Tong, Zhang Li-feng, *et al.* Range-dependent clutter suppression for airborne sidelooking radar using MIMO technique[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electric Systems*, 2012, 48(4): 3647-3654.
- [9] Li Jun, Liao Gui-sheng, and Griffiths H D. Range-dependent clutter cancellation method in bistatic MIMO-STAP radars[C]. 2011 IEEE CIE International Conference, Chengdu, Oct. 2011: 24-27.
- [10] Horn R A and Johnson C R. Matrix Analysis[M]. Cambridge, UK, Cambridge University. Press, 1985: 185-190.
- 党 博: 男, 1987 年生, 博士生, 研究方向为双基地 MIMO 雷达信号处理.
- 廖桂生: 男, 1963 年生, 教授, 研究方向为阵列信号处理.
- 李 军: 男, 1972 年生, 副教授, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理.