

doi: 103969/j.issn.0490-6756.2017.03.015

MIMO 雷达非均匀子阵划分方法研究

顾帅楠, 李玉翔, 赵峰, 郑娜娥

(解放军信息工程大学导航与空天目标工程学院, 郑州 450000)

摘要: 提出一种非均匀子阵划分的 MIMO 雷达阵列设计方法, 其不但具有和均匀子阵划分的 MIMO 雷达(也称为相控阵-MIMO 雷达)相同的优势——能同时获得相干处理增益和波形分集增益; 并且, 不同孔径的子阵使子波束的形成更加灵活; 更大的子阵孔径给发射端提供了额外的自由度. 理论分析表明, 与相控阵-MIMO 雷达相比, 采用常规波束形成, 当干噪比较低时, 所提的非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出信干噪比(SINR)更高. 仿真实验也证明了上述理论分析的正确性, 并表明所提的非均匀子阵的划分方法可以获得更低的副瓣电平. 在最小方差无畸变响应波束形成下, 零陷更深, 输出 SINR 更高并且抗干扰能力更强.

关键词: 多输入多输出(MIMO)雷达; 非均匀子阵; 相干处理增益; 波形分集增益; 副瓣电平
中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0490-6756(2017)02-0309-08

MIMO radar array design based on unequal subarrays

GU Shuai-Nan, LI Yu-Xiang, ZHAO Feng, ZHENG Na-e

(Institute of Navigation and Space Target Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450000, China)

Abstract: The idea of dividing the transmitting array of MIMO radar into unequal subarrays was proposed in the paper. This kind of MIMO radar obtains the coherent processing gain and the waveform diversity gain which the MIMO radar with equal subarrays (called it phased-MIMO radar) enjoys. Furthermore, different sizes of subarrays form multiple beams; the greater apertures of subarrays provide more degree of freedom at the transmitting side. Theoretical analysis shows that compared with the phased-MIMO radar, the MIMO radar with unequal subarrays enjoys higher output signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) at low interference-to-noise ratios (INRs) by nonadaptive beamforming. Simulation results validate the correctness of the above theoretical analysis, and shows that the proposed MIMO radar with unequal subarrays can achieve lower sidelobe levels, deeper null steering, and higher output SINR by minimum variance distortionless response (MVDR), which is contributed to the its ability to reject interference combined with its robustness against sensor noise.

Keywords: MIMO radar; Unequal subarrays; Coherent processing gain; Waveform diversity gain; Sidelobe level

1 引言

相控阵雷达各阵元发射相参信号, 在空间中相干叠加, 形成高增益的发射波束, 其波束指向灵活,

通过控制移相器完成对整个空域的扫描, 但当进行弱目标探测时, 通常需要发射高功率和大功率-孔径增益积的探测信号, 这增加了相控阵雷达被截获的概率, 使得雷达易于受到大功率有源干扰

收稿日期: 2016-05-26

基金项目: 国家 863 计划项目(2012AA01A502, 2012AA01A505)

作者简介: 顾帅楠(1992-), 女, 硕士生, 研究方向为 MIMO 雷达阵列设计. E-mail: m15690887855@163.com

的影响和反辐射导弹的攻击^[1].

近年来,雷达在各个领域都得到了广泛的应用^[2,3],同时 MIMO 无线通信理论也取得了巨大的发展,雷达界的学者将 MIMO 概念引入到雷达领域,便出现了 MIMO 雷达概念,并已成为雷达领域的研究热点^[4]. MIMO 雷达的发射阵列发射相互正交的波形,并使用多天线来接收雷达回波,这极大提升了 MIMO 雷达系统的灵活性^[5,6]. 与相控阵雷达相比, MIMO 雷达具有更灵活的发射波束合成能力,更好的检测性能,更高的方向分辨率. 但是当 MIMO 雷达通过发射正交波形获得波形分集增益的同时,也损失了相干处理增益,进而影响目标检测及参数估计精度. 另外,在 MIMO 雷达中,发射阵列和接收阵列均有数百至上千阵元,需要多个独立的发射信号,在接收端也需要数千个数字通道,这在硬件成本及算法代价方面是无法承受的^[7,8].

为了有效降低硬件成本及运算复杂度,近年来,国外学者试图通过结合相控阵雷达和 MIMO 雷达各自的优点,将发射阵列按一定方式划分为多个子阵,每个子阵的阵元都发射相干波形,子阵间发射相互正交的波形,实现了相控阵雷达和 MIMO 雷达的统一,这种雷达体制被称为相控阵-MIMO 雷达^[9-11]. 2010 年, Hassanien 等人将 MIMO 雷达发射阵列划分成均匀重叠的子阵,所提的相控阵-MIMO 雷达能同时获得相干处理增益和波形分集增益,理论推导以及仿真实验证明了相控阵-MIMO 雷达的优越性^[12]. 2012 年, D. Wilcox 采用均匀不重叠的子阵,通过优化发射波形的协方差矩阵来降低参数估计的克拉美罗界,虽然性能依然稍稍次于全分集的 MIMO 雷达,但是发射端复杂度大大降低,简化了对硬件的要求^[13]. 2016 年, 邹佳龙研究了相控阵-MIMO 雷达的最大探测距离、主瓣宽度、副瓣性能以及输出信干噪比. 通过研究子阵数目对雷达性能的影响,得到了不同准则下的最佳子阵数目选取方案^[14].

已有文献关于相控阵-MIMO 雷达的研究都是基于均匀子阵展开的,本文中,我们将 MIMO 雷达的发射阵列按一定规则划分为非均匀的完全重叠子阵. 每个子阵的孔径不一样,且子阵孔径越来越大,最后一个子阵的孔径即为整个发射阵列的孔径. 因此子阵间可以获得不同的相干处理增益,子阵孔径的变大也给发射端提供了更大的自由度. 与相控阵-MIMO 雷达相比,非均匀子阵划分的 MI-

MO 雷达具有更低的副瓣电平,更好的干扰抑制能力.

2 相控阵-MIMO 雷达信号模型

假设 MIMO 雷达系统有 M 个发射阵元, N 个接收阵元,收发阵列布置紧凑. 将发射阵列划分为 K 个均匀子阵 ($1 \leq K \leq M$), 每个子阵的阵元数为 $M_k, M_k = M - K + 1$. 定义子阵的结构矩阵为 $P = [p_1, p_2, \dots, p_K]$, p_k 中的元素只包含 0 和 1, 0 意味着对应位置上的阵元不属于第 k 个子阵, 1 意味着对应位置上的阵元属于第 k 个子阵, 那么 p_k 中元素为 1 的个数是 M_k , 元素为 0 的个数是 $M - M_k$. 如图 1 所示, 当划分为均匀满重叠子阵时, 结构矩阵为

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 1 & & \mathbf{0}_{K-2} \\ 1 & \vdots & \vdots & 1 \\ \mathbf{0}_{K-2} & 1 & & \vdots \\ 0 & \mathbf{0}_{K-2} & & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

与第 k 个子阵对应的 $M_k \times 1$ 的导向矢量为 $\tilde{\mathbf{a}}_k(\theta) = \mathbf{p}_k \odot \mathbf{a}(\theta)$, \odot 表示 Hadamard 乘积. 采用文献 [15] 中的发射信号, $\phi_k(t) = Q(t) \exp(j2\pi k \Delta f t)$, $0 < t < T_0$, $Q(t)$ 是信号在一个周期内的脉冲包络. 假设目标位于远场, 方位角为 θ_s , 则第 k 个子阵的发射信号为

$$s_k(t, \theta_s) = \sqrt{\frac{M}{K}} \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{a}}_k(\theta_s) \phi_k(t) \quad (2)$$

其中, \mathbf{w}_k 是第 k 个子阵的发射波束形成矢量. 经过目标的反射信号为

$$\mathbf{r}(t, \theta_s) = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta_s) \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{a}}_k(\theta_s) e^{-j\tau_k \langle \theta_s \rangle} \phi_k(t) \quad (3)$$

其中, $\beta(\theta_s)$ 是目标的复反射系数; $\tau_k(\theta_s)$ 是第 k 个子阵的首阵元相对于发射阵列首阵元的延时. 那么相控阵-MIMO 雷达获得的相干处理增益和波形分集增益分别为

$$\mathbf{c}(\theta_s) \triangleq [\mathbf{w}_1^H \tilde{\mathbf{a}}_1(\theta_s), \dots, \mathbf{w}_K^H \tilde{\mathbf{a}}_K(\theta_s)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{d}(\theta_s) \triangleq [e^{-j\tau_1 \langle \theta_s \rangle}, \dots, e^{-j\tau_K \langle \theta_s \rangle}]^T \quad (5)$$

式(3)可以表示为

$$\mathbf{r}(t, \theta_s) = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta_s) (\mathbf{c}(\theta_s) \odot \mathbf{d}(\theta_s))^T \boldsymbol{\phi}_K(t) \quad (6)$$

式中, $\boldsymbol{\phi}_K(t) \triangleq [\phi_1(t), \dots, \phi_K(t)]$ 是 K 个子阵的发射波形.

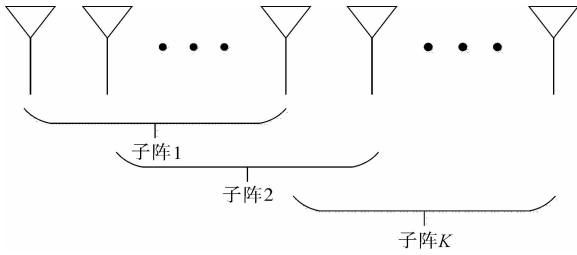


图 1 均匀满重叠子阵结构图

Fig. 1 Equal full-overlapping subarray configuration

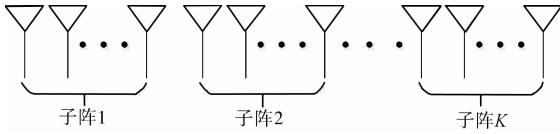


图 2 均匀不重叠子阵结构图

Fig. 2 Equal non-overlapping subarray configuration

假设存在 D 个干扰目标, 分别位于 $\{\theta_i\}_{i=1}^D$, 且干扰目标复反射系数为 $\{\beta_i\}_{i=1}^D$, $\mathbf{b}(\theta)$ 为接收阵列的导向矢量. 那么接收信号为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{r}(t, \theta_s) \mathbf{b}(\theta_s) + \sum_{i=1}^D \mathbf{r}(t, \theta_i) \mathbf{b}(\theta_i) + \mathbf{n}(t) \quad (7)$$

通过匹配滤波器后, 输出为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta_s \mathbf{u}(\theta_s) + \sum_{i=1}^D \sqrt{\frac{M}{K}} \beta_i \mathbf{u}(\theta_i) + \tilde{\mathbf{n}} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{u}(\theta) = (\mathbf{c}(\theta) \odot \mathbf{d}(\theta)) \otimes \mathbf{b}(\theta)$, $\mathbf{u}(\theta)$ 是阵列的虚拟导向矢量. $\tilde{\mathbf{n}}$ 是噪声项, 其协方差为 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{KN}$, σ_n^2 为噪声能量.

注意: 子阵的重叠方式不同, 所对应的结构矩阵也不同. 比如, 当 MIMO 雷达的发射阵列划分为如图 2 所示的不重叠的均匀子阵时, 结构矩阵为

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{M_k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{1}_{M_k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{1}_{M_k} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{1}_{M_k}$ 代表元素均为 1 的 $M_k \times 1$ 维的列向量.

3 非均匀子阵划分的 MIMO 雷达信号模型

3.1 非均匀子阵划分思想

现有文献只对均匀子阵划分的 MIMO 雷达体制展开了讨论, 但是非均匀子阵划分的方式能使子阵的波束更加灵活, 因此本节考虑将 MIMO 雷达发射阵列按一定规则, 划分为满重叠的非均匀子

阵, 每个子阵的首阵元即为发射阵列的首阵元 (如图 3 所示). 此时结构矩阵为

$$\mathbf{P}_{US} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & 1 & & 1 \\ 1 & \vdots & \vdots & \\ \mathbf{0}_{K-2} & 1 & & \vdots \\ 0 & \mathbf{0}_{K-2} & & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

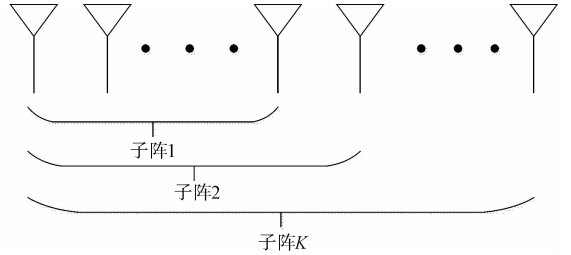


图 3 非均匀满重叠子阵结构图

Fig. 3 Unequal full-overlapping subarray configuration

那么第 k 个子阵的输出可以表示为

$$\mathbf{s}_{US,k}(t, \theta_s) = \sqrt{\frac{M}{K}} \mathbf{w}_{US,k}^H \tilde{\mathbf{a}}_{US,k}(\theta_s) \phi_{US,k}(t) \quad (11)$$

其中, $\tilde{\mathbf{a}}_{US,k}(\theta_s)$ 代表第 k 个子阵的阵列导向矢量; $\tilde{\mathbf{a}}_{US,k}(\theta_s) = \mathbf{p}_{US,k}(\theta_s) \odot \mathbf{a}_k(\theta_s)$, $\mathbf{w}_{US,k}$ 是第 k 个子阵的发射波束形成矢量, 其中元素的个数为 $M - K + k$. 每个子阵的阵元个数不同, 可以获得不同的相干处理增益. 经过远场目标的反射信号为

$$\mathbf{r}_{US}(t, \theta_s) = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta_s) \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{US,k}^H \tilde{\mathbf{a}}_{US,k}(\theta_s) \phi_{US,k}(t) \quad (12)$$

将式(12)表示成

$$\mathbf{r}_{US}(t, \theta_s) = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta_s) (\mathbf{c}_{US}(\theta_s)^T) \boldsymbol{\phi}_K(t) \quad (13)$$

其中, $\beta(\theta_s)$ 是目标的复反射系数, $\mathbf{c}_{US}(\theta)$ 和 $\boldsymbol{\phi}_K(t)$ 是 $K \times 1$ 维矢量,

$$\mathbf{c}_{US}(\theta) = [\mathbf{w}_{US,1}^H \tilde{\mathbf{a}}_{US,1}, \mathbf{w}_{US,2}^H \tilde{\mathbf{a}}_{US,2}, \cdots, \mathbf{w}_{US,K}^H \tilde{\mathbf{a}}_{US,K}]^T \quad (14)$$

$$\boldsymbol{\phi}_K(t) = [\phi_1(t), \phi_2(t), \cdots, \phi_K(t)]^T \quad (15)$$

如图 3, 非均匀满重叠子阵划分的 MIMO 雷达体制中, 所有子阵列的第一个阵元都是相同的, 因此子阵之间不存在传播时延, 这也是非均匀子阵划分与均匀子阵划分的重要区别所在.

假设存在 D 个干扰目标, 分别位于 $\{\theta_i\}_{i=1}^D$, 且复反射系数为 $\{\beta_i\}_{i=1}^D$, 那么接收信号为

$$\mathbf{x}_{US}(t) = \mathbf{r}_{US}(t, \theta_s) \mathbf{b}(\theta_s) + \sum_{i=1}^D \mathbf{r}_{US}(t, \theta_i) \mathbf{b}(\theta_i) + \mathbf{n}(t) \quad (16)$$

通过匹配滤波器后,输出为

$$\mathbf{y}_{\text{US}} = \sqrt{\frac{M}{K}}\beta_s \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s) + \sum_{i=1}^D \sqrt{\frac{M}{K}}\beta_i \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) + \tilde{\mathbf{n}} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{u}_{\text{US}}(\theta) \triangleq \mathbf{c}_{\text{US}}(\theta) \otimes \mathbf{b}(\theta)$, 是非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的虚拟导向矢量。

注意:本文所讨论的子阵划分方式都是满重叠的非均匀子阵,如果要讨论其他非均匀子阵划分方式时(如图 4 的非均匀不重叠子阵,图 5 的非均匀重叠子阵),方法类似。

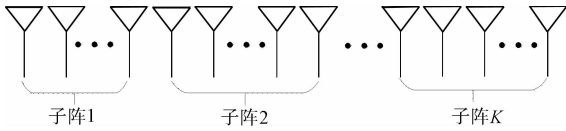


图 4 非均匀不重叠子阵结构图

Fig. 4 Unequal non-overlapping subarray configuration

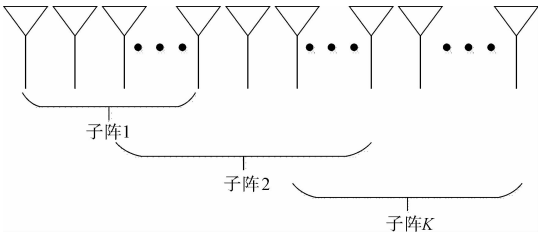


图 5 非均匀重叠子阵结构图

Fig. 5 Unequal overlapping subarray configuration

使用非均匀重叠子阵划分的思想时,每根天线发射的信号是正交波形的线性组合.这里引入波束加权矩阵 $\mathbf{D}^{[16]}$,使发射信号为正交波束基 $\boldsymbol{\phi}_K(t) = [\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_K(t)]^T$ 的线性组合,即发射信号 $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T = \mathbf{D}^* \boldsymbol{\phi}(t)$ ($K \leq M$), $\mathbf{D} = [d_1, \dots, d_K]$ 为 $M \times K$ 维的波束加权矩阵, d_k 是第 k 个正交波束的加权矢量。

在工程实际中,通常都要求雷达的发射波形具有恒定的包络,这是为了能够使得雷达发射机始终工作在饱和状态以便其发挥最大效能,同时也为了避免放大器的非线性使得发射波形失真^[17].关于发射信号恒模的约束,通过优化波束加权矩阵 \mathbf{D} 满足.当求得合适的波束加权矩阵 \mathbf{D} 之后,通过设计正交波形 $\boldsymbol{\phi}_K(t)$,得到每根天线的发射信号.然而,本文只提供了非均匀子阵划分的思想,关于各发射天线发射波形的设计问题暂且不做讨论。

3.2 波束形成

本节,我们分别采用常规波束形成算法和最小方差无畸变响应(MVDR)波束形成算法来分析基于非均匀子阵划分方式的 MIMO 雷达的性能.常

规波束形成根据给定目标方向来确定权值;而 MVDR 波束形成是自适应波束形成技术的一种,阵元权值不是一成不变的,会根据干扰信号与噪声的变化而变化。

3.2.1 常规波束形成 常规波束形成的基本思路是:对于声程差造成的各阵元输出信号之间的相对时延,进行人为的补偿,使得补偿后的输出信号在期望的波束方向上达到同相叠加,该方向上的波束输出达最大值,相应地,其他方向的波束输出变小,从而抑制了其他方向的干扰信号.常规波束形成方法是阵列信号处理中的经典方法,结构简单,易于实现,而且对各种恶劣的环境有较好的适应能力。

对于非均匀子阵划分的 MIMO 雷达系统,每个子阵的阵元孔径不同,因此对应的子阵发射波束形成矢量分别为

$$\mathbf{w}_{\text{US},k} = \frac{\tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}(\theta_s)}{\|\tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}(\theta_s)\|}, k=1, \dots, K \quad (18)$$

接收端波束形成矢量为

$$\mathbf{w}_d \triangleq \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s) = \mathbf{c}_{\text{US}}(\theta_s) \otimes \mathbf{b}(\theta_s) \quad (19)$$

该 MIMO 雷达体制的归一化方向图为

$$G(\theta) = \frac{|\mathbf{w}_d^H \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta)|^2}{|\mathbf{w}_d^H \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s)|^2} = \frac{|\mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta)|^2}{|\mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s)|^4} = \frac{|(\mathbf{c}_{\text{US}}(\theta_s) \otimes \mathbf{b}(\theta_s))^H (\mathbf{c}_{\text{US}}(\theta) \otimes \mathbf{b}(\theta))|^2}{\|(\mathbf{c}_{\text{US}}(\theta_s) \otimes \mathbf{b}(\theta_s))\|^4} = \frac{|\mathbf{c}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{c}_{\text{US}}(\theta)|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s) \mathbf{b}(\theta)|^2}{|\mathbf{c}_{\text{US}}(\theta_s)|^4 |\mathbf{b}(\theta_s)|^4} \quad (20)$$

将式(14)和式(18)带入式(20)得

$$G(\theta) = \frac{\left| \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}^H(\theta_s) \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}(\theta) \right|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s) \mathbf{b}(\theta)|^2}{\left| \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}^H(\theta_s) \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}(\theta_s) \right|^2 |\mathbf{b}(\theta_s)|^4} = \frac{\left| \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}^H(\theta_s) \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}(\theta) \right|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s) \mathbf{b}(\theta)|^2}{\left[\frac{(2M-K+1)K}{2} \right]^2 N^2} \quad (21)$$

输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\text{US}} = \frac{M \sigma_s^2 |\mathbf{w}_d^H \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s)|^2}{\mathbf{w}_d^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}_d} \quad (22)$$

其中, $\sigma_s^2 = E\{|\beta_s|^2\}$, \mathbf{R}_{i+n} 为噪声和干扰的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{i+n} = E\{\mathbf{y}_{i+n} \mathbf{y}_{i+n}^H\} =$

$$\sum_{i=1}^D \frac{M}{K} \sigma_i^2 \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (23)$$

将式(19)和式(23)带入式(22), 则非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\text{US}} = \frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 \left| \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s) \right|^2}{\mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s)} = \frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 \left| \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}^H(\theta_s) \tilde{\mathbf{a}}_{\text{US},k}(\theta_s) \right|^2 \left| \mathbf{b}(\theta_s) \right|^4}{\mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \left(\sum_{i=1}^D \frac{M}{K}\sigma_i^2 \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_s)} =$$

$$\frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 \left[\frac{(2M-K+1)K}{2} \right]^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \frac{M}{K}\sigma_i^2 \left| \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) \right|^2 + \sigma_n^2 \frac{(2M-K+1)KN}{2}} \quad (24)$$

分别讨论以下两种情形中, 输出 SINR 的性质.

Case1 噪声占主导. 如果目标处于噪声很大的背景环境下, 与噪声相比, 干扰很小, 近似可以忽略. 干噪比的值主要取决于噪声项. 此时,

$$\text{SINR}_{\text{US}} \approx \frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 \left[\frac{(2M-K+1)K}{2} \right]^2 N^2}{\sigma_n^2 \frac{(2M-K+1)KN}{2}} =$$

$$\frac{\sigma_s^2 MN \frac{(2M-K+1)}{2}}{\sigma_n^2} \quad (25)$$

根据参考文献[12], 噪声占主导的情况下, 均

匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\text{ES}} \approx \frac{\sigma_s^2 MN (M-K+1)}{\sigma_n^2} \quad (26)$$

当 $K > 1$ 时, $\frac{2M-K+1}{2} > M-K+1$, 所以

对于这两种雷达体制的输出 SINR 的性能比较为 $\text{SINR}_{\text{US}} > \text{SINR}_{\text{ES}}$ (27)

Case2 干扰占主导. 如果目标处于强干扰的背景环境下, 与干扰相比, 噪声可以近似忽略. 干噪比的值主要取决于干扰项. 此时,

$$\text{SINR}_{\text{US}} = \frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 \left[\frac{(2M-K+1)K}{2} \right]^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \frac{M}{K}\sigma_i^2 \left| \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) \right|^2 + \sigma_n^2 \frac{(2M-K+1)KN}{2}} =$$

$$\frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\frac{M^2}{\left[\frac{(2M-K+1)}{2} \right]^2} \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 \left| \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) \right|^2 + \sigma_n^2 \frac{MN}{(2M-K+1)}} \approx$$

$$\frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\frac{M^2}{\left[\frac{(2M-K+1)}{2} \right]^2} \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 \left| \mathbf{u}_{\text{US}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{US}}(\theta_i) \right|^2} \quad (28)$$

根据文献[12], 干扰占主导情况下均匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\text{ES}} \approx$$

$$\frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{(M-K+1)^2 K^2 \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 \left| \mathbf{u}_{\text{ES}}^H(\theta_s) \mathbf{u}_{\text{ES}}(\theta_i) \right|^2} \quad (29)$$

根据式(28)和式(29), 不能直接比较出这两种雷达体制输出 SINR 的大小, 下节中会进行相应的仿真实验.

3.2.2 最小方差无畸变响应波束形成 最小方差无失真响应波束形成 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 是 Capon 于 1969 年提出的文献[18], 是对常规波束形成方法的一种改进, 它能够提供最

佳的信号保护、干扰消除和噪声降低能力. 为了保证对期望信号的接收, MVDR 波束形成器隐含采用了其他方向的信号均被抑制的条件. 这样, 来自空间相距比较近的信源泄露即可减小, 从而使 MVDR 波束形成器具有比常规波束形成器高的空间方位分辨能力.

这一优化问题的判断准则就是, 在保证期望方向上增益为一常数的前提下, 使阵列的输出功率最小, 为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_R} \quad & \mathbf{w}_R^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}_R \\ \text{s. t.} \quad & \mathbf{w}_R^H \mathbf{u}_{US}(\theta_s) = 1 \end{aligned} \quad (30)$$

MVDR 方法在期望方向的增益保持 1, 同时抑制其他方向的信号, 在这些方向上形成零陷. 求解上述问题等效于约束阵列的加权向量, 使波束指向方向上形成一个单位幅度的输出, 同时使阵列的均方输出达到最小, 其解为:

$$\mathbf{w}_R = \frac{\mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{u}_{US}(\theta_s)}{\mathbf{u}_{US}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{u}_{US}(\theta_s)} \quad (31)$$

4 仿真结果

假设一集中式 MIMO 雷达有 12 个发射阵元和 12 个接收阵元, 且发射阵列与接收阵列相距很近, 收发阵列的阵元间距都为半波长, 目标位于远场, 方位 $\theta_s = 5^\circ$, 空间中有两个干扰目标分别位于 $-40^\circ, -10^\circ$, 将发射阵列划分为 6 个满重叠的非均匀子阵, 研究常规波束形成和最小方差无畸变响应波束形成下方向图和输出信噪比的性能.

4.1 常规波束形成分析

图 6 和图 7 分别是均匀子阵和非均匀子阵划分的 MIMO 雷达发射方向图和整体方向图. 由图 6 得, 两种类型的雷达发射波束的主瓣中心都位于 θ_s 处. 在非均匀子阵划分的 MIMO 雷达中, 第 K 个子阵的孔径即为整个阵列的孔径, 子阵孔径比均匀划分的 MIMO 雷达的子阵孔径大, 因此所提的非均匀子阵划分的 MIMO 雷达发射端能获得更高的相干处理增益以及更大的自由度. 由图 7 可以看出, 两种子阵划分的 MIMO 雷达的主瓣宽度差不多, 但是非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的副瓣电平更低, 具有更好的干扰抑制能力.

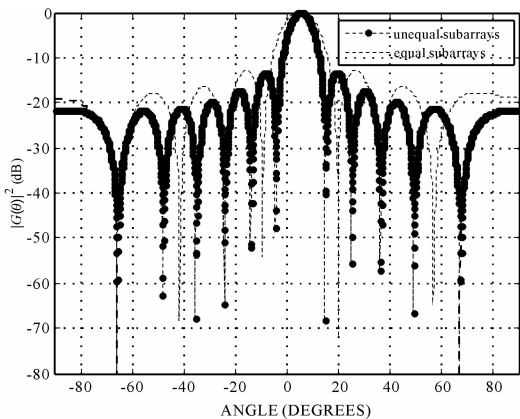


图 6 常规波束形成技术下的发射方向图 ($d_T = 0.5 \lambda$)
Fig. 6 Transmit beampatterns using conventional beamformer ($d_T = 0.5 \lambda$)

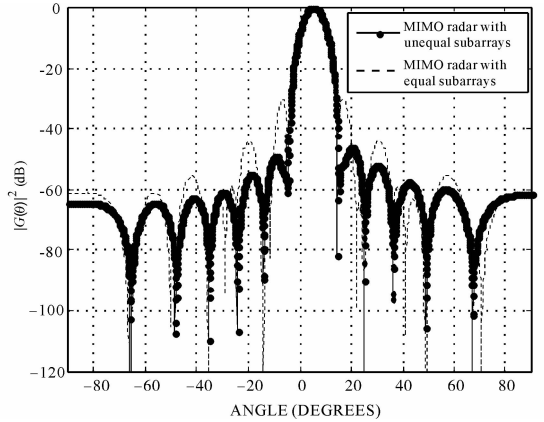
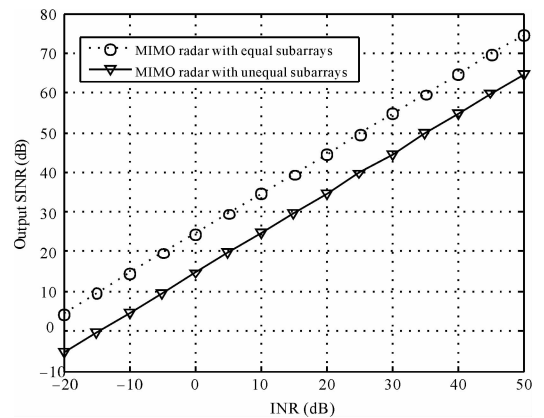
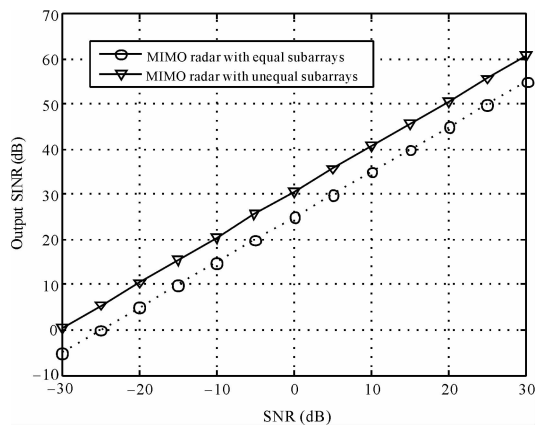


图 7 常规波束形成技术下的整体方向图 ($d_T = 0.5 \lambda$)
Fig. 7 Overall beampatterns using conventional beamformer ($d_T = 0.5 \lambda$)



(a) INR=30 dB



(b) INR=-30 dB

图 8 常规波束形成技术下的 SINR
Fig. 8 Nonadaptive output SINRs versus SNR at fixed INR

图 8 研究了不同的 INR 下, 输出 SINR 随 SNR 的变化值. 图 8(a) 中, INR=30 dB, 即与干扰相比, 噪声可以近似忽略. 在这种情况下, 均匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出 SINR 比非均匀子阵划

分的 MIMO 雷达高. 图 8(b) 中, $INR = -30$ dB, 即与噪声相比, 干扰能忽略. 此时非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出 SINR 更高, 仿真验证了上述理论推导的正确性.

图 9 验证了当 $INR = SNR$ 时, 输出 SINR 随着 INR 的变化趋势. 一方面, 随着 SNR 的提高, 两种体制雷达的 SINR 的变化趋势越来越缓慢. 另一方面, 当 INR 比较大时, 均匀子阵划分的 MIMO 雷达的 SINR 更高. 相反, 在 INR 比较小时, 本文所提的非均匀子阵划分方式的 MIMO 雷达的 SINR 比均匀子阵划分的 MIMO 雷达要高. 这与图 8(a) (b) 所得出的结论相吻合: 运用常规波束形成技术, 在干扰比较低时, 非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的抗干扰性能比均匀子阵划分的 MIMO 雷达更强. 随着 INR 的提高, 输出 SINR 近似线性增加, 说明无论是均匀子阵划分或者是非均匀子阵划分的 MIMO 雷达, 都具有一定的抗干扰能力. 但是当 INR 大于 20 dB 时, 两种子阵划分方法的抗干扰能力失效, 输出信干噪比达到了上限, 不再提高.

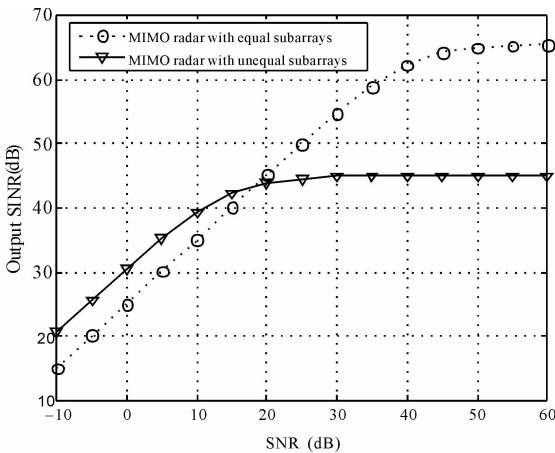


图 9 常规波束形成技术下的 SINR

Fig. 9 Nonadaptive output SINRs versus $INR = SNR$

4.2 最小方差无畸变响应波束形成分析 (MVDR)

本例中, 设 $SNR = 0$ dB, $INR = 50$ dB. 在发射端, 使用常规的波束形成技术, 因此发射方向图与图 6 相同. 在接收端, 采用 MVDR 波束形成, 两种雷达体制的整体方向图如图 10 所示, 在干扰处, 方向图都发生了零陷, 说明两种雷达体制均具有抗干扰的性能. 但是非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的零陷更深, 并且副瓣电平更低, 说明具有更稳健的抗干扰性能. 图 11 是最佳输出 SINR 和 MVDR 下输出 SINR 随信噪比的变化趋势图. 从图中可以看出, 一方面, 两种雷达体制的输出 SINR 均随信噪

比呈线性变化. 另一方面, 所提的非均匀子阵划分的 MIMO 雷达的输出 SINR 比均匀子阵划分的 MIMO 雷达要高, 这是由于非均匀子阵给其发射端带来了更大的相干处理增益.

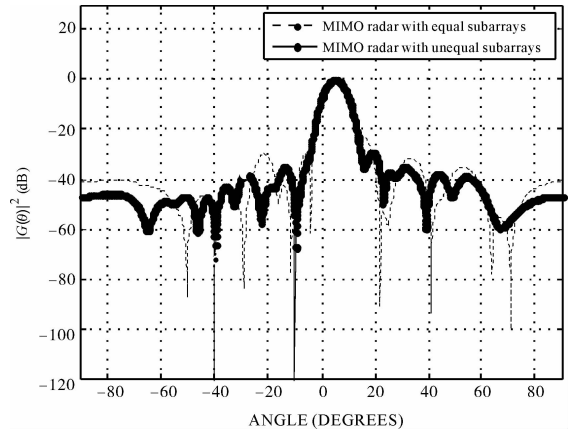


图 10 最小方差无畸变响应下的整体方向图 ($d_T = 0.5 \lambda$)

Fig. 10 Overall beam pattern using MVDR beamformer

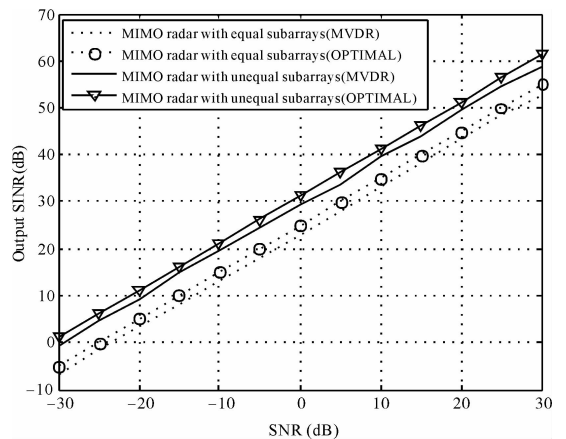


图 11 最小方差无畸变响应下的 SINR ($INR = 30$ dB)

Fig. 11 Output SINRs versus SNR at fixed $INR = 30$ dB

5 结论

本文提出了一种非均匀子阵划分的阵列设计方法. 将 MIMO 雷达发射阵列划分为若干个满重叠的非均匀子阵, 每个子阵的阵元都发射相干信号, 在发射端使用常规波束形成技术, 使每个子阵的波束都指向目标. 与相控阵-MIMO 雷达相比, 由于非均匀子阵划分的 MIMO 雷达发射端的子阵阵元数不同, 因此每个子阵发射的波形更加灵活, 能获得不同的相干处理增益; 子阵孔径的扩大也给发射端带来了更大的自由度. 将非均匀子阵划分的

MIMO 雷达的整体方向图性能与输出信干噪比的性能与相控阵-MIMO 雷达进行了对比, 仿真实验证明了非均匀子阵划分的 MIMO 雷达更具有优越性. 采用非均匀子阵划分的阵列设计方法时, 各发射阵元的波形设计问题将是后期需要进一步研究的内容.

参考文献:

- [1] 丁鹭飞. 雷达原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014.
- [2] 陈飞虎, 刘纪元, 焦学峰. 提高雷达液位测量精度的频率估计算法研究[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2014, 51(6): 1192.
- [3] 何建新, 任红萍, 曾强宇, 等. 基于 IBP 的天气雷达超分辨率重建算法[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2014, 51(5): 947.
- [4] Alex E F, Haimovich A, Blum R, *et al.* MIMO radar: an idea whose time has come[J]. Proc of the IEEE Radar Conf, 2004, 7(6): 71.
- [5] Li J, Stoica P. MIMO radar signal processing[M]. New York: Wiley, 2009.
- [6] Haimovich A M, Blum R S, Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas [J]. IEEE Signal Proc Mag, 2008, 25(1): 116.
- [7] 黄中瑞, 单凉, 陈明建, 等. 一种新的 MIMO 雷达发射波形设计方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(5): 1026.
- [8] 李小波, 张正言, 王珽, 等. 双基地 MIMO 雷达相干目标的角度快速估计算法[J]. 信号处理, 2016, 32(3): 370.
- [9] Hafez A. A new phased MIMO radar partitioning schemes[C]//Proceedings of IEEE Aerospace Conference. Big Sky, Montana: IEEE, 2014.
- [10] Bergin J, McNeil S, Fomundam L, *et al.* MIMO phased-array for SMTI radar[C]//Proceedings of IEEE Aerospace Conference. Big Sky, Montana: IEEE, 2008.
- [11] Fuhrmann D R, Browning J P, Rangaswamy M. Signaling strategies for the hybrid MIMO phased-array radar[J]. IEEE J Sel Topics Signal Proc, 2010, 4(1): 66.
- [12] Hassanien A, Vorobyov S A. Phased-MIMO radar: a tradeoff between phased-array and MIMO radars [J]. IEEE Trans Signal Proc, 2009, 58(6): 3137.
- [13] Wilcox D, Sellathurai M. On MIMO radar subarrayed transmit beamforming[J]. IEEE Trans Signal Proc, 2012, 60(4): 2076.
- [14] 邹佳龙, 姚元, 王建明. 相控阵 MIMO 雷达最佳子阵划分[J]. 现代雷达, 2016, 38(1): 10.
- [15] He Q, Blum R, Godrich H, *et al.* Target velocity estimation and antenna placement for MIMO radar with widely separated antennas [J]. IEEE J Sel Topics Signal Proc, 2013, 4(1): 79.
- [16] Hassanien A, Vorobyov S A. Transmit energy focusing for DOA estimation in MIMO radar with co-located antennas [J]. IEEE Trans Signal Proc, 2011, 59(6): 2669.
- [17] 唐波, 张玉, 李科, 等. 杂波中 MIMO 雷达恒模波形及接收机联合优化算法研究[J]. 电子学报, 2014, 42(9): 1705.
- [18] Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis [J]. Proc IEEE, 1969, 57(8): 1408.