

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.08.011

引用格式:李涛.集中式MIMO雷达与相控阵雷达干扰抑制性能对比[J].电讯技术,2016,56(8):894-899. [LI Tao. Interference suppression performance comparison between colocated MIMO radar and phased array radar[J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56(8):894-899.]

# 集中式 MIMO 雷达与相控阵雷达干扰抑制性能对比\*

李涛\*\*

(中国电子科技集团公司 航空电子信息系统技术重点实验室,成都 610036)

**摘要:**针对传统相控阵雷达与集中式多输入多输出(MIMO)雷达的干扰抑制性能优劣问题,对集中式MIMO雷达与相控阵雷达的信干噪比和改善因子进行了对比分析,从理论上研究了两种体制雷达的干扰抑制能力并进行了数字仿真。仿真结果表明,与传统相控阵雷达相比,集中式MIMO雷达通过提升信干噪比输出增强了干扰抑制能力。

**关键词:**集中式多输入多输出雷达;相控阵雷达;干扰抑制;波束形成

**中图分类号:**TN957.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)08-0894-06

## Interference Suppression Performance Comparison between Colocated MIMO Radar and Phased Array Radar

LI Tao

(Key Laboratory of Avionic Information System Technology, China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** In order to compare the interference suppression performance between the traditional phased array radar and colocated multiple-input multiple-output (MIMO) radar, this paper develops the signal to interference-noise ratio (SINR) output and improvement factor for colocated MIMO radar and phased array radar in theory. Numerical simulation indicates that colocated MIMO radar has a better interference suppression performance through increasing SINR output.

**Key words:** colocated MIMO radar; phased array radar; interference suppression; beamforming

### 1 引言

集中式多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)雷达是近年的热点研究问题。与相控阵雷达不同,它能够在不同的天线上发射不同的信号<sup>[1]</sup>,这种发射波形的多样性增加了MIMO雷达的自由度,带来了一些性能提升。目前已有一些文献对两种体制雷达的性能进行了对比<sup>[2-3]</sup>,这些研究表明集中式MIMO雷达具有更高的角度分辨率、更多的自由度、更强的多目标分辨能力和可抑制更多无源点干扰信号等。

干扰抑制能力是雷达系统的一个重要度量指标。文献[4]从集中式MIMO雷达接收端整体的波

束形状研究了集中式MIMO雷达的干扰抑制能力。现有的研究多从干扰抑制数目和信干噪比输出的角度对两种体制的雷达进行对比分析,从提升角度分辨率机理方面进行的研究较少。集中式MIMO雷达与相控阵雷达的一个重要差别是,它朝不同方向发射的信号具有不同的波形,使得集中式MIMO雷达能够利用这种波形的差异进一步提升目标的测角精度<sup>[5]</sup>和干扰抑制能力,因此有必要从这个角度分析集中式MIMO雷达提升抗干扰能力的机理。

本文首先给出集中式MIMO雷达的信号模型,然后分析了进行脉冲压缩以后的信号的信干噪比输出,并进行理论推导与数值仿真,结果表明,在接收波束

\* 收稿日期:2016-01-26;修回日期:2016-06-29 Received date:2016-01-26;Revised date:2016-06-29

\*\* 通信作者:23686728@qq.com Corresponding author:23686728@qq.com

形成上,相控阵雷达和 MIMO 雷达有相同的干扰抑制能力,但在后续的脉冲压缩和发射波束综合阶段,通过采用特定的波形,集中式 MIMO 雷达可通过在雷达干扰所在空间降低信号发射能量的方式降低干扰能量的输出,从而提升系统整体的信噪比输出,增强 MIMO 雷达的干扰抑制性能。本研究可为未来的集中式 MIMO 雷达工程应用提供一定的参考。

## 2 信号模型

给定一个雷达发射和接收阵列,包含  $N_t$  个雷达发射天线和  $N_r$  个接收天线,假设该雷达阵列既可以工作在相控阵模式下,也可以工作在 MIMO 雷达模式下,两种工作模式的区分是不同雷达发射天线是否发射相同的信号。图 1 给出了两种工作模式的示意图,其中  $\varphi$  表示发射天线的初始相位调制。

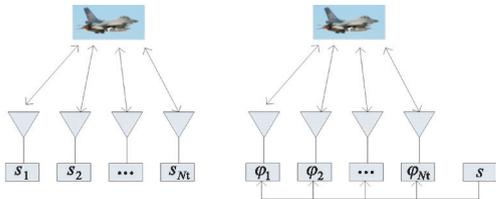


图 1 MIMO 雷达和相控阵雷达工作模式对比

Fig. 1 Comparison of operation mode between phased array radar and MIMO radar

在相控阵模式下,所有天线的发射信号都是相同的,仅有差别是信号发射时间和初始相位。该信号是脉冲编码信号,包含  $N_s$  个码元,记为  $s$ 。假设有一个目标位于雷达阵列的角域  $\theta$ ,有一个干扰信号位于雷达的角域  $\theta_j$ ,此时接收阵列接收的信号可以表示为以下矩阵:

$$\mathbf{X}_p = \beta \mathbf{a}_r(f_a) \mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{a}_0^*(f_{a0}) \mathbf{s}^T + \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{J}^T + \mathbf{Z}. \quad (1)$$

式中:  $\beta$  表示目标幅度;  $f_a = 0.5 \sin \theta$  定义为阵列方向规定的角域频率;  $f_j = 0.5 \sin \theta_j$  表示干扰信号的方位对应的角域频率;  $\mathbf{a}_t(\cdot)$  表示发射导向向量;  $\mathbf{a}_0(f_{a0})$  表示天线相位初始因子;  $f_{a0}$  表示发射波束的指向;  $\mathbf{a}_r(\cdot)$  表示接收导向向量;  $(\cdot)^T$  表示转置;  $(\cdot)^*$  表示共轭;  $\mathbf{J} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  表示干扰信号;  $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$  表示噪声信号; 标量  $\mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{a}_0^*(f_{a0})$  则相当于雷达的发射信号波束,它决定了雷达发射信号的能量在空间中的分布。

在 MIMO 雷达工作模式下,不同雷达发射天线发射的脉冲编码信号是不同的。假设所有  $N_t$  个雷达发射天线的发射信号都是长度为  $N_s$  的脉冲编码信号,它们组成一个矩阵  $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$ 。针对相同的目

标和干扰信号,雷达所有接收天线接收到的目标回波信号可以表示为<sup>[6]</sup>

$$\mathbf{X}_M = \beta \mathbf{a}_r(f_a) \mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{S} + \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{J}^T + \mathbf{Z} = \beta \mathbf{a}_r(f_a) \mathbf{s}^T(f_a) + \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{J}^T + \mathbf{Z}, \quad (2)$$

其中,

$$\mathbf{s}(f_a) = \mathbf{S}^T \mathbf{a}_t^*(f_a) \quad (3)$$

表示角域信号。根据式(3),作为恒幅值的不同组合方式,角域信号在不同方向上具有不同的波形,这与相控阵雷达有所不同。

可以看出,当  $\mathbf{S} = \mathbf{s} \mathbf{a}_0^T(f_{a0})$  时,集中式 MIMO 雷达退化为相控阵雷达,因此相控阵雷达相当于成为集中式 MIMO 雷达的特例。矩阵  $\mathbf{s} \mathbf{a}_0^T(f_{a0})$  的秩为 1,而  $\mathbf{S}$  的秩可以大于 1,更大的秩意味着更多自由度,可能带来更多的优势,这是集中式 MIMO 雷达提升雷达系统检测性能的基础。

## 3 相控阵雷达干扰信号输出统计特性

这里考虑的相控阵雷达和 MIMO 雷达都使用具有扩频特点的脉冲编码信号,在接收端需要进行脉冲压缩操作,相控阵信号进行脉冲压缩后的信号输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= \mathbf{X}_p \mathbf{s}^* = \\ & \beta (\mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{a}_t^*(f_{a0})) (\mathbf{s}^T \mathbf{s}^*) \mathbf{a}_r(f_a) + \\ & \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{J}^T \mathbf{s}^* + \mathbf{Z} \mathbf{s}^* = \\ & \beta_p \mathbf{a}_r(f_a) + \beta_{pj} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_p. \end{aligned} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{z}_p = \mathbf{Z} \mathbf{s}^*$ ;  $\beta_{pj} = \mathbf{J}^T \mathbf{s}^*$ ; 若  $f_a = f_{a0}$ ,则目标回波信号的幅度达到最大,为

$$\beta_p = \beta (\mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{a}_t^*(f_a)) (\mathbf{s}^T \mathbf{s}^*) = \beta N_t N_s. \quad (5)$$

假设干扰信号与噪声信号相互统计独立,则干扰协方差阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_p &= E((\beta_{pj} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_p) (\beta_{pj} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_p)^H) = \\ & \sigma_{pj}^2 \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{a}_r^H(f_j) + E(\mathbf{z}_p \mathbf{z}_p^H). \end{aligned} \quad (6)$$

式中:  $(\cdot)^H$  表示共轭转置;  $\sigma_{pj}^2 = E(|\beta_{pj}|^2)$ ;  $E(\cdot)$  表示数学期望。

噪声分量可以表示为

$$\mathbf{z}_p = \text{vec}(\mathbf{z}_p) = \text{vec}(\mathbf{Z} \mathbf{s}^*) = (\mathbf{s}^H \otimes \mathbf{I}) \text{vec}(\mathbf{Z}). \quad (7)$$

式中:  $\text{vec}(\cdot)$  表示按列展开;  $\otimes$  表示 Kronecker 积。

进一步假设不同距离单元的噪声分量是相互统计独立的,可以得到

$$E(\text{vec}(\mathbf{Z}) \text{vec}(\mathbf{Z})^H) = \sigma_n^2 \mathbf{I}. \quad (8)$$

式中:  $\mathbf{I}$  表示单位阵;  $\sigma_n^2$  表示噪声电平。

雷达通常使用恒模信号,因为它能够实现雷达发射机的最大效率,这里使用的发射信号为恒模。利用  $\mathbf{s}^T \mathbf{s}^* = N_s$ ,可以得到

$$E(\mathbf{z}_p \mathbf{z}_p^H) = E[(\mathbf{s}^T \otimes \mathbf{I}) \text{vec}(\mathbf{Z}) \text{vec}(\mathbf{Z})^H (\mathbf{s}^* \otimes \mathbf{I})] = (\mathbf{s}^T \otimes \mathbf{I}) E(\text{vec}(\mathbf{Z}) \text{vec}(\mathbf{Z})^H) (\mathbf{s}^* \otimes \mathbf{I}) = \sigma_n^2 (\mathbf{s}^T \otimes \mathbf{I}) \mathbf{I} (\mathbf{s} \otimes \mathbf{I}) = \sigma_n^2 N_s \mathbf{I} \quad (9)$$

根据式(6)和式(9)可以得到

$$\mathbf{R}_p = \sigma_{pj}^2 \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{a}_r^H(f_j) + \sigma_n^2 N_s \mathbf{I} \quad (10)$$

在多个干扰的情形下,可以得到干扰协方差阵具有以下形式:

$$\mathbf{R}_p(f_a) = N_s \sum_k \sigma_j^2(k) \mathbf{a}_r(f_j(k)) \mathbf{a}_r^H(f_j(k)) + \sigma_n^2 N_s \mathbf{I} \quad (11)$$

式中: $f_j(k)$ 和 $\sigma_j^2(k)$ 表示第 $k$ 个干扰的角度频率和功率。

利用上式,可以得到经过脉冲压缩后的干噪比为

$$JNR_p = \frac{E(\sigma_{pj}^2) \text{tr}(\mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{a}_r^H(f_j))}{\text{tr}(\sigma_n^2 N_s \mathbf{I})} = \frac{E(\sigma_{pj}^2)}{\sigma_n^2 N_s} = \frac{E(|\mathbf{J}^T \mathbf{s}|^2)}{\sigma_n^2 N_s} \quad (12)$$

式中: $\text{tr}(\cdot)$ 表示取矩阵的迹。

若进一步假设干扰噪声信号是白色噪声信号,即满足 $E(\mathbf{J}^* \mathbf{J}^T) = \sigma_j^2 \mathbf{I}$ ,其中 $\sigma_j^2$ 表示干扰信号的功率项,此时脉冲压缩以后的干噪比为

$$JNR_p = \sigma_j^2 / \sigma_n^2 \quad (13)$$

输入到波束形成器的信号的信噪比为

$$SNR_{input} = \frac{|\beta N_t N_s|^2}{N_s \sigma_j^2 + \sigma_n^2 N_s} = \frac{\beta^2 N_t^2 N_s}{\sigma_j^2 + \sigma_n^2} \quad (14)$$

式中: $N_s$ 表示脉冲压缩信噪比增益; $N_t^2$ 表示相控阵天线的相干发射增益。

接收波束形成可以采用优化的 MVDR 权值获得更大的信噪比输出,其基本形式为

$$\mathbf{w}_p(f_a) = \frac{\mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{a}_r(f_a)}{\mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{a}_r(f_a)} \quad (15)$$

接收波束的表达式为

$$b_p(f'_a) = \mathbf{a}_r^H(f'_a) \mathbf{w}_p(f_a) = \frac{\mathbf{a}_r^H(f'_a) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{a}_r(f_a)}{\mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{a}_r(f_a)} \quad (16)$$

这种波束形成算法的输出信号为

$$\mathbf{x}_p = \mathbf{w}_p^H \mathbf{x}_p = \beta_p \mathbf{w}_p^H \mathbf{a}_r(f_a) + \mathbf{w}_p^H \mathbf{n} \quad (17)$$

其中噪声分量表示为

$$\mathbf{n} = \beta_{pj} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_p \quad (18)$$

干扰能量加噪声能量的输出为

$$E(|\mathbf{n}|^2) = \mathbf{w}_p^H(f_a) E(\mathbf{n} \mathbf{n}^H) \mathbf{w}_p(f_a) = \mathbf{w}_p^H(f_a) \mathbf{R}_p \mathbf{w}_p(f_a) \quad (19)$$

进行波束形成以后,信号分量为信号幅度的模平方,即 $|\beta_p \mathbf{w}_p^H \mathbf{a}_r(f'_a)|^2$ ,结合式(19)可以得到波束形成器的信噪比输出为

$$SNR_{out} = \frac{|\beta_p \mathbf{w}_p^H(f_a) \mathbf{a}_r(f_a)|^2}{\mathbf{w}_p^H(f_a) \mathbf{R}_p \mathbf{w}_p(f_a)} \quad (20)$$

最大信噪比输出为

$$SNR_{max-out} = \beta_p^2 \mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{a}_r(f_a) \quad (21)$$

结合式(14)可以得到最大改善因子为

$$IF_p = \frac{SNR_{out}}{SNR_{input}} = N_s \mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{a}_r(f_a) (\sigma_j^2 + \sigma_n^2) \quad (22)$$

该改善因子包含了脉冲压缩增益  $N_s$ 。

### 4 MIMO 雷达干扰信号输出统计特性

与相控阵雷达不同,集中式 MIMO 雷达除了接收波束形成操作以外,脉冲压缩操作也具有一定的干扰抑制能力。类似地,可以得到集中式 MIMO 雷达进行脉冲压缩后的输出信号,表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_M &= \mathbf{X}_M \mathbf{S} \mathbf{a}_t^*(f_a) = \\ &\beta \mathbf{a}_r(f_{as}) (\mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a)) + \\ &\mathbf{a}_r(f_j) (\mathbf{J}^T \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a)) + \mathbf{Z} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a) = \\ &\beta (\mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a)) \mathbf{a}_r + \\ &(\mathbf{J}^T \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a)) \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{Z} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a) = \\ &\beta_M \mathbf{a}_r + \beta_{MJ} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_M \end{aligned} \quad (23)$$

式中: $\beta_{MJ} = \mathbf{J}^T \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_j)$ 表示干扰分量输出; $\mathbf{z}_M = \mathbf{Z} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a)$ 表示噪声分量输出。目标回波幅度变为

$$\beta_M = \beta (\mathbf{a}_t^T(f_a) \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_a)) = \beta N_s B(f_a) \quad (24)$$

$$B(f_a) = \mathbf{a}_t^H(f_a) \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t(f_a) / N_s = \mathbf{a}_t^H(f_a) \mathbf{R}_s \mathbf{a}_t(f_a) \quad (25)$$

表示接收端发射综合系数。

特殊地,若发射信号发射全向信号,此时信号协方差阵为单位阵:

$$\mathbf{R}_s = \mathbf{S} \mathbf{S}^H / N_s = \mathbf{I} \quad (26)$$

对比式(5)和式(24)可得,此时 $\beta_M = \beta N_s N_t$ ,信号的能量增益是相同的,均为 $N_s N_t$ 。假设干扰信号和噪声信号相互统计独立且均值为0,则干扰协方差阵输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_M &= E((\beta_{MJ} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_M) (\beta_{MJ} \mathbf{a}_r(f_j) + \mathbf{z}_M)^H) = \\ &\sigma_{MJ}^2 \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{a}_r^H(f_j) + E(\mathbf{z}_M \mathbf{z}_M^H) \end{aligned} \quad (27)$$

式中: $\sigma_{MJ}^2 = |\beta_{MJ}|^2 = |\mathbf{J}^T \mathbf{S}^H \mathbf{a}_t^*(f_j)|^2$ 。

利用等式

$$\mathbf{z}_M = \text{vec}(\mathbf{z}_M) = \text{vec}(\mathbf{a}_t^H(f_a) \mathbf{S}^* \otimes \mathbf{I}) \text{vec}(\mathbf{Z}) \quad (28)$$

结合式(8)可以得到

$$\begin{aligned} E(\mathbf{z}_M \mathbf{z}_M^H) &= \text{vec}(\mathbf{a}_t^H(f_a) \mathbf{S}^{*T} \otimes \mathbf{I}) E[\text{vec}(\mathbf{Z}) \text{vec}(\mathbf{Z})^H] \cdot \\ &\text{vec}(\mathbf{S}^* \mathbf{a}_t(f_a) \otimes \mathbf{I}) = \\ &\sigma_n^2 \mathbf{a}_t^H(f_a) \mathbf{S}^T \mathbf{S}^* \mathbf{a}_t(f_a) \otimes \mathbf{I} = \sigma_n^2 N_s B(f_a) \mathbf{I} \end{aligned} \quad (29)$$

利用式(27)和式(29)可以得到干扰信号的协方差阵为

$$\mathbf{R}_M(f_a) = \sigma_{M1}^2 \mathbf{a}_r(f_a) \mathbf{a}_r^H(f_a) + \sigma_n^2 N_s B(f_a) \mathbf{I}。 (30)$$

可以得到干扰信号的方差为

$$\begin{aligned} E(\sigma_{M1}^2) &= E(|\mathbf{J}^T \mathbf{S} \mathbf{a}_i^*(f_j)|^2) = \\ &\mathbf{a}_i^H(f_j) \mathbf{S}^H E(\mathbf{J}^* \mathbf{J}^T) \mathbf{S} \mathbf{a}_i^*(f_j) = \\ &\sigma_j^2 \mathbf{a}_i^H(f_j) \mathbf{S}^T \mathbf{S}^* \mathbf{a}_i(f_j) = \sigma_j^2 N_s B(f_j)。 \end{aligned} (31)$$

干扰协方差阵可以表示为

$$\mathbf{R}_M(f_a) = N_s \sigma_j^2 B(f_j) \mathbf{a}_r(f_j) \mathbf{a}_r^H(f_j) + \sigma_n^2 N_s B(f_a) \mathbf{I}。 (32)$$

对于多干扰源的情形,假设各个干扰源是相互统计独立的,容易证明

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_M(f_a) &= N_s \sum_k \sigma_j^2(k) B(f_j(k)) \mathbf{a}_r(f_j(k)) \mathbf{a}_r^H(f_j(k)) + \\ &\sigma_n^2 N_s B(f_a) \mathbf{I}。 \end{aligned} (33)$$

波束形成输入端干扰信号的干噪比为

$$\begin{aligned} JNR_M &= \frac{E(\sigma_{M1}^2) \text{tr}(\mathbf{a}_r(f_a) \mathbf{a}_r^H(f_a))}{\text{tr}(\sigma_n^2 N_s B(f_a) \mathbf{I})} = \\ &\frac{\sigma_j^2 N_s B(f_j)}{\sigma_n^2 N_s B(f_a)} = \frac{\sigma_j^2 B(f_j)}{\sigma_n^2 B(f_a)}。 \end{aligned} (34)$$

接收波束形成输入端的信干噪比为

$$\begin{aligned} SNR_{\text{input}} &= \frac{N_r |\beta N_s B(f_a)|^2}{\sigma_j^2 N_s B(f_j) \text{tr}(\mathbf{a}_r(f_a) \mathbf{a}_r^H(f_a)) + \text{tr}(\sigma_n^2 N_s B(f_a) \mathbf{I})} = \\ &\frac{N_s |\beta B(f_a)|^2}{\sigma_j^2 B(f_j) + \sigma_n^2 B(f_a)}。 \end{aligned} (35)$$

式(35)与式(14)的区别在于  $N_r$  的倍数,式(35)的信噪比增益是  $N_r$  的一次方倍数,式(14)是平方倍,这是由于 MIMO 发射全向信号造成的。若利用 MVDR 权值,则波束形状为

$$\mathbf{b}_M(f'_a) = \mathbf{a}_r^H(f'_a) \mathbf{w}_M(f_a) = \frac{\mathbf{a}_r^H(f'_a) \mathbf{R}_M^{-1}(f_a) \mathbf{a}_r(f_a)}{\mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_M^{-1}(f_a) \mathbf{a}_r(f_a)}。 (36)$$

上式中包含的  $\mathbf{R}_M^{-1}(f_a)$  对于  $f_a$  的依赖性是其与一般相控阵雷达区别;但对于全向波束,该依赖的体现不大。噪声能量输出如式(19),而信噪比输出为

$$\begin{aligned} SNR_{\text{out}} &= \beta^2 \mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_M^{-1}(f_a) \mathbf{a}_r(f_a) = \\ &\beta^2 N_s B^2(f_a) \mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_M^{-1}(f_a) \mathbf{a}_r(f_a)。 \end{aligned} (37)$$

根据式(35)和式(37),改善因子为

$$\begin{aligned} IF_M &= \frac{SNR_{\text{out}}}{SNR_{\text{input}}} = \frac{\beta^2 N_s B^2(f_a) \mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_M^{-1}(f_a) \mathbf{a}_r(f_a)}{N_s |\beta B(f_a)|^2} = \\ &\frac{N_s (\mathbf{a}_r^H(f_a) \mathbf{R}_M^{-1}(f_a) \mathbf{a}_r(f_a)) (\sigma_j^2 B(f_j) + \sigma_n^2 B(f_a))}{\sigma_j^2 B(f_j) + \sigma_n^2 B(f_a)}。 \end{aligned} (38)$$

以上推导只考虑了一个干扰信号,当存在多个干扰信号时,通常可以假设不同干扰信号的统计分布是相互独立的,此时不同分量叠加即可实现计算。

## 5 干扰抑制能力的理论分析

对 MIMO 雷达来说,通道干噪比的输出同时取决于干扰所在空间位置的发射信号增益和接收波束增益。由于干扰方向的方向图可以被设置得很小,而当前波束的方向图通常很大,因此, MIMO 信号的干噪比输出要比相控阵雷达的干噪比输出小得多,这意味着对标称频率为  $f_a$  的雷达通道具有更强的干扰抑制能力,而这种干扰抑制能力是通过调整接收段的发射脉冲综合权值所获得的。

从式(13)和式(34)的对比可以看出其差别为

$$JNR_M = JNR_p \cdot B(f_j) / B(f_a)。 (39)$$

从该式的关系可以看出,仅仅通过脉冲压缩操作便可使干扰信号被抑制到较低的程度,如果在干扰方向的信号能量较低能够实现的话。这在实际中可以通过发射置零技术获得解决。

对于接收波束形成操作,对比式(4)和式(23)可以看出,两者的信号模型是相同的,差别只是干扰信号在通过脉冲压缩后的旁瓣可能有所不同而已,因此可以采用相同的算法进行干扰抑制,当接收波束形成位于前端时,所能实现的压缩比是相同的,因此所能实现的干扰抑制能力是相同的,最终输出的信干噪比的差异此时集中体现在后续的脉冲压缩阶段,此时如前所述, MIMO 雷达具有更强的抑制能力。

通过式(39)可以看出,实现更强干扰抑制能力的关键是发射信号能量的分布在干扰处较低,但在实际中这需要首先了解雷达干扰信号的位置并对发射信号和发射能量分布进行针对性的调整。实际中若出现雷达发射的主瓣对准干扰信号的情形,则干扰抑制能力不仅不会增加,而且还会降低。

## 6 数值仿真

假设一个天线阵包含 4 个发射天线和 10 个接收天线,均半波间距排列,相控阵雷达发射波束指向  $0^\circ$  的方向,设计了 4 路信号发射全向信号<sup>[7-8]</sup>, MIMO 雷达发射信号能量在空间的分布如图 2 所示。理想情况下,全相发射信号的增益应该是 4,但是这里的信号设计过程中考虑距离旁瓣的压制,牺牲了一部分波形的正交性,增益在 4 周围有一定的波动。

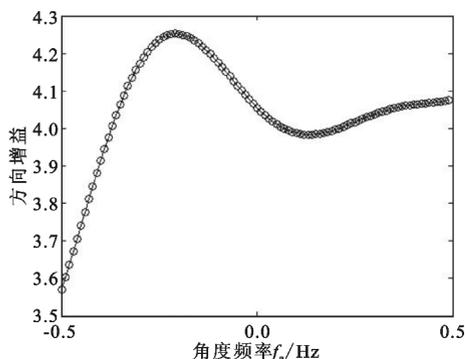


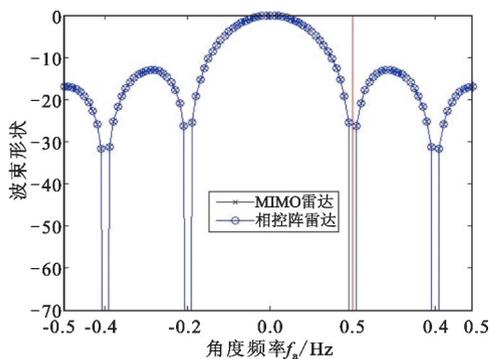
图2 设计 MIMO 雷达信号的方向图增益

Fig.2 Transmit beam pattern of designed MIMO radar waveform

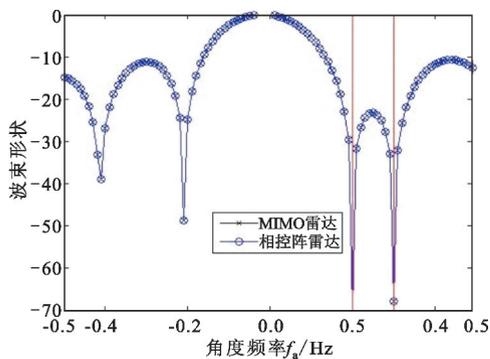
为了公平对比两种体制雷达的性能,均考虑其最优 MVDR 算法的可实现性能,此时能够获得干扰协方差阵的最优估计或者获得无穷多样数,在这种条件下,考虑两种有源压制式干扰的情形:

- (1) 在  $f_a = 0.2$  Hz 处存在一个干扰信号,干扰强度为 20 dB;
- (2) 在  $f_a = 0.2$  Hz  $f_a = 0.3$  Hz 处分别存在一个干扰信号,干扰强度均为 20 dB。

此时两种算法所实现的接收天线波束形状如图 3 所示。



(a) 单个干扰源场景



(b) 两个干扰源场景

图3 两种压制式干扰条件下两种体制雷达的接收波束形状对比图

Fig.3 Receive beam pattern comparison between two kinds of radar in two different jamming circumstances

从图中可以看出,集中式 MIMO 雷达在干扰处所形成的零点位置比相控阵雷达更深,因此具有更强的干扰抑制性能,这点从信号处理以后的改善因子的输出对比可以看出,两种情形下,MIMO 雷达和相控阵雷达的改善因子见表 1。

表 1 两种体制雷达在两种情形下的干扰输出对比  
Tab.1 Interference power output of two radar schemes in two situations

雷达	改善因子/dB	
	干扰环境 1	干扰环境 2
MIMO 雷达	8.97	11.5
相控阵雷达	8.91	8.6

综合以上分析可以看出,集中式 MIMO 雷达在干扰个数较少时优势并不突出,这说明相控阵雷达在抑制单个干扰时能够逼近最优抑制能力,但是当干扰个数较多时,集中式 MIMO 雷达的干扰抑制能力上比相控阵雷达体制而言具有更深的零点深度、更强的干扰抑制能力和更高的信干噪比输出,原因是集中式 MIMO 雷达实际上在脉冲压缩阶段利用了不同方向的目标回波信号具有不同的波形这个信息,实现对干扰抑制能力的进一步提升。

值得注意的是:上述的改善因子并未考虑发射端的能量增益,这种增益对相控阵雷达而言比 MIMO 体制要大得多;改善因子与干扰所在位置、雷达接收通道的指向均有一定的关系,当面临不同的干扰环境和不同的接收通道时,其改善因子是有所不同的,但是 MIMO 雷达的改善因子比相控阵雷达要高这个规律是较为显著的;两种体制的对比均是最优性能的对比,在实际中,由于需要利用样本信号估计协方差阵,估计的误差会降低改善因子。

## 7 结束语

集中式 MIMO 雷达是一种新体制雷达,它通过发射端采用波形分集技术,获得了更多自由度,相对于相控阵雷达增强了干扰抑制能力。虽然目前集中式 MIMO 雷达从理论上和工程上均对其认识有一定的分歧,但通过对系统抗干扰能力的分析,表明集中式 MIMO 雷达可以实现更深的干扰零陷深度、更大的改善因子,获得更强的干扰抑制能力,进一步明确了集中式 MIMO 雷达的优势,对集中式 MIMO 雷达这种新体制雷达的工程应用具有一定的促进作用。

集中式 MIMO 雷达目前多从理论假设模型进行研究,实际中需要考虑的因素较多,包括天线自身波束的调制效应、天线的极化特性的影响等,因此下一步可以结合实际模型对集中式 MIMO 雷达进行更加深入的研究。

#### 参考文献:

- [1] HAIMOVICH A M, BLUM R S, CIMINI L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(1): 116–129.
- [2] BLISS D W, FORSYTHE K W. Multiple-input multiple-output radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]// Proceedings of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Los Angeles; IEEE, 2003: 54–59.
- [3] XU L Z, JIAN L, STOICA P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(3): 927–939.
- [4] STOICA P, JIAN L, YAO X. On probing signal design for MIMO radar signal processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151–4161.
- [5] ZANG H, LIU H. MIMO radar waveform design involving receiving beamforming[C]// Proceedings of 2014 International Radar Conference. Lille, France; IEEE, 2014: 1–4.
- [6] ZHOU S, LIU W. Adaptive MIMO radar target parameter estimation with Kronecker-product structured interference covariance matrix[J]. Signal Processing, 2012, 92(5): 1177–1188.
- [7] CUI G, LI H, RANGASWAMY M. MIMO radar waveform design with constant modulus and similarity constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(2): 343–353.
- [8] TANG J, LUO J, TAO B, Du J S. Target models and waveform design for detection in MIMO radar[J]. Science China, 2014, 57(12): 1–12

#### 作者简介:



李涛(1983—),男,陕西延安人,2011年获博士学位,现为工程师,主要研究方向为雷达信号处理。

LI Tao was born in Yan'an, Shaanxi Province, in 1983. He received the Ph. D. degree in 2011. He is now an engineer. His research concerns radar signal processing.

Email: 23686728@qq.com