

# 波形分集阵雷达抗欺骗式干扰技术

许京伟<sup>1,3</sup>, 廖桂生<sup>1</sup>, 张玉洪<sup>2</sup>, 苏庆祥<sup>3</sup>

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 西安电子科技大学电子工程学院, 陕西西安 710071; 3. 香港城市大学电子工程系, 香港)

**摘要:** 本文从单基地雷达抗干扰的应用需求出发, 分析了现有单基地雷达体制抗干扰的现状以及面临的困难. 针对欺骗式干扰对抗的难题, 提出了基于新体制波形分集阵雷达的抗主瓣方向欺骗式干扰思路, 利用频率分集阵 (Frequency Diverse Array, FDA) 多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 雷达发射维自由度, 实现真实目标和转发假目标在发射维度的区分, 在部分先验知识的条件下, 初步论证了 FDA-MIMO 雷达抗欺骗式干扰特别是主瓣欺骗式干扰的可行性. 同时考虑转发式欺骗干扰在时间维的伪随机特性, 提出了基于多假设检验的干扰样本挑选方法, 大大提高了干扰协方差矩阵的估计性能. 最后给出了 FDA-MIMO 雷达抗主瓣欺骗式干扰的分析与仿真结果.

**关键词:** 波形分集阵; 雷达抗干扰; 主瓣欺骗式干扰; 抗干扰原理; 发射维自由度

**中图分类号:** TN958.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2019)03-0545-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.03.005

## On Anti-jamming Technique with Waveform Diverse Array Radar

XU Jing-wei<sup>1,3</sup>, LIAO Gui-sheng<sup>1</sup>, ZHANG Yu-hong<sup>2</sup>, SO Hing-cheung<sup>3</sup>

(1. National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;  
2. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;  
3. Department of Electronic Engineering, City University of Hong Kong, Hong Kong, China)

**Abstract:** This work is motivated by the increasing demand on anti-jamming techniques in radar systems. The current challenging issues on the anti-jamming task in conventional radar frameworks are outlined. Focused on deceptive jamming countermeasure issue, a novel framework, referred to as waveform diverse array (WDA) radar, is proposed to address the anti-jamming problem. Utilizing the additional degrees-of-freedom (DOFs) in transmit spatial frequency in frequency diverse array (FDA) multiple-input multiple-output (MIMO) radar, the true target and repeated false target can be isolated in the transmit spatial frequency domain. Moreover, this paper investigates the feasibility by using the suggested FDA-MIMO radar to suppress the deceptive jamming signals, even those from the mainlobe direction, with help of some information on true target obtained in earlier detection stage. In consideration of the random distribution of repeated false target in time domain, a jamming signal sample selection approach based on multi-hypothesis test is proposed, which evidently improves the estimation accuracy of jamming covariance matrix. Further analysis and simulation results are provided to confirm the effectiveness of the proposed waveform diverse array technique.

**Key words:** waveform diverse array; radar anti-jamming; mainlobe deceptive jamming; anti-jamming principle; transmit degrees-of-freedom

## 1 引言

当前雷达干扰的形式和样式日益复杂, 特别是同源干扰技术能够形成多维度灵巧调制的欺骗干扰信

号, 对雷达系统的威力和生存能力都提出了严峻的挑战<sup>[1-4]</sup>. 针对主瓣方向的欺骗式干扰信号, 本文提出一种基于波形分集阵的欺骗式干扰对抗方法. 这里的波形分集阵雷达, 是结合频率分集阵 (Frequency Diverse

收稿日期: 2018-03-23; 修回日期: 2018-05-18; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61601339); 香江学者计划 (No. XJ2017027); 航空科学基金 (No. 20160181001); 上海航天科技创新基金 (No. SAST2017-070)

Array, FDA) 和多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 雷达的一种新体制雷达<sup>[5-7]</sup>. FDA 雷达近年来受到人们的广泛关注, 前期的研究主要集中在连续波体制, 分析了其发射方向图的多维周期性<sup>[8-15]</sup>. 实际上, FDA 多天线发射单频步进, 在空间远场形成了距离-角度-时间三维依赖的方向图, 这种时变的方向图与传统雷达的方向图存在较大差异<sup>[16]</sup>. 笔者研究表明, FDA 的发射方向图的距离角度依赖性为发射端的特性, 需要有效地分离发射端信号才能获得距离维可控自由度, MIMO 技术是获取发射自由度的有效手段. 鉴于 FDA-MIMO 雷达发射维包含距离维信息, 因此可以进行更灵活的信号处理. 因此, 本文将 FDA-MIMO 雷达归为波形分集阵雷达中的一种. 应当指出的是, FDA-MIMO 雷达发射维包含的目标距离信息与脉冲雷达回波延迟所表达的目标距离信息, 从信号处理的角度上是有本质区别的. 基于 FDA-MIMO 雷达的欺骗式干扰对抗受到人们的关注<sup>[17-21]</sup>. 文献[21]探讨了 FDA-MIMO 雷达对抗主瓣干扰的问题, 其干扰信号形式中遗漏了在干扰机中的转发延迟时间. 实际上, 若没有目标先验信息的情况下, FDA-MIMO 雷达并不能够分辨真假目标的. 本文分析了欺骗式干扰的信号特征, 给出了对抗主瓣方向欺骗式干扰需要满足的条件.

## 2 波形分集阵雷达基本概念

不失一般性, 考虑发射天线单元数为  $M$ , 接收天线单元数为  $N$ , 忽略天线的单元方向图和阵列误差等因素, 假定发射和接收天线单元为全向辐射、各向同性、均匀一致的, 并且考虑发射和接收都是一维等距线阵. 波形分集阵雷达第  $m$  个发射单元的发射信号形式可以表示为

$$s_m(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \varphi_m(t) \exp\{j2\pi f_0 t\} \quad (1)$$

其中  $\text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_p \\ 0, & \text{else} \end{cases}$  为脉冲调制函数,  $f_0$  为雷达工作频率,  $\varphi_m(t)$  为第  $m$  个发射单元对应的基带调制信号, 表示为

$$\varphi_m(t) = \exp\{j\varphi_m(t) + j\varphi_0\} \quad (2)$$

其中  $\exp\{j\varphi_0\}$  表示初始相位调制. 为了描述方便, 本文采用正交波形假设条件. 特别地, 在 FDA-MIMO 雷达体制下, 可将基带信号的形式进一步表达为

$$\varphi_m(t) = \exp\{j\varphi_m(t) + j2\pi\Delta f(m-1)t\} \quad (3)$$

其中  $\Delta f$  为频率步进量. 对于一个位于距离为  $r$ , 角度为  $\theta$  的点散射目标, 第  $n$  个接收天线单元收到的来自于第  $m$  个发射天线单元的回波信号可以表示为

$$x_{s,m,n}(t - \tau_{m,n}) = \xi_{s0} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_{m,n}}{T_p}\right) \varphi_m(t - \tau_{m,n}) \cdot \exp\{j2\pi f_0(t - \tau_{m,n})\} \quad (4)$$

其中  $\xi_{s0}$  表示包含雷达发射和接收全链路的目标回波信号复系数,  $\tau_{m,n} = \tau_0 - d_T(m-1)\cos\theta/c - d_R(n-1)\cos\theta/c$  表示对应第  $m$  个发射单元和第  $n$  个接收单元的回波时延差,  $d_T$  表示发射天线单元的阵元间距,  $d_R$  表示接收天线单元的阵元间距,  $\tau_0 = 2r/c$  是目标回波的参考延时. 由于 FDA-MIMO 雷达不同的发射天线单元的工作频率不同, 在考虑式(4)远场窄带假设条件下的近似模型时, 频率步进量引入的相位项不可忽视, 式(4)可以近似表示为

$$x_{s,m,n}(t - \tau_0) \approx \xi_{s0} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_0}{T_p}\right) \exp\{j\varphi_m(t - \tau_0)\} \cdot \exp\{j2\pi\Delta f(m-1)(t - \tau_{m,n})\} \cdot \exp\{j2\pi f_0(t - \tau_{m,n})\} \quad (5)$$

第  $n$  个接收天线单元收到的目标回波信号可以近似表示为

$$x_{s,n}(t - \tau_0) \approx \sum_{m=1}^M \xi_{s0} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_0}{T_p}\right) \exp\{j\varphi_m(t - \tau_0)\} \cdot \exp\{j2\pi\Delta f(m-1)(t - \tau_{m,n})\} \cdot \exp\{j2\pi f_0(t - \tau_{m,n})\} \quad (6)$$

该回波信号经过对参考载频的混频处理、对步进频率的数字混频处理、对基带正交波形的匹配处理之后, 在目标所在的距离单元可以将信号表达为矢量形式

$$\mathbf{s} = \xi_s \mathbf{a}(r, \theta) \otimes \mathbf{b}(\theta) \quad (7)$$

其中  $\xi_s$  表示脉冲压缩处理增益的目标回波复系数,  $\mathbf{a}(r, \theta)$  为发射导向矢量,  $\mathbf{b}(\theta)$  为接收导向矢量, 分别为

$$\mathbf{a}(r, \theta) = \left[ 1, \exp\left\{-j4\pi\frac{\Delta f r}{c} + j2\pi\frac{d_T}{\lambda_0}\cos\theta\right\}, \dots, \exp\left\{-j4\pi\frac{\Delta f r}{c}(M-1) + j2\pi\frac{d_T}{\lambda_0}(M-1)\cos\theta\right\} \right]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{b}(\theta) = \left[ 1, \exp\{j2\pi\frac{d_R}{\lambda_0}\cos\theta\}, \dots, \exp\left\{j2\pi\frac{d_R}{\lambda_0}(N-1)\cos\theta\right\} \right]^T \quad (9)$$

其中  $[\cdot]^T$  表示转置运算. 与传统 MIMO 雷达的最大的区别在于, FDA-MIMO 雷达中发射导向矢量中包含了目标信号的距离信息, 这一距离信息与传统意义上由回波的时延确定的距离信息是不同的, 提供了雷达在发射空间域区分不同距离目标的能力.

假定空间远场有  $I$  个干扰机, 第  $i$  个干扰机位于距离为  $r_i$ 、角度为  $\theta_i$  的空间位置, 干扰机截获雷达信号并进行延迟转发, 形成在快时间维上的伪随机分布的  $P$  个假目标干扰信号, 第  $i$  个干扰机产生的第  $p$  个假目标信号, 其对应于第  $m$  个发射天线单元和第  $n$  个接收天线单元的信号形式可以表示为

$$x_{i,m,n}(t - \tau_{0,i,p}) \approx \xi_{i,p} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_{0,i,p}}{T_p}\right) \cdot \exp\{j\varphi_m(t - \tau_{0,i,p})\} \cdot \exp\{j2\pi\Delta f(m-1)(t - \tau_{i,p,m,n})\} \cdot \exp\{j2\pi f_0(t - \tau_{i,p,m,n})\} \quad (10)$$

式中,  $\tau_{0,i,p} = 2r_i/c + \Delta\tau_{i,p}$  是该干扰机产生的第  $p$  个假目标干扰信号的参考延时, 其中  $\Delta\tau_{i,p}$  表示第  $i$  个干扰机产生的第  $p$  个假目标对应的存储延迟;  $\tau_{i,p,m,n} = \tau_{0,i,p} - d_T(m-1)\cos\theta_i/c - d_R(n-1)\cos\theta_i/c$  表示对应第  $m$  个发射单元和第  $n$  个接收单元的回波时延差. 由式(10)可见, 假目标干扰信号的形式与位于距离为  $r_{i,p} = c\tau_{0,i,p}/2$ , 角度为  $\theta_i$  的真实目标信号形式完全一致. 这里给出综合考虑目标信号、干扰和噪声, 匹配滤波后的输出信号形式

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{i}(t) + \mathbf{n}(t) = \xi_s(t)\mathbf{a}(r, \theta) \otimes \mathbf{b}(\theta) + \sum_{i=1}^I \sum_{p=1}^P \xi_{i,p}(t)\mathbf{a}(r_{i,p}, \theta_j) \otimes \mathbf{b}(\theta_j) + \mathbf{n}(t) \quad (11)$$

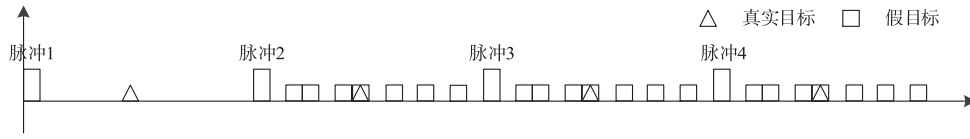


图1 伪随机分布的假目标示意图

如所周知, MIMO 雷达中的多相编码波形, 其模糊函数是图钉形的, 转发的假目标信号必然滞后于真实目标信号. 这里给出一个例子, 雷达脉冲宽度  $2\mu\text{s}$ , 子脉冲宽度  $0.02\mu\text{s}$ , 则形成的假目标与真实目标至少相差

$2\mu\text{s}$ , 即  $300\text{m}$ , 而雷达的距离分辨率为  $3\text{m}$ , 相差 100 个距离门. 因此, 若要有效发挥干扰目标效能, 干扰机通常需估计雷达脉冲重复频率, 形成快时间域上超前和滞后的假目标, 如图 2 所示.

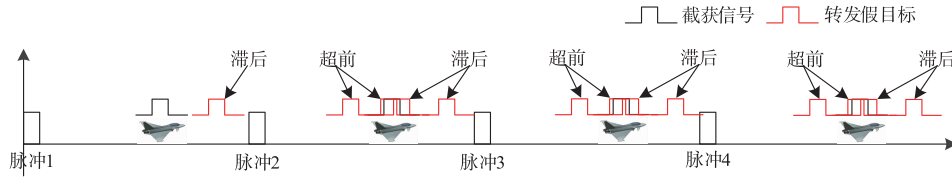


图2 欺骗式假目标产生时序示意图

对于上述自卫式干扰信号, 传统雷达体制下, 真实目标和假目标无法区分. 在本文 FDA-MIMO 雷达体制下, 经过时间延迟后的假目标信号的发射导向向量中包含了延迟时间的信息, 尽管假目标和真实目标在距离上存在超前和滞后的关系, 然假目标在发射导向向量中的等效距离一定大于干扰机的真实距离. 不失一般性, 依据干扰机产生的假目标在雷达回波中的位置, 将假目标分为两类: 位于 I 区的假目标和位于 II 区的假目标, 如图 3 所示. I 区的假目标是由干扰机快速转发出去, 假目标信号与真实目标位于雷达同一个接收脉冲重复时间 (Pulse Repetitive Time, PRT) 之内; II 区的假目标在干扰机内的存储延迟较大, 假目标相比真实目标晚一个或几个 PRT. 本文主要针对 II 区的假目

标信号给出对抗方法.

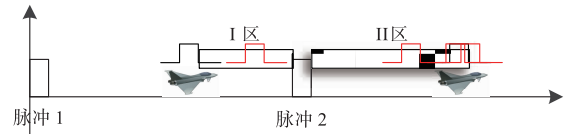


图3 两个时间区间的欺骗式假目标

考虑雷达搜索过程中获得干扰机的先验信息, 包括距离、角度等, 假设干扰机的参数为  $(r_i, \theta_i)$ , 则干扰机后向散射信号对应的发射空间频率和接收空间频率分别为

$$f_{T_i} = -\frac{2\Delta f r_i}{c} + \frac{d_T}{\lambda_0} \cos \theta_i \quad (12)$$

$$f_{Ri} = \frac{d_R}{\lambda_0} \cos \theta_i \quad (13)$$

而经过干扰机存储转发的第  $p$  个假目标信号与位于  $(r_{i,p}, \theta_i)$  的真实目标完全一致,其对应的发射和接收空间频率分别为

$$f_{T_i,p} = -\frac{2\Delta f r_{i,p}}{c} + \frac{d_T}{\lambda_0} \cos \theta_i \quad (14)$$

$$f_{Ri,p} = \frac{d_R}{\lambda_0} \cos \theta_i \quad (15)$$

由此可见,由同一个干扰机转发出来的假目标信号,其接收空间频率相同,并且与干扰机后向散射信号一致.而不同假目标的存储延迟不同,其发射空间频率也不同.本质上,区分干扰机的后向散射信号与转发假目标信号是利用了存储延迟时间的信息.因此,可以考虑对回波信号按距离门进行发射角频率补偿,补偿之后的真实目标与假目标信号对应的发射空间频率可以表达为

$$\tilde{f}_{T_i} = \frac{d_T}{\lambda_0} \cos \theta_i \quad (16)$$

$$\tilde{f}_{T_i,p} = -\frac{2\Delta f r_{i,p}}{c} + \frac{d_T}{\lambda_0} \cos \theta_i \quad (17)$$

其中  $r_u = c/(2f_{PRF})$ ,  $q = 1, 2, \dots$  表示延迟的脉冲数.由此可见,经过补偿后,干扰机产生的假目标信号在发射-接收二维空间频率域是离散分布的,等效距离模糊重数一致的假目标具有相同的空间谱分布.当转发延迟的脉冲数有限时,假目标在二维空间频率域也是离散并且有限的.图4给出了真实目标和假目标的分布示意图.图中分别给出了干扰机后向散射信号(真实目标信号)、延迟1个PRT、延迟2个PRT和延迟3个PRT的假目标的示意图.由图可见,经过发射频率的补偿之后,真实目标在发射-接收二维空间频率域的分布是沿对角线分布的.而假目标由于时间延迟而位于滞后的PRT内,其在发射-接收二维空间频率域的分布也不同于真实目标信号.

基于上述对真实目标和欺骗式假目标的形成机理与信号特性的分析,可以在发射-接收二维空间频率域采用二维波束形成技术实现假目标的抑制.基于匹配滤波的二维波束形成器的权值可表示为

$$\mathbf{w}_{MF} = \mathbf{a}(\hat{f}_T) \otimes \mathbf{b}(\hat{f}_R) \quad (18)$$

相应的参数由于干扰机的估计参数确定,即  $\hat{f}_T = \frac{d_T}{\lambda_0} \cos \hat{\theta}$ ,

$\hat{f}_R = \frac{d_R}{\lambda_0} \cos \hat{\theta}$ .上述二维波束形成器是在补偿后进行的,

因此二维匹配滤波器的权向量与距离参数无关,仅依赖于角度参数的估计.值得注意的是,基于匹配滤波的二维波束形成器性能受很多因素的影响,基于数据的

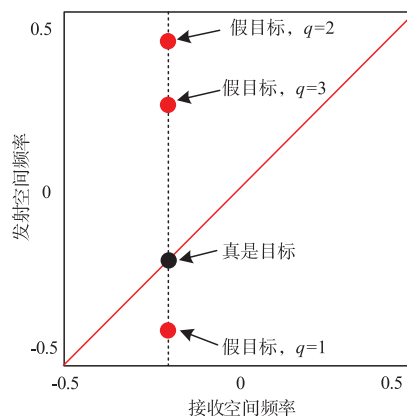


图4 真实目标和假目标的分布示意图

自适应波束形成器是克服误差因素的有效手段,其中基于最小无失真响应 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 准则的波束形成器为

$$\min_{\mathbf{w}_{AMF}} E \{ |\mathbf{w}_{AMF}^H \bar{\mathbf{x}}|^2 \} \quad (19)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{w}_{AMF}^H [\mathbf{a}(\hat{f}_T) \otimes \mathbf{b}(\hat{f}_R)] = 1$$

其中  $\bar{\mathbf{x}}$  为补偿后的数据,  $E\{\cdot\}$  表示数学期望,上标H表示共轭转置.自适应波束形成的性能与假目标的协方差矩阵估计性能息息相关,实际雷达回波中,可能存在地面杂波、压制式干扰等因素,可以认为杂波和压制干扰在距离维是独立同分布的.然而由于欺骗式假目标在距离维的分布通常是伪随机的,假目标协方差矩阵的估计也与杂波或压制式干扰有所不同.其样本挑选可以描述为多假设检验问题,即

$$\begin{aligned} H_0: \bar{\mathbf{x}}(t) &= \bar{\mathbf{n}}(t) \\ H_1: \bar{\mathbf{x}}(t) &= \bar{\mathbf{s}}(t) + \bar{\mathbf{n}}(t) \\ H_2: \bar{\mathbf{x}}(t) &= \bar{\mathbf{i}}(t) + \bar{\mathbf{n}}(t) \\ H_3: \bar{\mathbf{x}}(t) &= \bar{\mathbf{s}}(t) + \bar{\mathbf{i}}(t) + \bar{\mathbf{n}}(t) \end{aligned} \quad (20)$$

其中,  $\bar{\mathbf{n}}(t)$  为包含杂波、压制式干扰和高斯噪声的分量,  $\bar{\mathbf{s}}(t)$  为目标分量,  $\bar{\mathbf{i}}(t)$  为假目标分量.上述多假设检验问题的检测器数据决策可构造为

$$H^* = \arg \max_{0 \leq i \leq 3} P(\bar{\mathbf{x}}(t) | H_i) P(H_i) \quad (21)$$

**推论** 当多假设检验问题中信号特征差异越大,多假设检验的误警率越低,反之则高.

**证明** 考虑多假设检验问题中有  $L$  个假设情况

$$\begin{aligned} H_0: \mathbf{y} &= \boldsymbol{\mu}_0 + \mathbf{n} \\ H_1: \mathbf{y} &= \boldsymbol{\mu}_1 + \mathbf{n} \\ &\vdots \\ H_{L-1}: \mathbf{y} &= \boldsymbol{\mu}_{L-1} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (22)$$

其中  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  为接收数据,  $\boldsymbol{\mu}_i, i = 0, \dots, L-1$  表示  $L$  个假设情况的均值,  $\mathbf{n}$  为复数高斯白噪声.对于第  $i$  个假设情况,有概率密度函数

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{H}_i) = \left(\frac{1}{\pi\sigma^2}\right)^N \exp\left\{-\frac{1}{\sigma^2}(\mathbf{y}-\boldsymbol{\mu}_i)^H(\mathbf{y}-\boldsymbol{\mu}_i)\right\} \quad (23)$$

多假设检验的误警率可以表示为

$$P_{\text{err}} = \sum_{i=0}^{L-1} P(H^* \neq H_i | H_i) p(H_i) \leq \sum_{i=0}^{L-1} p(H_i) \sum_{j=0, j \neq i}^{L-1} P_F(H_i, H_j) \quad (24)$$

其中  $P_F(H_i, H_j) = P(H^* = H_j | H_i)$ . 由切诺夫界<sup>[22]</sup>可得

$$P_F(H_i, H_j) \leq \exp\{\mu_{i,j}(s) - s\gamma_{i,j}\} \quad (25)$$

这里  $0 \leq s \leq 1$ ,  $\gamma_{i,j} = \ln \frac{p(H_i)}{p(H_j)}$  为门限,  $\mu_{i,j}(s) = \ln \int_{\mathcal{C}^N} [p(\mathbf{y} | H_j)]^s [p(\mathbf{y} | H_i)]^{1-s} d\mathbf{y}$ . 考虑各个假设情况具有相同的先验概率, 即  $p(H_i) = \frac{1}{L}$ ,  $0 \leq i \leq L-1$ , 则有  $\gamma_{i,j} = 0$ , 因此可得

$$P_{\text{err}} \leq \sum_{i=0}^{L-1} \frac{1}{L} \sum_{j=0, j \neq i}^{L-1} P_F(H_i, H_j) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0, j \neq i}^{L-1} P_F(H_i, H_j) = \frac{1}{L} \sum_{0 \leq i \neq j \leq L-1} P_F(H_i, H_j) \leq \frac{1}{L} \sum_{0 \leq i \neq j \leq L-1} \exp\{\mu_{i,j}(s)\} \quad (26)$$

将概率密度函数带入, 可得

$$\begin{aligned} \mu_{i,j}(s) &= \ln \int_{\mathcal{C}^N} [p(\mathbf{y} | H_j)]^s [p(\mathbf{y} | H_i)]^{1-s} d\mathbf{y} \\ &= \ln \int_{\mathcal{C}^N} \left(\frac{1}{\pi\sigma^2}\right)^N \exp\left\{-\frac{s}{\sigma^2}(\mathbf{y}-\boldsymbol{\mu}_j)^H(\mathbf{y}-\boldsymbol{\mu}_j)\right\} \\ &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{1-s}{\sigma^2}(\mathbf{y}-\boldsymbol{\mu}_i)^H(\mathbf{y}-\boldsymbol{\mu}_i)\right\} d\mathbf{y} \\ &= \frac{1}{\sigma^2} [s\|\boldsymbol{\mu}_j + (1-s)\boldsymbol{\mu}_i\|^2 - s\|\boldsymbol{\mu}_j\|^2 - (1-s)\|\boldsymbol{\mu}_i\|^2] \end{aligned} \quad (27)$$

取值  $s = 0.5$ , 带入上式可得, 并带入式(25)可得,

$$P_{\text{err}} \leq \frac{1}{L} \sum_{0 \leq i \neq j \leq L-1} \exp\{\mu_{i,j}(s)\} = \frac{2}{L} \sum_{0 \leq i \neq j \leq L-1} \exp\left\{-\frac{1}{4\sigma^2}\|\boldsymbol{\mu}_i - \boldsymbol{\mu}_j\|^2\right\} \quad (28)$$

由式(28)可见, 不同假设情况的均值差异越大, 多假设检验的误警率越低. 证毕.

本文从工程实现角度给出一种基于正交投影的主瓣方向假目标样本挑选方法. 首先在发射-接收二维空间频率域构造接收主瓣区域的子空间, 即为

$$\mathbf{U} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{b}(\hat{f}_R) \quad (29)$$

由此构造接收主瓣区域的投影矩阵为  $\mathbf{P} = \mathbf{U}(\mathbf{U}^H \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H$ , 则主瓣方向的信号功率作为检测统计量

$$\mathbf{Y}(\bar{\mathbf{x}}(t)) = \|\mathbf{P}^H \bar{\mathbf{x}}(t)\|^2 = \bar{\mathbf{x}}^H(t) \mathbf{P} \bar{\mathbf{x}}(t) \quad (30)$$

通常可以设计检测门限为噪声功率的一定倍数 (比如 10 倍) 值. 实际应用中, 需要根据杂波和干扰的

统计特性设计相应的样本挑选方法, 合理处理回波功率随距离变化的问题.

## 4 实验分析

本节通过仿真数据进行实验分析. 假定雷达主瓣方向存在一个干扰机 (也是感兴趣的目标), 干扰机截获雷达信号并进行转发, 转发的假目标位于下一个接收脉冲内. 仿真参数如表 1 所示.

表 1 雷达仿真参数

参数	参数值	参数	参数值
工作频率	1GHz	脉冲重复频率	10kHz
频率步进量	10.5kHz	脉冲数	100
发射阵元数	10	接收阵元数	10
发射阵元间距	0.15m	接收阵元间距	0.15m
SNR	5dB	目标角度	0°
目标距离	10km	目标速度	100m/s
假目标个数	4	假目标 JNR	10dB
假目标速度调制	无	假目标时延调制	[50, 80, 110, 130] μs

### 4.1 补偿前后的功率谱分析

如前所述, 假目标在距离维的分布是不可预测的. 利用所有距离门的样本数据进行协方差矩阵估计时, 由于样本不满足独立同分布特性, 因此估计的协方差矩阵存在较大误差, 特别是当假目标样本在训练样本中占的比重很小时, 估计的协方差矩阵中对假目标部分存在功率欠估计的问题, 将会造成假目标抑制性能损失. 图 5 给出了接收主瓣方向补偿前后的功率谱仿真对比结果. 如图所示, 采用挑选的训练样本进行估计时, 可以逼近真实的假目标功率谱, 而采用未经样本挑选的训练数据估计得到的协方差, 假目标功率欠估计明显. 实际中, 假目标的功率与目标功率相当, 而目标信号在远距离时信噪比较低, 若不做样本挑选, 则假目标信号的抑制性能将受到严重影响.

### 4.2 输出信干噪比性能分析

图 6 给出了输出信干噪比随频率步进量的变化仿真结果. 由图可见, 非自适应的波束形成器在存在干扰时性能损失严重, 一方面假目标造成严重的虚警, 另一方面, 压制式干扰造成输出的噪声电平太高, 目标检测概率大大降低. 基于未经样本挑选的协方差矩阵估计技术得到的波束形成器性能呈现波动现象, 相比采用样本挑选的方法性能损失达 5dB, 实际中, 改性能损失与假目标的功率、假目标样本占总样本量的比例等诸多因素有关. 需要说明的是, 在没有误差的情况下, 选择合适的频率步进量也可以提高抗干扰的性能. 基于样本挑选的协方差矩阵估计能够逼近真实协方差矩阵, 因此, 性能损失较小. 考虑到实际中存在诸多误差因素, 采用稳健的波束形成技术, 在保证性能损失不大的情况下 (相对最优值损失在 3dB 范围之内), 可应对

主瓣指向估计误差、阵列幅相误差等非理想因素.

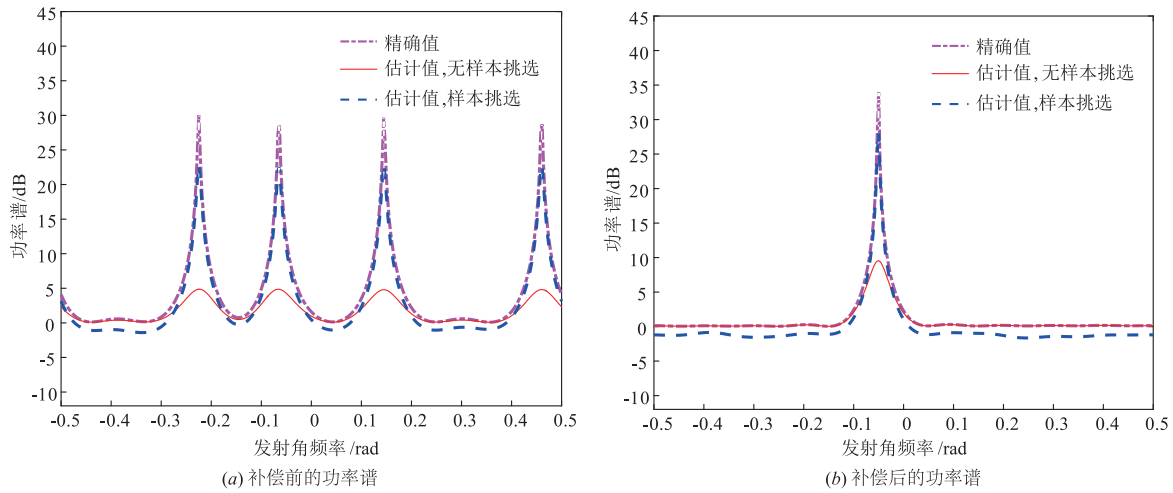


图5 接收主瓣方向对应的发射维功率谱特性

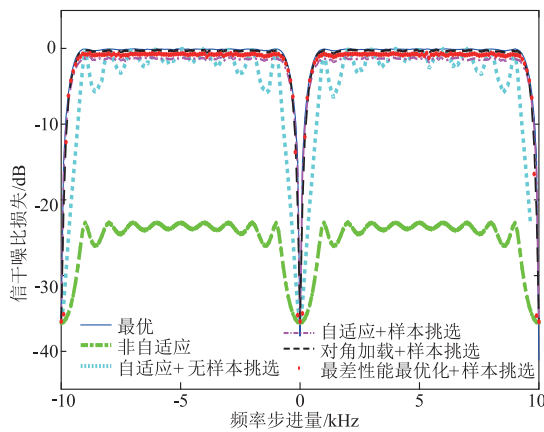


图6 输出信干噪比损失随频率步进量的变化

## 5 结论

发射波形分集技术是从发射端解决雷达系统的问题,本文主要阐述了基于 FDA-MIMO 雷达对抗欺骗式干扰的原理,以及在实际应用的限制条件,分析了其对抗跨周期(一个或多个均可)的转发式欺骗式干扰的可行性.采用接收主瓣方向的子空间投影和信号功率检测实现样本挑选,提供了解决假目标伪随机分布问题的有效思路.

### 参考文献

- [1] Geng Z, Deng H, Himed B. Adaptive radar beamforming for interference mitigation in radar-wireless spectrum sharing[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(4): 484–488.
- [2] Zhou C, Liu Q, Chen X. Parameter estimation and suppression for DRFM-based interrupted sampling repeater Jammer [J]. IET Radar Sonar Navigation, 2018, 12(1): 56–63.
- [3] Xiang Z, Chen B, Yang M. Transmitter/receiver polarization optimization based on oblique projection filtering for mainlobe interference suppression in polarimetry multiple-input-multiple-output radar[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2018, 12(1): 137–144.
- [4] Xiong W, Wang X, Zhang G. Cognitive waveform design for anti-velocity deception jamming with adaptive initial phases[A]. Proceedings of IEEE Radar Conference [C]. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2016. 1–5.
- [5] Xu J, Liao G, Zhu S, Huang L, So H C. Joint range and angle estimation using MIMO radar with frequency diverse array[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(13): 3396–3410.
- [6] Xu J, Liao G, So H C. Space-time adaptive processing with vertical frequency diverse array for range-ambiguous clutter suppression[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(9): 5352–5364.
- [7] Xu J, Liao G, Zhang Y, Ji H, Huang L. An adaptive range-angle-Doppler processing approach for FDA-MIMO radar using three-dimensional localization[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2017, 11(2): 309–320.
- [8] Antonik P. An Investigation of A Frequency Diverse Array [D]. UK: University College London, 2009.
- [9] Antonik P, Wicks M C, Griffiths H D, Baker C J. Frequency diverse array radars[A]. Proceedings of IEEE Radar Conference [C]. Verona, NY, USA: IEEE, 2006. 215–217.
- [10] Secmen M, Demir S, Hizal A, Eker T. Frequency diverse array antenna with periodic time modulated pattern in range and angle[A]. Proceedings of IEEE Radar Conference [C]. Boston, MA, USA: IEEE, 2007. 427–430.

- [11] Huang J J, Tong K F, Baker C J. Frequency diverse array: Simulation and design [A]. Proceeding of IEEE Radar Conference [C]. Pasadena, CA, USA: IEEE, 2009. 1 - 4.
- [12] Sammartino P F, Baker C J. Developments in the frequency diverse bistatic system [A]. Proceedings of IEEE Radar Conference [C]. Pasadena, CA, USA: IEEE, 2009. 1 - 5.
- [13] Sammartino P F, Baker C J, Griffiths H D. Frequency diverse MIMO techniques for radar [J]. IEEE Transactions Aerospace Electronic Systems, 2013, 49(1): 201 - 222.
- [14] Wang W Q. Range-angle dependent transmit beampattern synthesis for linear frequency diverse arrays [J]. IEEE Transactions on Antennas Propagation, 2013, 61(8): 4073 - 4081.
- [15] Eker T, Demir S, Hizal A. Exploitation of linear frequency modulated continuous waveform (LFMCW) for frequency diverse arrays [J]. IEEE Transactions on Antennas Propagation, 2013, 61(7): 3546 - 3553.
- [16] 许京伟, 朱圣棋, 廖桂生, 张玉洪. 频率分集阵雷达技术探讨 [J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 167 - 182.  
Xu J, Zhu S, Liao G, Zhang Y. An overview of frequency diverse array radar technology [J]. Journal of Radars, 2018, 7(2): 167 - 182. (in Chinese)
- [17] Xu J, Zhu S, Liao G. Space-time-range adaptive processing for airborne radar systems [J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(3): 1602 - 1610.
- [18] Wen C, Peng J, Zhou Y, Wu J. Enhanced three-dimensional joint domain localized STAP for airborne FDA-MIMO radar under dense false-target jamming scenario [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(10): 4154 - 4166.
- [19] Li Z, Zhang Y, Ge Q, Xue B. A robust deceptive jamming suppression method based on covariance matrix reconstruction with frequency diverse array MIMO radar [A]. IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing [C]. Xiamen, China: IEEE, 2017. 1 - 5.
- [20] Xu J, Kang J, Liao G, So H. Mainlobe deceptive jammer suppression with FDA-MIMO radar [A]. Proceedings of IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM) [C]. Sheffield, UK: IEEE, 2018. 504 - 508.
- [21] Xu J, Liao G, Zhu S, So H. Deceptive jamming suppression with frequency diverse MIMO radar [J]. Signal Processing, 2015, 113: 9 - 17.
- [22] Van Trees H L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I [M]. New York: Wiley-Interscience, 2001.

#### 作者简介



**许京伟 (通信作者)** 男, 1987 年生于山东日照, 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室副教授, 主要研究方向为雷达系统建模, 多通道阵列信号处理, 空时自适应处理, 波形分集阵雷达 (包括频率分集和空时编码) 等。  
E-mail: xujingwei1987@163.com



**廖桂生** 男, 1963 年 6 月生于广西桂林, 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室教授, 博士生导师。国家自然科学基金委创新群体负责人、国家杰出青年科学基金获得者、教育部长江学者特聘教授、长江学者奖励计划创新团队“雷达信号处理”负责人、入选首批“新世纪百千万人才工程国家级人选”、陕西省有突出贡献专家, 享受国务院政府特殊津贴。现任电子工程学院院长。现主要从事雷达探测系统设计与信号处理技术研究, 包括新体制阵列雷达技术、雷达通信一体化技术等。

E-mail: liaogs@xidian.edu.cn



**张玉洪** 男, 1958 年 5 月生于江苏, 现为西安电子科技大学特聘教授。主要研究方向为阵列信号处理、微波遥感与成像、信号建模与仿真、波形分集技术等。

E-mail: yuhzhang@xidian.edu.cn



**苏庆祥** 男, 1968 年 6 月生于中国香港, 现为香港城市大学电子工程系教授, IEEE Fellow, 主要研究方向为信号处理理论与方法、频谱分析与参数估计等。

E-mail: heso@ee.cityu.edu.hk