MIMO双基地机载雷达距离模糊杂波抑制方法

王宇卓 朱圣棋* 许京伟
(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：正侧视阵MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)双基地雷达系统具有严重的距离依赖问题和杂波谱展宽现象，该文分析其杂波特性，提出了一种距离模糊杂波抑制方法。该方法在传统的MIMO双基雷达中引入距离相关的相位项，从而提供额外的自由度，通过该相位项的距离信息实现不同距离的杂波分离，并进一步对其进行有效抑制。从而解决了双基地预警雷达大场景下地面杂波距离杂波模糊的问题，仿真结果显示该方法的正确性，并且和已有的DW(Doppler Warping)距离模糊杂波抑制方法进行比较，使用IF(Improve Factor)谱线对抑制结果进行对比，显示该方法有更优的性能。

关键词：多输入多输出雷达；双基地体制；频率分集阵列；距离模糊杂波抑制
中图分类号：TN958 **文献标识码**：A **文章编号**：2095-283X(2018)02-0202-10
DOI: 10.12000/JR18016

引用格式：王宇卓, 朱圣棋, 许京伟. MIMO双基地机载雷达距离模糊杂波抑制方法[J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 202–211. DOI: 10.12000/JR18016.

Reference format: Wang Yuzhuo, Zhu Shengqi, and Xu Jingwei. A range-ambiguous clutter suppression method for MIMO bistatic airborne radar[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 202–211. DOI: 10.12000/JR18016.

A Range-ambiguous Clutter Suppression Method for MIMO Bistatic Airborne Radar

Wang Yuzhuo Zhu Shengqi Xu Jingwei
(*National Laboratory of Radar Signal Processing*, *Xidian University*, *Xi'an* 710071, *China*)

Abstract: The ground clutter of sidelooking Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) bistatic radar has severe problems of range-dependence and clutter spectrum spreading. In this paper, the clutter characteristics of bistatic airborne radars are analyzed and a method of range-ambiguous clutter suppression is proposed. This method employs the range-dependent phase term in the traditional MIMO bistatic radar to provide extra degrees of freedom. The range information of the phase term enables clutter separation with different ranges and consequent suppression. Thus, a range-ambiguous clutter suppression for bistatic airborne early warning radars is achieved. The simulation results show the accuracy of the method. By a comparison with the existing Doppler Warping (DW) and clutter suppression method with the Improved Factor (IF) line, the results showed that the method has better performance, which proved the effectiveness of ambiguous clutter suppression in MIMO bistatic radars.

Key words: MIMO radar; Bistatic system; Frequency diverse array; Range ambiguity clutter suppression

1 引言

双基地雷达具有良好的特性以应对传统单基地雷达所面临的“四大威胁”：电子干扰、超低空突防、反辐射导弹、隐身武器，因此在现代军事领域双基地雷达被美、俄、英等越来越多的国家应用在机载、车载、陆基等雷达系统中，用于完善现有雷达系统的侦测、监视和跟踪功能[1]，在成像[2]，海洋高度测量[3]方向也有大量的工作成果，而MIMO

收稿日期：2018-02-10；改回日期：2018-04-20；网络出版：2018-04-28
*通信作者： 朱圣棋 zhushengqi8@163.com
基金项目：国家自然科学基金委创新研究群体项目(61621005)，国家重点研发计划“战略性国际科技创新合作”重点专项(2016YFE0200400)，陕西省国际科技合作重点研发计划(2017KW-ZD-12)
Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China Innovation Research Group Project (61621005), The National Key R&D Program of China (2016YFE0200400), The Key R&D Program of Shaanxi Province (2017KW-ZD-12)

双基地雷达作为一种新型雷达，优化了传统双基地雷达的性能。相比传统双基地雷达，MIMO双基地雷达提高了雷达的目标参数估计精度并且由于MIMO体系的正交波形在空间形成较宽的波束，简化了双基地雷达空间同步问题，同时因为信号的相互独立性，MIMO双基地雷达信号有更低的截获概率。但是由于机载双基地雷达杂波具有距离依赖性，MIMO双基地雷达依然无法改善距离模糊杂波引起的多普勒频率展宽的问题，其与传统相控阵双基地雷达都会因距离模糊杂波而性能下降，因此距离模糊非均匀杂波[4,5]仍旧是MIMO双基地雷达面临的一个重要问题。

对于由于杂波依赖性而导致的性能下降，已存在的方法有多普勒频移补偿法(Doppler Warping, DW)[6,7]和角度多普勒补偿法(Angle Doppler Compensation, ADC)[8]。DW将非均匀杂波在主瓣方向上进行杂波的多普勒维平移，ADC则是在角度维和多普勒维2维进行平移，但因为平移后多重距离模糊杂波依旧重叠在一起，所以该方法改善效果有限，且当存在多重距离模糊时由于算法稳健性难以保证，所以导致杂波对齐后杂波抑制效果不明显。2006年，Antonik等人[9–11]提出了频率分集阵列(Frequency Diverse Array, FDA)的概念，FDA雷达通过添加阵元载频间的微小增量，空间频率相位增加了距离耦合的相位分量，使得角度距离维的波束指向随距离的变化而发生周期性的改变，从而在距离域增加了额外的自由度，在杂波抑制方面，FDA的特性使得多重距离模糊信号可以在距离的维度被加以区分。

本文将讨论一种新的MIMO双基地雷达体系FDA-MIMO双基地雷达，通过相邻阵元发射频率设置微小的频率增量，并且在发射时加入相互正交的波形，将距离耦合相位分量引入双基地雷达中，该方法使用距离耦合的相位实现不同距离的距离模糊杂波在角度维实现分离，从而起到距离模糊杂波抑制效果，用以解决MIMO双基地雷达中距离模糊杂波的多普勒展宽问题[12,13]，仿真结果显示该方法能够改善双基地雷达因距离模糊杂波引起的性能下降现象，且性能优于DW技术。

2　FDA-MIMO双基地雷达信号模型

在传统MIMO双基地雷达系统中，由于脉冲周期长度的限制，位于相应位置不同距离环的模糊杂波在回波信号中会重叠在一起，导致杂波展宽现象严重，雷达性能下降，这是原系统的不足之处。针对上述问题，本文将在传统MIMO的基础上进行改进。本节将给出FDA-MIMO双基地雷达的基本模型[14,15]，分析其信号模型的变化。

图1为双基地雷达的几何结构示意图，在(x, y, z)坐标系中，发射阵列在$(B_{\mathrm{L}}, 0, h_{\mathrm{t}})$处，接收阵列在$(0, 0, h_{\mathrm{r}})$处，$h_{\mathrm{t}}$和$h_{\mathrm{r}}$分别为发射接收机载平台的高度，$B_{\mathrm{L}}$为基线长度，且阵列均为正侧视阵，目标$c_i$与发射端距离设为$R_{\mathrm{t}}$，目标距接收端距离设为$R_{\mathrm{r}}$，目标和发射阵列夹角设为$\psi_{\mathrm{t}}$，和接收阵列夹角设为$\psi_{\mathrm{r}}$，发射阵列阵元数为$M$，接收阵列阵元数为$N$。在原双基地MIMO雷达的基础上，FDA-MIMO双基地雷达将每一个发射阵列阵元的发射频率f_0依次累加相同的频率增量Δf，即：

$$f_m = f_0 + m\Delta f,\ m = 0, 1, \cdots, M-1 \tag{1}$$

其中，m表示发射阵元的编号，f_0是参考频率，Δf是频率增量，且要求$\Delta f << f_0$。与传统MIMO双基地雷达信号形式相似，由式(1)得到FDA-MIMO双基地雷达第m通道发射信号为$\hat{x}_m(t) = s_m(t)$

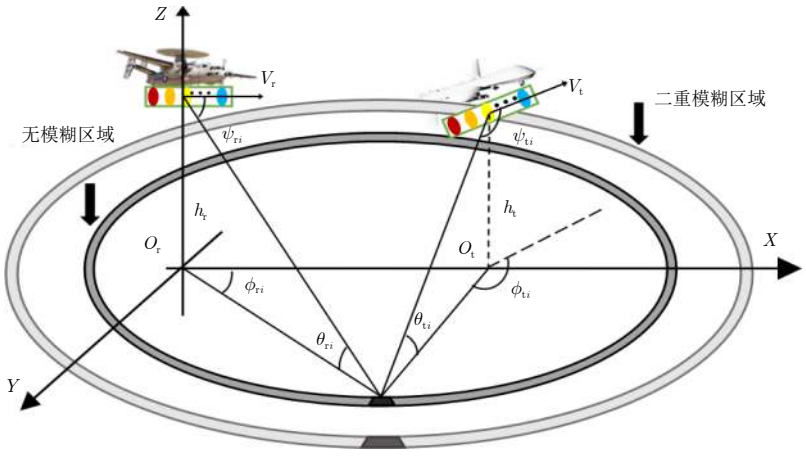


图 1 FDA-MIMO双基地雷达几何结构示意图

Fig. 1　Geometric schematic diagram of FDA-MIMO bistatic radar

$.\exp(\mathrm{j}2\pi f_m t), m=0,1,2,\cdots M-1$，可以看出与传统MIMO双基地雷达不同的是不同通道的频率由f变为f_m。其中，$s_m(t)$为正交波形，其满足正交条件：

$$\int_{T_\mathrm{p}} s_i(t)s_j^{\mathrm{H}}(t)\mathrm{d}t=\begin{cases}1, & i=j\\ 0, & i\neq j\end{cases} \tag{2}$$

式中，T_p为发射脉冲宽度，H表示共轭转置运算符。

到达目标时窄带信号为$\tilde{x}(t,\psi_\mathrm{t},R_\mathrm{t})=\sum_{m=0}^{M-1}s_m(t)\exp\left(\mathrm{j}2\pi f_m\left(t-\frac{R_\mathrm{t}-md_\mathrm{t}\cos\psi_\mathrm{t}}{c}\right)+f_{m\mathrm{d}}t\right)+\tilde{n}_\mathrm{c}$，其中$m$=0, 1, …, M–1, R_t为目标与发射端的距离，d_t为发射阵列阵元间距，ψ_t为目标和发射阵列夹角，$\tilde{n}_\mathrm{c}$表示传播过程中的高斯白噪声，$f_{m\mathrm{d}}$为对应于发射平台频率f_m引起的多普勒频率偏移。信号达到目标后经过目标反射，被接收端阵列进行接收，通过MIMO正交波形滤波处理，实现不同通道信号分离。

图2中x_n表示第n个接收通道接收的回波信号，s_m^{H}表示第m个发射通道所对应的正交波形的共轭转置，则经过式(2)的正交波形积分和匹配滤波后，在FDA-MIMO双基地雷达第k个脉冲第m个通道发射第n个通道接收的回波信号为：

$$\begin{aligned}x_{mnk}(R_\mathrm{t}+R_\mathrm{r},\psi_\mathrm{t},\psi_\mathrm{r},v,k)&=\rho_{mn}\exp\left\{\mathrm{j}2\pi f_m\left(-\frac{R_\mathrm{t}-md_\mathrm{t}\cos\psi_\mathrm{t}}{c}-\frac{R_\mathrm{r}-nd_\mathrm{r}\cos\psi_\mathrm{r}}{c}\right)+\mathrm{j}2\pi f_{m\mathrm{d}}/f_{\mathrm{prf}}k\right\}+\tilde{n}_\mathrm{c}\\&=\rho_{mn}\exp\left\{\mathrm{j}2\pi f_m\left(-\frac{R_\mathrm{t}+R_\mathrm{r}}{c}+\frac{md_\mathrm{t}\cos\psi_\mathrm{t}}{c}+\frac{nd_\mathrm{r}\cos\psi_\mathrm{r}}{c}\right)+\mathrm{j}2\pi f_{m\mathrm{d}}k\right\}+\tilde{n}_\mathrm{c}\\&=\rho_{mn}\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi f_m\frac{R_\sum}{c}+\mathrm{j}2\pi f_m\left(\frac{md_\mathrm{t}\cos\psi_\mathrm{t}}{c}+\frac{nd_\mathrm{r}\cos\psi_\mathrm{r}}{c}\right)+\mathrm{j}2\pi f_{m\mathrm{d}}k\right\}+\tilde{n}_\mathrm{c}\end{aligned} \tag{3}$$

其中，ρ_{mn}为照射目标对应的散射系数，R_r表示目标与接收端的距离，d_r为接收阵列阵元间距，ψ_r是目标和接收阵列夹角，$R_\sum=R_\mathrm{t}+R_\mathrm{r}$表示发射阵元和接收阵元到目标的距离和，$f_{m\mathrm{d}}$表示频率$f_{m\mathrm{d}}$对应的归一化多普勒频率，即$f_{m\mathrm{d}}=\frac{v_\mathrm{t}}{cf_\mathrm{r}}f_m\cos\psi_\mathrm{t}+\frac{v_\mathrm{r}}{cf_\mathrm{r}}f_m\cos\psi_\mathrm{r}=\frac{v_\mathrm{t}}{\lambda_m cf_\mathrm{r}}\cos\psi_\mathrm{t}+\frac{v_\mathrm{r}}{\lambda_m f_\mathrm{r}}\cos\psi_\mathrm{r}$，由于$\Delta f<<f_0$，所以这里$\lambda_m\approx\lambda_0$, $f_{m\mathrm{d}}\approx f_\mathrm{d}=\frac{v_\mathrm{t}}{\lambda_0 cf_\mathrm{r}}\cos\psi_\mathrm{t}+\frac{v_\mathrm{r}}{\lambda_0 f_\mathrm{r}}\cos\psi_\mathrm{r}$ [14,16]。式(3)中设$\phi_n=-2\pi f_m\frac{R_\sum}{c}$，则有：

$$\Delta\phi_m=\phi_m-\phi_0=-2\pi m\Delta f\frac{R_\sum}{c} \tag{4}$$

所以式(4)可进一步表示为：

$$\begin{aligned}x_{mnk}(R_\mathrm{t}+R_\mathrm{r},\psi_\mathrm{t},\psi_\mathrm{r},v,k)&=\rho_{mn}\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi f_m\frac{R_\sum}{c}+\mathrm{j}2\pi f_m\left(\frac{md_\mathrm{t}\cos\psi_\mathrm{t}}{c}+\frac{nd_\mathrm{r}\cos\psi_\mathrm{r}}{c}\right)+\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{d}k\right\}+\tilde{n}_\mathrm{c}\\&=\Gamma_0\cdot\rho_{mn}\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi m\Delta f\frac{R_\sum}{c}+\mathrm{j}2\pi f_m\left(\frac{md_\mathrm{t}\cos\psi_\mathrm{t}}{c}+\frac{nd_\mathrm{r}\cos\psi_\mathrm{r}}{c}\right)+\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{d}k\right\}+\tilde{n}_\mathrm{c}\end{aligned} \tag{5}$$

其中Γ_0为各项包含f_0的共有项：

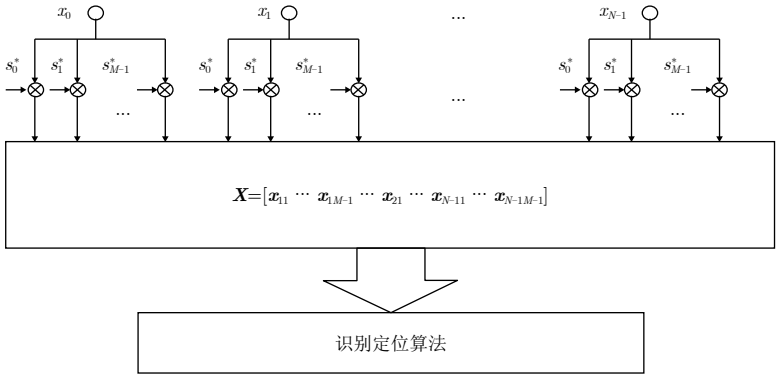


图 2 接收信号处理框图

Fig. 2 Block diagram of receiving signal processing

$$\Gamma_0=\exp\left[\mathrm{j}\phi_0\right]=\exp\left[-\mathrm{j}2\pi f_0\frac{R_{\sum}}{c}\right] \tag{6}$$

相干处理脉冲数为K，接收阵元发射阵元分别为M和N，接收信号的空时快拍表示为：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}&=\Gamma_0\boldsymbol{\rho}\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}})\otimes\{\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}})\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{at}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{at}})\}+\tilde{n}_{\mathrm{c}}\\&=\Gamma_0\boldsymbol{\rho}\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}})\otimes\left\{\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}})\odot\left(\boldsymbol{P}_{N1}\otimes[\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R}})\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}})]^{\mathrm{T}}\right)\right\}\\&\quad+\tilde{n}_{\mathrm{c}}\end{aligned} \tag{7}$$

其中，T表示转置符号，$\boldsymbol{\rho}\in\mathbb{C}^{NMK\times1}$为照射目标对应的散射系数。式(7)中

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(f_{\mathrm{d}})=[1,&\exp\{\mathrm{j}2\pi\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}}\},\exp\{\mathrm{j}2\pi2\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}}\},\cdots,\\&\exp\{\mathrm{j}2\pi\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}}(K-1)\}]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{8}$$

式(8)为多普勒频移对应的相位增量。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}(f_{\mathrm{R}})=\Bigg[&1,\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum}}{c}\Delta f\right\},\\&\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum}}{c}2\Delta f\right\},\cdots,\\&\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum}}{c}(M-1)\Delta f\right\}\Bigg]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{9}$$

式(9)为发射导向矢量中距离导向矢量，其因频率步进量而产生的与距离耦合的相位分量。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}(f_{\mathrm{t}})=[1,&\exp\{\mathrm{j}2\pi\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}}\},\exp\{\mathrm{j}2\pi2\boldsymbol{f}_{2\mathrm{t}}\},\cdots,\\&\exp\{\mathrm{j}2\pi(M-1)f_{(M-1)\mathrm{t}}\}]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{10}$$

式(10)为发射导向矢量中发射角度空间角频率导向矢量。

$$\boldsymbol{s}_{\mathrm{at}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{at}})=\boldsymbol{P}_{N1}\otimes[\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R}})\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}})]^{\mathrm{T}} \tag{11}$$

式(11)为发射信号的导向矢量。式中$\boldsymbol{P}_{N1}\in\mathbb{C}^{N\times1}$，为$N\times1$维全1矩阵。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}})&=\exp\Bigg(\mathrm{j}2\pi\frac{d_{\mathrm{r}}}{c}\cos\psi_{\mathrm{r}}[0,1,\cdots,N-1]^{\mathrm{T}}\\&\qquad\otimes[f_0,f_1,\cdots,f_{M-1}]^{\mathrm{T}}\Bigg)\\&=\exp\left\{\mathrm{j}2\pi\frac{d_{\mathrm{r}}}{c}\cos\psi_{\mathrm{r}}\boldsymbol{h}\right\}\end{aligned} \tag{12}$$

其中，$\boldsymbol{h}=[0\ \ 0\ \cdots\ \ 0\ \ f_0\ \ f_1\ \cdots\ \ f_M\ \ 2f_0\ \ 2f\cdots\ 2f_{M-1}\cdots(N-1)f_0\ \ (N-1)f\cdots(N-1)f_{M-1}]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}})\in\mathbb{C}^{NM\times1}$，$\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}})$为$NM\times1$维接收角度空间角频率导向矢量。

3　距离模糊杂波抑制方法

在普通MIMO双基地雷达中，距离模糊杂波因回波信号在时域重叠在一起，故在杂波谱中无法分离，造成杂波谱严重展宽，这是传统的双基地雷达面临的问题。本节将在上一节FDA-MIMO双基地雷达基本的信号模型的基础上，具体阐述其如何根据距离耦合的相位项来实现不同距离的距离模糊杂波在角度和多普勒域进行分离，从而减少距离模糊杂波重叠带来性能下降的影响，并且进一步分析了FDA-MIMO双基地雷达系统参数对分离效果的影响。

注意到，式(11)中发射信号的导向矢量有距离导向矢量成分和发射角度导向矢量成分，这里去掉$\boldsymbol{P}_{N1}$项，即：

$$\boldsymbol{s}_{\mathrm{at}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{at}})=\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R}})\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}}) \tag{13}$$

其中，第1项为FDA的距离导向矢量，第2项为发射角度导向矢量。由式(13)可得：

$$\begin{aligned}f_{\mathrm{at}}&=f_{\mathrm{R}}+f_{\mathrm{t}}=-\frac{R_{\sum}}{c}\Delta f+f_{m\mathrm{t}}\\&=-\frac{R_{\sum}}{c}\Delta f+\frac{d_{\mathrm{t}}}{c}f_m\cos\theta_{\mathrm{t}}\cos\phi_{\mathrm{t}}\end{aligned} \tag{14}$$

观察式(14)可以看出信号快拍中距离相位和发射角度相位是相互非耦合的关系。我们将需要观测的距离范围称为无距离模糊区域，其次是距离模糊区域。模糊区域又可以分为二重模糊区域，三重模糊区域等等，将同一雷达观察角度中，无距离模糊区域和距离模糊区域相应的距离导向可以分别写为：

$$\left.\begin{aligned}f_{\mathrm{at}0}&=-\frac{R_{\sum0}}{c}\Delta f+\frac{d_{\mathrm{t}}}{c}f_m\cos\theta_{\mathrm{t}}\cos\phi_{\mathrm{t}}\\f_{\mathrm{at}1}&=-\frac{R_{\sum1}}{c}\Delta f+\frac{d_{\mathrm{t}}}{c}f_m\cos\theta_{\mathrm{t}}\cos\phi_{\mathrm{t}}\\&\cdots\\f_{\mathrm{at}U}&=-\frac{R_{\sum U}}{c}\Delta f+\frac{d_{\mathrm{t}}}{c}f_m\cos\theta_{\mathrm{t}}\cos\phi_{\mathrm{t}}\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

其中，$f_{\mathrm{at}0}$表示无距离模糊区域对应的导向矢量，$f_{\mathrm{at}1}$表示第1模糊区域即二重杂波模糊区域的导向矢量，$R_{\sum q}$表示第q模糊区域的发射与接收阵列到目标的距离和，U表示双基地雷达威力范围内最大距离模糊区域数。下面我们以无模糊和第1模糊区域为例进行分析，已知无模糊区域和第1模糊区域之间相差一个最大不模糊距离R_u，即：

$$R_{\sum1}=R_{\sum0}+R_u \tag{16}$$

式中，R_u=c/f_{r}，其中f_{r}为脉冲重复频率，所以无模糊和第1模糊区域导向矢量的相位差可以表示为：

$$\begin{aligned}\Delta f_{\mathrm{at}}&=f_{\mathrm{at}0}-f_{\mathrm{at}1}\\&=-\frac{R_{\sum0}}{c}\Delta f+\frac{d_{\mathrm{t}}}{c}f_m\cos\theta_{\mathrm{t}}\cos\phi_{\mathrm{t}}\\&\quad-\left(-\frac{R_u+R_{\sum0}}{c}\Delta f+\frac{d_{\mathrm{t}}}{c}f_m\cos\theta_{\mathrm{t}}\cos\phi_{\mathrm{t}}\right)\\&=\frac{R_u}{c}\Delta f=\frac{1}{f_{\mathrm{r}}}\Delta f\end{aligned} \tag{17}$$

由式(17)可以看出尽管无距离模糊区域的杂波和模糊区域的杂波在时间域内混叠在一起，但在空域由于有距离耦合相位项的不同，存在有相位差，由此可以实现在角度域的分离，而这一点是FDA-MIMO双基地雷达区别于传统相控阵和MIMO相控阵双基地雷达的地方，利用该特性，可以实现距离模糊杂波的分离，提高改善因子，完善雷达性能。在发射阵列接收阵列同速，同一高度的情况下，假设接收角度已被扫描估计并在快拍中补偿消除，其杂波谱示意图表示如图3。其中红色，黄色，褐色分别表示无模糊距离，第1模糊距离和第2模糊距离的杂波谱。由图3可以看出FDA-MIMO双基地雷达中因距离导向矢量中不同距离模糊区域存在相位差，所以不同距离模糊区域杂波在杂波谱中相互分离，而MIMO双基地雷达并不能区分，因此距离模糊杂波相互混叠在一起。相位差表示为：

$$\Delta f_{\mathrm{at}}=\frac{R_u}{c}\Delta f=\frac{\Delta f}{f_{\mathrm{r}}} \tag{18}$$

观察式(18)可以看出距离模糊杂波分离的程度和Δf成正比和f_{r}成反比。对于给定距离的无模糊杂波区域，我们可以构建一个FDA-MIMO双基地杂波距离相位补偿导向矢量：

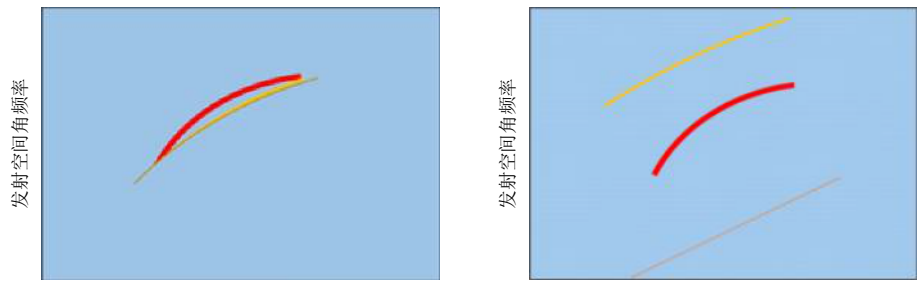
$$\begin{aligned}\boldsymbol{q}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R0}})=&\left[1,\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum 0}}{c}\Delta f\right\},\right.\\&\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum 0}}{c}2\Delta f\right\},\cdots,\\&\left.\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum 0}}{c}(M-1)\Delta f\right\}\right]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{e}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R0}})=\boldsymbol{P}_{K1}\otimes\boldsymbol{P}_{N1}\otimes&\left[1,\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum 0}}{c}\Delta f\right\},\right.\\&\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum 0}}{c}2\Delta f\right\},\cdots,\\&\left.\exp\left\{-\mathrm{j}2\pi\frac{R_{\sum 0}}{c}(M-1)\Delta f\right\}\right]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{20}$$

式中，$\boldsymbol{P}_{K1}\in\mathbb{C}^{K\times 1}$和$\boldsymbol{P}_{N1}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$为全1矩阵。将式(20)代入空时快拍中进行2次距离杂波补偿，则有：

$$\begin{aligned}Y=&\sum_{q=0}^{U}\boldsymbol{s}_q\odot\boldsymbol{e}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R0}})=\sum_{q=0}^{U}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{c}}}\Upsilon_0\boldsymbol{\rho}_{qi}\boldsymbol{e}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{R0}})\odot\left\{\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(f_{\mathrm{d}q})\otimes\left[\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}q})\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{at}}(f_{\mathrm{at}q})\right]^{\mathrm{T}}\right\}\\=&\sum_{q=0}^{U}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{c}}}\Upsilon_0\boldsymbol{\rho}_{qi}\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(f_{\mathrm{d}q})\otimes\left\{\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}q})\odot\left[\boldsymbol{P}_{N1}\otimes\left[\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}q}+\boldsymbol{f}_{\mathrm{R0}})\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}q})\right]^{\mathrm{T}}\right]\right\}\\=&\sum_{q=0}^{U}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{c}}}\Upsilon_0\boldsymbol{\rho}_{qi}\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(f_{\mathrm{d}q})\otimes\left\{\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}q})\odot\left[\boldsymbol{P}_{N1}\otimes\left[\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}\left(-\frac{R_{\sum q}-R_{\sum 0}}{c}\Delta f\right)\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}q})\right]^{\mathrm{T}}\right]\right\}\\=&\sum_{q=0}^{u}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{c}}}\Upsilon_0\boldsymbol{\rho}_{qi}\boldsymbol{s}_{\mathrm{d}}(f_{\mathrm{d}q})\otimes\left\{\boldsymbol{s}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{f}_{\mathrm{r}q})\odot\left[\boldsymbol{P}_{N1}\otimes\left[\boldsymbol{s}_{\mathrm{R}}\left(-q\frac{R_u}{c}\Delta f\right)\odot\boldsymbol{s}_{\mathrm{t}}\left(\boldsymbol{f}_{\mathrm{t}q}\right)\right]^{\mathrm{T}}\right]\right\}\end{aligned} \tag{21}$$

2次距离杂波补偿后，我们所关心的给定距离的无模糊杂波区域q=0，因此被放置在杂波谱的中心，而其他多重距离模糊的杂波被偏置于杂波谱的两旁，从而不影响对所关心区域的观察。整个FDA-MIMO双基地雷达的系统处理流程框图如图4，其中距离模糊区域杂波分离、2次距离杂波补偿和杂波依赖性补偿是本方法的核心步骤。补偿的效果可以从下一节仿真结果中直接观察到。



(a) MIMO (b) FDA-MIMO

图 3 双基地雷达杂波谱

Fig. 3 Bistatic radar clutter spectrum

图 4 雷达数据处理流程

Fig. 4　Flow chart of radar data processing

4　仿真实验

本节将对文中提到的方法进行仿真，首先分析距离模糊杂波和步进频率Δf与脉冲重复频率f_r的关系，其次使用IF谱线比较2次距离杂波补偿后的FDA-MIMO双基地雷达与传统的MIMO双基地雷达的性能，最后将本文提出的方法和已有的DW距离模糊杂波抑制方法进行对比。在仿真的讨论中发射与接收阵列均视为等距线阵。由于MIMO双基地雷达杂波谱在发射角度域、接收角度域、多普勒域3维分布，不利于展示说明，因此在本文的仿真中，杂波已经进行过接收角度域的搜索，并进行补偿，图中杂波仅在发射角度域和多普勒域2维分布。双基地雷达接收机与发射机在同一高度和飞行速度，接收与发射阵元均为线性阵列，具有相同阵元数和阵元间距，且飞行速度与基线平行[17]，即$V_t=V_r$, $H_t=H_r$。图5展示了MIMO双基地雷达和未补偿的FDA-MIMO双基地雷达距离模糊下杂波的发射角度域和多普勒频率域2维扫描杂波谱图。仿真参数如表1所示。

由图5可以看出FDA-MIMO双基地雷达中因距离导向矢量中不同距离模糊区域存在相位差，所以不同距离模糊区域杂波在杂波谱中相互分离，而MIMO双基地雷达并不能区分因此相互混叠在一起。相位差可表示为：

$$\Delta f_{\mathrm{at}}=\frac{R_u}{c}\Delta f=\frac{\Delta f}{f_{\mathrm{r}}} \tag{22}$$

因此距离模糊杂波分离的程度和Δf成正比和f_r成反比。

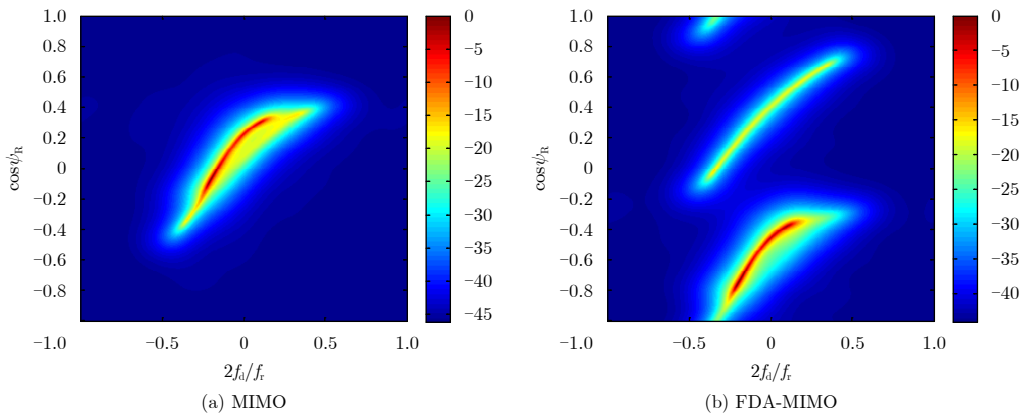
表 1 双基地雷达仿真参数

Tab. 1　Simulation parameters of bistatic radar

参数	参数值	参数	参数值
发射阵元数	6	发射机高度	12 km
接收阵元数	6	接收机高度	12 km
参考工作频率	1.104 GHz	双基基线长度	50 km
阵列阵元间距	0.0543 m	PRF	2434.8 Hz
发射机速度	140 m/s	相干脉冲数	8
目标距离	64.964 km	频率增量	1217.4 Hz

注：在传统MIMO双基地雷达中没有Δf项或者Δf为0

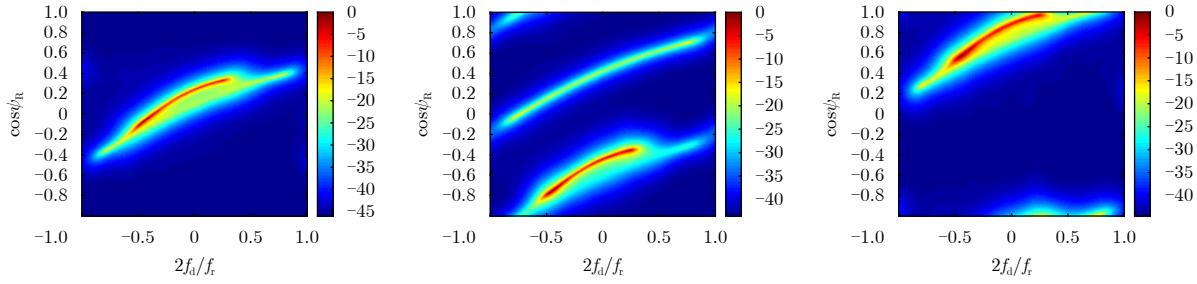
图5展示了传统MIMO双基地雷达的杂波谱和经过FDA杂波分离后杂波谱的对比情况。图6中绘制了目标区域距离64.964 km的距离杂波空时2维杂波谱和2次距离模糊区域188.174 km的杂波谱，图6(a)–图6(c)对应不同Δf时杂波谱空域上角频率的变化，随着Δf的逐步增大，距离模糊杂波谱在空域维度向角频率减小的方向平移。具体来看，图6(a)中Δf=0 Hz，杂波和普通双基地杂波一样，两距离杂波谱分布在空域角频率$\cos\psi_{\mathrm{R}}$为0.4～–0.4之间。图6(b)中Δf=1217.40 Hz，目标距离杂波空域角频率变小，根据式(15)可知，在角度域向下平移$R_{\sum 0}/c\Delta f$, 2次距离模糊区域杂波向下平移$R_{\sum 1}/c\cdot\Delta f$，由于空间角频率的周期性，2次距离模糊区域杂波出现在目标距离杂波的上头，根据式(22)两杂波在空域相位之间相位差为$\Delta w=\pi$，从图6(b)也可直观地看出，同一多普勒频率下的两杂波在角度域的间隔长度为整个2π空间角度频率域的一半。图6(c)中Δf=2434.80 Hz，此时的Δf和f_r相同，目标距离



(a) MIMO　　(b) FDA-MIMO

图 5 双基地雷达杂波谱图

Fig. 5　Bistatic radar clutter spectrum



(a) Δf=0 Hz (b) Δf=1217.40 Hz (c) Δf=2434.80 Hz

图 6 Δf不同值时对应的杂波谱

Fig. 6 The corresponding clutter spectrum of Δf at different values

杂波和2次距离模糊杂波在角度域向下分别平移$R_{\sum 0}/c\Delta f$和$R_{\sum 1}/c\Delta f$，而两杂波在空域频率之间相位差为Δw=2π，这时虽然平移的相位不同但由于相差为2π，所以在周期的空间角频率中两杂波又重叠在一起，如图6(c)所示，只不过和图6(a) $\Delta f=0$ Hz相比，两杂波有一定的偏移。由上面的分析可知，杂波在空域角频率维度的间距Δw的大小和Δf与f_r的比值成正比，由于空域角频率的周期性，在$w\in[-\pi,\pi]$的范围内，在$\Delta w=\pi$时，两杂波分离间距最大，当$\Delta w<\pi$时，杂波距离靠近，当$\Delta w>\pi$时，角频率周期性使得2次杂波移动至目标上方，同样相位间距小于π，所以当$\Delta w=\pi$，Δf取1/2 f_r时，实现了两杂波的最大分离，利用此特性将距离模糊杂波进行两侧分离，从而减小了杂波展宽，实现了杂波抑制。文献[18]也对此作出了分析。

下面将展示说明FDA-MIMO双基地雷达和传统MIMO双基地雷达的区别，并将其效果与DW杂波抑制方法作对比。DW杂波模糊抑制的基本思路是以雷达波束主瓣照射方向的待测单元样本为基准，将相邻的非均匀训练样本在主瓣照射方向上进行多普勒维的平移。其使在主瓣方向的多普勒杂波重叠在一点，从而抑制距离耦合效应。

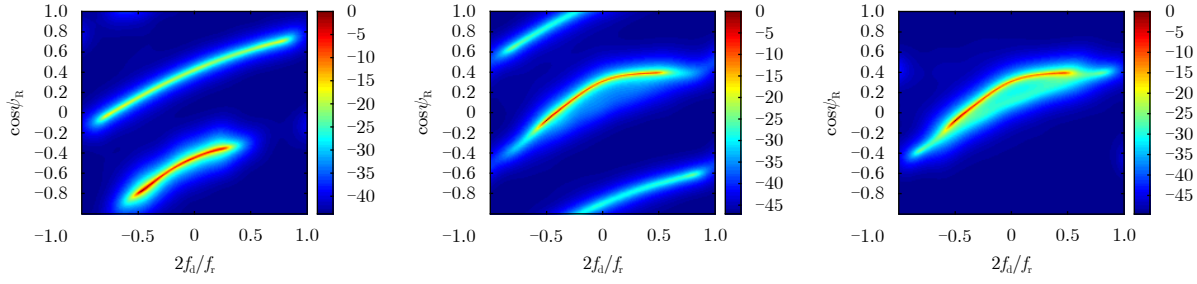
图7(a)表示了FDA-MIMO双基地雷达由于距离相位的引入，实现了不同距离的距离模糊杂波的分离，图7(b)则是加入了构造的杂波距离相位补偿导向矢量$\boldsymbol{e}_R(f_{R0})$，补偿后的杂波谱将我们关心的无模糊距离的杂波谱放置在观察的中心。将图7(b)补偿后的FDA-MIMO双基地雷达杂波谱和图7(c)距离模糊杂波未分离前的MIMO双基地雷达杂波谱作对比，可以看出图7(b)中不同重数的距离模糊杂波在谱中实现分离，因其杂波强度和距离成反比所以所需的无模糊区域距离杂波强度最大在中心零度周围，第1模糊区域的二重距离模糊杂波和第2模糊区域的三重距离模糊杂波被分离在两处。而图7(c)中并未实现分离。

由图7(b)和图7(c)可以得到0°角频率处多普勒IF曲线图。IF谱线是用于评价雷达效能的一项指标，其定义为输出端和输入端信噪功率比的比值：

$$\begin{aligned}\mathrm{IF}&=\frac{p_s^{\mathrm{out}}}{p_n^{\mathrm{out}}}\Big/\frac{p_s^{\mathrm{in}}}{p_n^{\mathrm{in}}}=\frac{\boldsymbol{w}^*\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^*\boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^*\boldsymbol{Q}\boldsymbol{w}}\Big/\frac{\boldsymbol{s}^*\boldsymbol{s}}{\mathrm{tr}(\boldsymbol{Q})}\\&=\frac{\boldsymbol{w}^*\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^*\boldsymbol{w}\cdot\mathrm{tr}(\boldsymbol{Q})}{\boldsymbol{w}^*\boldsymbol{Q}\boldsymbol{w}\cdot\boldsymbol{s}^*\boldsymbol{s}}\end{aligned}\tag{23}$$

其中，$\boldsymbol{s}$表示信号矢量，$\boldsymbol{w}$表示接收端导向矢量，$\boldsymbol{Q}$为噪声协方差矩阵。

图8将图7(b)和图7(c)的0°角频率处多普勒IF曲线图进行对比，图中红色为FDA-MIMO双基地雷达，蓝色为MIMO双基地雷达，由于MIMO双基地



(a) 未补偿的 FDA-MIMO
(a) Uncompensated FDA-MIMO

(b) 2次距离杂波补偿后的 FDA-MIMO
(b) Second-distance clutter compensated FDA-MIMO

(c) MIMO
(c) MIMO

图 7 双基地雷达杂波谱

Fig. 7 Bistatic radar clutter spectrum

雷达杂波具有距离依赖性所以其在空间角度和多普勒频率域杂波谱展开严重，从图8看出传统MIMO双基地雷达有明显的两处凹陷，分别在归一化多普勒频率的0.17和–0.22处，–0.22处凹陷源于无模糊杂波区域的杂波凹陷，而0.17处源于第1模糊杂波区域的杂波凹陷，由于杂波的距离依赖性，两处杂波凹陷不在同一位置，相互叠加形成了蓝色IF谱线的性能衰减，而FDA-MIMO双基地雷达通过2次距离杂波补偿将不同模糊区域的杂波分离，在观察处仅有一处源于无模糊区域杂波的–0.22频率的凹陷，因此性能好于MIMO双基地雷达。

对比完，FDA-MIMO和传统MIMO双基地雷达后，下面将FDA-MIMO双基地的杂波抑制效果和使用DW的MIMO双基地杂波抑制效果进行对比。仿真中频率增量取$\Delta f=811.6$ Hz。图9表示了MIMO双基地雷达杂波脊在接收角频域，发射角频域和归一化多普勒频率域的3维关系图，图中可以看出，双基地杂波具有距离依赖性，随着距离的变化杂波关系分布为非均匀。在下面的讨论中，假设接收角度已被扫描估计且补偿过，杂波的讨论在发射角度和多普勒2维进行。

图10(a)和图10(b)展示了FDA-MIMO双基地雷达的杂波在DW补偿前后杂波谱的改变情况，DW补偿使得杂波谱收窄，尤其在w_t=–0.8处到w_t=0处能明显观察到杂波的变化。

图11分别展示了杂波谱MIMO双基地雷达IF图线(紫色)、MIMO双基地雷达经过DW补偿后IF图线(绿色)、FDA-MIMO双基地雷达IF图线(蓝色)及FDA-MIMO双基地雷达经过DW补偿后IF图线(红色)。可以看出和FDA-MIMO双基地雷达比较，首先，由于距离模糊杂波的距离依赖性，传统MIMO双基地雷达杂波谱在多普勒和空间角度2维域中杂波展宽严重，其使得目标检测性能下降。通过图11的IF谱线可以看出，FDA-MIMO双基地雷达检测性能优于传统MIMO双基地雷达。此外，由于没有实现多重距离模糊区域杂波的分离，MIMO双基地IF谱线在–0.48和–0.31两处存在凹陷，而FDA-MIMO双基地雷达仅出现一处凹陷。对比雷达杂波DW补偿前后的IF谱线，和补偿前比较，无论是FDA-MIMO还是MIMO双基地雷达，其IF谱线均有明显的收窄，杂波谱IF性能得到改善。

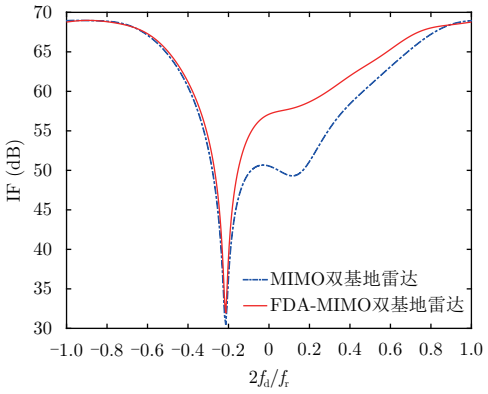


图 8 雷达杂波IF特性

Fig. 8　IF characteristics of radar clutter

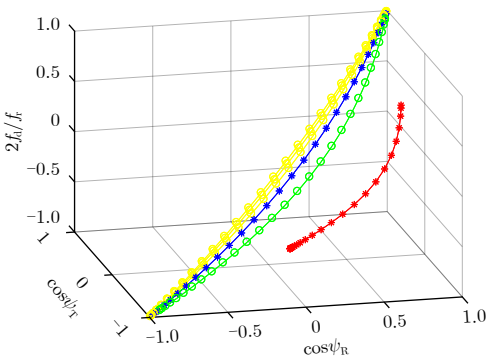
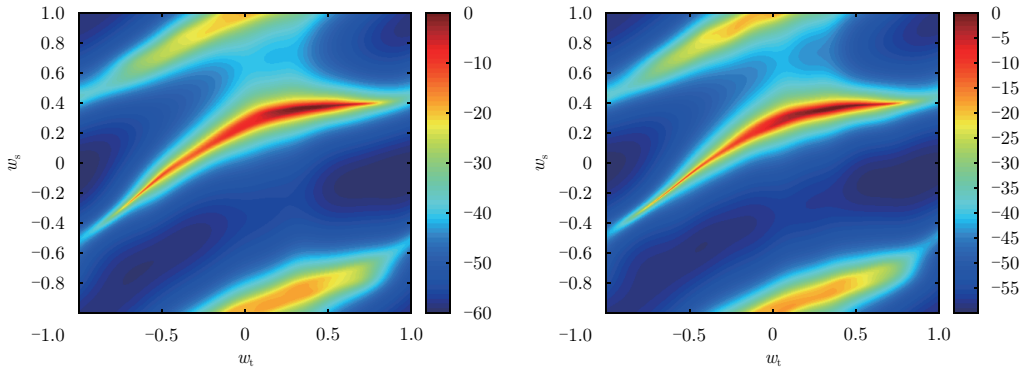


图 9 双基地MIMO雷达杂波脊

Fig. 9　Bistatic MIMO radar clutter ridge



(a) 补偿前

(a) Before compensation

(b) 补偿后

(b) After compensation

图 10 FDA-MIMO双基地雷达DW补偿杂波谱

Fig. 10　FDA-MIMO bistatic radar clutter spectrum of DW compensation method

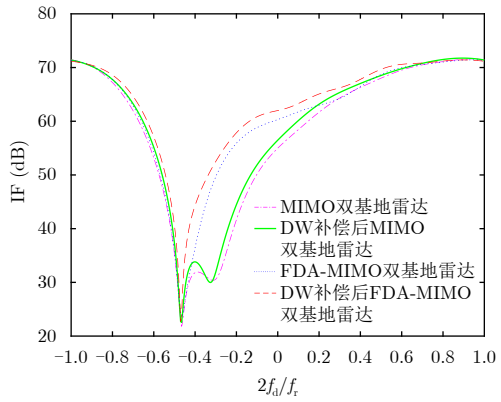


图 11 FDA-MIMO双基地雷达IF谱线对比图

Fig. 11 Comparison of FDA-MIMO bistatic radar IF lines

5 结论

本文针对MIMO双基地雷达存在的距离杂波模糊问题提出了新的解决方法，将距离耦合相位分量引入双基地雷达中，使用FDA技术实现了双基地MIMO雷达距离模糊杂波的抑制，明显地改善了MIMO双基地雷达因距离模糊而产生的非均匀杂波谱展宽严重的现象。并且文中将FDA-MIMO双基地雷达技术和已有的DW技术进行比较，使用IF指标，对比了两种技术在杂波抑制上性能的表现。FDA-MIMO技术改善效果优于DW的性能，最后将FDA-MIMO双基地雷达和DW结合，使用FDA-MIMO双基地雷达再进行DW处理，实现了一种对MIMO双基地雷达杂波更优的抑制方法。

参 考 文 献

[1] Willis N J and Griffiths H D. Advances in Bistatic Radar[M]. Raleigh: Scitech Pubishing, 2007: 15–31.

[2] Behner F, Reuter S, Nies H, *et al.*. Synchronization and processing in the HITCHHIKER bistatic SAR experiment[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2016, 9(3): 1028–1035. DOI: 10.1109/JSTARS.2015.2471082.

[3] Hajj G A and Zuffada C. Theoretical description of a bistatic system for ocean altimetry using the GPS signal[J]. *Radio Science*, 2003, 38(5): 1089. DOI: 10.1029/2002RS002787.

[4] Xie W C and Wang Y L. Range-dependence compensation method for bistatic STAP radar[C]. Proceedings of 2008 Congress on Image and Signal Processing, Sanya, Hainan, 2008: 503–506.

[5] Samuele Gelli, Alessio Bacci, Marco Martorella, *et al.*. Clutter suppression and high-resolution imaging of noncooperative ground targets for bistatic airborne radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018, 54(2): 932–949.

[6] Melvin W L, Callahan M J, and Wicks M C. Adaptive clutter cancellation in bistatic radar[C]. Proceedings of the Conference Record of the 34th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, 2000: 1125–1130.

[7] Borsari G K. Mitigating effects on STAP processing caused by an inclined array[C]. Proceedings of 1998 IEEE Radar Conference, Dallas, TX, 1998: 135–140.

[8] Himed B, Zhang Y, and Hajjari A. STAP with angle-Doppler compensation for bistatic airborne radars[C]. Proceedings of 2002 IEEE Radar Conference, Long Beach, CA, 2002: 311–317.

[9] Antonik P, Wicks M C, Griffiths H D, *et al.*. Range-dependent beamforming using element level waveform diversity[C]. Proceedings of 2006 International Waveform Diversity & Design Conference, Lihue, HI, 2006: 1–6.

[10] Antonik P, Wicks M C, Griffiths H D, *et al.*. Multi-mission multi-mode waveform diversity[C]. Proceedings of 2006 IEEE Conference on Radar, Verona, NY, 2006: 580–582. DOI: 10.1109/RADAR.2006.1631858.

[11] Antonik P, Wicks M C, Griffiths H D, *et al.*. Frequency diverse array radars[C]. Proceedings of 2006 IEEE Conference on Radar, Verona, NY, 2006: 215–217. DOI: 10.1109/RADAR.2006.1631800.

[12] Wu J X, Wang T, Zhang L F, *et al.*. Range-dependent clutter suppression for airborne sidelooking radar using MIMO technique[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(4): 3647–3654. DOI: 10.1109/TAES.2012.6324751.

[13] Xie W C, Wang Y L, Zhang B H, *et al.*. Clutter suppression for bistatic airborne radar with range ambiguity[C]. Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, 2011, 2: 1893–1897. DOI: 10.1109/CIE-Radar.2011.6159944.

[14] Sammartino P F, Baker C J, and Griffiths H D. Frequency diverse MIMO techniques for radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(1): 201–222. DOI: 10.1109/TAES.2013.6404099.

[15] Li J, Liao G S, and Griffiths H. Bistatic MIMO radar space-time adaptive processing[C]. Proceedings of 2011 IEEE Radar Conference, Kansas City, MO, 2011: 498–502. DOI: 10.1109/RADAR.2011.5960587.

[16] Xu J W, Liao G S, Huang L, *et al.*. Robust adaptive beamforming for fast-moving target detection with FDA-STAP radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(4): 973–984. DOI: 10.1109/TSP.2016.2628340.

[17] Klemm R. Comparison between monostatic and bistatic antenna configurations for STAP[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2000, 36(2): 596–608. DOI: 10.1109/7.845248.

[18] Xu J W, Zhu S Q, and Liao G S. Range ambiguous clutter suppression for airborne FDA-STAP radar[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2015, 9(8): 1620–1631. DOI: 10.1109/JSTSP.2015.2465353.

作 者 简 介

王宇卓(1992–)，男，陕西西安人，西安电子科技大学在读博士。主要研究方向为机载雷达空时信号处理。
E-mail: 1145416259@qq.com

朱圣棋(1984–)，男，江西赣州人，西安电子科技大学教授，博士生导师，西安电子科技大学科研院副院长，科技部综合电子信息系统国家级国际合作基地副主任，雷达信号处理国防科技重点实验室教授，中国电子学会高级会员，中国电子学会雷达信号与系统专委会副秘书长，国家自然科学基金创新群体骨干成员，陕西省质量监督局国家质量技术基础科技委专家，发表学术论文90余篇，其中40余篇发表在SCI期刊，申请专利40余项，其中授权20项。主要研究方向为阵列信号处理、空时2维信号处理、机载/星载雷达地面运动目标检测、参数估计以及成像。
E-mail: zhushengqi8@163.com

许京伟(1987–)，男，山东日照人，西安电子科技大学讲师，博士，主要研究方向为空时自适应处理、频率分集阵列信号处理等。
E-mail: xujingwei1987@163.com