基于多普勒扩展补偿的FDA-MIMO雷达运动目标检测

张顺生*① 刘美慧① 王文钦②
①(电子科技大学电子科学技术研究院 成都 611731)
②(电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731)

摘要：频控阵-多输入多输出(FDA-MIMO)雷达在检测运动目标时，由于发射阵元间的频率偏移与目标的速度耦合，因此在慢时间维出现严重的多普勒扩展，进一步造成各接收通道的信号能量无法相干累积，极大降低了系统的检测性能。针对此问题，该文提出一种基于多普勒扩展补偿的FDA-MIMO雷达运动目标检测算法。首先建立了FDA-MIMO雷达运动目标的回波模型，分析了频偏带来的多普勒扩展问题；然后在给出最大似然接收机模型的基础上，提出一种基于插值滤波的重采样算法来补偿FDA-MIMO雷达在检测运动目标时引起的多普勒扩展。仿真结果表明：该文所提算法在抑制多普勒扩展的同时，能够补偿子目标回波在距离维的跨单元走动，实现信号能量的相参累积。

关键词：FDA-MIMO雷达；运动目标检测；重采样；插值滤波；多普勒扩展
中图分类号：TN958 **文献标识码**：A **文章编号**：2095-283X(2022)04-0666-10
DOI: 10.12000/JR22042

引用格式：张顺生, 刘美慧, 王文钦. 基于多普勒扩展补偿的FDA-MIMO雷达运动目标检测[J]. 雷达学报, 2022, 11(4): 666–675. doi: 10.12000/JR22042.

Reference format: ZHANG Shunsheng, LIU Meihui, and WANG Wenqin. FDA-MIMO radar moving target detection based on Doppler spread compensation[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(4): 666–675. doi: 10.12000/JR22042.

FDA-MIMO Radar Moving Target Detection Based on Doppler Spread Compensation

ZHANG Shunsheng*① LIU Meihui① WANG Wenqin②
①(*Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Science and Technology of China, Chengdu* 611731, *China*)
②(*School of Information and Communication Engineering, University of Science and Technology of China, Chengdu* 611731, *China*)

Abstract: When Frequency Diverse Array and Multiple-Input Multiple-Output (FDA-MIMO) radar detects moving targets, the frequency offset between transmitting arrays is coupled with the target velocity, resulting in severe Doppler spread in the slow time dimension. Further, the signal energy of each receiving channel cannot be coherently accumulated, thereby greatly reducing the detection performance of the system. To address this problem, a method of FDA-MIMO radar moving target detection based on Doppler spread compensation is proposed. Firstly, the moving target echo model of FDA-MIMO radar is established, and the Doppler spread caused by the frequency offset is analyzed. After establishing the maximum likelihood receiver model, a resampling method based on an interpolation filter is proposed to compensate for the Doppler spread caused by FDA-MIMO radar during the detection of moving targets. Simulation results reveal that the proposed method can suppress the Doppler spread, compensate for the cross-cell migration of subtarget echo in the range dimension, and realize the coherent accumulation of signal energy.

收稿日期：2022-03-09；改回日期：2022-05-25；网络出版：2022-06-21
*通信作者： 张顺生 zhangss@uestc.edu.cn *Corresponding Author: ZHANG Shunsheng, zhangss@uestc.edu.cn
基金项目：国家自然科学基金(62171092)
Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (62171092)
责任主编：朱圣棋 Corresponding Editor: ZHU Shengqi

Key words: FDA-MIMO radar; Moving target detection; Resampling; Interpolation filter; Doppler spread

1　引言

频控阵(Frequency Diverse Array，FDA)雷达由美国空军研究实验室Antonik等人[1]首先提出，其利用频率增量在阵元上形成灵活的距离依赖性发射波束，克服了传统相控阵只能形成角度依赖的波束模式的缺点[2]，近年来受到雷达和通信界的广泛关注[3–5]。这种距离依赖波束模式使得FDA雷达相邻阵元信号之间的相位差不仅取决于阵元间距在信号方向上的投影，而且还与阵元之间的频偏有关[6]。当频偏为零时频控阵简化为相控阵，因此频控阵雷达具有相控阵雷达的所有功能特性。由于发射波束的距离依赖特性，频控阵雷达可将传统的空时处理扩展到距离-空间-时间三维处理，在距离相关的波束形成、目标探测、干扰抑制、电子对抗和安全通信等领域具有广泛的应用潜力[7–9]。但因为频控阵的距离-角度相关性，其很难被直接用作接收阵列，为一些应用带来困难，尤其在目标检测和参数估计方面[10,11]。一般采用与多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术相结合来实现波束形成和接收信号处理，即提出FDA-MIMO雷达解决上述问题[12,13]。

目前，有不少学者对FDA-MIMO雷达运动目标检测器进行了研究。文献[14]提出基于多径干扰抑制的FDA-MIMO雷达检测器，利用FDA雷达频偏引起的距离-角度依赖性有效抑制了多径反射回波，明显提升了低空目标的检测性能。针对存在未知协方差矩阵和齐次高斯噪声的自适应运动目标检测问题，Huang等人[15]提出了基于似然比的Bayesian检测器和基于两阶段法的最大似然检测器[16]提升FDA雷达运动目标检测性能。但上述文献在检测器推导过程中，均忽略了频偏引起的多普勒扩展效应。在实际应用中，往往会采取增加相干处理的时长、增大频偏、增多阵元数目，来获取较好的分辨率与较高的检测增益。随着上述参数值的增大，回波的多普勒扩展效应会放大，若此时忽略多普勒扩展将导致检测性能损失。虽然有文献提及多普勒扩展效应给检测带来的性能损失[17]，但少有文献给出抑制多普勒扩展的解决方法。

针对多普勒扩展效应， Chen等人[18]在杂波背景下依据稀疏的时频分布(Sparse Time-Frequency Distribution, STFD)处理框架，提出了稀疏分数傅里叶变换(Sparse Fractional Fourier Transform, SFRFT)方法抑制多普勒扩展引起的性能下降[19]。这种方法利用优化思想，结合目标的稀疏特性对多普勒扩展进行补偿，最终只能得到局部最优解，并需要对多普勒搜索范围进行稀疏分解预估，来降低运算量。Xu等人[20]指出多普勒扩展效应使得距-空-时域的点目标难以聚焦，性能出现了损失，并提出一种半定松弛的优化算法，实现对频偏引起的相位误差的抑制。这种方法可获得全局的最优解，但是随着优化过程中迭代次数的增多，算法的计算复杂度会迅速增加。

本文针对 FDA-MIMO 雷达运动目标检测过程中由阵元间的发射频偏导致的多普勒扩展问题，建立了带有多普勒扩展的运动目标模型，提出基于插值滤波的重采样算法，在无需知道先验速度的情况下，同时消除 FDA-MIMO 雷达运动目标回波出现的由频偏及速度耦合引起的多普勒扩展及回波在距离维的跨单元走动，最终实现信号能量的相干累积，提高了系统检测性能。

2　信号模型与问题分析

2.1　FDA-MIMO雷达运动目标模型

图1是FDA-MIMO雷达发射接收阵列模型，蓝色的表示发射阵列，由M个阵元组成，红色表示接收阵列，由N个阵元组成。图中d_{t}和d_{r}分别表示发射和接收阵元间距，第1个发射阵元和第1个接收阵元与远场目标之间的距离分别表示为r_0和r'_0。

假设每个发射阵元辐射的信号为$s_m(t)$，辐射载频对应$f_m = f_0 + m\Delta f$，其中f_0是参考载频，Δf是频偏。目标以径向速度v向雷达飞来，考虑频控阵雷达特有的多普勒模糊问题，回波多普勒需通过脉冲串的方式在慢时间域测量，因此阵元发射信号为

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \varphi(t - kT_{\mathrm{pr}}) \exp(\mathrm{j}2\pi f_m t) \tag{1}$$

其中，T_{pr}是脉冲重复间隔(Pulse Repetition Interval, PRI)，K是相干处理的脉冲数。$\varphi(t)$表示基带

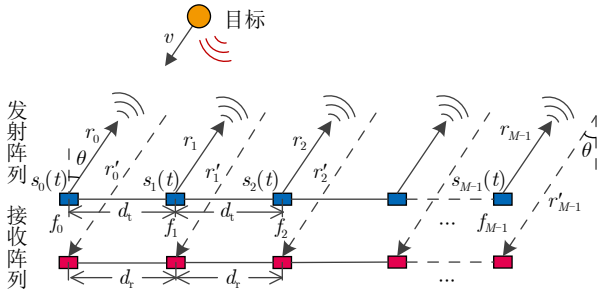


图 1 FDA-MIMO雷达发射接收阵列模型

Fig. 1　FDA-MIMO radar transmit and receive array model

信号，采用的是线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号，如式(2)所示：

$$\varphi(t)=\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_\mathrm{p}}\right)\exp\left(\mathrm{j}\pi\gamma t^2\right) \tag{2}$$

其中，T_p是LFM信号的持续时间，γ是调频系数，符号$\mathrm{rect}(t)$表示为

$$\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_\mathrm{p}}\right)=\begin{cases}1, & |t|\le\dfrac{T_\mathrm{p}}{2}\\ 0, & |t|>\dfrac{T_\mathrm{p}}{2}\end{cases} \tag{3}$$

为简化数学处理，假设发射的信号满足频移正交性，即

$$\int_0^{+\infty}\varphi(t-kT_\mathrm{pr})\varphi^*(t-kT_\mathrm{pr}-\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(m-m')\Delta f\hat{t}}\mathrm{d}t=0,\quad \mathrm{m}\ne\mathrm{m}' \tag{4}$$

基于远场假设，由图1可得第n个接收阵元收到的来自第m个发射阵元信号为

$$x_{n,m}(t)=\sum_{k=0}^{K-1}\varphi(t-kT_\mathrm{pr}-\tau_{n,m,k,r})\cdot\exp\left(\mathrm{j}2\pi f_m(t-\tau_{n,m,k,r})\right) \tag{5}$$

其中，$\tau_{n,m,k,r}$表示辐射信号从发射阵元发射经过目标反射到接收阵元带来的时间延迟，计算公式为

$$\tau_{n,m,k,r}=\frac{R_\mathrm{tr}(kT_\mathrm{pr})+R_\mathrm{re}(kT_\mathrm{pr})}{\mathrm{c}} \tag{6}$$

其中

$$\begin{cases}\dfrac{R_\mathrm{tr}}{\mathrm{c}}=\dfrac{r_0-md_\mathrm{t}\sin\theta-kvT_\mathrm{pr}}{\mathrm{c}}=\tau_\mathrm{r}+\tau_{\mathrm{tr}_m}(\theta)+\tau_k(v)\\ \dfrac{R_\mathrm{re}}{\mathrm{c}}=\dfrac{r_0'-nd_\mathrm{r}\sin\theta-kvT_\mathrm{pr}}{\mathrm{c}}=\tau_{r'}+\tau_{\mathrm{re}_n}(\theta)+\tau_k(v)\\ \tau_r=\dfrac{r_0}{\mathrm{c}},\quad \tau_{r'}=\dfrac{r_0'}{\mathrm{c}},\quad \tau_k(v)=\dfrac{kvT_\mathrm{pr}}{\mathrm{c}}\\ \tau_{\mathrm{tr}_m}(\theta)=-\dfrac{md_\mathrm{t}\sin\theta}{\mathrm{c}},\quad \tau_{\mathrm{re}_n}(\theta)=-\dfrac{nd_\mathrm{r}\sin\theta}{\mathrm{c}}\end{cases} \tag{7}$$

假设第1个发射阵元邻近第1个接收阵元，则$r_0\approx r_0'$，故时间延迟为

$$\tau_{n,m,k,r}\approx 2\tau_r+2\tau_k(v)+\tau_{\mathrm{tr}_m}(\theta)+\tau_{\mathrm{re}_n}(\theta) \tag{8}$$

根据窄带假设可知有如下近似：

$$\varphi(t-kT_\mathrm{pr}-\tau_{n,m,k,r})\approx\varphi\left(t-kT_\mathrm{pr}-2\left(\tau_r+\tau_k(v)\right)\right) \tag{9}$$

因而可得第n个接收阵元接收到的回波信号为

$$\begin{aligned}y_n(t)&=\sum_{m=0}^{M-1}x_{nm}(t)\\ &=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{k=0}^{K-1}\varphi\left(t-kT_\mathrm{pr}-2(\tau_r+\tau_k(v))\right)\exp\left(\mathrm{j}2\pi f_m(t-\tau_{n,m,k,r})\right)\\ &=\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{m=0}^{M-1}\varphi\left(t-kT_\mathrm{pr}-2(\tau_r+\tau_k(v))\right)\exp\left(\mathrm{j}2\pi f_m(t-\tau_{n,m,k,r})\right)\\ &=(\boldsymbol{F}(t-2\tau_r)\odot\boldsymbol{A}_\mathrm{t}(\theta)\odot\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}n}(\theta))^\mathrm{T}\boldsymbol{V}(v)\boldsymbol{\Psi}(t)\end{aligned} \tag{10}$$

其中，符号$\boldsymbol{F}(t)$, $\boldsymbol{\Psi}(t)$, $\boldsymbol{V}(v)$, $\boldsymbol{A}_t(\theta)$和$\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}n}(\theta)$分别表示如下：

$$\begin{cases}\boldsymbol{F}(t)=\left[\ \exp(\mathrm{j}2\pi f_0t)\quad \exp(\mathrm{j}2\pi f_1t)\quad\cdots\quad \exp(\mathrm{j}2\pi f_{M-1}t)\ \right]^\mathrm{T}\\ \boldsymbol{\Psi}(t)=\left[\ \varphi_0(t)\quad \varphi_1(t)\quad\cdots\quad \varphi_{K-1}(t)\ \right]^\mathrm{T}\\ \boldsymbol{V}(v)=\begin{bmatrix}\exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_0\tau_0(v)\right) & \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_0\tau_1(v)\right) & \cdots & \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_0\tau_{K-1}(v)\right)\\ \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_1\tau_0(v)\right) & \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_1\tau_1(v)\right) & \cdots & \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_1\tau_{K-1}(v)\right)\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_{M-1}\tau_0(v)\right) & \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_{M-1}\tau_1(v)\right) & \cdots & \exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_{M-1}\tau_{K-1}(v)\right)\end{bmatrix}_{M\times K}\\ \boldsymbol{A}_\mathrm{t}(\theta)=\left[\ \exp(-\mathrm{j}2\pi f_0\tau_{\mathrm{tr}_0})\quad \exp(-\mathrm{j}2\pi f_1\tau_{\mathrm{tr}_1})\quad\cdots\quad \exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_{M-1}\tau_{\mathrm{tr}_{M-1}}\right)\ \right]^\mathrm{T}\\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{r}n}(\theta)=\left[\ \exp(-j2\pi f_0\tau_{\mathrm{re}_n})\quad \exp(-\mathrm{j}2\pi f_1\tau_{\mathrm{re}_n})\quad\cdots\quad \exp(-\mathrm{j}2\pi f_{M-1}\tau_{\mathrm{re}_n})\ \right]^\mathrm{T}\end{cases} \tag{11}$$

其中，$\varphi_k(t)=\varphi\left(t-kT_\mathrm{pr}-2(\tau_r+\tau_k(v))\right)$，$\boldsymbol{F}\in\mathbb{C}^{M\times1}$表示辐射载频组成的向量，$\boldsymbol{\Psi}\in\mathbb{C}^{K\times1}$表示在一个PRI下的回波包络组成的向量，$\boldsymbol{A}_\mathrm{t}\in\mathbb{C}^{M\times1}$表示发射角度的导向矢量，$\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}n}\in\mathbb{C}^{M\times1}$表示第$n$个接收阵元产生的相位延迟矢量，$\boldsymbol{V}\in\mathbb{C}^{M\times K}$是发射载频与目标速度的耦合矩阵，符号$(\cdot)^\mathrm{T}$表示转置，符号$\odot$表示哈达玛积。

因此N个接收阵元在K个脉冲周期内接收到回波矩阵如下：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}(t)=&\left[\ y_0(t)\quad y_1(t)\quad\cdots\quad y_{N-1}(t)\ \right]^\mathrm{T}\\ =&\boldsymbol{A}_\mathrm{r}(\theta)\boldsymbol{A}_\mathrm{t}^\mathrm{T}(\theta)\,\mathrm{diag}\{\boldsymbol{F}(t-2\tau_r)\}\boldsymbol{V}(v)\boldsymbol{\Psi}(t)\end{aligned} \tag{12}$$

式(12)中，$\mathrm{diag}\{\cdot\}$表示对角矩阵，对角线元素对应向量中各元素，$\boldsymbol{A}_\mathrm{r}(\theta)$表示接收导向矢量，如式(13)所示：

$$\boldsymbol{A}_r(\theta)=[\exp(-\mathrm{j}2\pi f_0\tau_{\mathrm{re}_0})\ \exp(-\mathrm{j}2\pi f_1\tau_{\mathrm{re}_1})\ \cdots\ \exp(-\mathrm{j}2\pi f_{M-1}\tau_{\mathrm{re}_{N-1}})]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

2.2 多普勒扩展与距离走动分析

为了分析FDA-MIMO雷达的频偏对运动目标检测带来的影响，写出第k个PRI接收到的回波信号，即

$$\boldsymbol{z}_k(t)=\boldsymbol{A}(r,\theta,t)\,\boldsymbol{v}_k(v)\,\varphi_k(t) \tag{14}$$

其中，向量$\boldsymbol{A}(r,\theta,t)=\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}}(\theta)\boldsymbol{A}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{T}}(\theta)\,\mathrm{diag}\{\boldsymbol{F}(t-2\tau_r)\}$，$\boldsymbol{v}_k(v)$是矩阵$\boldsymbol{V}(v)$的第$k$列向量元素，即

$$\boldsymbol{v}_k(v)=[\exp(-\mathrm{j}4\pi f_0\tau_k(v))\ \exp(-\mathrm{j}4\pi f_1\tau_k(v))\ \cdots\ \exp(-\mathrm{j}4\pi f_{M-1}\tau_k(v))]^{\mathrm{T}} \tag{15}$$

则一个相干处理时间内的回波矩阵为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Z}(t)&=[z_0(t)\ \ z_1(t)\ \cdots\ z_{K-1}(t)]\\&=\boldsymbol{A}(r,\theta,t)\,\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}}(v,t)\end{aligned} \tag{16}$$

其中，$\boldsymbol{M}(v,t)$表示FDA-MIMO雷达在多脉冲检测模式下，运动目标在一个相干处理时间内的回波相位-包络联合变化矩阵，即

$$\begin{aligned}\boldsymbol{M}(v,t)&=[\boldsymbol{v}_0(v)\varphi_0(t)\ \ \boldsymbol{v}_1(v)\varphi_1(t)\ \cdots\\&\quad\ \boldsymbol{v}_{K-1}(t)\varphi_{K-1}(t)]^{\mathrm{T}}\\&=[\boldsymbol{C}_0\ \ \boldsymbol{C}_1\ \cdots\ \boldsymbol{C}_{M-1}]\end{aligned} \tag{17}$$

其中，$\boldsymbol{C}_m=\boldsymbol{\Psi}(t)\odot\boldsymbol{\vartheta}_m$且有$\boldsymbol{C}_m\in\mathbb{C}^{K\times 1}$，表示第$m$个发射阵元在一个相干处理时间即$K$个脉冲周期内的距离多普勒二维矢量因子，符号$\boldsymbol{\vartheta}_m$表示为

$$\boldsymbol{\vartheta}_m=[\exp(-\mathrm{j}4\pi f_m\tau_0(v))\ \exp(-\mathrm{j}4\pi f_m\tau_1(v))\ \cdots\ \exp(-\mathrm{j}4\pi f_m\tau_{K-1}(v))]^{\mathrm{T}} \tag{18}$$

由于向量$\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}}(\theta)$和$\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}(r,\theta,t)$都是与速度无关的变量，为研究目标的运动参数对检测带来的影响，只对$\boldsymbol{M}(v,t)$矩阵进行分析。提取$\boldsymbol{C}_m$向量各元素的包络，包络时延与相干处理时间有关，与传统雷达类似。当$vKT_{\mathrm{pr}}>\mathrm{c}/2f_s$($f_s$是采样率)时，则接收信号在经过快时间匹配滤波后，会出现跨越距离分辨率单元的情况，当速度较大、积累时间越长时，距离走动更容易发生，此时信号在慢时间维的相干累积增益降低。由于频控阵雷达的频偏在$\boldsymbol{M}(v,t)$矩阵中带来了新的自由度，与传统雷达及MIMO雷达不同，频偏使得回波信号经过接收机处理后的各通道的多普勒频率发生变化。对于速度为v的运动目标，回波经接收机处理后的通道M相对通道1的多普勒频率变化如式(19)所示：

$$\begin{aligned}\Delta f_{\mathrm{d}}&=\arg\max_{f_{\mathrm{d}}}|\mathrm{FFT}\{\angle\boldsymbol{C}_{M-1}\}|\\&\quad-\arg\max_{f_{\mathrm{d}}}|\mathrm{FFT}\{\angle\boldsymbol{C}_0\}|\\&=\frac{2v(M-1)\Delta f}{\mathrm{c}}\end{aligned} \tag{19}$$

其中，符号FFT{·}表示对矩阵内每一列作快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)，符号$\angle\boldsymbol{C}_m=\boldsymbol{\vartheta}_m$表示提取$\boldsymbol{C}_m$的相位。

当Δf_{d}超过半个多普勒分辨单元时，就会造成多普勒扩展效应。此时，有

$$\Delta f_{\mathrm{d}}=\frac{2v(M-1)\Delta f}{\mathrm{c}}\geq\frac{1}{2K\cdot T_{\mathrm{pr}}} \tag{20}$$

即

$$v\Delta f\geq\frac{\mathrm{c}}{4K\cdot T_{\mathrm{pr}}(M-1)} \tag{21}$$

从式(21)可知：对于高速目标或者长时间积累情况下的目标检测，多普勒扩展现象很容易发生，从而造成相干积累增益降低，目标检测性能下降。

2.3 接收机信号处理

由于接收信号来自多个发射阵元信号的耦合，信号形式十分复杂，无法直接检测，本文利用最大似然意义下的接收机[21,22]对FDA-MIMO多脉冲回波进行接收(图2)，即对每个接收阵元接收到的信号进行多通道下变频-匹配滤波操作。

将第k个PRI接收到的回波信号$\boldsymbol{z}_k(t)$代入接收机处理，如式(22)所示：

$$\mathbf{R}\boldsymbol{z}_k=\int_{-\infty}^{\infty}\boldsymbol{z}_k(t)\,\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}(t)\,\varphi^*(t-kT_{\mathrm{pr}}-\tau)\,\mathrm{d}t \tag{22}$$

其中，$\{\cdot\}^*$表示共轭，$\{\cdot\}^{\mathrm{H}}$表示共轭转置。由于发射的信号满足频移正交性，则第k个PRI接收到的回波信号经过接收机处理后输出为

$$\mathbf{R}\boldsymbol{z}_k=R_{\varphi_k}(t)\left(\mathbf{AR}(\theta,r)\odot\boldsymbol{v}_k\right)^{\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}}(\theta) \tag{23}$$

其中，$\mathbf{AR}(\theta,r)=\boldsymbol{A}_t(\theta)\odot\boldsymbol{F}(-2\tau_r)$，符号$R_{\varphi_k}$表示基带信号自相关函数，即

$$\begin{aligned}R_{\varphi_k}(t)=&\int_{-\infty}^{\infty}\varphi(\tau-kT_{\mathrm{pr}}-2\tau_r-2\tau_k(v))\\&\cdot\varphi^*(\tau-kT_{\mathrm{pr}}-t)\,\mathrm{d}\tau\end{aligned} \tag{24}$$

故N个接收阵元在一个相干处理时间接收到的M个通道的输出信号为

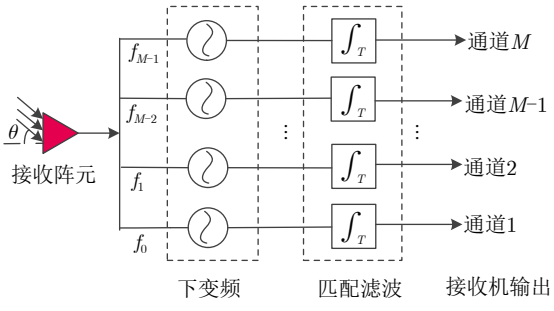


图 2 频控阵-多输入多输出雷达最大似然接收机模型

Fig. 2 Maximum likelihood receiver model for FDA-MIMO radar

$$\begin{aligned}\mathbf{RZ}=&\left[\begin{array}{cccc}\mathbf{Rz}_0^{\mathrm{T}} & \mathbf{Rz}_1^{\mathrm{T}} & \cdots & \mathbf{Rz}_{K-1}^{\mathrm{T}}\end{array}\right]^{\mathrm{T}}\\ =&\mathbf{RS}\left(v,t\right)\odot\mathbf{AE}\left(\theta,r\right)\otimes\boldsymbol{A}_{\mathrm{r}}\left(\theta\right)\end{aligned}\tag{25}$$

其中，$\mathbf{AE}\left(\theta,r\right)=\boldsymbol{E}\cdot\mathbf{AR}^{\mathrm{T}}\left(\theta,r\right)$，向量$\boldsymbol{E}=[1\ \ 1\ \ \cdots\ \ 1]_{1\times K}^{\mathrm{T}}$是$K$行的列向量，$\mathbf{RS}\left(v,t\right)$表示运动目标在一个相干处理时间内经过接收机处理后的回波相位-包络联合变化矩阵，即

$$\begin{aligned}\mathbf{RS}\left(v,t\right)=&[R_{\varphi_0}\left(t-\Delta\tau_0\right)\boldsymbol{v}_0\ \ R_{\varphi_1}\left(t-\Delta\tau_1\right)\boldsymbol{v}_1\ \ \cdots\\ &R_{\varphi_{K-1}}\left(t-\Delta\tau_{K-1}\right)\boldsymbol{v}_{K-1}]^{\mathrm{T}}\end{aligned}\tag{26}$$

矩阵$\mathbf{RS}\left(v,t\right)$同前述分析的$\boldsymbol{M}\left(v,t\right)$，存在跨距离单元走动和多普勒扩展问题。

3 算法实现

3.1 算法推导

不同接收阵元接收的信号结构一致，因而可对各接收阵元信号先分别处理再联合检测，取第n个接收阵元在一个相干处理时间内经过接收机处理后的M个通道的输出组成数据矩阵，即取出$\mathbf{RZ}$矩阵的第$n+iN$行，$i=0,1,\cdots,K-1$，如式(27)所示：

$$\mathbf{RN}=\mathbf{RS}\left(v,t\right)\odot\left(\boldsymbol{E}(\mathbf{AR}\left(\theta,r\right)\odot\boldsymbol{A}_{\mathrm{rn}}\left(\theta\right))^{\mathrm{T}}\right)\tag{27}$$

其中，$\mathbf{RS}\left(v,t\right)$可表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{RS}\left(v,t\right)=&[\boldsymbol{R}_{\varphi}\left(t\right)\odot\boldsymbol{\vartheta}_0\ \ \boldsymbol{R}_{\varphi}\left(t\right)\odot\boldsymbol{\vartheta}_1\ \ \cdots\\ &\boldsymbol{R}_{\varphi}\left(t\right)\odot\boldsymbol{\vartheta}_{M-1}]\end{aligned}\tag{28}$$

其中，$\boldsymbol{R}_{\varphi}\left(t\right)=\left[R_{\varphi_0}\left(t\right)\ \ R_{\varphi_1}\left(t\right)\ \ \cdots\ \ R_{\varphi_{K-1}}\left(t\right)\right]^{\mathrm{T}}$，$\mathbf{RN}$是第$n$个接收阵元信号的接收机输出。

图3表示一个接收阵元接收的三维信号数据，图中距离走动和多普勒扩展并存。传统keystone变换可用于包络走动的校正，借助类似思想，在一个相干处理时间内，将第n个接收阵元经接收机处理后的第m个通道信号在慢时间维进行重采样，使通道M相对通道1的多普勒频率变化值为0，多普勒扩展被消除，通道间信号可以实现相干累积。

取$\mathbf{RN}$中第m个向量元素，即取出第n个接收阵元在一个相干处理时间内经过接收机处理后的第m个通道的输出向量$\mathbf{RN}\left[m\right]=A_{nm}\left(\theta,r\right)\boldsymbol{R}_{\varphi}\left(t\right)\odot\boldsymbol{\vartheta}_m$，其中，$A_{nm}\left(\theta,r\right)=\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_m\tau_{\mathrm{tr}_m}\right)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_m\tau_{\mathrm{re}_n}\right)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}4\pi f_m\tau_r\right)$。向量$\mathbf{RN}\left[m\right]$的第$k$个元素为$(\mathbf{RN}[m])[k]=A_{nm}(\theta,r)R_{\varphi_k}(t-\Delta\tau_k)\exp(-\mathrm{j}4\pi f_m\tau_k(v))$，此元素对应第$k$个PRI时，第$n$个接收阵元收到的回波信号经接收机处理后的第$m$个通道输出的信号。因此$\mathbf{RN}\left[m\right]$实际上是对函数$\mathrm{Rn}_m\left(t,t_k\right)=A_{nm}\left(\theta,r\right)R_{\varphi_k}\left(t-\Delta\tau_k\right)\exp\left(\left(-\mathrm{j}4\pi f_m v t_k\right)/\mathrm{c}\right)$在慢时间$t_k$上以采样率$1/T_{\mathrm{pr}}$采样$K$个点得到的向量。由此可见，若要消除多普勒扩展，只需将每个接收通道在K个脉冲周期得到的慢时间采样值通过插值滤波器恢复到模拟信号如$\mathrm{Rn}_m\left(t,t_k\right)$，然后再重新以新的采样率$f_m/\left(f_0T_{\mathrm{pr}}\right)$进行$K$点采样，便可得到重采样后各通道一个相干处理时间的信号输出$\mathrm{Rn}_m\left(t,\left(f_0T_{\mathrm{pr}}/f_m\right)k\right)=R_{\varphi_k}\left(t,t_k=\left(f_0T_{\mathrm{pr}}/f_m\right)k\right)\exp\left(\left(-\mathrm{j}4\pi f_0vkT_{\mathrm{pr}}\right)/\mathrm{c}\right)$，此时所有通道的多普勒频率不再依赖频偏即$\Delta f_{\mathrm{d}}=0$，多普勒扩展被消除。若包络走动带来的能量损失可接受，则只需对信号在慢时间重采样即可。但若包络走动严重导致无法检测，则需和多普勒进行联合校正。

首先向量$\mathbf{RN}\left[m\right]$的第$k$个元素$\mathrm{Rn}_m\left(t,t_k\right)$可变形为

$$\mathrm{Rn}_m\left(t,t_k\right)=H\left(\hat{t},t_k\right)\circledast\varphi_k^*\left(-t\right)\tag{29}$$

其中，符号$\circledast$表示卷积运算，$\hat{t}=t-kT_{\mathrm{pr}}$，函数$H\left(t,t_k\right)$表示为

$$\begin{aligned}H\left(\hat{t},t_k\right)=&\varphi\left(\hat{t}-2\left(\tau_r+\tau_k\left(v\right)\right)\right)\\ &\cdot\exp(-\mathrm{j}4\pi f_m\left(\tau_r+\tau_k\left(v\right)\right))A_{nm}\left(\theta\right)\end{aligned}\tag{30}$$

其中，$A_{nm}\left(\theta\right)=\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_m\tau_{\mathrm{tr}_m}\right)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_m\tau_{\mathrm{re}_n}\right)$，此时将$\mathrm{Rn}_m\left(t,t_k\right)$在快时间进行，信号在快时间频域-慢时间维输出如式(31)所示：

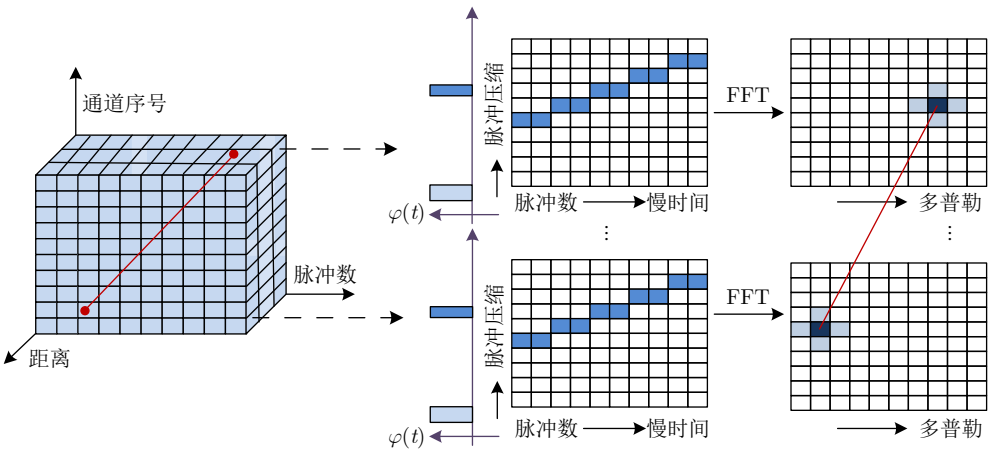


图 3 距离走动与多普勒扩展示意图

Fig. 3 Schematic diagram of range migration and Doppler spread

$$\begin{aligned}\mathrm{Rn}_m(f,t_k)=&\mathrm{rect}\left(\frac{f}{B_\mathrm{p}}\right)\exp\left(-\mathrm{j}\pi\frac{f^2}{\gamma}\right)\\&\cdot\exp\left[-\mathrm{j}4\pi(f+f_m)\frac{r_0-vt_k}{\mathrm{c}}\right]\\&\cdot A_{nm}(\theta)G(f)\end{aligned}\tag{31}$$

式(31)中，$G(f)$是信号$\varphi_k^*(-t)$的FFT, B_p是LFM信号带宽。由式(31)可知：只需对每一个频率点在慢时间域以新的采样间隔$\Delta t_\mathrm{pr}=f_0T_\mathrm{pr}/(f+f_m)$对慢时间$t_k$进行重采样，即可同时消除速度与回波包络的耦合以及速度与频偏的耦合，从而同时校正距离走动和多普勒扩展。由于接收信号是在时间上采样后的离散信号，故将$\mathrm{Rn}_m(f,t_k)$离散化为二维数据$\mathrm{Rn}_m(p,k)$，此处采取辛格插值对其重采样消除距离走动和多普勒扩展，即

$$\begin{aligned}\mathrm{Rn}_m^r(p,k)=&\sum_{l=0}^{K-1}\mathrm{Rn}_m(p,l)\\&\cdot\left.\frac{\sin\left(\pi(t-lT_\mathrm{pr})/T_\mathrm{pr}\right)}{\pi(t-lT_\mathrm{pr})/T_\mathrm{pr}}\right|_{t=\frac{f_0}{f_m+f(p)}kT_\mathrm{pr}}\end{aligned}\tag{32}$$

其中，$\{\cdot\}^r$表示重采样。当目标多普勒频率大于慢时间采样率时会发生欠采样，真实速度$v=v_0+Qv_\mathrm{pr}$，其中，v_0是不模糊速度，v_pr是盲速。式(32)中盲速引起的距离走动无法直接消除，此时需要设置补偿函数来补偿盲速引起的距离走动，补偿函数设置为

$$L_m(p,k)=\left.\exp(-\mathrm{j}2\pi Qf_rt_k)\right|_{t_k=\frac{f_0}{f_m+f(p)}kT_\mathrm{pr}}\tag{33}$$

其中，$f_r=1/T_\mathrm{pr}$, $L_m(p,k)$表示第m通道的补偿函数，Q是目标的多普勒折叠因子，可通过搜索的方式获取。$\mathrm{Rn1}_m^r(p,k)$在慢时间上是单载频信号，因此Q的确定如式(34)所示：

$$\hat{Q}=\arg\max_Q\left(\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}\left|\underset{k}{\mathrm{FFT}}\left\{\mathrm{Rn}_m^r(p,k)L_m(p,k)\right\}\right|\right)\tag{34}$$

其中，$\underset{k}{\mathrm{FFT}}\{\cdot\}$表示慢时间上进行FFT。式(34)表示在每个频率点处对重采样后的不同通道的输出$\mathrm{Rn}_m^r(p,k)L_m(p,k)$在不同的$Q$值搜索下，在慢时间进行FFT并累加，寻找使幅值最大的$\hat{Q}$值作为多普勒折叠因子Q的估计值。搜索时可以结合实际情况设置大致搜索范围以及根据所需精度设置搜索步进，避免运算量过大。

将搜索得到的折叠因子$\hat{Q}$代入式(33)并补偿式(32)，最终可得到第n个接收阵元经接收机处理后的第m个通道的快时间频域-慢时间二维输出数据为

$$\mathrm{RL}_m(p,k)=\mathrm{Rn}_m^r(p,k)L_m(p,k)\tag{35}$$

将式(35)在快时间频域进行逆快速傅里叶变换，可得到补偿后快时间时域输出如式(36)所示：

$$\begin{aligned}\mathrm{RL}_m(q,k)=&\mathrm{sinc}\left(B_\mathrm{p}(q-2\tau_rf_\mathrm{s})\right)A_{nm}(\theta,r)\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}4\pi f_0\frac{vkT_\mathrm{pr}}{\mathrm{c}}\right)\end{aligned}\tag{36}$$

其中，$q,k\in\mathbb{N}$表示快时间和慢时间离散后的采样点。式(36)的回波包络峰值对齐至τ_r处，同时与速度有关的相位项与频偏解耦，距离走动和多普勒扩展被同时补偿，最后对经过处理后的各通道信号进行相干累积并检测。

图4是FDA-MIMO雷达运动目标检测流程图，本流程适用于有多普勒扩展和无多普勒扩展两种情况，但当没有多普勒扩展时，插值计算及折叠因子搜索会使运算时间变长。

3.2 算法复杂度分析

在速度不模糊且包络走动引起的幅值衰减可以接受的情况下，若需要高精度的速度估计与检测，只需要解决多普勒扩展即可。此时计算复杂度较低，不需要快时间FFT也不需要模糊数搜索，只需要对接收机通道输出的信号在慢时间进行重采样即可。假设每个脉冲周期采样点有P个，共有K个脉冲周期，则此时利用辛格插值滤波实现重采样需要做PK^2次乘法和$PK(K-1)$次加法，共N个接收阵元，每个阵元M个通道输出，则共需乘法次数$MNPK^2$

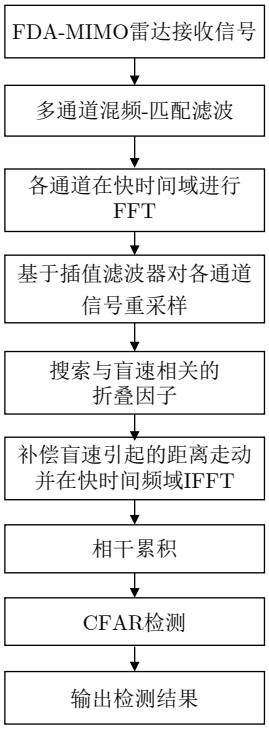


图 4 FDA-MIMO雷达运动目标检测流程图

Fig. 4 The flowchart of moving target detection for FDA-MIMO radar

和加法次数$MNPK(K-1)$。若需考虑包络走动，则N个接收阵元在K个脉冲周期需额外做FFT运算，需$MNK(P/2)\log_2(P)$复数乘法，$MNKP\log_2(P)$次复数加法。当需要进行模糊数搜索时，根据搜素精度要求，运算量会稍有增加。多普勒扩展的消除复杂度在本文中与脉冲积累个数的平方成正比，在实际应用中要根据所需多普勒分辨率及信噪比选择合适的脉冲积累个数，积累时间过长，系统效率会下降。

4 仿真分析

仿真设置为8个发射阵元和8个接收阵元，发射阵元间距与接收阵元间距均为0.015 m，假设目标初始距离为10 km，发射参考载频为$f_0=10$ GHz，基带信号时宽$T_\mathrm{p}=4$ μs，基带信号带宽为$B_\mathrm{p}=10$ MHz，脉冲重复周期$T_\mathrm{pr}=400$ μs，信号快时间采样率$f_\mathrm{s}=100$ MHz，频偏$\Delta f=10$ MHz，脉冲个数$K=256$。目标速度设置为$v=350$ m/s，接收回波信噪比SNR$=-5$ dB。

图5是第1个接收阵元经匹配滤波处理后各通道

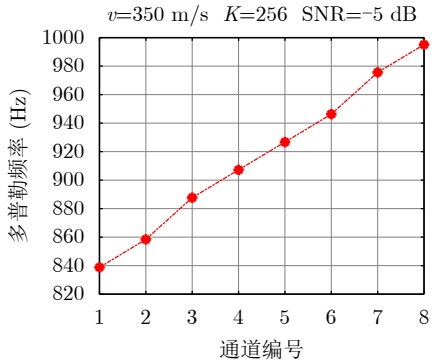


图 5 接收阵元1的每个通道的多普勒频率中心

Fig. 5 The Doppler frequency center of each channel of the first receiving array element

输出信号沿慢时间做FFT后得到的能量峰值对应的多普勒频率，可以看出：由于发射阵元间存在频偏，各通道输出的多普勒频率不同，这与前述理论分析一致。根据本文的仿真参数，多普勒分辨单元为$1/(KT_\mathrm{pr})=9.77$ Hz。图5中通道8相对通道1的多普勒扩展$\Delta f_\mathrm{d}=161.3$ Hz，大约跨越16个多普勒分辨单元，这种多普勒扩展会影响通道间的相干积累。图6为未采用和采用本文所提算法得到各通道输出的距离-多普勒二维图。对比图6(a)和图6(b)的局部放大图可以看出：由于本文所提算法在补偿了多普勒扩展的同时校正了距离走动，目标的信号能量更聚集且峰值更大。

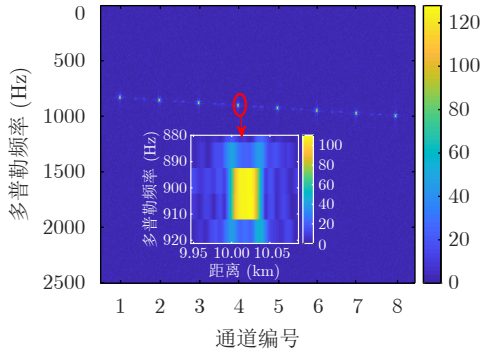
图7为未补偿多普勒扩展情况下，对各通道信号进行相干累积得到的结果，可以看出：多普勒扩展导致各通道信号相干累积后能量分散在多个多普勒频率单元，这会降低目标信号的峰值能量。图8为补偿多普勒扩展情况下，对各通道信号进行相干累积得到的结果，可以看出：对多普勒扩展进行补偿后，各通道信号相干累积得到的目标峰值聚焦在同一距离和多普勒单元，如图8(a)所示。与图7(b)相比，经多普勒扩展校正后，图8(b)中目标信号的峰值能量提高明显。

为了验证本文所提算法在多普勒扩展补偿方面的性能，定义如式(37)的指标：

$$G_\mathrm{p}=10\lg(A_\mathrm{pk}/A_\mathrm{pk0}) \tag{37}$$

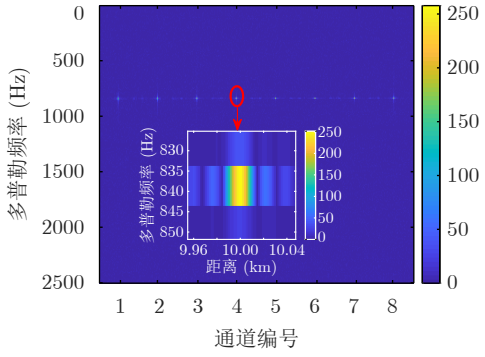
其中，A_pk0表示单个通道单个脉冲处理后的信号峰值大小，A_pk表示多个通道多个脉冲联合处理后的信号峰值大小，G_p为相干处理增益(不考虑脉压)。

除脉冲数以外，其余参数不变，当$\Delta f=10$ MHz时，相干处理增益随相干处理间隔的变化曲线如图9所示。随着相干处理时长的增加，多普勒扩展更加严重，所提算法通过多普勒扩展补偿，性能损



(a) 未采用本文所提算法

(a) Notusing the proposed algorithm



(b) 采用本文所提算法

(b) Using the proposed algorithm

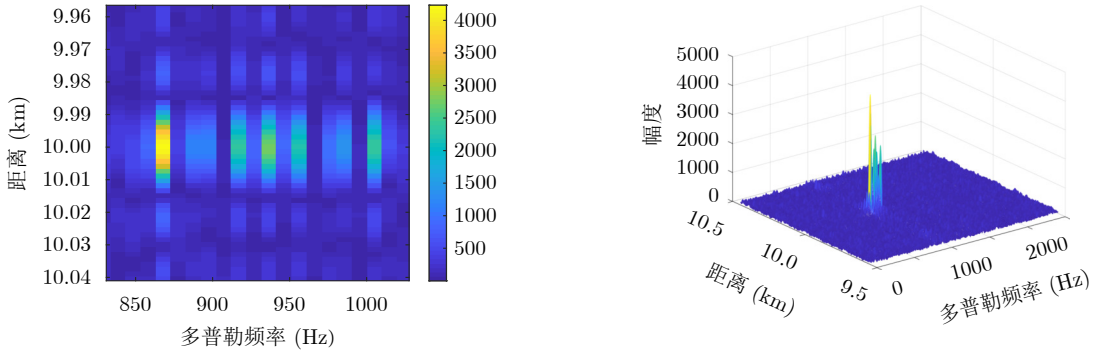
图 6 接收阵元1的各通道信号在使用所提算法前后的距离-多普勒二维图

Fig. 6 The range Doppler two-dimensional graph of each channel signal of the first receiving array element before and after using the algorithm

失较小；而传统MTD算法无法积累更多的脉冲，性能损失较大。

当相干处理间隔t = 96 ms时，相干处理增益随频偏的变化曲线如图10所示。当频偏在10~50 MHz之间变化时，本文所提算法和MTD算法的相干处理增益基本不变，但所提算法能够获得比MTD算法更高的相干处理增益。

当虚警概率为0.001时，图11是本文所提算法、文献[23]的算法以及MTD算法经过10000次蒙特卡罗仿真得到的3条检测概率曲线图。若对FDA-MIMO雷达运动目标的回波直接进行常规的MTD处理，由于距离走动和多普勒扩展均存在，此时目标积累的能量损失严重，这会导致目标的检测性能差。文献[23]的算法虽然对FDA-MIMO雷达各通道回波的

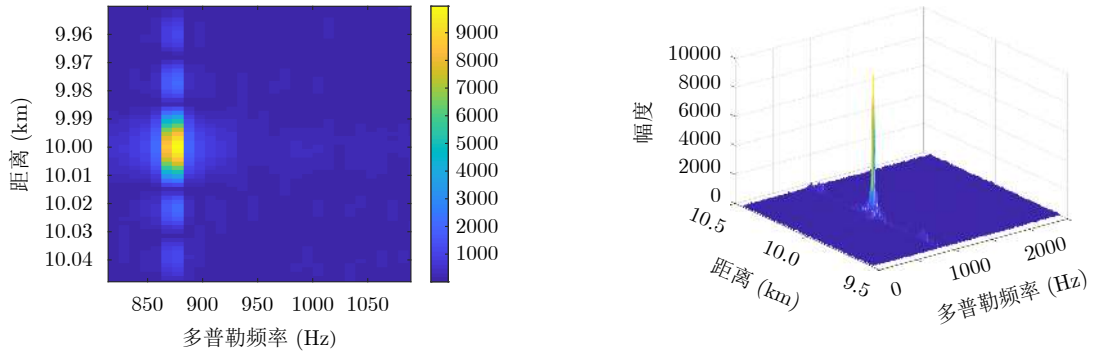


(a) 二维图
(a) 2D diagram

(b) 三维图
(b) 3D diagram

图 7 未补偿多普勒扩展下的相干累积结果

Fig. 7 Coherent accumulation results with uncompensated Doppler spread



(a) 二维图
(a) 2D diagram

(b) 三维图
(b) 3D diagram

图 8 补偿多普勒扩展的相干累积结果

Fig. 8 Coherent accumulation results with compensated Doppler spread

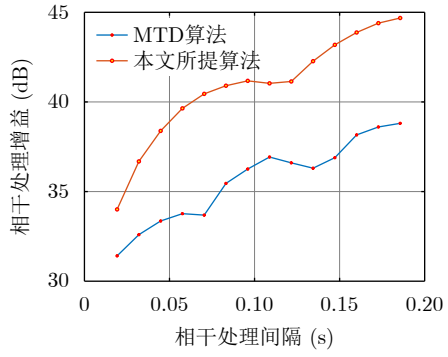


图 9 频偏Δf = 10 MHz 时，相干处理增益随相干处理间隔的变化曲线

Fig. 9 When the frequency offset Δf = 10 MHz, the gain of coherent accumulation varies with the coherent processing interval

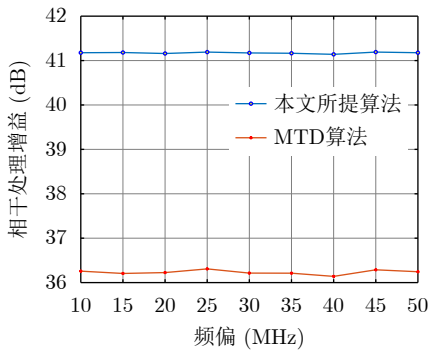


图 10 相干处理间隔为96 ms时，处理增益随频偏的变化曲线

Fig. 10 When the coherent processing time is 96 ms, the gain of coherent accumulation varies with frequency offset

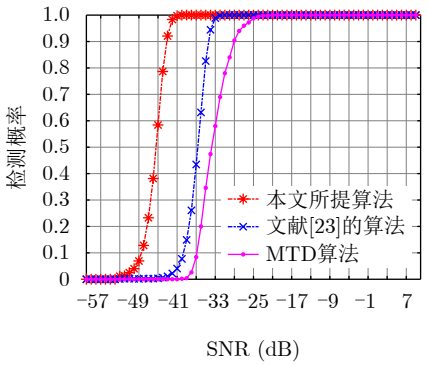


图 11 检测概率曲线图($P_{\text{fa}}=0.001$)

Fig. 11 Detection probability graph ($P_{\text{fa}}=0.001$)

距离走动进行了校正，但忽略了多普勒扩展对各通道信号相干积累的影响。当频偏增大或相干积累时间变长时，文献[23]的算法会出现严重的多普勒扩展现象，这会造成目标检测性能的下降。本文所提算法采用基于插值滤波的重采样算法，能在校正FDA-MIMO雷达各通道回波距离走动的同时补偿目标的多普勒扩展。与文献[23]的算法和MTD算法相比，本文所提算法能在更低的信噪比条件下获得良好的检测性能。

5 结语

在FDA-MIMO雷达运动目标检测过程中，针对阵元间频偏引起的多普勒扩展问题，本文提出了一种基于插值滤波的重采样算法。所提算法无需事先知晓目标的速度，能够在补偿由频偏与速度耦合引起的多普勒扩展的同时，校正各接收通道目标回波的跨距离单元走动，最终实现目标能量的相干累积。本文所提算法未考虑地/海杂波的影响，下一步的工作是如何从杂波背景中利用FDA-MIMO雷达检测运动目标。

参 考 文 献

[1] ANTONIK P, WICKS M C, GRIFFITHS H D, *et al*. Frequency diverse array radars[C]. 2006 IEEE Conference on Radar, Verona, USA, 2006: 215–217. doi: 10.1109/RADAR.2006.1631800.

[2] 王文钦, 陈慧, 郑植, 等. 频控阵雷达技术及其应用研究进展[J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 153–166. doi: 10.12000/JR18029.
WANG Wenqin, CHEN Hui, ZHENG Zhi, *et al*. Advances on frequency diverse array radar and its applications[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 153–166. doi: 10.12000/JR18029.

[3] LAN Lan, XU Jingwei, LIAO Guisheng, *et al*. Suppression of mainbeam deceptive jammer with FDA-MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 11584–11598. doi: 10.1109/TVT.2020.3014689.

[4] LIAO Yi, TANG Hu, CHEN Xiaolong, *et al*. Frequency diverse array beampattern synthesis with taylor windowed frequency offsets[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2020, 19(11): 1901–1905. doi: 10.1109/LAWP.2020.3024710.

[5] WANG Wenqin, SO H C, and FARINA A. An overview on time/frequency modulated array processing[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2017, 11(2): 228–246. doi: 10.1109/JSTSP.2016.2627182.

[6] 熊杰. 频控阵发射波束形成及其应用方法研究[D]. [博士论文], 电子科技大学, 2018.
XIONG Jie. Research on transmitting beamforming technology and its applications of frequency diverse array[D]. [Ph. D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2018.

[7] ZHU Yu, LIU Lei, LU Zheng, *et al*. Target detection performance analysis of FDA-MIMO radar[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 164276–164285. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2943082.

[8] CHENG Jie, CHEN Hui, GUI Ronghua, *et al*. Persymmetric adaptive detector for FDA-MIMO radar[C]. 2020 IEEE Radar Conference. Florence, Italy, 2020: 1–5. doi: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266641.

[9] LAN L, MARINO A, AUBRY A, *et al*. Design of adaptive detectors for FDA-MIMO radar[C]. 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Hangzhou, China, 2020: 1–5. doi: 10.1109/SAM48682.2020.9104289.

[10] LAN Lan, MARINO A, AUBRY A, *et al*. GLRT-based adaptive target detection in FDA-MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2021, 57(1): 597–613. doi: 10.1109/TAES.2020.3028485.

[11] XU Jingwei, LIAO Guisheng, and 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. doi: 10.1109/TGRS.2016.2561308.

[12] XU Jian, WANG Wenqin, CUI Can, *et al*. Joint range, angle and Doppler estimation for FDA-MIMO radar[C]. 2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Sheffield, UK, 2018: 499–503. doi: 10.1109/SAM.2018.8448782.

[13] 陈小龙, 陈宝欣, 黄勇, 等. 频控阵雷达空距频聚焦信号处理方法[J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 183–193. doi: 10.12000/JR18018.
CHEN Xiaolong, CHEN Baoxin, HUANG Yong, *et al*. Frequency diverse array radar signal processing via Space-Range-Doppler focus (SRDF) method[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 183–193. doi: 10.12000/JR18018.

[14] 程婕, 王文钦, 侯宇典, 等. 基于FDA雷达的多径干扰抑制及目标检测[J]. 信号处理, 2022, 38(1): 28–34. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.01.004.
CHENG Jie, WANG Wenqin, HOU Yudian, *et al*. Multipath jamming suppression and target detection based on FDA radar[J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(1): 28–34. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.01.004.

[15] HUANG Bang, WANG Wenqin, BASIT A, *et al*. Bayesian detection in Gaussian clutter for FDA-MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(3): 2655–2667. doi: 10.1109/TVT.2021.3139894.

[16] HUANG Bang, BASIT A, GUI Ronghua, *et al*. Adaptive moving target detection without training data for FDA-MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(1): 220–232. doi: 10.1109/TVT.2021.3126781.

[17] 桂荣华. 频控阵雷达自适应处理关键技术研究[D]. [博士论文], 电子科技大学, 2020.
GUI Ronghua. Research on adaptive processing technology for frequency diverse array radar[D]. [Ph. D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2020.

[18] CHEN Xiaolong, GUAN Jian, and HE You. High resolution extraction of radar micro-Doppler signature using sparse time-frequency distribution[C]. 32nd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science, Montreal, Canada, 2017: 1–4. doi: 10.23919/URSIGASS.2017.8105274.

[19] CHEN Xiaolong, CHEN Baoxin, GUAN Jian, *et al*. Space-range-Doppler focus-based low-observable moving target detection using frequency diverse array MIMO radar[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 43892–43904. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2863745.

[20] XU Jingwei, LIAO Guisheng, HUANG Lei, *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.

[21] GUI Ronghua, WANG Wenqin, CUI Can, *et al*. Coherent pulsed-FDA radar receiver design with time-variance consideration: SINR and CRB analysis[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(1): 200–214. doi: 10.1109/TSP.2017.2764860.

[22] GUI Ronghua, WANG Wenqin, and SHAO Huaizong. General receiver design for FDA radar[C]. 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18), Oklahoma, USA, 2018: 280–285. doi: 10.1109/RADAR.2018.8378571.

[23] 林洋, 张顺生, 王文钦, 等. LFM正交调制的FDA-MIMO雷达运动目标检测[J]. 信号处理, 2019, 35(11): 1888–1894. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2019.11.014.
LIN Yang, ZHANG Shunsheng, WANG Wenqin, *et al*. FDA-MIMO radar moving target detection with LFM orthogonal modulation[J]. *Journal of Signal Processing*, 2019, 35(11): 1888–1894. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2019.11.014.

作 者 简 介

张顺生(1980–)，男，研究员，博士生导师，主要研究方向为雷达信号处理。

刘美慧(1997–)，女，电子科技大学在读硕士研究生，主要研究方向为频控阵雷达运动目标检测。

王文钦(1979–)，男，教授，博士生导师，主要研究方向为阵列处理及其在雷达、通信和电子对抗中的应用研究。

(责任编辑：于青)