

机载多输入多输出雷达脉冲相消杂波抑制方法

曹 杨* 冯大政 水鹏朗 向 聪

(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: 针对机载多输入多输出雷达杂波分布呈现空时耦合特性, 该文提出了一种新的空时 2 维脉冲相消杂波抑制方法, 通过利用雷达参数以及载机速度可以确定杂波分布轨迹这一先验信息, 设计出一种简单有效的空时 2 维脉冲相消器, 作为空时自适应处理(STAP)的杂波预滤波处理方法, 进一步提高目标的检测性能。试验结果表明, 该方法可以较为灵活地根据不同阵列结构来构造, 不受布阵方式的限制, 同时对于高速运动目标的检测也较为有效。

关键词: 机载雷达; 空时自适应处理; 多输入多输出雷达; 杂波抑制

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)03-0595-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00630

Clutter Suppression of Pulse-to-pulse Canceller in Airborne MIMO Radar

Cao Yang Feng Da-zheng Shui Peng-lang Xiang Cong

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The spectrum of the clutter is spatially-temporally coupled in the airborne MIMO radar. Based on the knowledge that the location of the ground clutter in angle-Doppler domain is mainly dependent on the velocity of the airplane and the radar parameters, a novel two dimensional pulse-to-pulse canceller is designed to suppress the clutter signals more efficiently. As a pre-filtering tool before the conventional Moving Target Indication (MTI) and the sub-optimal dimension-reduced Spatial-Temporal Adaptive Processing (STAP) algorithms, the method can enhance the performance of moving target detection. The experimental results demonstrate that the proposed pre-filtering approach can effectively suppress the clutter and can be flexibly constructed according to different array configurations. Moreover, the proposed method can gain a better performance for detecting the high speed moving target.

Key words: Airborne radar; Spatial-Temporal Adaptive Processing (STAP); MIMO radar; Clutter suppression

1 引言

近些年来, 多输入多输出(MIMO)雷达作为一种新体制雷达^[1-7], 越来越受到学术界的广泛关注。不同于传统的单输入多输出雷达(SIMO), 多输入多输出雷达在发射端发射多个正交或者不相关的波形, 在接收端经过匹配滤波器组分离出多个发射信号分量。这样通过利用波形分集, 可以由少量的发射天线即可获得较多的处理自由度^[1]。将多输入多输出雷达应用于机载预警平台, 可以有更多的自由度来抑制地面杂波信号, 提高机载预警雷达动目标检测性能。由于机载多输入多输出雷达的地物杂波呈现为空时 2 维耦合特性, 这就决定了其杂波抑制属于空时 2 维滤波问题。国内外对于机载 MIMO 雷达杂波的抑制已经取得了一定的成果。文献[1]中将机

载相控阵雷达中已经成熟的 STAP 方法推广应用于机载 MIMO 平台, 文献[2]通过离线方法来构造 MIMO 雷达下的杂波子空间, 从而来抑制杂波。文献[3]着重研究了机载相干 MIMO 雷达杂波自由度, 为杂波的抑制提供了理论基础。文献[4]提出了一种基于时域平滑的方法来抑制非均匀杂波。已有的一些经典 STAP 方法^[8,9]都可以扩展并应用到机载多输入多输出雷达, 这其中有常规 MTI 方法, 还包括其他一些典型的降维 STAP 算法, 如 Factored Approach^[8]方法, Extended Factored Approach^[9]方法等。

脉冲相消器^[10]是早期雷达中较为常用、也较为有效的一种杂波抑制方法, 它最早应用于地基雷达中。由于地基雷达接收的杂波能量主要集中在多普勒频域的零频附近, 于是可以通过简单的脉冲相消来对杂波进行抑制, 从而有效地提高目标检测性能。这时脉冲相消器的设计, 可以理解为一个简单的频域滤波器的设计问题。而在机载雷达平台,

2012-05-23 收到, 2013-01-04 改回

国家自然科学基金(60971111)资助课题

*通信作者: 曹杨 caoyang166234@163.com

由于平台的运动效应, 杂波将呈现强烈的空时耦合特性, 杂波能量将主要分布在空间-多普勒 2 维平面上, 原有的脉冲相消器不足以完全对消掉杂波信号, 于是可以通过设计一种针对机载运动平台的空时 2 维脉冲相消器来实现对运动平台杂波的抑制。

本文将根据机载多输入多输出雷达的信号结构特点, 利用多输入多输出雷达的工作参数以及平台运动信息, 设计一种机载多输入多输出雷达的空时 2 维脉冲相消器。它是根据机载多输入多输出雷达杂波模型, 利用两脉冲相消的形式对杂波进行抑制, 以达到预滤波的效果。实验证明这种脉冲相消器能有效降低输出杂波功率, 并通过与常规 MTI、降维 STAP 方法的联合使用, 提高目标的输出信干噪比, 改善目标的检测性能。

2 机载多输入多输出雷达信号模型

如图 1 所示, 载机沿 x 轴方向匀速直线飞行, 载机高度为 h , 飞行速度为 v 。雷达发射和接收阵为平行放置的等距线阵, 发射阵元数为 M , 发射阵元间距为 d_T ; 接收阵元数为 N , 接收阵元间距为 d_R 。图中阵列布设采用后文中仿真 1 中的布阵方式(交替布设发射和接收阵元), φ 为方位角, 即雷达载机到地面任意散射点的连线在 xoy 平面的投影与 x 轴的夹角; θ 为俯仰角, 为雷达载机到地面任意散射点的连线与 xoy 平面的夹角。在一个相干处理间隔(CPI)内, 各发射阵元同时发射由 K 个脉冲串组成的脉冲串波形, 且 M 个发射波形相互正交。脉冲重复频率为 f_r , 脉冲重复周期为 $T_r = 1/f_r$ 。在每个接收阵元处, 分别用 M 个参考发射信号对 K 个脉冲周期的回波数据进行匹配滤波。于是, 在接收端第 n 个阵元处, 得到对应第 m 个发射阵元(波形)第 k 个脉冲下的杂波与噪声信号为^[2]

$$y_{n,m,k} = \int_0^\pi \rho_k(\varphi) \exp\{j2\pi[nf_{S,R}(\varphi) + mf_{S,T}(\varphi) + kf_D(\varphi)]\} d\varphi + y_{n,m,k}^{(w)} \quad (1)$$

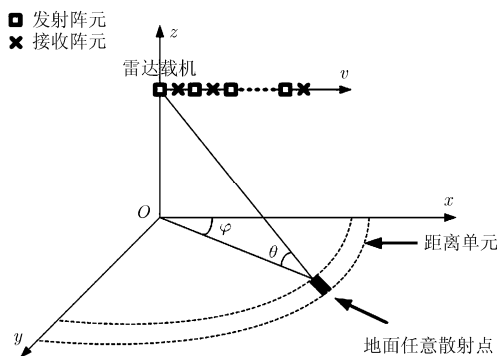


图 1 机载多输入多输出雷达几何结构图

其中 $n = 0, \dots, N-1, m = 0, \dots, M-1, k=0, \dots, K-1$; φ 为方位角, θ 为俯仰角; $\rho_k(\varphi)$ 是服从零均值复高斯分布的杂波散射系数; $f_{S,R} = d_R \cos(\theta) \cos(\varphi) / \lambda$ 为接收空域频率项, $f_{S,T} = d_T \cos(\theta) \cos(\varphi) / \lambda$ 为发射空域频率项, $f_D = 2vT_r \cos(\theta) \cos(\varphi) / \lambda$ 为归一化多普勒频率项; $y_{n,m,k}^{(w)} \sim N^c(0, \sigma_w^2)$ 为高斯白噪声, σ_w^2 为白噪声的功率。

将一个距离单元沿方位角 φ 从 0 到 π , 离散划分为 U 个散射单元, 则式(1)可以写成离散形式:

$$y_{n,m,k} = \sum_{i=1}^U \rho_k(\varphi_i) a_{n,m}(\varphi_i) \omega_k(\varphi_i) + y_{n,m,k}^{(w)} \quad (2)$$

其中 φ_i 为第 i 个散射单元的方位角, $a_{n,m}(\varphi_i) = \exp\{j2\pi[nf_{S,T}(\varphi_i) + mf_{S,R}(\varphi_i)]\}$ 为包括发射、接收在内的空域相位项, $\omega_k(\varphi_i) = \exp[j2\pi kf_D(\varphi_i)]$ 为时域多普勒相位项。

令天线接收端第 k 次回波为 $\mathbf{y}(k) = [y_{0,0,k}, y_{1,0,k}, \dots, y_{N-1,M-1,k}]^T$, 它是一个维数为 $NM \times 1$ 的向量, 则

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{A} \mathbf{D}(k) \boldsymbol{\rho}_k + \mathbf{y}^{(w)}(k) \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{0,0}(\varphi_1) & a_{0,0}(\varphi_2) & \cdots & a_{0,0}(\varphi_U) \\ a_{1,0}(\varphi_1) & a_{1,0}(\varphi_2) & \cdots & a_{1,0}(\varphi_U) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,M-1}(\varphi_1) & a_{N-1,M-1}(\varphi_2) & \cdots & a_{N-1,M-1}(\varphi_U) \end{bmatrix} \quad (4a)$$

$$\mathbf{D}(k) = \text{diag}[\omega_k(\varphi_1), \omega_k(\varphi_2), \dots, \omega_k(\varphi_U)] \quad (4b)$$

$$\boldsymbol{\rho}_k = [\rho_k(\varphi_1), \rho_k(\varphi_2), \dots, \rho_k(\varphi_U)]^T \quad (4c)$$

$$\mathbf{y}^{(w)}(k) = [y_{0,0,k}^{(w)}, y_{1,0,k}^{(w)}, \dots, y_{N-1,M-1,k}^{(w)}]^T \quad (4d)$$

其中 \mathbf{A} 为空域相位项构成的矩阵, $\mathbf{D}(k)$ 为时域多普勒相位项构成的对角矩阵, $\text{diag}(\bullet)$ 表示将向量变成对角阵, $\boldsymbol{\rho}_k$ 为第 k 个脉冲时刻 U 个杂波散射单元的随机幅度向量, $\mathbf{y}^{(w)}(k)$ 为第 k 个脉冲时刻的高斯白噪声向量。

3 机载多输入多输出雷达脉冲相消器设计

3.1 脉冲相消器设计

当载机速度和雷达工作参数给定时, 杂波谱在空间-多普勒平面的分布轨迹是唯一确定的。因此, 可以利用上述参数设计机载多输入多输出雷达脉冲相消器, 对杂波进行抑制。首先, 假设杂波的回波满足在一个相干处理时间间隔内(CPI)内, 杂波起伏较小, 即对于单个散射单元, 其回波幅度在时间上表现为具有高度相关性, 即 $\rho_k = \rho_{k+1}$ 。

基于以上假设, 可以知道对于相邻的两个脉冲, 第 $k+1$ 个脉冲时刻的杂波分量只比第 k 个脉冲时

刻多了一个时域多普勒相位项 $\tilde{\mathbf{D}} = \text{diag}([\omega(\varphi_1), \omega(\varphi_2), \dots, \omega(\varphi_U)])$ ，其中 $\omega(\varphi_i) = \exp(j4\pi v T_r \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi_i + \varphi_p) / \lambda)$ 为单个脉冲内所产生的多普勒相位项。因此，第 $k+1$ 个脉冲时刻的回波为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{D}(k+1)\boldsymbol{\rho}_{k+1} + \mathbf{y}^{(w)}(k+1) \\ &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{D}(k)\boldsymbol{\rho}_k + \mathbf{y}^{(w)}(k+1) \end{aligned} \quad (5)$$

比较式(3)与式(5)中的杂波项，可以通过设计空时 2 维脉冲相消器来抑制杂波，将脉冲相消器的设计问题转化为一个最优化问题，即通过优化脉冲相消器系数矩阵 $\mathbf{Q} \in C^{NM \times NM}$ 使得剩余杂波能量 $\|\boldsymbol{\varepsilon}(k)\|_F^2$ 达到最小，即

$$\min_{\mathbf{Q}} \|\boldsymbol{\varepsilon}(k)\|_F^2 = \min_{\mathbf{Q}} \|\mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{D}(k)\boldsymbol{\rho}_k - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{D}(k)\boldsymbol{\rho}_k\|_F^2 \quad (6)$$

其中 $\|\cdot\|_F$ 为 Frobenius 范数。但是，式(6)中的与地面反射系数有关的杂波回波幅度 $\boldsymbol{\rho}_k$ 是未知的，因此不能够直接最优化式(6)。根据柯西-施瓦茨(Cauchy-Schwartz)不等式，有 $\|\mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{D}(k)\boldsymbol{\rho}_k - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{D}(k)\boldsymbol{\rho}_k\|_F^2 \leq \|\mathbf{Q}\mathbf{A} - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{D}}\|_F^2 h$ ，其中 $h = \|\mathbf{D}(k)\boldsymbol{\rho}_k\|_F^2$ 是一个常数。因此，可以通过优化式

$$\min_{\mathbf{Q}} \|\mathbf{Q}\mathbf{A} - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{D}}\|_F^2 \quad (7)$$

来近似达到优化式(6)的目的；反之，则不一定成立。最终，得到脉冲相消器系数矩阵 \mathbf{Q} 的解为

$$\mathbf{Q} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{D}}(\mathbf{A})^\dagger \quad (8)$$

其中 $(\cdot)^\dagger$ 为对矩阵进行伪逆操作。从式(8)系数矩阵 \mathbf{Q} 的表达式中，可以看出系数矩阵 \mathbf{Q} 可以完全由雷达参数以及载机速度来确定，因此这种脉冲相消器是一种非自适应处理方法，相消器的系数矩阵 \mathbf{Q} 可以提前计算并且提前预存储成一个权系数表格供使用时查询。矩阵 \mathbf{A} 中包含的是杂波信号的空间角频率信息(包括发射和接收)，矩阵 $\tilde{\mathbf{D}}$ 中则对应的是时域多普勒频率信息，所以矩阵 \mathbf{Q} 中就包含了杂波的空时 2 维信息。因此，这种脉冲相消器可以起到对空时 2 维平面上分布的杂波进行抑制的作用。它可以作为杂波预处理方法，对杂波信号进行前期抑制。从式(6)和式(7)的近似中省去了未知的杂波回波幅度 $\boldsymbol{\rho}_k$ 项，会带来一定误差，但从仿真试验看，对试验结果的影响并不明显。同时这也给我们算法带来一定优势，我们的方法属于非自适应方法，因此可以提前构建对消权矩阵，在实际应用中可以制成一个大的查询表格，使用时根据实际参数进行查询，使用方便。

本文所提方法的优势如下：

(1)机载 MIMO 雷达在使用 STAP 方法对目标进行检测前，可以通过脉冲相消器来对接收到的信号进行预处理和预滤波，从而抑制杂波能量，提高

后续处理的目标检测性能。

(2)当 MIMO 雷达的阵列天线的布设方式和阵元间距已知时，脉冲相消器权矩阵 \mathbf{Q} 是被唯一确定的。对于不同的阵列结构，脉冲相消器的权矩阵是不同的。因此，脉冲相消器可以较为灵活地根据不同阵列结构来构造，不受布阵方式的限制。

(3)对于高速运动目标，特别是存在速度模糊的运动目标，需要采用中重复频率和高重复频率的脉冲工作方式来消除模糊。如果脉冲相消器权矩阵 \mathbf{Q} 的构建也与相应工作方式下的脉冲重复频率相对应，则可以实现对高速目标的检测。

3.2 杂波预滤波方法

脉冲相消器可以作为杂波预滤波方法使用，后续处理可以级联 STAP^[8,9]方法，这与单纯地只利用 STAP 方法相比，可以提高对目标的检测性能。本节将主要讨论脉冲相消器与机载多输入多输出空时处理方法中的常规 MTI 方法、以及降维自适应方法(FA 和 EFA)^[8,9]级联预滤波器的使用。由 3.2 节的推导过程可知，机载多输入多输出雷达脉冲相消器是先将系数矩阵 \mathbf{Q} 与第 k 时刻接收到的数据相乘，再与第 $k+1$ 时刻的数据相减，通过两两脉冲相减，最终原来一个相干处理间隔(CPI)内的 K 个脉冲将减少为 $K-1$ 个脉冲。相减后空域自由度没有发生变化，时域减少一个自由度，但是通过脉冲对消使得杂波能量得到了很大的抑制。

在机载多输入多输出空时信号处理中，通常将一次相干处理(CPI)的 K 次回波数据进行拉长排列，得到一个长矢量 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}(1)^T, \mathbf{y}(2)^T, \dots, \mathbf{y}(K)^T]^T$ ，维数为 $NMK \times 1$ 。与之相对应，杂波预滤波器就可以写成一个预滤波矩阵的形式

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & -\mathbf{I} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{Q} & -\mathbf{I} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{Q} & -\mathbf{I} \end{bmatrix} \in C^{NM(K-1) \times NMK} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{I} \in C^{NM \times NM}$ 为单位矩阵。回波信号经过滤波后，剩余回波信号就可以表示为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{y} \in C^{NM(K-1) \times 1} \quad (10)$$

注意到，预滤波后的数据 $\tilde{\mathbf{y}} \in C^{NM(K-1) \times 1}$ 与预滤波前的数据 $\mathbf{y} \in C^{NMK \times 1}$ 相比，总的脉冲数减少了一个。

杂波预滤波处理流程图如图 2 所示。

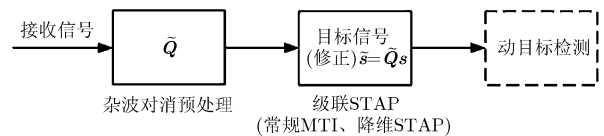


图2 杂波预滤波处理流程图

(1) 级联常规 MTI 方法 常规 MTI (conventional MTI) 方法是机载预警雷达中较为常用的传统动目标检测方法, 它是通过空-时 2 维匹配滤波, 实现对动目标的检测。假设目标期望信号的发射空域导向矢量为 $\mathbf{s}_T \in C^{M \times 1}$, 接收空域导向矢量为 $\mathbf{s}_R \in C^{N \times 1}$, 时域多普勒导向矢量为 $\mathbf{s}_D \in C^{K \times 1}$, 所以目标期望信号可以表示为

$$\mathbf{s} = \mathbf{s}_D \otimes \mathbf{s}_T \otimes \mathbf{s}_R \quad (11)$$

其中 \otimes 为 Kronecker 积。对于采用空时 2 维匹配的常规 MTI, 其权矢量为

$$\mathbf{w}_{\text{MTI}} = (\mathbf{h}_D \odot \mathbf{s}_D) \otimes (\mathbf{h}_T \odot \mathbf{s}_T) \otimes (\mathbf{h}_R \odot \mathbf{s}_R) \quad (12)$$

其中 \odot 为 Hadamard 积, 是指向量间对应元素之积。 $\mathbf{h}_T \in C^{M \times 1}$, $\mathbf{h}_R \in C^{N \times 1}$, $\mathbf{h}_D \in C^{K \times 1}$ 分别为发射空域、接收空域和时域多普勒的静态权矢量。例如切比雪夫权, 主要用于降低滤波器的旁瓣。

在经过空时 2 维两脉冲对消预滤波后, 目标期望信号将变为 $\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{s}$, 相应地进行脉冲相消后的常规 MTI 的权矢量将为

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{MTI}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{w}_{\text{MTI}} \quad (13)$$

(2) 级联降维自适应处理方法 空时处理中, 较有代表性的自适应方法有 FA^[8] 与 EFA^[9] 方法。两者同为降维自适应处理方法, 区别主要是选取的降维矩阵不同。FA 方法, 是选取目标所在的多普勒通道进行自适应滤波的, 也称 1DT。EFA 方法, 是除了目标所在的多普勒通道外, 还增加了与主杂波同侧相邻的一个或多个多普勒通道输出一起作空时联合域的自适应滤波, 本文选取总共 3 个多普勒通道进行自适应滤波, 也称 3DT。需要注意的是, 在级联杂波预滤波器后, 脉冲数将减少一个, 这时相应的 FA 和 EFA 时域多普勒滤波器列向量也将减少一项。此外, 目标期望信号也不再是 \mathbf{s} , 而是 $\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{s}$ 。

对消预处理对后续的 STAP 方法确实会有影响, 因此是需要进行参数和模型修正的。补充说明如下:

(1) 目标信号在经过杂波对消预处理后将变为 $\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{s}$, 因此在对目标信号进行检测时, 无论是级联常规 MTI 方法还是降维自适应方法, 都要对目标期望信号进行修正为 $\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{s}$, 才能够与剩余杂波中的检测目标相匹配。

(2) 在杂波对消预处理后使用级联降维自适应方法时, 需要注意的是由于对消处理后, 脉冲数减少一个, 因此构造时域降维矩阵时, 也要相应减少一个脉冲项。

4 实验仿真与性能比较

本节通过仿真对脉冲相消(杂波预滤波)前后的

杂波功率变化, 常规 MTI, FA 以及 EFA 级联杂波预滤波器前后性能, 以及随距离单元变化的剩余杂波输出功率这 3 个方面进行分析比较。

本文杂波仿真按照如下方法生成:

(1) 在一个距离分辨单元内, 将距离环沿着方位角 φ 从 0 到 π 等间隔均匀划分为 300 个散射单元, 每个间隔 0.6° 。

(2) 不同散射单元的回波信号是统计独立, 平稳的; 散射单元的回波与噪声信号也是统计独立的。

(3) 不同于地基雷达, 机载雷达中的杂波谱宽可以分为两种, 一是由于载机运动引起的杂波在整个多普勒域的展宽(杂波空-时 2 维功率谱在归一化多普勒频率 f_d 轴的投影), 二是指杂波功率谱在空-时 2 维平面展宽(不同于上面指出的由于载机运动导致的杂波在整个多普勒域展宽, 这里是指杂波功率谱的分布线变粗)多由于地面风吹草动, 引起杂波起伏变化。

对于第 1 种, 仿真中假设载机速度 $v = 100$ m/s, 因此由于雷达载机平台运动引起的杂波在整个多普勒域的展宽谱宽为 2000 Hz, 杂波功率与噪声功率比 $\text{CNR} = 60$ dB。

对于第 2 种, 本文仿真假设由于杂波起伏使功率谱线展宽变粗后为一般高斯功率谱^[1], 即在空-时 2 维平面沿某一固定方位角对杂波功率谱线切割时(用垂直于归一化空域频率 f_s 轴的平面对杂波功率谱线进行切割), 切割面为高斯功率谱。

$$S(f) = S_0 \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_f^2}\right) \quad (14)$$

仿真中, 假设为风速较低的环境, 由此而引起杂波高斯功率谱宽较窄, 假设带宽为 $\Delta f = 20$ Hz。可以通过在杂波空时 2 维自相关矩阵 \mathbf{R} 上增加时间相关项来实现^[1]。

$$m(\Delta k) = \exp\left(-\frac{1}{8} B_r^2 \Delta k^2\right) \quad (15)$$

其中 $\Delta k = k_1 - k_2$ 为第 k_1 与第 k_2 个脉冲的差, $B_r = \Delta f / f_r = 0.01$ 为相对带宽, $f_r = 2000$ Hz 为脉冲重复频率, $\Delta f = 20$ Hz 为杂波高斯功率谱宽。

仿真 1 实验参数设置为: 在仿真 1 中, 我们采用的是布阵 1(交替布设发射和接收阵元, $M = 5$, $N = 10$, $d_T = d_R = 0.1$ m)。雷达波长为 $\lambda = 0.2$ m, 脉冲重复频率 $f_r = 2000$ Hz, 一个相干处理间隔(CPI)内的相干积累脉冲数为 $K = 16$ 。本文仿真中使用的是 5 组码长为 512 的正交四相码序列。载机高度 $h = 9$ km, 飞行速度 $v = 100$ m/s, 待检测距离门距载机径向距离为 100 km。在一个距离分辨单元内, 将距离环沿着方位角 φ 从 0 到 π 划分为 300

个散射单元,每个间隔 0.6° ,杂噪比为 $CNR=60\text{ dB}$ 。在飞机的飞行正侧方有一个目标,目标方位角 $\varphi_0=90^\circ$,归一化多普勒频率为 $f_0=0.25$,信噪比 $SNR=0\text{ dB}$ 。常规 MTI 方法空域与时域均采用切比雪夫窗加权,以降低旁瓣影响。其中空域为 40 dB 切比雪夫窗,时域为 60 dB 切比雪夫窗。FA 方法选取目标所在的多普勒通道进行空域自适应处理,并且多普勒滤波器采用 70 dB 切比雪夫窗。EFA 方法除选取目标所在多普勒通道外,还联合相邻的 2 个多普勒通道进行 3 通道联合自适应处理。FA 方法与 EFA 方法均对称地选取待检测距离单元两侧的距离单元为样本,并且所选取的样本数均为其处理器自由度的两倍,其中 FA 方法选取的样本数为 $2NM=100$,EFA 方法选取的样本数为 $6NM=300$ 。

图 3 中,主要展示了预滤波前后杂波的空-时 2 维功率谱图以及改善因子 IF 曲线的比较。杂波 MVDR 功率谱是指杂波的空-时 2 维功率谱,它也被称为最小方差无畸变相应波束形成器(MVDR)。机载雷达空时自适应处理中,衡量处理器的性能通常用改善因子(IF)来衡量(改善因子是指输出端与输入端 SCNR 的比值)。从图 3(a)和图 3(b)中可以较为直观地比较出预滤波前后杂波功率发生的变化。由图 3(a)可以看出,在预滤波前杂波信号较旁边的目标信号具有较强的功率,使得目标信号不易被检测出来。从图 3(b)中可以看出,预滤波后杂波的功率得到了较大的抑制,使得杂波功率谱旁边的目标信号较剩余的杂波信号有优势,这也就是为什么通过杂波预滤波能提高目标检测性能的原因。图 3(c)中给出了预滤波前后常规 MTI, FA 以及 EFA 这 3 种算法的改善因子性能比较。可以看出,传统 MTI, FA 及 EFA 在级联杂波预滤波器后,改善因子性能都有所提升。预滤波后与预滤波前相比,传统 MTI, A 及 EFA 这 3 种算法在杂波主瓣区(归一化多普勒

频率 $f_d=0.0625$)的性能改善分别为 33.08 dB , 42.96 dB 和 11.74 dB 。在杂波旁瓣区(归一化多普勒频率 $f_d=0.4375$)的性能改善分别为 3.55 dB , 4.01 dB 和 0.90 dB 。常规 MTI 在杂波主瓣和旁瓣区,预滤波后的性能都比预滤波前要好。预滤波后,FA 方法在杂波主瓣区的性能改善较旁瓣区改善明显,这更有利于对于低速目标的检测。EFA 算法在杂波主瓣区和旁瓣区的改善都比较小,那是因为 EFA 的性能已经十分接近于最优处理器。

仿真 2 在仿真 2 中采用的是布阵 2(接收阵密布和发射阵稀疏, $M=5, d_T=1\text{ m}, N=10, d_R=0.1\text{ m}$)。运动目标速度为 320 m/s ,脉冲重复频率为高重复频率 8000 Hz (脉冲相消器权矩阵 Q 的构建也对应选取高脉冲重复频率 8000 Hz),运动目标对应的归一化多普勒频率为 0.4 ,其他参数与仿真 1 相同。

图 4 主要展示预滤波方法对于高速运动目标的检测性能。如图 4(a)和图 4(b)所示,对于高速目标的检测,只要准确地知道脉冲重复频率、阵列布阵结构等雷达参数,本文的方法就可以有效地抑制杂波能量。从图 4(b)中可以看出,杂波能量得到很好的抑制,高速运动目标可以较容易地检测出来。因此本文的方法也适用于对于高速运动目标的检测。在图 4(c)中,实验结果和在仿真 1 中得到的结论一样,传统 MTI, FA 及 EFA 在级联杂波预滤波器后,改善因子性能都有不同程度的提升。因此本文的方法也适用于对于高速运动目标的检测。

5 结束语

在机载多输入多输出雷达参数、载机平台速度已知的条件下,杂波在空间-多普勒域 2 维平面的分布轨迹是唯一确定的。利用以上的先验信息提出的脉冲相消杂波抑制方法,可以沿 2 维平面的杂波分

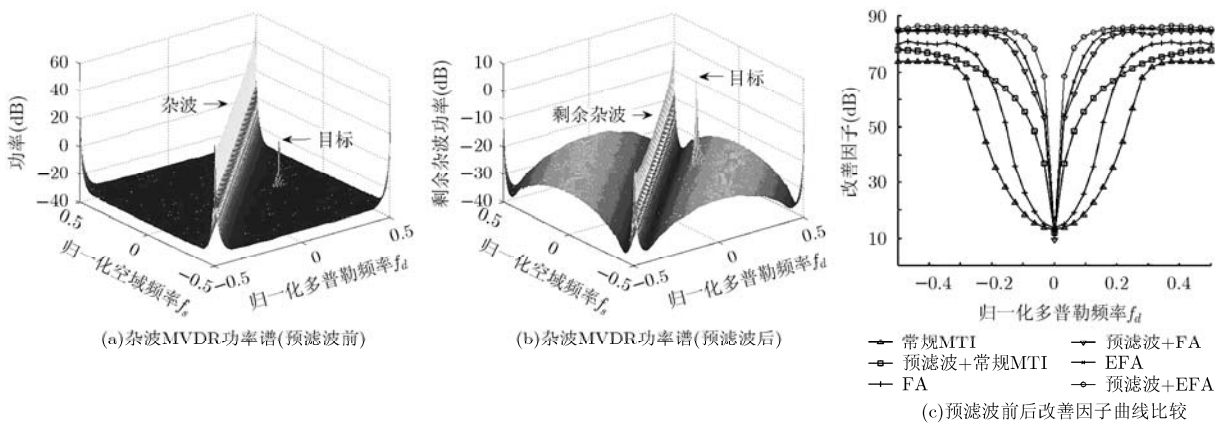


图 3 预滤波前后杂波空-时 2 维功率谱图以及改善因子 IF 曲线比较

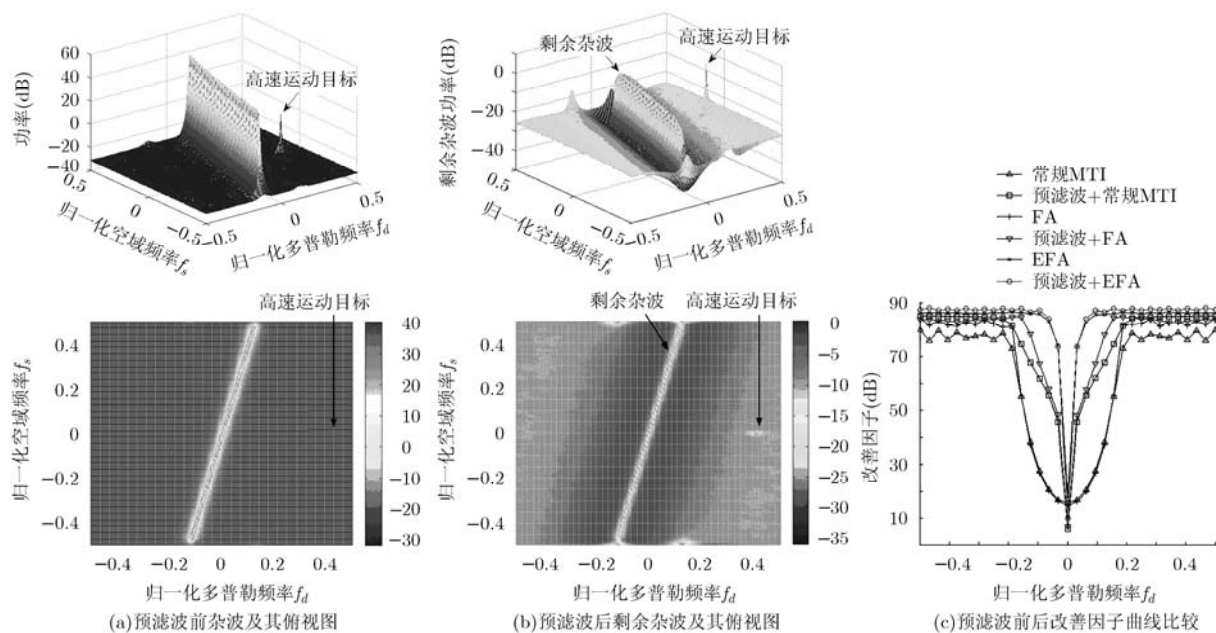


图4 高速运动目标检测性能(预滤波前后比较)

布轨迹来对消杂波, 从而对杂波功率进行抑制。通过与常规 MTI 以及降维 STAP 方法的联合使用, 可以有效提高目标检测性能。此外, 通过实验仿真证明了脉冲相消器可以较为灵活的根据不同阵列结构来构造, 不受布阵方式的限制, 同时对于高速运动目标的检测也较为有效。

参考文献

- [1] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]. Proceedings of the 37th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems, Computers, Monterey, USA, 2003: 54-59.
- [2] Chen C Y and Vaidyanathan P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(2): 623-635.
- [3] 张西川, 张永顺, 谢文冲, 等. 机载相干 MIMO 雷达杂波自由度估计研究[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(9): 2125-2131. Zhang Xi-chuan, Zhang Yong-shun, Xie Wen-chong, *et al.* Research on the estimation of clutter rank for coherent airborne MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(9): 2125-2131.
- [4] 李彩彩, 廖桂生, 朱圣棋, 等. 一种抑制严重非均匀杂波的机载 MIMO-STAP 方法[J]. *电子学报*, 2011, 39(3): 511-517. Li Cai-cai, Liao Gui-sheng, Zhu Sheng-qi, *et al.* An airborne MIMO-STAP method for severely non-homogeneous clutter suppression[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(3): 511-517.
- [5] Wang Guo-hua and Lu Yi-long. Clutter rank of STAP in MIMO radar with waveform diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(2): 938-943.
- [6] He Qian, Lehmann N H, Blum R S, *et al.* MIMO radar Moving target detection in homogeneous clutter[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(3): 1290-1301.
- [7] Li Yong-zhe, He Zi-shu, Liu Hong-ming, *et al.* A new STAP method for MIMO radar based on joint digital beam forming and joint domain localized processing[C]. 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, China, Oct. 2011: 1107-1110, 24-27.
- [8] 保铮, 廖桂生, 吴仁彪, 等. 相控阵机载雷达杂波抑制的时-空二维自适应滤波[J]. *电子学报*, 1993, 21(9): 1-7. Bao Zheng, Liao Gui-sheng, Wu Ren-biao, *et al.* 2-D temporal-spatial adaptive clutter suppression for phased array airborne radars[J]. *Acta Electronica Sinica*, 1993, 21(9): 1-7.
- [9] Dippetto R C. Extended factored space-time processing for airborne radar system[C]. Proceedings of 26th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, 1992: 425-430.
- [10] Skolnik M I. Radar Handbook[M]. Second Edition, New York: McGraw-Hill, 1990: 2.1-2.91.
- [11] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000: 31-34. Wang Yong-liang and Peng Ying-ning. Space-Time Adaptive Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000: 31-34.

曹 杨: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为时空自适应信号处理、MIMO 雷达技术。
冯大政: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达成像、阵列信号处理、盲信号处理、神经网络等。
水鹏朗: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为图像处理、子波理论及应用、时频分析与目标检测等。
向 聪: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为时空自适应信号处理、网络雷达信号处理。