一种机载相控阵雷达杂波抑制的空时块对消器设计方法

向　聪*[①]　　罗丁利[①]　　冯大政[②]
[①](西安电子工程研究所　西安　710100)
[②](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：机载雷达的工作参数决定了地杂波在角度-多普勒空间的分布轨迹，该文首先在充分利用载机速度和雷达工作参数等先验信息的基础上，构建了机载相控阵雷达的杂波矩阵模型。然后基于空时等价性原理，提出了一种杂波空时块对消器的设计方法，该方法通过构造一个空时 2 维非自适应滤波器以对消杂波。仿真实验表明，该对消器可作为杂波预处理器，能有效改善常规 MTI 处理和降维 STAP 算法的杂波抑制性能。

关键词：机载雷达；空时处理；块对消器；预滤波
中图分类号：TN959.73　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1009-5896(2013)08-1869-06
DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01643

Design of a Space-time Block Canceller for Airborne Radar to Suppress Clutter

Xiang Cong[①]　　Luo Ding-li[①]　　Feng Da-zheng[②]
[①](*Xi'an Electronic Engineering Research Institute*, *Xi'an* 710100, *China*)
[②](*National Laboratory of Radar Signal Processing*, *Xidian University*, *Xi'an* 710071, *China*)

Abstract: The distribution of ground clutter in angle-doppler space depends on the information of platform velocity, radar parameters and so on, which is known as the prior information. In this paper a model with matrix form of the ground clutter data is established. Then based on the equivalence between space and time domain, a Space-Time Block Canceller (STBC) for airborne radar to suppress the ground clutter is proposed via designing a space-time non-adaptive filter. Simulation results are given to show that the proposed STBC can be used as an efficient pre-filtering tool before the conventional Moving Target Indication (MTI) processing and the classical reduced-dimension adaptive processing.

Key words: Airborne radar; Space-time processing; Block canceller; Pre-filtering

1　引言

众所周知，由于机载相控阵雷达架设在高空飞行的运动平台上，雷达处于下视工作，所面临的杂波分布范围广、强度大，并具有空时2维耦合特性，即不同方向的杂波具有不同的多普勒频率[1,2]。为了检测远程弱小目标信号，首先必须解决的便是杂波抑制问题。由于杂波强度与雷达天线的副瓣电平有着直接的关系，可以通过设计超低副瓣天线来抑制杂波，但是在相控阵体制下，天线超低副瓣难以实现，因而需要另寻途径解决机载雷达的杂波抑制问题。

雷达系统的工作参数对信号处理机来说一般是已知的，并决定了雷达杂波在角度-多普勒空间的分布轨迹，如正侧面阵机载雷达的杂波分布轨迹为直线，斜侧面阵雷达的杂波分布轨迹为斜椭圆，前向阵雷达的杂波分布轨迹为正椭圆。利用这些先验信息能有效改善机载雷达的杂波抑制性能，也是目前非均匀杂波抑制的研究热点[3−6]。

针对正侧面阵雷达，偏置相位中心天线(DPCA)技术[7]是最早提出的补偿雷达平台运动的方法，其原理是将天线相位中心沿天线水平孔径作偏置调整，使主瓣内杂波相对于地面静止，然后再利用多个相邻脉冲的动目标对消技术(MTI)技术[8,9]将杂波滤除。它是典型的通过利用先验信息(如：载机速度、载波波长、脉冲重复频率等雷达系统参数)进行动目标检测的方法，并具有物理调控和电子调控两种类型。DPCA 技术利用杂波呈直线分布的先验信息，对杂波进行对消，但在不满足DPCA条件时，其性能将会急剧下降，且仅适用于正侧视雷达。

为了克服上述缺点，学者们提出了很多改进的DPCA方法[10−12]。Lightstone等人[10]提出了多相位

2012-12-18 收到，2013-04-10 改回
*通信作者：向聪　xiangcong3275817@tom.com

中心DPCA方法，该方法采用单相位中心发射，多相位中心接收的形式。在此基础上，Chen等人[11]提出了多相位中心、多级脉冲延时DPCA方法使得DPCA条件大为放宽。上述改进的DPCA方法尽管对偏离DPCA条件的情况作了一定的补偿，但这些补偿大多单独针对时域或频域进行，且一般采用较少的权值对杂波进行平均补偿，在平台运动速度较高的情况下(除直升机悬停状态外，一般飞机机动时运动速度与姿态变化均较大)，这种补偿无法保证DPCA条件的满足，因此也就无法从根本上解决偏离DPCA条件下的地杂波抑制和地面动目标检测的难题。

本文基于机载多通道相控阵雷达杂波的矩阵模型，提出了一种杂波空时2维块对消器(STBC)设计方法。由模型分析可以得出，当雷达处于正侧视时，且工作参数满足DPCA条件，杂波矩阵的空时等价性可被用来有效地抑制杂波。当雷达工作于非正侧视或者参数不满足DPCA条件时，我们则通过设计一个空时2维滤波器以对消杂波。本文给出了关于STBC权系数的最小二乘代价函数，从而优化得到STBC的权系数。由于STBC权系数可利用载机速度和雷达工作参数等先验信息计算得到，因而本文方法属于非自适应处理器，具有运算量小、无收敛过程等优点。此外，在杂波模型中考虑了偏航角的存在，因此，STBC既适用于正侧视雷达，也适用于非正侧视阵雷达。仿真结果也证明了本文算法的可行性和有效性。

2 多通道杂波矩阵模型

假设机载相控阵雷达天线采用$M\times N$个阵元的矩形平面阵，通过将每一个列子阵合成(微波合成)为一路，平面阵便等效为阵元数为N的等距线阵，天线沿与x轴平行放置，如图1所示。假设载机沿水平方向匀速直线飞行，与x轴夹角为θ_p，飞行的高度和速度分别为h和V，阵元间距和雷达波长分别为d和λ，雷达天线在一个相干处理时间内发射K个脉冲，脉冲重复频率为f_r。

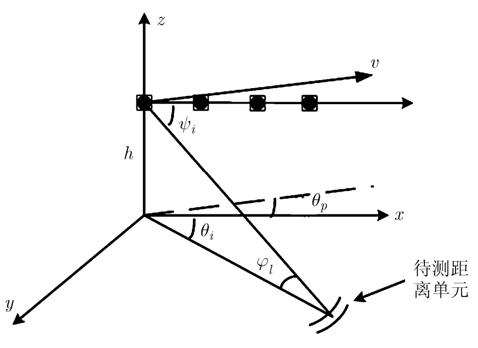


图 1 机载相控阵雷达多通道原理图

由于机载雷达的探测距离远远大于天线孔径，即雷达工作满足远场条件[1]。为了建模方便，首先作如下几点假设：

(1)各个散射单元回波在空间上统计独立，在时间上相关且平稳；

(2)在每一个距离环内，杂波无起伏；

(3)在一个相干处理时间内，载机移动距离远小于雷达与杂波间的斜距，即雷达与杂波源的相对几何关系是近似不变的。

第$n(=1,\cdots,N)$路(列子阵)的第$k(=1,\cdots,K)$个脉冲对第l个距离环中第i个散射单元的回波采样数据为

$$x_{n,k}(l,i)=\frac{\rho_i}{R_l^4}F(\psi_i)G(\varphi_l)e^{j2\pi(n-1)d\cos\theta_i\cos\varphi_l/\lambda}\cdot e^{j4\pi V(k-1)\cos(\theta_i+\theta_p)\cos\varphi_l/\lambda/f_r}+w_{n,k}(l,i)\qquad(1)$$

其中ρ_i为杂波反射系数；R_l为散射单元与雷达的距离；$F(\psi_i)$为发射方向图增益，$G(\varphi_l)$为接收列合成增益；ψ_i，φ_l和θ_i分别为散射单元与雷达天线形成的锥角、俯仰角和方位角；$w_{n,k}(l,i)$为噪声项。

在不考虑距离模糊的情况下，第n路的第k个脉冲对第l个距离环的采样数据是该距离环中所有散射单元的回波采样数据之和，其离散化的形式为

$$x_{n,k}(l)=\sum_{i=1}^{N_c}\frac{\rho_i}{R_l^4}F(\psi_i)G(\varphi_l)e^{j2\pi(n-1)d\cos\theta_i\cos\varphi_l/\lambda}\cdot e^{j4\pi V(k-1)\cos(\theta_i+\theta_p)\cos\varphi_l/\lambda/f_r}+w_{n,k}(l)\qquad(2)$$

其中N_c表示杂波散射单元的个数，其数值的选取与雷达方位角的分辨率有关；噪声项$w_{n,k}(l)=\sum_{i=1}^{N_c}w_{n,k}(l,i)$。实际上，式(2)又可表示成如式(3)的形式

$$\begin{aligned}x_{n,k}(l)&=\boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{n-1}\boldsymbol{\varLambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{k-1}\boldsymbol{b}+w_{n,k}(l)\\&=\mathrm{trace}\left(\overline{\boldsymbol{Z}}^{n-1}\boldsymbol{\varLambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{k-1}\right)+w_{n,k}(l)\end{aligned}\qquad(3)$$

式中

$$\boldsymbol{z}=[1\ 1\ \cdots\ 1]_{1\times N_c}\qquad(4a)$$

$$\boldsymbol{b}^{\mathrm{T}}=[1\ 1\ \cdots\ 1]_{1\times N_c}\qquad(4b)$$

$$\overline{\boldsymbol{Z}}=\begin{bmatrix}e^{j2\pi d\cos\theta_1\cos\varphi_l/\lambda}&&\\&\ddots&\\&&e^{j2\pi d\cos\theta_{N_c}\cos\varphi_l/\lambda}\end{bmatrix}\qquad(4c)$$

$$\overline{\boldsymbol{B}}=\begin{bmatrix}e^{j4\pi V\cos(\theta_1+\theta_p)q}&&\\&\ddots&\\&&e^{j4\pi V_r\cos(\theta_{N_c}+\theta_p)q}\end{bmatrix}\qquad(4d)$$

$$\boldsymbol{\Lambda} = \operatorname{diag}\left[\frac{\rho_1}{R_l^4} F(\psi_1) G(\varphi_l) \quad \frac{\rho_2}{R_l^4} F(\psi_2) G(\varphi_l) \right.$$
$$\left. \cdots \quad \frac{\rho_{N_c}}{R_l^4} F(\psi_{N_c}) G(\varphi_l)\right] \tag{4e}$$

其中 $\overline{\boldsymbol{Z}}$ 和 $\overline{\boldsymbol{B}}$ 分别表示空域相位和多普勒相位的对角矩阵；$\boldsymbol{\Lambda}$ 为常系数增益矩阵；$q = \cos\varphi_l / \lambda / f_r$。相应地，第 l 个距离环的杂波空时2维采样数据矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{X}(l) = \begin{bmatrix} x(l)_{1,1} & x(l)_{1,2} & \cdots & x(l)_{1,K} \\ x(l)_{2,1} & x(l)_{2,2} & \cdots & x(l)_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(l)_{N,1} & x(l)_{N,2} & \cdots & x(l)_{N,K} \end{bmatrix}$$
$$= \begin{bmatrix} \boldsymbol{z\Lambda b} & \boldsymbol{z\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{b} & \cdots & \boldsymbol{z\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{K-1}\boldsymbol{b} \\ \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}\boldsymbol{\Lambda b} & \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}\boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{b} & \cdots & \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}\boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{K-1}\boldsymbol{b} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{N-1}\boldsymbol{\Lambda b} & \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{N-1}\boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{b} & \cdots & \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{N-1}\boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{K-1}\boldsymbol{b} \end{bmatrix}$$
$$+ \boldsymbol{W}(l) \tag{5}$$

由此可以看出，当载机速度和雷达工作参数给定时，我们完全可以利用这些先验信息构造出杂波数据。通过对杂波数据特性的分析，研究有效的杂波抑制方法。但需要说明的是，本文只研究了较理想的杂波模型，实际环境中的杂波起伏、阵元误差和通道误差等因素并未考虑。

3　空时杂波块对消器(STBC)设计

早期DPCA技术[1]利用天线相位中心相对于机身作偏置调整，使其与地面保持静止的方法，实现了杂波相消。同时，它对雷达系统参数提出了过多的限制。本节基于杂波的空时等价性提出了一种空时块对消器，不仅适用于正侧视雷达和非正侧雷达，而且不受DPCA条件的影响。

3.1 空时等价性原理

首先，考虑正侧视雷达的情况，即 $\theta_p = 0$。当雷达工作参数满足DPCA条件[2]时，即 $d = 2V/f_r$，显然有

$$\overline{\boldsymbol{Z}} = \overline{\boldsymbol{B}} \tag{6}$$

由于 $\overline{\boldsymbol{Z}}$, $\overline{\boldsymbol{B}}$ 和 $\boldsymbol{\Lambda}$ 均为对角矩阵，利用对角矩阵的性质，第 n 路的第 $k+1$ 个脉冲采样数据与第 $n+1$ 路的第 k 个脉冲回波采样数据之差可表示为

$$\begin{aligned} & x_{n+1,k}(l) - x_{n,k+1}(l) \\ &= \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{n}\boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{k-1}\boldsymbol{b} + w_{n+1,k}(l) - \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{n-1}\boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}^{k}\boldsymbol{b} + w_{n,k+1}(l) \\ &= \boldsymbol{z}\overline{\boldsymbol{Z}}^{n-1}\left(\overline{\boldsymbol{Z}}\boldsymbol{\Lambda} - \boldsymbol{\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}\right)\overline{\boldsymbol{B}}^{k-1}\boldsymbol{b} + w_{n+1,k}(l) - w_{n,k+1}(l) \\ &= w_{n+1,k}(l) - w_{n,k+1}(l) \end{aligned} \tag{7}$$

由此可见，在某一距离环内，当前脉冲的第 $n+1$ 路杂波数据与下一脉冲第 n 路杂波数据具有一定的等价性，也称为空时等价性。将上述特性推广到空时2维采样数据的矩阵运算中，便可以得到一种空时2维块对消器(STBC)。

前 $N-1$ 路的后 $K-1$ 个脉冲的采样数据矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{X}(l)_{1:N-1,2:K} = \boldsymbol{Z\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{B} + \boldsymbol{W}(l)_{1:N-1,2:K} \tag{8}$$

式中

$$\boldsymbol{Z} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)d\cos\theta_1\cos\varphi_l/\lambda} & \cdots & e^{j2\pi(N-2)d\cos\theta_{N_c}\cos\varphi_l/\lambda} \end{bmatrix} \tag{9a}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j4\pi(K-2)V_r\cos(\theta_1+\theta_p)q} & \cdots & e^{j4\pi(K-2)V_r\cos(\theta_{N_c}+\theta_p)q} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{9b}$$

其中 $\boldsymbol{Z} \in \mathbb{C}^{(N-1)\times N_c}$ 和 $\boldsymbol{B} \in \mathbb{C}^{(K-1)\times N_c}$ 的第 i 列分别表示第 l 个距离环的第 $i(=1,\cdots,N_c)$ 个散射单元对应的空域导向矢量和时域导向矢量；$q = \cos\varphi_l / \lambda / f_r$。而后 $N-1$ 路的前 $K-1$ 个脉冲的采样数据矩阵为

$$\boldsymbol{X}(l)_{2:N,1:K-1} = \boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{Z}}\boldsymbol{\Lambda B} + \boldsymbol{W}(l)_{2:N,1:K-1}(l) \tag{10}$$

则上述两个杂波矩阵经块对消后的形式为

$$\begin{aligned} \Delta\boldsymbol{Y}(l) &= \boldsymbol{X}(l)_{1:N-1,2:K} - \boldsymbol{X}(l)_{2:N,1:K-1} \\ &= \boldsymbol{W}(l)_{1:N-1,2:K} - \boldsymbol{W}(l)_{2:N,1:K-1}(l) \end{aligned} \tag{11}$$

由此可以看出，当雷达处于正侧视、工作参数满足DPCA条件时，经过块对消后，残差矩阵 $\Delta\boldsymbol{Y}(l)$ 中将不含杂波分量，而仅包含噪声分量。这种杂波矩阵的空时等价性可被用来有效地抑制杂波。

3.2 块对消器设计

当雷达工作于非正侧视或其参数不满足DPCA条件时，我们可以通过设计一个2维滤波器系数矩阵 $\boldsymbol{D} \in \mathbb{C}^{(N-1)\times(N-1)}$ 使两块杂波数据残差 $\Delta\boldsymbol{Y}(l)$ 的能量最小以对消杂波。此时，两块杂波数据残差函数可表示为

$$\begin{aligned} \Delta\boldsymbol{Y}(l) &= \boldsymbol{DX}(l)_{1:N-1,2:K} - \boldsymbol{X}(l)_{2:N,1:K-1} \\ &= \boldsymbol{DZ}\overline{\boldsymbol{Z}}\boldsymbol{\Lambda B} - \boldsymbol{Z\Lambda}\overline{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{B} + \boldsymbol{DW}(l)_{1:N-1,2:K} \\ &\quad - \boldsymbol{W}(l)_{2:N,1:K-1}(l) \\ &= \left(\boldsymbol{DZ}\overline{\boldsymbol{Z}} - \boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\right)\boldsymbol{\Lambda B} + \boldsymbol{DW}(l)_{1:N-1,2:K} \\ &\quad - \boldsymbol{W}(l)_{2:N,1:K-1}(l) \\ &= \varepsilon(l) + \boldsymbol{DW}(l)_{1:N-1,2:K} - \boldsymbol{W}(l)_{2:N,1:K-1}(l) \end{aligned} \tag{12}$$

使杂波数据矩阵残差能量最小，即使 $\varepsilon(l)$ 的Frobenius范数最小。根据Cauchy-Schwartz不等式，可以得到

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{D}}\|\boldsymbol{\varepsilon}(l)\|_F &= \left\|\left(\boldsymbol{D}\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{Z}}-\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\right)\boldsymbol{\Lambda}\boldsymbol{B}\right\|_F \\ &\le c\left\|\left(\boldsymbol{D}\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{Z}}-\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\right)\right\|_F \end{aligned} \tag{13}$$

其中 $c=\|\boldsymbol{\Lambda}\boldsymbol{B}\|_F$ 为常数。目标函数可以进一步表示为

$$\begin{aligned}&\min_{\boldsymbol{D}}\|\boldsymbol{\varepsilon}(k)\|_F \\ &\Rightarrow \min_{\boldsymbol{D}}\left\|\left(\boldsymbol{D}\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{Z}}-\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\right)\right\|_F^2 \\ &=\min_{\boldsymbol{D}}\operatorname{tr}\left[\left(\boldsymbol{D}\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{Z}}-\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\right)^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{D}\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{Z}}-\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\right)\right] \\ &=\min_{\boldsymbol{D}} f(\boldsymbol{D})\end{aligned} \tag{14}$$

由于 $\boldsymbol{Z}$, $\overline{\boldsymbol{Z}}$ 和 $\overline{\boldsymbol{B}}$ 均为已知，$f(\boldsymbol{D})$ 是关于 $\boldsymbol{D}$ 的二次方程，当 $\partial f(\boldsymbol{D})/\partial \boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}=0$ 时，可以得到 $\min\limits_{\boldsymbol{D}} f(\boldsymbol{D})$ 的解为

$$\boldsymbol{D}=\boldsymbol{Z}\overline{\boldsymbol{B}}\overline{\boldsymbol{Z}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Z}^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{Z}\boldsymbol{Z}^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \tag{15}$$

利用计算得到的滤波权系数矩阵 $\boldsymbol{D}$ 对单个距离环一个CPI的回波数据进行杂波预处理，能有效地抑制大部分杂波分量，其输出数据为 $(N-1)\times(K-1)$ 维矩阵，并能大幅降低杂波的自由度。因此，当对预处理后的数据进行常规MTI或降维自适应处理[1]时，系统将有更多的自由度来抑制剩余杂波和干扰分量，从而提高动目标的检测性能。而且，滤波权系数矩阵 $\boldsymbol{D}$ 的计算只与 $\boldsymbol{Z}$, $\overline{\boldsymbol{Z}}$ 和 $\overline{\boldsymbol{B}}$ 有关，它们又完全由雷达工作参数和载机速度等先验信息确定，所以，滤波权系数矩阵可以提前计算并存储，从而又具有运算量小、无收敛过程等优点。

需要特别说明的是，权系数矩阵 $\boldsymbol{D}$ 主要由阵元间距 d、波长 λ、脉冲重复频率 f_r、阵元个数 N、偏航角 θ_p、第 l 距离环对应的俯仰角 φ_l 和方位分辨单元的方位角 θ_i $(i=1,\cdots,N_c)$ 和载机速度 V 等参数决定。其中：

(1) d, λ, f_r, N 为雷达系统工作参数，系统设计时便精确已知，θ_p 可由雷达机械转动的码盘值精确读取，它们的误差均很小，对本文所提算法的性能影响也较小；

(2) θ_i 的取值范围为 $0\sim\pi$，而 N_c 的选取主要取决于雷达方位分辨力 $\Delta\theta$，理论上 $N_c>2\pi/\Delta\theta$ 即可，其取值越大越好，它主要影响离线计算量，对算法性能几乎无影响；

(3) V 和 φ_l 往往由载机的惯导系统直接或间接提供，考虑到实际中，载机一般难以保持匀速直线运动，且气流颠簸会影响 φ_l，因此它们的误差对算法性能的影响较大。

此外，权系数矩阵 $\boldsymbol{D}$ 与杂波距离环对应的俯仰角有关，通常可采用分段批处理的方法以节约计算量与存储量。对于远场杂波而言，各距离门样本对应的俯仰角变化较慢，因而同一个权系数矩阵 $\boldsymbol{D}$ 可以对较多的距离门进行批处理，而中、近程杂波对应的俯仰角变化较快，批处理时距离门选取的数量应相应减少。

4 仿真实验

为了验证STBC预滤波处理对杂波抑制性能的改善，我们进行下面的计算机仿真实验。

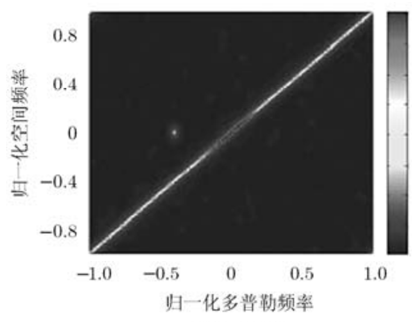
实验采用16×16 的矩形平面相控阵，平面阵首先微波合成为 $N=16$ 的子天线阵，一个相干处理时间内的脉冲数为 $K=24$。其它参数设置为：载机速度 $V=100$ m/s，载机高度 $h=8$ km，雷达波长 $\lambda=0.2$ m，阵元间距 $d=0.1$ m，脉冲重复频率 $f_r=2000$ Hz，杂噪比CNR=60 dB，天线波束指向阵面法向方向。假设运动目标方位角为 $\theta=90^\circ$，多普勒频率 $f_d=0.2f_r$，信噪比SNR = −30 dB。

图2为正侧视雷达($\theta_p=0^\circ$)预滤波前后的杂波空时2维Capon功率谱比较。从图2可以看出，通过STBC预滤波处理后，杂波功率明显下降，而运动目标信号没有较大的损失。这表明STBC能有效地沿杂波分布轨迹形成凹口以滤除杂波。图3给出了预滤波前后杂波协防差矩阵的特征值分布图，其中选取预滤波前杂波协防差矩阵的最大特征值作为归一化常数。由此可见，经预滤波处理后，杂波自由度和幅度均大幅降低，减轻了后续常规MTI或降维自适应处理的负担，为提高动目标检测性能奠定了良好的基础。

图4给出了正侧视雷达($\theta_p=0^\circ$)存在2%的阵元幅相误差时，CMTI, FA[9] 和EFA[13]3种方法分别采用预滤波器和不加预滤波器之间的改善因子(IF)曲线对比，其中IF定义为输入信杂噪比(SCNR)与输出信杂噪比之比；CMTI 为常规时空级联处理方法；EFA方法选取与检测多普勒通道相邻的两个多普勒通道作为辅助通道进行联合自适应处理；STBC+CMTI, STBC+FA和STBC+EFA分别为预滤波+CMTI方法、预滤波+FA方法和预滤波+EFA方法。

图5给出了非正侧视雷达($\theta_p=-30^\circ$)存在2%的阵元幅相误差时，上述几种算法的改善因子(IF)曲线。

由图4和5可以看出，无论是正侧面，还是斜侧面阵雷达，预滤波算法与原始算法相比，均有一定的性能改善。对于正侧视雷达而言，与单纯的CMTI处理相比，预滤波+CMTI处理在副瓣杂波区有近10 dB的性能改善，而预滤波+FA方法和预滤波+EFA



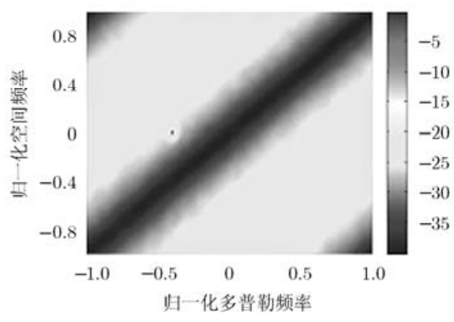


图2 预滤波前后的杂波空时2维Capon功率谱

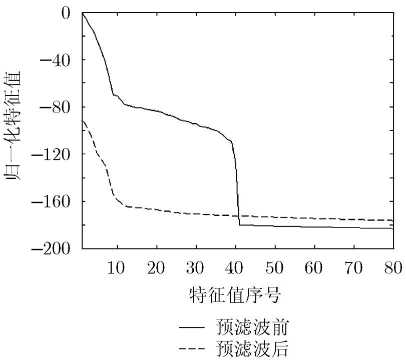


图3 预滤波前后杂波协方差矩阵的特征值分布

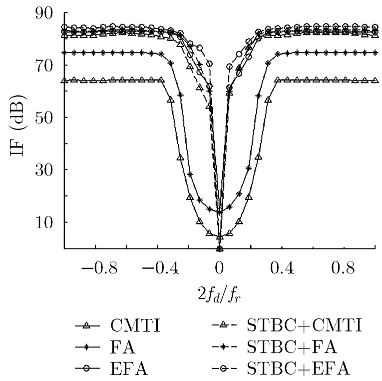


图4 正侧视雷达($\theta_p = 0^\circ$)

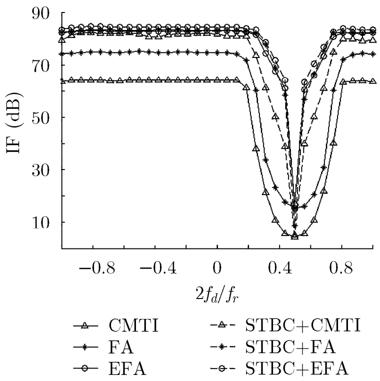


图5 非正侧视雷达($\theta_p = -30^\circ$)

方法相对原始算法的性能改善主要体现在主杂波区，这说明预滤波处理能有效降低杂波功率，降维自适应处理将有更多的自由度来抑制剩余的杂波分量，使其对低速运动目标的检测性能得到改善。通过图5可以看出，在非正侧视雷达中预滤波算法与原始算法相比同样有着一定的性能改善，因而说明设计的预滤波器同样适用于非正侧视雷达。

5　结束语

本文在机载相控阵雷达空时2维杂波矩阵模型的基础上，利用载机速度和雷达工作参数等先验信息，提出了一种机载雷达杂波空时非自适应块对消器(STBC)。该方法属于非自适应处理器，具有运算量小、无收敛过程等优点，可作为机载雷达的杂波预滤波器进一步改善常规MTI处理和降维STAP算法的性能。由于在杂波模型中考虑了偏航角的存在，因此，STBC既适用于正侧视雷达，也适用于非正侧视阵雷达。文中不足之处是当载机速度与实际速度存在误差时，STBC将会有一定的性能损失，但可以考虑通过实测数据进行参数估计以获得较精确的载机速度后，再选择所需的STBC权系数。

参 考 文 献

[1] 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: 14–18.
Wang Yong-liang and Peng Ying-ning. Space-Time Adaptive Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000: 14–18.

[2] Klemm R. Space-Time Adaptive Processing: Principles and Applications[M]. Institution of Electrical Engineers Press, 1998: 70–116.

[3] 范西昆, 曲毅. 知识辅助机载雷达杂波抑制方法研究进展[J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1199–1206.
Fan Xi-kun and Qu Yi. An overview of knowledge-aided clutter mitigation methods for airborne radar[J]. *Acta Elcetronica Sinica*, 2012, 40(6): 1199–1206.

[4] Wu Yong, Tang Jun and Peng Ying-ning. On the essence of knowledge-aid clutter covariance estimate and its convergence[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 569–585.

[5] Stoica P, Li Jian, Zhu Xu-min, *et al*.. On using a priori knowledge in space-time adaptive processing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(6): 2598–2602.

[6] Tang B, Tang J, and Peng Y. Performance of knowledge aided space time adaptive processing radar[J]. *IET Radar,*

Sonar & Navigation, 2011, 5(3): 331–340.

[7] Blum R S, Melvin W L, and Wicks M C. An analysis of adaptive DPCA[C]. Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference, Michigan, 1996: 303–308.

[8] Klemm R. Adaptive airborne MTI: an auxiliary channel approach[J]. *IEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing*, 1987, 134(3): 269–276.

[9] 保铮, 廖桂生, 吴仁彪, 等. 相控阵机载雷达杂波抑制的时空维自适应滤波[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 Elcetronica Sinica*, 1993, 21(9): 1–7.

[10] Lightstone L, Faubert D, and Rempel G. Multiple phase center DPCA for airborne radar[C]. IEEE National Radar Conference, Los Angeles, CA, 1991: 36–40.

[11] Chen Jian-wen, Wang Yong-liang, Huang Fu-kan, *et al*.. Research on multiple phase center-multiple delay taps DPCA for airborne radar[C]. Conference on Computational Eleetromagnetics and Its Applications, Beijing, China, 1999: 533–536.

[12] 张佳佳, 周芳, 孙光才, 等. 基于机载前向阵雷达的三通道斜视SAR-GMTI技术研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 344–350.

Zhang Jia-jia, Zhou Fang, Sun Guang-cai, *et al*.. Study on three channels squint SAR-GMTI aystem based on the forward-looking airborne radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 344–350.

[13] Dipietro R. Extended factored space-time processing for airborne radar systems[C]. Proceedings of the 26th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computing, Pacific Grove, CA, October, 1992: 425–430.

向　聪： 男，1985年生，工程师，研究方向为机载雷达和MIMO雷达信号处理.

罗丁利： 男，1974年生，研究员，研究方向为雷达阵列信号处理、目标分类与识别等.

冯大政： 男，1959年生，教授，博士生导师，研究方向为自适应信号处理、盲信号处理、雷达信号处理和InSAR等.