

## 极化-空域联合抗机载雷达欺骗式主瓣干扰

文才 王彤\* 吴亿锋 吴建新

(西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室 西安 710071)

**摘要:** 机载雷达欺骗式主瓣干扰不仅会引起大量虚警,还会污染空时自适应处理(STAP)器的训练样本,引起自适应方向图畸变,导致期望信号相消和杂波抑制性能下降。针对此问题,利用目标信号与干扰信号极化特性的差异,该文提出一种极化-空域联合自适应波束形成的方法来抑制欺骗式主瓣干扰。该方法首先在多普勒清晰区挑选干扰样本,并采用特征融合技术估计干扰协方差矩阵,然后采用重叠滑窗的子阵合成方式进行极化-空域联合自适应波束形成,在抑制主瓣干扰的同时为后续杂波抑制保留了空域自由度,最后通过 STAP 抑制剩余的杂波。该算法可以有效滤除密集欺骗式干扰,减少由其引起的虚警,改善机载 STAP 雷达的杂波抑制性能。仿真结果验证了该方法的有效性。

**关键词:** 机载雷达; 密集转发式干扰; 极化-空域自适应波束形成; 空时自适应处理

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)07-1552-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01739

## Deceptive Mainlobe Jamming Suppression for Airborne Radar Based on Joint Processing in Polarizational and Spatial Domains

Wen Cai Wang Tong Wu Yi-feng Wu Jian-xin

(National Key Laboratory of Science and Technology on Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** The deceptive mainlobe jamming of airborne radar not only causes a large amount of false alarms but also contaminates samples of the Space-Time Adaptive Processor (STAP). Hence, the performance on clutter suppression is degraded and signal self-cancellation occurs due to the distorted adaptive pattern. A polarization-space adaptive beamforming algorithm utilizing the polarization difference between the target signal and jamming is proposed for suppressing the deceptive mainlobe jamming. Firstly, the eigen-fusion based jamming covariance matrix is estimated by the samples obtained from clutter-free Doppler zone. Then, the polarization-space adaptive beamforming algorithm is carried out via synthesizing subarrays with overlapped window. This algorithm has the ability to suppress mainlobe jamming and retain the spatial degree of freedom for clutter suppression. Finally, the STAP is utilized to suppress the residual clutter. The proposed method can efficiently suppress the dense deceptive jamming, and hence, reduce the number of false alarms. The performance of STAP for clutter suppression can also be improved. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** Airborne radar; Dense deception jamming; Polarization-space adaptive beamforming; Space-Time Adaptive Processing (STAP)

### 1 引言

随着现代电子信息战的飞速发展,战场的电磁环境日趋复杂,机载雷达不仅受地面(海面)杂波的影响,而且还面临着各种干扰的威胁。欺骗式干扰<sup>[1-3]</sup>容易引起虚警并抬高其附近距离单元的恒虚警(Constant False Alarm Ratio, CFAR)检测门限,使得其附近真实目标的检测概率降低。密集转发式

欺骗干扰甚至会使雷达跟踪数据处理器饱和而无法正常工作。空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)技术能够有效抑制具有空时耦合特性的地(海)杂波,并能在一定程度上抑制旁瓣干扰<sup>[4]</sup>。但当密集转发式欺骗干扰从雷达主瓣进入时,其在时、频、空域上的特性与目标非常相近甚至相同,这不仅会引起STAP的波束主瓣变形,还会导致期望目标信号相消和杂波抑制性能下降。为了能在密集干扰目标环境下获得稳健的杂波抑制性能,STAP处理器通常会采用奇异值检测算法<sup>[5]</sup>来剔除训练样本中的奇异样本。如果欺骗干扰非常密集,

2013-11-07 收到, 2014-04-21 改回

国家自然科学基金(61372133, 61101241)资助课题

\*通信作者: 王彤 twang@mail.xidian.edu.cn

奇异值检测器会剔除大量样本,进而使STAP处理器得不到足够多的训练本来估计杂波协方差矩阵,从而导致杂波抑制性能下降。综上所述,研究抗机载雷达密集欺骗式主瓣干扰的方法是非常有必要的。

利用欺骗式干扰信号与真实目标信号之间的差异(比如运动学特性差异<sup>[6,7]</sup>,回波幅度波动和高阶累积量差异<sup>[8]</sup>,回波的相位量化差异<sup>[9]</sup>等),学者们提出了许多抗欺骗式干扰的方法,但是这些方法只是对目标和欺骗干扰的鉴别,并没有从根本上抑制欺骗干扰,不能克服欺骗式干扰对CFAR检测门限和STAP的影响。为了从根本上抑制主瓣干扰,文献[10]提出了一种阻塞矩阵预处理的空域滤波方法,但该方法对要求精确已知干扰的方向,并且当目标波达方向与干扰波达方向相同或差异很小时,目标会连同主瓣干扰一起被滤除,造成输出信干噪比下降。

近年来,随着雷达极化理论研究的逐步深入和器件水平的大幅度提升,极化信息处理技术在雷达成像<sup>[11]</sup>、目标识别<sup>[12]</sup>、地理遥感<sup>[13]</sup>和抗干扰<sup>[14]</sup>等领域中占据越来越重要的地位。将极化域信息和空域信息相结合的极化-空域联合自适应波束形成技术是一种克服空域滤波不足的有效方法<sup>[15-18]</sup>。文献[15,16]研究了干扰为完全极化波情形下和相关干扰条件下极化敏感阵列的滤波性能。文献[17]将经典的基于特征空间的广义波束形成算法引入到极化-空域联合自适应处理当中。文献[18]将极化敏感阵列应用到反辐射导引头上,利用目标与诱饵的极化差异,采用极化-空域联合的参数估计方法抗诱偏。上述算法都是在干扰加白噪声的背景下提出的,不仅没有考虑机载雷达情况下地(海)杂波的影响,也没有考虑实际应用中欺骗式干扰样本的获取问题(用于估计干扰协方差矩阵)。不同于压制式干扰滤波问题(其干扰样本可以在雷达静默期获得),欺骗式干扰的样本在距离上是随机稀疏的,因此无法直接获取,同时,对于机载雷达来说,杂波也会对干扰协方差矩阵的估计产生影响。

目前针对机载雷达欺骗式主瓣干扰的抑制问题很少有公开文献报道。针对该问题,利用目标信号与欺骗式干扰信号极化特性的差异,本文提出一种极化-空域联合自适应波束形成的方法来抑制欺骗式主瓣干扰。该方法首先通过CFAR检测在多普勒清晰区挑选干扰样本,并采用特征融合的方法估计干扰协方差矩阵,能够有效地避开杂波对干扰统计特性估计的影响;然后采用重叠滑窗的子阵合成方式进行极化-空域联合自适应波束形成,在抑制主瓣干扰的同时为后续杂波抑制保留了空域自由度;最

后通过STAP抑制剩余的杂波。本文算法可以有效地滤除密集欺骗式主瓣干扰,减少由其引起的虚警,改善机载STAP雷达的杂波抑制性能。

## 2 信号模型

### 2.1 机载极化敏感阵列雷达几何模型

机载极化敏感阵列雷达在原来相控阵雷达的基础之上增加了能够敏感极化信息的电偶极子对。图1为机载正侧视极化敏感阵列雷达系统几何示意图,雷达阵列轴向与载机速度的夹角为 $0^\circ$ ,载机以速度 $v$ 沿 $X$ 轴正方向平行于地面飞行,高度为 $h$ ,目标相对于雷达的方位角、俯仰角和斜距分别为 $\theta$ , $\varphi$ 和 $r$ ,目标与阵列轴向的夹角为 $\psi$ , $\cos\psi = \cos\theta \cos\varphi$ 。

假设极化敏感天线为由 $N$ 个特性一致的正交电偶极子对组成的均匀线阵,位于与 $XOY$ 平行的平面,每个偶极子对分别由水平极化通道 $U$ (沿阵列轴向放置)和垂直极化通道 $V$ (垂直于阵列轴向放置)组成,能够敏感回波的极化信息。考虑一般的窄带雷达,假设相干脉冲串由 $M$ 个脉冲组成,距离门采样总数为 $L$ 。将 $N$ 个偶极子对接收到的 $M$ 个相干脉冲信号做下变频、匹配滤波、A/D采样处理,最终可得 $2NM \times L$ 的数据矩阵 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_L]$ ,其中第 $l$ 号( $l = 1, 2, \dots, L$ )距离门的数据为 $\mathbf{x}_l = [\mathbf{x}_{U,l}^T, \mathbf{x}_{V,l}^T]^T$ , $\mathbf{x}_{U,l}$ 为 $NM \times 1$ 维的 $U$ 通道接收数据, $\mathbf{x}_{V,l}$ 为 $NM \times 1$ 维的 $V$ 通道接收数据, $(\cdot)^T$ 表示转置。

### 2.2 目标回波信号模型

目标回波信号可以表示为

$$\mathbf{s}_t = \alpha_t \mathbf{a}_t \quad (1)$$

其中 $\alpha_t$ 表示目标回波的复幅度, $\mathbf{a}_t$ 为 $2NM \times 1$ 的目标极化-空-时联合导向矢量,其表达式为

$$\mathbf{a}_t = \mathbf{a}_{tp} \otimes \mathbf{a}_t(f_{td}) \otimes \mathbf{a}_s(f_{ts}) \quad (2)$$

其中 $\otimes$ 表示Kronecker积, $\mathbf{a}_{tp}$ , $\mathbf{a}_t(f_{td})$ , $\mathbf{a}_s(f_{ts})$ 分别表示目标的极化、时域、空域导向矢量,可分别表示为

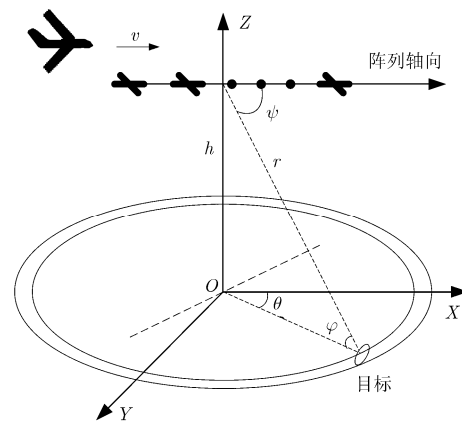


图1 机载极化敏感阵列雷达系统几何示意图

$$\mathbf{a}_{pt} = [a_{tpU}, a_{tpV}]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{a}_t(f_{td}) = [1, \exp(j2\pi f_{td}), \dots, \exp(j2\pi(M-1)f_{td})]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{a}_s(f_{ts}) = [1, \exp(j2\pi f_{ts}), \dots, \exp(j2\pi(N-1)f_{ts})]^T \quad (5)$$

式(3)中,  $a_{tpU}$  和  $a_{tpV}$  分别表示目标信号在 U 通道和 V 通道的输出复幅度。  $f_{td} = 2v_t/f_r$  为目标的归一化多普勒频率,  $v_t$  为目标的径向速度,  $f_r$  为脉冲重复频率, 目标的归一化空间频率为  $f_{ts} = d \cos \theta_t \cos \varphi_t / \lambda$ ,  $\theta_t$  和  $\varphi_t$  分别为目标的方位角和俯仰角,  $d$  为阵元间距,  $\lambda$  为载频信号波长。

### 2.3 欺骗式干扰信号模型

欺骗式干扰信号由敌方干扰机所截获的我方雷达信号经过复制、调制之后转发, 既能从雷达波束旁瓣进入到接收机, 也能从波束主瓣进入到接收机。类似于目标回波信号, 雷达接收的欺骗式干扰信号可以表示为

$$\mathbf{s}_j = \alpha_j \mathbf{a}_j \quad (6)$$

其中  $\alpha_j$  表示欺骗干扰信号的复幅度,  $\mathbf{a}_j$  为  $2NM \times 1$  的干扰极化-空-时联合导向矢量, 其表达式为

$$\mathbf{a}_j = \mathbf{a}_{jp} \otimes \mathbf{a}_t(f_{jd}) \otimes \mathbf{a}_s(f_{js}) \quad (7)$$

式(7)中  $\mathbf{a}_{jp}$ ,  $\mathbf{a}_t(f_{jd})$ ,  $\mathbf{a}_s(f_{js})$  分别表示干扰的极化、时域、空域导向矢量, 其中  $f_{js} = d \cos \theta_j \cos \varphi_j / \lambda$  为干扰信号的归一化空间频率,  $\theta_j$  和  $\varphi_j$  分别为干扰机的方位角和俯仰角,  $f_{jd}$  为干扰信号的归一化多普勒频率。干扰极化导向矢量为

$$\mathbf{a}_{jp} = [a_{jpU}, a_{jpV}]^T \quad (8)$$

其中  $a_{jpU}$  和  $a_{jpV}$  分别表示干扰信号在 U 通道和 V 通道的输出复幅度。干扰机通过调整  $f_{jd}$  就可以产生具有不同多普勒频率的速度型欺骗干扰, 通过调整转发时延就可以产生距离欺骗式干扰, 如果同时调整  $f_{jd}$  和转发时延就可以得到距离-速度型欺骗干扰。对于非变极化干扰机而言, 其发射的欺骗式干扰信号具有以下特点:

(1) 干扰机可以看作是点辐射源, 干扰信号的归一化空间频率  $f_{js}$  取决于干扰机相对于雷达的空间位置, 干扰机无法控制干扰信号的空域导向矢量  $\mathbf{a}_s(f_{js})$ , 所以干扰机无法制造波达方向欺骗干扰。

(2) 非变极化干扰机发射的欺骗式干扰信号具有相同的极化参数, 因此雷达接收到的所有欺骗干扰信号具有相同的极化状态。

(3) 密集转发式欺骗干扰的数量很多, 其目的在于引导对方雷达跟踪虚假目标, 故欺骗干扰信号的功率通常比较强(易于对方雷达检测), 其在距离-多普勒 2 维谱平面的分布通常以分布在多普勒清晰区为主(分布在无杂波的多普勒清晰区更易于对方雷达检测)。

### 2.4 杂波和噪声信号模型

杂波加噪声信号可以表示为

$$\mathbf{q} = \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (9)$$

其中  $2NM \times 1$  维的杂波矢量  $\mathbf{c}$  由 U 通道接收杂波矢量  $\mathbf{c}_U$  和 V 通道接收杂波矢量  $\mathbf{c}_V$  构成, 即  $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_U^T, \mathbf{c}_V^T]^T$ , 对应的杂波极化空时协方差矩阵为<sup>[19]</sup>

$$\mathbf{R}_{Cpst} = E\{\mathbf{c}\mathbf{c}^H\} = \mathbf{R}_{Cp} \otimes \mathbf{R}_{Cst} \quad (10)$$

其中  $(\cdot)^H$  和  $E\{\cdot\}$  分别表示共轭转置和求期望操作, 杂波极化协方差矩阵  $\mathbf{R}_{Cp}$  为

$$\mathbf{R}_{Cp} = \begin{bmatrix} 1 & \mu\sqrt{\delta} \\ \mu^*\sqrt{\delta} & \delta \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)中的  $(\cdot)^*$  表示取共轭,  $\mu$  和  $\delta$  分别表示 U 通道与 V 通道的相关系数和平均功率比, 矩阵  $\mathbf{R}_{Cp}$  反映了杂波的平均极化状态。  $\mathbf{R}_{Cst}$  为  $NM \times NM$  的杂波空时协方差矩阵, 反映了杂波的空时耦合特性<sup>[4]</sup>。同样地,  $2NM \times 1$  维的白噪声矢量  $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_U^T, \mathbf{n}_V^T]^T$ , 其均值为零, 协方差矩阵为  $\delta_n^2 \mathbf{I}_{2NM}$ , 其中  $\delta_n^2$  为单通道白噪声平均功率,  $\mathbf{I}_{2NM}$  为  $2NM \times 2NM$  的单位矩阵。

### 3 欺骗式干扰与杂波的级联抑制算法

从上节的欺骗式干扰信号模型可以看到, 当欺骗干扰从雷达主波束进入时, 很难从距离域、多普勒域或者空域将其与目标回波区分开, 常规的时、频、空域抗干扰措施已难以对抗此种干扰。在这种情况下, 挖掘目标和干扰的极化信息成为雷达抗主瓣欺骗式干扰的重要途径。本文直接在极化-空间联合域滤除转发式欺骗干扰, 从根本上消除欺骗干扰对目标检测和 STAP 杂波抑制的影响。

#### 3.1 欺骗式干扰极化-空域协方差矩阵估计

不同于压制式干扰滤波问题, 其干扰样本可以在雷达静默期获得, 欺骗式干扰的样本在距离上是随机稀布的, 因此无法直接获取。另外, 对于机载雷达来说, 地(海)杂波来自于四面八方, 其极化状态和波达方向与欺骗式干扰差异较大, 如果干扰样本中混入杂波信号, 那么杂波会对干扰统计特性的估计产生较大影响。针对上述问题, 本文通过 CFAR 检测在多普勒清晰区挑选干扰样本, 能够有效地避开杂波对干扰统计特性估计的影响, 然后采用基于特征融合的协方差矩阵估计方法估计干扰的极化-空域协方差矩阵, 具体实现步骤为:

步骤 1 对 U 通道的接收数据进行常规脉冲多普勒(Pulse Doppler, PD)处理, 即: 将 U 通道的和波束数据变换到多普勒域, 并采用单元平均 CFAR 检测器检测目标。

第  $l$  号距离门  $U$  通道  $M \times 1$  维的和波束数据可由下式计算:

$$\mathbf{b}_{U,l} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{a}_s(f_{s0}))^H \mathbf{x}_{U,l} \quad (12)$$

式(12)中归一化空间频率  $f_{s0} = d \cos \theta_0 \cos \varphi_0 / \lambda$ ,  $\theta_0$  和  $\varphi_0$  分别为雷达波束指向方位角和俯仰角。利用傅里叶变换将  $\mathbf{b}_{U,l}$  从脉冲域变换至多普勒域得

$$\bar{\mathbf{b}}_{U,l} = \mathbf{F}^H (\mathbf{w}_{\text{win}} \odot \mathbf{b}_{U,l}) \quad (13)$$

其中  $\mathbf{w}_{\text{win}}$  为时域窗,  $\odot$  为 Hardmard 积,  $\mathbf{F}$  为  $M \times K$  维的傅里叶变换矩阵,  $K$  为傅里叶变换点数, 为了便于采用快速傅里叶变换技术,  $K$  一般选为大于脉冲数的 2 的整数次幂<sup>[20]</sup>, 即  $K = 2^{\lceil \log_2 M \rceil}$ , 其中  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整。 $\bar{\mathbf{b}}_{U,l}$  为第  $l$  号距离门  $K \times 1$  维的和波束多普勒域数据。类似地, 将所有距离门的极化-空时数据  $\mathbf{X}$  做  $K$  点的傅里叶变换, 并将数据重排得到  $2N \times KL$  维的多普勒域数据矩阵  $\bar{\mathbf{X}} = [\bar{\mathbf{x}}_{11}, \bar{\mathbf{x}}_{21}, \dots, \bar{\mathbf{x}}_{K1}, \bar{\mathbf{x}}_{12}, \bar{\mathbf{x}}_{22}, \dots, \bar{\mathbf{x}}_{K2}, \dots, \bar{\mathbf{x}}_{1L}, \bar{\mathbf{x}}_{2L}, \dots, \bar{\mathbf{x}}_{KL}]$ , 其中  $\bar{\mathbf{x}}_{kl}$  表示第  $k$  个多普勒通道、第  $l$  号距离门对应的  $2N \times 1$  维的极化-空域数据。在距离-多普勒平面对和波束数据  $\bar{\mathbf{B}}_U = [\bar{\mathbf{b}}_{U,1}, \bar{\mathbf{b}}_{U,2}, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{U,L}]$  进行 CFAR 检测, 将检测到的样本所在多普勒通道号和距离门号组成坐标集合  $\Lambda$ , 即

$$\left\{ (k,l), k=1,2,\dots,K; l=1,2,\dots,L \mid |\bar{\mathbf{b}}_{U,kl}|^2 \geq \xi \right\} \in \Lambda \quad (14)$$

其中  $\bar{\mathbf{b}}_{U,kl}$  为矩阵  $\bar{\mathbf{B}}_U$  中第  $k$  个多普勒通道、第  $l$  号距离门的数据,  $\xi = \beta \delta_{kl}^2$  为 CFAR 检测门限,  $\delta_{kl}^2$  为待检测单元背景噪声功率的估计值, 可由  $2L_C$  个参考单元估计得到(设置两个保护单元), 即

$$\hat{\delta}_{kl}^2 = \frac{1}{2L_C} \sum_{i=l-1-L_C, i \neq l-1, l, l+1}^{l+1+L_C} |\bar{\mathbf{b}}_{U,ki}|^2 \quad (15)$$

给定虚警概率  $P_{FA}$ , 门限乘积因子  $\beta$  可按下式计算<sup>[21]</sup>:

$$\beta = 2L_C \left( P_{FA}^{-1/2L_C} - 1 \right) \quad (16)$$

本文对于 CFAR 检测门限的选取没有特殊要求, 设置成常规目标检测所需门限即可, 仿真实验中的  $P_{FA} = 10^{-6}$ ,  $L_C = 10$ , 由式(16)可得  $\beta \approx 13$  dB(也就是说当待检测单元的功率高于背景功率 13 dB 时则认为该距离单元存在目标)。

步骤 2 提取多普勒清晰区的样本。

机载预警雷达在执行远程预警任务时通常采用高脉冲重复频率波形来扩大多普勒清晰区(清晰区定义为距离-多普勒平面中无杂波的区域), 从而增强远程高速目标的检测能力, 因此可以根据系统参数提取位于多普勒清晰区的样本。根据系统参数容易计算得到地杂波覆盖的多普勒频带近似为  $[-2v/\lambda_f, 2v/\lambda_f]$ , 假设将数据变换到多普勒域后零

频在中心, 则地杂波覆盖的多普勒通道范围为

$$[k_1, k_2] = \left[ \left\lfloor \frac{K}{2} - \frac{2vK}{\lambda f_r} + 1 \right\rfloor, \left\lfloor \frac{K}{2} + \frac{2vK}{\lambda f_r} + 1 \right\rfloor \right] \quad (17)$$

由此容易得到多普勒清晰区对应的多普勒通道为  $k \in \{1, k_1\} \cup [k_2, K\}$ 。提取集合  $\Lambda$  中位于多普勒清晰区的坐标, 并将多普勒域数据  $\bar{\mathbf{X}}$  中对应于该坐标的样本组成一个新的样本矩阵  $\mathbf{Z}$ , 即

$$\mathbf{z}_i = \{ \bar{\mathbf{x}}_{kl} \mid (k,l) \in \Lambda, k \in [1, k_1] \cup [k_2, K] \} \quad (18)$$

其中  $\mathbf{z}_i$  为矩阵  $\mathbf{Z}$  的第  $i$  列,  $i = 1, 2, \dots, I$ ,  $I$  为位于多普勒清晰区的样本总数。矩阵  $\mathbf{Z}$  即为多普勒清晰区的极化-空域样本数据矩阵, 这些样本可能是目标, 也可能是欺骗干扰。

步骤 3 估计清晰区样本信号的波达方向, 并进一步估计极化状态, 根据极化状态鉴别真、假目标。

采用基于匹配滤波的波束扫描法估计矩阵  $\mathbf{Z}$  中所有样本的波达方向。第  $i$  个样本对应的波达方向为

$$\hat{\psi}_i = \max_{0 \leq \psi \leq \pi} \left| \mathbf{a}_s^H(f_s(\psi)) \mathbf{z}_{U,i} \right| \quad (19)$$

其中  $f_s(\psi) = d \cos \psi / \lambda$  表示归一化空间频率,  $\mathbf{z}_{U,i}$  为  $N \times 1$  维的  $U$  通道数据。利用估计的  $\hat{\psi}_i$ , 在白噪声背景下采用最大似然估计<sup>[22]</sup>可得第  $i$  个样本的极化矢量为

$$\hat{\mathbf{a}}_{p,i} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{z}_i \quad (20)$$

其中  $\mathbf{A} = \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{a}_s(f_s(\hat{\psi}_i))$ ,  $\mathbf{a}_s(f_s(\hat{\psi}_i))$  为空域导向矢量。估计出极化矢量后就可以得到第  $i$  个样本  $V$  通道与  $U$  通道的极化幅度比  $\hat{\gamma}_i$  和相位差  $\hat{\eta}_i$  的估计值分别为

$$\hat{\gamma}_i = \tan^{-1} \left( \left| \hat{\mathbf{a}}_{p,i}(2) \right| / \left| \hat{\mathbf{a}}_{p,i}(1) \right| \right) \quad (21)$$

$$\hat{\eta}_i = \text{angle} \left( \hat{\mathbf{a}}_{p,i}(2) / \hat{\mathbf{a}}_{p,i}(1) \right) \quad (22)$$

由于密集转发式欺骗干扰的数量很多, 功率通常比较强(易于对方雷达检测), 其在距离-多普勒 2 维谱平面的分布通常以分布在多普勒清晰区为主(分布在无杂波的多普勒清晰区更易于对方雷达检测), 故清晰区的样本矩阵  $\mathbf{Z}$  中通常包含多个欺骗干扰。由于同一干扰机发射的欺骗式干扰的极化状态都相同, 而真实目标的极化状态各异, 故本文根据估计的样本极化状态, 将极化状态相同或差异很小(这些差异是由于极化状态估计偏差造成的)的样本划分为一组, 并认为这组样本为同一干扰机的干扰样本, 如果同时有多个干扰机存在, 则可以得到不同极化状态的多组干扰样本。

步骤 4 用干扰样本构建极化-空域协方差矩阵。

假设由步骤 3 筛选出了  $Q$  组样本(这  $Q$  组样本

对应  $Q$  个不同方向的干扰信号), 第  $q$  组样本的数量为  $L_q (L_q \geq 2), q = 1, 2, \dots, Q$ 。利用所有干扰样本估计得到的极化-空域干扰协方差矩阵为

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{ps}} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \sum_{i=1}^{L_q} \mathbf{z}_i^{(q)} (\mathbf{z}_i^{(q)})^H \quad (23)$$

其中  $\mathbf{z}_i^{(q)}$  表示第  $Q$  组样本中对应的第  $i$  个样本,  $i = 1, 2, \dots, L_q$ 。如果直接采用式(23)作为总的干扰协方差矩阵, 则会导致各干扰功率估计偏低(有偏估计)。为了能有效估计总干扰协方差矩阵, 本文提出一种特征融合的协方差矩阵估计方法。

由第  $q$  组样本估计得到的  $2N \times 2N$  极化-空域协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},q} = \frac{1}{L_q} \sum_{i=1}^{L_q} \mathbf{z}_i^{(q)} (\mathbf{z}_i^{(q)})^H \quad (24)$$

由于一组样本只对应一个干扰机的信号, 因此对  $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},q}$  进行特征分解可以得到一个大特征值  $\lambda_q$  及其对应的特征向量  $\mathbf{u}_q$  和  $2N - 1$  个小特征值  $\lambda_{q,i}$  及其特征向量 ( $i = 1, \dots, 2N - 1$ )。那么白噪声功率可由  $(2N - 1)Q$  个小特征值估计得到

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{(2N - 1)Q} \sum_{q=1}^Q \sum_{i=1}^{2N-1} \lambda_{q,i} \quad (25)$$

对应的第  $q$  个干扰信号的平均功率为

$$p_q = \lambda_q - \hat{\sigma}_n^2 \quad (26)$$

将所有  $Q$  个干扰信号的特征向量融合, 可以得到合成后的干扰极化-空域协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps}} = \sum_{q=1}^Q p_q \mathbf{u}_q \mathbf{u}_q^H + \hat{\sigma}_n^2 \mathbf{I}_{2N} \quad (27)$$

### 3.2 欺骗式干扰滤除

注意到干扰样本的数据是在多普勒域获取的, 故本文对多普勒域的数据  $\bar{\mathbf{X}}$  进行处理。另外, 由于杂波与干扰的极化-空域统计特性不一致, 在极化-空域抑制干扰后会有杂波剩余, 应保留一定的空域自由度抑制剩余杂波。本文将采用子阵合成的方式来抑制干扰, 在子阵级抑制干扰的同时为后续杂波抑制保留空域自由度。子阵合成的方式有很多种(例如均匀子阵合成, 非均匀子阵合成, 重叠子阵合成等<sup>[23]</sup>), 本文将采用重叠滑窗的子阵合成方式, 主要出于两点考虑: 首先, 重叠子阵具有比均匀子阵更多的阵元, 当空域自由度越多时, 抗干扰的能力就越强, 抗干扰的数量也更多; 其次, 均匀划分的子阵合成方式会加大子阵间距, 而且间距还是均匀的, 这会使天线方向图出现栅瓣, 即其频率响应中会出现多个主瓣, 这对杂波抑制是不利的<sup>[23]</sup>。打乱子阵间距的非均匀子阵合成方式可以削弱栅瓣, 但是这

种合成方式会使旁瓣抬高, 而且通道误差不好控制。避免栅瓣最理想的合成方法就是使合成后的子阵相位中心间距仍然保持半个波长, 重叠子阵合成的方式可以达到这一目的。

假设重叠滑窗合成的子阵数为  $N_s$ , 每次滑动一个阵元, 那么每个 U/V 通道子阵所包含的阵元数为  $N_L = N - N_s + 1$ 。假设目标的极化-空域联合导向矢量为  $\mathbf{a}_{\text{tps}} = \mathbf{a}_{\text{tp0}} \otimes \mathbf{a}_{\text{ss}}(f_{s0})$ , 其中  $\mathbf{a}_{\text{tp0}}$  为目标极化导向矢量,  $\mathbf{a}_{\text{ss}}(f_{s0}) = [1, \exp(j2\pi f_{s0}), \dots, \exp(j2\pi(N_L - 1)f_{s0})]^T$  为子阵对应的目标空域导向矢量,  $f_{s0}$  为雷达波束指向归一化空间频率, 那么第  $n_s$  ( $n_s = 1, 2, \dots, N_s$ ) 个子阵的欺骗式干扰抑制问题可以转化为如下最优化问题:

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_{n_s}} & \mathbf{w}_{n_s}^H \hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},n_s} \mathbf{w}_{n_s} \\ \text{s.t.} & \mathbf{w}_{n_s}^H \mathbf{a}_{\text{tps}} = 1 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

其中  $\mathbf{w}_{n_s}$  为第  $n_s$  个子阵  $2N_L \times 1$  的极化-空域自适应滤波权矢量,  $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},n_s}$  为第  $n_s$  个子阵  $2N_L \times 2N_L$  的干扰协方差矩阵, 可根据式(24)~式(27)计算得到, 不过在计算式(24)时需要用到子阵级的数据, 即

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},q}^{(n_s)} = \frac{1}{L_q} \sum_{i=1}^{L_q} \mathbf{J}_{n_s} \mathbf{z}_i^{(q)} (\mathbf{z}_i^{(q)})^H \mathbf{J}_{n_s}^H \quad (29)$$

其中,  $\mathbf{J}_{n_s} = \mathbf{I}_2 \otimes [\mathbf{0}_{N_L \times (n_s-1)}, \mathbf{I}_{N_L}, \mathbf{0}_{N_L \times (N-N_L-n_s+1)}]$  为  $2N_L \times 2N$  的选择矩阵, 表示选择第  $n_s$  个子阵对应的阵元, 式中  $\mathbf{0}_{M \times N}$  表示  $M \times N$  维的零矩阵,  $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},q}^{(n_s)}$  为第  $q$  组样本、第  $n_s$  个子阵对应的协方差矩阵。式(28)的解为

$$\mathbf{w}_{n_s} = \frac{\left(\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},q}^{(n_s)}\right)^{-1} \mathbf{a}_{\text{tps}}}{\mathbf{a}_{\text{tps}}^H \left(\hat{\mathbf{R}}_{\text{ps},q}^{(n_s)}\right)^{-1} \mathbf{a}_{\text{tps}}} \quad (30)$$

为了使白噪声的增益不变, 利用归一化的权向量  $\tilde{\mathbf{w}}_{n_s} = \mathbf{w}_{n_s} / \sqrt{\mathbf{w}_{n_s}^H \mathbf{w}_{n_s}}$  对第  $n_s$  个子阵对应的所有多普勒单元和距离门的数据进行滤波处理, 可得干扰滤除后第  $n_s$  个子阵、第  $k$  个多普勒通道、第  $l$  号距离门的输出为

$$y_{n_s,kl} = \tilde{\mathbf{w}}_{n_s}^H (\mathbf{J}_{n_s} \bar{\mathbf{x}}_{kl}) \quad (31)$$

### 3.3 STAP 抑制杂波

在极化-空域滤除欺骗式干扰后, 为进一步抑制具有空时耦合特性的杂波, 可再进行 STAP 处理。考虑到运算量和训练样本数的要求, 降维 STAP 算法是比较合适的。本文采用文献[24]提出的扩展的因子化方法(Extended Factored Approach, EFA), 利用 3 个相邻的多普勒通道联合处理。在 EFA 中, 第  $l$  号距离门的第  $k$  个多普勒通道的降维空时快拍矢量为

$$\bar{\mathbf{y}}_{kl} = [\mathbf{y}_{k-1,l}^T, \mathbf{y}_{k,l}^T, \mathbf{y}_{k+1,l}^T]^T \quad (32)$$

其中  $\mathbf{y}_{k,l} = [y_{1,k,l}, y_{2,k,l}, \dots, y_{N_S,k,l}]^T$  表示第  $l$  个距离门的第  $k$  个多普勒通道经极化-空域滤波后所有子阵输出排成的  $N_S \times 1$  维的数据向量。令  $\mathbf{T} = [\mathbf{q}_{k-1}, \mathbf{q}_k, \mathbf{q}_{k+1}]$  表示时域降维矩阵，其中  $\mathbf{q}_k$  表示将数据变换到第  $k$  个多普勒通道所用的权向量，那么空时导向矢量为

$$\mathbf{a}_{st} = \mathbf{T}^H \mathbf{a}_t \otimes \mathbf{a}_s \quad (33)$$

其中  $\mathbf{a}_t$  为时域导向矢量，极化-空域自适应子阵合成后的方位空域导向矢量为

$$\mathbf{a}_s = [\mathbf{w}_1^H \mathbf{a}_{tps}, \mathbf{w}_2^H \mathbf{a}_{tps} e^{j2\pi f_s t_0}, \dots, \mathbf{w}_{N_S}^H \mathbf{a}_{tps} e^{j2\pi f_s t_0 (N_S-1)}]^T \quad (34)$$

第  $l$  个距离门，第  $k$  个多普勒通道的 STAP 自适应权向量为<sup>[24]</sup>

$$\mathbf{w}_{ST,k,l} = \widehat{\mathbf{R}}_{0l}^{-1} \mathbf{a}_{st} / \left( \mathbf{a}_{st}^H \widehat{\mathbf{R}}_{0l}^{-1} \mathbf{a}_{st} \right) \quad (35)$$

其中  $\widehat{\mathbf{R}}_{0l}$  为第  $l$  个距离门的空时协方差矩阵，可以用待检测单元附近的数据作为训练样本估计得到。最终，经 STAP 处理后第  $l$  个距离门，第  $k$  个多普勒通道的输出为

$$\mathbf{z}_{kl} = \mathbf{w}_{ST,k,l}^H \bar{\mathbf{y}}_{kl} \quad (36)$$

本文所提欺骗式干扰与杂波级联抑制算法的流程图如图 2 所示。

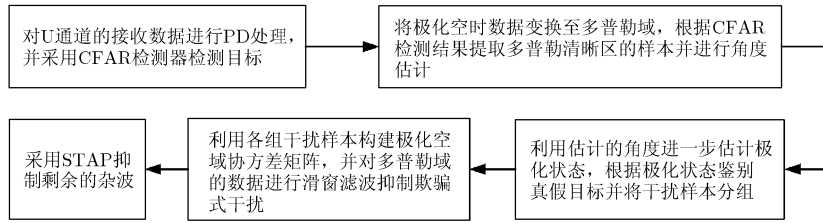


图 2 欺骗式干扰与杂波级联抑制算法流程图

## 4 仿真实验

实验采用机载正侧视雷达系统，仿真参数如表 1 所示。U 通道阵元级的杂噪比为 40 dB，U 与 V 通道的杂波平均功率比为  $\delta = 1$ ，相关系数为  $\mu = 0.9e^{j\pi/2}$  (杂波的极化度为  $|\mu| = 0.9$ )。假设存在两部干扰机，发射完全极化的干扰信号，分别位于雷达波束主瓣和旁瓣位置。仿真中随机地在距离-多普勒平面注入 20 个主瓣欺骗干扰和 20 个旁瓣欺骗干扰以及 5 个目标，它们在距离-多普勒平面的分布情况如图 3 所示，欺骗干扰和目标的具体参数见表 2。重叠滑窗合成的子阵数为  $N_S = 8$ 。

图 4 给出了 U 通道常规脉冲多普勒处理后的距离-多普勒图。通过 CFAR 检测将位于多普勒清晰区的样本(总共 20 个)提取出来，并估计得到样本的极化状态如图 5 所示，根据估计的极化状态，筛选得到了两组干扰样本(第 1 组有 9 个样本，第 2 组有 10 个样本)，恰好对应于两种干扰信号(参照表 2 中的干扰极化状态)。

表 1 雷达系统仿真参数

脉冲重复频率 $f_t$ (Hz)	4000	U/V 通道阵元数 $N$ (个)	16
采样频率 $B$ (MHz)	1	阵元间距 $d$ (m)	0.125
波长 $\lambda$ (m)	0.25	相干脉冲数 $M$ (个)	64
载机高度 $h$ (km)	7	主波束方位角 $\theta_0$ ( $^\circ$ )	90
载机速度 $v$ (m/s)	125	主波束俯仰角 $\varphi_0$ ( $^\circ$ )	0

表 2 目标和欺骗干扰的参数

信号类型	入射角 $(\theta, \varphi)$	极化状态 $(\gamma, \eta)$	信噪比(dB)
目标 1	(90°, 0°)	(90°, 0°)	5
目标 2	(90°, 0°)	(80°, 10°)	5
目标 3	(90°, 0°)	(70°, 20°)	5
目标 4	(90°, 0°)	(60°, 30°)	5
目标 5	(90°, 0°)	(50°, 40°)	5
主瓣干扰	(90°, 0°)	(30°, 120°)	40
旁瓣干扰	(140°, 0°)	(75°, 120°)	50

通过本文方法将干扰滤除后，第 1 个子阵输出的距离-多普勒图如图 6 所示，从图中可以看到主瓣和旁瓣欺骗干扰已经被滤除，目标和部分杂波得到了保留。

为了进一步说明本文方法的有效性，图 7 给出了第 1 个子阵极化-空域自适应权值的 2 维方向图。由于极化特征参量有两维，本文画出了固定其中一维，即  $\eta = 120^\circ$  时权值响应随方位角  $\psi$  和极化幅度比  $\gamma$  的变化关系。图中波束指向角  $\psi_0 = 90^\circ$ ，期望目标的  $\gamma_t = 90^\circ$ 。从图中可以看到，方向图在两个干扰方向的位置  $(\psi, \gamma) = (90^\circ, 30^\circ)$  和  $(\psi, \gamma) = (140^\circ, 75^\circ)$  形成了深的凹口(凹口深度分别为 -36.86 dB 和 -49.00 dB)，因此主瓣和旁瓣欺骗干扰均能够被有效滤除。

图 8 为采用 STAP 滤除剩余杂波的结果，从图中可以看到，杂波被滤除后目标清晰可见。

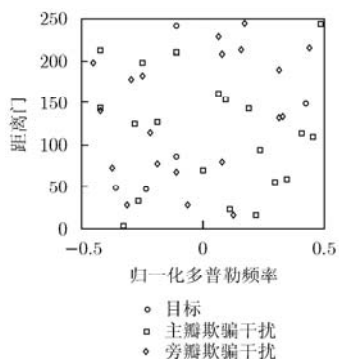


图 3 欺骗干扰和目标在距离-多普勒平面的分布图

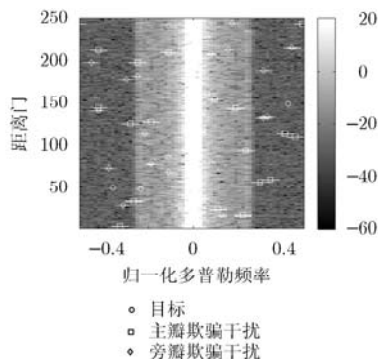


图 4 U 通道 PD 处理结果

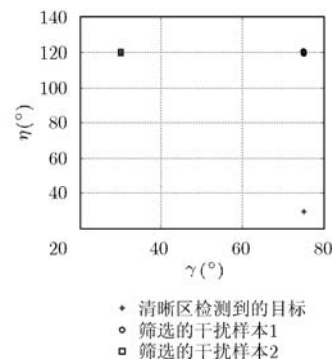


图 5 多普勒清晰区样本的极化状态

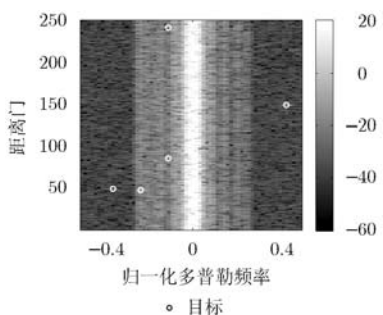


图 6 干扰滤除后第 1 个子阵的输出

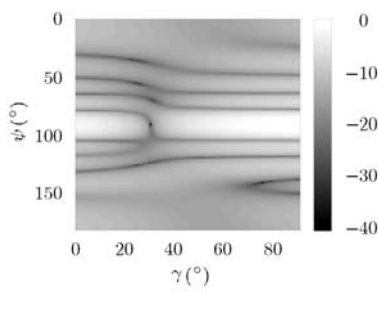


图 7 权值方向图随方位角和极化幅度比的变化关系

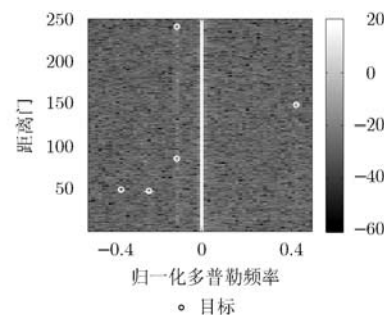


图 8 STAP 滤除剩余杂波的结果

为了进一步说明本文方法抗主瓣欺骗干扰的优势,图 9 给出了对第 18 号多普勒通道数据(对应的归一化多普勒频率为-0.2344,位于杂波区)采用传统 STAP 和采用本文方法处理后的输出功率。在第 33 号距离门存在主瓣欺骗式干扰,在第 47 号距离门有一个动目标。从图中可以看到传统 STAP 的训练样本由于受到主瓣欺骗干扰的污染,使得自适应波束严重畸变,导致期望目标信号相消和杂波抑制性能下降,因此目标的输出信杂噪比很低。而本文算法在极化-空间联合域将主瓣干扰滤除之后,消除了其对 STAP 权值的影响,从而提高了 STAP 的杂波抑制性能,因此本文方法得到的目标输出信杂噪比明显高于传统 STAP 方法。另外,对传统 STAP 的输出结果进行 CFAR 检测时,易将主瓣欺骗干扰错认为是目标,从而引起虚警。而本文方法可以有效地滤除密集欺骗式主瓣或者旁瓣干扰,减少由其引起的虚警。

## 5 结束语

针对机载雷达欺骗式干扰的抑制问题,本文利用目标信号与欺骗式干扰信号极化特性或者空间达到角的差异,提出一种极化-空域联合自适应波束形成的方法来抑制欺骗式主瓣或旁瓣干扰。本算法可以有效滤除密集欺骗式干扰,减少由其引起的虚警,减轻了后续雷达数据处理器的负担;改善了机载

STAP 雷达的杂波抑制性能,同时能够改善弱目标的检测性能(干扰滤除后,CFAR 检测时的背景功率得以降低)。另外,本文算法同样适用于地基雷达欺骗式干扰的抑制问题。

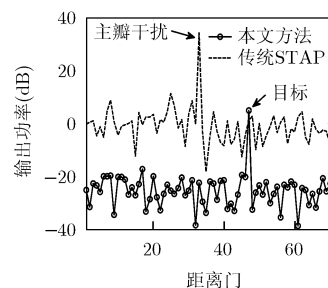


图 9 第 18 号多普勒通道传统 STAP 和本文方法的滤波结果

## 参考文献

- [1] Olivier K, Cilliers J E, and Plessis M D. Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation[J]. *Electronics Letters*, 2011, 37(14): 824-825.
- [2] 刘永才, 王伟, 潘小义, 等. 基于延迟-移频的 SAR 有源欺骗干扰有效区域研究[J]. *雷达学报*, 2013, 2(1): 46-53.  
Liu Yong-cai, Wang Wei, Pan Xiao-yi, et al. Effective region of active decoy jamming to SAR based on time-delay Doppler-shift method[J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(1): 46-53.
- [3] Zhang J D, Zhu D Y, and Zhang G. New antivelocity deception jamming technique using pulses with adaptive

- initial phases[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(2): 1290-1300.
- [4] Klemm R. Principles of Space-Time Adaptive Processing [M]. Second edition, London: The Institution of Electrical Engineers, 2002: 319-345.
- [5] Yang X P, Liu Y X, and Long T. Robust non-homogeneity detection algorithm based on prolate spheroidal wave functions for space-time adaptive processing [J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2013, 7(1): 47-54.
- [6] 饶彬, 肖顺平, 赵志超, 等. 导弹突防电子假目标弹道特性的数学分析[J]. 电子学报, 2010, 38(12): 2910-2914.  
Rao Bin, Xiao Shun-ping, Zhao Zhi-chao, et al. Mathematical analysis of trajectories for ballistic missile-penetration electronic decoys[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(12): 2910-2914.
- [7] 姚辉伟, 张玺章, 秦玉亮, 等. 轨道根数时不变特性有源假目标识别[J]. 电子学报, 2012, 40(8): 1558-1563.  
Yao Hui-wei, Zhang Xi-zhang, Qin Yu-liang, et al. Identification of ballistic active decoys based on time invariant of orbital elements[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2012, 40(8): 1558-1563.
- [8] Tian X and Tang B. Spectrum texture features based radar deception jamming recognition using joint frequency-slow time processing[J]. *Journal of Computational Information Systems*, 2013, 9(13): 5181-5188.
- [9] 罗双才, 唐斌. 一种基于盲分离的欺骗干扰抑制算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(12): 2801-2806.  
Lou Shuang-cai and Tang Bin. An algorithm of deception jamming suppression based on blind signal separation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(12): 2801-2806.
- [10] 苏保伟, 王永良, 李荣峰, 等. 阻塞矩阵方法对消主瓣干扰[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(11): 1830-1832.  
Su Bao-wei, Wang Yong-liang, Li Rong-feng, et al. Mainlobe interference cancelling method via block matrix [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(11): 1830-1832.
- [11] Debes C, Zoubir A M, and Amin M G. Enhanced detection using target polarization signatures in through-the-wall radar imaging[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(5): 1968-1979.
- [12] Dabboor M and Shokr M. A new likelihood ratio for supervised classification of fully polarimetric SAR data: an application for sea ice type mapping[J]. *ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing*, 2013, 84: 1-11.
- [13] Cheng T, Gu X, Xie D, et al. Aerosol optical depth and fine-mode fraction retrieval over East Asia using multi-angular total and polarized remote sensing[J]. *Atmospheric Measurement Techniques*, 2012, 5(3): 501-516.
- [14] Lin Y, Zhai T, Ma Q, et al. Compact bandwidth-tunable polarization filter based on a plasmonic heterograting[J]. *Optics Express*, 2013, 21(9): 11315-11321.
- [15] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析: 完全极化情形[J]. 电子学报, 2004, 32(8): 1310-1313.  
Xu Zhen-hai, Wang Xue-song, Xiao Shun-ping et al. Filtering performance of polarization sensitive array: completely polarized case[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(8): 1310-1313.
- [16] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析: 相关干扰情形[J]. 通信学报, 2004, 25(10): 8-15.  
Xu Zhen-hai, Wang Xue-song, Xiao Shun-ping, et al. Filtering performance of polarization sensitive array: correlated interference case[J]. *Journal on Communications*, 2004, 25(10): 8-15.
- [17] 郭玉华, 常青美, 徐道杰, 等. 一种改进的极化域-空域联合的自适应波束形成算法[J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1279-1283.  
Guo Yu-hua, Chang Qing-mei, Xu Dao-jie, et al. An improved polarization-space adaptive beamforming algorithm[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2012, 40(6): 1279-1283.
- [18] 吴迪军, 徐振海, 来庆福, 等. 极化域-空域联合估计在反辐射导弹抗诱骗中的应用研究[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(5): 69-74.  
Wu Di-jun, Xu Zhen-hai, Lai Qing-fu, et al. Research on anti-decoy in anti-radiation missile using joint estimation of polarizational and spatial domains[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2010, 32(5): 69-74.
- [19] Park H R and Wang H. Adaptive polarisation-space-time domain radar target detection in inhomogeneous clutter environments[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2006, 153(1): 35-43.
- [20] 史林, 赵书杰. 数字信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2007: 164-167.
- [21] 理查兹(美)著. 邢孟道, 王彤, 李真芳, 等译. 雷达信号处理基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 264-265.
- [22] 吴迪军, 徐振海, 熊子源, 等. 机载雷达极化空时自适应滤波性能分析[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(9): 2128-2134.  
Wu Di-jun, Xu Zhen-hai, Xiong Zi-yuan, et al. Performance analyse on polarization-space-time adaptive filter in airborne radars[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(9): 2128-2134.
- [23] 孟祥东. 空时二维自适应信号处理与动目标检测[D]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2009: 45-59.  
Meng Xiang-dong. Space-time adaptive processing and moving target indication[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2009: 45-59.
- [24] DiPietro R C. Extended factored space-time processing for airborne radar[C]. Proceedings of the 26th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, October 1992: 425-430.
- 文 才: 男, 1986年生, 博士生, 研究方向为空时自适应信号处理、阵列信号处理以及地面运动目标检测。
- 王 彤: 男, 1974年生, 博士生导师, 研究方向为信号与信息处理, 特别是阵列信号处理、空时自适应信号处理、雷达成像和动目标检测等。
- 吴亿锋: 男, 1988年生, 博士生, 研究方向为空时自适应信号处理和阵列信号处理。