

文 才, 王 彤, 吴建新. 低重频数据辅助的近程杂波抑制方法[J]. 电波科学学报, 2014, 29(4): 729-737+744. doi: 10.13443/j.cjors.2013072701.

WEN Cai, WANG Tong, WU Jianxin. Low PRF data aided near-range clutter suppression method[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014, 29(4): 729-737+744. (in Chinese). doi: 10.13443/j.cjors.2013072701.

低重频数据辅助的近程杂波抑制方法

文 才 王 彤 吴建新

(西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要 针对机载非正侧视雷达的距离非平稳杂波抑制问题, 提出了一种低重频数据辅助的俯仰预滤波方法, 用于滤除距离非平稳的近程杂波. 该方法在无俯仰主瓣杂波信号的低重频数据域选取训练样本, 并采用自适应俯仰空间频率补偿技术估计协方差矩阵, 能够得到较理想的俯仰自适应方向图. 推导了近程杂波俯仰维杂波秩的计算公式, 为近程杂波抑制提供了理论支撑. 在滤除距离非平稳的近程杂波后, 能为方位-多普勒空时自适应处理器提供距离平稳的训练样本, 使其性能明显改善. 仿真实验验证了该方法的有效性.

关键词 机载雷达; 空时自适应处理; 距离非平稳杂波; 自适应波束形成

中图分类号 TN958 **文献标志码** A **文章编号** 1005-0388(2014)04-0729-10

Low PRF data aided near-range clutter suppression method

WEN Cai WANG Tong WU Jianxin

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

Abstract Clutter suppression for non-sidelooking airborne radar is a challenging problem due to the range-dependent clutter. A novel low pulse repetition frequency (low-PRF) data aided prefiltering algorithm in elevation for suppression of the range-dependent near-range clutter is proposed. The developed method obtains the training samples from another elevation-mainlobe-clutter-free low-PRF data, and the adaptive elevation spatial frequency compensation technique is utilized to estimate the covariance matrix. Thus, a desired elevation adaptive pattern can be obtained. Additionally, the clutter rank in elevation domain is derived to provide theoretical guidance for near-range clutter suppression. The performance of the azimuth-Doppler space-time adaptive processing (STAP) can be improved notably, because the range independency of the training samples for azimuth-Doppler STAP is enhanced after near-range clutter suppression. Numerical examples are given to demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words airborne radar; space-time adaptive processing; range-dependent clutter; adaptive beamforming

收稿日期: 2013-07-27

资助项目: 国家自然科学基金(No. 61101241, No. 61372133); 中央高校基本科研业务费专项资金(K50511020008)

联系人: 文 才 E-mail: wencai33@163.com

引言

由于平台的移动,机载雷达的主瓣和旁瓣杂波扩散分布在一定的多普勒频率范围内,感兴趣的动目标可能会被这些杂波所淹没.为了检测动目标,一种有效的方法是采用空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)技术,该技术联合了多个空域通道和多个相干脉冲进行自适应处理,能够有效地抑制空时耦合的杂波,从而提高动目标的检测性能^[1-2].目前针对机载正侧视雷达的杂波抑制问题已有大量的研究^[1-2].有时为了实现360°全方位覆盖,需要将天线按照一定的夹角(相对于机身)安装于机体之上(例如机载预警雷达采用3块天线排成等腰三角形),这就形成了机载非正侧视雷达.机载非正侧视雷达的杂波具有距离非平稳的特性,即不同距离的样本不再独立同分布,这限制了传统STAP方法在非正侧视雷达中的应用.

为了解决杂波的距离非平稳性问题,文献[3-6]提出了将训练样本的杂波谱向待检测单元配准的补偿类方法,文献[7-8]提出了滤波器随距离变化的权值更新类方法.这些方法在理论上是可行的,但当雷达工作在高重频的模式(即存在距离模糊)时存在模型失配的问题.文献[9]指出利用三维STAP可以增强距离非平稳杂波的抑制能力,但在距离非平稳的情况下很难获得足够多的独立同分布的训练样本来估计三维协方差矩阵.

机载预警雷达在执行远程预警任务时通常利用高脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)波形来扩大多普勒清晰区,从而增强远程高速目标的检测能力.但机载非正侧视雷达采用高重频波形时面临着两个问题:首先,由于其杂波谱在空时二维平面的分布随着距离的变化而变化,这种变化在近程尤为剧烈^[1],使得近程杂波表现出很强的距离非平稳性;其次,距离模糊导致远程杂波和近程杂波耦合在一起,由于现在的相控阵还很难实现超低副瓣,近程杂波的功率往往比较强,因此近程杂波的存在严重地破坏了杂波的距离平稳性.文献[10-11]提出了非自适应的俯仰预滤波方法来滤除近程杂波以增强杂波的距离平稳性,存在阵列误差和系统误差时,这些方法对近程杂波的抑制能力有限.文献[12-13]提出了俯仰向自适应滤除近程杂波的方法,但这些方法的训练样本包含了远程俯仰主瓣杂波信号,容易造成波束主瓣分裂和畸变.虽然文献[12]采用了对角加载技术进行主瓣保形,但加载量难以

确定,过大会使零陷变浅,近程杂波得不到充分的抑制,过小又达不到主瓣保形的目的.

为了能够在抑制距离非平稳的近程杂波的同时保护远程目标(即保护俯仰波束主瓣不形变),本文提出了一种低重频数据辅助的俯仰预滤波方法,用于滤除距离非平稳的近程杂波.所提方法在无俯仰主瓣杂波信号的低重频数据域选取训练样本,并采用自适应俯仰空间频率补偿技术估计协方差矩阵,能够得到较理想的俯仰自适应方向图.在滤除了距离非平稳的近程杂波后,能为方位-多普勒空时自适应处理器提供距离平稳的训练样本,使其杂波抑制性能得到改善.

1 高重频非正侧视雷达杂波特性分析

1.1 机载非正侧视雷达杂波特性

机载雷达采用高脉冲重复频率工作时会导致距离模糊,图1为雷达观测几何示意图, x 轴与载机速度方向平行,其中 v 表示载机速度, α_0 为天线阵面轴向与载机飞行速度方向的夹角, φ 表示不同距离的散射体相对于天线阵面的俯仰角, θ 表示散射体相对于天线阵面的方位角, ψ 表示散射体相对于阵面轴向的夹角.当 $\alpha_0 = 0^\circ$ 时,雷达天线为正侧视阵; $\alpha_0 = -90^\circ$ 时,雷达天线为前视阵. $\varphi_{F,iq}$ 和 $\varphi_{B,iq}$ 分别表示第 i 个距离门模糊 q 次的距离环的前沿和后沿对应的俯仰角.

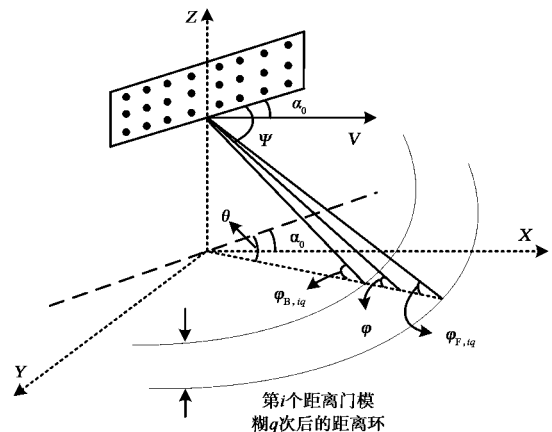


图1 雷达观测几何示意图

由图1中的几何关系容易计算得到斜距为 r 处的地杂波多普勒频率的表达式为

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \left(\cos \psi \cos \alpha_0 - \sin \alpha_0 \sqrt{1 - \left(\frac{H}{r} \right)^2 - \cos^2 \psi} \right). \quad (1)$$

式中: λ 表示雷达工作波长; H 表示载机距地面的高度. 从式(1)可以看出 f_d 是距离 r 的函数: 当 $r \gg H$, 即俯仰角较小时, f_d 随着 r 的变化较缓慢; 当 r 与 H 相差较小, 即俯仰角较大时, f_d 随着 r 的变化较快. 这种变化在前视阵中表现最为明显, 故采用前视阵来分析机载非正侧视雷达的杂波特性, 系统仿真参数如表1所示. 根据式(1)计算得到不同距离杂波主瓣中心对应的归一化多普勒频率(考虑距离模糊), 如图2所示. 为了方便描述, 将第一次模糊距离内的回波称为近程杂波. 图2中近程杂波(最左边的曲线)的多普勒频率随距离变化很剧烈, 而远程杂波的多普勒频率几乎不随距离变化, 可以认为远程杂波是近似距离平稳的. 近程杂波的距离非平稳性会导致估计协方差矩阵时无法获取足够多的独立同分布的样本, 从而使 STAP 的杂波抑制性能严重下降.

表1 雷达系统参数

参数含义	符号	数值
脉冲重复频率	f_R	4000 Hz
距离采样频率	B	1 MHz
脉冲数	K	64
载机速度	v	125 m/s
载机高度	H	7 km
天线俯仰向阵元数	N_e	8
天线方位向阵元数	N_a	8
阵面与载机速度夹角	α_0	-90°
主波束指向俯仰角	φ_0	0°
主波束指向方位角	θ_0	90°

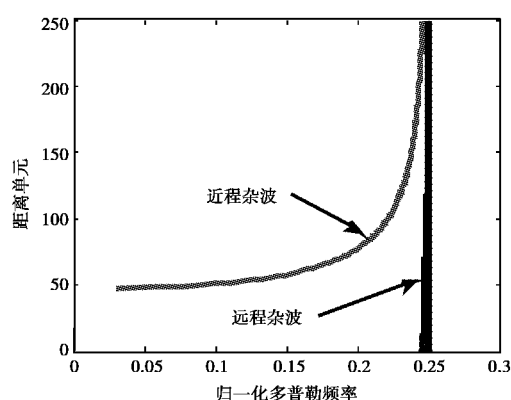


图2 主杂波的归一化多普勒频率与距离的关系

假设地球的有效半径为 r_E , 可以将斜距 r 处的杂波俯仰角表示为

$$\varphi = -\arcsin\left(\frac{r^2 + H^2 + 2Hr_E}{2(H + r_E)r}\right). \quad (2)$$

根据式(2)和表1的参数计算得到模糊的斜距

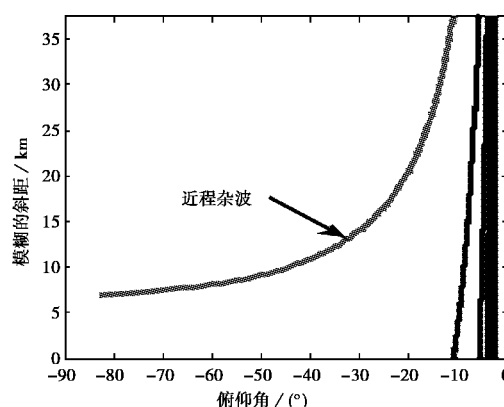


图3 距离与俯仰角的关系(距离模糊)

对应的俯仰角, 如图3所示. 从图中可以看到, 近程杂波的俯仰角(最左边的曲线)很容易与远程杂波的俯仰角区分开来. 容易计算得到近程杂波俯仰角的覆盖范围是从 -10.8° 到 90° , 而俯仰主瓣半波束宽度为 6.4° , 这说明: 近程杂波的俯仰角与主波束 3 dB 点(主瓣中心为 0°)的最小差值为 4.4° , 能满足在近程杂波的俯仰角位置形成自适应零点的要求.

综上所述, 非正侧视阵杂波的距离非平稳性主要是由近程杂波引起的, 而远程杂波是近似距离平稳的, 如果能将距离非平稳的近程杂波抑制掉, 那么剩余的距离平稳远程杂波可以为协方差矩阵估计提供足够多独立同分布的样本, 从而提高 STAP 的性能. 近程杂波和目标可以用天线的俯仰自由度来分辨, 因此可以用俯仰自适应波束形成的方法来抑制近程杂波.

1.2 俯仰协方差矩阵模型

假设窄带脉冲多普勒机载雷达在相干处理间隔内发射了 K 个脉冲, 接收端为 N 列的平面相控阵天线, 第 n 列的阵元数为 M_n . 第 i 个距离门的第 n 列、第 k 个脉冲接收到的俯仰快拍向量 $\mathbf{x}_{nki}$ 可以表示为

$$\mathbf{x}_{nki} = \mathbf{s}_{nki} + \mathbf{c}_{nki} + \mathbf{n}_{nki}. \quad (3)$$

式中: $\mathbf{s}_{nki}$ 、 $\mathbf{c}_{nki}$ 和 $\mathbf{n}_{nki}$ 分别表示 $M_n \times 1$ 维的目标俯仰快拍、杂波俯仰快拍和噪声俯仰快拍. 在窄带信号条件的假设下, 根据图1所示雷达观测几何模型, 考虑到距离模糊, 第 i 个距离门的杂波俯仰快拍信号 $\mathbf{c}_{nki}$ 可以表示为

$$\mathbf{c}_{nki} = \sum_{q=1}^{N_r} \int_0^{2\pi} \int_{\varphi_{F,iq}}^{\varphi_{B,iq}} \alpha_q(\theta, \varphi) \exp\left(j \frac{2\pi d_{A,n}}{\lambda} \cos \theta \cos \varphi\right) \times \exp\left(j \frac{4\pi v}{\lambda f_R} (k-1) \cos(\theta + \alpha_0) \cos \varphi\right) \mathbf{s}_{E,n}(\varphi) d\varphi d\theta. \quad (4)$$

式中: N_r 表示距离模糊的次数; $\alpha_q(\theta, \varphi)$ 表示第 q 次

模糊距离环上相互独立的散射中心的回波复幅度,其方位角和俯仰角(相对于天线阵面)分别为 θ 和 φ ; $d_{A,n}$ 表示天线的第 n 列到参考列的距离; f_R 表示脉冲重复频率; $s_{E,n}(\varphi)$ 表示第 n 列天线的俯仰导向矢量,定义为

$$s_{E,n}(\varphi) = [e^{j2\pi d_{E,1} \sin \varphi / \lambda}, \dots, e^{j2\pi d_{E,M_n} \sin \varphi / \lambda}]^T, \quad (5)$$

$d_{E,m}$ 表示天线的第 m 行到参考行的距离,上标 T 表示转置. 由于 $s_{E,n}(\varphi)$ 独立于 θ ,因此 c_{nki} 可以进一步表示为

$$c_{nki} = \sum_{q=1}^{N_r} \int_{\varphi_{F,iq}}^{\varphi_{B,iq}} \alpha_{nkq} s_{E,n}(\varphi) d\varphi. \quad (6)$$

式中

$$\alpha_{nki} = \int_0^{2\pi} \alpha_q(\theta, \varphi) \exp\left(j \frac{2\pi d_{A,n}}{\lambda} \cos \theta \cos \varphi\right) \times \exp\left(j \frac{4\pi v}{\lambda f_R} (k-1) \cos(\theta + \alpha_0) \cos \varphi\right) d\theta. \quad (7)$$

方程(6)是无阵列误差时的理想杂波模型,但在实际系统中阵列误差总是存在的,如果考虑阵列误差,方程(6)的杂波模型应该修正为

$$c_{nki} = \sum_{q=1}^{N_r} \int_{\varphi_{F,iq}}^{\varphi_{B,iq}} \alpha_{nkq} \mathbf{E}_n s_{E,n}(\varphi) d\varphi. \quad (8)$$

式中

$$\mathbf{E}_n = \mathbf{I} + \text{diag}([e_{n1} e_{n2} \dots e_{nM_n}]), \quad (9)$$

e_{nm} 表示天线第 n 列、第 m 行的阵元级误差.

假设不同距离环上不同方位角的散射体是相互独立的^[1],即

$$E[\alpha_q(\theta, \varphi) \alpha_n^*(\phi, \varphi)] = |\alpha_q(\theta, \varphi)|^2 \delta(\theta, \phi) \delta(q - u), \quad (10)$$

$E(\cdot)$ 表示求期望. 由式(7)和(10)可得 α_{nkq} 的互相关系数为

$$E[\alpha_{nkq} \alpha_{nku}^*] = P_q \delta(q - u), \quad (11)$$

式中 $P_q = \int_0^{2\pi} |\alpha_q(\theta, \varphi)|^2 d\theta$. 根据式(8)和(11)可以得到第 i 个距离门的第 n 列、第 k 个脉冲俯仰杂波快拍的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} R_{C,nki} &= E[c_{nki} c_{nki}^H] \\ &= \sum_{q=1}^{N_r} \int_{\varphi_{F,iq}}^{\varphi_{B,iq}} P_q \mathbf{E}_n s_{E,n}(\varphi) s_{E,n}^H(\varphi) \mathbf{E}_n^H d\varphi, \end{aligned} \quad (12)$$

上标 H 表示共轭转置. 从式(12)可以看出,存在阵元误差时,第 i 个距离门、第 n 列俯仰快拍的协方差矩阵与脉冲数无关,这说明不同的脉冲具有相同的俯仰协方差矩阵.

假设目标的俯仰角为 φ_r ,方位角为 θ_r ,回波复幅度为 α_r ,相对于雷达的径向速度为 v_r ,那么相应的目标俯仰快拍为

$$\begin{aligned} s_{nki} &= \alpha_T \exp\left(j \frac{2\pi d_{A,n}}{\lambda} \cos \theta_T \cos \varphi_T\right) \times \\ &\quad \exp\left(j \frac{4\pi v}{\lambda f_R} (k-1)\right) \mathbf{E}_n s_{E,n}(\varphi_T), \end{aligned} \quad (13)$$

目标俯仰协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{T,nki} &= E[s_{nki} s_{nki}^H] \\ &= |\alpha_T|^2 \mathbf{E}_n s_{E,n}(\varphi_r) s_{E,n}^H(\varphi_r) \mathbf{E}_n^H. \end{aligned} \quad (14)$$

假设噪声 n_{nki} 为零均值的复高斯白噪声,方差为 σ_n^2 ,那么噪声的俯仰协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_{N,nki} = \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (15)$$

假设杂波信号、目标信号和噪声信号互不相关,根据式(12)、(14)和(15)可得俯仰快拍向量 $\mathbf{x}_{nki}$ 的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_{E,nki} = E[\mathbf{x}_{nki} \mathbf{x}_{nki}^H] = \mathbf{R}_{C,nki} + \mathbf{R}_{T,nki} + \mathbf{R}_{N,nki}. \quad (16)$$

由式(12)、(14)和(15)可知, $\mathbf{R}_{E,nki}$ 实际上是与脉冲数无关的,忽略掉下标 k ,令 $\mathbf{R}_{E,ni} = \mathbf{R}_{E,nki}$,由于不同的脉冲具有相同的俯仰协方差矩阵,因此可以用同一列不同脉冲的俯仰快拍作为样本来估计该列的俯仰协方差矩阵,可得第 i 个距离门的第 n 列数据的俯仰协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_{E,ni} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_{nki} \mathbf{x}_{nki}^H. \quad (17)$$

1.3 近程杂波的俯仰维杂波秩

对近程杂波的俯仰维杂波秩进行分析,以明确俯仰维杂波秩与距离分辨率和俯仰阵元数等系统参数的关系,为后续俯仰自适应滤波提供理论支撑. 考虑式(8)定义的俯仰维杂波回波模型,不同距离门的回波集中于一定的俯仰波束宽度范围(假设距离匹配滤波器的响应近似为理想的矩形窗,因此俯仰波束为理想的矩形窗波束). 为了分析一定波束宽度内杂波的俯仰空间自由度,可以在俯仰波数和俯仰距离域进行分析. 类似于频率和时间构成一对傅里叶变换对,俯仰波数和俯仰距离也构成一对傅里叶变换对,因此可以参考文献[14]中的方法对杂波的俯仰空间自由度进行分析.

由式(8)可知第 i 个距离门的第 n 列、第 k 个脉冲接收到的近程杂波分量为第一次模糊距离内的回波,即

$$c_{N,nki} = \int_{\varphi_{F,i1}}^{\varphi_{B,i1}} \alpha_{nk1} \mathbf{E}_n s_{E,n}(\varphi) d\varphi. \quad (18)$$

令波束边缘的俯仰角正弦值分别为 $u_{F,i} = \sin \varphi_{F,i1}$, $u_{B,i} = \sin \varphi_{B,i1}$,忽略地球曲率的影响,可得第 i 个距离门的近程杂波分量对应的俯仰正弦宽度近似为

$$\begin{aligned}\Delta u_i &= u_{B,i} - u_{F,i} = \frac{H}{\Delta R(i-0.5)} - \frac{H}{\Delta R(i+0.5)} \\ &= \frac{4H}{\Delta R(4i^2 - 1)},\end{aligned}\quad (19)$$

ΔR 为距离分辨率. 根据式(19)可得相应的波数谱宽为

$$\Delta\beta_i = \frac{2\pi\Delta u_i}{\lambda} = \frac{8\pi H}{\lambda\Delta R(4i^2 - 1)}.\quad (20)$$

文献[14]指出:时间宽度为 T , 频率宽度为 W 的时间带限信号, 其大特征值的个数近似为 $\lfloor WT + 1 \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向上取整. 类似于时间带限信号, 波数谱宽为 $\Delta\beta_i$, 波数谱移动距离(即俯仰孔径长度)为 D_n 的杂波回波信号的大特征值个数为 $\lfloor \Delta\beta_i D_n + 1 \rfloor$. 由此可知第 i 个距离门、第 n 列接收的近程杂波俯仰维杂波秩为 $r_c = \lfloor \Delta\beta_i D_n + 1 \rfloor$, 假设俯仰向的阵元间距为半波长, 则有 $D_n = M_n \lambda / 2$, 将式(20)和 D_n 代入 r_c 的表达式可得

$$r_c = \lfloor \frac{4\pi M_n H}{\Delta R(4i^2 - 1)} + 1 \rfloor.\quad (21)$$

从(21)式可以看出, 俯仰维的杂波秩与距离分辨率、阵元数、载机高度以及斜距有关. 由于高度线以内没有雷达回波, 因此 $\lfloor H/\Delta R \rfloor \leq i \leq B/f_R$. 由式(21)可知 i 取最小值时 r_c 取得最大值, 令 $i_{\min} = \lfloor H/\Delta R \rfloor$, 代入到(21)可得 r_c 的最大值为

$$r_{C_{\max}} = \lfloor \frac{4\pi M_n (H/\Delta R)}{4\lfloor H/\Delta R \rfloor^2 - 1} + 1 \rfloor.\quad (22)$$

令 $\eta = H/\Delta R$, 表示载机高度与距离分辨率的比值, 可以反映系统参数的变化情况. 则 $r_{C_{\max}}$ 可以进一步表示为

$$r_{C_{\max}} = \lfloor \frac{4\pi M_n \eta}{4\eta^2 - 1} + 1 \rfloor.\quad (23)$$

由(23)可以看出 $r_{C_{\max}}$ 是关于 η 和俯仰阵元数 M_n 的二元函数, 图4给出了在不同 η 值(载机高度为 7 km)的情况下, $r_{C_{\max}}$ 随阵元数的变化关系. 从图4中可以看到: 在给定阵元数的前提下, η 越大, $r_{C_{\max}}$ 越小; η 越小, $r_{C_{\max}}$ 越大. 另外, 阵元数越多, $r_{C_{\max}}$ 越大. 但总的来说, 当 $M_n > 2$ 时, $r_{C_{\max}}$ 明显小于系统自由度, 此时的俯仰近程杂波空间是一个低秩信号子空间.

2 高重频非正侧视雷达杂波抑制算法

整个非正侧视雷达杂波抑制算法分为两步: 第一步, 利用所提低重频数据辅助近程杂波抑制算法滤除距离非平稳的近程杂波; 第二步, 通过方位-多

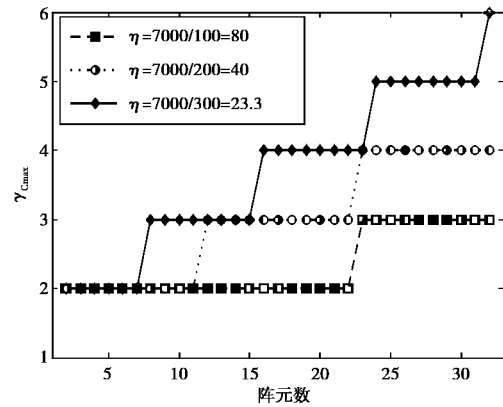


图4 $r_{C_{\max}}$ 随俯仰阵元数的变化关系

普勒域 STAP 滤除剩余的远程杂波.

2.1 低重频数据辅助的近程杂波抑制算法

俯仰自适应滤波的目的在于滤除距离非平稳的近程杂波, 同时保留从俯仰主波束方向进来的目标信号和远程杂波信号, 其关键在于估计近程杂波的俯仰统计特性. 从 1.2 小节的分析可以看到, 不同脉冲具有相同的俯仰协方差矩阵, 因此可以直接利用式(17)作为第 i 个距离门的第 n 列数据的俯仰协方差矩阵, 文献[12]就采用了这种方法. 但值得注意的是: 从式(16)可以看到, 由式(17)估计得到的俯仰协方差矩阵不仅包含了近程杂波分量, 同时还包含了目标分量, 目标信号的存在容易造成目标自相消; 另外, 从图 3(b) 可以看到, 远程杂波(主要集中于 -4° 附近)和远程目标(假设目标处于俯仰主瓣内, 波达方向从 -6.4° 到 6.4°) 同处于俯仰波束主瓣内, 远程俯仰主瓣杂波的存在相当于主瓣干扰, 极易造成自适应波束主瓣分裂和畸变, 降低目标的输出信噪比.

对式(12)的俯仰杂波协方差矩阵 $\mathbf{R}_{C, nki}$ 进行分解, 可得 $\mathbf{R}_{C, nki} = \mathbf{R}_{CN, nki} + \mathbf{R}_{CF, nki}$, 其中 $\mathbf{R}_{CN, nki}$ 为近程杂波部分, 即

$$\mathbf{R}_{CN, nki} = \int_{\mathcal{P}_{F, i1}}^{\mathcal{P}_{B, i1}} p_1 \mathbf{E}_n \mathbf{s}_{E, n}(\varphi) \mathbf{s}_{E, n}^H(\varphi) \mathbf{E}_n^H d\varphi, \quad (24)$$

$\mathbf{R}_{CF, nki}$ 为远程杂波部分, 即

$$\mathbf{R}_{CF, nki} = \sum_{q=2}^{N_r} \int_{\mathcal{P}_{F, iq}}^{\mathcal{P}_{B, iq}} p_q \mathbf{E}_n \mathbf{s}_{E, n}(\varphi) \mathbf{s}_{E, n}^H(\varphi) \mathbf{E}_n^H d\varphi. \quad (25)$$

在进行俯仰协方差矩阵估计时, 我们只希望得到近程杂波的俯仰统计特性即式(24)式. 为了获取近程杂波的训练样本, 提出采用一种高、低重频相结合的工作模式: 假设雷达在相干处理间隔内发射了 $K = K_p + K_a$ 个脉冲, 前 K_p 个脉冲组成了主脉冲

串,采用高脉冲重复频率发射,后 K_a 个脉冲称为辅助脉冲,采用低脉冲重复频率发射,两者除 PRF 不同外,其他工作参数都相同,低重频的选择原则为使距离不模糊. 令 Q 表示高重频距离采样总数, $\tilde{\mathbf{x}}_{nki}$ 表示低重频第 i 个距离门的第 n 列阵元接收到的第 k 个脉冲 $N_e \times 1$ 维的俯仰快拍向量,类似于1.2小节分析,可以证明低重频数据 $\tilde{\mathbf{x}}_{nki}$ 的俯仰协方差矩阵为(注意到此时 $q = 1$)

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{R}}_{C,nki} &= E[\tilde{\mathbf{x}}_{nki} \tilde{\mathbf{x}}_{nki}^H] \\ &= \int_{\varphi_{F,i,l}}^{\varphi_{B,i,l}} p_1 \mathbf{E}_n \mathbf{s}_{E,n}(\varphi) \mathbf{s}_{E,n}^H(\varphi) \mathbf{E}_n^H d\varphi\end{aligned}\quad (26)$$

式(26)是一个与脉冲数 k 无关的量,即不同脉冲具有相同的俯仰协方差矩阵. 比较式(24)和式(26)可知:当 $i = 1, \dots, Q$ 时, $\tilde{\mathbf{R}}_{C,nki} = \mathbf{R}_{CN,nki}$,即低重频前 Q 个距离门的俯仰协方差矩阵恰好为近程杂波的俯仰协方差矩阵. 因此可以取低重频第 i 个距离门、第 n 列阵元所有脉冲的俯仰快拍作为训练样本来估计近程杂波的俯仰协方差矩阵,即

$$\hat{\mathbf{R}}_{E,ni} = \frac{1}{K_a} \sum_{k=1}^{K_a} \tilde{\mathbf{x}}_{nki} \tilde{\mathbf{x}}_{nki}^H. \quad (27)$$

采用低重频辅助脉冲作为训练样本的优点在于:当雷达工作在没有距离模糊的低重频模式时,前 Q 个距离门的回波仅包含近程杂波,估计的俯仰协方差矩阵不包含远程俯仰主瓣杂波的信息,自适应方向图的主瓣不会由于主瓣信号的污染而发生畸变.

如果采用降秩处理方式,为了使处理器相对于最优处理器的性能损失不大于 3 dB,则要求样本数至少要大于 2 倍的大特征值个数^[15],即要求辅助脉冲的个数 $K_a > 2p$, p 为显著大特征值的个数. 这要求最少要发射 $2p$ 个低重频脉冲才能满足上述条件. 然而机载雷达的时间资源很宝贵,不允许浪费太多的时间资源来发射低重频的脉冲,因此辅助脉冲数应该尽可能的少,如果此时继续使用式(27)来估计俯仰协方差矩阵,可能又会出现(样本不够所导致的)协方差矩阵不收敛的问题,因此这里存在着矛盾. 该文提出了一种新的协方差矩阵估计方法,该方法只需要 1 个辅助脉冲(即 $K_a = 1$) 就能实现俯仰协方差矩阵估计,有效地解决了这个矛盾. 这种新方法主要基于自适应俯仰空间频率补偿技术. 首先选取邻近距离门的俯仰快拍作为训练样本,但邻近距离门的近程杂波对应的俯仰角与待处理单元的不相同,因此需要对训练样本的俯仰空间频率进行补偿. 俯仰角可以由系统参数开环计算得到,但对参数误

差不稳健,因此采用自适应的角度估计方法比较合适. 为此应先估计辅助脉冲各距离门的俯仰空间谱. 谱估计的方法有多种^[16],这里采用 Capon 谱估计方法,对于矩形阵面来说,有 $M = M_n$, $\mathbf{s}_E(\varphi) = \mathbf{s}_{E,n}(\varphi)$,其中 $n = 1, \dots, N$. 各距离门谱峰对应的俯仰角为

$$\hat{\varphi}_i = \max_{\varphi} |\mathbf{s}_E^H(\varphi) \hat{\mathbf{R}}_{E,i}^{-1} \mathbf{s}_E(\varphi)|^{-1}, i = 1, \dots, Q, \quad (28)$$

式中 $\hat{\mathbf{R}}_{E,i}$ 表示用于谱估计的第 i 个距离门的俯仰协方差矩阵,由低重频数据各列的俯仰快拍估计得到

$$\hat{\mathbf{R}}_{E,i} = \frac{1}{NK_a} \sum_{k=1}^{K_a} \sum_{n=1}^N \tilde{\mathbf{x}}_{nki} \tilde{\mathbf{x}}_{nki}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (29)$$

$K_a = 1$,为了使矩阵非奇异,式中进行了对角加载. 由于式(29)中各俯仰列对应的阵元幅相误差不同,因此采用式(28)估计的谱峰可能会有一定的偏差,我们将在后面的实验中分析阵列误差对谱估计精度以及对后续近程杂波抑制性能的影响.

对式(27)进行修正后第 i 个距离门、第 n 列阵元的俯仰协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{E,ni}$ 最终由下式估计

$$\hat{\mathbf{R}}_{E,ni} = \frac{1}{K_a(2L+1)} \sum_{k=1}^{K_a} \sum_{l=-L}^{+L} \mathbf{C}_{E,l} \tilde{\mathbf{x}}_{nki} \tilde{\mathbf{x}}_{nki}^H \mathbf{C}_{E,l}^H. \quad (30)$$

式中 $K_a = 1$; $2L+1$ 表示与待处理单元邻近的训练样本数. 第 l 个距离门向第 i 个距离门进行俯仰角度补偿的矩阵为

$$\mathbf{C}_{E,l} = \text{diag}([e^{j2\pi d_{E,l}(\sin \hat{\varphi}_i - \sin \hat{\varphi}_l)/\lambda} e^{j2\pi d_{E,M_n}(\sin \hat{\varphi}_i - \sin \hat{\varphi}_l)/\lambda}]). \quad (31)$$

1.3 小节的分析指出近程杂波信号子空间是一个低秩的信号子空间,可以采用俯仰特征干扰相消器^[15]来抑制近程杂波. 对式(30)的 $\hat{\mathbf{R}}_{E,ni}$ 进行特征分解得

$$\hat{\mathbf{R}}_{E,ni} = \sum_{q=1}^{M_n} \lambda_q \mathbf{u}_q \mathbf{u}_q^H = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H. \quad (32)$$

式中: λ_q 为特征向量 $\mathbf{u}_q$ 对应的特征值; $\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_p]$ 和 $\mathbf{U}_n = [\mathbf{u}_{p+1} \cdots \mathbf{u}_{M_n}]$ 分别表示信号子空间和噪声子空间, p 可以根据式(21)来确定; $\mathbf{\Lambda}_s$ 和 $\mathbf{\Lambda}_n$ 为对角矩阵,其对角元素为 $\mathbf{U}_s$ 和 $\mathbf{U}_n$ 中各特征向量对应的特征值. 解如下优化问题可获得第 i 个距离门第 n 列的俯仰自适应权

$$\begin{cases} \min_{\omega_{E,ni}} & \omega_{E,ni}^H \omega_{E,ni} \\ \text{s. t.} & \omega_{E,ni}^H \mathbf{s}_{E,n}(\varphi_0) = 1, \omega_{E,ni}^H \mathbf{U}_s = 0 \end{cases} \quad (33)$$

式中: $\mathbf{s}_{E,n}(\varphi_0)$ 为期望目标俯仰导向矢量(见式(5)); φ_0 为期望信号的俯仰角. 对上述问题求解可

得

$$\mathbf{w}_{E,ni} = \frac{(\mathbf{I} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H) \mathbf{s}_{E,n}(\varphi_0)}{\mathbf{s}_{E,n}^H(\varphi_0) (\mathbf{I} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H) \mathbf{s}_{E,n}(\varphi_0)}. \quad (34)$$

为使白噪声的增益不变,用归一化的权向量对高重频第 i 个距离门的第 n 列阵元接收到的第 k 个脉冲的数据向量 $\mathbf{x}_{nki}$ 进行俯仰预滤波后的输出为

$$\mathbf{y}_{nki} = \tilde{\mathbf{w}}_{E,ni}^H \mathbf{x}_{nki}, \quad (35)$$

式中 $\tilde{\mathbf{w}}_{E,ni} = \mathbf{w}_{E,ni} / \sqrt{\mathbf{w}_{E,ni}^H \mathbf{w}_{E,ni}}$ 为归一化的俯仰权。

若近程回波中含有动目标,且它的俯仰角与同一距离单元的远程杂波俯仰角相同,这时动目标也会被一起滤除,造成近距离动目标检测盲区。但高重频非正侧视雷达多数用于机载预警雷达系统,其主要功能是探测远程目标,对近距离目标通常不感兴趣,所提方法主要是为了提高远距离目标的检测性能。高重频下的不模糊距离一般不会很大,如表1参数计算得到的不模糊距离为 37.5 km。

2.2 方位-多普勒域 STAP 滤除远程杂波

通过上述俯仰自适应滤波后,距离非平稳的近程杂波得到滤除,剩余的距离平稳远程杂波可以通过进一步的方位-多普勒域 STAP 滤除。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。这里我们采用文献[17]提出的扩展的因子化方法(Extended Factored Approach, EFA),采用3个相邻的多普勒通道联合处理。限于篇幅,不再详细描述 EFA。

3 实验结果分析

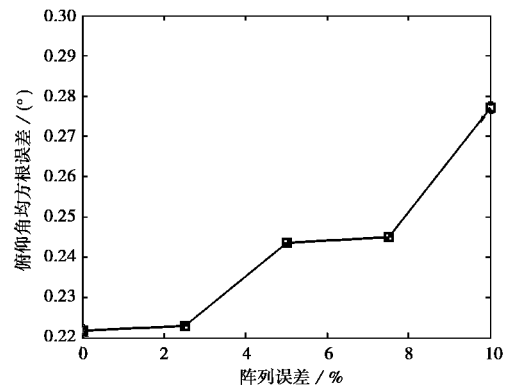
仿真实验参数如表1所示,假设阵元幅度误差服从均值为零方差为 σ_a^2 的高斯分布,相位误差服从 $[-\sigma_p, \sigma_p]$ 上的均匀分布,若如无特殊声明,仿真中的阵列误差设为 3%,即 $\sigma_a = 0.03, \sigma_p = 0.03\pi$ 。低重频辅助脉冲数为 $K_a = 1, L = 8$,脉冲重复频率选为 400 Hz。阵元级杂噪比为 40 dB。在第 73 号距离门加入一个目标,其俯仰角为 -5° (存在 5° 的俯仰波达方向误差),方位角为 $+90^\circ$,归一化多普勒频率为 0.171 9,信噪比为 5 dB。文献[12]的方位-多普勒 STAP 也采用 EFA。

图5给出了不同程度阵元幅相误差对近程杂波俯仰空间谱(即俯仰角)估计精度的影响以及对近程杂波抑制性能的影响,以第 73 号距离门为例来进行分析。角度估计精度采用均方根误差来衡量,定义为

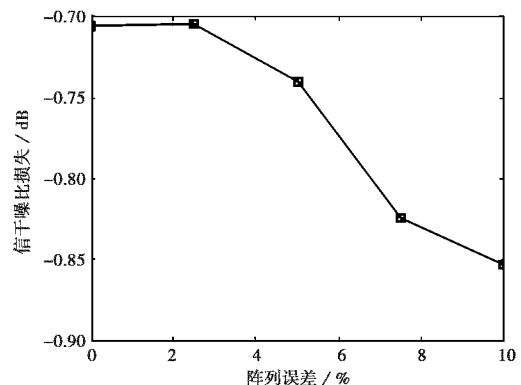
$$E_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{M_c} \sum_{i=1}^{M_c} (\hat{\varphi} - \varphi)^2}. \quad (36)$$

式中 $M_c = 200$, 表示蒙特卡罗实验次数。近程杂波抑制性能采用输出信干噪比损失来衡量。从图5(a)可以看到随着阵列误差的增加,角度估计精度有所下降,但由于近程杂波的杂噪比(40 dB)很强,因此当阵列误差不大时,角度估计精度比较高,较高的角度估计精度有利于下一步的近程杂波抑制。由图5(b)可知,随着阵列误差的增加,输出信干噪比损失有所增加,但损失仍不到 1 dB,所提近程杂波抑制算法对阵列误差具有较强的稳健性。

图6给出了文献[12]方法和所提方法的最终剩余杂波功率。从图6可以看出,经文献[12]方法处理后目标仍淹没在剩余的杂波之中。而所提方法能够有效地抑制近、远程杂波,目标清晰可见。对于以上结果,我们从估计的俯仰协方差矩阵所包含的信息和俯仰自适应方向图两个方面来分析。



(a) 俯仰角均方根误差随阵列误差的变化关系



(b) 输出信干噪比损失随阵列误差的变化关系

图5 阵列误差对谱估计精度和近程杂波抑制性能的影响

首先,从估计的俯仰协方差矩阵所包含信息的角度来分析。以位于近程杂波区的第 73 号距离门、第 4 列(即第 4 列方位阵元)俯仰数据为例,通过俯仰协方差矩阵计算的俯仰向功率谱(采用 Capon 谱

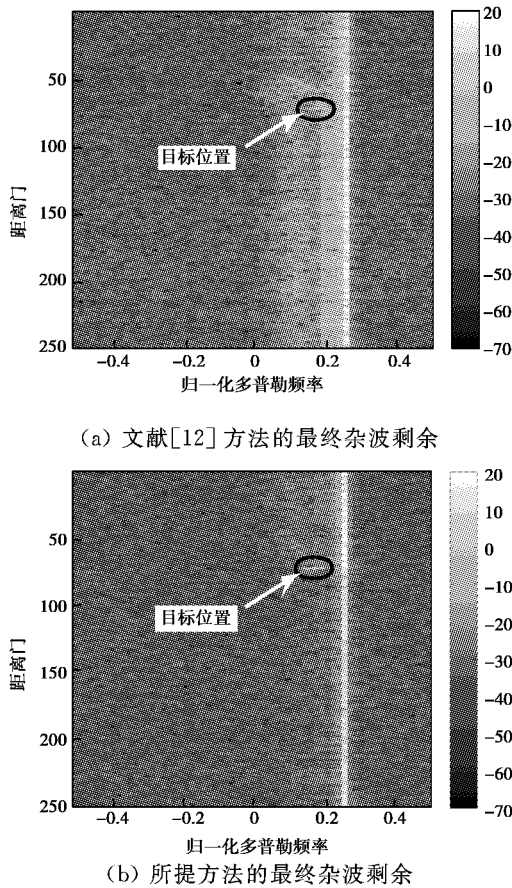


图6 所提方法与文献[12]方法的最终杂波剩余响

估计法)如图7所示,其中高重频的谱线表示文献[12]的方法得到功率谱(谱估计时用到的协方差矩阵为式(17)),低重频的谱线表示所提方法得到的功率谱(谱估计时用到的协方差矩阵为式(30)).从图中可以看到近程杂波主要来自于 -40° 方向,而采用文献[12]方法所获得的协方差矩阵包含了远程俯仰主瓣杂波分量,分布于 -4° 到 9° 之间,由于俯仰主瓣半波束宽度为 -6.4° ,因此部分远程杂波处于俯仰主波束范围内,形成主瓣干扰.

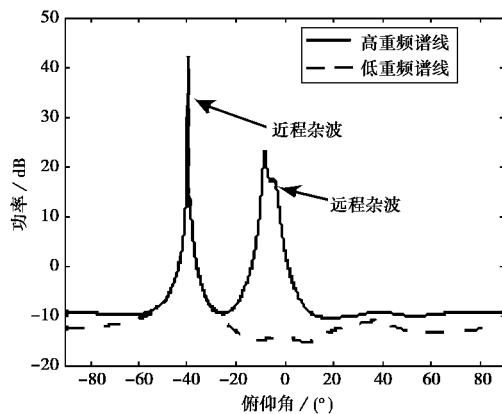


图7 第73号距离门的俯仰Capon谱

其次,从俯仰自适应方向图的角度来分析,图8给出了第73号距离门、第4列的俯仰自适应方向图.从图中可以看到,由于文献[12]方法采用了加载量较大的对角加载技术,导致了自适应方向图在近程杂波处的凹口不够深,对近程杂波的抑制不够充分.近程杂波剩余过多导致了方位-多普勒STAP的训练样本出现了杂波非平稳的现象,降低了方位-多普勒STAP的杂波抑制性能,因而出现了图4(a)中杂波剩余过多的现象.而所提方法采用的训练样本不受远程俯仰主瓣杂波的污染,自适应方向图能够在近程杂波处形成较深的凹口,因此所提方法能够有效滤除近程杂波,增强了杂波的距离平稳性,为方位-多普勒STAP提供了距离平稳的训练样本,杂波能够得到充分的抑制.另外从图8还可以看到,由于远程俯仰主瓣杂波的污染,文献[12]方法的方向图主瓣发生了畸变(在 -5° 的位置形成了凹口),而文本所提方法主瓣无形变,对失配目标(波达方向为 -5°)的增益大于文献[12]的方法.

最后,我们来看各种方法的改善因子.改善因子定义为输出信杂噪比与输入信杂噪比的比值^[2].图9

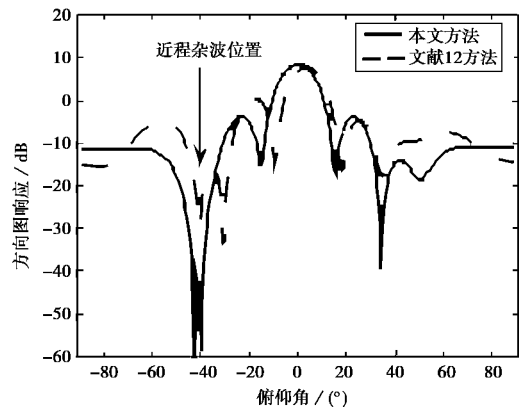


图8 第73号距离门的俯仰自适应方向图谱

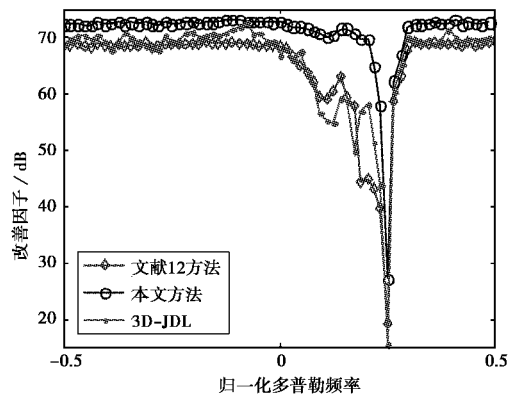


图9 第73号距离门的俯仰自适应方向图

给出了第73号距离门三种方法的改善因子,即所提方法、文献[12]的方法以及三维局域联合处理(Joint Domain Localized, JDL)^[9]法。从图中可以看出,在存在阵元幅相误差的情况下,所提方法对信杂噪比的改善能力明显优于文献[12]的方法和三维JDL方法,特别是在旁瓣杂波区。

4 结 论

在高重频工作模式下,机载非正侧视雷达杂波的距离非平稳性主要是由近程杂波引起的,提出了低重频数据辅助的近程杂波抑制算法。该算法在低重频的数据域选取训练样本,可获得较好的近程杂波抑制效果。在抑制了距离非平稳的近程杂波后,杂波的距离平稳明显增强,因此能够改善方位-多普勒STAP的杂波抑制性能。所提俯仰向自适应滤波算法以增加雷达系统复杂度为代价,以此换取STAP处理性能的提升。全数字阵列天线阵元级数据的录取和处理会在一定程度上增加存储设备量和信号处理机的运算负担,以当前的硬件技术水平要达到实时处理的目的可能有一定难度,这是所提方法的主要局限性。目前实测数据的获取存在一定困难,但针对实测数据的试验研究是下阶段的重点研究内容。

参考文献

- [1] KLEMM R. Applications of Space-time Adaptive Processing[M]. London: The Institution of Electrical Engineers, 2004: 5-260.
- [2] WARD J. Space-time Adaptive Processing for Airborne Radar[R]. Lexington: Lincoln Labs, 1994.
- [3] 刘锦辉, 廖桂生, 李 明. 机载前视阵雷达杂波谱空时分离插值方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(9): 2120-2124.
LIU Jinhui, LIAO Guisheng, LI Ming. space-time separated interpretation method for forward-looking airborne radar clutter spectrum[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(9): 2120-2124. (in Chinese)
- [4] RIES P, LAPIERRE F D, VERLY J G. Geometry induced range-dependence compensation for bistatic STAP with conformal arrays[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 10(6): 275-294.
- [5] XIE Wenchong, DUAN Keping, GAO Fei, et al. Clutter suppression for airborne phased radar with conformal arrays by least squares estimation[J]. Signal Processing, 2011, 91(10): 1665-1669.
- [6] 李迎春, 李景文. 改进的非均匀频率采样配准双基杂波抑制方法[J]. 电波科学学报, 2011, 26(1): 102-107.
LI Yingchun, LI Jingwen. Modified registration-based nonuniform frequency sampling method of clutter suppression in bistatic radar[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2011, 26(1): 102-107. (in Chinese)
- [7] ZATMAN M. Circular array STAP [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 510-517.
- [8] BEAU S, MARCOS S. Taylor series expansions for airborne radar space-time adaptive processing[J]. IET Radar Sonar Navigation, 2011, 5(3): 266-278.
- [9] HALE T B, TEMPLE M A, RAQUET J F, et al. Localized three dimensional adaptive spatial temporal processing for airborne radar[J]. Proceeding IET Radar Sonar Navigation, 2003, 150(1): 18-22.
- [10] MENG Xiangdong, WANG Tong, WU Jianxin, et al. Short-range clutter suppression for airborne radar by utilizing prefiltering in elevation[J]. IEEE Geoscience Remote Sensing Letter, 2010, 6(2): 268-272.
- [11] 段克清, 谢文冲, 陈 辉, 等. 基于俯仰维信息的机载雷达非均匀杂波抑制方法[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 585-590.
DUAN Keping, XIE Wenchong, CHEN Hui, et al. Elevation-based methods for nonhomogeneous clutter suppression in airborne radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 585-590. (in Chinese)
- [12] WU Jianxin, WANG Tong, MENG Xiangdong, et al. Clutter suppression for airborne non-sidelooking radar using ERCB-STAP algorithm[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2010, 4(4): 497-506.
- [13] 孟祥东, 王 彤, 吴建新, 等. 机载相控阵雷达近程杂波抑制的俯仰向空域自适应算法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(4): 948-952.
MENG Xiangdong, WANG Tong, WU Jianxin, et al. Elevation adaptive algorithm for short-range clutter suppression in airborne phased array radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010 32(4): 948-952. (in Chinese)
- [14] SLEPIAN D, POLLAK H O. Prolate spheroidal wave function, fourier analysis, and uncertainty-I[J]. Bell System Technical Journal, 1961, 40(1): 43-46.
- [15] HAMOVICH A M, BAR-NESS Y. An eigenanalysis interference canceller[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1991, 39(1): 76-84.

(下转第744页)

- 2687.
- [9] IKKI S S, AHMED M H. Performance of cooperative diversity using equal gain combining (EGC) over Nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(2): 557-562.
- [10] 王旭东, 岳殿武, 刘其中, 等. Nakagami-m 衰落信道下空时分组码的性能估计[J]. 电波科学学报, 2006, 21(5): 782-787.
- WANG Xudong, YUE Dianwu, LIU Qizhong, et al. Evaluation of space-time block coding over Nakagami-m fading channels[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2006, 21(5): 782-787. (in Chinese)
- [11] 李光球. Nakagami 衰落信道上组合 SC/MRC 的性能分析[J]. 电波科学学报, 2007, 22(2): 187-190.
- LI Guangqiu. Performance analysis of combined transmit SC/receive MRC in Nakagami fading channels[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2007, 22(2): 187-190. (in Chinese)
- [12] 屈晓旭, 王 殊, 姜景艺. Nakagami 衰落信道下 NNC-DFH 接收机抗部分频带干扰性能分析[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(7): 1544-1549.
- QU Xiaoxu, WANG Shu, LOU Jingyi. Performance analysis of NNC-DFH receiver over nakagami fading channel with partial-band jamming[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(7): 1544-1549. (in Chinese)
- [13] PROAKIS J G. Digital Communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [14] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital Communication over Fading Channels[M]. 2nd ed, John Wiley & Sons, 2000.
- [15] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products [M]. 7th ed Oxford: Elsevier Academic Press, 2007.
- [16] PEH E, LIANG Y. Optimization for cooperative sensing in cognitive radio networks[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007: 27-32.
- [17] 梅文华, 王淑波. 跳频通信[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.

作者简介

闫云斌 (1984—), 男, 山西人, 军械工程学院无人机工程系讲师, 博士生, 主要从事跳频通信干扰检测与识别研究。

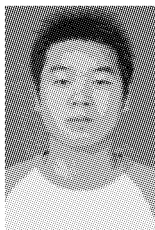
田庆民 (1964—), 男, 河北人, 军械工程学院无人机工程系副教授, 硕士, 主要从事数据链通信研究。

王永川 (1977—), 男, 河北人, 军械工程学院副教授, 博士, 主要从事通信信号处理, 协作通信等研究。

(上接第 737 页)

- [16] BABU P, STOICA P. Spectral analysis of nonuniformly sampled data—a review [J]. Digital Signal Processing, 2010, 20(2): 359-378.
- [17] DIPIETRO R C. Extended factored space-time processing for airborne radar [C]// Proceedings 16th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove: IEEE Press, 1992: 425-430.

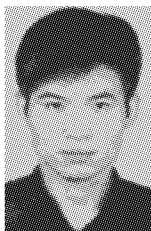
作者简介



文 才 (1986—), 男, 湖南人, 博士研究生, 主要从事空时自适应信号处理、广域 GMTI、阵列信号处理等。



王 彤 (1974—), 男, 陕西人, 教授, 博士生导师, 主要从事信号与信息处理的研究工作, 针对雷达探测方向的阵列信号处理、空时二维自适应处理、雷达成像和地面动目标检测等。



吴建新 (1982—), 男, 浙江人, 副教授, 硕士生导师, 主要从事空时自适应信号处理和阵列信号处理等研究。