

基于互谱测度法的多通道 SAR 散射波干扰抑制研究

孙建涛^{①②} 张 平^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘 要: 散射波干扰极大地破坏了合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)对地物目标的识别, 利用快时间 STAP(Space Fast-time Adaptive Processing)可以对散射波干扰进行有效抑制。该文针对多通道 SAR, 讨论了互谱测度法在散射波干扰抑制中的应用, 分析了干扰加噪声协方差矩阵的互谱, 仿真讨论了互谱测度法求解的加权矢量对散射波干扰抑制性能的影响, 并和基于主分量分析的散射波干扰抑制算法性能进行了比较。仿真结果表明在同样的自由度下, 互谱测度法较主分量分析法可以取得较优的散射波干扰抑制性能。

关键词: 多通道合成孔径雷达; 散射波干扰抑制; 快时间 STAP; 互谱测度法

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)10-2371-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01405

Scattering Interference Mitigation Using Cross Spectral Metric for Multi-channel SAR

Sun Jian-tao^{①②} Zhang Ping^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: Scattering interference will result in large regions being blurred while forming a SAR image, and Space Fast-time Adaptive Processing (Fast time STAP) can be utilized to mitigate its influence. A scattering interference mitigation method based on Cross Spectral Metric (CSM) for Multi-channel SAR (MSAR) is presented in this paper, and the cross spectrum of the interference plus noise covariance matrix is analyzed. Also, the interference mitigation performance of the new method is analyzed, and is compared with the performance of the method based on Principal Component Analysis (PCA). The simulation results demonstrate that CSM performs better than PCA in scattering interference mitigation.

Key words: Multi-channel Synthetic Aperture Radar (MSAR); Scattering interference mitigation; Space fast-time adaptive processing; Cross Spectral Metric (CSM)

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)的电子干扰按照干扰信号的传播路径, 可以分为直达波干扰和散射波干扰。直达波干扰在方位向覆盖角度较窄, 可以用慢时间 STAP(Space Slow-time Adaptive Processing)进行抑制^[1]; 散射波干扰也称为多路径干扰或者热杂波, 其在方位向覆盖的角度较宽, 慢时间 STAP 不能很好地对其抑制, 极大地破坏了雷达对地物目标的识别^[2]。快时间 STAP(Space Fast-time Adaptive Processing)技术能够对散射波干扰进行有效抑制^[1,3,4]。

由于 SAR 接收到的数据维数往往很大, 进行全

空时自适应处理需要较大的运算量以及较复杂的硬件结构, 极大地限制了快时间 STAP 的应用。因此, 各种降维 STAP 算法得到广泛的研究^[5]。降维 STAP 算法较多, 但基本上可以归纳为基于固定结构的降维算法和与数据有关的降维算法^[6], 基于特征子空间分析的算法即是与数据有关的 STAP 降维算法。互谱测度法(Cross Spectral Metric, CSM)是基于特征子空间降维算法的一种, 它提供了特征子空间内所有降维 STAP 算法的性能上界^[7]。

本文针对多通道 SAR(Multi-channel SAR, MSAR)提出了一种基于 CSM 的散射波干扰抑制方法, 推导了散射波干扰协方差矩阵, 分析了干扰加噪声协方差矩阵的互谱, 讨论了互谱测度法求解的加权矢量对散射波干扰抑制性能的影响, 并和基于主分量分析方法(Principal Component Analysis, PCA)的散射波干扰抑制算法进行了比较讨论。

2 互谱测度法

2.1 快时间 STAP 和最优加权矢量

存在散射波干扰的条件下,需要在成像之前对散射波干扰进行抑制,从而减少散射波干扰对 SAR 成像的影响。散射波干扰在脉冲之间认为是非平稳的,而在每个脉冲间隔内认为是平稳的^[1,8]。因此,需要在每个脉冲间隔内进行快时间 STAP 处理,如图 1 所示。

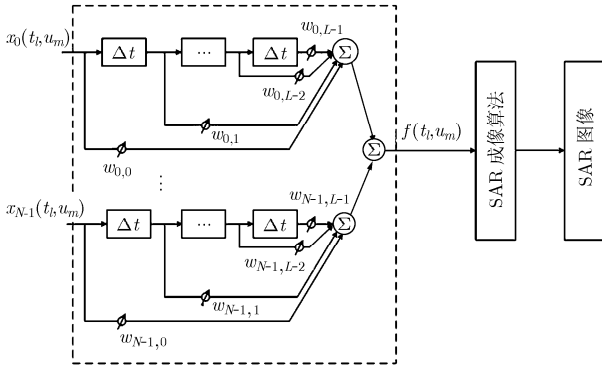


图 1 快时间 STAP

图 1 中, Δt 为样本采样间隔, L 为快时间自由度, N 为空间自由度, 即 MSAR 接收通道数。 $w_{n,j}$ 为第 n 个通道第 j 个延迟单元处的加权值。 $x_n(t_l, u_m)$ 为第 n 个通道接收到的数据, t_l 为快时间域第 l 个采样时刻, u_m 为慢时间域第 m 个脉冲。则快时间 STAP 单元的输出信号 $f(t_l, u_m)$ 可以表示为

$$f(t_l, u_m) = \mathbf{W}^H \mathbf{X} \quad (1)$$

式(1)中, \mathbf{W} 为加权矢量, \mathbf{X} 为 MSAR 在第 m 个脉冲接收到的数据矢量。且有

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_0^H, \mathbf{W}_1^H, \dots, \mathbf{W}_{L-1}^H]^H \in C^{NL \times 1} \quad (2)$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_l^H, \mathbf{X}_{l-1}^H, \dots, \mathbf{X}_{l-(L-1)}^H]^H \in C^{NL \times 1} \quad (3)$$

$$\mathbf{W}_j = [w_{0,j}, w_{1,j}, \dots, w_{N-1,j}]^H \in C^{N \times 1} \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_{l-j} = [x_0(t_{l-j}, u_m), x_1(t_{l-j}, u_m), \dots, x_{N-1}(t_{l-j}, u_m)]^H \in C^{N \times 1} \quad (5)$$

根据最大信干噪比准则^[1],可以求得最优加权矢量为

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \gamma \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v} = \gamma (\mathbf{R}_Z + \mathbf{R}_N)^{-1} \mathbf{v} \quad (6)$$

式(6)中, \mathbf{R} 为干扰加噪声协方差矩阵。 \mathbf{v} 为空间-快时间导向矢量, 由 MSAR 系统决定。 γ 为常数, $\mathbf{R} = \mathbf{R}_Z + \mathbf{R}_N$, \mathbf{R}_N 为噪声协方差矩阵, \mathbf{R}_Z 为干扰协方差矩阵, 且有

$$\mathbf{R}_Z = \frac{1}{Q} \sum_{l=1}^Q \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \in C^{NL \times NL} \quad (7)$$

式(7)中

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_l^H, \mathbf{Z}_{l-1}^H, \dots, \mathbf{Z}_{l-(L-1)}^H]^H \in C^{NL \times 1} \quad (8)$$

$$\mathbf{Z}_{l-j} = [z_0(t_{l-j}, u_m), z_1(t_{l-j}, u_m), \dots, z_{N-1}(t_{l-j}, u_m)]^H \in C^{N \times 1} \quad (9)$$

$z_n(t_l, u_m)$ 为第 n 个通道接收到的干扰, Q 为估计干扰协方差矩阵时所构建的干扰矢量的个数。

\mathbf{W}_{opt} 使得快时间 STAP 处理后输出信干噪比最大, 其最大值为

$$\text{SINR}_{\text{opt}} = \mathbf{v}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v} \quad (10)$$

2.2 互谱和互谱子空间

对干扰加噪声协方差矩阵 \mathbf{R} 进行谱分解^[9], 则有

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H = \sum_{i=1}^{NL} \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \quad (11)$$

式(11)中, $\mathbf{U} = (\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{NL})$, $\mathbf{u}_i (i = 1, 2, \dots, NL)$ 为干扰加噪声协方差矩阵 \mathbf{R} 的特征值 λ_i 所对应的特征向量。 $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{NL})$ 为对角矩阵。则最大信干噪比可以表示为

$$\text{SINR}_{\text{opt}} = \mathbf{v}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v} = \sum_{i=1}^{NL} \frac{1}{\lambda_i} |u_i^H \mathbf{v}|^2 = \sum_{i=1}^{NL} \beta_i \quad (12)$$

式(12)中, $\beta_i = |u_i^H \mathbf{v}|^2 / \lambda_i$ 称为互谱^[7]。式(12)表明, 最大信干噪比等于 NL 项互谱的和, 在特征子空间内降维将使得最大信干噪比减小。将互谱按照从大到小的顺序排列, 不妨假设 $\beta_1 \geq \beta_2 \geq \dots \geq \beta_{NL}$ 。由最大的 r 个互谱 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_r$ 所对应的特征向量 $\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_r$ 张成的子空间称为互谱子空间, 则降维矩阵可以表示为 $\mathbf{K}_r = [\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_r]$ 。降维后的数据矢量变为 $\mathbf{X}_r = \mathbf{K}_r^H \mathbf{X}$, 空间-快时间导向矢量变为 $\mathbf{v}_r = \mathbf{K}_r^H \mathbf{v}$, 干扰加噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}_r = E\{\mathbf{X}_r \mathbf{X}_r^H\} = \mathbf{K}_r^H \mathbf{R} \mathbf{K}_r$, 可以求得 $\text{SINR}_r = \mathbf{v}_r^H \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{v}_r = \sum_{i=1}^r \beta_i$ 。这表明, 选择最大的 r 个互谱, 可以使降维引起的信干噪比损失最小。因此, CSM 算法可以在自由度受限的条件下, 保证最小的信干噪比损失。也就是说, 从信干噪比损失的角度考虑, CSM 算法提供了特征空间内各种降维处理方法的性能上界。对于 PCA 算法, 仅仅选用较大的特征值及其对应的特征向量进行权矢量计算, 这就不能够保证自由度受限的情况下信干噪比损失最小^[9-11]。

2.3 信干噪比损失

全空时处理求解的加权矢量和利用互谱测度法求解的加权矢量对快时间 STAP 性能的影响可以用信干噪比损失来描述。信干噪比损失可以表示为^[12, 13]

$$L_{\text{SINR}} = \frac{\mathbf{v}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}}{\mathbf{v}^H \mathbf{v}} = \frac{\mathbf{v}^H (\mathbf{R}_Z + \mathbf{R}_N)^{-1} \mathbf{v}}{\mathbf{v}^H \mathbf{v}} \quad (13)$$

式(13)中, v 为空间-快时间导向矢量, 有 $v = \mathbf{g} \otimes \mathbf{b}(u_m) \in C^{NL \times 1}$, \otimes 为 Kronecker 积, \mathbf{g} 为快时间导向矢量, $\mathbf{b}(u_m)$ 为空间导向矢量, 且有

$$\mathbf{g} = \{1, \exp[-jB\pi\Delta t + j\alpha(\Delta t)^2], \dots, \exp[-jB\pi(L-1)\Delta t + j\alpha((L-1)\Delta t)^2]\} \in C^{L \times 1} \quad (14)$$

$$\mathbf{b}(u_m) = [b_0(u_m), b_1(u_m), \dots, b_{N-1}(u_m)] \in C^{N \times 1} \quad (15)$$

$$b_n(u_m) = \exp[jk_c d_n \sin(\theta(u_m))] \quad (16)$$

式(14)中, 2α 为 MSAR 发射线性调频信号的线性调频频率。 $k_c = \omega_c/c$ 为 MSAR 载波波数, ω_c 为 MSAR 载频, c 为光速, d_n 为第 n 个阵元到阵元中心的距离, $\theta(u_m)$ 为导向角。

3 干扰协方差矩阵

3.1 散射波干扰的形式

从式(6)-式(9)可以看出, 干扰加噪声协方差矩阵 \mathbf{R} 的形式和散射波干扰 $z_n(t_l, u_m)$ 的形式有关。假设干扰机发射的信号为 $z(t) = J(t)\exp(j\omega_J t)$, $J(t)$ 为干扰机发射干扰的基带表达式, ω_J 为干扰载频。则 MSAR 接收到的干扰信号形式为

$$z_n(t_l, u_m) = \sum_{k=1}^K \sigma_k J(t_l - \tau_{n,k}) \exp(-j\omega_J \tau_{n,k}) \cdot \exp[-j(\omega_{d,k} + \Delta\omega)t_l] \quad (17)$$

式(17)中, K 为散射点个数, σ_k 为第 k 个散射点的雷达散射截面积, $\omega_{d,k}$ 为由于干扰机, MSAR 平台与第 k 个散射点之间的相对运动所引入的多普勒频率, $\Delta\omega = \omega_{J,E} - \omega_J$ 为 MSAR 估计的干扰载频与干扰真实载频之间的误差, $\omega_{J,E}$ 为 MSAR 估计的干扰载频。 $\tau_{n,k}$ 为干扰信号从干扰机到第 k 个散射点再到 MSAR 第 n 个通道的双站延迟, 即 $\tau_{n,k} = (R_{J,k} + R_{k,n})/c$ 。 $R_{J,k}$, $R_{k,n}$ 分别为干扰机到第 k 个散射点的距离和第 k 个散射点到 MSAR 平台第 n 个通道的距离。在干扰机和 MSAR 平台几何关系一定的前提下, $R_{J,k}$, $R_{k,n}$ 由散射点的位置决定。假设第 k 个散射点坐标为 (x_k, y_k) ^[12], 则有

$$x_k = D \sin^2(\zeta_k/2) \quad (18)$$

$$y_k = \pm \frac{x_k(D-x_k)}{D} \left(\frac{h_S}{x_k} + \frac{h_J}{D-x_k} \right) \cdot \sqrt{\tan^2 \beta - \frac{1}{4} \left(\frac{h_S}{x_k} - \frac{h_J}{D-x_k} \right)^2} \quad (19)$$

式(19)中的 \pm 随机选取, D 为干扰机和 MSAR 平台在地面投影的距离, β 为随机变量, 且在区间

$$\left[\arctan \left(\sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{h_S}{x_k} - \frac{h_J}{D-x_k} \right)^2} \right), \arctan \left(\frac{2h}{K_\beta D} \right) \right] \text{上服从均}$$

匀分布, h 为两个平台的平均高度, 即 $h = (h_S + h_J)/2$, h_S 和 h_J 分别为 MSAR 和干扰机的飞行高度。 K_β 表征地表的粗糙度, K_β 越小地表越粗糙, 反之地表越光滑。 ζ_k 在区间 $[\zeta_A, \zeta_B]$ 服从均匀分布, 且有 $\zeta_k = 2 \arctan[\sqrt{x_k/(D-x_k)}]$ 。 ζ_A 和 ζ_B 表征散射平面的边界。即, 假设雷达接收到散射波干扰的总能量为 E , 则有

$$E = \int_{\zeta_A}^{\zeta_B} \frac{2}{\pi} K_\beta \frac{1 - \cos v \cos \zeta}{\sin^3 \zeta} \sqrt{1 - \left(K_\beta \frac{\cos \zeta - \cos v}{\sin^2 \zeta} \right)^2} d\zeta \quad (20)$$

v 和 ζ 介于 $[0^\circ, 180^\circ]$, 且有 $v = 2 \arctan(\sqrt{h_S/h_J})$ 。

3.2 干扰协方差矩阵

由式(7)-式(9)知干扰协方差矩阵的元素是两个干扰信号采样点之间时间差 δ , 以及通道 n , n' 的函数。假设干扰机发射宽带高斯白噪声, 其发射带宽远远大于 MSAR 接收机带宽, 即 $E\{J(t)J^*(t-\tau)\} = \sigma_J^2 \text{sinc}(B\tau)$, B 为 MSAR 接收机带宽, σ_J^2 表示干扰功率。则其阵元可以表示为

$$\begin{aligned} R_Z(\delta, n, n') &= E \left\{ \frac{1}{Q} \sum_{l=1}^Q z_n(t_l, u_m) z_{n'}^*(t_l - \delta, u_m) \right\} \\ &= \sigma_J^2 \sum_k \sum_{k'} \sigma_k \sigma_{k'}^* \text{sinc}[B(\delta - \tau_{n,k} + \tau_{n',k'})] \\ &\quad \cdot \exp[-j\omega_J(\tau_{n,k} - \tau_{n',k'})] \cdot \exp[-j\Delta\omega_{k,k'} \\ &\quad \cdot (t_s + (Q-1)\Delta t/2)] \exp[-j(\Delta\omega + \omega_{d,k'})\delta] \\ &\quad \cdot \frac{\sin(Q\Delta\omega_{k,k'}\Delta t/2)}{Q \sin(\Delta\omega_{k,k'}\Delta t/2)} \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)中, $z_{n'}(t_l - \delta, u_m)$ 为第 n' 个通道在 $t_l - \delta$ 时刻接收的干扰。 $\sigma_{k'}$ 为第 k' 个散射点的雷达散射截面积。 $\tau_{n',k'}$ 为干扰从干扰机到第 k' 个散射点再到 MSAR 第 n' 个通道的双站时延。 $\Delta\omega_{k,k'} = \omega_{d,k} - \omega_{d,k'}$, $\omega_{d,k'}$ 为第 k' 个散射点与 MSAR 和干扰机的相对运动所引入的多普勒频率。 t_s 为每个脉冲内采样的起始时刻, 且有 $t_l = t_s + (l-1)\Delta t$ 。

4 仿真与分析

本节对基于 CSM 的散射波干扰抑制算法进行了仿真实验, 并和文献[9-11]中的 PCA 方法进行了比较。主要仿真参数如下: MSAR 和干扰机的地面投影相距 60 km; 干扰机的高度为 4 km, 干扰功率 σ_J^2 为 50 dB; MSAR 飞行高度为 3 km, 发射线性调频信号, 脉冲宽度为 10 μ s, 载频为 10 GHz, 成像中心距离为 12 km; MSAR 接收机带宽为 300 MHz, 天线阵元数为 5, 天线阵元间隔为 0.015 m。选取 $K_\beta = 0.7$, 此时对应中等粗糙地表^[12]。

4.1 互谱和特征谱

快时间自由度取 1, 6, 12 和 18 时的干扰加噪声协方差矩阵 \mathbf{R} 的互谱和特征谱如图 2 所示。从图 2 可以看出, 当系统自由度分别为 5, 30, 60, 90 时, 干扰加噪声协方差矩阵 \mathbf{R} 大于 0 dB 的特征值个数分别为 3, 13, 20, 25。并且, 互谱和特征谱大致呈反向分布, 即较大的特征值对应较小的互谱, 而较小的特征值对应较大的互谱。需要注意的是, 互谱虽然能够提供最佳的降维处理子空间, 但是互谱并不随着特征值的减小而严格单调递增, 这也就是说, 互谱子空间既不完全位于噪声子空间, 也不完全位于干扰子空间。

4.2 输出信干噪比

系统自由度分别为 5, 30, 60, 90, 信干噪比与处理器维数的关系曲线如图 3 所示。从图 3 可以看出, 较 PCA 方法, CSM 方法具有较快的收敛速度。并且在处理器维数相同的前提下, CSM 具有较高的信干噪比输出。

4.3 信干噪比损失

不同算法对快时间 STAP 性能的影响如图 4 所示。从图 4(a)可以看出, 当降维子空间维数为 2 时, 基于 CSM 的快时间 STAP 性能与全空时处理接近。从图 4(b)-4(d)同样可以看出, 选择相同维数的降维子空间, 较基于 PCA 的快时间 STAP, 基于 CSM 的快时间 STAP 性能较优。

进一步对快时间 STAP 性能进行分析, 表 1 给出了信干噪比损失最小值和所用算法的关系。从表

1 可以看出, 当系统自由度为 5 时, PCA 方法的信干噪比损失最小值略低于 CSM 方法; 当系统自由度为 30, 60, 90 时, CSM 方法的信干噪比损失最小值比 PCA 方法分别低 0.326 dB, 0.420 dB, 0.540 dB。

表 1 处理器维数和信干噪比损失最小值

系统自由度	处理器类型	维数	信干噪比损失 (dB)
5	全空时处理	5	-49.736
	PCA	2	-49.736
	CSM	2	-50.183
30	全空时处理	30	-30.747
	PCA	10	-31.174
	CSM	10	-30.848
60	全空时处理	60	-25.370
	PCA	17	-25.863
	CSM	17	-25.443
90	全空时处理	90	-22.639
	PCA	22	-23.273
	CSM	22	-22.733

5 结束语

散射波干扰极大地破坏了雷达对地物目标的识

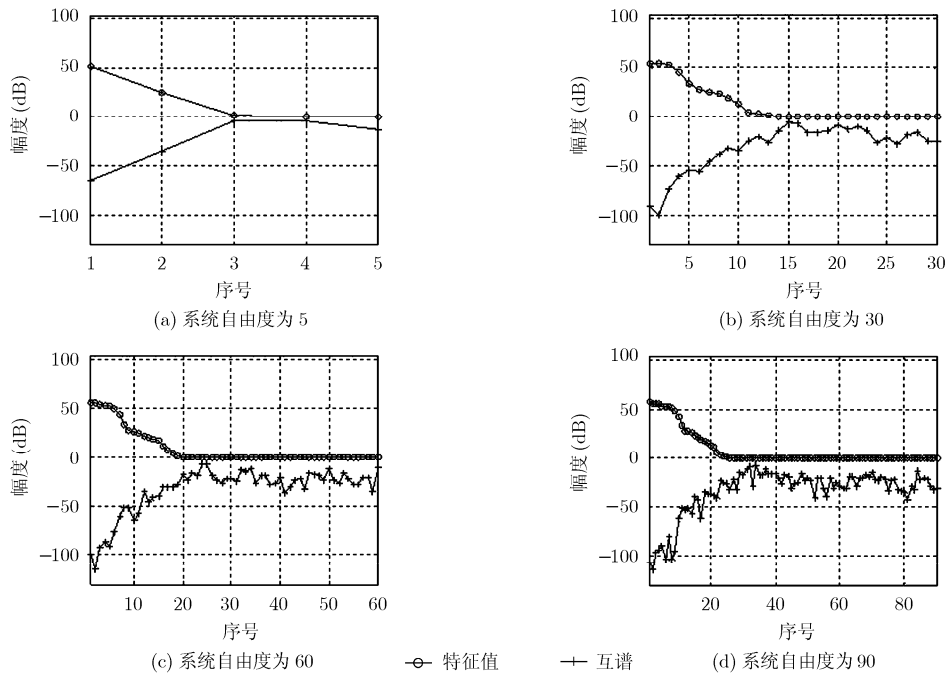


图 2 干扰加噪声协方差矩阵互谱和特征谱

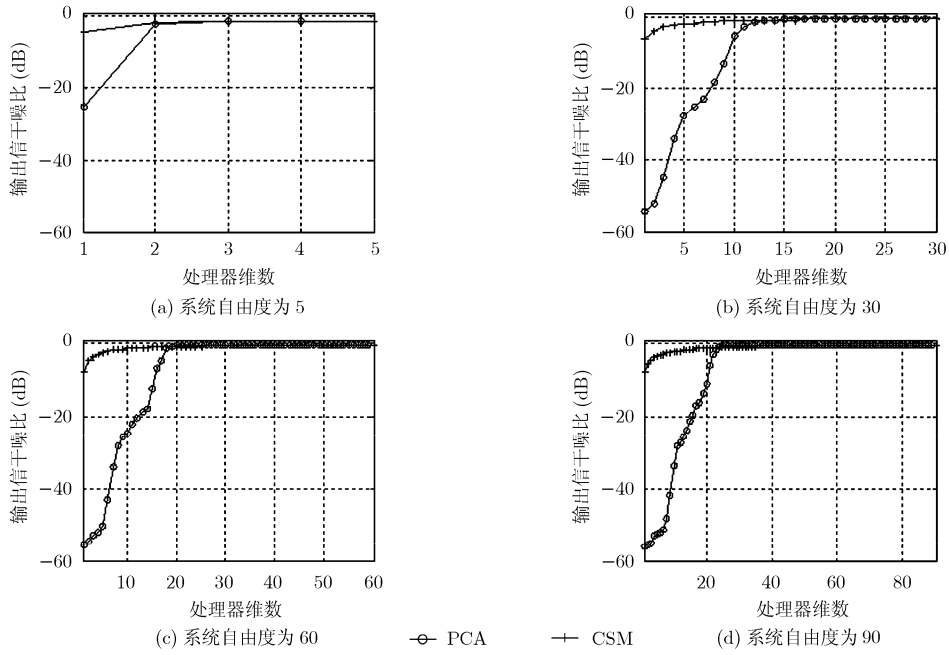


图 3 输出信干噪比

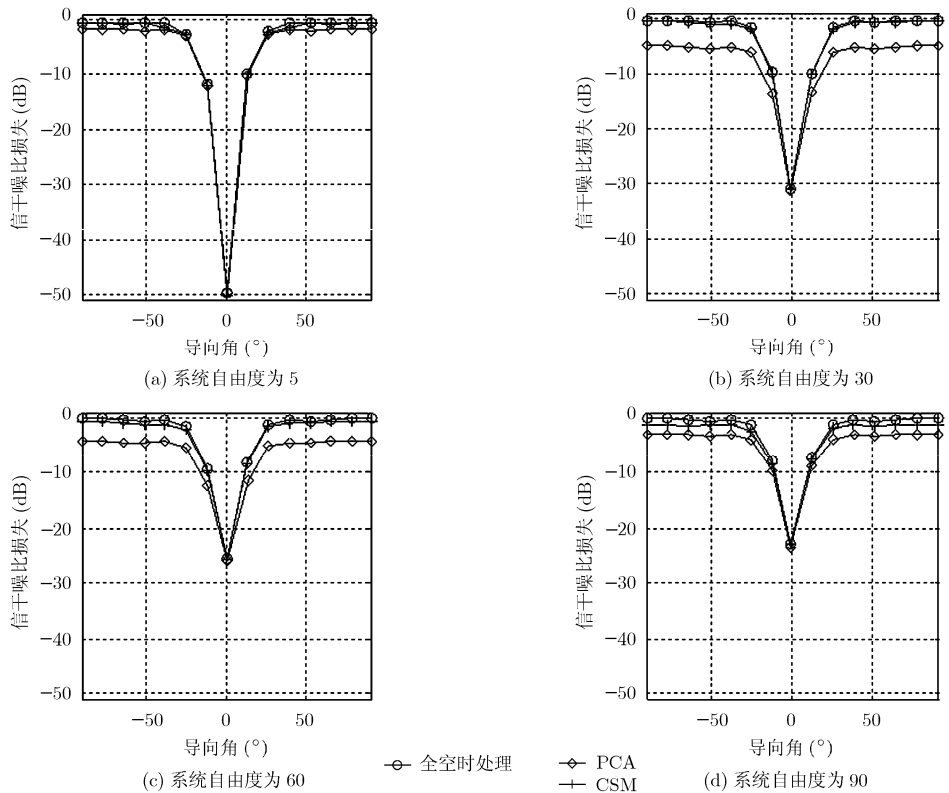


图 4 信干噪比损失

别, 快时间 STAP 技术能大大提高散射波干扰情况下的 SAR 成像性能。但是由于 SAR 接收到的数据维数往往很大, 进行全空时自适应处理需要较大的运算量以及比较复杂的硬件结构。CSM 是基于特征子空间降维算法的一种, 它提供了特征空间内所有

降维 STAP 算法的性能上界。针对多通道 SAR 本文提出了一种基于 CSM 的散射波干扰抑制方法, 推导了散射波干扰加噪声协方差矩阵, 分析了干扰加噪声协方差矩阵的互谱和特征谱, 讨论了 CSM 求解的加权矢量对散射波干扰抑制性能的影响, 并和基于

PCA 的散射波干扰抑制算法性能进行了比较。结果表明在选择相同维数的降维子空间时,基于 CSM 的快时间 STAP 较基于 PCA 的快时间 STAP 可以取得较优的散射波干扰抑制性能,为多通道合成孔径雷达散射波干扰抑制的工程实践提供了理论依据。

参 考 文 献

- [1] Rosenberg L and Gray D A. Anti-jamming techniques for multichannel SAR imaging[J]. *IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation*, 2006, 153(3): 234-242.
- [2] 高彬. 多路径效应下的远距支援干扰压制区[J]. *电子科技大学学报*, 2009, 38(1): 9-12.
Gao B. Zone for standoff jamming under multipath effect[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2009, 38(1): 9-12.
- [3] Hui X and De Lamare R C. Reduced-rank space-time adaptive processing for navigation receivers based on QR decomposition and approximations of basis functions[C]. *IEEE 16th International Conference on Digital Signal Processing*, Santorini, Greece, 2009: 1-6.
- [4] Holdsworth D A and Fabrizio G A. HF interference mitigation using STAP with dynamic degrees of freedom allocation[C]. *IEEE International Conference on Radar*, Adelaide, Australia, 2008: 317-322.
- [5] Melvin M L. A STAP overview[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2004, 19(1): 19-35.
- [6] 王玮, 李少洪, 毛士艺. 降维 STAP 方法的两种基本形式的比较研究[J]. *电子与信息学报*, 2002, 24(9): 1225-1232.
- [7] Wang W, Li S H, and Mao S Y. Comparative study of two basic forms in reduced-rank STAP[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2002, 24(9): 1225-1232.
- [8] Berger S D and Welsh B M. Selecting a reduced-rank transformation for STAP-a direct form perspective[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1999, 35(2): 722-729.
- [9] Rabideau D J. Clutter and jammer multipath cancellation in airborne adaptive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2000, 36(2): 565-583.
- [10] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 484-493.
- [11] Anitori L, Srinivasan R, and Rangaswamy M. Performance of low-rank STAP detectors[C]. *IEEE Radar Conference*, Rome, Italy, 2008: 1-6.
- [12] Guerci J R and Bergin J S. Principal components, covariance matrix tapers, and the subspace leakage problem[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2002, 38(1): 152-162.
- [13] Rosenberg L. Multichannel synthetic aperture radar[D]. Australia: The University of Adelaide, 2007: 85-110.
- [14] Ward J. Space-time adaptive processing for airborne radar[R]. Lincoln Labs, MIT, 1994: 59-79.

孙建涛: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为合成孔径雷达电子对抗、阵列信号处理。

张平: 男, 1949 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为机载、星载成像雷达系统测控技术。