

稳健的多通道 SAR/GMTI 通道盲均衡算法

田 斌¹,朱岱寅²,吴 迪²,陶满意³,朱兆达²

(1. 西安电子工程研究所,陕西西安 710100;2. 南京航空航天大学电子信息工程学院,江苏南京 210016;3. 上海卫星工程研究所,上海 200240)

摘要: 对于实际的多通道合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)系统,各接收通道响应之间不可避免地存在着一定程度的幅度和相位误差,为了得到较为满意的地面动目标显示(Ground Moving Target Indication, GMTI)性能,通常都会在杂波抑制之前对通道间的幅度相位误差进行有效地校正.本文在基于回波数据相关矩阵特征分解的通道盲均衡算法基础上,结合降维处理技术及中值估计方法,提出一种稳健的多通道 SAR/GMTI 通道盲均衡算法.实测数据实验结果表明:与原通道盲均衡算法相比,本文所提算法不但收敛速度快,而且算法的有效性不受样本集中目标信号的影响.

关键词: 地面动目标检测;通道盲均衡;降维处理;中值估计

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)03-0424-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.03.002

Robust Channel Blind Equalization Algorithm for Multi-Channel SAR/GMTI System

TIAN Bin¹, ZHU Dai-yin², WU Di², TAO Man-yi³, ZHU Zhao-da²

(1. Xi'an Electronics and Engineering Research Institute, Xi'an, Shaanxi 710100, China;

2. College of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China;

3. Shanghai Institute of Satellite Engineering, Shanghai 200240, China)

Abstract: The channel mismatch is often inevitable for the actual multi-channel synthetic aperture radar/ground moving target indication (SAR/GMTI) system. Consequently, to enhance GMTI performance, the channel mismatch must be effectively calibrated. A robust channel blind equalization algorithm is investigated. This proposed algorithm is on the basis of the classical channel blind equalization algorithm with eigen-decomposition of data covariance matrix, and combines reduced-dimension processing and median estimate. Experimental results on measured SAR data demonstrate that compared with the conventional algorithm, this proposed algorithm not only shows a faster convergence rate but also exhibits convergence-robustness to targets in the training sample data.

Key words: ground moving target detection (GMTI); channel blind equalization; reduced-dimension processing; median estimate

1 引言

上世纪七十年代,人们开始对 SAR 地面慢动目标检测技术进行研究.起初,地面慢动目标的检测是基于单通道 SAR 系统来完成.然而,以往的研究表明,传统的单通道 SAR 系统只能检测到频谱全部或部分落在杂波谱之外的动目标,通常难以检测到频谱淹没在杂波谱之内的慢动目标.鉴于单通道 SAR 系统的局限性,在随后的研究中,学者们提出利用多通道 SAR 系统来实现慢动目标的检测,即通过增加 SAR 系统的空域自由度,来提高系统对主瓣杂波的抑制性能,进而获得较好的检

测性能.目前常用的多通道 SAR/GMTI 方法有相位中心偏置天线法、沿航迹干涉法以及空时自适应处理方法等^[1~3].

理想情况下,即各接收通道响应之间不存在幅度相位误差,采用上述几种方法均可获得良好的地面运动目标检测性能.然而,在实际应用中,由于受各种非理想因素的影响,例如通道幅度相位误差、图像配准误差、天线位置误差等,各接收通道响应之间不可避免地存在一定程度上的幅度和相位误差,该误差将会直接影响 SAR 图像之间的相干性,进而而在不同程度上影响了上述几种方法的杂波抑制性能.因此,为了得到较为满意的杂波

抑制性能,通常都会在杂波抑制之前对通道间的幅度相位误差进行有效地校正。

传统的多通道雷达自适应均衡方法^[4]是通过在接收机前端注入校准信号来实现通道均衡,它可用来均衡接收机部分的不一致,缺点是对于天线到接收机前端的馈线部分的不一致则无法校正。为了解决上述问题,文献[5~9]提出了一种基于回波数据相关矩阵特征分解的通道盲均衡算法,该算法的核心思想是首先从待均衡单元的周围单元中选取若干单元作为训练样本来估计待均衡单元的回波数据相关矩阵;然后,对回波数据相关矩阵作特征分解,估计得到待均衡单元的杂波空域导引矢量;最后,利用获取得到的杂波空域导引矢量校正待均衡单元的通道幅相误差。由于基于回波数据相关矩阵特征分解的通道盲均衡算法是通过信号处理方法解决通道均衡问题,因而有效克服传统自适应均衡算法的上述缺点。然而,从实测数据处理过程中发现,该算法自身存在如下两个缺点是:一是收敛速度慢,即估计样本协方差矩阵时需要大量的训练样本,特别是当协方差矩阵维数较大时这一缺点尤为突出;二是算法的有效性受目标信号的影响较大,即当估计协方差矩阵的样本中包含目标信号时,此时估计得到的杂波空域导引矢量不能准确反映待均衡单元杂波的实际空域导引矢量。针对算法收敛速度慢的缺点,作者在文献[10]中提出了一种快速收敛的通道盲均衡算法。该算法的核心思想是利用降维处理技术来减少估计杂波实际空域导引矢量所需的样本数目。由文中仿真及实测数据的实验结果可知,该算法虽然能够减少收敛所需的样本数目,但与原通道盲均衡算法一样,其有效性同样会受目标信号的影响。为了克服目标信号对算法有效性的影响,本文将中值估计方法引入到该算法中,提出了一种新的对目标信号污染稳健的通道盲均衡算法。最后,通过实测数据实验对新算法的有效性和优越性进行验证。

2 多通道 SAR 回波模型

多通道 SAR 系统沿航迹方向等间隔排布 N 个接收天线(通道),不失一般性,假设第一个天线发射信号(参考通道),其它所有天线同时接收回波数据。在完成对各接收天线回波数据 SAR 成像以及图像配准处理后,将各接收天线对应于 (R_0, f_{d_0}) 的成像结果排成一列,构造空域采样信号矢量 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$,其中 R_0, f_{d_0} 分别表示距离门与多普勒频率。在二元假设下,空域采样信号矢量 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$ 可表示成如下形式:

$$\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0}) =$$

$$\begin{cases} \mathbf{\Gamma}(R_0, f_{d_0}) [\mathbf{b} \mathbf{a}_s(f_{d_0}, v_r) + c(R_0, f_{d_0}) \mathbf{a}_c(f_{d_0})] + \mathbf{n}, & H_1 \\ \mathbf{\Gamma}(R_0, f_{d_0}) c(R_0, f_{d_0}) \mathbf{a}_c(f_{d_0}) + \mathbf{n}, & H_0 \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, H_0 表示检测单元只有杂波和噪声, H_1 表示检测单元既有目标信号又有杂波和噪声; $\mathbf{a}_s(f_{d_0}, v_r) = [1, \dots, e^{j\frac{\pi(n-1)d}{V_a}(f_{d_0} - \frac{2v_r}{\lambda})}, \dots, e^{j\frac{\pi(N-1)d}{V_a}(f_{d_0} - \frac{2v_r}{\lambda})}]^T$ 表示动目标的理想空域导向矢量, λ 为雷达工作波长, V_a 为载机速度, v_r 为动目标的径向速度, d 为雷达接收天线的间距; $\mathbf{a}_c(f_{d_0}) = [1, \dots, e^{j\frac{\pi(n-1)d}{V_a}f_{d_0}}, \dots, e^{j\frac{\pi(N-1)d}{V_a}f_{d_0}}]^T$ 表示杂波(静止目标)的理想空域导向矢量; b 和 $c(R_0, f_{d_0})$ 分别表示动目标和杂波的回波复幅度; \mathbf{n} 表示加性高斯白噪声; $\mathbf{\Gamma}(R_0, f_{d_0}) = \text{diag}\{\eta_1 e^{j\epsilon_1}, \eta_2 e^{j\epsilon_2}, \dots, \eta_N e^{j\epsilon_N}\}$ 表示由各种非理想因素导致的通道幅度/相位误差, $\{\eta_n\}_{n=1}^N$ 表示通道幅度增益误差, $\{\epsilon_n\}_{n=1}^N$ 表示通道相位误差。

由文献[5~9]的分析结果可知,在单信号源入射阵列情况下,可利用回波数据相关矩阵的最大特征向量校正通道的幅度相位误差。设待均衡单元的空域采样信号矢量为 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$,其协方差矩阵的特征分解可表示为:

$$\hat{\mathbf{R}}(R_0, f_{d_0}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{Z}(R_k, f_{d_0}) \mathbf{Z}^H(R_k, f_{d_0}) = \sum_{n=1}^N \lambda_n \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (2)$$

式(2)中, $\{\mathbf{Z}(R_k, f_{d_0})\}_{k=1}^K$ 为待均衡像素单元周围获取的独立同分布的杂波数据样本 ($K \geq 2N$), $\{\mathbf{U}_n\}_{n=1}^N$ 和 $\{\lambda_n\}_{n=1}^N$ 分别为矩阵 $\hat{\mathbf{R}}(R_0, f_{d_0})$ 的特征向量及其相应的特征值,且满足 $\lambda_1 \gg \lambda_2 \approx \lambda_3 \cdots \approx \lambda_N$ 。容易看出, $\hat{\mathbf{R}}(R_0, f_{d_0})$ 的最大特征向量 \mathbf{U}_1 与杂波的实际空域导引矢量相等价,即 $\mathbf{U}_1 \Leftrightarrow \mathbf{\Gamma}(R_0, f_{d_0}) \mathbf{a}_c$ 。这时,将空域采样信号矢量 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$ 的各分量除以 \mathbf{U}_1 的对应分量便可实现均衡通道幅度相位误差目的。

3 稳健的多通道盲均衡算法

在均匀环境下,基于回波数据相关矩阵特征分解的通道盲均衡算法只需要 $2N$ 个训练样本便可较为准确地估计出杂波的实际空域导引矢量。然而,在实际应用中,由于机载雷达面临的杂波环境往往呈现一定的非均匀性,这时估计杂波实际空域导引矢量所需要的训练样本数目往往会大于 $2N$ ^[5~9]。为了解决算法收敛速度慢的问题,作者在文献[10]中将降维处理技术引入到原通道盲均衡算法中,提出了一种快速收敛的通道盲均衡算法,该算法的具体实现过程可概括如下:首先,将 N 个接收通道进行两两组合,得到 $N(N-1)/2$ 个通道对;其次,构造降维后的空域采样信号矢量,并

计算各空域采样信号矢量的样本协方差矩阵;接着,对获取到的 $N(N-1)/2$ 个样本协方差矩阵分别进行特征值分解,求解其相应的主特征向量(降维处理后杂波的实际空域导引矢量),这样便可得到待均衡单元 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$ 的杂波空域导引矢量应该满足的 $N(N-1)/2$ 个线性约束条件;然后,用最小二乘法求解上述线性约束方程组,得到待均衡单元的杂波实际空域导引矢量的估计值;最后,利用求解得到的杂波实际空域导引矢量校正待均衡单元 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$ 的通道幅度相位误差. 文献[10]中的仿真及实测数据实验结果也进一步证实,降维处理技术的引入,有效减少了估计杂波实际空域导引矢量所需要的样本数目,提高了通道盲均衡算法的收敛速度.

然而,从上述杂波空域导引矢量的求解过程及文献[10]的实测数据处理结果不难看出,改进后的通道盲均衡算法与原算法一样,其有效性同样会受目标信号的影响. 基于此,本文通过对降维以后的主特征向量理论分析,提出了一种新的对目标信号污染稳健的通道盲均衡算法. 上述通道盲均衡算法中,我们是通过回波数据相关矩阵特征分解的方法获取降维后杂波的实际空域导引矢量,而在新算法中,降维后杂波的实际空域导引矢量则是通过中值估计方法获取得到. 与传统的基于回波数据相关矩阵特征分解的方法相比,利用中值估计方法计算得到的杂波空域导引矢量不受样本中的目标信号的影响,即对目标信号污染稳健. 下面对新算法的基本工作原理进行详细介绍.

设 $\mathbf{Z}_i(R_0, f_{d_0})$ 表示第 i 个通道对应 (R_0, f_{d_0}) 的成像结果, $\mathbf{Z}_j(R_0, f_{d_0})$ 表示第 j 个通道对应 (R_0, f_{d_0}) 的成像结果,且满足 $i < j \leq N$, 构造降维的空域采样信号矢量 $\mathbf{Z}_{i,j}(R_0, f_{d_0}) = [\mathbf{Z}_i(R_0, f_{d_0}), \mathbf{Z}_j(R_0, f_{d_0})]^T$, 其相应的样本协方差矩阵可表示为

$$\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0}) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{Z}_{i,j}(R_l, f_{d_0}) \mathbf{Z}_{i,j}^H(R_l, f_{d_0}) \quad (3)$$

其中, L 表示训练样本的个数.

这里需要说明的是,上述降维处理过程以及在算法起到的作用与固定结构降维 STAP 算法中的降维处理相类似. 固定结构降维 STAP 算法利用固定降维矩阵将自适应处理器的维数由高维降至低维,从而实现系统自由度的降低;而本文所提算法利用固定降维矩阵将空域采样信号矢量的维数由高维降至低维,从而实现系统估计杂波实际导引矢量所需样本数目的减少. 除此之外,降维处理还有效降低了系统所需的计算复杂度.

在获取得到 $\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 后,对 $\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 进行特征分解,有:

$$\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0}) = \begin{bmatrix} \hat{R}_{11}^{(i,j)}, \hat{R}_{12}^{(i,j)} \\ \hat{R}_{21}^{(i,j)}, \hat{R}_{22}^{(i,j)} \end{bmatrix} = \lambda_1^{(i,j)} \mathbf{V}_1^{(i,j)} (\mathbf{V}_1^{(i,j)})^H + \lambda_2^{(i,j)} \mathbf{V}_2^{(i,j)} (\mathbf{V}_2^{(i,j)})^H \quad (4)$$

由于 $\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 是 Hermite 矩阵,所以其特征值 $\lambda_1^{(i,j)}$, $\lambda_2^{(i,j)}$ 全为实数. 根据文献[11]中的推导结果可知,矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 的两个特征向量 $\mathbf{V}_1^{(i,j)}$ 、 $\mathbf{V}_2^{(i,j)}$ 可以表示成如下形式:

$$\mathbf{V}_1^{(i,j)} = [1, e^{-j\phi} \tan\theta]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{V}_2^{(i,j)} = [-e^{-j\phi} \tan\theta, 1]^T \quad (6)$$

其中, ϕ 和 θ 分别为:

$$\phi = \arg(\hat{R}_{12}^{(i,j)}) \quad (7)$$

$$\theta = \begin{cases} \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2|\hat{R}_{12}^{(i,j)}|}{\hat{R}_{11}^{(i,j)} - \hat{R}_{22}^{(i,j)}}\right), & \hat{R}_{11}^{(i,j)} \geq \hat{R}_{22}^{(i,j)} \\ \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2|\hat{R}_{12}^{(i,j)}|}{\hat{R}_{11}^{(i,j)} - \hat{R}_{22}^{(i,j)}}\right) + \frac{\pi}{2}, & \hat{R}_{11}^{(i,j)} < \hat{R}_{22}^{(i,j)} \end{cases} \quad (8)$$

为了方便分析问题,假设 $\hat{R}_{11}^{(i,j)} \geq \hat{R}_{22}^{(i,j)}$, 这时式(8)可写成如下形式:

$$2\theta = \arctan\left(\frac{2|\hat{R}_{12}^{(i,j)}|}{\hat{R}_{11}^{(i,j)} - \hat{R}_{22}^{(i,j)}}\right) \quad (9)$$

然后,对等式两边取正切,有:

$$\tan 2\theta = \frac{2|\hat{R}_{12}^{(i,j)}|}{\hat{R}_{11}^{(i,j)} - \hat{R}_{22}^{(i,j)}} \quad (10)$$

接着,利用正切的二倍角变换可以得到一个关于 $\tan\theta$ 的一元二次方程:

$$|\hat{R}_{12}^{(i,j)}| \tan^2\theta + (\hat{R}_{11}^{(i,j)} - \hat{R}_{22}^{(i,j)}) \tan\theta - |\hat{R}_{12}^{(i,j)}| = 0 \quad (11)$$

该一元二次方程的两个解,具体可以表示成如下:

$$\tan\theta = \frac{\hat{R}_{22}^{(i,j)} - \hat{R}_{11}^{(i,j)} \pm \sqrt{(\hat{R}_{11}^{(i,j)} - \hat{R}_{22}^{(i,j)})^2 + 4|\hat{R}_{12}^{(i,j)}|^2}}{2|\hat{R}_{12}^{(i,j)}|} \quad (12)$$

假设两幅 SAR 图像经过精确的图像配准处理,相应的杂波相关度 $\gamma = |\hat{R}_{12}^{(i,j)}| / \sqrt{\hat{R}_{11}^{(i,j)} \hat{R}_{22}^{(i,j)}} \approx 1$, 在此条件下,上述一元二次方程的解可近似写为:

$$\tan\theta_1 \approx -\hat{R}_{11}^{(i,j)} / |\hat{R}_{12}^{(i,j)}|, \tan\theta_2 \approx \hat{R}_{22}^{(i,j)} / |\hat{R}_{12}^{(i,j)}| \quad (13)$$

考虑到 $\theta \in [0, \pi/2]$, 所以方程(11)有且仅有一个解:

$$\tan\theta \approx \hat{R}_{22}^{(i,j)} / |\hat{R}_{12}^{(i,j)}| \quad (14)$$

将式(14)的求解结果代入到式(5)中去,这时杂波的实际空域导引矢量可以写成如下形式:

$$\mathbf{V}_1^{(i,j)} = [1, \hat{R}_{22}^{(i,j)} / \hat{R}_{12}^{(i,j)}]^T \quad (15)$$

从式(15)可以看出,在 $\gamma \approx 1$ 的条件下,杂波的实际空域导引矢量可以通过样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 中的元素 $\hat{R}_{22}^{(i,j)}$ 和 $\hat{R}_{12}^{(i,j)}$ 估计得到.

下面通过分析利用式(15)得到的杂波空域导引矢

量与自适应 CSI 算法的权矢量之间的关系,来说明利用该杂波空域导引矢量校正系统通道幅相误差的可行性.自适应 CSI 算法是针对双通道 SAR 系统存在通道幅相误差时提出一种自适应的杂波抑制算法,是 STAP 和 SAR 结合中最为简单的一种实现模式,其权系数的求解过程与两端口和差波束 ADPCA 算法中权系数的求解过程相类似^[12].设 $w_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 为待检测单元的权系数,为了使输出的杂波功率剩余最小,则根据最小均方误差准则,权系数 $w_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 应该满足的条件为

$$\min_{w_{i,j}(R_0, f_{d_0})} E\left\{ \left| Z_i(R_0, f_{d_0}) - w_{i,j}(R_0, f_{d_0}) Z_j(R_0, f_{d_0}) \right|^2 \right\} \quad (16)$$

对式(16)进行求解,有

$$w_{i,j}(R_0, f_{d_0}) = \frac{E\{Z_i(R_0, f_{d_0}) Z_j^*(R_0, f_{d_0})\}}{E\{Z_j(R_0, f_{d_0}) Z_j^*(R_0, f_{d_0})\}} \quad (17)$$

在式(17)中,由于 $E\{Z_i(R_0, f_{d_0}) Z_j^*(R_0, f_{d_0})\}$ 和 $E\{Z_j(R_0, f_{d_0}) Z_j^*(R_0, f_{d_0})\}$ 是未知的,实际应用中通常都是用二者的最大似然估计值代替其真实值.假设参与估计的样本与检测单元信号独立同分布(IID),这时相应的权系数 $w_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 的估计值可以写为

$$\hat{w}_{i,j}(R_0, f_{d_0}) = \frac{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L Z_i(R_l, f_{d_0}) Z_j^*(R_l, f_{d_0})}{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L Z_j(R_l, f_{d_0}) Z_j^*(R_l, f_{d_0})} \quad (18)$$

由上述分析结果可知,自适应 CSI 算法的权矢量可表示为

$$\mathbf{w}_{i,j}(R_0, f_{d_0}) = [1, \hat{w}_{i,j}(R_0, f_{d_0})] = [1, \hat{R}_{12}^{(i,j)} / \hat{R}_{22}^{(i,j)}] \quad (19)$$

对比式(15)和式(19)的计算结果,容易看出,利用式(15)计算得到的杂波空域导引矢量 $\mathbf{V}_1^{(i,j)}$ 的元素与自适应 CSI 算法权矢量 $\mathbf{w}_{i,j}(R_0, f_{d_0})$ 的对应元素之间存在倒数关系,该对应关系说明利用该杂波空域导引矢量校正系统通道幅相误差是可行的.

然而,不难发现利用式(15)估计得到的杂波空域导引矢量同样也会受目标信号的影响.为此,下面我们提出用中值估计法取代最大似然估计法从样本中估计杂波的实际空域导引矢量.中值估计法是由 Picciolo 和 Gerlach 在中值级联对消器中首次提出的一种估计权系数的新方法^[13,14].中值级联对消器是对 Gram-Schmidt 级联对消器的一种改进,它用中值估计法取代最大似然估计法从样本中估计每级对消器的权系数,从而降低干扰目标对杂波对消器性能的影响.除此之外, Picciolo 和 Gerlach 还在文献[13]中对中值估计的收敛性能进行理论研究,研究结果表明:(1)中值估计的收敛速度与最大似然估计的收敛速度相当;(2)当样本个数趋近于无穷大时,利用中值估计法计算得到的权系数将收敛

于式(17)的最优系数 $w_{i,j}(R_0, f_{d_0})$.受上述理论的启发,本文提出了对目标信号污染稳健的通道盲均衡算法.在该算法中,降维处理后的杂波实际空域导引矢量是基于样本的中值估计得到的,此时式(15)可以被修正为

$$\mathbf{V}_1^{(i,j)} = \left[1, \underset{l=1,2,\dots,L}{\text{MED}} \left[\text{Re} \left(\frac{Z_j(R_l, f_{d_0})}{Z_i(R_l, f_{d_0})} \right) \right] + j \underset{l=1,2,\dots,L}{\text{MED}} \left[\text{Im} \left(\frac{Z_j(R_l, f_{d_0})}{Z_i(R_l, f_{d_0})} \right) \right] \right]^T \quad (20)$$

有了式(20)以后,便可依照本节开始提到的估计流程对杂波的实际空域导引矢量进行估计.首先,根据式(20)的求解过程,对 N 个接收通道进行两两组合,计算得到 $N(N-1)/2$ 个的主特征向量 $\mathbf{V}_1^{(1,2)}, \mathbf{V}_1^{(1,3)}, \dots, \mathbf{V}_1^{(1,N)}, \mathbf{V}_1^{(2,3)}, \dots, \mathbf{V}_1^{(N-1,N)}$;其次,令待均衡单元的杂波实际空域导引矢量为 $\mathbf{a}_c = [a_{c1}, a_{c2}, \dots, a_{cN}]^T$,利用上面获取到的 $N(N-1)/2$ 个主特征向量及 $a_{c1} = 1$ (通道 1 为参考通道),可以得到关于 \mathbf{a}_c 的一组线性约束方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{v_{1,1}^{(1,2)}} & \frac{-1}{v_{1,2}^{(1,2)}} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \frac{1}{v_{1,1}^{(1,3)}} & 0 & \frac{-1}{v_{1,2}^{(1,3)}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{v_{1,1}^{(1,N)}} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{-1}{v_{1,2}^{(1,N)}} \\ 0 & \frac{1}{v_{1,1}^{(2,3)}} & \frac{-1}{v_{1,2}^{(2,3)}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{1}{v_{1,1}^{(N-1,N)}} & \frac{-1}{v_{1,2}^{(N-1,N)}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ a_{c2} \\ a_{c3} \\ \vdots \\ a_{c(N-1)} \\ a_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

由式(21)容易看出,方程个数大于未知参数的个数,所以该矩阵方程为超定方程(overdetermined equation).对于超定方程,我们可以利用最小二乘法对杂波实际空域导引矢量 \mathbf{a}_c 进行估计,其具体求解过程请参考文献[10],在此不再赘述.在获得杂波实际空域导引矢量的估计值 $\hat{\mathbf{a}}_c$ 后,将 $\mathbf{Z}(R_0, f_{d_0})$ 的各分量除以 $\hat{\mathbf{a}}_c$ 的对应分量便可实现通道误差均衡.

4 实测数据处理

本节,为验证新算法的有效性,本文对某型机载三通道沿航迹干涉 SAR 的试飞数据进行了处理,雷达系

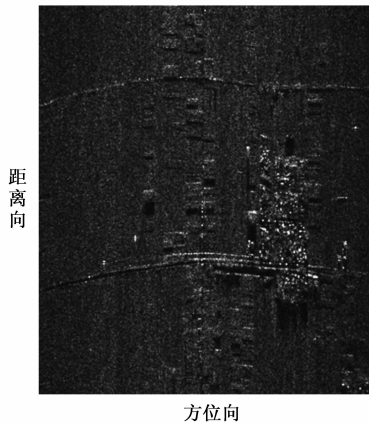


图1 目标所在区域的SAR图像

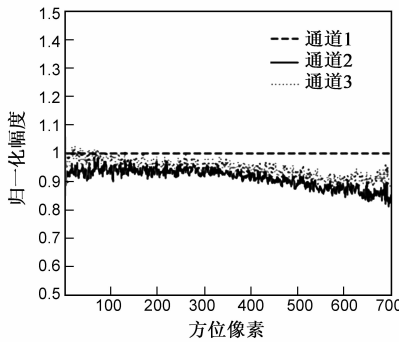
统工作参数如表 1 所示. 图 1 给出了经过位置配准后的地面成像区域的 SAR 图像, 由于 3 个通道的 SAR 图像

相似, 因此只给出了中心通道的图像.

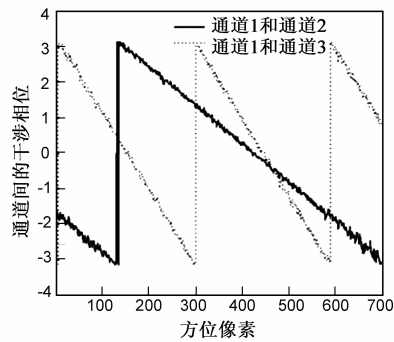
为了对比分析三种通道盲均衡算法(方法 1: 原通道盲均衡算法; 方法 2: 基于降维处理的通道盲均衡算法; 方法 3: 本文所提算法)的性能, 首先, 利用三种算法对 SAR 图像中一块杂波分布较为均匀的数据进行校正

表 1 雷达系统工作参数

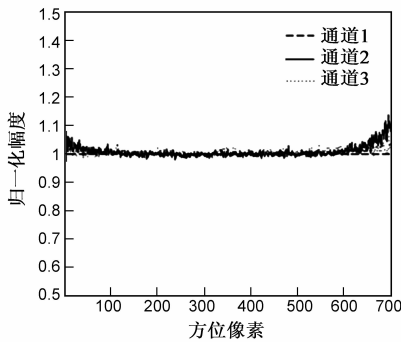
系统参数	参数值
雷达波长	X 波段
发射信号带宽	180MHz
脉冲重复频率	1250Hz
天线主瓣宽度	4°
接收孔径间距	0.28m
载机地速	100m/s
载机飞行高度	5km
成像区中心点距离	24km
相干积累脉冲数	1024



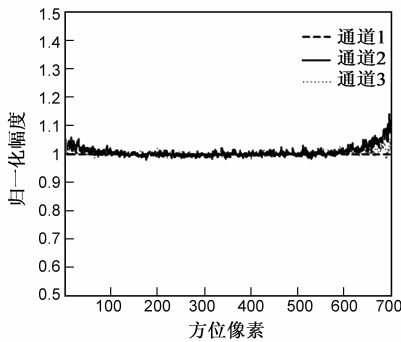
(a) 校正前通道的幅度响应



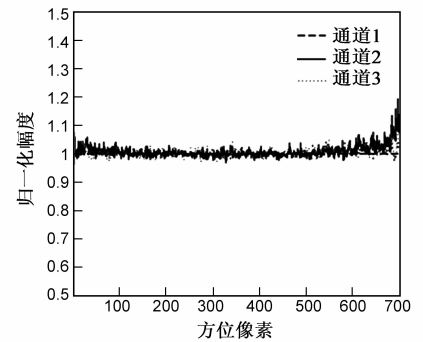
(b) 校正前通道的相位差



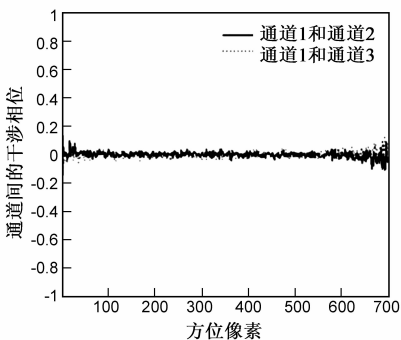
(c) 经方法2校正后通道的幅度响应



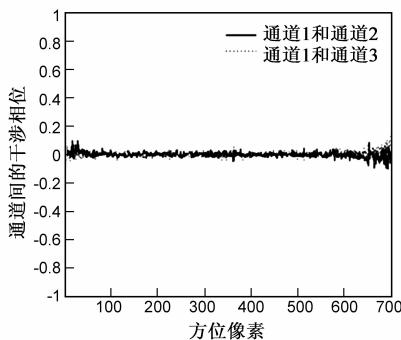
(d) 经方法3校正后通道的幅度响应



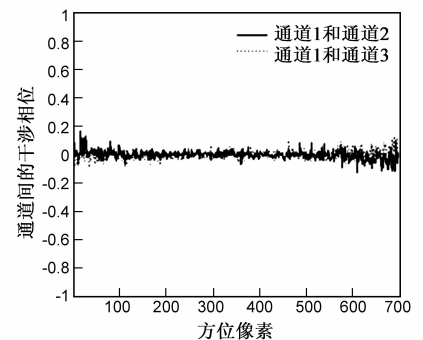
(e) 经方法1校正后通道的幅度响应



(f) 经方法2校正后通道的相位差



(g) 经方法3校正后通道的相位差



(h) 经方法1校正后通道的相位差

图2 校正前后通道的幅度响应和相位响应

处理,所选数据处在图 1 上方的无目标区域.图 2 给出了校正前后通道幅度和相位响应随方位像素单元变化曲线.需要说明的是:图中的幅度响应是指各通道的归一化幅度(通道 1 为参考通道),相位响应是指两通道之间的干涉相位差.图 2(c)和(f)分别给出了经方法 2 校正后通道的幅度和相位响应图,图 2(d)和(g)分别给出了经方法 3 校正后通道的幅度和相位响应图,估计通道误差所使用的样本数目为 20.从图中的处理结果可以看出,经上述两种算法校正后,各通道的通道误差在很大程度上都得到了有效地补偿,三个通道对应像素单元的幅度和相位响应也基本上趋于一致.此外,单从补偿结果来看,两种改进的通道盲均衡算法相差不大.图 2(e)和(h)分别给出了经方法 1 校正后通道的幅度和相位响应图.对比三种算法的处理结果容易发现,在样本数目相同且样本集中不包含干扰目标的条件下,常规的通道盲均衡算法的通道误差补偿性能要劣于两

种改进的通道盲均衡算法.

以上主要对比分析了当样本集中不包含干扰目标时三种算法的补偿性能,下面着重讨论当样本集中包含干扰目标时三种算法的补偿性能.需要注意的是:在对实测数据进行通道均衡处理时,训练样本中包含干扰目标往往是难以避免的,例如当某一单元存在目标信号,而在均衡其它单元用其作为训练样本时,目标信号就成为干扰信号.基于此,我们可以在配合目标周围选取了一块杂波数据对其进行均衡分析.下面对处在配合目标 2(目标 2 所在位置如图 4 所示)周围的一块杂波数据进行均衡处理.图 3(a)和(b)分别给出了未进行通道误差校正时通道幅度和相位响应随方位像素单元变化曲线.图 3(c)和(f)分别给出了经方法 1 校正后通道的幅度和相位响应图.从图中容易看出,对于与目标信号相邻且处在同一多普勒通道的杂波像素单元,由于估计其协方差矩阵的样本集中包含了强干扰信号

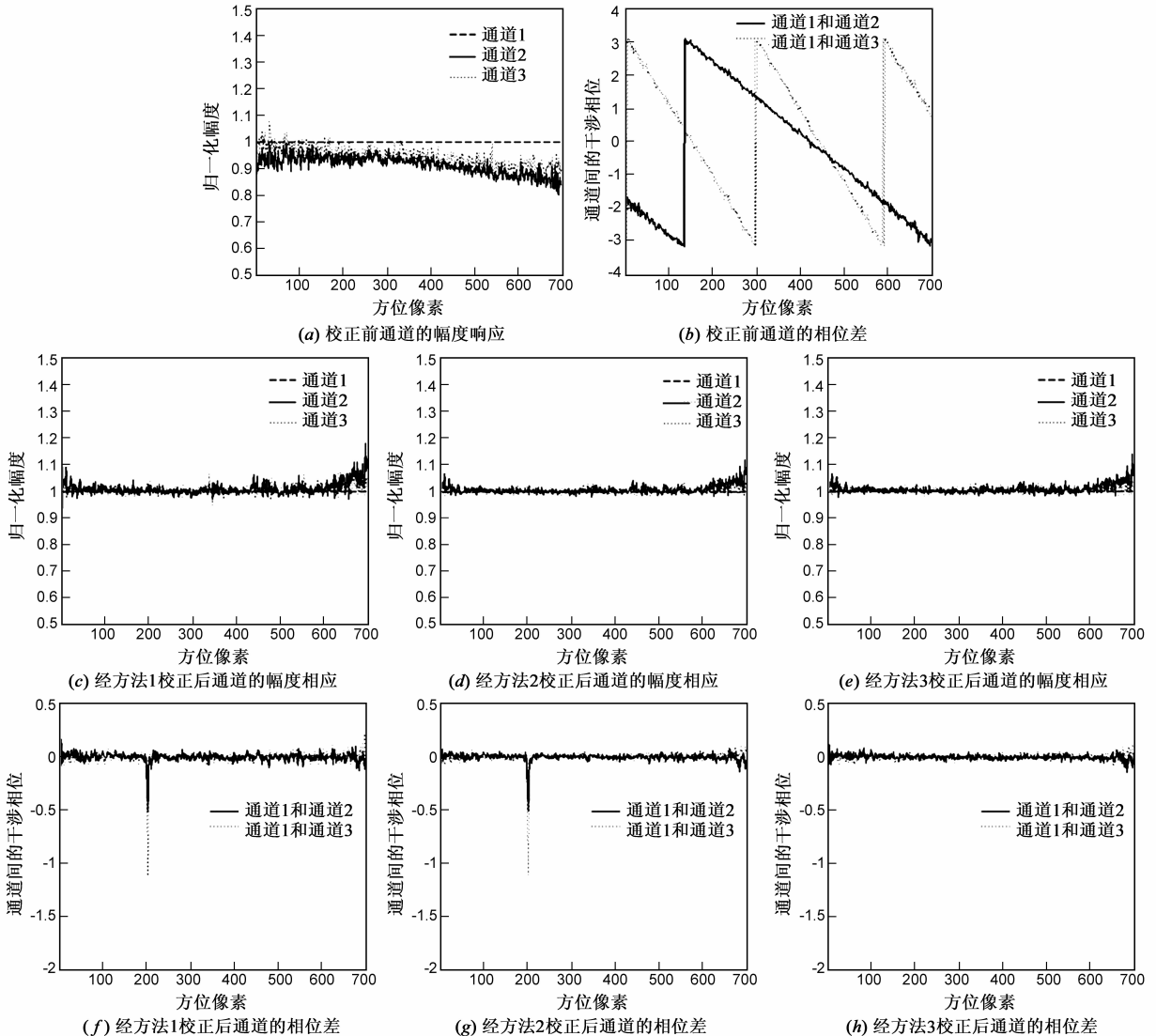


图3 校正前后通道的幅度响应和相位响应

(目标信号),使得利用式(2)估计得到的杂波空域导引矢量严重偏离其真实值,进而造成该杂波像素单元存在较大的均衡误差,表现在通道相位差图上,方位像素为 200 附近的杂波像素点的相位差明显偏离零值.图 3(d)和(g)分别给出了经方法 2 校正后通道的幅度和相位响应图,从方法 1 和方法 2 的补偿结果可以看出,基于降维处理的通道盲均衡算法虽然整体的补偿性能优于常规的通道盲均衡算法,但对于方位像素为 200 附近的杂波像素点仍存在较大的均衡误差,即文献[10]提出

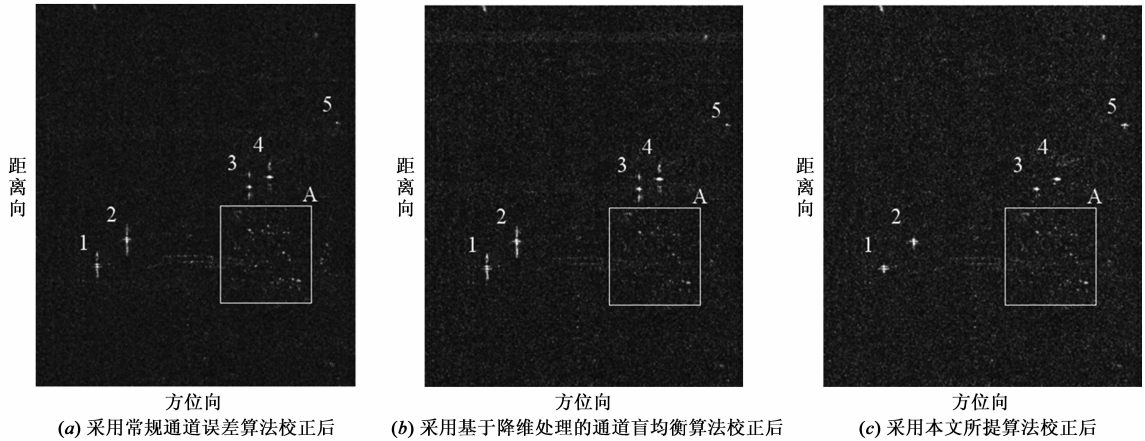


图4 空域自适应滤波处理的输出结果图

用的训练样本个数为 8.图 4(a)和(b)分别给出了经常规的通道盲均衡算法和基于降维处理的通道盲均衡算法校正后的空域自适应滤波处理的输出结果图.图中,用白色的阿拉伯数字标识的是试验中的地面配合目标车辆.从图 4(a)和(b)杂波抑制的输出结果图中可以看出,对于与目标信号相邻且处于同一多普勒通道的杂波像素单元,由于该杂波像素单元存在较大的均衡误差,从而导致该像素单元经空域滤波处理后仍存在大量杂波剩余.另外,我们从图中不难看出,除了与配合目标相邻的杂波区域外,图 4(b)中其它区域的杂波剩余显然要低于图 4(a)中的,尤其是 A 区所示的杂波剩余.图 4(c)给出了经本文所提通道盲均衡算法校正后的空域自适应滤波处理的输出结果图.由于该通道盲均衡算法的有效性不受干扰目标的影响,从图 4(c)中容易看出,经空域自适应滤波处理后,配合目标周围的杂波以及其他区域的杂波都得到了有效地抑制.

5 结论

基于回波数据相关矩阵特征分解的通道盲均衡算法常用来校正多通道 SAR 系统的通道误差.然而,从实测数据处理过程中容易发现,该算法存在以下两个缺点:一是收敛速度慢;二是算法的有效性受样本集中目标信号的影响.针对上述缺点,本文将降维处理和中值

的通道盲均衡算法的补偿性能同样会受到干扰目标的影响.作为对比分析,在相同的条件下,我们采用本文所提的通道盲均衡算法对该数据进行了处理,其相应的处理结果如图 3(e)和(h)所示.从处理结果容易看出,与上述两种通道盲均衡算法相比,本文所提的通道盲均衡算法不但能有效地补偿通道之间的幅相误差,而且其补偿性能不受样本集中强干扰信号的影响.

在完成通道误差校正处理后,采用空域自适应处理对 SAR 图像中的杂波进行抑制,设估计权矢量所使

估计引入到该算法中,给出一种稳健的多通道 SAR/GMTI 通道盲均衡算法.实测数据实验结果表明,新算法不但收敛速度快,而且算法的有效性不受样本集中目标信号的影响,是一种应用价值较高的通道盲均衡算法.

参考文献

- [1] Sun Hua-dong, Zhang Li-zhi, Jin Xue-song. Parameter estimations based on DPCA-FrFT algorithm for three channel SAR/GMTI system [A]. Proceedings of The 2011 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation [C]. Shenzhen, China: IEEE, 2011. 640 - 644.
- [2] GIERULL C H. Moving Target Detection with Along-Track SAR Interferometry Theoretical Analysis [R]. Canada: Defense Research and Development, 2002.
- [3] 田斌,朱岱寅,吴迪,朱兆达.一种基于多级维纳滤波的多通道 SAR 动目标检测算法[J].电子与信息学报,2011,33(10):2420 - 2426.
Tian Bin, Zhu Dai-yin, Wu Di, Zhu Zhao-da. Multi-channel SAR ground moving target detection based on multistage Wiener filter [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(10):2420 - 2426. (in Chinese)
- [4] Wu Shun-jun, Li Ying-jun. Adaptive channel equalization for space time adaptive processing [A]. Proceedings of The IEEE

- 1995 International Radar Conference [C]. Alexandria, Egypt: IEEE, 1995. 624 – 628.
- [5] KOERBOR M A, FUNHRMANN D R. Radar antenna calibration using range-Doppler data [A]. Proceedings of IEEE 7th SP Workshop on Statistical Signal & Array Processing [C]. Quebec: IEEE, 1994. 441 – 444.
- [6] ENDER J H G. Space time processing for multichannel synthetic aperture radar [A]. Proceedings of IEE Colloquium on Space Time Adaptive Processing [C]. London: IEE, 1998. 611 – 618.
- [7] MELVIN W L, SHOWMAN G A. An approach to knowledge-aided covariance estimation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(3): 1021 – 1042.
- [8] GERLACH K, PICCILOLO M L. Airborne-spacebased radar STAP using a structured covariance matrix [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(1): 269 – 281.
- [9] 杨志伟, 廖桂生, 曾操. 基于雷达回波数据相位矢量的通道盲均衡[J]. 电子学报, 2008, 36(9): 1682 – 1686.
Yang Zhi-wei, Liao Gui-sheng, Zeng Cao. Blind channel balance using phase vector of echoes [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(9): 1682 – 1686. (in Chinese)
- [10] 田斌, 朱岱寅, 朱兆达. 多通道 SAR-GMTI 通道盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(6): 1324 – 1330.
Tian Bin, Zhu Dai-yin, Zhu Zhao-da. Channel blind equalization algorithm for multi-channel SAR/GMTI system [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2012, 34(6): 1324 – 1330. (in Chinese)
- [11] SIKANETA I C. PHD Thesis Proposal: Detection of Ground Moving Objects with Synthetic Aperture Radar [D]. Ottawa, Canada: University of Ottawa, 2002.
- [12] YADIN E. A performance evaluation model for a two port interferometer SAR-MTI [A]. Proceedings of IEEE National Radar Conference [C]. Ann Arbor, Michigan: IEEE, 1996. 261 – 266.
- [13] PICCIOL M L, GERLACH K. Median cascaded canceller for robust adaptive array processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(3): 883 – 900.
- [14] GERLACH K, PICCIOL M L. Robust, reduced rank, loaded reiterative median cascaded canceller [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 15 – 25.

作者简介



田 斌 男, 1983 年 7 月出生于陕西省西安市周至县. 于南京航空航天大学获博士学位. 现工作于西安电子工程研究所. 主要从事雷达系统设计工作.

E-mail: tianbin218@163.com



朱岱寅 男, 1974 年 7 月出生于江苏省无锡市. 现为南京航空航天大学电子信息工程学院教授、博士生导师, IEEE 会员. 主要从事雷达成像和信号处理方面的研究.

E-mail: zhudy@nuaa.edu.cn