

相控阵 AEW 雷达动目标检测的最大似然方法

王万林 廖桂生

(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: 非均匀环境对空时自适应处理(STAP)是一个挑战。对此, 该文提出了一种基于最大似然估计的相控阵 AEW 雷达动目标检测方法。该方法具有计算量低、主杂波区性能好和孤立干扰抑制能力强等优点。其有效性得到计算机仿真数据和某实测数据的处理结果所证实。

关键词: 相控阵 AEW 雷达, 动目标检测, 最大似然, 非均匀

中图分类号: TN957.51, TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)08-1217-05

A New Maximum Likelihood Method to Moving Target Detection for Phased Airborne Early Warning Radar

Wang Wan-lin Liao Gui-sheng

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

Abstract It is a challenge for Space Time Adaptive Processing (STAP) in non-homogeneous environment. Thus, a new maximum likelihood method to moving target detection for phased Airborne Early Warning (AEW) radar is presented in this paper. This new method has advantages of low computational expense, excellent target detection performance in the main clutter field, and strong ability to mitigate isolate interference. Its effectiveness is also verified by the computational results of simulation and the some real data.

Key words Phased array AEW radar, Moving target detection, Maximum likelihood, Non-homogeneous

1 引言

在实际剧烈变化的非均匀(这里的非均匀性是指目标信号、杂波功率非均匀和各种有源或无源孤立干扰等情况。为了叙述方便, 本文将杂波和孤立干扰统称为干扰)杂波环境中, 由于不同距离单元的干扰样本数据具有不同的统计特性, 因此由 Brennan 等人首先提出的空时自适应处理(STAP)技术^[1]的自适应干扰抑制性能会严重变差, 甚至恶化, 从而引起虚警率增加, 为了防止虚警必须提高检测门限, 而这又势必降低目标检测性能^[2,3]。因此在非均匀环境下, STAP 方法将难以应用, 对此, 文献[4]提出了一种直接数据域(DDD)方法, 即直接由待检测距离单元数据分别与联合利用空域两阵元和时域两脉冲信号相消除信号, 然后再在空域和时域分别作前向和后向滑动得到若干样本, 由这若干样本估计干扰信息并以此设计空时二维滤波器滤除各种干扰。DDD 方法虽然适用于各种非均匀情况, 但是它存在一对由算法本身所决定的致命矛盾, 即为了获取足够的训练样本, 必须以空域和时域较大的孔径损失作为代价, 反之为了保证空域和时域较小的孔径损失, 又必须以训练样本不足为代价。因此无

论如何必将导致特别是在主杂波区不能有效滤除杂波和干扰, 最终引起虚警率增加或目标检测性能下降。另外, 由于 DDD 方法是逐距离单元处理, 因此, 空域和时域前后向滑动引起硬件开销紧张, 以及逐单元矩阵求逆计算量大, 很难实时实现。

针对 DDD 方法的不足, 本文提出了一种基于最大似然估计的相控阵 AEW 雷达动目标检测方法, 即先对雷达接收的数据在时域进行自适应白化预处理, 再利用最大似然方法估计目标回波幅度, 并以此作为检测量进行动目标检测。

2 信号模型

本文以等距线阵(也可以是面阵经微波合成的等效线阵)为研究对象, 假设阵元数目为 N , 在一个相干处理间隔(CPI)内的脉冲数目为 K , 若将 N 个阵元在第 k 次脉冲接收到的 $N \times 1$ 维数据矢量写为 $X(k)$, 则雷达接收的整个数据可表示为

$$X(k) = bS_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0})) + E(k), \quad k=1,2,\dots,K \quad (1)$$

式中 b 为目标回波幅度, $S_S(\psi_{S0})$ 为空域导向矢量, 它可以写为

$$\mathbf{S}_S(\psi_{S0}) = [1, \exp(j\varphi_S(\psi_{S0})), \dots, \exp(j(N-1)\varphi_S(\psi_{S0}))]^T \quad (2)$$

其中, 阵元间波程差为 $\varphi_S(\psi_{S0}) = 2\pi d \cos\psi_{S0} / \lambda$, ψ_{S0} 为目标方位余弦, d 为阵元间距, λ 为波长, 脉冲间多普勒频移为 $\varphi_T(f_{d0}) = 2\pi f_{d0} / f_r$, f_{d0} 为目标的多普勒频率, f_r 为脉冲重复频率。由于 $\mathbf{E}(k)$ 包括杂波、孤立干扰和接收机噪声等, 因此本文将 $\mathbf{E}(k)$ 统称为干扰。由于孤立干扰的模型结构与目标信号的相同, 因此下面只讨论杂波的空时结构, 若设 $c_{n,k}$ 表示第 n 列子阵输出的第 k 次脉冲的杂波数据, 则有

$$c_{n,k} = \sum_{l \in \Gamma} G_n(j_l) \int_0^\pi [c(\theta, j_l) \exp(j(n-1)\varphi_S(\theta, \varphi_l)) + j(k-1)\varphi_T(\theta, \varphi_l)] d\theta \quad (3)$$

式中, Γ 为距离模糊集合, $G_n(\varphi)$ 为第 n 列子阵接收方向图, $c(\theta, \varphi)$ 为受发射方向图和距离平方调制的杂波复包络。由此可知, 杂波在空域和时域均为有色的, 因而本文将由杂波、孤立干扰和噪声组成的干扰 $\mathbf{E}(k)$ 等效为在空域和时域的二维有色噪声, 即空时二维有色噪声。

3 基于最大似然估计的动目标检测

3.1 基于自回归(AR)模型的时域白化预处理

由上节分析可得, 若想从数据 $\mathbf{X}(k)$ 中检测出目标信号, 必须先对 $\mathbf{X}(k)$ 作时域白化预处理。一般假设待检测样本中的干扰和训练样本中的干扰具有相同的统计特性, 因此, 理论上是用待检测距离单元相邻的距离单元(但不包含待检测距离单元本身)的数据作为训练样本来自适应设计白化滤波器。但在实际工程实现时, 对于没有孤立干扰的均匀环境, 通常用包含待检测距离单元在内的一段距离门数据来设计自适应滤波器, 而对于存在孤立干扰的非均匀环境, 只能用待检测距离单元本身的数据来设计。由于两种情况下的滤波器设计思想相同, 因此本文只讨论前者。为了避免目标信号对滤波器设计的影响, 首先应用空域两阵元相消滤除目标信号可得如下 $(N-1) \times 1$ 维的矢量 $\mathbf{X}_S(k)$:

$$\mathbf{X}_{Sl}(k) = \mathbf{X}_l^{(1:N-1)}(k) - \exp(-j\varphi_S(\psi_{S0})) \mathbf{X}_l^{(2:N)}(k), \quad k=1, 2, \dots, K, \quad l=1, 2, \dots, L \quad (4)$$

式中 L 为训练样本的数目。若设滤波器阶数为 P , 经白化预处理后数据变为 $(N-1) \times 1$ 维的矢量 $\mathbf{W}(k)$, 根据定义有

$$\mathbf{X}_{Sl}(k) + \mathbf{A}\boldsymbol{\psi}_l^k = \mathbf{W}_l(k), \quad k=P+1, P+2, \dots, K, \quad l=1, 2, \dots, L \quad (5)$$

式中

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_P] \quad (6)$$

为 $(N-1) \times (N-1)P$ 维的白化滤波器权。

$$\boldsymbol{\psi}_l^k = [\mathbf{X}_{Sl}^T(k-1), \mathbf{X}_{Sl}^T(k-2), \dots, \mathbf{X}_{Sl}^T(k-P)]^T \quad (7)$$

式(5)为一标准的 AR 模型^[5], P 对应于 AR 模型的阶数, 滤波器权 \mathbf{A} 对应于 AR 模型的参数, 而文献[6]则将这种时域白

化滤波处理称为空时自回归(STAR)滤波。由式(5)可知滤波器权为如下最小二乘问题的解:

$$\min_{\mathbf{A}} \sum_{l=1}^L \sum_{k=P+1}^K \|\mathbf{X}_{Sl}^k + \mathbf{A}\boldsymbol{\psi}_l^k\|^2 \quad (8)$$

由于滤波器权 \mathbf{A} 为一 $(N-1) \times (N-1)P$ 维的矩阵, 因此要求 $(K-P)L \geq (N-1)P$ 。由上式即可得到权矩阵 \mathbf{A} 为

$$\mathbf{A} = -\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{\Psi}^H(\boldsymbol{\Psi}\boldsymbol{\Psi}^H)^{-1} \quad (9)$$

式中 $\boldsymbol{\Phi} = [\boldsymbol{\Phi}_1, \boldsymbol{\Phi}_2, \dots, \boldsymbol{\Phi}_L]$, $\boldsymbol{\Phi}_l = [\mathbf{X}_{Sl}^{P+1}, \mathbf{X}_{Sl}^{P+2}, \dots, \mathbf{X}_{Sl}^K]$, $\boldsymbol{\Psi} = [\boldsymbol{\Psi}_1, \boldsymbol{\Psi}_2, \dots, \boldsymbol{\Psi}_L]$, $\boldsymbol{\Psi}_l = [\boldsymbol{\psi}_l^{P+1}, \boldsymbol{\psi}_l^{P+2}, \dots, \boldsymbol{\psi}_l^K]$ 对于非均匀杂波环境, 只要适当减少待处理距离段内的距离单元数目, 便可降低段内训练样本的非均匀程度, 但是, 也不能无限制地减少段内的距离单元数目, 必须要求 $(K-P)L \geq (N-1)P$, 以免导致矩阵 $\boldsymbol{\Psi}\boldsymbol{\Psi}^H$ 奇异, 影响杂波的时域白化预处理性能。事实上, 由于后面的目标检测是逐距离单元进行的, 即使段内各距离单元的非均匀性没有完全消除, 也不会影响最后的目标检测性能。

3.2 基于最大似然方法^[7,8]的目标回波幅度估计

雷达接收的数据 $\mathbf{X}(k)$ (由于白化时需滤除信号而损失一个阵元, 因此此处为前 $N-1$ 个阵元接收的数据) 经白化预处理后变为 $\mathbf{Y}(k)$, $\mathbf{Y}(k)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(k) \\ &= b\mathbf{A}\mathbf{S}_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0})) + \mathbf{W}(k) \\ &= b\mathbf{S}_S^A(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0})) + \mathbf{W}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

式中 $\mathbf{S}_S^A(\psi_{S0}) = \mathbf{A}\mathbf{S}_S(\psi_{S0})$ 。由于是在给定方位搜索, 即 $\mathbf{S}_S(\psi_{S0})$ 是已知的, 因此白化预处理不会影响后面的处理, 为了便于讨论, 本文后面仍将 $\mathbf{S}_S^A(\psi_{S0})$ 记为 $\mathbf{S}_S(\psi_{S0})$ 。 H_0 (没有目标信号, 只有杂波和噪声) 和 H_1 (既有目标信号, 也有杂波和噪声) 二元假设下, $\mathbf{Y}(k)$ 可以表示为

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{cases} b\mathbf{S}_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0})) + \mathbf{W}(k), & H_1 \text{ 假设} \\ \mathbf{W}(k), & k=P+1, P+2, \dots, K, \quad H_0 \text{ 假设} \end{cases} \quad (11)$$

因此, 由式(11)可知, 对于给定搜索方位, 检测某一多普勒通道时, 可根据目标回波幅度 b 来判断目标存在与否。至于 b , 可以由下式按最大似然方法来估计:

$$\mathbf{Y}(k) = b\mathbf{S}_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0})) + \mathbf{W}(k), \quad k=P+1, P+2, \dots, K \quad (12)$$

因为数据已经经过时域白化处理, 所以干扰 $\mathbf{W}(k)$ 在空域是有色的, 而在时域是白的, 并记为 $\mathbf{W}(k) \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{Q})$, \mathbf{Q} 为 $\mathbf{W}(k)$ 的协方差矩阵。由于方位余弦 ψ_{S0} 和多普勒频率 f_{d0} 为已知, 干扰协方差矩阵 \mathbf{Q} 和目标回波幅度 b 为未知, 因此 $\mathbf{W}(k)$ 的概率密度函数为

$$f(\mathbf{W}(k) | \mathbf{Q}, b) = \prod_{k=P+1}^K \frac{1}{\pi^N |\mathbf{Q}|} \exp(-\mathbf{Z}_k^H(b) \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Z}_k(b)) \quad (13)$$

式中 $\mathbf{Z}_k(b) = \mathbf{Y}(k) - b \mathbf{S}_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0}))$ 。由上式可得 $\mathbf{W}(k)$ 的似然函数:

$$L(\mathbf{Q}, b) = -(K-P) \log |\mathbf{Q}| - \sum_{k=P+1}^K \mathbf{Z}_k^H(b) \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Z}_k(b) \quad (14)$$

式(14)可简化为

$$L(\mathbf{Q}, b) = -(K-P)(\log |\mathbf{Q}| + \text{tr}(\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V}(b))) \quad (15)$$

式中 $\mathbf{V}(b) = \frac{1}{K-P} \sum_{k=P+1}^K \mathbf{Z}_k(b) \mathbf{Z}_k^H(b)$ 。将 b 固定, 由上式对 \mathbf{Q} 求导可得

$$\frac{\partial L(\mathbf{Q}, b)}{\partial \mathbf{Q}} = -(K-P)(\mathbf{Q}^{-1} - \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V}(b) \mathbf{Q}^{-1}) \quad (16)$$

由上式可得 \mathbf{R}_k 的最大似然估计为

$$\hat{\mathbf{Q}} = \mathbf{V}(b) \quad (17)$$

因此将式(17)带入式(15)并将与估计 b 的无关项去掉可得

$$L(b) = \frac{1}{K-P} \left| \sum_{k=P+1}^K (\mathbf{Y}(k) - b \mathbf{S}_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0}))) \cdot \varphi_T(f_{d0}) (\mathbf{Y}(k) - b \mathbf{S}_S(\psi_{S0}) \exp(j(k-1)\varphi_T(f_{d0})))^H \right| \quad (18)$$

若设 $\mathbf{R} = \frac{1}{K-P} \sum_{k=P+1}^K \mathbf{Y}(k) \mathbf{Y}^H(k)$, $\mathbf{Y}(f) = \frac{1}{K-P} \sum_{k=P+1}^K \mathbf{Y}(k) \cdot \exp(-j(k-1)\varphi_T(f_{d0}))$, 则式(18)可变为

$$L(b) = \left| \mathbf{R} - \mathbf{Y}(f) \mathbf{Y}^H(f) \right| \left(1 + (b \mathbf{S}_S(\psi_{S0}) - \mathbf{Y}(f))^H (\mathbf{R} - \mathbf{Y}(f) \mathbf{Y}^H(f))^{-1} (b \mathbf{S}_S(\psi_{S0}) - \mathbf{Y}(f)) \right) \quad (19)$$

由式(19)对 b 求导, 即可得 b 的最大似然估计为

$$\hat{b}_{ML} = \frac{\mathbf{S}_S^H(\psi_{S0}) (\mathbf{R} - \mathbf{Y}(f) \mathbf{Y}^H(f))^{-1} \mathbf{Y}(f)}{\mathbf{S}_S^H(\psi_{S0}) (\mathbf{R} - \mathbf{Y}(f) \mathbf{Y}^H(f))^{-1} \mathbf{S}_S(\psi_{S0})} \quad (20)$$

定理 1 \hat{b}_{ML} 是对 b 的无偏有效估计量, 同时也是一致估计量和均方一致估计量, 并且估计量 b 的 CRB 为

$$\text{CRB}(\hat{b}) = \frac{1}{2(K-P) \mathbf{S}_S^H(\psi_{S0}) \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{S}_S(\psi_{S0})} \quad (21)$$

定理 1 的证明略, 至此, 可由式(20)估计出信号回波幅度 b 进行目标检测。

4 实验

实验 1 本实验主要研究本文方法处理计算机仿真数据的性能。仿真数据中雷达系统采用 16 列 × 4 行的正侧面阵阵列结构, 雷达工作波长为 0.23m, 脉冲重复频率为 2260Hz, 距离门宽度为 150m, 在一个相干处理间隔(CPI)内的脉冲数为 24, 波束指向方向偏离阵面法向 90°, 输入杂噪比为 60dB, 载机的飞行速度为 130m/s, 飞行高度为 6000m。发射时俯仰和方位均为等(不)加权, 而接收时俯仰加权 20dB, 而方位和

多普勒则为等(不)加权, 由于在某些距离单元中注入了目标信号和孤立干扰, 因此为非均匀环境。为了便于比较本文方法和文献[4]的直接数据域(DDD)方法的性能(在本文方法中, 时域白化处理时滤波器阶数为 6, 每段内距离门数目为 20, 在 DDD 方法中, 前后向滑动时空时孔径取为 $N_m=9, K_m=5$), 分别给出了如下两种情况下 401-500 号距离单元的实验结果(如图 1 所示):

(1) 分别在 435 号和 465 号距离单元的主瓣杂波区加入一目标信号和一孤立干扰, 其中目标信号的参数为 $\text{SNR}=20\text{dB}$, $\psi_S=0$, $f_d=0.2258$, 孤立干扰为 $\text{INR}=20\text{dB}$, $\psi_S=0.2000$, $f_d=0.2258$, 实验结果如图 1(a)所示。

(2) 分别在 435 号和 465 号距离单元的旁瓣杂波区加入一目标信号和一孤立干扰, 其中目标信号的参数为 $\text{SNR}=20\text{dB}$, $\psi_S=0$, $f_d=0.8065$, 孤立干扰为 $\text{INR}=20\text{dB}$, $\psi_S=0.2000$, $f_d=0.8065$, 实验结果如图 1(b), 图 1(c)和图 1(d)所示, 其中图 1(b)为目标(干扰)多普勒通道的左侧邻近通道的输出, 图 1(c)为目标(干扰)多普勒通道的输出, 图 1(d)为目标(干扰)多普勒通道的右侧邻近通道的输出。

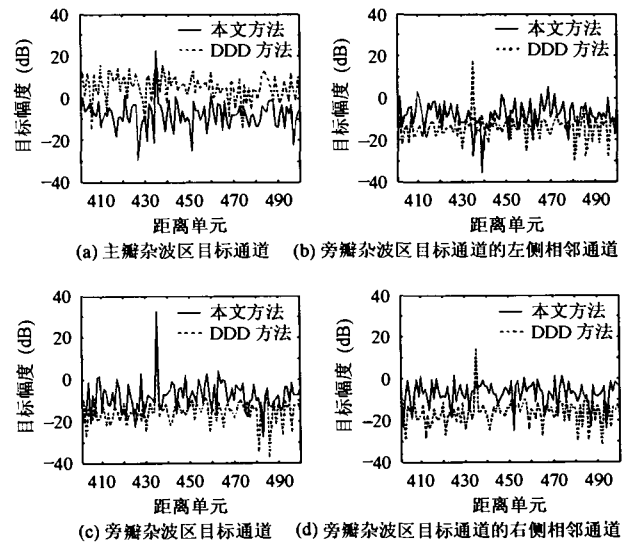


图 1 计算机仿真数据的处理结果

由图 1(a)可以看出, 在主瓣杂波区, DDD 方法根本无法检测到目标, 而本文方法不但能够检测到目标, 而且孤立干扰也得到充分抑制。由图 1(b), 图 1(c)和图 1(d)可以看出, DDD 和本文方法都能同时检测到目标和抑制孤立干扰, 但是, 在目标多普勒的邻近通道, DDD 方法不能抑制目标信号, 而本文方法却可以, 因此本文方法对于从不同多普勒通道进入的孤立干扰的抑制性能也较 DDD 方法好。需要说明的是, 由于本文方法是逐距离单元进行的, 因此当白化处理后的剩余脉冲数目不超过阵元(子阵)数目两倍以上时, 杂波的抑制性能会受到影响, 这一点由图 1(b), 图 1(c)和图 1(d)

可以看出来,然而在实际雷达系统中,一般说来脉冲数目要比子阵数目多得多,比如著名的 MCARM 数据,其脉冲数目虽然为 128,但子阵数目却仅为 22。

实验 2 本实验主要研究本文方法和 DDD 方法处理某实测数据的性能。该数据是为研究 STAP 及其降维技术而于 90 年代实际录取的一大批相控阵机载雷达数据,它包含了陆地、海面、城区、交通干线和陆海交界等典型地物,基本反映了机载雷达工作的真实环境(即为典型的非均匀杂波环境),对于机载雷达信号处理的研究具有很大价值。雷达天线共有 8 行 16 列(每列的 8 行分为上下两段,每段为一子阵)共 128 个阵元,安装在位于飞机前部左侧的雷达罩内。雷达共有 24 路接收机,其中两路用来接收和波束和差波束的信号,其余 22 路用来接收 22 个子阵的信号,这 22 个子阵组成一 $2 \text{行} \times 11 \text{列}$ 的面阵阵列,一个相干处理间隔(CPI)内的脉冲数为 128。

为了校正各子阵的幅相误差,该数据的空域导向矢量是由实测得到的,因此相邻子阵间的相位差不为常数,本实验使用 22 个子阵,128 个脉冲的全部信息,设上面 11 个子阵的空域导向矢量为 $S_S^U(\psi_{S0})$,接收数据为 X^U ,下面 11 个子阵的空域导向矢量为 $S_S^L(\psi_{S0})$,接收数据为 X^L 。对于远程预警的机载雷达来说,由于主瓣波束指向远方使得俯仰角变化很小,而且该数据为中重复频率的低端,因此这 2×11 的面阵阵列的空时导向矢量 $S_S(\psi_{S0})$ 和接收数据 X 可分别表示为

$$S_S(\psi_{S0}) = [S_S^U(\psi_{S0}); S_S^L(\psi_{S0})] \quad (22)$$

$$X = [X^U; X^L] \quad (23)$$

由于子阵间相位差不为常数,该数据不能按式(4)滤除信号,可由如下方法滤除信号:

$$X_{Sl}(k) = X_l^{(1:N-1)}(k) - f_{S0} \cdot X_l^{(2:N)}(k), \quad k=1,2,\dots,K, \quad l=1,2,\dots,L \quad (24)$$

式中, $\Delta_S = S_S^{1:N-1}(\psi_{S0}) \circ (S_S^{2:N}(\psi_{S0}))^*$, 而符号“ \circ ”表示矢量对应元素相乘,“ $*$ ”表示对复数求共轭。该数据共给出了 129 组空域导向矢量,本实验取第 65 组为主波束导向矢量,本文方法时域白化处理时滤波器阶数为 30,每段内距离门数目为 20,而 DDD 方法处理时,由于先对俯仰方向作微波合成预处理,空域子阵数变为 11,因而前后向滑动时空时孔径取为 $N_M=8$, $K_M=39$ 。对于该实测数据,由于具体情况不是很清楚,因此本文分别在 235 号和 265 号距离单元加一目标信号和一孤立干扰(目标的空域通道为 65,多普勒通道为 100,信杂噪比为 -40dB ,孤立干扰的空域通道为 78,多普勒通道为 100,干杂噪比为 -40dB)。图 2 给出了 201-300 号距离单元的处理结果,其中图 2(a),为没有注入目标和干扰时

第 24 个多普勒通道的输出,图 2(b),图 2(c)和图 2(d)分别为目标检测通道的左侧相邻通道、检测通道本身和检测通道右侧相邻通道的处理结果。由图 2(a)可以看到,本文方法可在 220 号距离单元检测到一可能真实目标,而 DDD 方法却不能,而且图 2(b),图 2(c)和图 2(d)的结果与仿真数据的结果相同,因此本文方法处理实际数据时同样可以达到较好的性能。

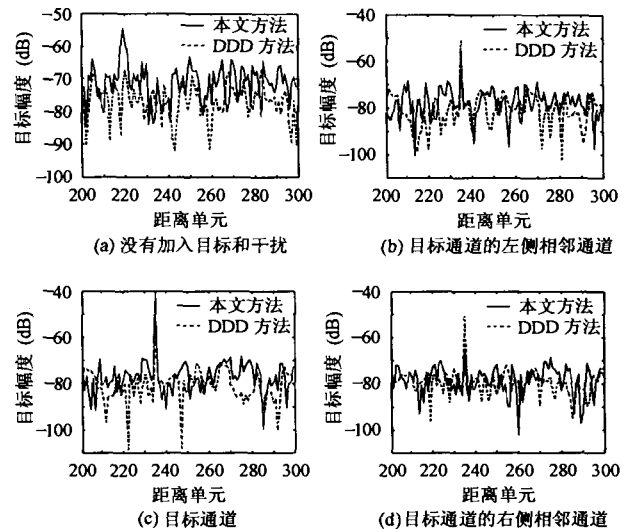


图 2 某实测数据的处理结果

至于计算量,在处理某实测数据时,本文方法处理 100 个距离单元所用的时间还不到 DDD 方法的 $1/1000$,这是由于本文方法不需要空时前后平滑,而白化预处理由于是分段处理,因而不存在逐距离单元矩阵求逆,目标幅度的估计虽然是逐距离单元进行的,但是求逆时矩阵维数较低,所以,本文方法比 DDD 方法的计算量低。

5 结束语

在非均匀环境下相控阵 AEW 雷达的杂波干扰抑制中,DDD 方法是目前比较可行的算法之一,但是它不但计算量大,而且主杂波区性能较差。因此,本文提出了一种基于最大似然估计的相控阵 AEW 雷达动目标检测方法,该方法计算量小,主杂波区的性能好,孤立干扰抑制能力强。用该方法对仿真数据和某实测数据进行处理,结果证明了该方法的有效性。

参考文献

- [1] Brennan L E, Mallett J D. Theory of adaptive radar[J]. *IEEE Trans. on AES.*, 1973, 9(2): 237-251.
- [2] Adve R S, Hale T B, Wicks M C. A two stage hybrid space-time adaptive processing algorithm[A]. Proc. of the 1999 IEEE

- National Radar Conf. [C], Boston, MA, April 1999: 279 – 284.
- [3] Adve R S, Hale T B, Wicks M C. Practical joint domain localized adaptive processing in homogeneous and nonhomogeneous environments, part 2: nonhomogeneous environments[J]. *IEEE Proc. -Radar, Sonar Navigation*, 2000, 147(2): 66 – 74.
- [4] Sarkar T K, Wang H, Park S, *et al.*. A deterministic least-squares approach to space-time adaptive processing (STAP)[J]. *IEEE Trans. on AP*, 2001, 49(1): 91 – 103.
- [5] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995: 68 – 372.
- [6] Parker P, Swindlehurst A. Space-Time autoregressive filtering for matched subspace STAP[J]. *IEEE Trans. on AES*, 2003, 39(2): 510 – 519.
- [7] Li Jian, Stoica P. An adaptive filtering approach to spectral estimation and SAR imaging[J]. *IEEE Trans. on SP*, 1996, 44(6): 1469 – 1484.
- [8] Pesavento M, Gershman A B. Maximum-likelihood direction-of-arrival estimation in the presence of unknown nonuniform noise [J]. *IEEE Trans. on SP*, 2001, 49(7): 1310 – 1324.

王万林: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理、宽带阵列信号处理.

廖桂生: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, IEEE 会员, 发表学术论文 50 余篇, 获部委科技进步一等和二等奖多次, 主要从事雷达信号处理、通信信号处理和阵列信号处理等方面的研究.