

时域加权稀疏约束的空时自适应处理算法

李志军, 向建军, 盛 涛, 肖冰松

(空军工程大学航空工程学院, 西安, 710038)

摘要 1DT是典型的时空级联的后单多普勒空时自适应处理的方法,能够显著降低对独立同分布样本的需求量和空时自适应处理时的运算量,但是进行时域处理时对主瓣杂波的抑制效果较差。针对此问题,提出一种利用时域滤波器频率响应的稀疏特性进行加权稀疏约束的自适应滤波器设计算法。在时域自适应滤波器的模型中加入对旁瓣的稀疏约束,并构造加权矩阵对稀疏约束加权。仿真实验表明:此方法在有效抑制主瓣杂波的前提下能够降低副瓣,并且当存在天线幅相误差时具有较好的稳健性。

关键词 空时自适应处理; 加权稀疏约束; 主瓣杂波; 杂波抑制

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2020.06.014

中图分类号 TN 957.51 文献标志码 A 文章编号 1009-3516(2020)06-0087-06

Space-Time Adaptive Processing Algorithm Based on Temporary Weighted Sparse Constraints

LI Zhijun, XIANG Jianjun, SHENG Tao, XIAO Bingsong

(Aeronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract 1DT is a typical post-Doppler space-time adaptive processing method, and the method can significantly reduce the demand for independent identically distributing to the samples and the amount of calculations for space-time adaptive processing. However, being poor in the process of the mainlobe clutter suppression in the temporary domain, a filter design algorithm with weighted sparse constraints by using the sparse characteristics of the filter frequency response is proposed. A sparse constraint on the sidelobe is added to the model of the time domain filter, and a weighting matrix is constructed to shape the frequency response of the mainlobe clutter. The simulation experiments show that this method can reduce the side-lobe response under condition of effectively suppressing the mainlobe clutter presupposition, and is robust with the presence of array amplitude-phase error.

Key words space-time adaptive processing (STAP); weighted sparse constraint; mainlobe clutter; clutter rejection

空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)技术历经几十年的发展,已经取得了长足的进步。文献[1]提出了最优空时自适应处

理的方法,但是这种方法的计算复杂度较高,并且需要大量独立同分布的训练样本,并不符合雷达的实际工作情况。为实现最小化样本数,有学者提出了

收稿日期: 2020-08-04

基金项目: 航空基金(20175596020)

作者简介: 李志军(1997—),男,山东日照人,硕士生,主要从事雷达信号处理研究。E-mail:Lzjwar@163.com

引用格式: 李志军, 向建军, 盛涛, 等. 时域加权稀疏约束的空时自适应处理算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2020, 21(6): 87-92.
LI Zhijun, XIANG Jianjun, SHENG Tao, et al. Space-Time Adaptive Processing Algorithm Based on Temporary Weighted Sparse Constraints [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2020, 21(6): 87-92.

许多改进型 STAP 方法,比如,降秩 STAP 方法^[2-4]、降维 STAP 方法^[5-7]、模型化参数 STAP 方法^[8]和稀疏恢复的 STAP 方法^[9-10]。1DT 法是典型的时空级联的二维空时自适应处理方法,该方法先选用单个多普勒通道对接收的信号进行时域滤波,从而降低了数据维度,然后再对相同多普勒通道的信号进行空域处理。该方法能够有效降低杂波自由度并能大大降低运算复杂度,但是该方法在时域处理时容易造成主瓣杂波的泄露,导致算法的性能大大降低。

近几年,信号的稀疏表示和压缩感知在统计信号处理中得到广泛的应用,文献[11]提出使用 l_1 范数稀疏约束恢复信号的方法。文献[12]基于波束响应中主瓣较旁瓣集中且较少的稀疏特性,提出了稀疏约束 Capon 波束约束形成器(Sparsity-Constrained Capon Beamformer,SCCB),该方法对所有旁瓣的方位进行均匀地约束以达到对波束整形的目的,当约束系数较大时能够有效降低旁瓣的高度,但是会使干扰零陷变浅。文献[13]提出一种加权的约束算法,通过噪声子空间与信号子空间的关系对约束进行加权,但是该方法的计算复杂度较高,不适合对实时性要求较高的平台。

为解决时空级联空时自适应处理存在的问题,提出一种时域加权稀疏约束的空时自适应 Capon 处理方法(Temporary Weighted Sparsity-Constrained Capon,TWSCC)。在时域处理时引入加权稀疏约束的算法,在时域自适应滤波器优化模型中加入稀疏约束,考虑到对主瓣杂波的深零陷的需求,设计加权矩阵在主瓣杂波的频率加大激励强度。该方法能够有效抑制主瓣杂波,降低副瓣高度,提高输出信号的信杂比,相对其他方法来说更易于工程实现。

1 信号模型及 1DT 空时自适应处理原理

机载相控阵雷达为均匀线阵或者是由面阵经过列等效合成的均匀线阵,假设阵元数为 N ,一个相干处理间隔(Coherent Processing Interval,CPI)内采样数目为 K ,雷达波长为 λ ,雷达发射脉冲重复频率为 f_r ,阵元间距为 $d = \frac{\lambda}{2}$,载机平台的运动速度为 v 。如图 1 所示,方位角 0° 是天线在地面的投影方向。假设地面散射点处于第 l 个杂波环,此时其方位角为 θ_l ,俯仰角为 φ_l ,那么在该距离环上的某个杂波散射点的回波为:

$$c_i(l) = \frac{\sigma_i(\theta_l, \varphi_l)}{R_l^2} F(\theta_l, \varphi_l) G(\theta_l) \mathbf{a}_{t,i} \otimes \mathbf{b}_{s,i} \quad (1)$$

式中: \otimes 表示 Kronecker 积; R_l 为第 l 个杂波环的散射点到天线的距离; $F(\theta_l, \varphi_l)$ 、 $G(\theta_l)$ 分别表示发射方向图增益和接收阵列合成增益; $\sigma_i(\theta_l, \varphi_l)$ 表示该杂波块的雷达截面积; $\mathbf{a}_{t,i}$ 和 $\mathbf{b}_{s,i}$ 分别表示该杂波块的时域和空域导向矢量。

$$\mathbf{a}_{t,i} = [1, e^{j2\pi\omega_l}, \dots, e^{j2\pi(K-1)\omega_l}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{b}_{s,i} = [1, e^{j2\pi f_l}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f_l}]^T \quad (3)$$

式中: $\omega_l = 2v\cos\theta_l \cos\varphi_l / \lambda f_r$ 和 $f_l = d \cos\theta_l \cos\varphi_l / \lambda$ 分别表示归一化多普勒频率和空域频率。假设在该距离环上有 N_c 个杂波散射点,则在天线处接收的杂波加噪声数据为:

$$x(l) = \sum_{i=1}^{N_c} z_i(l) + \mathbf{n} \quad (4)$$

式中: \mathbf{n} 为高斯白噪声向量。

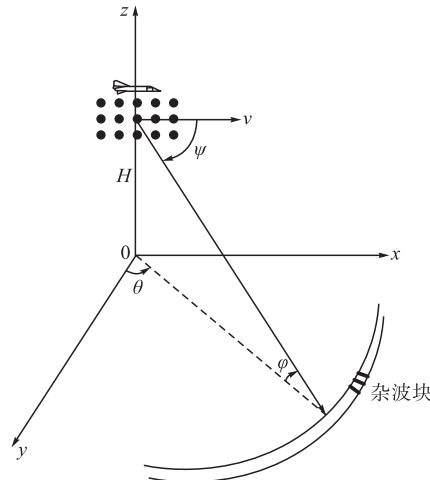


图 1 机载雷达的结构和杂波环

1DT 是对单个多普勒通道进行空时自适应处理的算法,该算法通过对离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform,DFT)滤波器进行加权处理然后再对通过时域滤波器的数据进行空域自适应处理。假设 $K \times 1$ 维滤波器的系数为 ω_k ($k = 1, 2, \dots, K$) 经过滤波器后的杂波加噪声的数据变为:

$$x(k) = (\boldsymbol{\omega}_k^H \otimes \mathbf{I}_N) x(l) \quad (5)$$

式中: \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵。

对于目标而言,其导向矢量为:

$$\mathbf{s} = \mathbf{s}_t \otimes \mathbf{s}_s \quad (6)$$

式中: \mathbf{s}_t 为目标的空域导向矢量; \mathbf{s}_s 为目标的时域导向矢量,并有:

$$\mathbf{s}_t = [1, e^{j2\pi\bar{\omega}_t}, \dots, e^{j2\pi(K-1)\bar{\omega}_t}]^T$$

$$\mathbf{s}_s = [1, e^{j2\pi f_d}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f_d}]^T$$

式中: $\bar{\omega}_t$ 为目标归一化多普勒频率; f_d 为目标归一化空域频率。目标导向矢量通过时域滤波器后的数据变为:

$$\mathbf{s}_k = (\boldsymbol{\omega}_k^H \otimes \mathbf{I}_N) \mathbf{s} \quad (7)$$

空域处理的原则是使杂波和干扰输出的能量最

小并保持期望信号的能量不变:

$$\begin{aligned} & \min \mathbf{w}_m^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_m \\ & \text{s. t. } \mathbf{w}_m^H \mathbf{S}_s(\psi) = 1 \end{aligned} \quad (8)$$

其最优解为:

$$\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}_s(\psi)}{\mathbf{S}_s^H(\psi) \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}_s(\psi)} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{w}_m (m=1, 2, \dots, M)$ 表示空域滤波器的权值; \mathbf{R}_k 表示通过多普勒滤波器后的噪声加杂波协方差矩阵。

2 稀疏约束滤波器

理想的时域滤波器期望在目标多普勒频率处形成主瓣而要求旁瓣尽可能低, 主瓣宽度的占比远远小于旁瓣的宽度, 这满足在稀疏理论中“少部分元素非零而大多数元素为零或接近零”的稀疏性条件, 所以时域滤波器的频率响应近似是一种稀疏分布。此时稀疏约束就是使滤波器响应中非零元素个数最小。为了更好地压制旁瓣, 通常在旁瓣区按照一定的间隔进行采样, 并加入到稀疏约束的条件, 可以得到以下的优化模型:

$$\begin{aligned} & \min (\mathbf{\omega}^H \mathbf{R}_x \mathbf{\omega} + \lambda \|\mathbf{\omega}^H \mathbf{A}_{\alpha-\gamma}\|_p) \\ & \text{s. t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1 \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{\omega}$ 表示自适应滤波器的权值; λ 表示稀疏约束系数; \mathbf{R}_x 表示估计协方差矩阵; $\|\cdot\|_p (0 \leq p \leq 1)$ 表示 l_p 范数, 该项表示稀疏约束项; $\mathbf{A}_{\alpha-\gamma}$ 表示除去旁瓣区域的采样矢量集合; \mathbf{a} 表示期望信号的矢量。 p 取值越小, 信号的稀疏约束越好, 但是当 $p=0$ 时, 上式是 NP 难解的, 文献[14]证明此时可以用 l_1 范数作为 l_p 范数的近似, 可以得到以下优化模型:

$$\begin{aligned} & \min (\mathbf{\omega}^H \mathbf{R}_x \mathbf{\omega} + \lambda \|\mathbf{\omega}^H \mathbf{A}_{\alpha-\gamma}\|_1) \\ & \text{s. t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1 \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)可以通过 Matlab 凸优化计算工具箱进行求解。

由上面的分析可知, λ 的值对旁瓣区域进行无差别的约束, 但是对于时域滤波器, 重点关注的是主瓣杂波。因此可以在主瓣杂波的区域对稀疏约束进行加权, 来保证主瓣杂波的抑制效果, 由此引入加权稀疏滤波器的概念。

3 时域加权稀疏约束的空时自适应处理

1DT 方法仅仅依赖滤波器的副瓣对杂波进行抑制, 对杂波尤其是主瓣杂波并不能取得很好的抑制效果, 文中基于阵列信号处理中的自适应波束形成的思想设计一种有限长单位冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)时域滤波器, 使得在时域处理时, 不仅能在主瓣杂波区域形成具有一定宽度的深零陷, 而且能够有效降低其他副瓣高度。

脉冲响应, FIR)时域滤波器, 使得在时域处理时, 不仅能在主瓣杂波区域形成具有一定宽度的深零陷, 而且能够有效降低其他副瓣高度。

3.1 时域自适应处理

文中第1节提到的时域处理是基于离散傅里叶变换设计的, 该方法仅能利用对滤波器系数加权形成低副瓣对杂波进行抑制, 文献[15~16]提出将空域自适应滤波的概念引入时域, 设计的时域滤波器能够有效抑制主瓣杂波。该方法利用空域自适应处理的方法, 设计自适应时域滤波器:

$$\begin{aligned} & \min (\mathbf{\omega}^H \mathbf{R}_{c+i} \mathbf{\omega}) \\ & \text{s. t. } \mathbf{\omega}^H \mathbf{a}(f_0) = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

式中: f_0 表示滤波器的中心频率; $\mathbf{a}(f_0) = [1, e^{j2\pi f_0 T_r}, \dots, e^{j2\pi(K-1)f_0 T_r}]$ 表示目标多普勒频率的导频矢量。 \mathbf{R}_{c+i} 表示杂波加噪声的协方差矩阵。

$$\mathbf{R}_{c+i} = \mathbf{R}_c + \sigma^2 \mathbf{I}_M \quad (13)$$

式中: \mathbf{R}_c 表示杂波的协方差矩阵; σ^2 表示噪声的功率, 考虑低杂波的情况, 根据文献[16]有:

$$\mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} r(0) & \cdots & r(T_r) & \cdots & r((K-1)T_r) \\ r(-T_r) & \cdots & r(0) & \cdots & r((K-2)T_r) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ r((1-K)T_r) & \cdots & r((2-K)T_r) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $r(t) = \sigma_c^2 e^{j2\pi f_c t} e^{-2\pi^2 \delta^2 t^2}$, σ_c^2 表示杂波的功率, δ^2 表示杂波功率谱方差; f_c 表示主瓣杂波的频率。假设天线指向的俯仰角为 φ_0 , 方位角为 θ_0 , 运动速度为 V , 则主瓣杂波的频率为:

$$f_c = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_0 \cos \varphi_0 \quad (15)$$

该方法抑制远离主瓣杂波的杂波时效果较好, 但是当抑制主瓣杂波时, 滤波器的频率响应会发生畸变。

按照第2节中的介绍可以使用稀疏约束的方法设计稀疏约束自适应滤波器, 但是在加入稀疏约束后虽然副瓣响应得到了有效的抑制, 但是滤波器的零陷会变浅。

为解决波束形成时稀疏滤波器取较大约束系数时零陷变浅的问题, 文献[17]首先提出了“人为”加权的思想, 文献[18]利用阵列矩阵和接收数据矩阵的相关关系得到旁瓣中不同接收数据的后验分布关系来计算加权矩阵, 并提出混合范数的整形方法, 文献[13]提出利用噪声子空间和干扰子空间的正交关系来设计加权矩阵。上述方法的主要思想都是在滤波器响应中期望的零陷处加入较大的约束, 来实现较深的零陷, 同时保证旁瓣得到一定程度的抑制^[19~21]。但是以上方法的加权矩阵的计算都比较复杂, 不适合在计算复杂度很大的空时自适

应处理中应用。将传统的用于空域自适应处理的方法引入时域自适应滤波器的设计，并且在杂波区进行稀疏约束时对主瓣杂波进行加权，因此在保证深零陷的前提下能够有效降低副瓣，从而实现对杂波的有效抑制。

3.2 时域自适应的加权稀疏约束自适应滤波器

前文中介绍的 1DT 方法能够有效滤除旁瓣杂波，但是对主瓣杂波的抑制效果不好，对于 K 阶自适应时域滤波器，根据第 2 节中的分析，引入加权矩阵 \mathbf{G}_t ，可以得到的加权稀疏优化模型为：

$$\begin{aligned} \min & (\boldsymbol{\omega}_t^H \mathbf{R}_{c+i} \boldsymbol{\omega}_t + \lambda_t \| \boldsymbol{\omega}_t^H \mathbf{A}_t \mathbf{G}_t \|_1) \\ \text{s. t. } & \boldsymbol{\omega}_t^H \mathbf{a}(f_0) = 1 \end{aligned} \quad (16)$$

式中： $\boldsymbol{\omega}_t$ 表示时域滤波器的权向量； $\lambda_t \geq 0$ 表示时域约束系数； \mathbf{A}_t 表示重构后的旁瓣的导频矢量的集合。下面给出加权矩阵的构造方法：将旁瓣矩阵分解成如下形式：

$$\mathbf{A}_t = [\mathbf{A}_c \mathbf{A}_{t-c}]$$

式中： \mathbf{A}_c 表示主瓣杂波附近区域的导频矢量； \mathbf{A}_{t-c} 表示除去主瓣杂波附近的导频矢量的旁瓣导频矢量集合。根据重构后的矩阵可以很容易给出加权矩阵：

$$\mathbf{G}_t = \begin{bmatrix} L_1 \cdot \mathbf{I}_c \\ \mathbf{I}_{t-c} \end{bmatrix}$$

式中： L_1 表示对主瓣杂波的加权值，一般根据经验选取； \mathbf{I}_{t-c} 表示 $t-c$ 阶的单位矩阵， t 表示旁瓣导频矢量的秩， c 表示主瓣杂波区域构成的导向矢量的秩。

3.3 空域自适应滤波器

空域处理与时空级联的空域处理过程类似^[22]，由式(6)可知，经过时域滤波器后输出的数据变为：

$$\mathbf{x}(k) = (\boldsymbol{\omega}_t^H \otimes \mathbf{I}_N) \mathbf{x}(l) \quad (17)$$

将 $\mathbf{x}(l)$ 换成信号、干扰、杂波就可以得到该信号经过时域滤波器的输出信号。空域处理的原则是使杂波和干扰输出的能量最小并保持期望信号的能量不变：

$$\begin{aligned} \min & \mathbf{w}_m^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_m \\ \text{s. t. } & \mathbf{w}_m^H \mathbf{S}_s(\phi_0) = 1 \end{aligned} \quad (18)$$

其最优解为：

$$\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}_s(\phi)}{\mathbf{S}_s^H(\phi) \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}_s(\phi)} \quad (19)$$

式中： $\mathbf{w}_m (m=1, 2, \dots, M)$ 表示空域滤波器的权值； \mathbf{R}_k 表示通过多普勒滤波器后的噪声加杂波协方差矩阵； ϕ_0 表示空域锥角。

3.4 算法步骤与计算量分析

Step 1 构造自适应时域滤波器，根据主瓣杂波的频率构造主瓣杂波区域导频矢量矩阵，并构造杂波区除去主瓣杂波区后的导频矢量矩阵，并根据 3.2 节中重构导频矢量矩阵，根据重构的导频矢量

矩阵的结构引入加权矩阵，最后由式(16)计算出滤波器的复权值。

Step 2 由式(17)计算经过自适应时域滤波器的信号。

Step 3 计算空域滤波器的权值。

Step 4 根据自适应空域滤波器的权值计算输出信号。

在实际应用中，主瓣杂波都是通过先验知识估计并进行存储，因此主瓣杂波的相关矩阵可以离线获取，所以计算量主要集中在滤波器权值计算上，文中提到的方法与 1DT 法都属于降维的方法^[10]，并且与空域处理的过程类似，故只需要比较时域的计算量，设所需的样本数为 L ，则有 $L \geq 2N$ 。那么，时域加权稀疏约束的后多普勒空时自适应处算法的时域的计算量为 $LK^2 + 2K^3/3$ ，1DT 法时域的计算量为 $LK^2 + 2K^3/3$ 。可见这 2 种方法的计算量差异并不大。

4 仿真分析

在同样的条件下，分析 1DT 法、自适应时域滤波法、稀疏约束时域自适应、加权稀疏约束时域自适应方法的性能。对于 32×32 的均匀面阵，按列合成阵元数为 32 的均匀线阵，假设一个相干处理间隔处理的脉冲数 $K=32$ 。载机平台的高度为 9 km，脉冲重复频率 $f_r=2000$ Hz，天线阵元间距取半波长，杂噪比 $CNR=60$ dB，信噪比 $SNR=0$ 。按照经验值^[13]，2 个时域约束系数都取 $\lambda_t=0.004$ 。杂波取样数主瓣杂波相对其它副瓣的相对加权值 $L_1=10$ dB，杂波功率谱方差 $\delta^2=40$ 。假设归一化主瓣杂波的范围为 $[f_c-0.05, f_c+0.05]$ ，在该频率范围内按照 0.005 的归一化频率间隔进行取样，假设主瓣的归一化频率范围为 $[f_0-0.05, f_0+0.05]$ ，其他频率范围则为副瓣频率，同样按照 0.005 的归一化频率间隔进行取样。

文章中涉及到得方法在空域处理的方法都是一样的，所以只需要对不同方法的时域性能进行分析。当归一化主瓣杂波的频率为 $f_c=0.15, f_0=0.4$ 时，杂波频率距离主瓣中心频率较远，常规的自适应方法能够在保持较低副瓣的前提下保证较深的具有一定宽度的深零陷，见图 2。

当归一化主瓣杂波频率 $f_c=0.3, f_0=0.4$ 时，主瓣杂波距离主瓣频率较近，如图 3 所示，此时常规的自适应方法虽然仍然能生成较低的零陷，但是其旁瓣也发生了严重的畸变，此时该方法显然已经不适用了。对于稀疏约束自适应滤波器后，该方法

具有与1DT法相似的旁瓣,但是其在主瓣杂波处的零陷深度显然不如常规自适应方法。对于加权稀疏约束法而言,该方法不仅能够保持较低的旁瓣,而且能够形成比上述2种方法更好的具有一定宽度的深零陷。

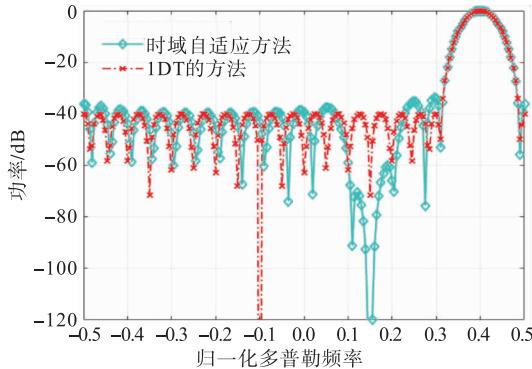


图2 1DT法与常规自适应频率响应图

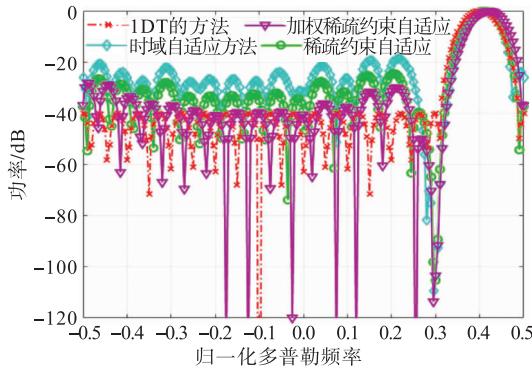


图3 4种方法的频率响应图

通过输出时域滤波器的信杂比(Signal-to-Clutter-noise Ratio, SCR)衡量滤波器的性能,其定义为

$$\text{SCR} = \frac{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_s \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{c+i} \boldsymbol{\omega}}$$

式中: $\boldsymbol{\omega}$ 表示时域滤波器的权值; \mathbf{R}_s 表示期望信号时域自相关矩阵; \mathbf{R}_{c+i} 表示噪声加杂波的时域自相关矩阵。

根据图4可以看出,加权稀疏约束的空时自适应处理方法的输出信杂比优于1DT法、常规自适应方法和稀疏约束的方法,表明该方法能够有效抑制杂波,尤其是对主瓣杂波的抑制具有非常好的效果。

在实际情况中天线阵元难免存在阵元幅相误差,由文献[23]可知幅相误差均满足零均值的高斯分布,在本文中取幅相误差均服从均值为零,方差为5%的高斯分布,与文献[23]分析方法一致,可以得到4种算法的输出信杂比的对比图,见图5。

由图5可知当存在幅相误差时,在时域处理中加权稀疏约束自适应的方法性能仍然优于1DT的方法和时域自适应处理方法,并且与图4对比,加权稀疏约束的空时自适应方法输出信杂比损失较小,抗幅相误差的性能较好。

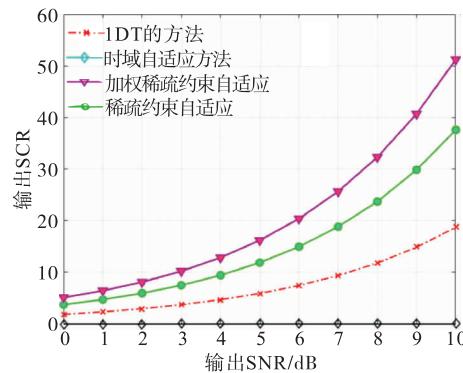


图4 4种方法的输出信杂比

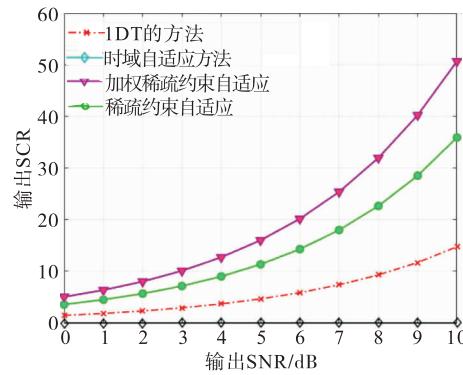


图5 存在幅相误差时4种方法的输出信杂比

5 结语

文中提出基于加权稀疏约束的时域自适应空时处理方法,将阵列信号处理中的自适应波束形成的思想引入时域自适应处理,设计的时域滤波器不仅有较低的旁瓣而且能够在主瓣杂波频率形成具有一定宽度的深零陷,能够有效提高对杂波的抑制性能,并且在存在幅相误差时具有较好的稳健性,最后仿真实验证了算法抑制杂波的性能较好。

参考文献

- [1] BRENNAN L E, REED L S. Theory of Adaptive Radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, 9(2): 237-252.
- [2] KLEMM R. New Airborne MTI Technique[C]//In-Proceedings IEEE Radar. London, UK: IEEE, 1987: 380-384.
- [3] HAIMOVICH A M, BAR-NESS Y. An Eigen Analysis Interference Canceler[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1991, 39(1): 76-84.
- [4] GOLDSTEIN J S, REED I S. Reduced-Rank Adaptive Filtering[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(2): 492-496.
- [5] GABRIEL W F. Adaptive Digital Processing Investigation of the DFT Sub-Banding vs Transversal Filter Canceler [R]. USA: Naval Research Laboratory, 1986.

- [6] KLEMM R. Adaptive Airborne MTI: An Auxiliary Channel Approach[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 1987, 134 (3) : 269 -276.
- [7] ZHANG Y, WANG H. Further Results of Σ -STAP Approach to Airborne Surveillance Radars [C]//In Proceedings 1997 IEEE International Radar Conference. Syracuse, New York, USA: IEEE, 1997: 337-342.
- [8] PARCHAMI M, AMINDAVAR H, RITCEY J A. A Class of Suboptimum Methods for Space-Time Adaptive Processing Using Empirical Characteristic Function [C]//2011 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP). Nice, France: IEEE, 2011: 721-724.
- [9] ZHANG W, HE Z S, LI H Y. Space Time Adaptive Processing Based on Sparse Recovery and Clutter Reconstructing[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, 13(5): 789-794.
- [10] DUAN K Q, XU H, YUAN H D, et al. Three-Dimensional Sparse Recovery Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(19): 5478-5482.
- [11] CANDÈS E J, WAKIN M B, Boyd S P. Enhancing Sparsity by Reweighted L_1 Minimization[J]. Journal of Fourier Analysis and Application, 2008(14): 877-905.
- [12] LIU Y P, WAN Q. Robust Beamformer Based on Total Ariaition Minimisation and Sparse-Constraint [J]. Electronics Letters, 2010, 46(10): 1697-1699.
- [13] 刘振,孙超,刘雄厚,等.一种加权稀疏约束稳健 Capon 波束形成方法[J].物理学报,2016,65 (10):151-159.
- [14] CHEN S S, DONOHO D, MICHAEL S. Atomic Decomposition by Basis Pursuit[J]. Siam Review, 2001, 43(1):33-61.
- [15] 谷泓,赵永波,张守宏.一种基于数字综合算法的 MTD 滤波器设计方法[J].航空计算技术,2002,32 (2): 58-62.
- [16] 庞晓娇,赵永波,曹成虎,等.基于时域自适应 FIR 滤波的空时处理方法[J].系统工程与电子技术,2019,41 (12):2669-2674.
- [17] ZHANG Y, NG B P, WAN Q. Sidelobe Suppression for Adaptive Beamforming with Sparse Constraint on Beam Pattern[J]. Electronics Letters, 2008, 44(10): 615-616.
- [18] 刘翼鹏. 基于凸优化的参数化稀疏估计理论及其应用[D]. 成都:电子科技大学,2011.
- [19] 田明月,廖桂生,李云鹏,等.超高速平台载雷达杂波特性与抑制方法[J].系统工程与电子技术,2020,42 (2):301-308.
- [20] 周延,姜博,聂卫科,等.空域分解的机载 MIMO 雷达空时处理方法[J].电子学报,2017,45 (10): 2348-2354.
- [21] 保铮,廖桂生,吴仁彪,等.相控阵机载雷达杂波抑制的时空维自适应滤波[J].电子学报,1993,21(9): 1-7.
- [22] WARD J. Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar[J]. IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing, 1993, 5 (1): 2809.
- [23] 廖桂生,保铮,张玉洪,等.阵元幅相误差对 AEW 雷达二维杂波功率谱的影响[J].电子学报,1994,22(3): 116-118.

(编辑:韩茜,徐楠楠)