

# 一种抑制严重非均匀杂波的机载 MIMO-STAP 方法

李彩彩, 廖桂生, 朱圣棋, 吴孙勇

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 在机载 MIMO 雷达体制下, 针对严重非均匀环境(包括斜视阵和前视阵近程段), 提出了一种新的基于时域平滑的两级级联降维 STAP 方法, 先后对杂波和孤立干扰进行抑制. 第一级对少量独立同分布(IID)辅助样本进行平滑, 用得到的所有样本估计杂波特性并用先时空自适应级联处理器(称为 mDT-SAP)中的 3DT-SAP(简称 3DT)方法进行抑制, 第二级用待检测距离单元数据进行平滑估计孤立干扰特性并用 3DT 方法进行抑制. 该方法克服了直接数据域(DDD)方法空时孔径损失大, 误差鲁棒性差及没有充分利用统计信息的缺点, 具有良好的性能. 计算机仿真实验验证了其有效性和优越性.

**关键词:** STAP (Space-Time Adaptive Processing); MIMO (Multiple Input Multiple Output) 雷达; 非均匀杂波

**中图分类号:** TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 03-0511-07

## An Airborne MIMO-STAP Method for Severely Non-Homogeneous Clutter Suppression

LI Cai-cai, LIAO Gui-sheng, ZHU Sheng-qi, WU Sun-yong

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

**Abstract:** A two stage hybrid reduced rank STAP method is proposed for severely non-homogeneous environment in MIMO radar. It firstly suppresses the clutter and then rejects isolated interferers. In the first stage, forward/backward temporal smoothing technique is applied to the limited secondary samples to gain more samples from which clutter covariance matrix is estimated. And then 3DT or 3CAP method is used for clutter suppressing. In the second stage, upon applying forward/backward temporal smoothing technique to the sample obtained from the range gate of interest, the covariance matrix of isolated interferers can be estimated. Subsequently 3DT method is also made use of to reject isolated interferers. The presented method possesses small spatial temporal aperture loss, well robustness to errors and makes good use of statistical information. Computer simulations verify its validity and robustness.

**Key words:** STAP (Space-Time Adaptive Processing); MIMO (Multiple Input Multiple Output) radar; non-homogeneous clutter

### 1 引言

传统的统计 STAP<sup>[1]</sup>算法需要大量独立同分布(IID)样本来估计杂波协方差矩阵, 满足此条件的杂波环境为均匀环境. 实际的杂波环境往往是非均匀的, 目前研究的非均匀现象主要有: 功率非均匀, 干扰目标和孤立干扰等.

功率非均匀主要是由杂波的反射特性不同引起的, 例如, 海陆交界, 山地和平原的交界, 城镇和郊区的连接处, 高大物体的遮挡以及人造强孤立固定散射点等均能

引起功率的变化. 功率非均匀杂波特性随距离单元剧烈变化, 使得符合 IID 条件的辅助样本数量非常有限.

干扰目标和孤立干扰都是由动目标引入的. 由于目标信号的距离和速度都是未知的, 因此对于某一主瓣方向的回波, 雷达是在主瓣方向逐个距离单元和多普勒通道进行检测的. 位于相邻距离单元的动目标称为干扰目标, 位于待检测距离单元但不在主瓣方向或待检测多普勒通道的动目标称为孤立干扰. 干扰目标的存在使杂波协方差矩阵不准确从而影响目标检测, 而孤立干扰信息无法通过相邻距离单元统计平均得到, 因此无法消除,

从而影响目标的检测. 干扰目标的影响可以通过样本挑选来避免, 本文研究含有孤立干扰的严重功率非均匀环境.

当孤立干扰的比例很大, 相邻距离单元中几乎不含待检测距离单元的干扰信息时, DDD 方法<sup>[2]</sup>由于只用到待检测距离单元的信息, 不受功率非均匀和干扰目标的影响, 能很好地抑制孤立干扰成为最有效的非均匀 STAP 方法, 但 DDD 方法空时孔径损失很大, 且误差鲁棒性差. 当孤立干扰比例不大, 即待检测距离单元大多数干扰信息都能从相邻距离单元获得时, 文献<sup>[3, 4]</sup>提出了一种两级混合 STAP 算法, 该算法先对待检测距离单元进行空域两阵元和时域两脉冲相消滤除目标信号, 得到五个样本, 用这五个样本估计孤立干扰特性并设计自适应滤波器, 然后再级联统计 STAP 进行均匀杂波抑制. 该方法由于在滤除孤立干扰时花费大量的自由度企图抑制强均匀杂波, 因此性能并不理想, 文献<sup>[5]</sup>针对这一情况提出了一种改进的级联算法, 该算法在抑制孤立干扰的 DDD 算法前引入了均匀杂波的预滤除处理, 该算法有助于更好地滤除孤立干扰, 但在样本数很少时无法得到精确的杂波协方差矩阵, 且滤除均匀杂波的预处理计算量很大, 针对该问题, 文献<sup>[6]</sup>提出了一种新的两级级联 STAP 算法, 该方法先根据均匀杂波的分布特性用辅助通道法对均匀杂波进行滤除, 然后再级联 DDD 算法滤除孤立干扰, 在正侧阵模式下具有很好的效果, 但在斜视阵和前视阵模式下, 杂波分布不再是直线形, 且具有距离依赖性, 因此辅助通道的选取比较困难. 在 MIMO 雷达体制下, 由于虚拟阵列孔径的增大和相干脉冲数的增多, 前级的辅助通道法均匀杂波预滤除对样本数量的需求也增大, 很难得到满足.

近年来 MIMO 雷达<sup>[7]</sup>是国内外专家研究的热点. 目前, 对 MIMO 雷达尚没有确定的定义, 文献中把分别具有多个发射和接收天线, 每个发射天线发射不同波形信号(可以是相关的或正交的)的雷达系统称之为 MIMO 雷达. 根据目前的研究, MIMO 雷达在目标检测<sup>[8]</sup>, 参数估计<sup>[9~11]</sup>, 成像<sup>[12]</sup>等许多方面均表现出优越性, 但 MIMO-STAP<sup>[13]</sup>方法研究的还比较少. 根据阵元间距的不同, MIMO 雷达可以分为两大类: 稀布式 MIMO 雷达<sup>[14]</sup>和共置 MIMO 雷达<sup>[15]</sup>. 稀布式 MIMO 雷达主要利用信号间的非相干性, 因此无法进行 STAP 处理; 共置 MIMO 雷达的阵元间距比较小, 所有的阵元都从同一个方向观察目标, 在相干处理间隔内得到的回波信号是相干的, 同一个动目标的多普勒频率也是固定不变的, 可以进行 STAP 处理. 本文中研究共置 MIMO 雷达的非均匀 STAP 算法, 考虑发射正交信号的共置 MIMO 雷达, 通过波形匹配, 在接收端恢复出每个发射阵元信号并

排列成虚拟阵列孔径, 然后利用所提出的算法解决孤立干扰所占比例不大的严重非均匀问题.

## 2 共置 MIMO 雷达信号模型

图 1 为 MIMO 雷达的结构示意图, 满足远场条件, 天线为均匀线阵, 设俯仰角为  $\varphi$ , 方位角为  $\theta$ ,  $M$  为发射天线数,  $N$  为接收天线数,  $\lambda$  为雷达工作波长,  $d_t$  为发射天线间距,  $d_r = \lambda/2$  为接收天线间距, 发射和接收天线共轴且第一个阵元重合, 这里为了清晰分开来画.  $\theta_p$  为偏航角(天线轴向与载机航向的夹角),  $\psi$  为锥角( $\cos\psi = \cos\theta\cos\varphi$ ),  $V$  为载机速度,  $V_t$  为目标速度.  $T$  为脉冲周期,  $l$  为脉冲下标,  $\tau$  为脉内慢时间, 假设发射信号均为带宽相同的阵列窄带信号, 第  $m$  个天线的发射信号为:

$$x_m(lT + \tau) = \sqrt{E} \phi_m(\tau) e^{j2\pi f(lT + \tau)} \quad (1)$$

其中,  $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ,  $\phi_m(\tau)$  表示第  $m$  个天线的未调制的波形,  $E$  为脉冲的发射功率,  $f$  为载频.

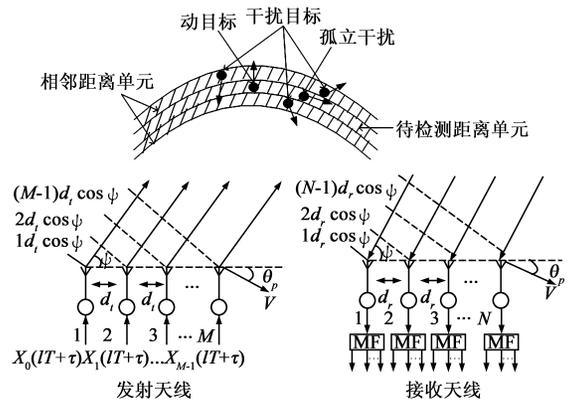


图1 共置MIMO雷达结构示意图

第  $n$  个接收天线接收到的解调信号可以表示为:

$$\begin{aligned} y_n(lT + \tau - \frac{2r}{c}) &\approx \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i \phi_m(\tau) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\cos(\psi_i)(d_n + d_m) + \cos(\theta_i + \theta_p)\cos(\varphi_i)2VTl + 2V_l Tl)} \\ &+ \sum_{i=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i \phi_m(\tau) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\cos(\psi_i)(d_n + d_m) + 2VTl\cos(\theta_i + \theta_p)\cos(\varphi_i))} \\ &+ v_n(lT + \tau) + \omega_n(lT + \tau) \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $r$  为雷达的观测距离,  $c$  为光速,  $\rho_i$  为目标信号回波的幅度,  $\rho_i$  为第  $i$  个杂波块的回波幅度,  $N_c$  为杂波块的个数,  $\psi_i$  为目标的锥角,  $\psi_i$  为第  $i$  块杂波的锥角,  $v_n$  为第  $n$  个天线接收到的干扰信号,  $\omega_n$  为第  $n$  个天线接收到的白噪声信号. 式(2)中的第一项为目标信号回波, 第二项为杂波信号, 我们主要考虑杂波信号和白噪声.

考虑天线发射具有零相关区域的二进制序列信号, 并假设感兴趣的距离单元均位于零相关区域. 文献<sup>[16]</sup>通过仿真, 说明了即使在多普勒频率很高的情况

下,该信号在零相关区域内的自相关和互相关旁瓣依然很低,也就是说多普勒频率几乎不影响波形的正交性,因此由多普勒频率引起的脉冲内相位变化可忽略.即满足关系:

$$\int \phi_m(\tau) \phi_k^*(\tau) d\tau = \delta_{mk} \quad (3)$$

经第  $m$  个发射波形匹配滤波之后的杂波加噪声信号可以表示为:

$$\begin{aligned} Y_{c,n,m,l} &= \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi(\cos\varphi_i(d_n + d_m) + \cos(\theta_i + \theta_p)\cos(\varphi_i)2Vl)} + \omega_{nm} \\ &= \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi(\omega_s(n + \frac{d}{d_r}m) + \omega_l)} + \omega_{nm} \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $\omega_s = \frac{d_r}{\lambda} \cos\varphi_i$  为接收端空域角频率,  $\omega_l = \frac{2V}{\lambda F_r} \cos(\theta_i + \theta_p)\cos(\varphi_i)$  为时域角频率,  $F_r = \frac{1}{T}$  为脉冲重复频率,  $\omega_{nm}$  为匹配滤波后的白噪声,方差  $\sigma_n^2$  不变,  $n=0,1,\dots,N-1$ ,  $m=0,1,\dots,M-1$ ,  $l=0,1,\dots,L-1$ , 当  $d_l = N \frac{\lambda}{2}$  时,  $\frac{d_l}{d_r} = N$ , 令  $k = n + Nm$ , 则  $k=0,1,\dots,MN-1$ , 式(4)可写为:

$$Y_{c,n,m,l} = \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi(\omega_k k + \omega_l)} + \omega_{nm} \quad (5)$$

由式(5)可知,匹配滤波后的信号等价于阵元数为  $MN$ , 间距为  $d = \frac{\lambda}{2}$  的均匀线阵所接收的空时二维信号. 即由  $M$  个发射阵元,  $N$  个接收阵元虚拟出了具有  $MN$  个等效阵元的均匀线阵,如图 2(b)所示.

图 2(a) 给出了 MIMO 雷达收发共用时的虚拟孔径,当发射阵元间距小于  $N \frac{\lambda}{2}$  时,虚拟孔径的排列介于 (a)、(b) 之间,当发射阵元间距大于  $N \frac{\lambda}{2}$  时,虚拟阵列孔径稀疏排列. 图中  $\circ$  代表发射阵元,  $\times$  代表接收阵元,  $\otimes$  代表收发共用阵元,虚拟阵元中颜色由浅到深代表不同发射阵元所虚拟出的阵元. 本文采用发射阵元间距等于  $N \frac{\lambda}{2}$  的情形,因为它的连续虚拟孔径最大.

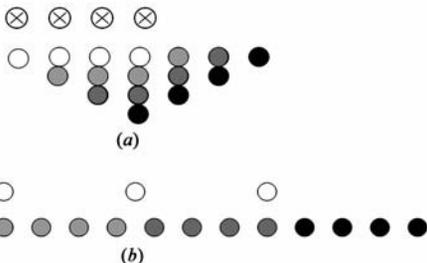


图 2 MIMO 雷达接收端等效虚拟空域阵列孔径

### 3 MIMO 雷达与相控阵雷达的信噪比, 杂噪比和信杂比分析

共置 MIMO 雷达与相控阵雷达之间有许多相似性, 我们甚至可以认为相控阵雷达是 MIMO 雷达各发射阵元发射相同波形信号(时延不同)时的一种特殊形式, 因此有必要研究 MIMO 雷达和相控阵雷达之间的信噪比, 杂噪比和信杂比之间的关系.

#### 3.1 相控阵雷达信噪比, 杂噪比和信杂比分析

天线阵列与图 1 所示 MIMO 雷达结构图相同, 收发天线共用, 间距为半波长, 且每个发射天线发射相同的波形信号, 考虑单个脉冲, 在窄带假设下, 目标处接收的信号为:

$$p(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{a_m E} \phi(\tau - \frac{r}{c}) e^{j\frac{2\pi d m}{\lambda} (\cos(\varphi_i) - \cos(\psi))} \quad (6)$$

其中  $a_m$  为发射损耗因子, 当  $\varphi_i = \psi$  时, 在目标方向形成主波束, 则:

$$p(\tau) = M \sqrt{a_r E} \phi(\tau - \frac{r}{c}) \quad (7)$$

假设目标和杂波的雷达截面积(RCS)为  $\sigma_t$  和  $\sigma_c$ , 接收损耗因子为  $a_r$ , 则单个接收阵元的回波信号为:

$$x(\tau) = M \sqrt{\sigma_t a_r a_t E} \phi(\tau - \frac{2r}{c}) + v(\tau) \quad (8)$$

其中  $v(\tau)$  为接收机高斯白噪声, 由于雷达是逐个距离单元进行处理的, 考虑距离压缩后的回波信号:

$$z(\tau) = M \sqrt{\sigma_t a_r a_t E} r(\tau - \frac{2r}{c}) + n(\tau) \quad (9)$$

式中  $n(\tau)$  为距离压缩后的噪声, 设方差为  $\sigma_n^2$ , 分别用 SNR 和 SCR 表示信噪比和杂噪比, 下标  $p$  和  $m$  表示相控阵雷达和 MIMO 雷达, 则阵元域的信噪比为:

$$\text{SNR}_p = \frac{(M \sqrt{\sigma_t a_r a_t E})^2}{\sigma_n^2} = \frac{M^2 \sigma_t a_r a_t E}{\sigma_n^2} \quad (10)$$

杂噪比为:

$$\text{SCR}_p = \frac{(M \sqrt{\sigma_c^p a_r a_t E})^2}{\sigma_n^2} = \frac{M^2 \sigma_c^p a_r a_t E}{\sigma_n^2} \quad (11)$$

对于  $N$  个接收阵元,  $K$  个相干积累脉冲, 接收端波束形成及脉冲积累后, 信号进行相干积累, 功率增大  $N^2 K^2$  倍, 而噪声进行非相干积累, 功率增加  $NK$  倍, 所以检测前信噪比为:

$$\text{SNR}_p = \frac{M^2 NK \sigma_t a_r a_t E}{\sigma_n^2} \quad (12)$$

杂噪比为:

$$\text{CNR}_p = \frac{M^2 NK \sigma_c^p a_r a_t E}{\sigma_n^2} \quad (13)$$

其中  $\sigma_c = \sigma^0 A$ ,  $\sigma^0$  为地面杂波的归一化后向散射系数,  $A$  是地面散射单元的有效面积,  $A = \rho_a \rho_{gr}$ ,  $\rho_a$  为方位分

分辨率,  $\rho_{gr}$  为距离分辨率,  $\rho_a = \frac{RF\lambda}{2KV\cos(\varphi)}$ ,  $F_r$  为脉冲重复频率,  $\lambda$  为雷达工作波长,  $V$  为载机速度,  $R$  为雷达到散射单元中心的距离,  $\varphi$  为入射余角, 当  $\varphi$  很小时,  $\rho_a \approx \frac{RF\lambda}{2KV}$ ,  $\rho_{gr} = \frac{c}{2B}$ , 其中  $c$  为光速,  $B$  为信号带宽, 可得:

$$\text{CNR}_p = \frac{M^2 NK a_t a_r \sigma^0 E c RF \lambda}{\sigma_n^2 2B 2KV} \quad (14)$$

对于同一雷达, 在未作杂波抑制处理时, 不管是在阵元域还是波束域, 目标和杂波都是等价对待的, 因此信杂比只取决于 RCS 之比, 所以:

$$\text{SCR}_p = \frac{\sigma_s}{\sigma_c^p} \quad (15)$$

### 3.2 MIMO 雷达信噪比, 杂噪比和信杂比分析

MIMO 雷达的结构如图 1 所示, 考虑 MIMO 雷达和相控阵雷达照射的是同一片区域, 由于发射端发射正交波形, 不能进行波束形成, 目标处接收的信号为:

$$p(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{a_t E} \phi_m(\tau - \frac{r}{c}) e^{j\frac{2\pi d m}{\lambda} \cos(\psi_t)} \quad (16)$$

第  $n$  个接收单元的回波为:

$$x_n(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{\sigma_t a_t a_r E} \phi_m(\tau - \frac{r}{c}) e^{j\frac{2\pi d m}{\lambda} \cos(\psi_t)} e^{j\frac{2\pi d n}{\lambda} \cos(\psi_r)} + v(\tau) \quad (17)$$

分别用  $M$  个发射波形对每个接收单元的回波进行匹配滤波, 则:

$$z_{nm}(\tau) = \sqrt{\sigma_t a_t a_r E} r_m(\tau - \frac{r}{c}) e^{j\frac{2\pi d m}{\lambda} \cos(\psi_t)} e^{j\frac{2\pi d n}{\lambda} \cos(\psi_r)} + w_{nm}(\tau) \quad (18)$$

匹配滤波后的信号排列成如图 2(b) 所示的虚拟阵列孔径, 虚拟阵元数为  $MN$ , 则每个虚拟阵元的信噪比为:

$$\text{SNR}_m = \frac{\sigma_t a_t a_r E}{\sigma_n^2} \quad (19)$$

对于  $MN$  个虚拟阵元,  $K$  个相干积累脉冲, 接收端波束形成及脉冲积累后, 信号进行相干积累, 功率增加  $M^2 N^2 K^2$  倍, 噪声进行非相干积累, 功率增加  $MNK$  倍, 所以检测前的信噪比为:

$$\text{SNR}_m = \frac{MNK \sigma_t a_t a_r E}{\sigma_n^2} \quad (20)$$

比较式(12)和式(20), 可以得出结论, 在脉冲积累个数相同的情况下, 相对于相控阵雷达, MIMO 雷达的信噪比下降  $M$  倍, 为了达到相同的信噪比, MIMO 雷达的脉冲积累个数需增加  $M$  倍. 本文中我们主要考虑预警和监视雷达, 由于 MIMO 雷达在发射端未进行波束形成, 所以其照射面积是相控阵雷达的  $M$  倍, 在扫描周期相同时, MIMO 雷达的相干积累时间是相控阵雷达的  $M$  倍. 由于地面动目标的速度一般情况下不会太大, 所以

它的相干脉冲积累时间也比较长, 在扫描周期不是很大, 发射阵元数不是特别多的情况下, MIMO 雷达的相干积累时间是可以保证的. 当 MIMO 雷达脉冲个数为相控阵雷达的  $M$  倍时, 两者的输出信噪比相等. 在虚拟阵元域 MIMO 雷达的杂噪比为:

$$\text{CNR}_m = \frac{\sigma_c^m a_t a_r E}{\sigma_n^2} = \frac{\sigma_c^p a_t a_r E}{M \sigma_n^2} = \frac{\text{CNR}_p}{M^3} \quad (21)$$

脉冲积累个数为  $MK$ , 未做杂波抑制时的 MIMO 雷达检测前杂噪比为:

$$\text{CNR}_m = \frac{M^2 NK a_t a_r E c RF \lambda}{\sigma_n^2 2B 2MKV} = \frac{\text{CNR}_p}{M} \quad (22)$$

由式(21)和式(22)可知, 与相控阵雷达相比, 在接收阵元域(MIMO 雷达为虚拟阵元), MIMO 雷达杂噪比下降了  $M^3$  倍, 空时域波束形成后(未做杂波抑制的情况)杂噪比下降  $M$  倍.

同相控阵雷达的信杂比相似, MIMO 雷达的信杂比为:

$$\text{SCR}_m = \frac{\sigma_s}{\sigma_c^m} = \frac{\sigma_c^p}{\sigma_c^m} \text{SCR}_p = M \cdot \text{SCR}_p \quad (23)$$

通过以上分析, 可知当 MIMO 雷达脉冲数为  $MK$  时, MIMO 雷达和相控阵雷达可以达到相同的输出信噪比, 且未做杂波抑制时的检测前杂噪比下降  $M$  倍, 信杂比提高  $M$  倍, 更有利于检测. 而且 MIMO 雷达的虚拟阵列孔径和时域孔径都远远大于相控阵, 为我们利用有效的算法增大样本个数, 提高分辨率提供了充分的空间.

## 4 严重非均匀杂波下基于时域平滑的两级级联降维 STAP 方法

通过第二节对 MIMO 雷达信号的描述, 可知 MIMO 雷达能够增大虚拟空域孔径, 大的空域孔径能够提高对杂波的空域分辨能力, 这对改善 STAP 在主杂波区的性能是非常有利的. 而第三节通过对相控阵雷达和 MIMO 雷达信噪比, 杂噪比和信杂比的分析, 得出了在保证输出信噪比相同的条件下, MIMO 雷达具有更长的相干积累时间和更低的杂噪比的结论, 长的相干积累时间有利于在严重非均匀杂波环境下, 通过时域平滑增加样本个数, 而低的杂噪比有利于 STAP 的杂波抑制. 本节在第二、三节分析的基础上提出了利用 MIMO 雷达抑制严重非均匀杂波的两级级联降维 STAP 方法.

本文考虑孤立干扰所占比例不大的严重非均匀环境(仅有有限个 IID 样本), 这在实际中是经常遇到的. 提出的基于时域平滑的两级级联非均匀降维 STAP 方法首先在共置 MIMO 雷达体制下增大虚拟阵列孔径, 然后第一步对每个 IID 样本主要在时域平滑增加样本个数, 用得到的所有样本估计杂波协方差矩阵, 再用

3DT<sup>[17]</sup>方法抑制均匀杂波;第二步对待检测距离单元做同样的时域平滑处理,并用得到的样本估计孤立干扰协方差矩阵,再用 3DT 方法进行抑制.其流程框图如图 3 所示.

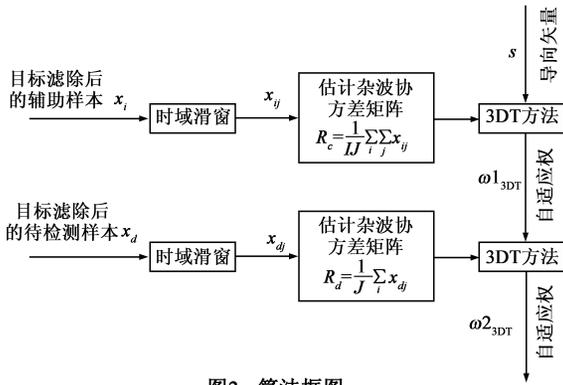


图3 算法框图

与以往的先抑制均匀杂波后抑制孤立干扰方法不同,由于 MIMO 雷达虚拟阵列孔径和时域积累脉冲数大大增加,在抑制均匀杂波时,即便采用降维方法,也很难满足对 IID 样本的需求,因此对于辅助样本,采用时域平滑来增加样本数量,同时由于辅助样本具有一定的数量,且抑制均匀杂波时采用了 3DT 方法,大大降低了需要通过平滑得到的样本数量,时域子孔径可以取大一些.传统的 DDD 方法的前提要求阵列为均匀线阵,因此当阵列误差存在时,性能下降严重,本文在时域平滑,既充分保留了宝贵的空域孔径,又增加了对误差的稳定性.

假设辅助样本有  $L$  个,分别为  $\mathbf{X}_l, l = 1, 2, \dots, L$ , 待检测样本为  $\mathbf{X}_d, \mathbf{X}_l$  和  $\mathbf{X}_d$  均为  $N_1 \times K_1$  维的空时数据矩阵,对于所有的样本为了避免目标相消,利用空域两阵元和时域两脉冲相消来滤除目标:

$$\mathbf{X1} = \mathbf{X}(1:N1-1, :) - e^{-jw_s \omega} \mathbf{X}(2:N1, :)$$

$$\mathbf{X2} = \mathbf{X}(:, 1:K1-1) - e^{-jw_l} \mathbf{X}(:, 2:K1)$$

$$\mathbf{X3} = \mathbf{X}(1:N1-1, 1:K1-1) - e^{-jw_s \omega} e^{-jw_l} \mathbf{X}(2:N1, 2:K1) \quad (24)$$

其中  $N1 = MN$  为虚拟阵元数,  $K1 = MK$  为脉冲个数,  $w_s$  为主波束方向的空域角频率,  $w_l$  为待检测多普勒通道的时域角频率,由式(24)可以看出,目标滤除虽然牺牲了一个空域孔径和一个时域孔径,但样本增加为原来的 3 倍.在此基础上进行前后向平滑,设空域滑动孔径为  $N2 = N1 - 1$ , 时域滑动孔径为  $K2$ , 则  $\mathbf{X1}, \mathbf{X2}, \mathbf{X3}$  前后向滑动后得到的样本数分别为  $2 \times (K1 - K2 + 1), 2 \times 2 \times (K1 - K2)$  和  $2 \times (K1 - K2)$ , 则由单个初始样本可得到  $I = 2 \times (K1 - K2 + 1) + 2 \times 2 \times (K1 - K2) + 2 \times (K1 - K2)$  个样本,对于本文方法,在抑制杂波时为了得到充足的样本,需满足:

$$L \times I \geq 6 \times 3 \times (N1 - 1) \quad (25)$$

通过近似计算,可以得出:

$$K2 \leq \frac{K1}{3} - \frac{3 \times (N1 - 1)}{15L} \quad (26)$$

杂波协方差矩阵的估计:

$$\bar{\mathbf{R}}_c = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^I \text{vec}(\mathbf{x}_{li}) \text{vec}(\mathbf{x}_{li})^H}{LI} \quad (27)$$

孤立干扰协方差矩阵的估计:

$$\bar{\mathbf{R}}_d = \frac{\sum_{i=1}^I \text{vec}(\mathbf{X}_{di}) \text{vec}(\mathbf{X}_{di})^H}{I} \quad (28)$$

式中  $\text{vec}$  代表矢量化操作,即把矩阵逐列连接成列的列矢量.

根据 LCMV 准则,第一级求得抑制均匀杂波的自适应权:

$$\omega_{1_{3DT}} = \mu \mathbf{1} \mathbf{R}_{c_{3DT}}^{-1} \mathbf{s}_{3DT} \quad (29)$$

其中  $\mathbf{R}_{c_{3DT}} = \mathbf{T}_{3DT} \bar{\mathbf{R}}_c$ ,  $\mathbf{s}_{3DT} = \mathbf{T}_{3DT} \mathbf{s}$ ,  $\mu \mathbf{1} = \frac{1}{\mathbf{s}_{3DT}^H \mathbf{R}_{c_{3DT}}^{-1} \mathbf{s}_{3DT}}$ ,  $\mathbf{T}_{3DT}$  为降维矩阵,  $\mathbf{s}$  为空时导向矢量.同样第二级根据 LCMV 准则求得抑制孤立干扰的自适应权:

$$\omega_{2_{3DT}} = \mu \mathbf{2} \mathbf{R}_{d_{3DT}}^{-1} \omega_{1_{3DT}} \quad (30)$$

其中  $\mathbf{R}_{d_{3DT}} = \mathbf{T}_{3DT} \bar{\mathbf{R}}_d$ ,  $\mu \mathbf{2} = \frac{1}{\omega_{1_{3DT}}^H \mathbf{R}_{d_{3DT}}^{-1} \omega_{1_{3DT}}}$

## 5 仿真验证

仿真实验对所提方法在 MIMO 雷达体制及与之对应的相控阵雷达体制下的性能进行了对比,仿真所用雷达结构如图 1 所示,天线实际采用  $6 \times 6$  的矩形面阵,对每一列进行微波列合成作为等效的发射天线阵元和接收天线阵元,发射和接收阵元数相等,即  $M = N = 6$ , 雷达工作波长  $\lambda = 0.23\text{m}$ , 脉冲重复频率为  $F_r = 1500\text{Hz}$ , 载机速度  $V = 120\text{m/s}$ , IID 样本数  $L = 20$ , 分别工作于正侧阵,前视阵两种模式下(偏航角  $\theta_p = 0^\circ, -90^\circ$ ),对于相控阵雷达,收发天线共用,阵元间距  $d = \lambda/2$ , 相干脉冲数  $K = 8$ , 接收阵元的杂噪比  $\text{CNR} = 60\text{dB}$ ; 对于 MIMO 雷达,收发不再共用,发射和接收天线共轴且第一个阵元重合,接收天线间距  $d_r = \lambda/2$ , 发射天线间距  $d_t = Nd_r = N\lambda/2$ , 相干脉冲数  $K1 = MK = 48$ , 虚拟阵元杂噪比  $\text{CNR} = 36\text{dB}$ . 图 4, 5, 6 分别给出了 MIMO 雷达和相控阵雷达在正侧阵和前视阵模式下的信干噪比损失 (SINR loss), 空域方向图和杂波剩余功率, 在每幅图中, 上半部分 (a) 和下半部分 (b) 分别为正侧阵和前视阵的仿真结果, 左半部分和右半部分分别为无误差和 5% 阵元幅相误差时的仿真结果, 线条注释中  $m$  代表 MIMO 雷达,  $p$  代表与之相对应的相控阵雷达,  $\text{opt}$  表示采用最优方法抑制杂波和孤立干扰, 3DT 表示采用 3DT 方法抑制杂波和孤立干扰.

图4为信干噪比损失,定义为输出信干噪比与最优信干噪比的比值.横坐标为归一化多普勒频率.由图4可以看出,不管是在正侧阵还是前视阵模式下,MIMO雷达在旁瓣杂波区和主瓣杂波区均具有良好的性能和误差鲁棒性,且3DT方法的性能基本接近最优方法的性能.与MIMO雷达相比,相控阵雷达在主杂波区的性能较差,且对误差比较敏感,尤其是在前视阵模式下,性能下降更为严重,受误差的影响也更为严重.

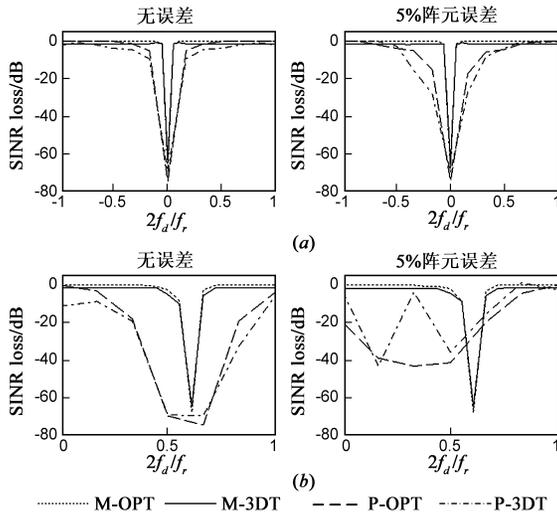


图4 信干噪比损失

图5为空域方向图,MIMO和相控阵雷达均取归一化多普勒频率为 $f_d = 0.3$ 时的空域方向图,由图5可以看出,在正侧阵模式下,MIMO和相控阵雷达均能在空域(锥角余弦 $\cos\psi = 0.3$ 处)形成很深的主杂波凹口,且3DT方法性能接近最优方法,但相控阵雷达的主瓣宽度和旁瓣高度都远远超出了MIMO雷达,在误差存在时,主杂波凹口变浅,主瓣方向图畸变.在前视阵模式下,不管误差存在与否,MIMO雷达均能保持良好的性能,在空域形成很深的凹口(锥角余弦 $\cos\psi = \pm 0.5$ 处),而

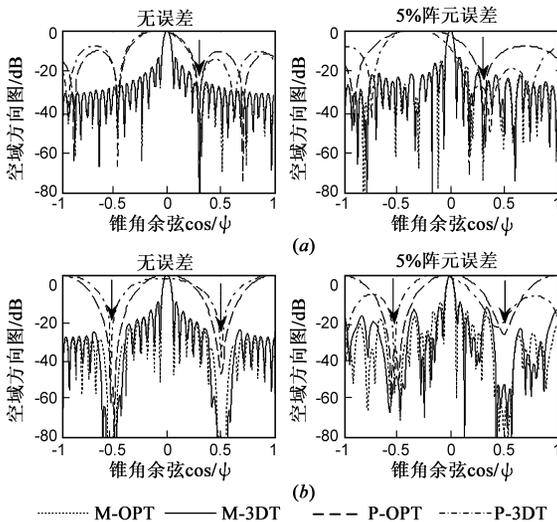


图5 空域方向图

相控阵雷达在无误差时凹口比较浅,旁瓣畸变到与主瓣一样高的程度,在误差存在时,性能进一步恶化,杂波凹口更浅,方向图主瓣畸变更加严重.

图6为第100到160个距离单元的杂波剩余功率,对于MIMO雷达,分别在110和130号距离单元注入信杂比分别为 $-15\text{dB}$ 和 $-20\text{dB}$ 的动目标(空域方向为主波束方向,归一化多普勒频率为 $f_d = 0.1$ ),在150号距离单元注入一干杂比为 $-10\text{dB}$ 的孤立干扰(空域锥角为 $60^\circ$ ,归一化多普勒频率为 $f_d = 0.45$ ),对于相控阵雷达,分别在115和135号距离单元注入信杂比分别为 $-23\text{dB}$ 和 $-28\text{dB}$ 的动目标(空域方向为主波束方向,归一化多普勒频率为 $f_d = 0.1$ ),在155号距离单元注入一干杂比为 $-18\text{dB}$ 的孤立干扰(空域锥角为 $60^\circ$ ,归一化多普勒频率为 $f_d = -0.6$ ).由图(6)可以看出,MIMO雷达在正侧阵和前视阵模式下,均能很好地检测出目标和干扰,且具有良好的误差鲁棒性能,3DT方法的性能接近最优方法的性能,与MIMO雷达相比,相控阵雷达在没有误差时,杂波剩余功率略高,在误差存在时,杂波剩余功率很大,目标已经淹没在杂波中.

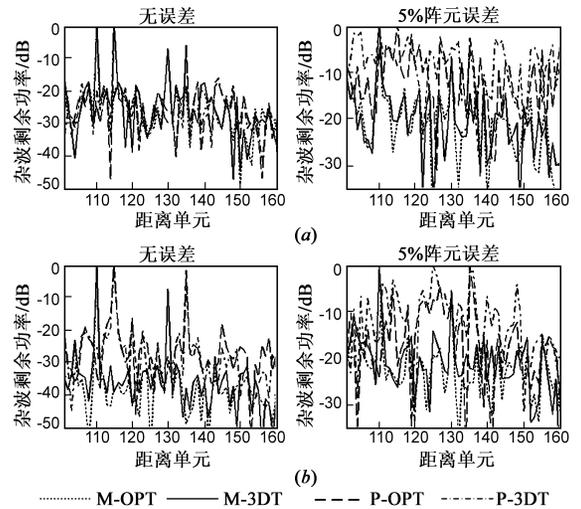


图6 杂波剩余功率

## 6 结论

本文提出的两级级联机载MIMO-STAP严重非均匀杂波抑制方法,充分利用MIMO雷达大的虚拟空域孔径和长的相干积累时间,通过时域平滑增加样本个数,克服了相控阵雷达体制下以DDD方法为代表的已有非均匀STAP方法空时孔径损失大,误差鲁棒性差,没有充分利用统计信息等缺点,大大提高了严重非均匀环境下(包括斜视阵和前视阵近程杂波)主瓣杂波区的STAP性能,有利于慢速运动目标的检测.

## 参考文献

- [1] L E Brennan, I S Reed. Theory of adaptive radar[J]. IEEE Trans on AES, 1973, 9(2): 237 - 252.

- [2] T K Sarkar, H Wang, S Park. A deterministic least-squares approach to space-time adaptive processing (STAP) [J]. IEEE Trans on AP, 2001, 49(1): 91 – 103.
- [3] R S Adve, T B Hale, M C Wicks. A two stage hybrid space-time adaptive processing algorithm [A]. Proc IEEE Radar Conference [C]. Boston: IEEE, 1999. 279 – 284.
- [4] R S Adve, T B Hale, M C Wicks. Practical joint domain localized adaptive processing in homogeneous and nonhomogeneous environments. Part 2: Nonhomogeneous environments [J]. Proc IEEE RSN, 2000, 147(2): 66 – 74.
- [5] 董瑞军. 机载雷达非均匀 STAP 方法及其应用 [D]. 陕西西安: 西安电子科技大学, 2002.  
DONG Ruijun. Study of Nonhomogeneous STAP and Its Application to Airborne Radar [D]. Xi'an, Shaanxi: Xidian University, 2002. (in Chinese)
- [6] 王万林, 廖桂生, 张光斌. 一种新的相控阵机载预警雷达孤立干扰抑制方法 [J]. 电子与信息学报, 2005, 27(2): 278 – 282.  
Wang Wanlin, Liao Guisheng, Zhang Guangbin. A new method to isolated interferers suppression for phased array AEW radar [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(2): 278 – 282. (in Chinese)
- [7] E Fishler, A Haimovich, R S Blum, D Chizhik, L J Cimini, R A Valenzuela. MIMO radar: An idea whose time has come [A]. Proc 2004 IEEE Radar Conference [C]. Philadelphia, Pa, USA: IEEE, 2004. 71 – 78.
- [8] A Sheikhi, A Zamani. Temporal coherent adaptive target detection for multi-input multi-output radars in clutter [J]. Radar, Sonar & Navigation, IET, 2008, 2(2): 86 – 96.
- [9] N H Lehmann, E Fishler, A M Haimovich, R S Blum, D Chizhik, J Leonard, J Cimini, R A Valenzuela. Evaluation of transmit diversity in MIMO-Radar direction finding [J]. IEEE Trans on SP, 2007, 55(5): 2215 – 2225.
- [10] Q He, R S Blum, H Godrich, A M Haimovich. Cramer-Rao bound for target velocity estimation in MIMO radar with widely separated antennas [A]. CISS 2008 [C]. Princeton, NJ, USA: IEEE, 2008. 123 – 127.
- [11] H Godrich, A M Haimovich, R S Blum. Cramer Rao Bound on target localization estimation in MIMO radar systems [A]. CISS 2008 [C]. Princeton, NJ, USA: IEEE, 2008. 134 – 139.
- [12] 朱宇涛, 郁文贤, 粟毅. 一种基于 MIMO 技术的 ISAR 成像算法 [J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1885 – 1894.  
Zhu Yutao, Yu Wen xian, Su Yi. An ISAR imaging method based on MIMO technique [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9): 1885 – 1894. (in Chinese)
- [13] C Y Chen, P P Vaidyanathan. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions [J]. IEEE Trans on SP, 2008, 56(2): 623 – 634.
- [14] A M Haimovich, R S Blum, L J Cimini. MIMO radar with widely separated antennas [J]. IEEE Signal Processing, 2008, 25(1): 116 – 129.
- [15] J Li, P Stoica. MIMO radar with colocated antennas [J]. IEEE Signal Processing, 2007, 24(5): 106 – 114.
- [16] M Jin, G S Liao, J Li. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar [J]. IEEE Signal Processing, 2009, 89: 244 – 251.
- [17] 保铮, 张玉洪, 廖桂生, 王永良, 吴仁彪. 机载雷达空时二维信号处理 [J]. 现代雷达, 1994, 16(1): 38 – 48.  
BAO Zheng, ZHANG Yuhong, LIAO Guisheng, WANG Yongliang, WU Renbiao. Space-time processing for airborne radars [J]. Modern Radar, 1994, 16(1): 38 – 48. (in Chinese)

#### 作者简介



李彩彩 女, 1982 年出生于河南漯河, 2006 年获得西安电子科技大学学士学位并继续攻读硕士学位, 2008 年转入攻读博士学位. 主要研究方向为阵列信号处理, 空时二维信号处理, MIMO 雷达信号处理等.

E-mail: licai511@163.com



廖桂生 男, 1963 年生于广西桂林. 现为西安电子科技大学信号与信息处理学科博士生导师, 国家杰出青年基金获得者, 长江学者特聘教授. 先后主持和承担了国防 973 项目课题、国家“863”高新技术项目、国防科技预研、国家自然科学基金等十余项科研任务. 目前主要研究方向为分布式小卫星雷达系统、阵列信号处理以及地面运动目标检测等. E-mail: gsliao@xidian.edu.cn