密集MIMO雷达性能分析及试验验证

肖文书,张二伟

(南京电子技术研究所 南京 210039)

【摘要】针对密集MIMO雷达在性能方面研究存在的不足,指出了密集MIMO虚拟孔径的本质,推导出密集MIMO雷达测 角精度和孔径积累得益,仿真给出了两种雷达阵列模型的测角精度。试验结果表明,与相控阵雷达进行对比,当积累时间相 同时,密集MIMO雷达综合探测性能较差,必须通过增加积累时间来提高探测性能。

关键 词 测角精度;密集MIMO阵列; MIMO雷达;虚拟孔径 中图分类号 TN957 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2016.01.010

Performance Analysis and Experimental Verification for Co-Located MIMO Radar

XIAO Wen-shu and ZHANG Er-wei

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology Nanjing 210039)

Abstract Recently, the co-located multi-input multi-output (MIMO) radar has become the focus of intensive research, but the performances achieved are not satisfied. In this paper, for the co-located MIMO radar, the nature of virtual aperture is researched. The angle measurement accuracy and the gain of aperture accumulation are also derived. In order to verify the detection performance, an experimental platform has been built and the experiment to detect the airplanes has been developed. Finally, the comprehensive properties of co-located MIMO radar are studied.

Key words angle measurement accuracy; co-located MIMO array; MIMO radar; virtual aperture

多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)雷达是一种新体制雷达^[1],有广泛的应用前 景,在信号检测、参数估计、空间分辨力等方面具 有诸多优点^[2]。MIMO利用多个发射天线同步地发射 分集的波形,同时使用多个接收天线接收回波信号, 并集中处理。相比传统相控阵雷达, MIMO雷达在 平滑RCS起伏、提高分辨力和抑制干扰等方面具有 很大的优势,成为国内外学者研究的热点。MIMO 雷达种类很多,根据雷达天线单元分布,目前学术 界广泛采用的分类方式有两大类[2-3]:集中式相参 MIMO雷达(密集MIMO雷达),其天线阵元间距满足 $\leq \lambda/2$,主要通过波形分集形成大的虚拟孔径,从 而提高角分辨力; 大间距统计MIMO雷达, 其天线 阵元间距满足≥*λR*/*D*^[1](*R*为发射天线和目标之间 的间距, D为目标尺寸), 主要通过空间分集克服目 标RCS起伏,从而提高检测性能和参数估计的能力。

大量文献分析了密集MIMO雷达的性能^[4-8],主 要包括角度分辨率、测角精度、参数估计、检测性 能等。文献[4]分析了单站情况下密集MIMO雷达的 方向图,并与相控阵进行了比较; 文献[5]重点分析 密集MIMO雷达的角度分辨率和测角精度; 文献[6-7] 重点介绍了密集MIMO雷达参数估计方面的性能, 对角分辨率以及测角精度也有分析; 文献[8]重点分 析了密集MIMO雷达的检测性能。

现有文献对密集MIMO雷达的性能分析存在如下不足:1)测角精度和孔径积累得益方面的分析, 主要给出了结果,没有给出详细的推导过程;2)参数估计方面,重点分析虚拟阵列或者虚拟空间产生 过程及其对参数估计的贡献,对虚拟阵列的本质没 有明确分析;3)主要是理论和仿真分析,没有试验 数据的支撑。

本文分析了虚拟孔径的本质,理论推导给出了 密集MIMO雷达测角精度和孔径积累得益,给出了 两种特殊阵列分布场景下密集MIMO雷达测角精度 分析,最后给出了目标探测方面的试验结果。

1 信号模型

假设发射阵列和接收阵列都是一维均匀线阵,

收稿日期: 2014-11-18; 修回日期: 2015-01-12

基金项目: 部级预研基金

作者简介:肖文书(1977-),男,博士,高级工程师,主要从事雷达系统设计、信号处理方面的研究.

且收发共址。首先建立坐标系,以收发阵列所在直 线为X轴,如图1所示。发射和接收阵列分别有 M_t 和 M_r 个天线阵元,且发射阵列和接收阵列第1个阵元 均位于坐标原点,阵元间距分别为 d_t 和 d_r 。 M_t 个 发射天线单元发射 M_t 组正交波形,用 $s_m(t)$ 表示第 $m(m=1,2,\cdots,M_t)$ 种波形,且满足下式:

 $\frac{1}{T} \int_{0}^{T} s_{m}(t) s_{n}^{*}(t) dt = A_{0}^{2} \delta_{m,n} \quad m, n = 1, 2, \cdots M_{1} \quad (1)$

式中,T为信号持续时间; A_0 为发射信号幅度;(\bullet)^{*} 表示复共轭运算; $\delta_{m,n}$ 为Kronecker Delta函数。



图1 密集MIMO雷达模型

假设共有*P*个目标,且不考虑多普勒频率的影响,那么发射信号矢量*s*(*t*) = $[s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_t}(t)]^T$ 和接收信号矢量*y*(*t*)|_{MIMO} = $[y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_t}(t)]^T$ 满足:

$$\mathbf{y}(t)|_{\text{MIMO}} = \sum_{p=1}^{p} \alpha_{p} \mathbf{a}_{r}(\phi_{p}) \cdot \mathbf{a}_{t}^{T}(\phi_{p}) \mathbf{s}(t-\tau) + \mathbf{v}(t) \quad (2)$$

式中, α_p 表示第p个目标的散射系数(RCS); $v(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_{M_t}]^T$ 表示噪声矢量,噪声 v_k 为高 斯白噪声(均值为0,功率均为 σ_0),且相互独立; ϕ_p 表示第p个目标相对于收发阵列的到达角,由于收发 共址,第p个目标相对于发射阵列的角度也为 ϕ_p ; $a_t(\phi_p)$ 和 $a_t(\phi_p)$ 分别为接收和发射的导向矢量,表达 式分别为:

$$\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{\phi}_{\mathrm{p}}) = [1, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}d_{\mathrm{r}}\sin\phi_{\mathrm{p}}/\lambda}, \cdots, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M_{\mathrm{r}}-1)d_{\mathrm{r}}\sin\phi_{\mathrm{p}}/\lambda}]^{\mathrm{T}}$$
(3)

$$\boldsymbol{a}_{t}(\boldsymbol{\phi}_{n}) = [1, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}d_{t}\sin\phi_{p}/\lambda}, \cdots, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M_{t}-1)d_{t}\sin\phi_{p}/\lambda}]^{\mathrm{T}}$$
(4)

2 检测性能分析

文献[4]给出了密集MIMO雷达处理的一般过程,数学表达式为:

$$r(\theta, \tau)|_{MIMO} = [a_{r}(\theta) \otimes a_{t}(\theta)]^{H} \cdot \int y(t)|_{MIMO} \otimes h^{*}(t) dt \quad (5)$$

式中, (•)^H表示共轭转置运算; ⊗表示Kronecker积;
$$h(t) = \frac{s(t)}{A_{0}\sqrt{T}}$$
为匹配滤波器组。主要通过分析信噪比
改善来分析密集MIMO雷达的检测性能。

将式(2)代入式(5),可得:

$$r(\theta,\tau)|_{\text{MIMO}} = \sum_{p=1}^{P} \boldsymbol{a}_{r}^{\text{H}}(\theta)\boldsymbol{a}_{r}(\phi_{p})\alpha_{p}\boldsymbol{a}_{t}^{\text{T}}(\phi_{p}) \left[\int_{0}^{T} \boldsymbol{s}(t-\tau)\boldsymbol{h}^{\text{H}}(t)dt\right]\boldsymbol{a}_{t}^{*}(\theta) + \tilde{\boldsymbol{v}}|_{\text{MIMO}}$$
(6)

式中,噪声 $\tilde{v}|_{MMO}$ 为:

$$\tilde{v}|_{\text{MIMO}} = \boldsymbol{a}_{\text{r}}^{\text{H}}(\boldsymbol{\theta}) \int_{0}^{T} [\boldsymbol{a}_{\text{t}}^{\text{T}}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{h}(t)]^{\text{H}} \boldsymbol{v}(t) dt \qquad (7)$$

由式(6)可知:对于某个目标p,假定散射系数满 足 $|\alpha_p|=1$,当接收端形成的发射、接收波束指向与 目标实际方向匹配,即 $\theta = \phi_p$ 时,匹配滤波后的信 号幅度 $A_p|_{MMO}$ 为:

$$A_p \mid_{\text{MIMO}} = A_0 M_t M_r \sqrt{T} \tag{8}$$

再计算密集MIMO雷达中接收信号的噪声功率 $\sigma_{\epsilon}|_{_{\mathrm{MMO}}}$ 。

对式(7)求均值,可得:

$$E(\tilde{v}|_{MIMO}) = \boldsymbol{a}_{r}^{H}(\boldsymbol{\theta}) \int_{0}^{\tau} [\boldsymbol{a}_{t}^{T}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{h}(t)]^{H} E[\boldsymbol{v}(t)] dt = 0$$
 (9)
所以噪声 $\tilde{v}|_{MIMO}$ 的方差为:

$$D(\tilde{v}|_{\text{MIMO}}) = \boldsymbol{a}_{\text{r}}^{\text{H}}(\theta) \bigg[\int_{0}^{T} [\boldsymbol{a}_{\text{t}}^{\text{T}}(\theta)\boldsymbol{h}(t)]^{\text{H}} E[\boldsymbol{v}(t) \cdot \boldsymbol{v}^{\text{H}}(t)] [\boldsymbol{a}_{\text{t}}^{\text{T}}(\theta)\boldsymbol{h}(t)] dt \bigg] \boldsymbol{a}_{\text{r}}(\theta)$$
(10)

由于各路噪声相互独立,因此 $E[v(t)•v^{H}(t)] = \sigma_0 I_{M_t \times M_t}$,其中 $I_{M_t \times M_t}$ 表示 M_t 阶单位矩阵。据此,式(10)可以继续简化:

$$D(\tilde{v}|_{\text{MIMO}}) = \sigma_0 \boldsymbol{a}_{\text{r}}^{\text{H}}(\boldsymbol{\theta}) \boldsymbol{a}_{\text{r}}(\boldsymbol{\theta}) \boldsymbol{a}_{\text{t}}^{\text{T}}(\boldsymbol{\theta}) \left[\int_0^T \boldsymbol{h}(t) \boldsymbol{h}^{\text{H}}(t) dt \right] \boldsymbol{a}_{\text{t}}^*(\boldsymbol{\theta})$$
(11)

式中,
$$\int_0^T \boldsymbol{h}(t)\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}(t)\mathrm{d}t = \frac{1}{A_0^2 T} \int_0^T \boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}(t)\mathrm{d}t = I_{M_t \times M_t}$$
, 医此右.

$$D(\tilde{v}|_{MIMO}) = \sigma_0 \boldsymbol{a}_r^{H}(\boldsymbol{\theta}) \boldsymbol{a}_r(\boldsymbol{\theta}) \boldsymbol{a}_t^{T}(\boldsymbol{\theta}) \boldsymbol{a}_t^{*}(\boldsymbol{\theta}) = M_t M_r \sigma_0 (12)$$

所以,当发射、接收波束指向与目标实际方向

匹配时,目标回波经发射、接收波束形成及匹配滤 波后的信噪比SNR为:

$$SNR|_{MIMO} = \frac{|A_p|_{MIMO}|^2}{2\sigma_{\tilde{v}}|_{MIMO}} = M_{t}M_{r}T\frac{A_0^2}{2\sigma_0} \qquad (13)$$

对于相控阵雷达,当发射、接收波束指向与目标 实际方向匹配,即 $\theta = \phi_n$ 时,信号幅度 $A_n|_{PA}$ 为:

$$A_p \mid_{\mathsf{PA}} = A_0 M_t M_r \sqrt{T} \tag{14}$$

噪声功率为:

$$\sigma_{\tilde{v}}|_{PA} = D(\tilde{v}|_{PA}) = M_r \sigma_0 \tag{15}$$

因此,当发射、接收波束指向与目标实际方向

匹配时,相控阵雷达接收到的目标回波的信噪比为:

SNR
$$|_{PA} = \frac{|A_p|_{PA}|^2}{2\sigma_{\tilde{y}}|_{MMO}} = M_t^2 M_r T \frac{A_0^2}{2\sigma_0}$$
 (16)

对比式(13)和式(16)可知,在相同的积累时间(T)下,密集MIMO雷达的回波信噪比比相控阵雷达的小 M_t 倍。即积累时间相同时,对同一目标,相控阵雷达的检测能力比密集MIMO雷达高 M_t 倍。

3 虚拟阵列及测角性能分析

定义 $a(\theta) = a_r(\theta) \otimes a_t(\theta)$ 为密集MIMO雷达的 虚拟导向矢量(virtual steering vector),那么虚拟导向 矢量 $a(\theta)$ 的维数为 $M_t \times M_r^{[6-7,9]}$,它表示虚拟阵列的 单元数量。

虚拟阵列的波束形成过程可由下式给出: $F(\theta) = \left| \tilde{a}^{H}(\phi) \tilde{a}(\phi_{p}) \right| = \\ \left| (a_{r}^{H}(\phi) \otimes a_{t}^{H}(\phi))(a_{r}(\phi_{p}) \otimes a_{t}(\phi_{p})) \right| = \\ \left| (a_{r}^{H}(\phi)a_{r}(\phi_{p})) \otimes (a_{t}^{H}(\phi)a_{t}(\phi_{p})) \right| = \\ \left| a_{r}^{H}(\phi)a_{r}(\phi_{p}) \right| \cdot \left| a_{t}^{H}(\phi)a_{t}(\phi_{p}) \right|$ (17)

上述推导过程中,第二步表示对有*M*_t×*M*_r个单 元的虚拟阵列的空域匹配处理;第三步及第四步表 示发射阵列方向图和接收阵列方向图的乘积,两者 等价,即密集MIMO雷达虽然会产生多个虚拟单元, 但这些虚拟单元与实单元密切关联,不相互独立, 提供新的信息量少,在空域匹配处理过程中相互抵 消,对密集MIMO雷达的分辨率和测角精度没有贡 献。据此得到如下结论:

1) 密集MIMO雷达的方向图等价于发射阵列方 向图和接收阵列方向图的乘积,角度分辨率和测角 精度略优于相控阵雷达;

2) 密集 MIMO 雷达自由度 Rank($a(\theta)$) 有 $M_1 + M_r - 1 \leq \text{Rank}(a(\theta)) \leq M_1 M_r^{[4,6-7]};$

3) 密集MIMO雷达利用 *a*(θ) 进行参数估计或 空域滤波,自由度至少比相控阵雷达增加 *M*₁ 个,参 数估计以及空域滤波性能优于相控阵雷达;

 - 虚拟阵列与真实阵列密切相关,对角度分辨 率和测角精度没有贡献。

众多文献对比分析了密集MIMO雷达和相控阵 雷达的角度分辨率和测角精度^[4-5,7],给出了不同的 结论,主要有如下3种观点:

1) 与相控阵雷达相比,文献[4]认为密集MIMO 雷达具有更高的角度分辨率和测角精度,一般情况 下高 $\sqrt{2}$ 倍,至多高2倍;

2) 信噪比相同时, 文献[5]认为密集MIMO雷达

和相控阵雷达具有相同的角度分辨率,且测角精度 至多比相控阵雷达高 $\sqrt{2}$ 倍;

3) 文献[7]认为发射阵列和接收阵列口径相同, 但发射阵列稀布,间距为 *Kλ* 2 (λ为波长),信噪比相 同时,密集MIMO雷达的测角精度是相控阵雷达的 *K*倍。但文献[5]通过分析,否定了文献[7]的观点。

上述3种观点差异较大,并且均没有考虑信噪 比。为了统一以上3种结论,考虑到不同信噪比的影 响,以下对比分析密集MIMO雷达和相控阵雷达的 角度分辨率和测角精度。

文献[4]认为相控阵雷达仅靠接收天线方向分辨 目标,而密集MIMO雷达靠综合天线方向图。根据 前面的分析,密集MIMO雷达的天线方向图是发射 和接收天线方向图的综合。因此,密集MIMO的角 度分辨率高于相控阵雷达。实际上,相控阵雷达分 辨目标也是综合发射和接收天线方向图实现,与密 集MIMO雷达差异在于:相控阵雷达是物理上的真 实实现,而密集MIMO雷达通过数字手段虚拟实现, 最终两者一致。因此,本文认为相控阵雷达和密集 MIMO雷达具有相当的角度分辨率。

以下分析密集MIMO雷达和相控阵雷达的测角 精度。

测角精度与角度分辨率及信噪比的关系如下式 (克拉-美罗下界):

$$\theta_{\sigma} = \frac{\theta_{\rm 3dB}}{k\sqrt{\rm SNR}} \tag{18}$$

式中, $\theta_{_{3dB}}$ 为3 dB波束宽度; SNR为信噪比; k为与测角算法有关的常数。

假设发射波束宽度为 θ_{T3dB} ,密集MIMO雷达仅 利用发射波束进行测角的精度为 θ_{orr} ;接收波束宽度 为 θ_{R3dB} ,仅利用接收波束进行测角的精度为 θ_{orr} 。根 据式(18),有:

$$\theta_{\sigma_{\rm T}} = \frac{\theta_{\rm T3dB}}{k\sqrt{\rm SNR}|_{\rm MIMO}}, \quad \theta_{\sigma_{\rm R}} = \frac{\theta_{\rm R3dB}}{k\sqrt{\rm SNR}|_{\rm MIMO}}$$

密集MIMO的测角精度 $\theta_{\sigma_{MMO}}$ 为:

$$\theta_{\sigma_{\rm MIMO}}^2 = \frac{\theta_{\sigma_{\rm T}}^2 \theta_{\sigma_{\rm R}}^2}{\theta_{\sigma_{\rm T}}^2 + \theta_{\sigma_{\rm R}}^2} = \frac{1}{k^2 {\rm SNR}} \left|_{\rm MIMO} \frac{\theta_{\rm T3dB}^2 \theta_{\rm R3dB}^2}{\theta_{\rm T3dB}^2 + \theta_{\rm R3dB}^2}\right| (19)$$

相控阵雷达仅利用接收波束测角,因此相控阵测角精度 $\theta_{\sigma_{p_{A}}}$ 为:

$$\theta_{\sigma_{\rm PA}}^2 = \frac{\theta_{\rm R3dB}^2}{k^2 {\rm SNR} \mid_{\rm PA}}$$
(20)

设 $\eta = \theta_{\sigma_{MMO}}^2 / \theta_{\sigma_{PA}}^2$, $\eta > 1$ 时,相控阵雷达测角精 度优于密集MIMO雷达; $\eta \approx 1$ 时,两者相当。根据 式(13)和式(16),积累时间相同时,有:

$$\eta = M_{t} \frac{\theta_{T3dB}^{2}}{\theta_{T3dB}^{2} + \theta_{R3dB}^{2}}$$
(21)

由式(21)可知,如果考虑信噪比(积累时间相同),密集MIMO雷达和相控阵雷达测角精度的比值与发射单元数、发射和接收波束宽度有关;当两者信噪比相同(M_t =1),且 $\theta_{T3dB} = \theta_{R3dB}$ 时,密集MIMO 雷达的测角精度比相控阵雷达高 $\sqrt{2}$ 倍,与文献[4-5] 一致。

4 测角性能仿真分析

针对3种雷达阵列模型进行分析。

1) 阵列模型1如图2所示。发射阵列:16个天线 单元构成,间距为 $d(d=\lambda/2,\lambda)$ 波长);接收阵列: 16个天线单元构成,间距为d;雷达 M_t =16, $\theta_{T34B} = \theta_{R34B}$ 。根据式(21),积累时间相同时,相对于 相控阵雷达,密集MIMO雷达的信噪比损失12 dB, 测角精度差2.8倍。

图3给出了单个发射单元对应的信噪比不同时, 密集MIMO雷达和相控阵雷达的测角精度仿真结 果。由图3可知,理论分析结果与仿真分析结果一致。



图3 测角精度(阵列模型1)

3) 阵列模型2如图4所示。发射阵列: 2个天线 单元构成,间距为15d;接收阵列: 16个天线单元构 成,间距为d。

图 5 给出了阵列模型 2 的发射、接收及其综合 天线方向图。



由图5可知, $2\theta_{\text{T3dB}} = \theta_{\text{R3dB}}$ 。对于阵列模型2, $M_{t} = 2$,积累时间相同时,与相控阵雷达相比,密 集MIMO雷达的信噪比损失6 dB,测角精度高1.4倍, 仿真结果如图6所示。



由图6可知,理论分析结果与仿真分析结果一致。

5 检测性能试验验证

为了试验验证密集MIMO雷达和相控阵雷达之 间的检测性能差异,建立1套试验平台,由1个中心 电子设备舱、2个P波段收发雷达站构成,2个收发站 的天线阵面均由16列×4行天线单元构成,每列4个天 线单元通过馈线网络合成,接1路接收通道,因此, 两个收发站均可等价为由16单元构成1维线阵。 将试验平台中的收发站1配置为相控阵雷达,收 发站2配置为密集MIMO雷达。利用试验平台开展了 多轮民航飞机探测试验,给出典型试验结果。

典型试验1 相控阵雷达和密集MIMO雷达的 积累时间相同时,探测结果如图7所示。



图7 典型试验结果1

由图7可知,对于同一目标,密集MIMO雷达和 相控阵雷达探测距离差一倍。即积累时间相同时, 相对于相控阵雷达,密集MIMO雷达损失12 dB的信 噪比,与理论分析结果一致。

典型试验2 密集MIMO雷达的积累时间是相 控阵雷达的16倍时,探测结果如图8所示。

由图8可知,当密集MIMO雷达的积累时间是相 控阵雷达的16倍,两者的探测能力基本相当,从另 一个侧面验证了密集MIMO雷达和相控阵雷达之间 的检测性能差异。



图8 典型试验结果2

试验结果表明,积累时间相同时,相控阵雷达的检测能力比密集MIMO雷达高*M*,倍。

6 结束语

目前,密集MIMO雷达方面的研究主要集中在 MIMO-SAR^[9]、MIMO-STAP^[10]以及超视距MIMO雷 达^[11]等方面。本文重点进行了3个方面的研究,并给 出相应的结论:

1) 理论推导了密集MIMO雷达的测角精度和孔

径积累得益,结果表明:密集MIMO雷达存在孔径 积累得益损失,必须通过长时间积累来弥补;信噪 比相同时,密集MIMO雷达和相控阵雷达具有相同 的角度分辨率,且测角精度至多比相控阵雷达高 $\sqrt{2}$ 倍。

2) 给出了密集MIMO雷达虚拟单元的本质,认为虚拟单元对角度分辨没有贡献,但可以提高可辨 识的目标数及参数估计性能。

3) 试验验证了密集MIMO雷达探测性能,与相 控阵雷达进行对比,当积累时间相同时,密集MIMO 雷达综合探测性能较差,必须通过增加积累时间来 提高探测性能,与理论分析结果一致。

参考文献

- FRIEDLANDER B. On transmit beamforming for MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 2012, 48(4): 3376-3388.
- [2] HAIMOVICH A M, BLUM R S, CIMINI L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(1): 116-129.
- [3] LI Yong-zhe, VOROBYOV S A, HASSANIEN A. Robust beamforming for jammers suppression in MIMO radar[C]//2014 IEEE Radar Conference. Cincinnati, OH USA: IEEE, 2014.
- [4] 周琦,陈伯孝,晁淑媛. 单脉冲测角技术在MIMO雷达不同布阵下的性能分析[J]. 火控雷达技术, 2010, 39(3): 1-6. ZHOU Qi, CHEN Bo-xiao, YAO Shu-yuan. Performance analysis of monopulse angle measurement technology in different MIMO radar arrays[J]. Fire Control Radar Technology, 2010, 39(3): 1-6.
- [5] BROOKNER E. MIMO radar demystified and where make sense to use[C]//2014 IEEE Radar Conference. Cincinnati, OH, USA: IEEE, 2014
- [6] LI J, STOICA P. MIMO radar with collocated antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 106-114.
- [7] LI J, STOICA P. MIMO radar signal processing[M]. Hoboken, New Jersey: John Wiley&Sons Inc, 2009.
- [8] DAUM F, HUANG J. MIMO radar: snake oil or good idea?[J]. IEEE AES Magazine, 2009(5): 8-12.
- [9] ROMMEL T, YOUNIS M, KRIEGER G. An orthogonal waveform for fully polarimetric MIMO-SAR[C]//2014 IEEE Radar Conference. Cincinnati, OH, USA: IEEE, 2014.
- [10] 李彩彩,廖桂生,朱圣棋,等.一种抑制严重非均匀杂 波的机载MIMO-STAP方法[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 511-517.

LI Cai-cai, LIAO Gui-sheng, ZHU Sheng-qi, et al. An airborne MIMO-STAP method for severely non-homogeneous clutter suppression[J]. Acta Electronic Sinica, 2011, 39(3): 511-517.

[11] ABRAMOVICH Y, FRAZER G, JOHNSON B. Noncausal adaptive spatial clutter mitigation in monostatic MIMO radar: fundamental limitations[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2010, 4(1): 40-54.

编辑税红