DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2016.01.012

MIMO-SAR 线性合成阵列模式及性能研究

谢 超[1]，王力宝[1]，王党卫[1]，汪 枫[1]，王 玲[2]
(1. 空军预警学院，湖北武汉 430019；
2. 国防科技大学，湖南长沙 410073)

摘 要：合成孔径雷达(SAR)通过方位向的合成阵列实现方位高分辨，其中合成阵列是由单次快拍内的并行空间采样与多次快拍内的串行空间采样而构成。多输入多输出合成孔径雷达(MIMO-SAR)利用波形分集特性，可在单次快拍内获得大于实际阵元数目的并行空间采样，为阵列模式配置及功能复合提供了便利。针对 MIMO-SAR 线性合成阵列模式问题，以单次快拍等效阵列为基础，设计了 3 种脉冲重复频率条件下的阵列模式。进而对比分析了不同阵列模式下最大不模糊距离、测绘带宽度和杂波抑制性能，这为不同应用的 MIMO-SAR 阵列合成及功能设计提供了依据。

关键词：合成孔径雷达；多输入多输出雷达；线性阵列；快拍

中图分类号：TN957；TN958　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1672-2337(2016)01-0069-07

A Study on MIMO-SAR Linear Array Antenna Configuration and Function

XIE Chao[1], WANG Libao[1], WANG Dangwei[1], WANG Feng[1], WANG Ling[2]
(1. *Air Force Early Warning Academy*, *Wuhan* 430019, *China*;
2. *National University of Defense Technology*, *Changsha* 410073, *China*)

Abstract: Since synthetic aperture radar(SAR) realise the high azimuth resolution through synthesizing virtual array in azimuth, which is formed by spatial parallel sampling in a snapshot and spatial serial sampling in several snapshots. Multi-input multi-output(MIMO) radar SAR provides great convenience for the configuration of antenna array and complex function of increasing the number of spatial parallel samples, which is achieved by using space diversity and waveform diversity technology. The uniform linear array(ULA) model of MIMO-SAR is studied, and according to the equivalent array in one snapshot, three kinds of pulse repetition frequency(PRF) in MIMO-SAR mode are revealed. Then the performance of maximum unambiguous range, wide swath and clutter suppression in different array modes are analyzed, in order to supply the basis for the ways of array synthetic and function design in different applications.

Key words: synthetic aperture radar(SAR); multi-input multi-output radar; linear array; snapshot

0 引 言

由于传统 SAR 采用单通道发射波形信号，使其在单次快拍形成的虚拟阵元数目受限于接收通道数目，限制了系统自由度，使得方位向分辨率、测绘带宽度，以及运动目标检测与成像等功能指标难以同时提升及实现[1]。通过将 MIMO 雷达与 SAR 技术相结合，可形成远多于实际收发阵元数的等效通道，使得 MIMO-SAR 系统具备灵活多变的工作模式[2]。

实际上，为充分发挥 MIMO-SAR 系统的探测性能，人们已经开展了对 MIMO-SAR 阵列模型与性能的研究。2008 年，Krieger 研究了适用于宽测绘带静态场景成像的信号发射波形问题[3]；2009 年，文献[4]提出了适用于 MIMO-SAR 的宽测绘带静态场景成像方法；2010 年，文献[5]将相控阵天线与 MIMO-SAR 系统相结合，设计了 DBF-MIMO-SAR 系统，以解决距离模糊问题；同年，文献[6]针对运动目标检测问题，建立了 MIMO SAR/GMTI 系统模型；2011 年，文献[7]提出了一种基于空时等效重构的 MIMO-SAR 系统，从而实

收稿日期：2015-06-21；修回日期：2015-09-25
基金项目：国家自然科学基金(No. 61201451，61179015)；国家 863 项目(No. 2013AA120902)

现远距离、高分辨率、宽测绘带成像；2014 年，文献[8]将 MIMO-SAR 系统接收的信号进行重构，从而利用高系统自由度进行宽测绘带成像。

虽然以上文献从多方面验证了 MIMO 技术对 SAR 系统性能带来的提升，但均局限于阵列模型在特定应用背景下的应用，没有考虑阵列模式之间的相互联系，同时也缺乏对不同阵列模式带来的系统得益的综合讨论。鉴于此，本文依据不同的时间串行采样方式，构建出适用于不同应用背景的阵列模式，通过对不同阵列模式性能的分析，验证本文对 MIMO-SAR 阵列构型方法的有效性。

1 MIMO-SAR 线性阵列模式

相比传统 SAR 雷达和现有单次快拍 MIMO 雷达[9]，MIMO-SAR 的工作模式更为复杂，其等效阵列是一种同时蕴含空间并行和时间串行两种采样模式的混合采样模式。基于该混合采样模式，MIMO-SAR 一方面可利用收/发天线结构进行单次快拍空间并行采样，在同一时间获得远多于传统 SAR 系统的空间采样数；另一方面又可通过控制系统脉冲重复频率(PRF)进行时间串行采样，灵活调整在同一空间位置获得不同时间的采样数，从而扩展了 MIMO-SAR 的应用背景。

1.1 MIMO-SAR 单次快拍阵列

为说明 MIMO-SAR 与传统多通道 SAR(SIMO-SAR)的阵列区别，图 1 给出了不同系统的等效采样阵元示意图。假设系统具有相同的接收阵列矢量，以及不同的发射阵列矢量。图 1(a)为一发四收 SIMO-SAR 系统，形成了与接收阵元数相同的等效采样阵元数，并且等效阵列长度小于接收阵列的物理长度。对图 1(b)的 MIMO-SAR 系统而言，由于增加了一个发射矢量，使得系统在单次快拍中获得了更多的等效阵元数。同时，进一步增加发射阵元矢量，可以使等效阵列长度突破接收阵列物理长度的限制，如图 1(c)所示。

从图 1 可以看出，系统中发射与接收阵元的相对坐标位置决定了单次快拍形成的空间并行采样方式。考虑到等效阵列的慢时间空间采样位置将随 $v_a t_m$ 发生改变，其中 v_a 为平台飞行速度，t_m 为慢时间尺度参数。通过改变慢时间 t_m 对应的 PRF 可使得 MIMO-SAR 空间并行和时间串行采样形成的等效阵列在不同慢时间获得同一空间位置的采样次数存在差异。为此，有必要进一步分析不同时间串行采样方式带来的系统得益。

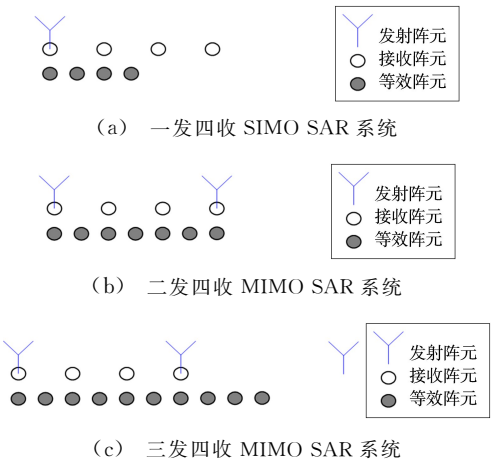


图 1 不同 SAR 系统等效采样阵元示意图

1.2 MIMO-SAR 阵列模式

为了对比的充分性，本文依据系统 PRF 取值的大小，将 MIMO-SAR 阵列模式分为低 PRF 阵列模式、中 PRF 阵列模式和高 PRF 阵列模式。

1.2.1 低 PRF 阵列模式

若设 MIMO-SAR 平台匀速飞行，真实阵列沿飞行方向直线部署，令单次快拍空间并行采样形成的等效阵列长度为 $L_T=(N-1)d$(d 为等效阵元间距，N 为等效阵元数)，则该系统 PRF f_r^L 取为

$$f_r^L=\frac{v_a}{Nd} \tag{1}$$

式中，v_a 为载机飞行速度。

此时，MIMO-SAR 单次快拍期间可同时获得 N 个采样。随着平台的运动，各脉冲获得的 N 个采样将以 Nd 为间隔进行空间位置平移，且相邻两个脉冲空间采样位置间距为 d，即等效阵元空间采样位置不发生重叠现象。图 2 给出了包含 6 个等效阵元的低 PRF 阵列模式多脉冲采样示意图。由图 2 可以看出，该阵列模式下，MIMO-SAR 系统将单次快拍期间全部的空间并行采样用于填充低 PRF 下慢时间维的缺失采样。

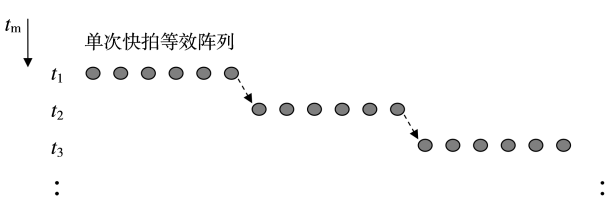


图 2 低 PRF 阵列模式多脉冲采样示意图

若设第一次快拍的慢时间起始时刻 $t_1=0$，则 MIMO-SAR 经 M 次快拍形成的合成阵列总长度 $L^{\mathrm{L}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}$ 可表示为

$$L^{\mathrm{L}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}=L_{\mathrm{T}}+MNd \tag{2}$$

特别地，当 $L_{\mathrm{T}}\ll MNd$，L_{T} 可忽略不计，M 次快拍形成的合成阵列总长度 $L^{\mathrm{L}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}$ 可近似为

$$L^{\mathrm{L}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}\approx MNd \tag{3}$$

即主要取决于快拍数与单次快拍等效阵列的参数。

同时，按照文献[1]的雷达成像理论，若设系统发射信号载频波长 λ，则该阵列模式下 MIMO-SAR 理论方位向分辨率可表示为

$$\rho_{\mathrm{a}}=\frac{\lambda}{2\Delta\theta_{\mathrm{BW}}}\approx\frac{\lambda R}{2L^{\mathrm{L}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}}=\frac{\lambda R}{2MNd} \tag{4}$$

式中，R 为目标中心至平台的径向距离，$\Delta\theta_{\mathrm{BW}}$ 为合成孔径期间目标相对雷达的观测转角。

另一方面，对于传统单通道 SAR 而言，其合成阵列主要利用慢时间 t_{m} 维的空间采样来实现。因此，为了形成与低 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 相同的合成阵列，则其脉冲重复频率 f_{r} 必须取为

$$f_{\mathrm{r}}=\frac{v_{\mathrm{a}}}{d}=Nf^{\mathrm{L}}_{\mathrm{r}} \tag{5}$$

需要的快拍数可表示为

$$M_{\mathrm{SAR}}=NM \tag{6}$$

很明显，要形成与低 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 相同的合成阵列，传统 SAR 的 PRF 需提高 N 倍。换句话说，相对于传统 SAR，低 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 使用单次快拍所产生的 N 个空间采样取代了传统 SAR 的 N 个慢时间采样，虽然 PRF 降低，但仍可获得与传统 SAR 相同的合成阵列。

1.2.2　中 PRF 阵列模式

基于前文低 PRF 阵列模式参数，中 PRF 阵列模式将 N 个等效阵元划分为 L_M 个子阵，并且每个子阵包含 L_N 个采样阵元数，即满足 $N=L_N\times L_M$。可得中 PRF 阵列模式下，PRF 需满足

$$f^{\mathrm{M}}_{\mathrm{r}}=\frac{v_{\mathrm{a}}}{L_N d} \tag{7}$$

由于 L_N 小于 N，因此，该模式下 MIMO-SAR 的 PRF 将高于低 PRF 阵列模式的 PRF。同时，随着平台的运动，N 个等效阵元多脉冲采样的空间位置将出现重叠，且重叠率为 L_M，即每个空间采样位置处中 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 可形成 L_M 个等效通道。图 3 给出了包含 6 个等效阵元的中 PRF 阵列模式多脉冲采样示意图，其中 6 个等效阵元划分为两组。很明显，由图 3 可以看出，从第 2 个脉冲后，不同组内的 3 个等效阵元均在同一位置实现 2 次采样，等效形成 2 个通道。

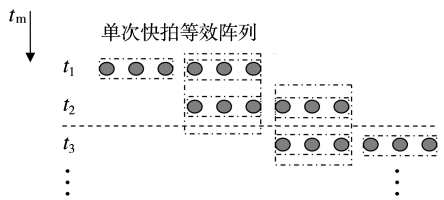


图 3　中 PRF 阵列模式多脉冲采样示意图

若进一步设第一次快拍的慢时间起始时刻 $t_1=0$，则该模式下 MIMO-SAR 经 M 次快拍形成的合成阵列总长度 $L^{\mathrm{M}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}$ 可近似表示为

$$L^{\mathrm{M}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}\approx ML_N d \tag{8}$$

即与快拍数和分组后组内阵元数的乘积成正比。

相应地，这种阵列模式下 MIMO-SAR 理论方位向分辨率可表示为

$$\rho_{\mathrm{a}}=\frac{\lambda}{2\Delta\theta_{\mathrm{BW}}}\approx\frac{\lambda R}{2L^{\mathrm{M}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}}=\frac{\lambda R}{2ML_N d} \tag{9}$$

这表明为了形成与低 PRF 阵列模式相同的合成阵列，中 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 必须增大快拍数 M。此外，相对于传统 SAR，中 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 单次快拍所产生的 N 个空间采样在多脉冲采样中仅取代了传统 SAR 的 L_N 个慢时间采样，但每个阵元同一空间位置采样数更多，是传统 SAR 和低 PRF 阵列模式的 L_M 倍。

1.2.3　高 PRF 阵列模式

通过前文给出的两种不同的阵列模式可以看出，改变 MIMO-SAR 的 PRF 能改变等效阵元多脉冲空间采样位置以及多脉冲下空间采样位置的重叠程度。事实上，如果将 MIMO-SAR 的等效阵元分组数增加至 N 时，即每组仅包含一个等效采样阵元，此时系统脉冲重复频率 $f^{\mathrm{H}}_{\mathrm{r}}$ 应满足

$$f^{\mathrm{H}}_{\mathrm{r}}=\frac{v_{\mathrm{a}}}{d} \tag{10}$$

可以看出，该阵列模式的 PRF 与传统单通道 SAR 相同。在该阵列模式下，N 个等效阵元在多脉冲采样的空间位置重叠率将达到 N，即每个空间采样位置处 MIMO-SAR 可形成 N 个等效通道。图 4 给出了包含 6 个等效阵元的高 PRF 阵列

模式多脉冲采样示意图，其中 6 个等效阵元划分为 6 组。很明显，图中系统从第 6 个脉冲开始，不同组的等效阵元在同一位置均实现了 6 次重叠的空间采样，即等效形成了 6 个通道。

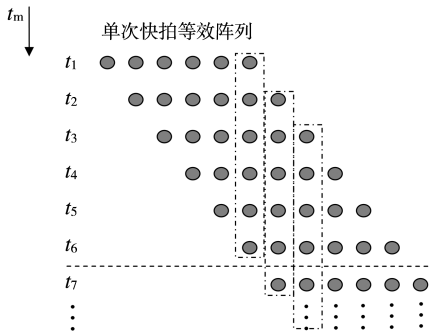


图 4　高 PRF 阵列模式多脉冲采样示意图

类似地，若设第一次快拍的慢时间起始时刻 $t_1=0$，则该阵列模式下经 M 次快拍形成的合成阵列总长度 $L^{\mathrm{H}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}}$ 可近似表示为

$$L^{\mathrm{H}}_{\mathrm{MIMO\text{-}SAR}} \approx Md \tag{11}$$

即与快拍数成正比。这也说明要形成与低 PRF 阵列模式相同的合成长度，所需的快拍数需提高 N 倍，与传统单通道 SAR 的情况类似。

2　系统性能分析

通过改变系统脉冲重复频率可得到不同的 MIMO-SAR 阵列模式，本节进一步分析阵列模式对 MIMO-SAR 系统的最大不模糊距离、测绘带宽度，以及杂波抑制等性能指标的影响。

2.1　最大不模糊距离

由于雷达系统的最大不模糊距离主要取决于脉冲重复周期，根据上节所得的系统 PRF 值，不同阵列模式对应的理论最大不模糊距离可分别表示为

$$\bar{R}^{\mathrm{L}}_{\max}=\frac{c}{2}\frac{Nd}{v_{\mathrm{a}}} \tag{12}$$

$$\bar{R}^{\mathrm{M}}_{\max}=\frac{c}{2}\frac{L_N d}{v_{\mathrm{a}}} \tag{13}$$

$$\bar{R}^{\mathrm{H}}_{\max}=\frac{c}{2}\frac{d}{v_{\mathrm{a}}} \tag{14}$$

很明显，由上述表达式可以看出，高 PRF 阵列模式下 MIMO-SAR 不模糊距离最小，其与传统 SAR 相同；低 PRF 阵列模式下系统的不模糊距离最大，是传统 SAR 的 N 倍；中 PRF 阵列模式下系统的不模糊距离则介于前两种阵列模式之间，是传统 SAR 的 L_N 倍，具体数值与阵列分割方式有关。

2.2　测绘带宽度

由文献[10]可知，为了使测绘带中所有散射点的回波均在同一脉冲重复时间内到达 SAR 雷达，不模糊测绘带宽度与重复频率 f_{r} 需满足约束关系：

$$f_{\mathrm{r}}\leqslant\frac{c}{2W\sin\theta} \tag{15}$$

式中，W 为测绘带的宽度，θ 为雷达下视角。

进一步将阵列模式的 PRF 表达式代入式(15)可分别得到测绘带宽度约束关系：

$$W^{\mathrm{L}}\leqslant\frac{cNd}{2v_{\mathrm{a}}\sin\theta} \tag{16}$$

$$W^{\mathrm{M}}\leqslant\frac{cL_N d}{2v_{\mathrm{a}}\sin\theta} \tag{17}$$

$$W^{\mathrm{H}}\leqslant\frac{cd}{2v_{\mathrm{a}}\sin\theta} \tag{18}$$

很明显，由式(16)～式(18)可以看出，3 种阵列模式中低 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 可获得的不模糊测绘带最宽，中 PRF 阵列模式次之，而高 PRF 阵列模式最窄。

2.3　杂波抑制性能

DPCA 是一种经典的运动平台杂波抑制技术，其中两脉冲 DPCA 滤波特性满足[11]

$$H_{\mathrm{S,T}}(f_{\mathrm{d}},\psi)=1-\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\frac{2d}{\lambda}\cos\psi-\frac{f_{\mathrm{d}}}{f_{\mathrm{r}}}\right)\right] \tag{19}$$

式中，$f_{\mathrm{d}}=\cos\psi 2v_{\mathrm{a}}/\lambda$，$\psi$ 为目标与阵列的视线夹角。

为了达到消除杂波的目的，要求 $H_{\mathrm{S,T}}(f_{\mathrm{d}},\psi)=0$，则式(19)中存在：

$$\frac{2d}{\lambda}\cos\psi-\frac{f_{\mathrm{d}}}{f_{\mathrm{r}}}=0 \tag{20}$$

进一步将 DPCA 的条件公式 $d=v_{\mathrm{a}}/f_{\mathrm{r}}$ 代入，可得

$$\cos\psi=\frac{\lambda f_{\mathrm{r}}}{2v_{\mathrm{a}}}\bar{f}_{\mathrm{d}} \tag{21}$$

式中，$\bar{f}_{\mathrm{d}}$ 为 f_{d} 对脉冲重复频率 f_{r} 的归一化。

根据 DPCA 技术原理，当式(21)所示滤波器斜率正好与杂波分布线重合，即 $d=v_{\mathrm{a}}/f_{\mathrm{r}}$ 时可有效抑制杂波，但当这一条件不能满足杂波抑制性能将变差。因此，将该特性用于 MIMO-SAR 阵列模式的杂波抑制性能比较。当低 PRF 阵列模式满

足 $f_r^L = v_a/Nd$ 时，将其代入式(19)可得

$$H_{S,T}(f_d,\psi)=1-\exp[j2\pi(\frac{2(N-1)d}{\lambda}\cos\psi-\frac{Nf_d}{f_r})] \quad (22)$$

可求得低 PRF 阵列模式的对消滤波器斜率为

$$\cos\psi^L=\frac{N\lambda f_r}{2(N-1)v_a}\bar{f}_d \quad (23)$$

同理，分别可得高 PRF 阵列模式和中 PRF 阵列模式时的滤波器斜率为

$$\cos\psi^H=\frac{\lambda f_r}{2v_a}\bar{f}_d \quad (24)$$

$$\cos\psi^M=\frac{\lambda f_r}{2v_a}\bar{f}_d \quad (25)$$

由式(23)～式(25)可以看出，低 PRF 阵列模式构成的滤波器斜率不与杂波分布线重合，其杂波抑制性能最差。而中、高 PRF 阵列模式均可形成与杂波分布线相同的滤波器斜率，从而可有效滤除杂波。但要指出的是，在中 PRF 阵列模式中，受空间通道重构的影响，运动目标回波多普勒历程与高 PRF 阵列模式中运动目标多普勒历程存在差异[12]。这种差异性会改变运动目标的导向矢量，从而影响传统 STAP 处理的性能[13]。因此，中 PRF 阵列模式应首先对回波数据进行杂波抑制，再估计出目标的运动参数，然后根据估计值对目标运动产生的多普勒项进行补偿，最后进行目标积累检测。

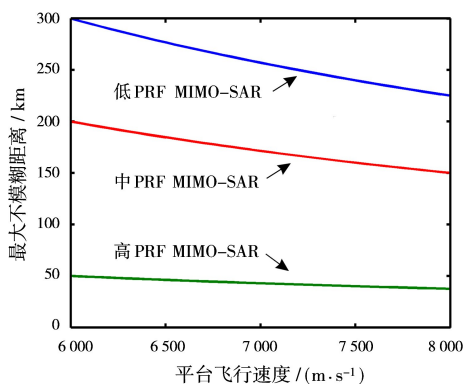
3　仿真实验与结果分析

为了测试本文对 MIMO-SAR 阵列模式及系统性能分析的正确性，设 MIMO-SAR 工作波长 $\lambda=0.03$ m，系统发射信号带宽为 150 MHz，发射阵列和接收阵列沿航向直线部署，发射阵列阵元数为 2，接收阵元数为 3，单次快拍获得的等效阵列长度为 5 m、等效阵元数为 6。

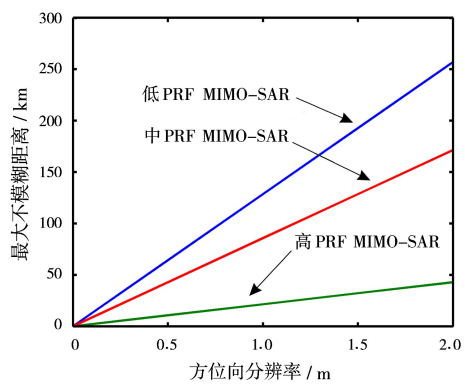
3.1　最大不模糊距离与测绘带分析

为了对比分析 3 种阵列模式下 MIMO-SAR 的最大不模糊距离，首先设定系统方位向分辨率 $\rho_a=2$ m，图 5(a)给出了不同平台速度时 3 种模式下的系统最大不模糊距离变化曲线。可以看出，随着 v_a 的增大，MIMO-SAR 系统的最大不模糊探测距离随之减小，但低 PRF 阵列 MIMO-SAR 最大不模糊距离明显大于其他两种 MIMO-SAR 阵列模式，如 $v_a=7\,000$ m/s 时，低 PRF MIMO-SAR 阵列可实现 257 km 的最大不模糊探测距离，中 PRF MIMO-SAR 阵列为 171 km，高 PRF MIMO-SAR 阵列仅为 43 km。

同时，设定平台速度为 7 000 m/s，改变系统方位向分辨率并选择合适的阵元间距使得方位向成像无模糊，获得的方位成像分辨率与最大不模糊距离之间的关系如图 5(b)所示。从图中可看出，随着方位分辨率的提高，系统方位向无模糊成像所需的方位采样间隔随之变小，这使得 3 种阵列模式 MIMO-SAR 最大不模糊距离均随之降低。然而，低 PRF 阵列模式 MIMO-SAR 最大不模糊距离仍然明显高于其他两种阵列模式，并且其具有最佳的测绘带宽度。



(a)　不同平台飞行速度



(b)　不同方位向分辨率

图 5　3 种阵列模式 MIMO-SAR 雷达最大不模糊距离曲线

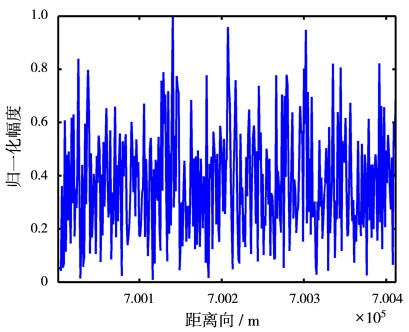
3.2　杂波抑制性能分析

为了对比分析不同 PRF 下 MIMO-SAR 阵列

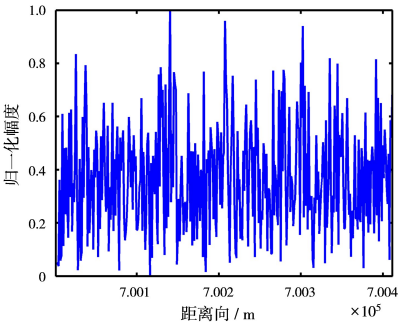
模式的杂波抑制性能，假设目标垂直航线的速度为 10 m/s。同时，仿真产生包络服从瑞利分布、目标与杂波功率的信杂比 *SCR* 为 −5 dB、系统输出端杂噪比 *CNR* 为 40 dB 的杂波，分别叠加于不同阵列模式等效阵元接收的运动目标回波。

图 6 给出了不同系统采用两脉冲 DPCA 技术的杂波抑制能力比较图。图 6(a)为第一个等效通道一次脉冲的接收回波幅度图，可以看出，由于杂波幅度较强，淹没了图中的运动目标，使其难以被发现；图 6(b)为采用低 PRF MIMO-SAR 阵列模式的杂波抑制效果，由于只具备一个等效通道，其滤波器斜率不与杂波分布线重合，以致对消处理后图中剩余杂波的幅度仍然很强，不易发现运动目标所在距离门；图 6(c)为采用高 PRF 阵列模式的杂波抑制效果，通过将第一个等效通道与第二个等效通道的回波信号进行对消处理，结果显示杂波已被有效滤除，可以清晰发现运动目标所在的距离门；图 6(d)为采用中 PRF 阵列模式的杂波抑制效果，该系统具有两个等效通道，将其进行 DPCA 处理后，结果显示杂波也被有效滤除。

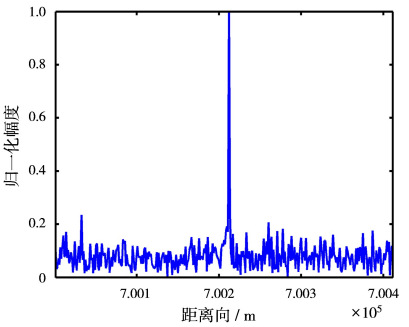
考虑到高 PRF 阵列模式与中 PRF 阵列模式相比，其优势在于能获得更多的等效通道。为进一步对比不同阵列模式导致的等效通道数差别对两脉冲 DPCA 杂波抑制效果的影响，图 7 利用改善因子(Improvement Factor，IF)来衡量杂波抑制的性能。由于高 PRF 阵列模式中等效通道数目为 6，中 PRF 阵列模式中等效通道数目为 2，从图中可以看出，高 PRF 阵列式杂波抑制性能最好，其次是中 PRF 阵列模式。此外，由于低 PRF 阵列模式的等效通道数为 1，不具备空间滤波的能力，因此杂波抑制性能较低。



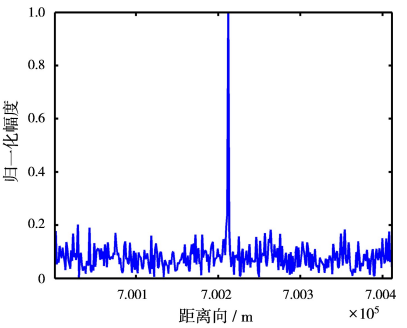
(a) 原始等效通道回波



(b) 低 PRF 阵列模式



(c) 高 PRF 阵列模式



(d) 中 PRF 阵列模式

图 6 DPCA 抑制效果比较图

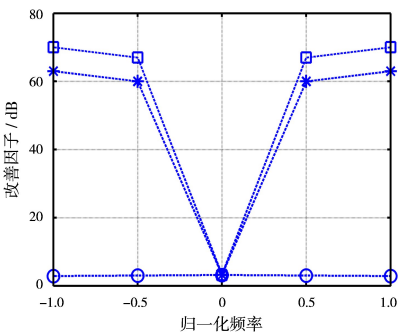


图 7 系统改善因子的比较图

(o 为低 PRF MIMO-SAR，* 为中 PRF MIMO-SAR，□为高 PRF MIMO-SAR)

4 结束语

不同于传统 SAR 系统，MIMO-SAR 同时蕴

含空间并行和时间串行两种采样模式，阵列构型更为灵活。特别地，不同的时间串行采样方式对应了不同的 MIMO-SAR 阵列模式。本文通过对比分析不同阵列模式的性能指标，为指导构建适用于不同应用背景的 MIMO-SAR 阵列构型及阵列参数的选择提供了依据。

参考文献：

[1] 保铮，邢孟道，王彤. 雷达成像技术[M]. 北京：电子工业出版社，2005.

[2] WANG J，LIANG X D，DING C B，et al. A Novel Scheme for Ambiguous Energy Suppression in MIMO-SAR Systems[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters，2015，12(2)：344-348.

[3] KRIEGER G，GEBERT N，MOREIRA A. Multidimensional Waveform Encoding：A New Digital Beamforming Technique for Synthetic Aperture Radar Remote Sensing[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing，2008，46(1)：31-46.

[4] 武其松，邢孟道，刘保昌，等. 面阵 MIMO-SAR 大测绘带成像[J]. 电子学报，2010，38(4)：817-824.

[5] 齐维孔，禹卫东，祁海明. 星载 MIMO-SAR 与距离向 DBF 相结合系统研究[J]. 电子学报，2010，38(10)：2251-2257.

[6] 张晓光，刘祥峰，付琨. 基于 MIMO-SAR 体制的空频域自适应动目标检测技术研究[J]. 电子与信息学报，2010，32(8)：1997-2001.

[7] 孙龙，江凯，邬伯才，等. 一种新的 MIMO SAR/MTI 空时等效重构方法[J]. 雷达科学与技术，2011，9(2)：120-124.

[8] CERUTTI-MAORI D，SIKANETA I，KLARE J，et al. MIMO SAR Processing for Multichannel High-Resolution Wide-Swath Radars[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing，2014，52(8)：5034-5055.

[9] WANG Dangwei，MA Xiaoyan，CHEN A L，et al. High-Resolution Imaging Using a Wideband MIMO Radar System with Two Distributed Arrays[J]. IEEE Trans on Image Processing，2010，19(5)：1280-1289.

[10] 张澄波. 综合孔径雷达：原理、系统分析与应用[M]. 北京：科学出版社，1989.

[11] RANEY R K. Synthetic Aperture Imaging Radar and Moving Targets[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems，1971，7(3)：499-505.

[12] 谢超，王力宝，王党卫，等. 宽测绘带 MIMO-SAR 运动目标回波特性分析[J]. 红外与激光工程，2014，43(9)：2860-2866.

[13] 贾琼琼，吴仁彪，李海. 基于修正 STAP 的高速空中机动目标检测方法[J]. 数据采集与处理，2013，28(2)：219-225.

作者简介：

谢　超　男，1983 年 5 月出生，湖北武汉人，博士，讲师，主要研究方向为空天基雷达目标检测与成像。

E-mail：superxpapa@126.com

（上接第 68 页）

4　结束语

随着 SAR 向大测绘带和高分辨率发展，ωK 成像算法核心 Stolt 插值对计算量和计算精度要求越来越高，传统 DSP 面临处理能力不足的问题。本文采用了 TI 公司新推出的 DSP TMS320C6678，该 DSP 内置 8 核，浮点运算能力达到 160 GFlops。文中从任务分配、内存分配、程序实现三个方面论述了 Stolt 插值多核多 DSP 并行实现，同时采用 DMA CHAIN 技术使 Stolt 插值实时性得到提升，为解决 SAR 成像实时处理的瓶颈提供了一种可行的方案。

参考文献：

[1] 刘燕，孙光才，邢孟道. 大场景高分辨率星载聚束 SAR 修正 ω-k 算法[J]. 电子与信息学报，2011，33(9)：2108-2113.

[2] CUMMING I G，WONG F H. 合成孔径雷达成像：算法与实现[M]. 洪文，胡东辉，译. 北京：电子工业出版社，2012：219-230.

[3] 刘书明，罗勇江. ADSP TS20XS 系列 DSP 原理与应用设计[M]. 北京：电子工业出版社，2007：1-50.

[4] 郝朋朋，周煦林，唐艺菁，等. 基于 TMS320C6678 多核处理器体系结构的研究[J]. 微电子学与计算机，2012，29(12)：171-175.

[5] TMS320C6678 Multicore Fixed and Floating-Point Digital Signal Processor[Z]. Dallas，Texas：Texas Instruments，2015.

[6] 夏际金，常越，梁之勇，等. 多核 DSP 信号处理并行设计[J]. 雷达科学与技术，2013，11(6)：617-620.

作者简介：

梁之勇　男，1985 年出生，安徽滁州人，硕士，现为中国电子科技集团公司第三十八研究所工程师，主要研究方向为信号处理、软件设计。

E-mail：lzyahu@126.com