

MIMO-VSAR 及其一种优化的阵列配置

戴喜增¹, 许 稼^{1,2}, 彭应宁¹, 王永良²

(1. 清华大学电子工程系, 北京 100084; 2. 空军雷达学院信息与指挥自动化系, 湖北武汉 430010)

摘 要: 由于阵元数目有限, 传统的速度合成孔径雷达(VSAR)存在方位定位模糊的问题, 难以准确地定位地面高速运动目标. 本文将多输入多输出(MIMO)雷达与 VSAR 相结合, 提出了新体制 MIMO-VSAR 雷达及其一种实用的优化阵列配置. 与传统 VSAR 相比, MIMO-VSAR 利用同时发送的正交信号, 获得了远多于阵元数目的等效密集空间采样, 有效地提高了动目标的无模糊定位范围. 理论分析和仿真结果均证明了 MIMO-VSAR 及其优化配置的有效性.

关键词: MIMO-VSAR (基于 MIMO 雷达的速度合成孔径雷达); 动目标检测; 动目标无模糊定位

中图分类号: TN957.51 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2008)12-2394-06

MIMO-VSAR and a Kind of Optimized Array Configuration

DAI Xi zeng¹, XU Jia^{1,2}, PENG Ying ning¹, WANG Yong liang²

(1. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. Radar Academy of Airforce, Wuhan, Hubei 430010, China)

Abstract: Due to the limitation of array element number, the conventional velocity synthetic aperture radar (VSAR), may suffer from the azimuth location ambiguity and mislocate fast moving targets. To solve this problem, a novel VSAR named MIMO-VSAR and an optimized array configuration of MIMO-VSAR are proposed based on the multiple input multiple output (MIMO) radar in this paper. Compared with the conventional VSAR, the MIMO-VSAR may greatly increase the spatial sampling rate and extend unambiguous velocity estimation range by transmitting and receiving multiple waveforms simultaneously. Furthermore, the analysis and numerical experiments are provided to demonstrate the effectiveness of the MIMO-VSAR and its optimal configuration.

Key words: MIMO-VSAR (MIMO based velocity SAR); moving target detection; unambiguous moving target location

1 引言

速度合成孔径雷达 (Velocity Synthetic Aperture Radar, 简称 VSAR) 是一种用于地面运动目标检测 (Ground Moving Target Identification, 简称 GMTI) 和成像的有效方法^[1,2]. 因为精确定位低速目标要求 VSAR 阵列具有大的孔径, 所以在阵元数目有限的情况下, 传统 VSAR 的阵元间距较大. 但是, 实际目标的运动速度千差万别, 准确定位高速运动目标又要求 VSAR 具有较小的阵元间隔^[3], 因此传统 VSAR 存在定位模糊的问题, 即难以无模糊的估计高速运动目标的速度, 并准确地实现重定位^[1]. 为此, 一条常用的技术思路是利用中国余数定理和阵列参差采样扩大无模糊测速范围, 如双速 VSAR^[2]、非均匀阵列 VSAR^[4]、双基地线性阵列 SAR^[5] 等等. 然而这些体制沿袭了发射单一信号的传统阵列形式, 雷达可用的空间采样点数仍受限于接收阵元的数目.

另一条扩大无模糊测速范围的途径是在保持原有 VSAR 孔径的条件下, 缩小接收阵列的阵元间距, 可是这势必需要增加大量的接收阵元, 造成了系统实现的困难. 近年来新体制 MIMO 阵列^[6-8] 成为学术界研究的热点. 它的特点是通过同时收/发多个正交信号, 为雷达引入远多于实际阵元数目的观测通道, 以提高雷达的性能. 对于收/发阵列同置的 MIMO 阵列来说, 获得的多个观测通道等效于给接收阵列插入了大量的虚拟阵元^[7,8]. 这使得 MIMO 阵列可以在保证一定阵列孔径的条件下, 等效地获得密集的空间采样. 这样, 将 MIMO 阵列与 VSAR 雷达相结合, 就可以通过增加少量发射正交信号的阵元来有效地扩大无模糊测速范围. 据此, 本文首先推导了使用同频正交波形的 MIMO-VSAR 信号模型, 讨论了系统的可行性, 并给出了信号处理流程. 其次, 本文提出了一种实用的优化 MIMO-VSAR 均匀线阵配置. 最后, 理论分析和仿真均证明了 MIMO-VSAR 及其实用配置的有效性.

收稿日期: 2007-07-04; 修回日期: 2008-05-23

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60502012); 部委预研基金 (No. 9140A07020106JW0103); 航天支撑基金 (No. J04-2005047); 教育部科技创新工程重大项目培育基金 (No. 706004)

2 MIMO-VSAR 雷达

2.1 MIMO-VSAR 信号模型

如图 1 所示, 假设 MIMO-VSAR 的发射和接收阵列为均匀线阵, 阵列沿飞行方向放置, 分别具有 N 个和 M 个阵元, 阵元间距分别为 p 和 d . v_s 表示飞机的速率, (v_x, v_y) 表示目标的速度. 第 n 个发射阵元发射的信号为 $u_n(\tau)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, N 个信号间满足条件

$$\int u_n(\tau) u_l^*(\tau + \Delta\tau) d\tau = \begin{cases} \delta(\Delta\tau), & n = l \\ c_{n,l} \delta(\Delta\tau), & n \neq l \end{cases} \quad (1)$$

其中 τ 表示快时间, $\Delta\tau$ 表示相关函数时延差, δ 为单位冲击函数, $c_{n,l}$ 表示不同信号间的互相关值. 如果 $c_{n,l} = 0$ ($n \neq l$), 则信号称为同频段理想正交信号. 每个接收阵元有 N 路子接收通道, 分别通过不同的匹配滤波函数, 区分并提取出各自对应的子发射信号回波. 这样接收机共得到 MN 路回波信号.

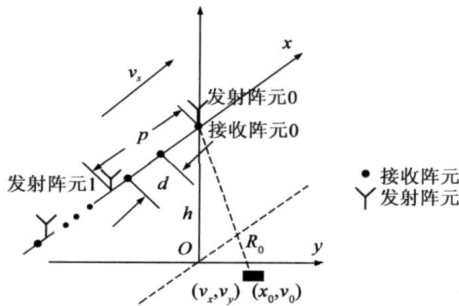


图1 MIMO-VSAR雷达的配置及场景

如图 1 所示, 对于位于 $(x_0, y_0, 0)$ 的点目标, MIMO-VSAR 第 m 个接收阵元的回波信号表示为

$$r_m(t, \tau) = \sum_{n=0}^{N-1} A_r u_n \left[t + \tau - \frac{R_n(t) + \tilde{R}_m(t)}{c} \right] \times \exp \left\{ j2\mathcal{F}_c \left[t + \tau - \frac{R_n(t) + \tilde{R}_m(t)}{c} \right] \right\} \quad (2)$$

其中, A_r 为回波强度, t 表示慢时间, $R_n(t)$ 和 $\tilde{R}_m(t)$ 分别表示发射阵元 n 到目标和目标到第 m 个接收阵元的距离, 即

$$R_n(t) = \sqrt{(x_0 + v_x t - v_s t + np)^2 + (y_0 + v_y t)^2 + h^2}$$

$$\tilde{R}_m(t) = \sqrt{(x_0 + v_x t - v_s t + md)^2 + (y_0 + v_y t)^2 + h^2}$$

c 为光速, f_c 为信号中心载频频率. 应用泰勒级数展开, 将 $R_n(t)$, $\tilde{R}_m(t)$ 展开结果代入式 (2), 则经过混频和脉压后, 对应 $R_0 = (x_0^2 + y_0^2 + h_0^2)^{1/2}$ 距离分辨单元的第 m 个接收阵元的第 n 路子接收机的输出表示为

$$r_{m,n}(t) = A_r \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \left[2R_0 + \frac{n^2 p^2 + m^2 d^2 + 2x_0(md + np)}{2R_0} \right] \right\} + \left[\frac{(2x_0 + md + np)(v_x - v_s) + 2y_0 v_y}{R_0} \right] t + \left[\frac{(v_x - v_s)^2 + v_y^2}{R_0} \right] t^2 \left\} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{N-1} A_r c_{n,k} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \left[2R_0 + \frac{k^2 p^2 + m^2 d^2 + 2x_0(md + kp)}{2R_0} \right] \right\}$$

$$+ \left[\frac{(2x_0 + md + kp)(v_x - v_s) + 2y_0 v_y}{R_0} \right] t + \left[\frac{(v_x - v_s)^2 + v_y^2}{R_0} \right] t^2 \left\} \right\} \quad (3)$$

其中 R_0 为参考阵元(发射阵元 0)到目标的距离. (3) 式第一项称为自相关项, 第二项为多信号间互相关项之和. 文献[1~3]中指出, 经过距离徙动校正和方位聚焦后, 动目标成像结果会产生方位向偏移, 偏移值与慢时间一次项系数与二次项系数的比值(即式(3)中的频率偏移与调频率的比值)成正比. 这样, 式(3)中自相关项的方位向偏移近似为

$$\Delta_{mn} = v_s \frac{[(2x_0 + md + np)v_x + 2y_0 v_y]/R_0}{2v_s^2/R_0} \approx \frac{x_0 v_x + y_0 v_y}{v_s} = \Delta \quad (4)$$

而式(3)的互相关项之和, 第 k 个互相关项对应的方位向偏移为

$$\tilde{\Delta}_{mn,k} = \frac{x_0 v_x + y_0 v_y}{v_s} + \frac{(md + kp)v_x}{2v_s} - \frac{(k-n)p}{2} \approx \Delta - \frac{(k-n)p}{2} \quad (5)$$

则根据文献[3], 动目标在第 $n-m$ 对发射/接收通道上, 经过距离脉压和方位聚焦后的像近似为

$$\tilde{r}_{m,n}(t, \tau) = A_r \exp \left\{ j2\mathcal{F}_T(mt_d + nt_p) \right\} \times \left[\delta \left[\tau - \frac{2R_0}{c}, t - \frac{\Delta}{v_s} \right] + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{N-1} c_{n,k} \delta \left[\tau - \frac{2R_0}{c}, t - \frac{2\Delta - (k-n)p}{2v_s} \right] \right] \quad (6)$$

其中, δ 函数表示动目标像素所在位置的二维冲击响应, $f_T = (2\Delta v_s)/(\lambda_c R_0) = 2(x_0 v_x + y_0 v_y)/(\lambda_c R_0)$ 等效为经过距离脉压和方位聚焦后信号的频率, 称为速度频率^[1,3], 它与目标的移动速度成正比, 是 VSAR 信号处理估计动目标速度和进行重定位的重要中间变量. 另外, $t_d = d/(2v_s)$, $t_p = p/(2v_s)$, 分别为接收阵列和发射阵列等效时间, 表示沿接收阵列和沿发射阵列的空间采样间隔.

假定使用同频理想正交波形, 并且省略 δ 函数, 则式(6)可简化为

$$\tilde{r}_{m,n}(t, \tau) = A_r \exp \left[j2\mathcal{F}_T(mt_d + nt_p) \right] \quad (7)$$

从式(7)中可以看到, MIMO-VSAR 沿航向的等效空间采样位置为 $mt_d + nt_p$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, $n = 0, 1, \dots, N-1$. 若所有的采样位置都不重复, 则 MIMO-VSAR 最多可以获得 MN 个不同的等效采样. 而对于传统 VSAR 雷达而言, 阵列的空间采样表示为^[3]

$$\tilde{r}_m(t, \tau) = A_r \exp(j2\mathcal{F}_T mt_d) \quad (8)$$

其中 $m = 0, 1, \dots, M-1$. 对比式(7)和式(8)可以看到,

MIMO-VSAR 较传统 VSAR, 能够将空间采样数目提高 N 倍, 这等效于增加了传统 VSAR 的接收阵元数目. 这样, MIMO 阵列就可以在保证一定孔径的条件下, 通过多发多收插入虚拟阵元获得密集的空间采样, 从而提高了无模糊速度频率估计范围.

2.2 可行性分析和信号处理流程

MIMO-VSAR 的阵列与 VSAR 阵列并无明显区别, 只是在原有 VSAR 阵列的基础上增加了多个发射阵元. 但是, 如果 MIMO-VSAR 使用的波形不完全正交性, 则 SAR 的成像结果将出现一些问题. 从式(6)可以看到, 当 p 与方位分辨单元的尺寸相当时, 如果多波形间不完全正交, 那么互相关干扰项将会造成虚像. 例如, 第 $n-m$ 对发射/接收通道得到的, 位于 $(2R_0/c, \Delta v_s)$ 分辨单元的像素, 因为使用信号的非正交性, 将造成 $2(N-1)$ 个虚假影像, 分别位于 $(2R_0/c, \Delta v_s - [(k-n)p]/2v_s)$, $k=0, 1, \dots, n-1, n+1, \dots, N-1$. 干扰像的位置与发射阵元位置无关, 即与 m 无关, 但干扰像的幅度和相位与 c_k, m 成正比. 因此, MIMO-VSAR 必须使用正交性较好的信号, 要求信号间的互相关足够小. 正交性较好的信号主要包括: Costas 信号, MCPC 信号等^[9]. 因为篇幅所限, 所以本文不再详细讨论正交信号的设计问题.

类似 VSAR 雷达, MIMO-VSAR 的杂波抑制、动目标检测和对速度频率的极大似然(ML)估计都可以通过对 MN 个等效采样在速度频率域作 DFT 完成^[1]. MIMO-VSAR 的信号处理流程如下:

步骤一: 距离压缩、方位聚焦完成场景成像, 共得到 MN 幅场景的 SAR 复图像.

步骤二: 将 MN 幅 SAR 复图像对应的相同像素点对齐并重新排序, 使排序后的信号对应沿航向的 MN 个顺序空间采样, 然后在速度频率域做 DFT 处理, 扣除零通道的杂波输出后完成动目标检测.

步骤三: 将扣除杂波后的信号, 经过逆变换重新恢复到方位压缩之前的 MN 路信号形式. 在检测到动目标的距离单元内, 估计其方位向线性调频信号的多普勒频率并补偿其影响.

步骤四: 对第三步得到的信号重新进行方位向压缩, 得到去除杂波的 SAR 复图像. 重新通过 DFT 处理(为了提高估计精度, 可以使用补零的 DFT 操作), 估计动目标的方位向偏移.

步骤五: 根据估计的方位向偏移, 将动目标重新定位到正确位置, 并最终得到整个场景的像.

3 等效为均匀阵列的优化 MIMO-VSAR 配置

3.1 典型阵列配置

因为当阵列的空间采样均匀分布时, VSAR 可以采用 FFT 提高实际系统的运算速度, 另外均匀阵列便于工

程实现, 所以本文只讨论收/发皆为均匀线性阵列的情况. 假设 $M=N=4$, 图 2(a)和图 2(b)分别绘出了传统 VSAR(采用单发射阵元和接收阵列)以及发射/接收阵元同置的 MIMO-VSAR, 并分别给出了等效空间采样点的分布. 收/发不同置的观测通道等效于在等效空间采样点上自发自收的观测通道. 与传统 VSAR 相比, 图 2(b)所示的 MIMO-VSAR 的等效空间采样点数目增加了 4 倍, 但是重叠的样点很多. 如果收/发阵元在不同的位置, 如图 2(c)和图 2(d)所示, 则不同的空间采样位置有 16 个, 且均匀分布. 虽然图 2(c)和图 2(d)给出的配置有所不同——图 2(c)的配置是密集的发射阵列与稀疏的接收阵相配合, 而图 2(d)为密集接收阵与稀疏的发射阵列相配合, 但是它们的等效空间采样点的分布完全相同.

本文重点讨论密集发射阵列和稀疏接收阵列相配合的典型配置, 并且使用传统 VSAR 作为参照, 研究 MIMO-VSAR 对速度频率无模糊估计范围的性能改善. 假设, 传统 VSAR 的接收阵元数目为 M , 阵元间距为 d , 则, 它的最大可无模糊估计速度频率绝对值为 $|1/(2t_d)|$ ^[3,4].

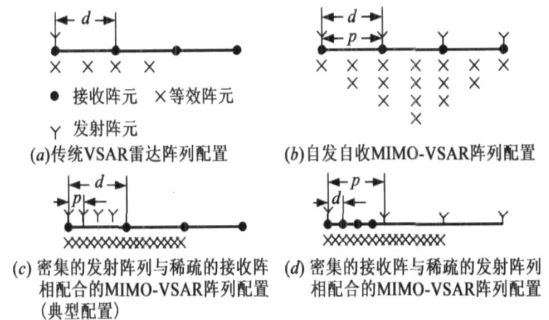


图2 MIMO-VSAR及其等效阵列

典型配置: 设发射阵列阵元数为 N , 接收阵元数目为 M , 发射/接收阵列为均匀线阵, 并且接收阵列阵元间距为发射阵元间距的 N 倍, 即 $d = Np$, 此时的 MIMO-VSAR 阵列配置称为典型配置. 因为 $d = Np$, 所以 $t_d = Nt_p$. 经过 MIMO-VSAR 信号处理流程步骤二的重排序后, 式(7)简化为

$$\tilde{r}_k(\tau, k) = A_r \exp[j2\pi\tau t_p k] \tag{9}$$

其中, $k=0, 1, \dots, MN-1$, 对应于式(7)中 MN 个空间采样点沿航向的顺序排列. 为了无模糊的估计速度频率, 要求 $|f_{T,p}| \leq 1/2$, 则最大可无模糊估计的速度频率的绝对值为 $|f_{T,max}| = |1/(2t_p)| = |1/(2t_d)|$. 因此与传统 VSAR 相比, MIMO-VSAR 典型配置的速度频率无模糊估计范围扩大了 N 倍.

3.2 典型阵列配置的优化性讨论

本节将讨论上述典型阵列配置的优化性. 为此, 首先给出 MIMO-VSAR 阵列等效为均匀阵列的条件(定理

1), 其次论证典型阵列是所有可以等效为均匀阵列的 MIMO-VSAR 中具有最大无模糊范围的配置(定理 2)。

定理 1: 当 $d > p$ 时, 当且仅当 $d = Kp$, 其中 K 为整数且 $1 \leq K \leq N$, MIMO-VSAR 的等效空间采样位置为均匀分布; 当 $d \leq p$ 时, 当且仅当 $p = Kd$, 其中 K 为整数 $1 \leq K \leq M$, 等效空间采样为均匀分布。

证明: 必要性. 先证明当 $d > p$ 的情况. 使用反证法, 假设允许 $K < 1$, 或 $K > N$, 或者 K 不是整数且 $1 \leq K \leq N$.

(1) 若 $K < 1$ 则 $d < p$, 与假设 $d > p$ 矛盾。

(2) 若 $K > N$, 因为前 N 个等效采样对应于 N 个发射阵元到第一个接收阵元的观测路径, 而从 $N+1$ 起对应所有发射阵元到第二个接收阵元的观测路径, 所以第 $N-1$ 个等效采样与第 N 个采样的间距为 t_p , 而根据式(7), 第 N 个与第 $N+1$ 个的间距为 $t_d - (N-1)t_p = (K - N + 1)t_p$ (因 $d = Kp$, $t_d = d/(2v_s)$, $t_p = p/(2v_s)$). 因 $K > N$, 所以 $(K - N + 1)t_p > t_p$, 因此存在不均匀分布的等效阵元, 与假设矛盾。

(3) 当 K 不是整数时, 设 $1 \leq N' - 1 < K < N' \leq N$, 则第 $N' - 1$ 等效空间采样点位于 $(N' - 1)t_p$, 而第 N' 个采样点并不位于 $N't_p$, 这是因为在 $t_d = Kt_p$ 存在一个等效采样点, $(N' - 1)t_p < Kt_p < N't_p$, 所以第 N' 个采样点位于 Kt_p . 这样, 前 $N' - 1$ 个空间采样点的间距为 t_p , 而第 $N' - 1$ 个采样点与第 N' 个采样点的间距为 $(K - N' + 1)t_p < t_p$, 因而存在不均匀分布的等效采样点, 与假设矛盾。

充分性. 由式(7)可知, 当 $d > p$ 时, 如果 $d = Kp$, 其中 K 为整数且 $1 \leq K \leq N$, 那么所有的等效空间采样点都位于 t_p 的整数倍处, 因此相邻的等效样点的间距为 t_p 或 0 而 0 对应于有等效阵元重叠的情况. 所以, MIMO-VSAR 的不重叠等效空间采样位置为均匀分布. 同理可以证明 $d \leq p$ 时的结论。

本文称满足定理 1 条件的 MIMO-VSAR 阵列为 MIMO-VSAR 等效均匀阵(简称等效均匀阵)。

定理 2: 对于阵元数目及接收阵列孔径一定, 且由密集发射阵列和稀疏接收阵列相配合的 MIMO-VSAR 等效均匀阵, 当且仅当配置为典型阵列时, 雷达可以获得最大的无模糊速度频率估计范围。

证明: 对于满足定理条件的 MIMO-VSAR 等效均匀阵配置, 等效空间采样点表示为 $(mK + n)t_p$. 根据式(7), 相邻等效采样点的间距为 t_p 或 0. 这样相邻不重叠的等效空间采样位置的间隔为 t_p , 因此经过 DFT 处理, 最大无模糊可测速度为 $|f_{T, \max}| = |1/(2t_p)| = |K/(2t_d)| \leq |N/(2t_d)|$. 当且仅当 $K = N$, 即配置为典型阵列时, 不等式取等, MIMO-VSAR 等效均匀阵列获得了最大的速度频率无模糊估计范围。

4 MIMO-VSAR 的性能仿真

4.1 MIMO-VSAR 的阵列性能指标

因为 VSAR 采用阵列信号处理, 所以评价 MIMO-VSAR 阵列配置的性能时, 除了考虑速度频率无模糊估计范围外, 还应该考虑输出响应的峰值旁瓣比(PSLR)和积分旁瓣比(ISLR). 峰值旁瓣比(PSLR)定义为 MIMO 阵列在速度频率域的波束方向图可视区内最高旁瓣与主瓣峰值的比^[10]. 积分旁瓣比(ISLR)定义为旁瓣区的能量与主瓣区间内的能量之比^[10]. 如果 PSLR 和 ISLR 较高, 则表明在抑制杂波后, 杂波残余仍然对动目标检测有较大影响。

假定收/发皆为均匀阵列, 且 $M = N = 4$, 图 3 给出了在固定接收阵元间距 d 条件下, MIMO-VSAR 各项性能指标随发射阵元间距 p 的变化曲线. 在仿真中, 用速度频率域波束方向图主峰到其最邻近的模糊峰的间距来表示速度频率无模糊范围, 并将所得的无模糊范围用最大值进行归一化。

首先, 在图 3(a)中, 可以看到当 $p/d \leq 1$ 时, 因为等效均匀阵列的最小阵元间距, 随着 p 的增加而增大, 所以等效均匀阵的无模糊范围逐渐缩小; 当 $p/d > 1$ 时, 无模糊范围主要取决于接收阵列的间距 d , 因为 d 为常数, 所以无模糊范围近似为常数. 在图 3 中我们还标出典型配置的位置. 还可以看到在所有等效均匀阵中, 典型配置的无模糊范围最大。

其次, 如图 3(a)所示, 当 d (或 p) 不是 p (或 d) 的

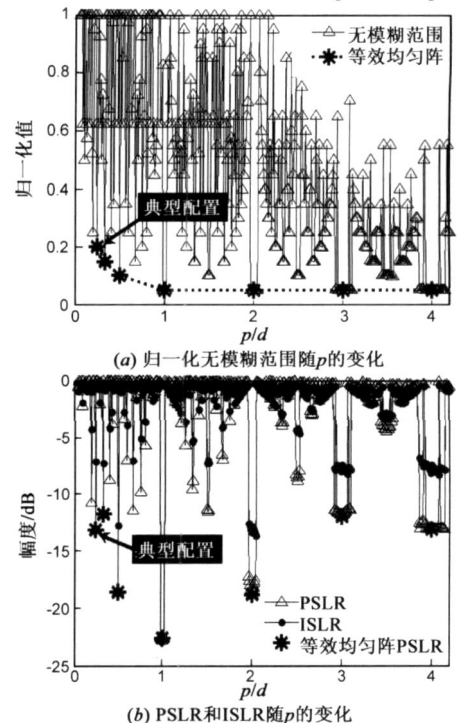


图3 $M=4, N=4$ 时MIMO-VSAR性能指标随 p 的变化

整数倍数时, MIMO-VSAR 阵列等效为非均匀空间采样. 一般而言, 非均匀空间采样会有助于提高无模糊测速范围^[4]. 但是这些非均匀空间采样提高无模糊范围的同时也产生了高旁瓣, 如图 3(b) 所示.

最后, 从图 3(b) 可以看到 PSLR 和 ISLR 表现为一种幅度窗口效应, 即在某些配置附近连续出现较低的幅度, 而等效均匀阵列的配置都落在窗口内. 这种现象表明, 除了满足定理 1 条件的等效均匀阵外, 在选择 MIMO-VSAR 阵列的配置时, 还可以根据具体参数的要求, 在低 PSLR/ISLR 窗口内选择合适的参数. 但是, 当 MIMO-VSAR 等效为非均匀空间采样时, 不适于 FFT 信号处理, 因而工程实现算法复杂度较高.

4.2 场景仿真

假设 $v_s = 200\text{m/s}$, 平台高度 $h = 3\text{km}$, 发射信号波长 $\lambda_c = 0.03\text{m}$, 脉冲重复频率 $f_{\text{PRF}} = 1\text{KHz}$, 发射波束 3dB 方位角宽度为 4° , 距离分辨率 1m , MIMO-VSAR 的收/发阵列为均匀线阵, 阵元数目 $M = N = 4$, 接收阵元间隔 $d = 1.6\text{m}$, 使用同频理想正交信号, 按照 3.1 节典型配置的假定, 设发射阵列间隔 $p = 0.4\text{m}$; 传统 VSAR 阵列采用一个发射阵元和均匀线阵接收阵列, $M = 4$, $d = 1.6\text{m}$. 假定场景中间沿垂直飞行方向有一条路, 路上有两个运动目标. 目标 1 的速度为 $(v_x, v_y) = (0\text{m/s}, 5.7\text{m/s})$, 坐标为 (x_1, y_1) ; 目标 2 的速度为 $(v_x, v_y) = (0\text{m/s}, -1.2\text{m/s})$, 坐标为 (x_2, y_2) , 且 $x_1 = x_2 = 0$, $y_1 \approx y_2 \approx 9.54\text{km}$. 图 4 的纵轴表示相对 9.54km 的距离偏差, 横轴表示相对于飞机正侧视方位的差值. 图 4(a) 给出了传统 VSAR 的动目标和场景成像效果, 信号处理流程参见 2.2 节. 根据 3.1 节中的结论, 此时传统 VSAR 的最大无模糊径向速度估计的绝对值为 1.9m/s . 因此, 动目标 2 可以正确地检测并装订到路上; 而动目标 1 的速度的绝对值大于最大径向无模糊速度的绝对值, 这导致 VSAR 无法准确定位目标 1. 图 4(b) 给出了 MIMO-VSAR 动目标成像的结果. 根据前面的讨论, 可以计算出使用典型配置的 MIMO-VSAR 沿径向可估计的最大无模糊速度的绝对值为 7.6m/s . 因此, 目标 1 和目标 2 都可以得到正

确的重定位.

5 结论

MIMO 阵列可利用正交多信号的同时收/发, 得到远多于阵元数目的观测通道, 等效获得了密集的空间采样, 扩大了速度频率的无模糊估计范围. 据此, 本文提出了一种新的 MIMO-VSAR 来解决 VSAR 动目标检测和成像中定位模糊问题. 进而, 提出了一种实用的均匀线阵典型配置方式, 该配置可将无模糊范围提高 N 倍. 进一步, 本文结合 MIMO-VSAR 阵列等效为均匀线阵的一般条件, 讨论了典型配置的优化性. 最后, 通过仿真证明了 MIMO-VSAR 及其典型阵列配置的有效性.

参考文献:

- [1] Wang G, Xia X-G, Chen V C, and Fiedler R L. Detection, location, and imaging of fast moving targets using multifrequency antenna array SAR[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(1): 345-354.
- [2] Li G, Xu J, Peng Y-N, Xia X-G. Moving target location and imaging using dual speed velocity SAR[J]. IET Radar Sonar Navig, 2007, 1(2): 158-163.
- [3] Xu J, Li G, Peng Y-N, Xia X-G, Wang Y-L. Parametric velocity synthetic aperture radar (I): signal modeling and optimal methods[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2008, 46(8). To be published.
- [4] Zuo Y, Li G, Xu J, Peng Y-N. Detection and location of fast moving targets using minimum redundancy linear array SAR[A]. IEEE Proceedings of International Conference on Radar[C]. Shanghai, China: IEEE, 2006. 588-591.
- [5] Li G, Xu J, Peng Y-N, Xia X-G. Bistatic linear antenna array SAR for moving target detection, location and imaging with two passive airborne radars[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(3): 554-565.
- [6] Rabideau D J and Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar[A]. Proceedings of the 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove, CA USA: IEEE, 2003. 1057-1064.
- [7] Fishler E, Blum R. MIMO radar: an idea whose time has come[A]. IEEE Proceedings of Radar Conference[C]. Newark, USA: IEEE, 2004. 71-78.
- [8] Bekkeman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873-3883.
- [9] Levanon N, Mozeson E. Radar Signals[M]. Hoboken, New Jersey: IEEE Press, A John Wiley & Sons Inc, 2004.
- [10] 刘永坦. 雷达成像技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999. 168-171.

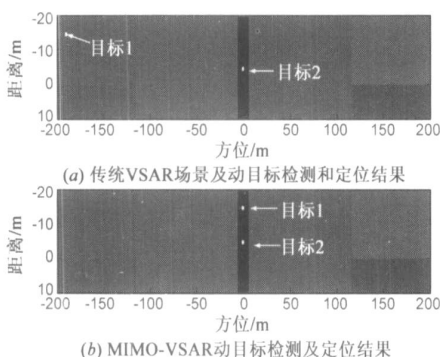


图4 典型配置MIMO-VSAR动目标成像结果与传统VSAR的比较

作者简介:

戴喜增 男, 1978 年生于辽宁调兵山, 2004 年于电信科学技术研究院信息与通信工程专业毕业, 获工学硕士学位, 现于清华大学电子工程系攻读博士学位. 主要从事 MIMO 雷达、雷达波形设计和 ISAR 信号处理技术方面的研究, 已发表论文数篇.

E-mail: dxz04@mails.tsinghua.edu.cn.



许稼 男, 1974 年生于, 清华大学电子工程系博士后, 副教授. 研究领域包括雷达及水声领域的目标检测和识别、参数估计、仿真模拟、合成孔径/逆合成孔径成像、混沌非线性理论等. 目前已经在 IEEE Trans. on GRS, IEEE Trans. on AES, IET Proceeding of RSN, 中国科学等国内外刊物及各类学术会议上发表和录用论文六十余篇, 其中被 SCI、EI、ISTP 等检索四十余篇.



彭应宁 男, 1939 年生, 清华大学电子工程系教授, 博导. 原清华大学电子工程系高速信号处理和网络传输研究所所长. 长期从事雷达信号处理领域的研究, 主要研究方向包括检测与估计理论, SAR/ISAR 成像技术, 阵列信号处理, 自适应信号处理. 已发表学术论文近 200 篇, 其中被 SCI、EI 和 ISTP 收录的论文 120 多篇, 出版专著 4 部, 并获十多项国家级和部委级科技进步奖.

王永良 男, 1965 年生于浙江嘉兴, 教授, 博导. 已发表学术论文 200 多篇, 其中被 SCI、EI 和 ISTP 收录的论文 90 多篇, 出版专著 2 部.

(上接第 2453 页)

- [3] 李宏乔. 汉语组块分析技术及应用研究[D]. 北京: 北京理工大学计算机系, 2004.
Li H. Research of Chinese Chunking and its Applications[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, Computer Science and Technology, 2004. (in Chinese)
- [4] Dagan I, et al. Similarity based methods for word sense disambiguation[A]. In Proceedings of the 35th Annual Meeting of ACL[C]. Madrid: ACL Press, 1997. 56- 63.
- [5] Brown P, et al. Class based n gram models of natural language [J]. Computational Linguistics, 1992, 16(2): 79- 85.
- [6] Gao J, et al. The use of clustering techniques for language mod-

eling application to asian languages[J]. International Journal of Computational Linguistics and Chinese Language Processing, 2001, 6(1): 27- 60.

- [7] Sun G, et al. Chinese chunking based on maximum entropy markov models[J]. International Journal of Computational Linguistics and Chinese Language Processing, 2006, 11(2): 115- 136.
- [8] McCallum A, et al. Maximum entropy markov models for information extraction and segmentation [A]. In Proceedings of ICML' 2000[C]. Stanford: MIT Press, 2000, 591- 598.