

小斜视角单输入多输出稀疏线性阵列相参频率分集成像

梁必帅^{*①②} 张群^① 娄昊^{①③} 罗迎^① 孙莉^①

^①(空军工程大学信息与导航学院 西安 710077)

^②(68205部队72分队 中卫 755100)

^③(武警工程大学信息工程系 西安 710086)

摘要: 现代高分辨雷达通过大带宽获得高距离分辨率, 通过大孔径获得高方位分辨率。该文根据单输入多输出(SIMO)线性阵列天线的基本原理, 借鉴了频率分集相参处理的思路, 用两个阵元实现了多阵元所形成的波束, 并结合高分辨1维距离像(HRRP)方法, 实现了目标的2维成像。进而为了减小频率分集所需的发射阵元工作带宽, 该文结合稀疏天线阵元思想, 通过设计阵元分布, 用较少的频率分集实现了大孔径。仿真验证了所提方法的有效性。

关键词: 雷达成像; 频率分集; 稀疏成像

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)11-2652-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01875

Imaging of Low Squint Angle Single Input Multiple Output Sparse Linear Array with Coherent Frequency Diversity

Liang Bi-shuai^{①②} Zhang Qun^① Lou Hao^{①③} Luo Ying^① Sun Li^①

^①(Institute of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

^②(68205 PLA Troop 72 Section, Zhongwei 755100, China)

^③(Information Engineering Department, Engineering University of Armed Police Force, Xi'an 710086, China)

Abstracts: Modern high-resolution radar obtains high resolution in down-range dimension from wideband waveform and high resolution in cross-range dimension from large aperture. In this paper, a beam is formed using Frequency Diversity (FD) coherent processing between two array elements, according to the principle of Single Input Multiple Output (SIMO) linear array antennas beam forming. Then two-dimension image of targets is achieved by using the High Resolution Range Profiles (HRRP). Further to reduce the bandwidth of the FD coherent processing utilizing sparse array, and large aperture is resolved through array design. Finally, simulation verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: Radar imaging; Frequency diversity; Sparse imaging

1 引言

高分辨雷达可提供目标更丰富的信息, 实现目标成像^[1]。高分辨距离像是通过设计大的带宽信号及其相应的脉冲压缩处理来实现, 而高分辨方位像则通过大的孔径实现^[2]。但是随着方位向分辨率需求的提高, 对天线孔径的要求越来越大, 特别当电磁波的工作波长较长时, 这种孔径上的要求更加难以实现^[3]。一种解决方案是采用阵列天线的方式, 将许多小天线孔径的雷达布成天线阵, 而对各阵列接收的数据进行处理, 从而实现长的天线阵列的作用。其缺点在于要使成像达到较高的方位向分辨率要求

(米级), 通常需要几十甚至上百个雷达阵元, 造价相当高昂。20世纪80年代开始出现的合成孔径雷达与逆合成孔径雷达^[4], 采用小孔径天线空间积累的方式合成大的孔径, 开辟一条“用数据积累换分辨率”的新思路。然而, 合成孔径需要较多的数据积累, 进而要求很长的成像时间, 并且对成像角度也有一定要求。尤其逆合成孔径成像往往又容易受到目标非合作运动等原因的限制, 成像效果不稳定^[5,6]。总的来说, 这两种解决方案的实现都受到相当的客观条件制约。

近年来, 多输入多输出(MIMO)雷达已经成为研究热点^[7-15], 为在有限阵元下形成大孔径重新提供了解决方案。MIMO雷达通过正交波形设计, 利用 M 个发射阵元和 N 个接收阵元可形成 $M \times N$ 个虚拟阵元对应的孔径, 大量减少了雷达阵元数量^[5,6]。

2013-12-02收到, 2014-04-09改回

国家自然科学基金(61172169, 61102109), 中国博士后基金(2012M521897)和陕西省自然科学基金(2012JQ8036)资助课题

*通信作者: 梁必帅 liang1323957@126.com

文献[16]提出一种双边自适应矩阵算法(Tow-sided Adaptive Matrix Approach, TS-AMA)算法下矩阵加权方向图综合方法,该方法较自适应矩阵算法(Adaptive Matrix Approach, AMA)运算量小,收敛速度更快。文献[17]进一步利用压缩感知理论对空中目标进行了 MIMO 成像,进一步减少了雷达数量,但雷达数量仍然较多。

本文在线性阵列天线高分辨方位成像雷达的基础上,进一步借鉴合成孔径的思想,以频率分集作为关键技术,提出了一种单输入多输出(SIMO)稀疏线性阵列相参频率分集成像方案。该方案首先利用两个阵元实现了线性阵列天线高分辨方位成像,再通过发射宽带信号实现距离向成像和目标的 2 维成像。在此基础上,通过采用稀疏布阵设计,极大地减小了阵元数目。这一方案相对于合成孔径雷达的成像时间大大缩短,综合成本比传统的阵列雷达又大为降低,具备相当的优势。

2 基本模型

阵列天线通过大的孔径形成波束,以达到需要的方位分辨率。如图 1 所示,线性等间隔阵列天线远场各阵元接收信号可以写为

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi f_c}{c}d \sin \theta} & \dots & e^{j\frac{2\pi f_c}{c}(N-1)d \sin \theta} \end{bmatrix}^T e^{j2\pi f_c(t-\tau)} \quad (1)$$

其中 f_c 为载频, c 为光速, d 为阵元间距, τ 为目标到天线的传播延时, θ 为来波方向斜视角。

将接收信号 $\mathbf{s}(t)$ 去载频,以阵元均匀加权的方式得到合成的方向图为

$$G_1(\theta) = \frac{1}{N} \left\| 1 + e^{j\frac{2\pi f_c}{c}d \sin \theta} + \dots + e^{j\frac{2\pi f_c}{c}(N-1)d \sin \theta} \right\| \\ = \frac{\sin\left(\left(\pi f_c N d/c\right) \sin \theta\right)}{N \sin\left(\left(\pi f_c d/c\right) \sin \theta\right)} \quad (2)$$

如果每个阵元上发射多个载频信号,下变频后再做处理,则可以减少阵元数量。下面以两个阵元为例,分析波束形成的表达式。如图 2 所示,以频率分集的工作方式,通过时分的形式发射多个频率点, a_0 和 a_1 两个阵元的接收信号为

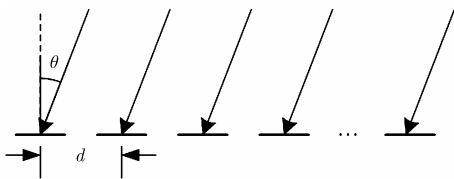


图 1 等距阵列天线波束形成

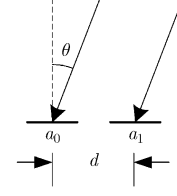


图 2 双阵元线性天线

$$\mathbf{s}_i(t) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi f_c}{c}d \sin \theta} \end{bmatrix}^T e^{j2\pi f_c(t-\tau)}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

其中发射频率点分别为 $f_c, 2f_c, \dots, Nf_c$, $\mathbf{s}_i(t)$ 为两阵元接收到的回波向量 ($i = 1, 2, \dots, N$)。

将 a_0 和 a_1 阵元接收信号共轭相乘,而后以均匀加权方式相加得到(对于小斜视角有 $\sin \theta \approx \theta$)

$$G_2(\theta) = \frac{1}{N} \left\| 1 + e^{j\frac{2\pi f_c}{c}d \sin \theta} + \dots + e^{j\frac{2\pi f_c}{c}(N-1)d \sin \theta} \right\| \\ = \frac{\sin\left(\left(\pi f_c N d/c\right) \sin \theta\right)}{N \sin\left(\left(\pi f_c d/c\right) \sin \theta\right)} \approx \frac{\sin\left(\left(\pi f_c N d/c\right) \theta\right)}{N \left(\pi f_c d/c\right) \theta} \\ = \text{sinc}\left(\frac{\pi f_c N d}{c} \theta\right) \quad (4)$$

式(4)即实现了双阵元天线多频点波束形成。可以看出,采用两个阵元多频率点实现的波束形成结果与采用线性阵列得到的波束形成结果是一样的。对于小斜视角有 $\sin \theta \approx \theta$, 则其 3 dB 波束宽度约为

$$\theta_w = c/(Nf_c d) \quad (5)$$

栅瓣间隔为

$$\theta_{III} = c/(f_c d) \quad (6)$$

即,主瓣宽度为栅瓣间隔的 $1/N$, N 为频率分集点数(对于线性阵列天线来说为阵元数)。

3 2 维成像信号模型

为实现目标的 2 维成像,可通过发射大带宽信号获得高的距离分辨率。采用线性调频信号,以频率分集方式工作,则远场条件下双阵元天线接收信号为

$$\mathbf{s}_i(t) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi f_c}{c}d \sin \theta} \end{bmatrix}^T \\ \cdot \left(\text{rect}\left(\frac{t-\tau_1}{T_p}\right) \sigma_1 e^{j2\pi\left[f_c(t-\tau_1) + \frac{K}{2}(t-\tau_1)^2\right]} + \dots \right. \\ \left. + \text{rect}\left(\frac{t-\tau_M}{T_p}\right) \sigma_M e^{j2\pi\left[f_c(t-\tau_M) + \frac{K}{2}(t-\tau_M)^2\right]} \right), \\ i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

其中

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) = \begin{cases} 1, & -T_p/2 \leq t \leq T_p/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

$\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_M$ 为 M 个目标散射点的散射系数, $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ 为 M 个目标散射点到天线的双程延时, K 为调频斜率, T_p 为脉冲宽度。由于回波中包含多个散射点, 不能采用两阵元之间混频的处理方式。经下变频, 采用“Dechirp”处理方法将两个阵元的接收信号分别与发射信号混频, 做关于 t 的傅里叶变换, 去除剩余视频相位(RVP)^[1]得到目标的 1 维距离像。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_i(f) = & \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi f_c d \sin \theta}{c}} \end{bmatrix}^T \\ & \cdot (\sigma_1 T_p \text{sinc}(T_p(f - K\tau_1)) e^{j2\pi f_c \tau_1} + \dots \\ & + \sigma_M T_p \text{sinc}(T_p(f - K\tau_M)) e^{j2\pi f_c \tau_M}), \\ & i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (9)$$

经上述处理, 目标散射点在距离上已经分开。目标在某一距离单元上, 在方位向上可能存在多个散射中心, 这时将两个阵元信号进行共轭相乘得到

$$\begin{aligned} S_i(f) = & e^{j\frac{2\pi f_c d \sin \theta}{c}} (\sigma_1^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_1)) + \dots \\ & + \sigma_M^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_M))), \\ & i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (10)$$

将式(10)相加即可在任一距离单元形成波束:

$$\begin{aligned} S_\Sigma(f) = & \text{sinc}\left(\frac{\pi f_c N d}{c} \theta\right) \\ & \cdot (\sigma_1^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_1)) + \dots \\ & + \sigma_M^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_M))) \end{aligned} \quad (11)$$

为了改变波束指向, 类似于相控阵天线改变波束指向一样, 需要改变两阵元的相位差, 设 a_1 阵元与 a_0 阵元的相位差所对应的延时为 τ_Δ , 则

$$\begin{aligned} S_i(f) = & e^{j\frac{2\pi f_c (d \sin \theta - \tau_\Delta c)}{c}} (\sigma_1^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_1)) + \dots \\ & + \sigma_M^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_M))), \\ & i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (12)$$

此时其形成波束指向为

$$\begin{aligned} S_\Sigma(f) = & \text{sinc}\left(\frac{\pi f_c N d}{c} \left(\theta - \frac{\tau_\Delta c}{d}\right)\right) \\ & \cdot (\sigma_1^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_1)) \\ & + \dots + \sigma_M^2 T_p^2 \text{sinc}^2(T_p(f - K\tau_M))) \end{aligned} \quad (13)$$

4 基于稀疏线性阵列的频率分集 2 维成像

要对目标进行观察, 需要使栅瓣间隔大于目标在方位上的跨度, 这时主瓣是目标跨度的 $1/N$ 。需

要天线工作频率为 Nf_c (对于线性阵列则需要 N 个阵元), 其中 f_c 为获取目标 1 维距离像的最小载频。通常天线无法具备这样的工作条件, 因此考虑进一步利用稀疏线性阵列技术, 使天线阵元的数量尽可能地少, 同时又使天线的工作频带又不至于太大。

4.1 等距阵列天线 2 维成像

如图 3 线性天线阵列位于 a_0, a_1, a_2, \dots 的位置, 目标区域位于阵元 a_0 的法线方向上, 目标区域中心为 O , p 为目标区域中的任意一点。阵元 a_0 为收发阵元, 其他阵元为接收阵元, 发射信号采用式(7)所描述的线性调频信号。各阵元接收的回波信号为

$$\begin{aligned} s_{ai}(t) = & \text{rect}\left(\frac{t - \tau_i}{T_p}\right) \sigma_p e^{j2\pi \left[f_c(t - \tau_i) + \frac{K}{2}(t - \tau_i)^2 \right]}, \\ & i = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (14)$$

其中 σ_p 为散射点 p 的散射系数, τ_0, τ_1, \dots 分别为 p 由阵元 a_0 发射后到各阵元的延时。将阵元回波信号下变频, 以目标中心到各阵元回波的下变频信号为参考信号, 经过混频、傅里叶变换和去除 RVP 项, 得到各阵元散射中心 1 维距离像为

$$\begin{aligned} S_{ai}(f) = & e^{j2\pi f_c \tau_i} (\sigma_p T_p \text{sinc}(T_p(f - K\tau_i))), \\ & i = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (15)$$

为了得到较高的方位向分辨率, 需要较大的孔径; 类似于合成孔径, 散射中心 p 的 1 维距离像的距离弯曲和距离走动就不能忽略, 采用与合成孔径类似的处理方法^[1,2], 需要将目标 1 维距离像包络对齐, 其处理过程不再说明。经包络对齐之后得到

$$\begin{aligned} S_{ai}(f) = & e^{j2\pi f_c \tau_i} (\sigma_p T_p \text{sinc}(T_p(f - K\tau_0))), \\ & i = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (16)$$

此外, 为了形成较大的孔径, 目标的回波到达各阵元的传播线已不能按“平行”处理, 各阵元回波不能采用直接相加的方法进行处理, 需要进行相位校正^[18]。经相位校正得各阵元的 1 维距离像。

$$\begin{aligned} S_{ai}(f) = & e^{j2\pi f_c (\tau_0 + id \sin \theta / c)} (\sigma_p T_p \text{sinc}(T_p(f - K\tau_0))), \\ & i = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (17)$$

再将式 $S_{a0}(f), S_{a1}(f), \dots$ 的右端相加再平均就获得方位 θ 处的目标高分辨方位像。

$$\begin{aligned} S(f) = & e^{j\frac{2\pi f_c \tau_0}{c}} e^{j\frac{\pi f_c (N-1)d \sin \theta}{c}} \frac{\sin(\pi f_c N d \sin \theta / c)}{N \sin(\pi f_c d \sin \theta / c)} \\ & \cdot (\sigma_p T_p \text{sinc}(T_p(f - K\tau_0))) \end{aligned} \quad (18)$$

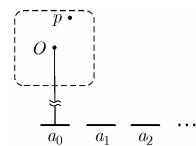


图3 实阵列天线与目标关系

进一步，由于 θ 很小，有 $\sin \theta \approx \theta$ ，因此式(18)可写为

$$S(f) = e^{j\frac{2\pi f_c}{c}\tau_0} e^{j\frac{\pi f_c}{c}(N-1)d \sin \theta} \cdot \text{sinc}\left(\left(\frac{f_c N d}{c}\right)\theta\right) \left(\sigma_p T_p \text{sinc}\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right) \quad (19)$$

要改变波束指向，只要将各阵元的接收信号加入线性延时相位即可

$$S(f) = e^{j\frac{2\pi f_c}{c}\tau_0} e^{j\frac{\pi f_c}{c}(N-1)d \sin \theta} \cdot \text{sinc}\left(\frac{f_c N(\theta d - \psi)}{c}\right) \cdot \left(\sigma_p T_p \text{sinc}\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right) \quad (20)$$

式中 ψ 表示第 n 个阵元比第 $n-1$ 个阵元的滞后相位，即：第 0 个阵元相位滞后为 0，第 1 个阵元相位滞后为 ψ ，第 2 个阵元相位滞后为 2ψ ，以此类推，第 $N-1$ 个阵元相位滞后 $(N-1)\psi$ 。

4.2 非等距阵列 2 维成像

借鉴空间谱估计中非等距阵列的优点^[19]，采用非等距阵列，减小冗余的阵元。如采用最优最小冗余阵，利用 4 个阵元可以实现 7 个等距阵所形成的孔径^[19]。在单个载频的工作条件下(单个频率分集点)，为了得到与等距线性阵列相一致的波束形成结果(式(2))，采用非等距阵列时需要精心设计各阵元位置，以满足最小冗余阵的条件。如果在多个载频工作的条件下，可以进一步减少阵元数量。

以 4 阵元最优最小冗余阵为例，如图 4 所示，其中在 0, 2, 5, 6 的位置分别布置阵元，其余位置没有阵元，阵元 a_0 作为收发阵元，其余阵元为接收阵元。在单载频工作的情况下，阵元 a_0 发射线性调频信号，类似于前面的论述，各阵元的接收信号为

$$s_{ai}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \tau_i}{T_p}\right) \sigma_p e^{j2\pi\left[f_c(t - \tau_i) + \frac{K}{2}(t - \tau_i)^2\right]}, \quad i = 0, 2, 5, 6 \quad (21)$$

其中 τ_0, τ_2, \dots 为阵元 a_0 发射的电波经散射中心 p 反射后到达各接收阵元的延时。经过去载频，与目标中心参考信号做 Dechirp 处理、傅里叶变换、去除 RVP 项等处理得到目标的 1 维距离像，再将距离像包络对齐得

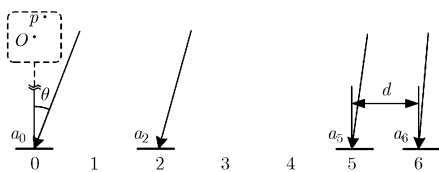


图 4 非等距线性阵列

$$S_{ai}(f) = e^{j2\pi f_c \tau_i} \left(\sigma_p T_p \text{sinc}\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right), \quad i = 0, 2, 5, 6 \quad (22)$$

将各阵元回波校正到与发射阵元的来波方向平行的方向上得到

$$S_{ai}(f) = e^{j2\pi f_c \left(\tau_i + \frac{id \sin \theta}{c}\right)} \left(\sigma_p T_p \text{sinc}\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right), \quad i = 0, 2, 5, 6 \quad (23)$$

将式(23)中 a_6 阵元对应的式子与 a_5 阵元对应的式子共轭相乘得到

$$S_{b1}(f) = e^{j2\pi f_c \left(\frac{d \sin \theta}{c}\right)} \left(\sigma_p^2 T_p^2 \text{sinc}^2\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right) \quad (24)$$

a_2 阵元对应的式子与 a_0 阵元对应的式子共轭相乘得到

$$S_{b2}(f) = e^{j2\pi f_c \left(\frac{2d \sin \theta}{c}\right)} \left(\sigma_p^2 T_p^2 \text{sinc}^2\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right) \quad (25)$$

以此类推可得到

$$S_{bi}(f) = e^{j2\pi f_c \left(\frac{id \sin \theta}{c}\right)} \left(\sigma_p^2 T_p^2 \text{sinc}^2\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right), \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (26)$$

这样便获得了虚拟的第 1 号到第 6 号线性阵列所能获得的全部信号。结合式(3)，当采用 $7/6f_c$ 频率分集点时，可得到虚拟第 6 号阵元对应的信号，实际上获得了虚拟第 7 号阵元所对应的信号。

$$\hat{S}_{b6}(f) = e^{j2\pi f_c \left(\frac{7d \sin \theta}{c}\right)} \left(\sigma_p^2 T_p^2 \text{sinc}^2\left(T_p(f - K\tau_0)\right)\right) \quad (27)$$

4.3 稀疏布阵方案

设阵元带宽为 50 MHz，按带宽为载频的 10% 计算，天线阵元要在很多频率分集点上发射信号，天线工作频带很大，很难工程实现。稀疏阵列天线具有较高的孔径效率，采用一定数量的阵元“代替”天线频率分集点数，可实现目标区域 2 维成像。实际上采用增加阵元和频率分集的方法都可以实现大的孔径，且这两种方法之间是独立的。两种方法的特点各不相同，大孔径频率分集，由于受天线工作频率的影响，需要较大的频率工作带宽，实现困难；增加阵元数量实现大孔径，由于受到阵元成本的限制，阵元数不可能太多。因此可采用一定数量的阵元和较低的工作带宽，实现方位向的高分辨率。

阵元坐标位置分别为 x_0, x_1, \dots ，频率分集点分别为 f_{c0}, f_{c1}, \dots 。建立阵元数量为 $P+1$ ，频率分集点数为 $M+1$ ，最高频率分集点频率与最低频率分集点频率比值是 K 的最优化问题为

$$\begin{aligned}
 & \max \left((x_i - x_j)K \right) \\
 \text{s.t. } & X = \{x_i | x_i \in N; i = 0, 1, \dots, P\} \\
 & F_c = \{f_{ci} | f_{ci} \in R; i = 0, 1, \dots, M; F_{cM} = Kf_{c0}; K > 1\} \\
 & D = \{d_i | d_i = 1, 2, \dots, Q\} \\
 & L = \{l_m | l_m = (x_i - x_j)f_{ck}/f_{c0}; k=0, 1, \dots, M \\
 & \quad i = 1, 2, \dots, P; j = 0, 1, \dots, P-1; i > j\} \\
 & E = \left\{ e_i | e_i \begin{cases} 1, & d_i \in L \\ 0, & d_i \notin L \end{cases} \right\} \\
 & \sum e_i = Q
 \end{aligned} \tag{28}$$

其中 x_i 为归一化阵元坐标, f_{ci} 为雷达频率分集频点的频率。 d_i 为拟形成的归一化虚拟阵元位置, 共有 Q 个虚拟阵元位置, L 为可以形成的虚拟阵元位置。

经计算机计算: 当 $P=3$ (即 4 个阵元), $K=2.0$ 时, 最多可形成相当于 21 个等间隔阵元所形成的孔径, 其稀疏阵元布置方案共有 4 种, 分别为:

$\{0, 10, 13, 14\}$, $\{0, 10, 11, 14\}$, $\{0, 3, 4, 14\}$, $\{0, 1, 4, 14\}$ 。
当 $P=4$ (即 5 个阵元), $K=2.0$ 时, 最多可形成相当于 71 个等间隔阵元所形成的孔径, 其稀疏阵元布置的方案共有 8 种, 分别为: $\{0, 33, 43, 46, 47\}$, $\{0, 33, 43, 44, 47\}$, $\{0, 33, 36, 37, 47\}$, $\{0, 33, 34, 37, 47\}$, $\{0, 10, 13, 14, 47\}$, $\{0, 10, 11, 14, 47\}$, $\{0, 3, 4, 14, 47\}$, $\{0, 1, 4, 14, 47\}$ 。根据式(5)和式(6), 当其方位分辨率为 1 m 时, 无混叠可观察的最大目标方位区域为 71 m。

5 仿真验证

为了验证所提的理论, 将实孔径天线, 双阵元多载频及稀疏阵多载频阵列天线 3 种方法的成像效果进行对比, 设计仿真条件如下。

实孔径, 采用 71 个等间隔阵元, 阵列宽度为 5418 m。双阵元多载频天线, 采用 2 个阵元, 71 个载频, 双阵元间隔 76 m, 最高载频为 $71 \times 300 \text{ MHz} = 21.3 \text{ GHz}$ 。稀疏阵多载频阵列天线阵元坐标为 $\{0, 33,$

$43, 46, 47\} \times 57.6 \text{ m}$, 最大孔径为 $47 \times 57.6 = 2707 \text{ m}$, 最高频率分集点为 $300 \times 2 = 600 \text{ MHz}$ 。3 种方法都采用一发多收的工作方式, 发射阵元位于最左端。

目标距离 20 km 处 3 种方法形成的 3 dB 波束形状如图 5 所示。从图中可以看出 3 种方法所形成的波束宽度是几乎是相同的, 其形状也具有很大的相似性。

图 6 为目标散射中心坐标, 图 7 为实孔径对该目标所成的 2 维像, 可以看出成像结果在形状上与目标形状大体一致, 只是由于 2 维像分辨率不高, 存在一些非对称旁瓣, 但对于长波长小带宽信号来说, 其成像还是比较清晰的。图 8 为双阵元多载频天线对图 6 目标模型所成的 2 维像, 可以看出由 71 个频率分集点所成 2 维像结果也是比较满意的, 但该方法的频率工作范围为 $300 \text{ MHz} \sim 21.3 \text{ GHz}$ ($71 \times 300 \text{ MHz}$), 目前的天线系统无法满足该要求, 且在如此大的范围内目标散射特性会发生明显的改变, 因而在这种条件下该成像方法不具备实用意义。图 9 为稀疏阵多载频阵列天线对图 6 目标模型所成的 2 维像, 可以看出由于距离分辨率及方位分辨率的限制, 其旁瓣较高, 但成像轮廓较好, 基本可以看出目标的外形。

图 10 为将 3 种方法取距离 0 m 处的方位像切片对比图, 可以看出 3 种方法所成的像大体一致, 实孔径天线所成的像旁瓣略高, 稀疏阵多载频阵列天线的旁瓣最低。

6 结束语

本文在常规阵列雷达的基础上, 进一步借鉴合成孔径的思想, 以频率分集作为关键技术, 提出了 SIMO 稀疏线性阵列相参频率分集成像方案。该方案采用阵列技术, 通过频率分集实现方位向成像, 不需要很长的脉冲积累, 对成像角度、时间要求大为降低, 非常适合于非合作目标成像。另一方面通过采用稀疏布阵设计, 极大地减小了阵元数目, 有

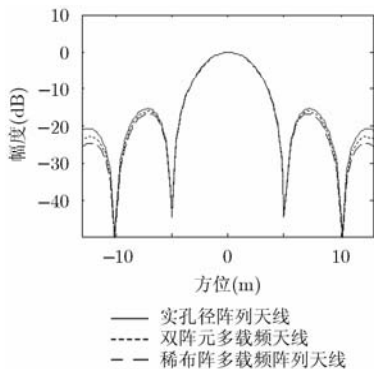


图 5 3 种方法在 20 km 处形成的波束对比

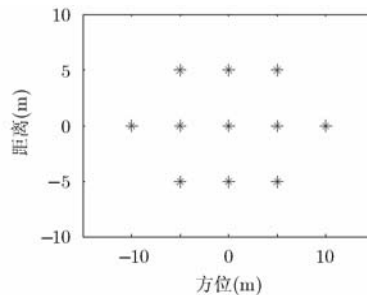


图 6 目标模型散射中心坐标

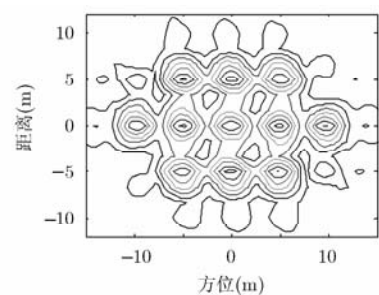


图 7 实孔径对目标模型的 2 维成像

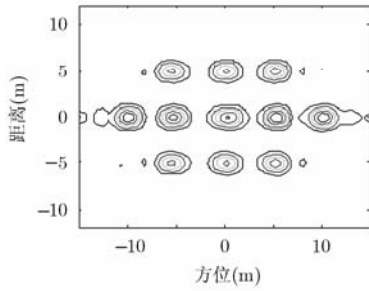


图 8 双阵元多载频天线成像

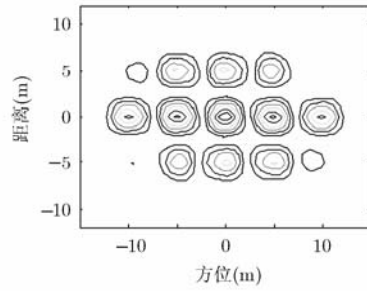


图 9 稀疏阵多载频阵列天线成像

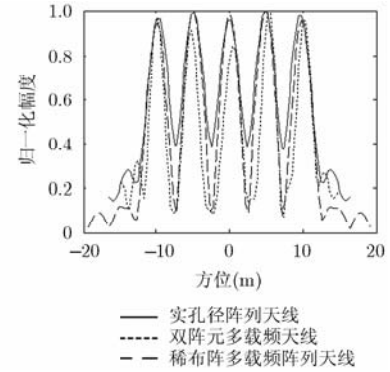


图 10 3 种阵列天线 2 维像方位像的成像效果比较

利于实阵列 2 维成像。特别是在 VHF 和 UHF 波段, 频率分集较易实现, 在方位达到同样分辨率的前提下, 可大大减少阵元复杂性, 提高该波段雷达的方位分辨率。该 2 维成像方法目前还无法做到实时一次快拍成像, 对于高速目标 2 维成像还需要进一步研究。

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: 2-11.
Bao Zheng, Xing Meng-dao, and Wang Tong. Radar Imaging Technique[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 2-11.
- [2] 李春升, 杨威, 王鹏波. 星载 SAR 成像处理算法综述[J]. 雷达学报, 2013, 2(1): 111-122.
Li Chun-sheng, Yang Wei, and Wang Peng-bo. A review of spaceborne SAR algorithm for image formation[J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(1): 111-122.
- [3] 王怀军, 许红波, 陆珉, 等. 基于 MIMO 雷达的高分辨成像方法[J]. 微波学报, 2009, 25(5): 79-83.
Wang Huai-jun, Xu Hong-bo, Lu Min, et al. High-resolution imaging method based on MIMO radar[J]. *Journal of Microwaves*, 2009, 25(5): 79-83.
- [4] 仲利华, 胡东辉, 丁赤飏, 等. 一种稀疏孔径下大尺寸目标的 ISAR 成像方法[J]. 雷达学报, 2012, 1(3): 292-300.
Zhong Li-hua, Hu Dong-hui, Ding Chi-biao, et al. ISAR sparse aperture imaging algorithm for large size target[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(3): 292-300.
- [5] 陈阿磊, 王党卫, 马晓岩, 等. 宽带 MIMO 雷达的阵列设计和成像方法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(12): 2541-2546.
Chen A-lei, Wang Dang-wei, Ma Xiao-yan, et al. Array design and imaging method for wide-band MIMO radar[J]. *Systems Engineering and electronics*, 2010, 32(12): 2541-2556.
- [6] 王怀军, 粟毅, 黄春林. 基于天线布阵的 MIMO 雷达成像研究[J]. 信号处理, 2009, 25(8): 1203-1208.
Wang Huai-jun, Su Yi, and Huang Chun-lin. Study on MIMO radar imaging based on antenna array[J]. *Signal Processing*, 2009, 25(8): 1203-1208.
- [7] 王勇, 刘宏伟, 纠博, 等. MIMO 雷达稳健的发射波束形成算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 318-323.
Wang Yong, Liu Hong-wei, Jiu Bo, et al. Robust transmitting beamforming for MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 318-323.
- [8] 晋良念, 欧阳缙, 周丽军. UWB MIMO 穿墙雷达的阵列设计和成像方法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(7): 1575-1580.
Jin Liang-nian, Ouyang Shan, and Zhou Li-jun. Array design and imaging method for ultra-wideband multiple-input multiple-output through the wall radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(7): 1575-1580.
- [9] 刘俊, 刘峥, 谢荣, 等. 基于波束空间的米波 MIMO 雷达角度估计算法[J]. 电子学报, 2011, 39(9): 1961-1966.
Liu Jun, Liu Zheng, Xie Rong, et al. Beam-space domain angle estimation algorithm in VHF MIMO radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(9): 1961-1966.
- [10] 洪升, 万显荣, 易建新, 等. 基于单次快拍的双基地 MIMO 雷达多目标角度估计方法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(5): 1149-1155.
Hong Sheng, Wang Xian-rong, Yi Jian-xin, et al. An angle estimation method for multi-targets in bistatic MIMO radar with single snapshot[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(5): 1149-1155.
- [11] 郑志东, 王珽, 张剑云, 等. 基于块 Hankel 矩阵构造的双基地 MIMO 雷达相干多目标定位[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(5): 1082-1087.
Zheng Zhi-dong, Wang Ting, Zhang Jian-yun, et al. Coherent multi-target localization for bistatic MIMO radar based on block Hankel matrix construction[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(5): 1082-1087.
- [12] Chong C Y, Pascal F, Ovarlez J P, et al. MIMO radar detection in non-Gaussian and heterogeneous clutter[J].

- IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 115-126.
- [13] Wang Hong-yan, Liao Gui-sheng, Wang Yong, *et al.* On parameter identifiability of MIMO radar with waveform diversity[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(8): 2057-2063.
- [14] He Q, Lehmann N H, Blum R S, *et al.* MIMO radar moving target detection in homogeneous clutter[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(3): 1290-1301.
- [15] Li J, Stoica P, Xu L, *et al.* On parameter identifiability of MIMO radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 968-971.
- [16] 王勇, 刘宏伟, 纠博, 等. 针对方向图综合的 MIMO 雷达双边自适应矩阵算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(4): 898-903.
- Wang Yong, Liu Hong-wei, Jiu Bo, *et al.* Beam pattern synthesis via a two-sided adaptive matrix approach for MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(4): 898-903.
- [17] 顾福飞, 池龙, 张群, 等. 基于压缩感知的稀疏阵列 MIMO 雷达成像方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(10): 2452-2457.
- Gu Fu-fei, Chi Long, Zhang Qun, *et al.* An imaging method for MIMO radar with sparse array based on compressed sensing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2452-2457.
- [18] 刘永坦. 雷达成像技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999: 3-6.
- Liu Yong-tan. Radar Imaging Technology[M]. Harbin: Harbin Institute Technology Press, 1999:3-6.
- [19] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 355-365.
- Wang Yong-liang, Chen Hui, Peng Ying-ning *et al.* Space Spectrum Estimation Theory and Algorithm [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004:355-365.
- 梁必帅: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为雷达成像、雷达信号处理.
- 张群: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达成像、雷达目标识别、雷达对抗等.
- 娄昊: 男, 1984 年生, 讲师, 研究方向为雷达信号处理、目标识别.

《雷达学报》“动平台下的动目标检测技术”专题征文通知

进入二十一世纪以来, 伴随航空、航天技术的进步, 不但出现了以“两高一低”(即高空、高速、低电磁散射与红外辐射)为特征的新型有人/无人航空飞行器, 而且陆、海慢速运动目标也在朝着降低目标可探测要素的方向发展。此外, 探测目标所面临的电磁环境日趋复杂。仅依赖地/海基探测手段已无法全空域、全时段监视活动目标, 有必要综合利用多种运动平台、多种技术途径来提升监视低可观察动目标的能力。

动平台下检测运动目标是近年来学术界极为关注和研究的热点, 从目前的理论与实验研究到形成综合应用能力, 还有很长的路要走, 需要重点解决包括动平台探测体制与构架、多源信息融合利用、非均匀地/海杂波抑制、低信噪比时变信号积累检测等在内的诸多理论难题与技术挑战。

为及时总结动平台下的动目标检测技术研究与应用的最新进展, 《雷达学报》拟在 2015 年下半年出版“动平台下的动目标检测技术”专题, 专题主编为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室廖桂生教授。

现公开征集专题论文, 诚挚欢迎国内外专家、学者和科研人员积极投稿, 具体征文事项如下。

一. 征文方向(但不限于)

1. 动平台探测动目标的新体制(双多/基体制, MIMO 体制)
2. 动目标检测理论与处理新方法(STAP, SAR-GMTI, WAS-GMTI, 稀疏处理)
3. 高速、高机动目标积累检测
4. 检测-跟踪一体化理论与方法
5. 多特征融合检测理论与方法

二. 征文要求

1. 来稿须进行脱密处理, 发表前应提交保密审查表(盖章)。
2. 观点明确, 论据充分, 引证准确; 尚未公开发表; 中英文皆可。
3. 题目、作者姓名及单位、摘要、关键词、图题、表题应给出中英文; 单位和物理量使用符合国家标准。
4. 稿件请采用 Office Word 97~2003 版本通栏排版。
5. 投稿请在《雷达学报》网站(<http://radars.ie.ac.cn>)“作者投/查稿”处注册、上传, 在作者留言中注明“动平台下的动目标检测技术”专题论文。
6. 投稿截止日期: 2015 年 4 月 30 日。
7. 联系人: 贾守新、高华, 电话: 010-58887062, 邮箱: radars@mail.ie.ac.cn。