

超宽带虚拟孔径雷达非正交旁瓣抑制方法

李志* 金添 周智敏

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 在超宽带雷达成像中, 雷达图像存在非正交旁瓣, 影响图像质量。该文通过分析虚拟孔径成像的空间谱支撑区分布与点扩展函数的关系, 提出一种基于虚拟子孔径的雷达图像非正交旁瓣抑制方法。该方法通过分离主瓣和旁瓣, 在保持分辨率的同时有效抑制旁瓣, 仿真数据处理结果验证了该文方法的有效性。

关键词: 雷达成像; 超宽带; 旁瓣抑制; 空间谱; 支撑区

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2934-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00720

Non-orthogonal Sidelobes Reduction for Virtual Aperture UWB Radar

Li Zhi Jin Tian Zhou Zhi-min

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: In ultra-wideband radar imaging applications, there exist non-orthogonal sidelobes which would affect the image. The relationship between point spread function and spatial spectrum supporting region is analyzed in this paper. To improve the image quality, an approach based on virtual sub-aperture radar images is proposed to reduce the non-orthogonal sidelobes. This approach separates the mainlobe from the sidelobes, which suppresses the sidelobes and keeps the mainlobe simultaneously. The simulation results show significant reduction of the sidelobe level.

Key words: Radar imaging; Ultra-wideband; Sidelobes reduction; Spatial spectrum; Supporting region

1 引言

在雷达成像领域, 超宽带技术是获得高分辨率雷达图像的一种有效手段, 得到了迅速发展和广泛应用。超宽带雷达通过发射超宽带信号获得距离向高分辨率, 通过合成孔径或天线阵列获得方位向高分辨率。在地表穿透、穿墙成像等应用场合, 合成孔径雷达很难满足实时性要求, 而实孔径雷达又存在阵元数量较多、系统复杂等问题。基于多发射多接收(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)原理的虚拟孔径技术^[1-3]可以很好地满足这些应用, 是超宽带雷达技术的重大突破, 已经成功应用于一些实际系统^[3-5]。

成像雷达通过对目标不同角度的照射与观测获取目标信息, 进而重构目标图像。雷达系统获得的空间频谱通常是目标频谱响应的有限支撑区域, 根据傅里叶成像原理, 理想点目标的有限空间谱支撑

区对应的空-时响应, 即点扩展函数(Point Spread Function, PSF)不是理想的冲激函数, 而是会形成主瓣和旁瓣。超宽带雷达能够获得较大的目标空间谱支撑区, 实现高分辨。高分辨率有助于在雷达图像中识别目标轮廓特征和目标特性, 能够实现精确的目标定位和跟踪, 但PSF的旁瓣特征对强目标周围的弱目标影响较大, 所以如何有效抑制旁瓣对雷达成像而言很有意义。目前已经提出了很多旁瓣抑制方法, 其中传统的方法是窗函数加权法, 如Hamming, Kaiser窗加权等, 实现简单, 可同时作用于方位向(孔径加窗)和距离向(信号加窗), 但这通常会使得主瓣宽度展宽, 降低了分辨率。为了降低旁瓣水平同时又尽量保持主瓣宽度, 可以通过优化加权系数实现, 常用的有Chebyshev加权^[6]、凸优化^[7]、进化算法优化^[8,9]等, 但幅度加权带来的一个突出问题是没有充分利用信号的能量, 会降低信噪比^[10]。另一种方法是通过非均匀的方法降低旁瓣, 如非均匀间隔的阵列, 这类方法通过优化阵元位置把临近主瓣的旁瓣能量平均散布到主瓣远端来实现^[11,12], 但由于涉及非均匀采样, 在实际成像中对成像处理算法有较高要求, 不能有效使用一些传统的合成孔

2012-06-11 收到, 2012-08-21 改回

国家自然科学基金(61271441, 60972121), 全国优秀博士学位论文作者专项资金(201046)和新世纪优秀人才支持计划(NCET-10-0895)资助课题

*通信作者: 李志 lizhi_cs@126.com

径雷达成像算法，并且对于超宽带成像优化复杂度较高。此外，可以采用一些基于估计原理的处理方法，如空变切趾(Spatially Variant Apodization, SVA)^[13,14]、自适应旁瓣抑制(Adaptive Sidelobe Reduction, ASR)^[15]和 CLEAN 技术^[16]等，与线性加权方法相比，这些算法复杂、运算量较大。

旁瓣抑制的一种最直接的思路就是通过旁瓣估计将目标成像图中的旁瓣和主瓣区分开来，从而去除旁瓣。基于 2 维谱变形的旁瓣抑制方法通过对成像系统的空间频谱支撑区进行变形处理，得到不同旁瓣走向的图像，进而提取出主瓣，在不损失图像分辨率的条件下实现旁瓣抑制^[17]。这种方法对谱变形方式的选取要求较高，需要寻找可行的谱变形方式以使变形前后图像旁瓣最大程度上不重合。由于在近距离成像条件下场景中的目标存在较大的空变性，这种方法的应用受到限制。

根据这种主、旁瓣分离的思想，如果得到两幅主瓣位置相同而旁瓣走向不同的图像，就可以有效地分离出主瓣，抑制旁瓣。超宽带雷达正好存在这种性质，其积累角一般较大，对应的成像图存在非正交旁瓣。超宽带 MIMO 雷达图像距离向旁瓣与传统窄带合成孔径雷达图像相似；而方位向旁瓣却存在较大差异，由一个平行于方位轴的旁瓣分裂成两个非正交的旁瓣^[18]。非正交旁瓣的形成机理可从 2 维频谱支撑区分析，不同位置子孔径成像图的方位向旁瓣旋转角度不同，本文正是利用这个特性进行方位向旁瓣抑制。

本文的结构安排如下：第 2 节分析了 MIMO 雷达成像的空间谱和 PSF 的性质；第 3 节介绍了本文所提出的旁瓣抑制方法；在第 4 节通过仿真验证了该方法的有效性；最后在第 5 节进行了总结。

2 成像模型

2.1 MIMO 虚拟孔径雷达成像

MIMO 雷达的多个发射阵元与多个接收阵元进行收发阵元相互配对，实现以较少的阵元产生较多的有效观测通道，等效于存在许多的虚拟阵元。根据等效协同阵原理^[19]，每个发射阵元与接收阵列形成一个虚拟阵列，相当于协同阵的一个子孔径。MIMO 雷达通过这种虚拟孔径的方式实现对目标的空间采样，从空间谱的角度来讲，虚拟阵元对目标空间谱进行采样，通过相应的成像算法即可得到目标的雷达图像。

由于受阵列布置和信号形式等实际条件的限制，雷达系统获得的空间频谱通常是目标频谱响应的有限支撑区域，而理想点目标的有限空间谱支撑

区对应的 PSF 反映了系统的冲激响应，所以通常可以用 PSF 来刻画成像系统的性能。PSF 主瓣的宽度是可达到的分辨率的一个度量，PSF 栅瓣的位置决定了模糊区域，PSF 旁瓣水平表明了区分强目标与其临近弱目标的能力。通常 PSF 的距离向性能由发射信号形式决定，方位向性能由天线方位向孔径决定。相对于传统的单站合成孔径雷达，MIMO 雷达获得的空间谱分布形式更加不规则，其对应的 PSF 也更为复杂，所以需要研究空间谱分布与 PSF 之间的关系，从而为成像及相关处理提供指导依据。

2.2 空间谱分布与 PSF 的关系

目标空间谱在波数域中的填充区域称为支撑区，支撑区的分布范围与分辨率密切相关，其密度和形状决定了 PSF 的旁瓣水平和空间分布形式^[3]。对于理想点目标 $P(x_p, y_p)$ ，设发射阵元、接收阵元的方位角分别为 θ_T 和 θ_R ，如图 1 和图 2 所示。在波数域，发射波数和接收波数均为矢量，分别记为 \mathbf{K}_T 和 \mathbf{K}_R ，则有

$$\mathbf{K}_T = k_T \cos \theta_T \mathbf{a}_{kx} + k_T \sin \theta_T \mathbf{a}_{ky} = k_{Tx} \mathbf{a}_{kx} + k_{Ty} \mathbf{a}_{ky} \quad (1)$$

$$\mathbf{K}_R = k_R \cos \theta_R \mathbf{a}_{kx} + k_R \sin \theta_R \mathbf{a}_{ky} = k_{Rx} \mathbf{a}_{kx} + k_{Ry} \mathbf{a}_{ky} \quad (2)$$

式中 \mathbf{a}_{ky} 和 \mathbf{a}_{kx} 分别为距离波数和方位波数方向上的单位矢量，并且有

$$k_T = k_R = k = 2\pi f / c \quad (3)$$

式中 f 为发射信号频率， c 为电磁波的速度。

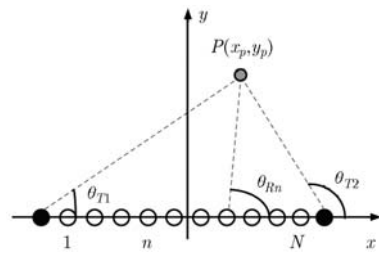


图 1 两发多收阵列成像示意图

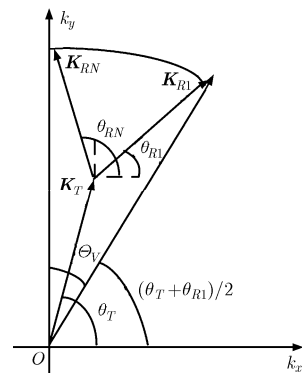


图 2 MIMO 雷达空间谱填充样本点

根据电磁波传播原理可知，发射、接收合成波数为

$$\mathbf{K}_V = \mathbf{K}_T + \mathbf{K}_R = k_x \mathbf{a}_{k_x} + k_y \mathbf{a}_{k_y} \quad (4)$$

即虚拟阵元对应的波数，其中

$$\begin{aligned} k_x &= k_{Tx} + k_{Rx} = k_T \cos \theta_T + k_R \cos \theta_R \\ &= k(\cos \theta_T + \cos \theta_R) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} k_y &= k_{Ty} + k_{Ry} = k_T \sin \theta_T + k_R \sin \theta_R \\ &= k(\sin \theta_T + \sin \theta_R) \end{aligned} \quad (6)$$

假设以 MIMO 线阵所在直线为 x 轴，如图 1 所示，那么对于整个成像场景，2 维积分形式的 MIMO 雷达回波数据为

$$\begin{aligned} s(x_T, x_R, t) &= \iint_{y \ x} \sigma(x, y) g(t - R(x, y) / c) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi f_c R(x, y) / c) dx dy \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $R(x, y) = [(x - x_T)^2 + (y - y_0)^2]^{1/2} + [(x - x_R)^2 + (y - y_0)^2]^{1/2}$ ， $g(t)$ 是发射信号，其傅里叶变换为 $G(f)$ ，中心频率是 f_c ， $\sigma(x, y)$ 为成像场景散射分布函数。将式(7)关于时间 t 做傅里叶变换，有

$$\begin{aligned} S(x_T, x_R, f_b) &= \int_t s(x_T, x_R, t) \exp(-j2\pi f_b t) dt \\ &= G(f_b) \iint_{y \ x} \sigma(x, y) \exp(-j2\pi(f_c + f_b)R(x, y) / c) dx dy \end{aligned} \quad (8)$$

设空间频率变量 $k = 2\pi(f_b + f_c) / c$ ，则有

$$\begin{aligned} \tilde{S}(x_T, x_R, k) &= \frac{S(x_T, x_R, f_b)}{G(f_b)} \\ &= \iint_{y \ x} \sigma(x, y) \exp(-jkR(x, y)) dx dy \end{aligned} \quad (9)$$

再对 x_T 和 x_R 做傅里叶变换，即得到雷达回波数据与目标空间频谱之间的对应关系。

$$\begin{aligned} \tilde{S}(k_{Tx}, k_{Rx}, k) &= \iint_{y \ x} \sigma(x, y) \iint_{x_T \ x_R} \exp(-jkR(x, y)) \\ &\quad \cdot \exp(-jk_{Tx}x_T - jk_{Rx}x_R) dx_R dx_T dx dy \\ &= \Gamma(k_x, k_y) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\Gamma(k_x, k_y)$ 是场景散射分布函数 $\sigma(x, y)$ 对应的空间谱，并且在式(5)和式(6)中分析了 k_x, k_y 与 k_{Tx}, k_{Rx}, k 之间的关系，即目标空间谱的波散关系。典型的频域成像算法就是通过 Stolt 插值得到采集的数据频谱与目标空间频谱之间的对应值，再通过逆傅里叶变换得到目标图像。

下面分析在两发多收线性阵列模式下空间谱支撑区的分布，其分析方法还可以用于分析任意发射、任意接收阵列模式下空间谱支撑区的分布情况。

图 1 显示了两发多收阵列的配置形式，其中发

射阵元位于接收阵列两侧，位置坐标分别是 (x_{T1}, y_0) 和 (x_{T2}, y_0) ，接收阵元的位置坐标为 $(x_{Rn}, y_0), n = 1, \dots, N$ ，目标位置坐标是 (x_p, y_p) 。这种发射阵元置于接收阵列两端的形式是一种有效的直线虚拟孔径天线配置方案^[3]，在实际成像系统中有关应用^[20]。每个发射阵元与接收阵列形成的空间谱覆盖一定的区域，如图 2 所示，其观测角范围(积累角)是

$$\Theta_V = (\theta_T + \theta_{RN}) / 2 - (\theta_T + \theta_{R1}) / 2 = (\theta_{RN} - \theta_{R1}) / 2 \quad (11)$$

斜视角为

$$\begin{aligned} \theta_{Vs} &= ((\theta_T + \theta_{R1}) / 2 + (\theta_T + \theta_{RN}) / 2) / 2 \\ &= \theta_T / 2 + (\theta_{R1} + \theta_{RN}) / 4 \end{aligned} \quad (12)$$

如图 3 所示，发射阵元 1 与接收阵列形成的观测角范围是

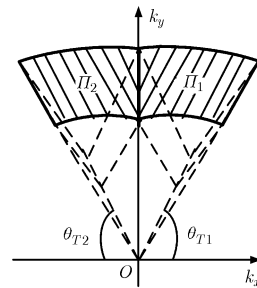


图 3 空间谱支撑区分布:区域 II_1 是发射阵元 1 和接收阵列对应的空间谱支撑区; II_2 是发射阵元 2 和接收阵列对应的空间谱支撑区

$$(\theta_{T1} + \theta_{R1}) / 2 \sim (\theta_{T1} + \theta_{RN}) / 2 \quad (13)$$

发射阵元 2 与接收阵列形成的观测角范围是

$$(\theta_{T2} + \theta_{R1}) / 2 \sim (\theta_{T2} + \theta_{RN}) / 2 \quad (14)$$

式(13)和式(14)描述了空间谱支撑区的角度分布范围及其与发射、接收阵列配置的关系。在 $k_x - k_y$ 域，对于每个频点，发射阵元 1 与接收阵列形成的空间谱支撑区分布可以表示为

$$k_x \in \left[k \left(\frac{x_p - x_{T1}}{R_{T1}} + \frac{x_p - x_{RN}}{R_{RN}} \right), k \left(\frac{x_p - x_{T1}}{R_{T1}} + \frac{x_p - x_{R1}}{R_{R1}} \right) \right] \quad (15)$$

$$k_y \in \left[k \left(\frac{y_p - y_0}{R_{T1}} + \frac{x_p - y_0}{R_{RN}} \right), k \left(\frac{y_p - y_0}{R_{T1}} + \frac{y_p - y_0}{R_{R1}} \right) \right] \quad (16)$$

其中 k 是空间频点， $R_{T1} = \sqrt{(x_p - x_{T1})^2 + (y_p - y_0)^2}$ ，

$R_{Rn} = \sqrt{(x_p - x_{Rn})^2 + (y_p - y_0)^2}, n = 1, \dots, N$ 。由式

(15)和式(16)可以得到每个频点对应的 k_x 和 k_y 的分布，从而可以得到整个频带对应的空间谱支撑区范围。同理可以得到发射阵元 2 与接收阵列形成的空间谱支撑区分布范围。

从式(15)和式(16)可以看出,点目标的空谱支撑区分布不仅与发射和接收阵元位置相关,还与点目标的位置相关,表现出空变性,在大积累角情况下尤其明显。这是因为对于成像空间中不同位置的点目标,其斜视角是不同的,使得多普勒频率中心不再是相同的。

值得注意的是,从图 3 及式(13)和式(14)可以看出支撑区的边界在 $k_x - k_y$ 域不是正交的,其斜率与收、发波数有关,因此不同的发射阵元与接收阵列形成的空谱支撑区拓扑形状不同。根据傅里叶变换的性质,在某一域中沿一个数据轴进行的扭曲,将导致另一域中沿另一轴的数据扭曲,并且在某一域中的角度旋转将导致另一域中同样的角度旋转^[21]。如图 4 所示,矩形支撑区对应的 PSF 的旁瓣相互正交,而非矩形分布的空谱支撑区对应的 PSF 出现非正交旁瓣,并且旁瓣走向与支撑区形状密切相关,不同形状的空谱支撑区对应的 PSF 的旁瓣走向有差异。图 4 中梯形支撑区对应的 PSF 的非正交旁瓣走向为梯形斜边的垂直方向,并且两个非正交旁瓣的夹角与梯形两斜边的夹角相等。

下面推导旁瓣走向与空谱支撑区的关系。在超宽带条件下,大相对带宽使得梯形支撑区趋近于三角形分布,所以为了便于分析,将梯形近似为三角形,如图 5 所示,假设支撑区与 PSF 的对应关系为 $U_0(k_x, k_y) \leftrightarrow u_0(x, y)$, $U_1(k_x, k_y) \leftrightarrow u_1(x, y)$, $U_2(k_x, k_y) \leftrightarrow u_2(x, y)$, $U_3(k_x, k_y) \leftrightarrow u_3(x, y)$ 。由 U_1 和 U_2 构成的支撑区($U_1 + U_2$)可以认为是由矩形空谱支撑区 U_0 扭曲得到的。根据傅里叶变换关于数据扭曲的

性质,有 $U_0(k_x + k_y \tan \varphi, k_y) \leftrightarrow u_0(x, y - x \tan \varphi)$, 即 PSF 方位向旁瓣由原来的沿 x 轴变为与 x 轴夹角 φ 的方向,如图 5(b)所示。此外, $U_1(k_x, k_y) = U_2(-k_x, -k_y)$, 根据傅里叶变换关于角度旋转的性质,所以有 $u_1(x, y) = u_2(-x, -y)$, 即 $u_2(x, y)$ 是 $u_1(x, y)$ 旋转 180° 的结果,又因为 $u(x, y) = u_1(x, y) + u_2(x, y)$, 所以 $u_1(x, y), u_2(x, y)$ 与 $u(x, y)$ 旁瓣走向相同。对于要求解的三角形支撑区, $U'(k_x, k_y) = U_2(k_x, k_y) + U_3(k_x, k_y)$, 并且 $U_3(k_x, k_y) = U_2(k_x, -k_y)$, 所以 $u_3(x, y) = u_2(x, -y)$ 。所以 $u_3(x, y)$ 与 $u_2(x, y)$ 关于 x 轴对称,最终得到 PSF 如图 5(c)所示,从而推出 PSF 非正交旁瓣夹角与空谱支撑区夹角的关系。

3 旁瓣抑制方法

3.1 旁瓣抑制方法与处理流程

对于超宽带 MIMO 雷达成像,大带宽和大积累角使得空谱支撑区不再是传统的近似矩形分布,其成像结果出现非正交旁瓣。每个发射阵元与接收阵列组合可以形成等效虚拟阵列中的一个子孔径,不同子孔径对应目标的空谱分布不同,相对应的雷达图像的旁瓣走向不同,从而可以利用不同虚拟子孔径成像图与虚拟全孔径成像图的旁瓣走向差异信息来实现主瓣与旁瓣的分离,削弱旁瓣。由于非正交旁瓣主要表现在方位向上,所以本文针对的是方位向旁瓣。虚拟子孔径方位向旁瓣抑制方法是一种图像域处理方法,根据虚拟孔径得到的多幅图像通过分离主瓣、旁瓣的方法抑制旁瓣。

对于点散射目标模型,雷达成像的 PSF 为

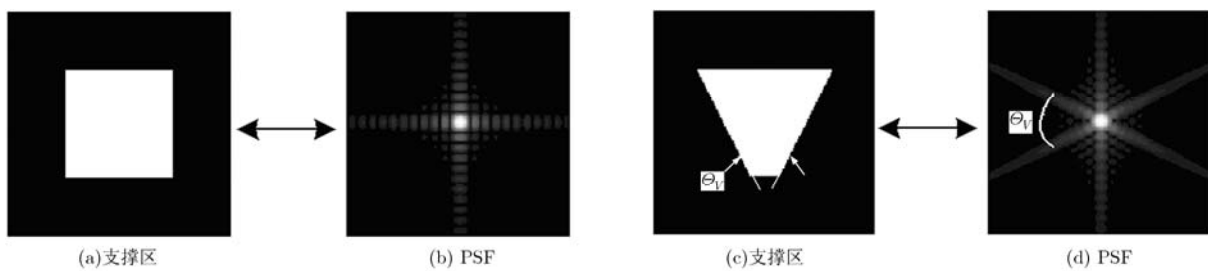


图 4 空谱支撑区分布与对应的 PSF

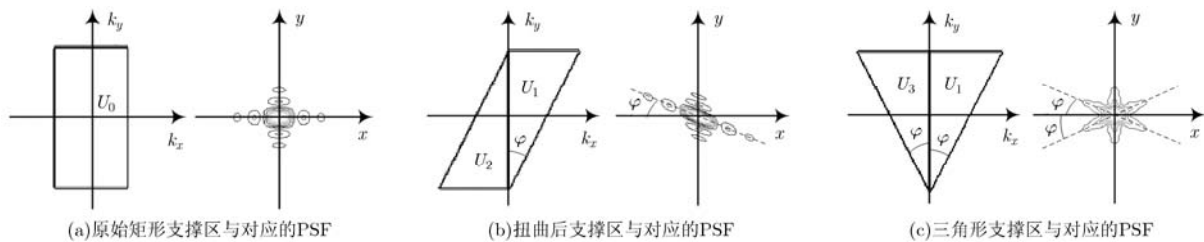


图 5 空谱支撑区分布与 PSF 旁瓣走向

$$PSF_0(x, y) = \iint_{k_x, k_y} \Gamma_0(k_x, k_y) \exp(jk_x x + jk_y y) dk_x dk_y \quad (17)$$

其中 $\Gamma_0(k_x, k_y)$ 是收发阵列获得的目标空间谱。因此如果设发射阵元 1 和接收阵列形成的虚拟子孔径 1 对应的空间谱为 $\Gamma_1(k_x, k_y)$ ，那么其 PSF 为

$$PSF_1(x, y) = \iint_{k_x, k_y} \Gamma_1(k_x, k_y) \exp(jk_x x + jk_y y) dk_x dk_y \quad (18)$$

同理，发射阵元 2 和接收阵列形成的虚拟子孔径 2 对应的 PSF 为

$$PSF_2(x, y) = \iint_{k_x, k_y} \Gamma_2(k_x, k_y) \exp(jk_x x + jk_y y) dk_x dk_y \quad (19)$$

其中 $\Gamma_2(k_x, k_y)$ 是虚拟子孔径 2 对应的目标空间谱，并且因为 $\Gamma_0(k_x, k_y) = \Gamma_1(k_x, k_y) + \Gamma_2(k_x, k_y)$ ，所以 $PSF_0(x, y) = PSF_1(x, y) + PSF_2(x, y)$ 。根据第 2 节的分析，由于空间谱 $\Gamma_1(k_x, k_y)$ 和 $\Gamma_2(k_x, k_y)$ 不同，所以两个虚拟子孔径形成的 PSF 也不同，可以通过一些简单的操作来分离主瓣和旁瓣。对于一般的点散射目标场景，两个虚拟子孔径对应的复图像 $I_1(x, y)$ 和 $I_2(x, y)$ 分别为

$$I_1(x, y) = \sum_{p=1}^{P_N} PSF_1(x - x_p, y - y_p) \quad (20)$$

$$I_2(x, y) = \sum_{p=1}^{P_N} PSF_2(x - x_p, y - y_p) \quad (21)$$

其中 P_N 为散射点个数。则全孔径复图像为

$$I_0(x, y) = I_1(x, y) + I_2(x, y) \quad (22)$$

两个子孔径的剩余旁瓣图像为

$$I_s(x, y) = \left\| |I_1(x, y)| - |I_2(x, y)| \right\| \quad (23)$$

用全孔径图像和剩余旁瓣图像做主、旁瓣分离操作：

$$I_m(x, y) = \left\| |I_0(x, y)| - |I_s(x, y)| \right\| \quad (24)$$

$I_m(x, y)$ 即是最终得到的旁瓣抑制图像。该方法的处理流程如图 6 所示，首先对雷达接收的多通道数据进行预处理，包括幅相误差校正、幅相均衡等^[22,23]，然后根据本文提出的方法进行旁瓣抑制，其中 $|\cdot|$ 代表求模值运算，对应每个步骤给出了对单点目标的仿真处理结果。

3.2 适用性分析

本文所提出的旁瓣抑制方法是利用不同虚拟子孔径成像图与虚拟全孔径成像图的旁瓣走向差异信息来抑制旁瓣，因此抑制效果主要取决于不同虚拟子孔径图像旁瓣的差异，差异越大，抑制效果越好。根据上面的分析，雷达图像旁瓣主要与带宽和积累角相关，而不同虚拟子孔径图像旁瓣的差异主要与带宽相关。带宽越大，不同子孔径的旁瓣重合的区域越小，抑制效果越好。带宽较小的时候，非正交旁瓣在距离向上的展布更宽，使得不同子孔径成像图的旁瓣有较大的重合区域，不能有效对消，经过处理后聚焦点远端的旁瓣可以得到有效抑制，接近聚焦点的区域旁瓣抑制效果不明显。

此外，根据等效协同阵原理^[19]，任意配置的收发阵列都可以等效为一个协同阵，并有与之对应的虚拟阵列，所以其它配置形式的 MIMO 阵列、单\多站合成孔径等获得的图像也可以采用这种方法，只是需要结合不同的阵列配置形式重新划分虚拟子

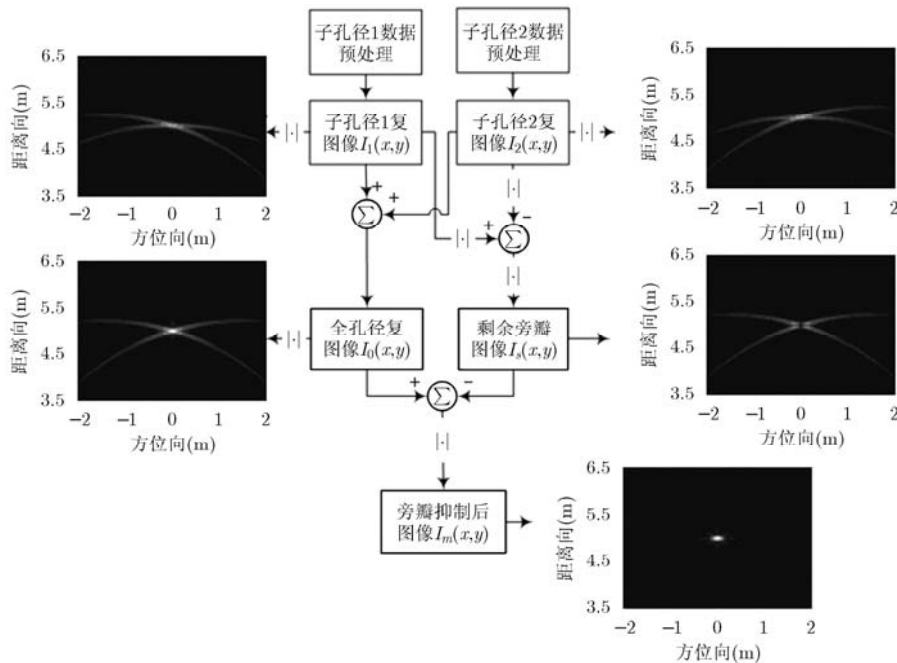


图 6 旁瓣抑制方法流程图

孔径,使得不同子孔径成像图的旁瓣差异尽可能大。

值得注意的是,经过本文提出方法进行旁瓣抑制后的图像只包含目标能量信息,不包含相位信息,如果在检测、识别等处理中需要目标的相位信息,可以在图像中扣取 ROI(Region Of Interest),然后在旁瓣抑制后图像的 ROI 中加入原始全孔径复图像对应 ROI 的相位信息。

4 仿真验证

4.1 理想点目标仿真

针对理想点目标进行后向投影 (Back Projection, BP)成像仿真,并利用本文提出的方法进行旁瓣抑制。仿真中采用的阵列配置形式为两发多收线性阵列,接收阵列长 3.00 m,阵元间隔均匀,为 0.10 m,两个发射阵元位于接收阵列两端,与最外侧接收阵元间距为 0.05 m,以接收阵列中心为原点、以线阵所在直线为横轴建立坐标系;发射信号频率范围是 200 MHz 到 3 GHz,步进频率间隔为 5 MHz,加 Kaiser 窗,平滑系数为 3.5。设置多个点目标进行仿真,如果将目标以(x 坐标, y 坐标, 散射系数)的形式表示,那么设置的多个目标分别为(0 m, 6.00 m, 1.0), (0 m, 5.00 m, 1.0), (1.20 m, 4.00 m, 1.0), (0.15 m, 4.95 m, 0.1), (-0.15 m, 4.95 m, 0.1), (0.20 m, 5.05 m, 0.1), (-0.20 m, 5.05 m, 0.1)。仿真结果如图 7 所示,图 7(a)是全孔径成像图,7(b)是

用本文提出的方法进行旁瓣抑制后的图像。对比图 7(a)和 7(b)可以看出方位向非正交旁瓣得到了有效抑制,图 7(a)中位于(0.15 m, 4.95 m), (-0.15 m, 4.95 m), (0.20 m, 5.05 m), (-0.20 m, 5.05 m)的 4 个弱目标被位于(0 m, 5.00 m)的强目标的旁瓣遮挡,经过旁瓣抑制,使得这 4 个目标都能明显地显示,如图 7(b)所示。

为了进一步描述旁瓣抑制的性能,可以画出 PSF 的峰值功率方向图(对应 PSF 在每个方位上的最大值)和能量方向图(对应 PSF 在每个方位上的能量和),图 8 和图 9 显示了目标(0 m, 6.00 m, 1)对应的峰值功率方向图和能量方向图,并且在不改变中心频率的前提下通过改变信号带宽和阵列孔径考察旁瓣抑制效果。图 8 显示了接收阵列孔径 3.00 m 时不同带宽的抑制效果;图 9 显示了带宽 2.8 GHz 时不同孔径的抑制效果。从图 8(a)和图 9(a)中可以看出,旁瓣抑制前后峰值功率方向图的主瓣宽度保持不变,而抑制后旁瓣明显降低。并且带宽越宽,旁瓣抑制效果越明显,带宽较窄的情况下靠近主瓣的旁瓣抑制效果不明显,主瓣远端的旁瓣能得到较好的抑制,如图 8(a)所示;不同孔径情况下旁瓣抑制前后峰值功率方向图的性能改善相当,如图 9(a)所示。在不同带宽和不同孔径下,旁瓣抑制前后的能量方向图都有明显改善,如图 8(b)和图 9(b)所示。

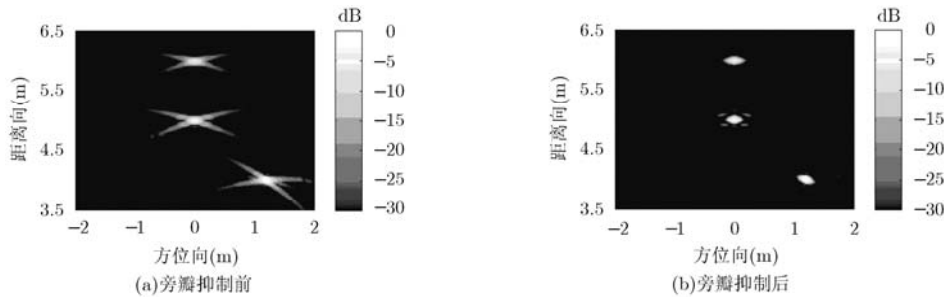


图 7 多个点目标成像结果

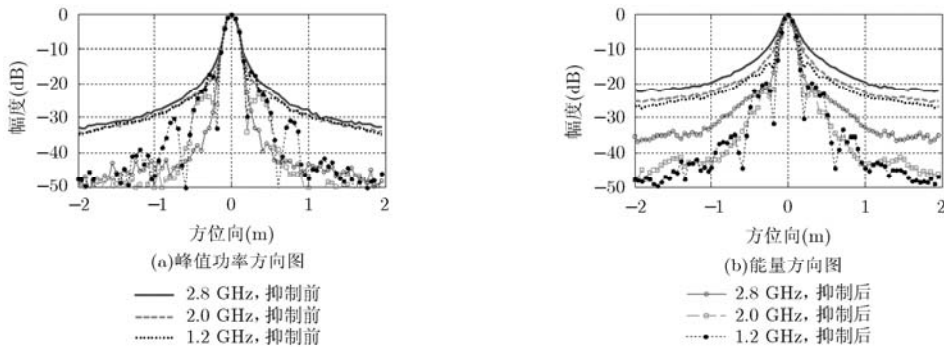


图 8 接收阵列孔径 3.00 m 时不同带宽抑制效果

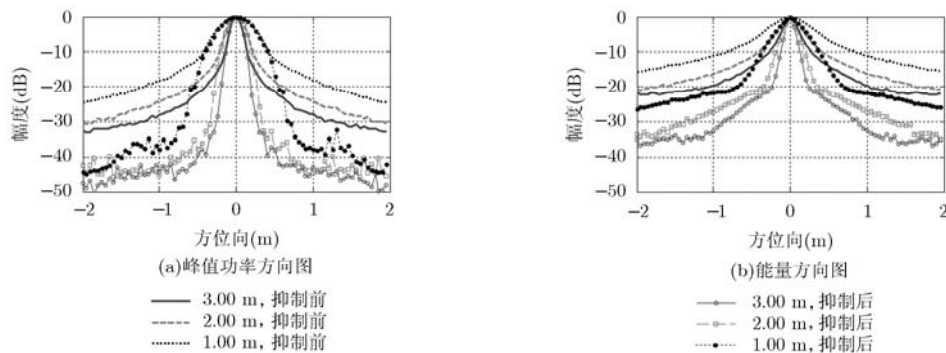


图9 带宽 2.8 GHz 时不同孔径抑制效果

4.2 电磁建模仿真

利用电磁仿真软件 XFDTD 7.0 生成雷达回波数据并进行成像处理, 验证本文提出的算法。仿真中采用的阵列配置形式、坐标系、发射信号与 4.1 节中仿真参数相同, 成像场景包含一个直径为 0.06 m 和 4 个直径为 0.02 m 的金属球, 直径 0.06 m 的大球用来模拟强散射目标, 中心位置坐标为(0 m, 5.00 m); 4 个直径 0.02 m 的小球用来模拟弱目标, 中心位置坐标分别为(0.15 m, 4.95 m), (-0.15 m, 4.95 m), (0.20 m, 5.05 m), (-0.20 m, 5.05 m)。图 10 是仿真成像结果, 图 10(a)是旁瓣抑制前的直接成像结果, 显示大球的旁瓣较高, 遮挡了与其邻近的 4 个小球, 特别是位于(0.15 m, 4.95 m)和(-0.15 m, 4.95 m)的小球已经淹没在大球的旁瓣中, 很难

直接从图中判别目标是否存在。原始图像中强目标的存在降低了与其邻近的弱目标的成像质量, 给后续的检测、判读等带来不利影响, 经过旁瓣抑制, 减弱了旁瓣的散布, 提高了图像质量, 如图 10(b)所示。

5 结束语

本文针对超宽带雷达成像的非正交旁瓣问题, 研究了 MIMO 雷达图像旁瓣和空间谱支撑区的关系, 提出了相应的旁瓣抑制方法。该方法通过虚拟子孔径处理, 在不损失分辨率的前提下有效抑制方位向的非正交旁瓣, 处理过程计算复杂度低, 可满足实时性要求, 为超宽带雷达成像旁瓣抑制提供了一种新途径。

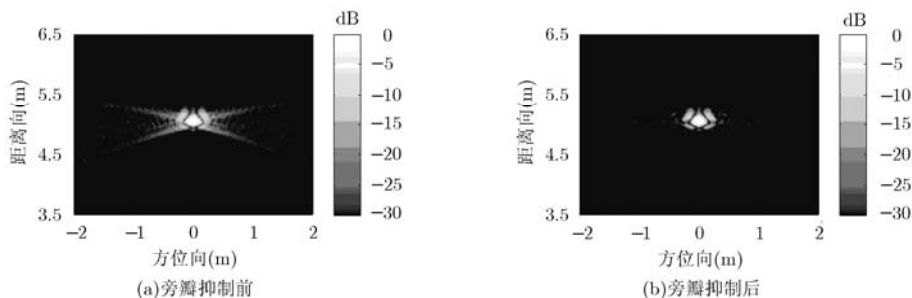


图10 金属球成像结果

参考文献

- [1] Rennich P K. Four-platform distributed MIMO radar measurements and imagery[C]. IEEE Radar Conference, Pasadena, 2009: 1-6.
- [2] Savelyev T G, Zhuge X, Yarovoy A G, *et al.* Development of through-wall imaging radar with planar MIMO array[C]. Radar Conference (EuRAD), Manchester, 2011: 226-229.
- [3] 金添, 娄军, 宋千, 等. 虚拟孔径天线配置及其成像性能研究[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(10): 2458-2463.
Jin Tian, Lou Jun, Song Qian, *et al.* Study on antenna configuration of virtual aperture and its associated imaging performance[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2458-2463.
- [4] Zhuge X and Yarovoy A G. A sparse aperture MIMO-SAR-based UWB imaging system for concealed weapon detection[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 49(1): 509-518.
- [5] Klare J and Saalman O. MIRA-CLE X: a new imaging MIMO-radar for multi-purpose applications[C]. Radar Conference (EuRAD), Paris, 2010: 137-140.

- [6] Dolph C L. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and sidelobe level[C]. *Proceedings of the Institute of Radio Engineer, London*, 1946, 34(6): 335–348.
- [7] Boyd S and Vandenberghe L. *Convex Optimization*[M]. New York: Cambridge University Press, 2004: 7–9.
- [8] Bevelacqua P J and Balanis C A. Minimum sidelobe levels for linear arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(12): 3442–3449.
- [9] Padmaja I, Subramanyam N B, Rani N D, *et al.* Linear array geometry synthesis using genetic algorithm for optimum side lobe level and null[J]. *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Electronics Engineering*, 2012, 1(3): 81–85.
- [10] Amin M G. *Through-the-Wall Radar Imaging*[M]. Boca Raton: CRC Press, 2011: 89–90.
- [11] Jin Nan-bo and Rahmat-Samii Y. Advances in particle swarm optimization for antenna designs: real-number, binary, single-objective and multi-objective implementations[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(3): 556–567.
- [12] Rini D P. Particle swarm optimization: technique, system and challenges[J]. *International Journal of Computer Applications*, 2011, 14(1): 19–27.
- [13] Stankwitz H C, Dallaire R J, and Fienup J R. Non-linear apodization for sidelobe control in SAR imagery[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1995, 31(1): 267–278.
- [14] Sjogren T K, Vu V T, and Pettersson M I. 2D apodization in UWB SAR using linear filtering[C]. *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Vancouver, 2011: 1689–1692.
- [15] DeGraaf S R. Sidelobe reduction via adaptive fir filtering in SAR imagery[J]. *IEEE Transactions on Imaging Processing*, 1994, 3(1): 292–301.
- [16] Zhuge X, Yarovoy A G, and Ligthart L P. A sidelobe reduction technique for enhancing images of UWB sparse MIMO array[C]. *Proceedings of International Radar Conference-Surveillance for a Safer World, Bordeaux*, 2009: 1–6.
- [17] Wang H J, Su Y, Xu H B, *et al.* Sidelobe reduction based on spectrum reshaping in microwave imaging[J]. *Science China Information Sciences*, 2011, 54(1): 204–212.
- [18] Vu V T, Sjogren T K, and Pettersson M I. An impulse response function for evaluation of UWB SAR imaging[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(7): 3927–3932.
- [19] Hoctor R T and Kassam S A. The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging[C]. *Proceedings of the IEEE*, 1990, 78(4): 735–752.
- [20] Ressler M, Nguyen L, Koenig F, *et al.* The Army Research Laboratory (ARL) synchronous impulse reconstruction (SIRE) forward-looking radar[C]. *Proceedings of the SPIE, Ottawa*, 2007, 6561: 656105-1–656105-12.
- [21] Cumming I G and Wong F H. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation*[M]. Artech House Inc, 2005: 19–22.
- [22] 徐青. 多通道雷达系统阵列误差校正方法研究[D]. [博士学位论文], 西安电子科技大学, 2011.
Xu Qing. Research on array error calibration for multi-channel radar systems[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2011.
- [23] 王鹏宇, 周智敏, 宋千, 等. 一种基于多标定体融合的超宽带虚拟孔径雷达系统校正方法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(11): 2775–2779.
Wang Peng-yu, Zhou Zhi-min, Song Qian, *et al.* A calibration method based on fusing multiple calibrators for ultra wide band virtual aperture radar system using stepped frequency[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(11): 2775–2779.
- 李志: 男, 1987年生, 硕士生, 研究方向为MIMO雷达成像、阵列优化设计。
- 金添: 男, 1980年生, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为SAR成像算法、目标检测技术、目标电磁建模、机器学习等。
- 周智敏: 男, 1957年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为现代雷达系统设计、实时信号处理等。