

用于防撞的三维毫米波雷达设计

唐尧^{1,2}, 李波¹, 闫中江^{1*}, 杨懋¹, 杜自成²

(1. 西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710072;

2. 西安电子工程研究所, 陕西西安 710100)

摘要:受波束调度灵活性、接收通道数目限制,目前分集相控毫米波防撞雷达主要采用距离/方位二维扫描.由于缺乏目标高度信息,若雷达前方出现不影响载体通行的高/低目标,容易造成防撞雷达的障碍误报.针对这一问题,本文提出基于MIMO和分集相控雷达结合的天线排布和信号处理方法,实现对场景的三维检测.与二维防撞雷达相比,该方法在不增加雷达接收通道数且几乎不增加雷达尺寸的前提下能有效实现方位和俯仰的联合测角.与二维稀疏接收阵雷达相比,本文设计雷达不会产生方位栅瓣,适合复杂背景下的多目标检测.

关键词:防撞雷达; MIMO雷达; 分集相控; 三维检测

中图分类号: TN958.5 文献标识码: A

Design of three-dimensional millimeter wave radar for collision avoidance

TANG Yao^{1,2}, LI Bo¹, YAN Zhong-Jiang^{1*}, YANG Mao¹, DU Zi-Cheng²

(1. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. Xi'an Electronic Engineering Research Institute, Xi'an 710100, China)

Abstract: Limited by the flexibility of beam scheduling and receiving channel number, the range/azimuth two-dimensional (2D) scan is mainly used in the current diversity phased array radar for collision avoidance. Due to the lack of targets' height information, if there is a high/low target in front of the radar which does not affect the passage of the carrier, it will likely to cause false alarm. Aiming at this problem, this paper proposes an antenna layout and signal processing method based on the combination of MIMO and diversity phased array radar to realize the three-dimensional detection. Compared with the two-dimensional collision avoidance radar, this method can effectively realize 3D detection without increasing the number of radar receiving channels and the radar size. Compared with the 2D sparse array radar, the radar designed in this paper does not generate azimuth grating lobe, which is suitable for multi-target detection under complex background.

Key words: collision avoidance radar, MIMO radar, diversity phased array, 3D detection

PACS:84.40.Xb

引言

毫米波防撞雷达由于不受雨雪、雾霾等天气环境影响,且易于与摄像头等传感器进行数据融合^[1],被广泛运用于防撞、自动驾驶领域.受体积成本限

制,目前车/无人机载防撞雷达主要进行方位/距离二维扫描.而实际运行环境中,由于缺乏俯仰维信息,若车载雷达前方出现井盖、龙门架等并非阻碍车辆通行的物体,或无人机上/下方(载机雷达的俯仰波束覆盖范围内)出现高压线等阻碍,而该障碍

收稿日期: 2018-09-19, 修回日期: 2019-06-07

Received date: 2018-09-19, Revised date: 2019-06-07

基金项目: 国家自然科学基金(61771392, 61771390, 61871322, 61501373, 61271279)

Foundation items: Supported by National Natural Science Foundation of China(61771392, 61771390, 61871322, 61501373, 61271279)

作者简介(Biography): 唐尧(1987-),男,湖北武汉人,主要研究领域为面向辅助驾驶的雷达信号处理及自组织网络研究. E-mail: confused-ty@163.com

*通讯作者(Corresponding author): E-mail: zhjyan@nwpu.edu.cn

本身不影响无人机的通行,则容易造成雷达系统的障碍误报。

该问题的一种解决方法是构建二维雷达天线阵列进行三维扫描^[2],但该方法将成倍增加雷达接收通道数和雷达体积。由于防撞雷达的应用极大受限于对体积、成本的控制,因此若能在控制雷达体积、成本的前提下实现俯仰测角,将极大提升现有毫米波避撞雷达的实用性。

本文首先分析现有的二维稀布阵列方法^[3],证明该方法在同一距离/多普勒单元只出现一个目标的情况下能够实现正确的目标检测;但该方法容易产生虚警,且在同一距离/多普勒单元出现多目标时,俯仰测角会出现严重误差。然后结合分集相控阵雷达的特点,论证二维布阵在俯仰测角时存在的方位维耦合误差。针对分集相控阵雷达波束调度不够灵活,测角精度受限的特点,提出一种MIMO结合分集相控阵雷达的布阵方法,有效避免方位测角误差在俯仰角上的耦合,并设计合理的雷达时序保证目标的被检概率和检测精度。与二维接收稀布阵列相比,本方法能有效抑制方位栅瓣,实现同一距离/多普勒单元的多目标方位、俯仰联合检测。将本方法用于车/无人机载防撞雷达,在几乎不增加雷达体积成本的前提下可有效避免由于高度信息缺失而带来的障碍误报,从而提高防撞雷达的实用性。

1 二维稀布阵雷达分析

目前,工程上存在一种接收二维稀布阵列,能够以一种低成本权益的方式实现防撞雷达的俯仰测角功能。其在一维接收阵列的基础上将阵列以奇/偶阵元分割,构成垂直间距为 d_E 的上下两个子阵。以一个2发8收的接收二维稀布阵列为例。

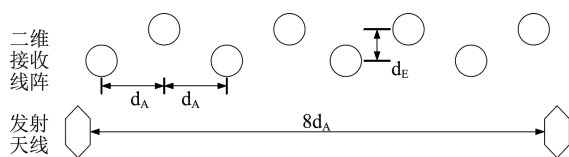


图1 2发8收稀布式二维天线排布

Fig. 1 2 transmitting and 8 receiving sparse array

如图1所示,稀布式二维接收天线阵列的阵元水平间距为 d_A ,奇偶阵元垂直间距为 d_E 。对于包含 N 个阵元的接收阵列,若波达信号的方位角为 θ ,俯仰角为 ϕ ,则第 i ($i \in [0, N-1]$)个阵元相对于第0阵元的相差为:

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} (x_i \sin\theta \cos\phi + y_i \sin\phi), \quad (1)$$

其中, x_i 为阵元水平间距($x_i = i \times d_A$), y_i 为垂直间距($y_i = \begin{cases} 0 & i \text{为偶数} \\ d_E & i \text{为奇数} \end{cases}$)。

由式(1)可见,阵元间的相差由波束到达角 θ 、 ϕ 及阵元间距 x_i 、 y_i 共同决定。因此若能合理设计 y_i ,将俯仰角带来的相参损失控制由在可接受范围内,则可进行先方位测角后俯仰测角的二维定位。

为便于分析,令式(1)中的 $\sin\theta \cos\phi = \sin\alpha$ 并定义 α 为水平角。对于 N 阵元双排稀布式接收阵列,若在数字波束形成的过程中对第 i 个阵元进行 $\varphi'_i = -\frac{2\pi}{\lambda} i \times d_A \sin\alpha$ 的数字相移,则接收合成信号为:

$$\begin{aligned} X_{S2} &= \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\varphi_i \varphi'_i) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \exp[j(\vartheta_0 + \frac{2\pi}{\lambda} O_i d_E \sin\phi)] \\ &= \exp(j\vartheta_0) \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} O_i d_E \sin\phi) \\ &= \frac{N}{2} \exp(j\vartheta_0) [1 + \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d_E \sin\phi)] \end{aligned}, \quad (2)$$

其中, ϑ_0 为目标回波初始相位, $O_i = \begin{cases} 0 & n \text{为偶数} \\ 1 & n \text{为奇数} \end{cases}$ 。

对于 N 阵元的常规一维接收阵列,若波达角和移相角一致,合成信号为 $X_{S1} = N \exp(j\vartheta_0)$ 。则仅进行水平移相,二维稀布阵列合成信号与常规一维阵列合成信号的幅度比值为:

$$R_s = \frac{|X_{S2}|}{|X_{S1}|} = [1 + \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d_E \sin\phi)] / 2, \quad (3)$$

由式(3)可见 R_s 的取值由 d_E 和 ϕ 共同决定。取 $d_E = 2\lambda$,则 R_s 随 ϕ 变化的曲线为:

由图2可见,若将俯仰角 ϕ 控制在 $\pm 7^\circ$ 内,可控

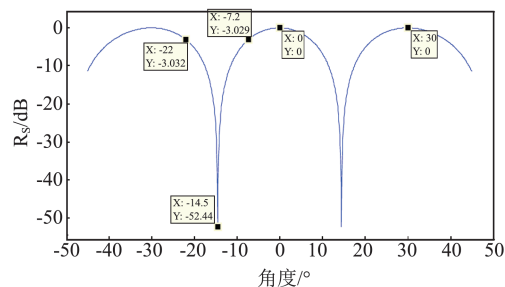


图2 合成信号幅度比值随俯仰角的变化关系

Fig. 2 The relation curve between amplitude ratio and pitch Angle

制 R_s 在 -3dB 内. 因此合理控制 d_E 和 ϕ 的取值范围, 可通过先搜索确定水平角, 后解算俯仰角的方式进行目标三维定位.

将稀布式二维接收天线阵列(全阵列)分为上/下半阵(第一阵列/第二阵列), 则图 1 中的 2 发 8 收 MIMO 系统可等效为如下图所示的实/虚孔径阵列.

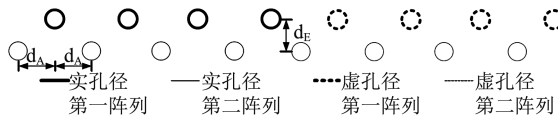


图 3 上下半阵等效 16 通道接收

Fig. 3 The equivalent 16 receiving-channel of the upper and lower half array

由图 3 可见, 可通过第一阵列和第二阵列相位中心的垂直间距 d_E 来确定目标俯仰角, 但由于第一/第二阵列的阵元水平间距为 $2d_A$, 因此第一/第二阵列合成的水平方向图存在栅瓣.

取 $d_A = 0.6\lambda$ 、 $d_E = 2\lambda$, $\alpha = 0^\circ$ 、 $\phi = 0^\circ/5^\circ$ 时, 阵列水平方向图如下图所示:

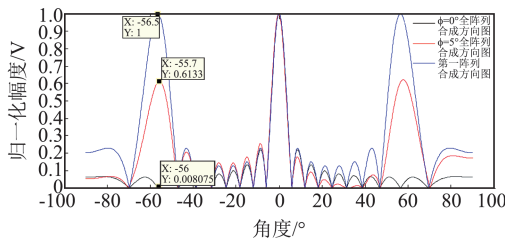


图 4 $\alpha = 0^\circ$ 、 $\phi = 0^\circ/5^\circ$ 全阵列和第一阵列归一化水平方向图

Fig. 4 antenna horizontal pattern of the full and the first array with $\alpha = 0^\circ$ 、 $\phi = 0^\circ/5^\circ$

由图 4 可见, 接收稀布阵列存在两个主要缺点: ①第一/二阵列所形成的方向图会产生栅瓣, 因此进行俯仰测角时, 若在主瓣及栅瓣位置同时出现目标, 则俯仰测角将出现严重误差; ②合成全阵列方向图时, 目标俯仰角会带来方位上旁瓣的提高, 容易造成虚警.

因此, 稀布阵列雷达只有在同距离/多普勒单元方位上只出现一个目标的情况下才能表现出良好性能, 而在复杂背景下使用会导致虚警和测角错误. 另外第一/二阵列水平相位中心不一致, 测量俯仰角时存在方位误差带来的耦合(在下节天线阵列设计中做详细分析).

2MIMO 分集相控三维毫米波雷达设计

1.1 分集相控雷达分析

文献[4]对基于防撞的分集相控雷达原理进行了较为详细的描述. 该雷达体制的主要优势是, 在避免正交信号处理的前提下, 在特定波位实现和 MIMO 雷达虚拟孔径相同的方向图, 且单次检测的信噪比要优于 MIMO 雷达. 从而能有效降低接收通道数, 降低雷达成本并提高通道一致性. 但相对于 MIMO 雷达^[5-6], 分集相控雷达的劣势在于波束调度不够灵活, 这一方面受限于发射单元移相器的移相位数, 一方面受限于防撞雷达对于扫描周期的要求.

以一个 2 发 8 收的分集相控雷达系统为例, 接收天线阵元间距 $d_r = 0.5\lambda$ (λ 为波长), 发射天线阵元间距 $d_t = 4\lambda$, 分别考虑发射端具有 2 位移相器和 4 位移相器的情况.

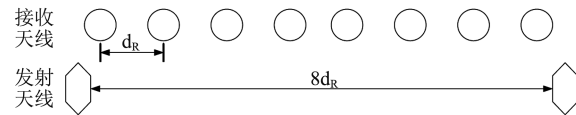


图 5 2 发 8 收分集相控雷达天线排布

Fig. 5 2 transmitting and 8 receiving diversity phased array antenna distribution

如图 6a 所示, 2 发射的分集相控雷达需要进行至少 2 个拍次的扫描来覆盖扫描空域, 由于接收波束只有在其波束指向与发射波束(及其栅瓣)的指向相同时才能合成有效波束, 因此波束调度不灵活. 防撞雷达领域往往要求较高的测角精度, MIMO 雷达由于能够获取任意角度指向的回波数据因此可以利用 capon、music、MDL 等方法提高雷达测角精度^[7]. 分集相控雷达若要获取更细致的角度指向信息, 需要更高的移相器位数. 如图 6b 所示, 若采用四位移相器则波束指向信息将更为细密, 但扫描拍次由原来的两拍变为四拍. 由于防撞雷达对场景的扫描更新率要求一般在 15Hz 左右, 因此扫描拍次同时受到更新周期的限制.

普通相控阵雷达可通过比相测角的方式提高测角精度, 即将阵列分为左右半阵, 通过测量左右阵列的相位差计算目标到达角. 将比相测角方法运用于分集相控阵雷达时会存在栅瓣问题, 如将图 1 中的接收阵列分为左右半阵(左右各 4 个接收阵元), 在 0° 指向上则会形成如下方向图:

由图 7 可见, 2 发 8 收分集相控阵雷达在 0° 指向上, 使用向全阵接收时, 由于接收方向图在发射方

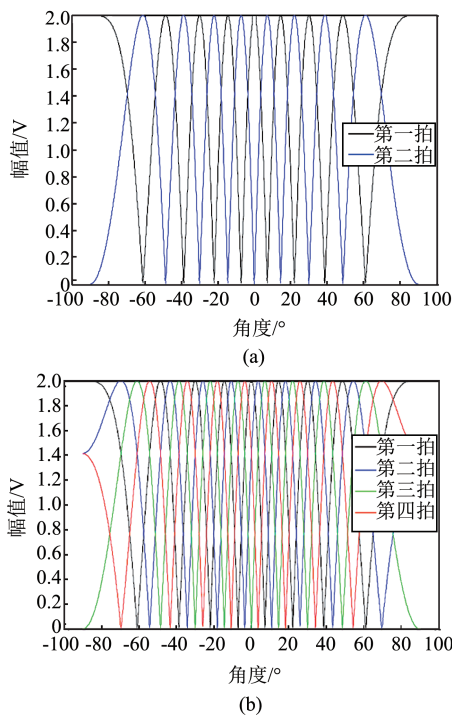


图 6 2发8收分集相控雷达发射方向图(a)两位移相器两拍扫描(b)四位移相器四拍扫描

Fig. 6 2 transmitting and 8 receiving diversity phased array pattern (a) Two-beat scanning with two-digit phase shifter (b) Four-beat scanning with four-digit phase shifter

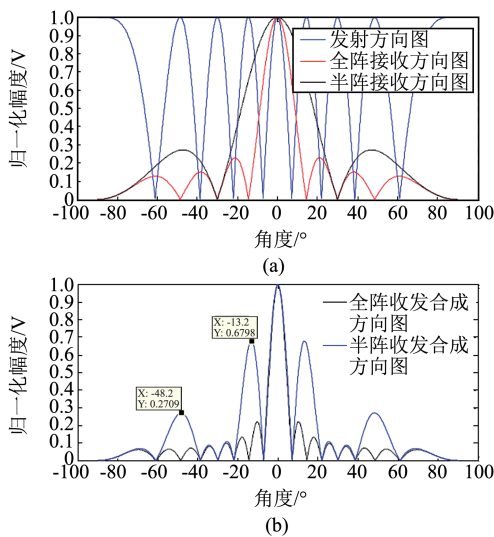


图 7 2发8收分集相控阵全阵及半阵方向图(a)收/发方向图(b)收发合成方向图

Fig. 7 2 transmitting and 8 receiving diversity phased array pattern of full and half array (a) transmitting/receiving pattern (b) transmitting and receiving compounding pattern

向图的所有栅瓣位置会形成零深,因此收发合成方向图等效于1发16收的 0° 指向方向图.而半阵接收由于其波束宽度是全阵接收的两倍,因此并不能在

所有的栅瓣位置形成零点,收发波束合成时将产生栅瓣.由此带来的问题是:若在同一距离多普勒单元的波束指向角和栅瓣角同时出现目标,则左右半阵的比相测角将会产生严重误差.

因此,由于缺乏灵活的波束调度机制,若分集相控阵雷达采用3dB波束交叠(3dB波束宽度为 θ_{3dB}),则测角误差范围 $\Delta\theta \in [-\theta_{3dB}/2, \theta_{3dB}/2]$,测角精度 $\delta_\theta = \theta_{3dB}/\sqrt{12}$.

1.2 雷达天线阵列设计

本文采用MIMO雷达的思想,在不增加接收通道的前提下等效产生上下两排接收阵列,利用比相实现俯仰测角.为实现虚拟接收通道,需要添加正交的发射天线单元.受到安装纵向尺寸和俯仰栅瓣的限制,上下两排发射天线阵元往往难以排布在同一水平位置.如:车载防撞雷达的俯仰角 ϕ 范围一般在 $10^\circ(-5^\circ \sim 5^\circ)$ 范围内,毫米波雷达采用77 GHz频率,则单排天线的纵向尺寸 L_{y1} 在25mm左右.若采用水平位置一致的双排发射天线,则全天线纵向尺寸 L_{y2} 在50mm以上,且俯仰指向 5° 的第一栅瓣角为 -5° .由此可造成如下场景的虚警问题:雷达在车头的安装高度为 $H_t = 0.4$ m,距离雷达 $R = 4.6$ m的位置有高度约为 $H_i = 0$ m的井盖或减速带目标(并不影响车辆的通行),则目标的实际俯仰角 $\phi_i = -5^\circ$,由于俯仰存在由栅瓣造成的测角模糊,因此容易误判俯仰角为 $\phi'_i = 5^\circ$,即雷达误判目标的高度为 $H'_i = 0.8$ m,由此会造成雷达的错误报警.为控制雷达尺寸及栅瓣范围,双排发射天线在水平上需保留一定间距,使得阵元间的垂直间距小于阵元垂直尺寸.

将式(1)进行俯仰角解算可得:

$$\phi = \arcsin\left(\frac{\lambda\varphi}{2\pi y} - \frac{x\sin\alpha}{y}\right), \quad (4)$$

其中, $\sin\theta\cos\phi = \sin\alpha$,将式(4)对 φ 和 α 求导,可得:

$$\phi' = \frac{1}{\sqrt{1-u^2}}(u'(\varphi) + u'(\alpha)), \quad (5)$$

其中, $u = \frac{\lambda\varphi}{2\pi y} - \frac{x\sin\alpha}{y}$ 即

$$\Delta\phi = \frac{1}{\sqrt{1-u^2}}\left(\frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi y} - \frac{x\Delta\alpha\cos\alpha}{y}\right), \quad (6)$$

式(6)中 $\Delta\varphi$ 为测相误差,主要受系统噪声影响; $\Delta\alpha$ 为水平测角误差,主要受水平角测角精度影响.由上一节的分析可知,分集相控雷达测角精度为 $\delta_\theta = \theta_{3dB}/\sqrt{12}$.因此若仅以波束指向作为目标波达方向

角的估计,其误差较大,该误差也会迭代到俯仰角误差上.本节设计一种适用于分集相控雷达与MIMO雷达相结合的天线布阵方式,避免俯仰角误差的迭代.以一个3发8收的天线阵列为例:

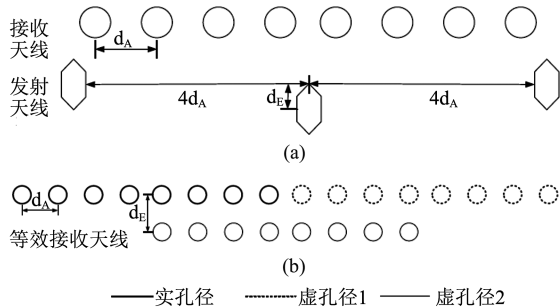


图8 3发8收分集相控MIMO雷达天线布阵(a)收/发天线分布(b)等效接收天线分布

Fig. 8 3 transmitting and 8 receiving MIMO diversity phased array antenna distribution (a) transmitting / receiving antenna distribution (b) the equivalent receiving antenna distribution

图8(a)中,相对于图1中的天线阵列,在两个发射阵元(将这两个发射阵元定义为发射阵列1)的水平中间位置增加第三个发射阵元(将该阵元定义为发射阵列2),并使阵列1和阵列2的垂直间隔为 d_E .由图8b可见,形成的等效接收阵列包含两排接收天线,且两排天线的水平相位中心间距为0(即式(4)中 $x=0$,因此可消除式(6)中方位测角误差项对俯仰测角误差的耦合),垂直相位中心间距为 d_E .阵列1通过分集相控的方式实现方位测角,搜索到目标后通过阵列2进行基于DML的高精度方位测角,同时利用由阵列1和阵列2构成的MIMO阵列进行俯仰测角.

1.3 雷达时序设计

上节构建了由发射阵列1和发射阵列2组成的MIMO阵列,受接收带宽和成本限制,车载防撞雷达领域采用的MIMO手段主要为时分MIMO.即不同阵列分时发射相同波形,当雷达载体与目标间存在相对运动时,进行MIMO虚拟阵列合成前需要补偿由相对位移带来的相位差.

式(4)中,若 $x=0$,则简化为

$$\phi = \arcsin\left(\frac{\lambda\varphi}{2\pi y}\right), \quad (7)$$

可知,

$$\phi' = \frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi y\sqrt{1-w^2}}, \quad (8)$$

其中 $w = \frac{\lambda\varphi}{2\pi y}$,当 $\phi \approx 0^\circ$ 时 $\varphi \approx 0^\circ$,则 $\phi' \approx \frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi y}$.令雷达和目标的相对速度为 v ,MIMO的阵列间发射时间间隔为 T_a ,则由目标运动造成的相位差 $\Delta\varphi = 2\pi v T_a / \lambda$.则当 $\phi \approx 0^\circ$ 时,

$$\phi' \approx \frac{v T_a}{y}, \quad (9)$$

式(9)中,若取 $v = 40\text{m/s}$, $T_a = 20\mu\text{s}$, $\lambda = 4\text{mm}$, $y = 12\text{mm}$ 则 $\phi' \approx 3.8^\circ$.该误差过大不能满足实际的使用要求,为减小由目标运动造成的测角误差,需要补偿由速度造成的相移.为此设计一种能够进行速度相移补偿的时序关系.

仍以图4中的3发8收系统为例.

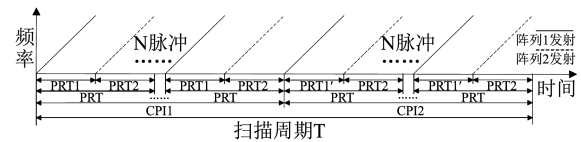


图9 3发8收分集相控MIMO雷达工作时序

Fig. 9 3 transmitting and 8 receiving MIMO diversity phased array radar's working sequence

图9中,扫描周期 T 被分为 $CPI1$ 和 $CPI2$, $CPI1$ ($CPI2$)所包含的 N 个 PRT 又被分为 $PRT1$ ($PRT1'$)和 $PRT2$.发射阵列1在 $PRT1$ 和 $PRT1'$ 的脉冲周期内分别产生如图6(a)中的第一拍和第二拍发射波束,发射阵列2在 $PRT2$ 发射全向波束.不同与以往相控阵与MIMO雷达的结合方式^[8-9](将雷达划分为不同子阵,子阵间采用MIMO正交,子阵内采用相控阵),本设计利用时分相控、MIMO结合的方式避免大带宽正交信号的复杂处理过程.

由于雷达采用脉冲串的发射方式,因此进行MTD处理可以进行测速,通过不同MTD通道的测速结果对回波相位进行相位修正可以补偿由目标运动造成的俯仰测角误差.在测速不模糊的前提下,MTD的测速分辨率为 $v_r = \lambda / (2N \times PRT)$,最大测速误差 $\Delta v_{\max} = v_r / 2$,发射时间间隔 $T_a = PRT / 2$.将 Δv_{\max} 、 T_a 带入式(9)可得修正后的俯仰测角误差:

$$\phi_{\max}' \approx \frac{\lambda}{8N \times y}, \quad (10)$$

取 $N = 64$,则按如上参数设置,得 $\phi_{\max}' \approx 0.037^\circ$,即可将由目标运动造成的俯仰测角误差控制在 0.1° 以内,满足实际应用需求.

由于发射阵列1具有2个发射阵元,而发射阵列2只有1个发射阵元,因此在 $PRT1$ ($PRT1'$)获取

的目标回波信号相对 $PRT2$ 获取的目标回波信号有更高的信噪比,即利用 $PRT1(PRT1')$ 的回波数据进行恒虚警(CFAR)处理能有更高的检测概率.系统在 $PRT1(PRT1')$ 获取目标距离、速度、方位信息后,对 $PRT2$ 的相应距离、速度、方位单元进行方位精测角并解算俯仰角.

该方法在实现俯仰测角的同时兼顾了分集相控雷达的高信噪比,适合检测小 RCS 目标^[10-11];及 MIMO 雷达的波束调度灵活性,适合高精度跟踪.

2 仿真实验和效果分析

模拟雷达的发射信号波长 $\lambda = 4\text{mm}$,分集相控 MIMO 阵列包含 3 个发射阵元和 8 个接收阵元(阵元为单位全向天线),天线排布如图 8a 所示,其中接收天线水平间隔 $d_{R,a1} = 0.6\lambda$,垂直间隔 $d_{R,e1} = 0$,发射天线水平间隔 $d_{T,a1} = 2.4\lambda$,垂直间隔 $d_{T,e1} = 2.5\lambda$. 稀布式二维阵列包含 2 个发射阵元和 8 个接收阵元(阵元为单位全向天线),天线排布如图 1 所示,其中接收天线水平间隔 $d_{R,a2} = 0.6\lambda$,垂直间距 $d_{R,e2} = 2.5\lambda$,发射天线水平间隔 $d_{T,a2} = 4.8\lambda$,垂直间隔 $d_{T,e2} = 0$.

模拟单目标和双目标两种情况,其中单目标的水平角 $\alpha_1 = 20^\circ$,俯仰角 $\phi_1 = 2^\circ$,信号强度 $A_1 = 1\text{V}$. 双目标情况是在单目标的基础上添加目标 2,其水平角 $\alpha_2 = -30^\circ$,俯仰角 $\phi_2 = 5^\circ$,信号强度 $A_2 = 1\text{V}$,令目标 1 和目标 2 具有相同的初始相位. 雷达首先进行基于 FFT 的水平角 16 波束粗搜索(搜索角度分别为: $-56.44^\circ, -46.82^\circ, -38.68^\circ, -31.39^\circ, -24.62^\circ, -18.21^\circ, -12.02^\circ, -5.98^\circ, 0, 5.98^\circ, 12.02^\circ, 18.21^\circ, 24.62^\circ, 31.39^\circ, 38.68^\circ, 46.82^\circ$),若在相应波束指向检测到目标,则在 3dB 波束宽度内进行基于 DML 的细搜索,搜索间隔 $\alpha_{diff} = 0.1^\circ$,统计不同信噪比下的水平角误差 $\Delta\alpha$ 和俯仰角误差 $\Delta\phi$.

由图 10(a)可见,单目标情况下分集相控 MIMO 阵列和稀布式二维接收阵列在 18.21° 的粗波束指向位置均出现峰值,稀布式二维接收阵列在 -31.39° 位置出现伪峰(由俯仰角耦合造成),可造成虚警. 由图 10(b)可见,双目标情况下分集相控阵列和稀布式二维接收阵列在 18.21° 和 -31.39° 的粗波束指向位置出现峰值.

在单目标情况下在 $\alpha_{c,1} = 18.2^\circ$ 的波束指向附近进行 DML 搜索;在双目标情况下分别在 $\alpha_{c,1} = 18.2^\circ$ 和 $\alpha_{c,2} = -31.4^\circ$ 的波束指向附近进行 DML 搜索. 信噪比 SNR 由 8dB 变化至 18dB ,各进行 500 次

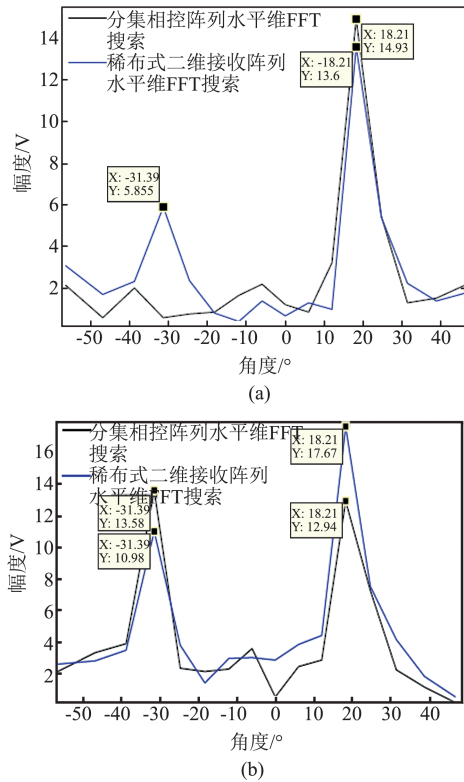


图 10 10dB 信噪比下 16 波束粗搜索回波强度分布(a)单目标情况(b)双目标情况

Fig. 10 Echo strength of 16-beam rough search under 10dB SNR (a) single target case, (b) two targets case

蒙特卡罗实验,统计测角均方根误差.

由图 11 可见,单目标情况下在回波主峰位置,分集相控 MIMO 雷达的水平测角精度要略低于稀布式二维接收阵列雷达的水平测角精度.这是由于分集相控 MIMO 雷达采用等效 8 接收阵元做 DML 细分检测,而稀布式二维接收阵列采用等效 16 接收阵元做 DML 细分检测.

测得水平角后,再在相应水平波束位置进行俯仰角解算.

由图 12a 可见,单目标检测时,分集相控 MIMO 雷达的俯仰测角精度要略高于稀布式二维接收阵列雷达的测角精度.这是由于分集相控 MIMO 阵列进行俯仰测角时等效为上排 16 阵元,下排 8 阵元,而稀布式二维接收阵列则等效为上、下排各 8 阵元.因此分集相控 MIMO 雷达进行俯仰测角时其合成信号的信噪比要高于稀布式二维接收阵列雷达.

对比图 12a 和图 12b(图 12c)可见,当同一距离/多普勒单元在方位上出现两个目标时,稀布式二维接收阵列雷达的俯仰测角误差会明显增大,而分集相控 MIMO 雷达的俯仰测角误差仅略微抬高.这是由

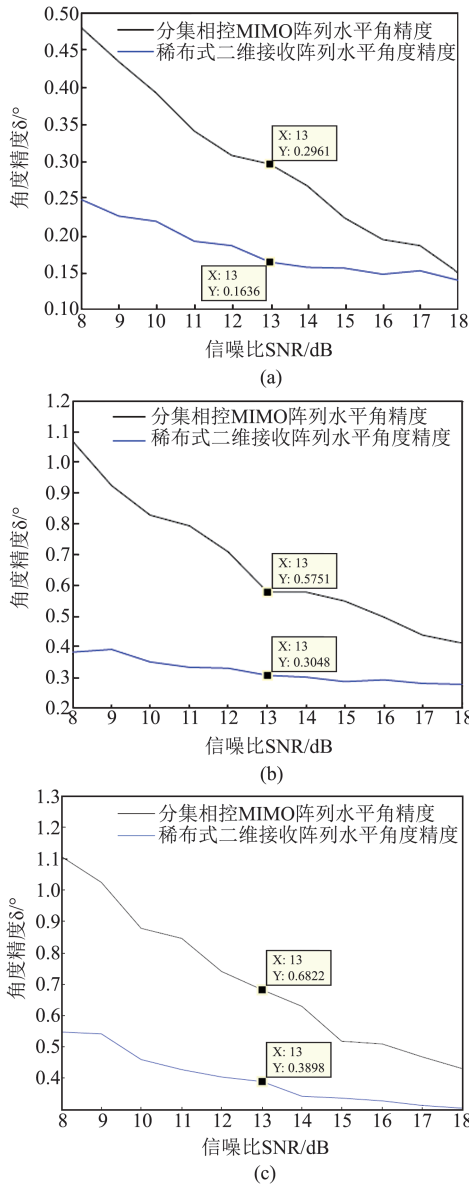


图 11 水平测角精度统计(a)单目标(b)双目标/目标1(c)双目标/目标2

Fig. 11 Horizontal Angle measurement accuracy statistics (a) single target case, (b) two targets case / target1, (b) two targets case / target2

于将稀疏式二维接收阵列分为上下半阵进行俯仰测角时,半阵所形成的波束存在栅瓣,若在栅瓣附近出现其它目标,则相位会受到该目标影响而产生偏移,导致俯仰测角出现较大误差.分集相控MIMO雷达所形成的上下阵,由于不会产生栅瓣,因此其它波位目标带来的影响会在形成天线方向图时被有效抑制.

3 77G 毫米波雷达实验

构建3发4收77G毫米波雷达,如下图所示:

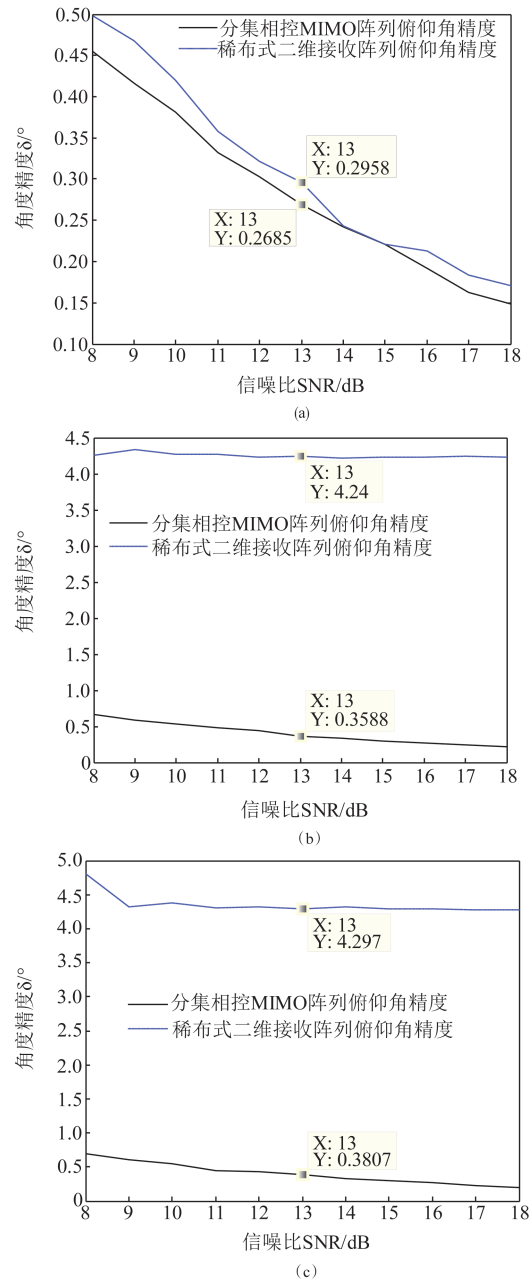


图 12 俯仰测角精度统计(a)单目标(b)双目标(目标1)(b)双目标(目标2)

Fig. 12 Pitch Angle measurement accuracy statistics (a) single target case, (b) two targets case / target1, (b) two targets case / target2

如图13所示,4个接收阵元的相邻阵元水平间距为 0.5λ (左右各有一个平衡天线阵元),3个发射阵元的相邻阵元水平间距为 1λ ,其中第2发射阵元距1,3发射阵元的垂直间距为 1λ (令3个发射阵元从左至右分别为1,2,3发射阵元).第1,3发射阵元构成发射阵列1,第2发射阵元构成发射阵列2.

典型实验场景如下图所示:

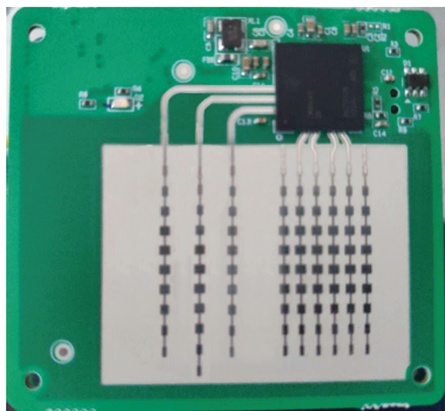


图 13 3 发 4 收分集相控 MIMO 雷达射频前端
Fig. 13 3 transmitting and 4 receiving MIMO diversity phased array radar front-end

如图 14 所示,实验定位目标为两个角反射器,距离雷达纵向距离为 10 m,两角反水平间隔为 3 m,纵向高度分别为 1.5 m 和 0.5 m(雷达架设高度为 1 m). 则两角反相对雷达的径向距离分别为 $R_1 = R_2 = 10.11$ m,水平角分别为 $\alpha_1 = 8.53^\circ$ 、 $\alpha_2 = -8.53^\circ$,俯仰角为 $\varphi_1 = -2.86^\circ$ 、 $\varphi_2 = 2.86^\circ$. 雷达带宽 $B=500$ MHz(距离分辨率 0.3m),因此该实验是对同一距离、多普勒单元(0 多普勒通道)的两个不同方位、俯仰目标进行定位.

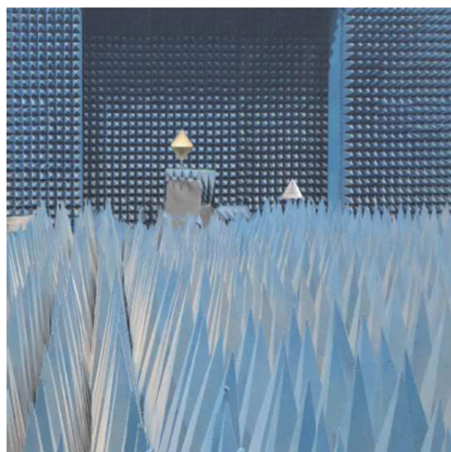


图 14 暗室环境下双角反定位实验
Fig. 14 Corner reflectors location experiment in microwave dark room

如图 15 所示,距离维幅度在 10 m 处(角反)和 0m 处(连续波泄露)出现峰值. 由频谱图可见在进行距离维 FFT 处理后,角反的信噪比在 26 dB 左右.

如图 16 所示,在角反所在距离、多普勒单元,分两个拍次在方位上形成 8 个空间角度指向. 在-

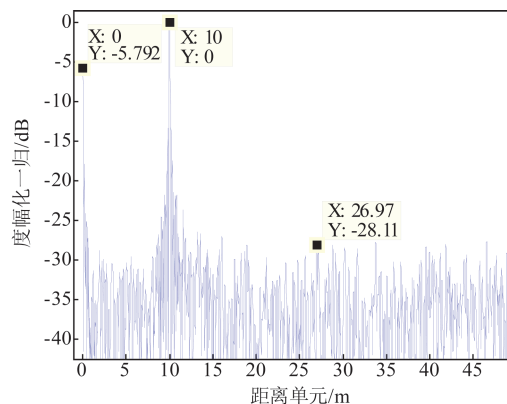


图 15 双角反距离维 FFT 结果
Fig. 15 Corner reflectors' FFT result in range dimension

14.48°和 14.48°位置形成峰值.

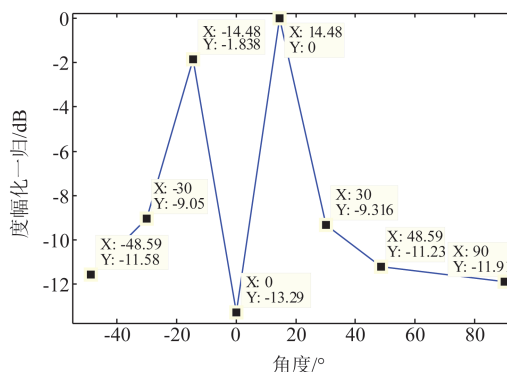


图 16 角反水平角度粗搜索结果
Fig. 16 Corner reflectors' horizontal angle coarse search results

在 $[-18^\circ, 7^\circ]$ 和 $[7^\circ, 18^\circ]$ 范围内对水平角进行基于 DML 的细搜索^[12], 可得到两个角反目标水平角的定位结果为 $\alpha_{E1} = 8.8^\circ$ 、 $\alpha_{E2} = -9.1^\circ$.

在水平方向上进行基于 α_{E1} 和 α_{E2} 的移相后,通过对发射阵列 1 和发射阵列 2 的回波信号进行比相测角确定目标的俯仰角,从而确定目标的高度信息. 实验进行 50 次测量,统计两角反的俯仰角测角精度分别为 $\sigma_{\varphi_1} = 0.6^\circ$ 、 $\sigma_{\varphi_2} = 0.52^\circ$,则 10m 处能控制测高误差在 $\sigma_H = 0.1m$ 左右.

4 结论

针对分集相控雷达波束调度不灵活的特点,提出一种分集相控 MIMO 三维雷达,利用俯仰 MIMO 发射阵列形成虚拟接收孔径. 在不增加接收阵元的前提下实现俯仰测角功能,同时提高了分集相控雷达的方位测角精度. 与接收双排稀疏阵列雷达相比,该方法能有效避免方位副瓣抬高带来的虚警及多

目标环境下的俯仰测角误差. 将本文设计方法应用于车载防撞雷达领域,能有效避免高/低目标对防撞雷达造成的虚警误报,提高防撞雷达的实用性.

通过仿真和实物雷达测试对本文设计方法进行了验证,证明了该方法适用于复杂背景下的多目标三维定位.

References

- [1] JIN Lu, FU Meng-Yin, WANG Mei-Ling, *et al.* Vehicle detection based on vision and millimeter wave radar [J]. *J. Infrared MillimWaves*, (靳璐,付梦印,王美玲,等.基于视觉和毫米波雷达的车辆检测. *红外与毫米波学报*) **2014**, **33**(5): 465-471.
- [2] Y. Sasaki, S. Kidera, T. Kirimoto. Accurate 3-D imaging method based on range points migration for 140GHz-band radar [C]. IEEE Int. Conf. Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), 2015:1 - 5.
- [3] Joon-Young Park ; Seon-Joo Kim. Two-dimensional transmit beamforming for MIMO radar with sparse symmetric arrays [C]. 2013 IEEE Radar Conference, 2013: 1-6.
- [4] TANG Yao, LI Bo, DU Zi-Cheng. Design of the Diversity Phased Array Based on Collision Avoidance Radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, (唐尧,李波,杜自成.基于防撞雷达的分集相控阵设计方法. *电子与信息学报*) **2018**, **40**(8): 1795-1801.
- [5] BROOKNER E. MIMO radar demystified and where make sense to use [C] 2014 IEEE Radar Conference, **2014** (10): 1 - 6.
- [6] Gerard Rankin, Andrew Tirkel, Anatolii Leukhin. Millimeter Wave Array for UAV Imaging MIMO Radar [C]. 16th International Radar Symposium (IRS), 2015: 499 - 504.
- [7] MATTHIAS S, HANS O. Millimeter-wave-radar sensor based on a transceiver array for automotive applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, **56**(2): 261 - 269.
- [8] ABOULNASR H, SERGIY A. Phased-MIMO Radar: A Tradeoff Between Phased-Array and MIMO Radars [J]. *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, 2010, **58**(6): 3137-3151.
- [9] WANG B, CUI G, YI W. Polarimetric MIMO radar detection for correlated fluctuating targets [C]. Radar Conference. Lille, France: IEEE, 2014: 1229 - 1232.
- [10] Domenic J. Belgiovane, Chi-Chih Chen. Surrogate Bicycle Design for Millimeter-Wave Automotive Radar Pre-Collision Testing [J]. *IEEE TRANSACTIONS ON INTELLIGENT TRANSPORTATION SYSTEMS*, 2017, **18** (9) : 2413-2422.
- [11] M. Chen, C.-C. Chen, S. Y.-P. Chien, et al. Artificial skin for 76 - 77 GHz radar mannequins [J]. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2014, **62**(11): 5671 - 5679.
- [12] Wen-xiu Chang, Jing-pei Ru, Li-fei Deng. Stokes parameters and DOA estimation of polarised sources with unknown number of sources[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*. 2018, **12**(2): 218 - 226.