

一种 FMCW MIMO 毫米波雷达阵列设计与仿真

林意博^{1,2} 蒋彦雯² 卢大威² 周永伟¹

LIN Yibo JIANG Yanwen LU Dawei ZHOU Yongwei

摘要

针对无人作战中轻小型无人平台目标探测识别的应用需求,文章设计了一种基于八芯片级联的 FMCW MIMO 毫米波雷达阵列构型,其由 24 个发射通道和 32 个接收通道组成,等效地实现了 768 个天线单元的虚拟孔径。随后针对毫米波雷达低空前下视成像的应用场景,提出了一种时分模式下的 FMCW MIMO 毫米波雷达 3D-FFT 目标检测算法,并给出了该算法的详细流程。通过仿真实验,验证了所设计的阵列构型和目标检测算法的有效性。

关键词

轻小型无人平台;毫米波雷达;阵列构型;时分模式;3D-FFT

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2025.04.001

0 引言

随着航空技术与无人技术的飞速发展,以无人机和巡飞弹为代表的小型低空飞行器在现代信息化智能作战中发挥着关键作用^[1]。这些轻量化、小型化的灵巧装备具有机动部署、灵活运用、兼备战场态势感知与时敏目标精确打击一体化作战能力等特征,已成为前线突袭、动态侦察等作战任务中的一大制胜武器^[2]。此类武器是通过获取并处理目标的信息来实现对目标的跟踪、拦截或打击任务,具有高精度探测、高精度控制、强抗干扰等优点,可以在复杂恶劣环境中识别攻击目标^[3],在现代战场中的作用越来越重要,是现代国防科技力量的重要体现^[4]。

目前,轻小型无人平台多采用可见光、红外等光学传感器进行目标探测^[5],但这些传感器的作用距离受限,且受环境影响较大。相比之下,毫米波雷达在许多方面展现出独特优势。首先,毫米波雷达能够以较低的成本实现远距离探测,并提供较高的空间分辨率^[6]。其次,毫米波雷达具有全天时、全天候的探测能力,其不受雨雪、烟雾、光线等周围环境的影响,可以提供可靠的目标检测数据^[7]。然而,毫米波雷达受限于其射频前端的体积和重量,在轻小型无人平台上的应用较少。因此,如何在体积、重量、功率和成本等多重约束下,实现对地面目标的高精度探测与识别,并平衡战技性能与这些限制,成为毫米波雷达在轻小型无人平台应用中的关键挑战。

近年来,随着多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术以及多芯片级联技术的成熟^[8-9],通过优化设计毫米波雷达系统架构,可以在空间上虚拟出一个比物

理天线孔径更大的虚拟阵列,从而显著提高雷达的角度分辨率^[10-11]。本文所设计的毫米波雷达阵列构型,由 8 片 TI 公司设计生产的 AWR2243 雷达芯片级联组成,系统具备 24 个发射通道和 32 个接收通道,可以等效地实现 768 个天线单元的虚拟孔径。与传统的单芯片毫米波雷达系统相比,该系统可以对目标进行级联雷达成像,具备对目标的距离、多普勒、方位角和俯仰角四维高分辨能力。

本文首先详细介绍了雷达系统的阵列构型设计、信号模型,然后分析了 FMCW 毫米波雷达测距测速测角原理,最后进行了雷达成像算法的仿真实验分析,实验结果验证了毫米波级联雷达的分辨能力。

1 阵列构型设计

本文的毫米波阵列天线采用 8 片由 TI 公司生产研发的 AWR2243 芯片级联组成,支持 24 通道发射,32 通道接收,工作频段为 76~81 GHz,并采用虚拟阵列成像技术。天线阵面布局设计如图 1 所示,其中,空心小方框表示接收天线,实心小方框表示发射天线。

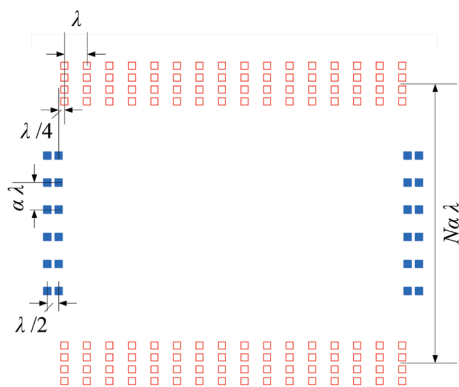


图 1 天线阵面布局

1. 西安电子工程研究所 陕西西安 710100

2. 国防科技大学电子科学学院 湖南长沙 410073

AWR2243 的每一路发射通道连接阵面上的 1 个阵元的馈出, 即图 1 中的一个实心小方框。为压缩俯仰面波束宽度, 采用“一拖四”的设计思路, AWR2243 的每一路接收通道连接阵面上的 4 个阵元的馈入, 即图 1 中竖向排列的 4 个空心小方框合起来构成一路接收通道。

两行接收天线分布在阵面中心对称的上下两侧, 每行包括 16 个天线单元, 每个天线单元连接一个独立的接收通道, 共 32 路接收通道。四列发射天线, 每两列分列于阵面中心对称的左右两侧, 每列包括 6 个天线单元, 每个天线单元连接一个独立的发射通道, 共 24 路发射通道。每个 AWR2243 芯片包含 3 个发射通道和 4 个接收通道, 因此, 整个阵面共需集成 8 片 AWR2243 芯片。

接收单元的水平间距为一倍波长 λ , 两行接收阵列之间的垂直间距为 $\alpha\lambda$ ($\alpha=1.14$) 的整数倍; 发射单元的水平间距为半波长 0.5λ , 垂直间距为 $\alpha\lambda$, 第一列和第三列发射阵列间距为 16λ 。上述阵列通过收发等效可构造出方位 64 列、俯仰 12 行, 总规模为 768 个阵元的 MIMO 虚拟阵列, 如图 2 所示。



图 2 等效虚拟阵元

毫米波阵列阵元顺序定义如图 3 所示, 发射阵列按竖向顺序, 从 1~24 编号, 接收阵列按横向顺序, 从 1~32 编号。

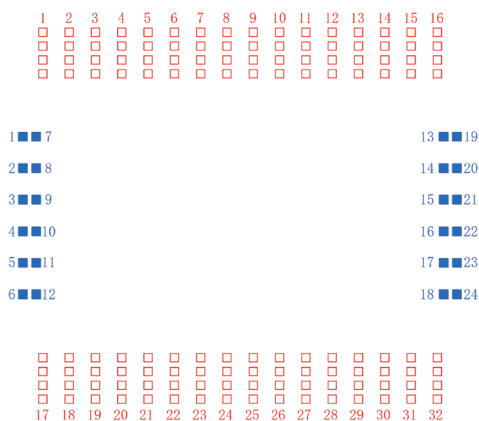


图 3 阵元顺序定义

2 FMCW 雷达信号模型

本文的毫米波级联雷达系统发射的是线性调频连续波 (linear frequency modulated continuous wave, LFM) 信号, 其具有高分辨率和低功耗等优点。如图 4 所示, 在 TDMA

MIMO 模式下, 发射阵列按从 1~24 的阵元顺序, 分时轮流发射线性调频信号, 接收阵列则同时接收回波信号, 当 24 个发射天线全部发射完毕后, 对该过程循环 32 次以组成一帧。时分复用方法通过时域实现正交, 保证信号的分离, 具有硬件成本低、简单易实现的优点。

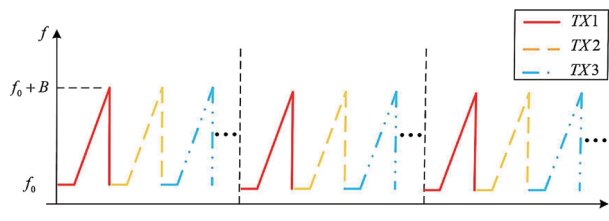


图 4 TDMA MIMO 模式发射时序图

雷达系统的发射信号表示为:

$$S_t(t) = A_t e^{j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2} S t^2\right)} \quad (1)$$

式中: A_t 表示发射信号振幅; f_0 表示信号的载频; $S=B/T_c$ 表示调频斜率; B 表示带宽; T_c 表示 chirp 的持续时间; t 表示快时间。假设在 $t=0$ 时刻, 目标与雷达的径向距离为 R , 径向速度为 v , 则接收到的回波信号可以表示为发射信号的延迟:

$$S_r(t) = A_r e^{j2\pi\left[f_0(t-\tau) + \frac{1}{2} S(t-\tau)^2\right]} \quad (2)$$

式中: A_r 表示接收信号幅度, 其取决于天线增益、发射功率、目标距离以及目标的雷达反射截面 (radar cross section, RCS); τ 表示信号往返的总延时, 可以表示为:

$$\tau = \frac{2(R + vt)}{c} \quad (3)$$

雷达接收的回波信号与发射信号混频之后经过低通滤波器可得到中频信号:

$$S_b(t) = A e^{j2\pi\left(f_0 t - \frac{1}{2} S t^2 + S \tau t\right)} \quad (4)$$

式中: A 表示发射和接收混频后的总幅度。假设幅度值归一化, 将式 (3) 代入式 (4), 整理为:

$$S_b(t) = e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2f_0 v}{c} - \frac{4RSv}{c^2}\right)t + \left(\frac{2f_0 R}{c} - \frac{2SR^2}{c^2}\right)t^2 + \left(\frac{2f_0 R}{c} - \frac{2SR^2}{c^2}\right)\right]} \quad (5)$$

由式 (5) 可知, 中频信号也是一个线性调频信号, 中频信号的载频 f_b 、调频斜率 μ_b 、初始相位 ϕ_b 分别为:

$$f_b = \frac{2RS}{c} + \frac{2f_0 v}{c} - \frac{4RSv}{c^2} = \frac{2f_0 v}{c} + \frac{2RS}{c} \left(1 - \frac{2v}{c}\right) \quad (6)$$

$$\mu_b = \frac{4Sv}{c} \left(1 - \frac{v}{c}\right) \quad (7)$$

$$\phi_b = 2\pi \left(\frac{2f_0 R}{c} - \frac{2SR^2}{c^2}\right) \approx \frac{4\pi f_0 R}{c} = \frac{4\pi R}{\lambda} \quad (8)$$

考虑到 $v \ll c$, 故式 (6) 和式 (7) 可近似为:

$$f_b \approx \frac{2RS}{c} + \frac{2f_0 v}{c} = \frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda} = f_r + f_d \quad (9)$$

$$\mu_b \approx \frac{4Sv}{c} \quad (10)$$

式中： f_r 为目标相对于雷达的距离引起的频率变化量； f_d 为目标相对于雷达的运动引起的多普勒频率。可得中频信号的带宽为：

$$B_b = \frac{4Bv}{c} \quad (11)$$

考虑到 $B_b/B=4v/c \ll 1$ ，此时可近似认为中频信号是一单频信号，则式（5）可近似为：

$$S_b(t) = e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)t + \frac{2R}{\lambda}\right]} \quad (12)$$

中频信号经过 ADC 后可表示为：

$$S_b(n) = e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n + \frac{2R}{\lambda}\right]} \quad (13)$$

式中： T_s 为采样间隔； n 为采样点。

3 FMCW 雷达信号处理流程

FMCW 毫米波雷达成像算法仿真总体分为回波信号生成以及回波信号处理两部分。在回波信号生成中，首先进行波形参数和天线参数的初始化，然后以雷达为原点，初始化平台（雷达）信息与目标信息。接着，对每一个发射通道进行点目标回波信号生成，最后添加干扰/噪声信号，生成 4D（脉冲个数 × 采样点数 × 接收通道数 × 发射通道数）原始回波数据矩阵。信号生成流程如图 5 所示。

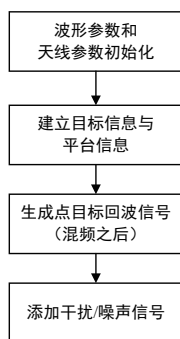


图 5 FMCW 雷达信号生成流程

在回波信号处理中，首先对每个通道进行 2D-FFT 处理，完成距离与速度估计。然后依据阵列排布方式，对通道的数据进行提取，完成方位角与俯仰角估计^[12]。信号处理流程如图 6 所示。

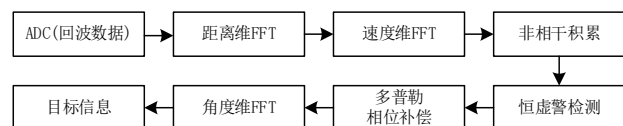


图 6 FMCW 雷达信号处理流程

3.1 距离维成像原理

雷达测距的基本原理是根据中频信号的频率计算回波时延，从而估计目标距离值。中频信号频率与回波时延的关系

如图 7 所示，可以表示为：

$$f_b = \tau \cdot \frac{B}{T_c} \quad (14)$$

式中： $\tau = 2R/c$ 为雷达信号传播到目标处的双程时延。从而，可以得到中频信号的频率与目标距离的关系：

$$R = \frac{cT_c f_b}{2B} \quad (15)$$

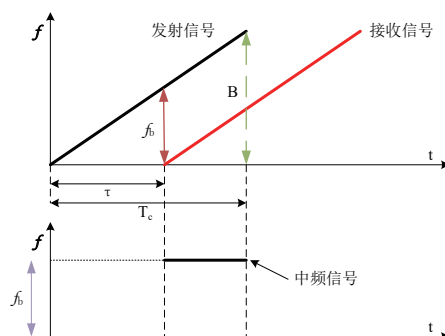


图 7 中频信号频率与回波时延关系图

为了获取中频信号的频率，可以通过对快时间维做 FFT，估计各采样点频率对应的幅值：

$$S_{b,1D}(p) = e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n - \frac{pn}{N}\right]} \quad (16)$$

式中： N 表示 FFT 点数。且可以看出，中频信号距离维 FFT 后频谱的峰值将在以下位置出现：

$$p = \left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s N \quad (17)$$

将式（9）代入式（17），可以得到中频信号的频率为：

$$f_b = \frac{p}{N} f_s \quad (18)$$

通过对中频信号做 FFT，可以得到该中频信号的频率，但该频率是目标距离与目标速度的耦合结果。通常，由于目标速度 $v \ll c$ ，则 $f_d \ll f_r$ ，因此，可以从距离维 FFT 后估计出粗略的目标距离。当目标速度为零时，此时的目标距离估计是准确的。

3.2 速度维成像原理

当目标相对于雷达运动时，目标的速度远远小于电磁波传播速度，目标移动距离在相邻 chirp 之间产生微小变化 $R=B_0+vT_r h$ ，引起中频信号在多个脉冲间的相位变化，表示为式（13）相位产生变化：

$$S_b(h, n) = e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right)} \cdot e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n + f_d T_r h\right]} \quad (19)$$

式中： T_r 为脉冲重复周期； $h \in [0, H-1]$ 为第 h 个 chirp； H 为 chirp 个数； $n \in [0, N-1]$ 为每一个 chirp 的采样点序号， N 为采样点数。

对中频信号做距离维 FFT 后：

$$S_{b,1D}(h,p) = e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right)} \cdot e^{j2\pi(f_d T_s h)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n - \frac{pn}{N}\right]} \quad (20)$$

由式(20)可知,任意两个相邻的 chirp 在同一采样点之间的相位差是恒定的,为了得到脉冲间的相位差,可以在一维距离 FFT 基础上在慢时间维做二维 FFT 获取多普勒频率,即多普勒维 FFT:

$$S_{b,2D}(q,p) = e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right)} \cdot \sum_{h=0}^{H-1} e^{j2\pi\left(f_d T_s h - \frac{qh}{H}\right)} \cdot \left[\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n - \frac{pn}{N}\right]} \right] \quad (21)$$

根据二维 FFT 后频谱的峰值位置计算多普勒频率,进而估计目标速度:

$$v = \frac{f_d \lambda}{2} \quad (22)$$

获取到目标速度信息后,可以对距离维 FFT 获得的距离信息进行进一步修正。

3.3 角度维成像原理

假设目标位于远场区域,且从发射天线到目标的信号以及从目标到接收天线的信号都假定是平行的。雷达测角的基本原理是通过测量目标回波信号到不同空间位置的接收阵元之间的相位差,从而估计目标的角度。

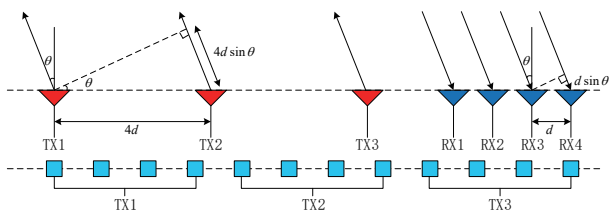


图 8 角度估计原理图

以 3 发 4 收的毫米波雷达为例,发射天线与接收天线构成的虚拟阵列为均匀线性阵列(uniform linear array, ULA),角度估计原理如图 8 所示。在图 8 中,两个接收天线之间的距离为 d , θ 表示回波方向。以 RX1 作为参考天线,可以计算出回波信号到达四根接收天线后,相对 RX1 的波程差为 $(l-1)d\sin\theta$,其中 l 表示接收天线的序号。目标回波信号的波程差会导致不同接收天线中频信号进行 2D-FFT 后产生的峰值出现相位差。通过测量该相位差,来估计目标的角度。同一目标的回波到达相邻两个阵元时,产生的相位差可以表示为:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \quad (23)$$

假设均匀线性阵列共有 M 个接收阵元,拓展式(19):

$$S_b(h,n,m) = e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right)} \cdot e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n + f_d T_s h + m\Delta\varphi\right]} \quad (24)$$

为获得不同天线 2D-FFT 后峰值处的相位差,需要在 2D-FFT 基础上,进一步在阵列维度上做 FFT,即角度维 FFT:

$$S_{b,3D}(q,p,g) = e^{j2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right)} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi(m\Delta\varphi)} \cdot e^{j2\pi\left(\frac{gm}{M}\right)} \cdot \left\{ \sum_{h=0}^{H-1} e^{j2\pi\left(f_d T_s h - \frac{qh}{H}\right)} \cdot \left[\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\left[\left(\frac{2RS}{c} + \frac{2v}{\lambda}\right)T_s n - \frac{pn}{N}\right]} \right] \right\} \quad (25)$$

根据角度维 FFT 后的频谱峰值位置 $g=M\Delta\varphi$ 计算可得相位差,从而进一步估计目标角度为:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi d}\right) \quad (26)$$

4 仿真实验与结果分析

为验证所设计的阵列构型的多目标探测、空间分辨能力以及雷达信号处理算法的正确性,设计了多个仿真实验。在仿真中,以雷达为坐标原点进行建模,雷达仿真参数如表 1 所示。

表 1 雷达波形参数设计

参数名称	参数值	参数名称	参数值
载频	80 GHz	调频斜率	2.778 MHz/ μ s
波长	0.003 75 m	采样时间	288 μ s
有效带宽	800 MHz	采样点	5 400
chirp 周期	300 μ s	chirp 个数	768
采样率	18.75 MHz		

4.1 多目标探测仿真

首先,以雷达为坐标原点,平台速度为 0 m/s,设置距离、角度均不同的 3 个点目标,目标信息和估计结果如表 2 所示。

表 2 静平台多目标探测仿真目标参数及估计结果

参数名称	距离 /m	速度 /(m·s ⁻¹)	方位角 /(°)	俯仰角 /(°)
目标 1	400	0	10	0
目标 2	600	0	20	0
目标 3	800	0	30	0
目标 1 估计结果	399.957	0	10.039	0
目标 2 估计结果	599.936	0	20.106	0
目标 3 估计结果	799.915	0	30.162	0

雷达信号建模时考虑到与现实情况类似,加入了高斯白噪声,然后对第一个通道的中频信号做距离维 FFT 得到的距离估计结果如图 9 所示。

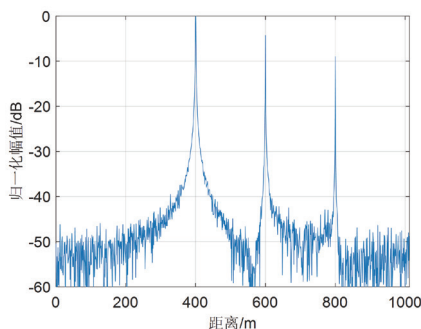


图9 距离维 FFT 结果

从图中可以看出, 3 个目标分别位于 399.957 m、599.936 m 和 799.915 m 处, 其距离估计值均正确。

接着, 对各个通道的数据加窗后进行距离 - 多普勒维度的二维 FFT, 得到各通道的 RD 矩阵。以第一个通道的数据为例, 得到的 RD 矩阵如图 10 所示。从图中可以看出, 主瓣有所展宽, 这是因为在距离维 FFT 和速度维 FFT 仿真过程中, 分别加了 Hanning 窗函数。

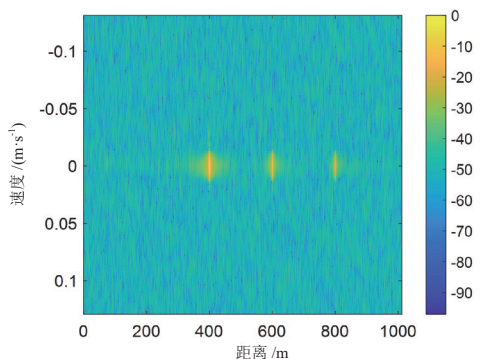


图 10 2D-FFT 距离 - 多普勒矩阵

随后, 对所有通道的功率进行叠加, 结果如图 11 所示。从图中可以看出, 噪声得到了有效抑制, 而目标信号部分的功率则明显增加。

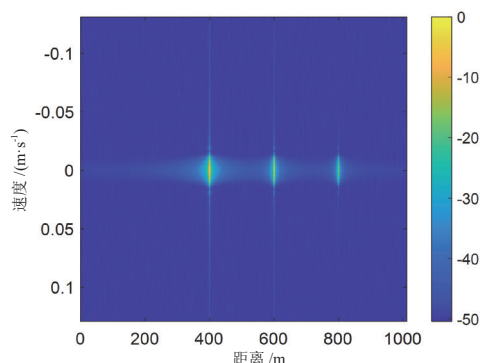


图 11 非相参积累结果

经过 2D-CFAR 检测, 各个局部的峰值被成功检测, 如图 12 所示。对检测到的各个峰值簇进行聚合, 同一簇中的多个峰值被聚合成一个单独的峰, 该峰值对应的局部能量最大, 即各目标的散射点被聚合成单一的目标点, 如图 13 所示。

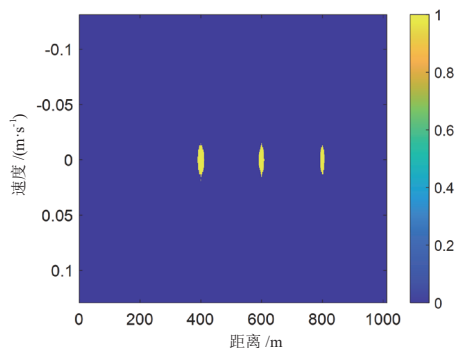


图 12 2D-CFAR 检测结果

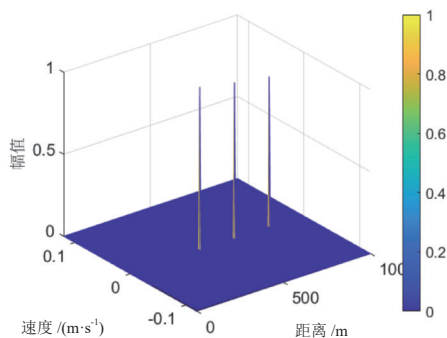


图 13 峰值聚合结果

最后, 采用 3D-FFT 方法进行角度估计, 得到目标的角度信息, 如图 14 所示。

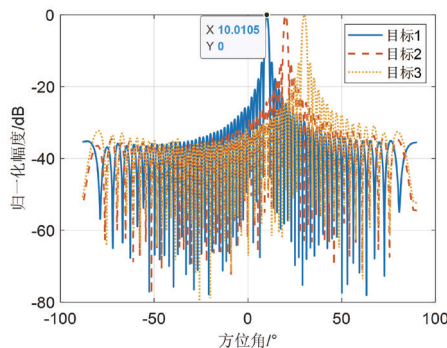


图 14 方位角估计结果

4.2 距离分辨率仿真

为了验证阵列雷达的距离分辨率, 仿真设置角度相同、速度相同、距离不同的两个目标, 平台速度为 0 m/s。目标信息和估计结果如表 3 所示。

表 3 距离分辨率仿真目标参数及估计结果

参数名称	距离 /m	速度 / $(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	方位角 / $(^\circ)$	俯仰角 / $(^\circ)$
目标 1	200	0	0	0
目标 2	200.187 5	0	0	0
目标 1 估计结果	199.979	0	0	0
目标 2 估计结果	200.226	0	0	0

得到的距离像仿真结果如图 15 所示，从图中可明显区分两个目标。

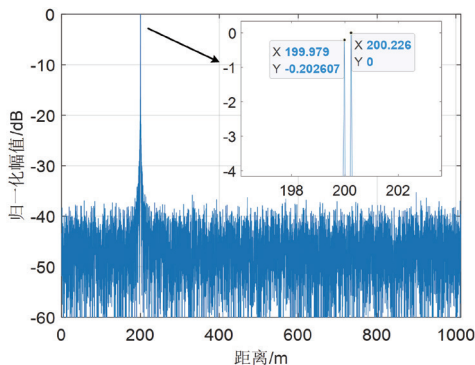


图 15 一维距离像

4.3 方位角分辨率仿真

为了验证阵列雷达的方位角分辨率，仿真设置距离相同、速度相同、角度不同的两个目标开展验证，平台速度为 0 m/s。目标信息和估计结果如表 4 所示。其中，角度维结果为直接提取原始方位维通道回波数据进行 FFT 操作得到，并未进行 R-D 二维聚焦处理。

表 4 方位角分辨率仿真目标参数及估计结果

参数名称	距离 /m	速度 /(m·s ⁻¹)	方位角 /(°)	俯仰角 /(°)
目标 1	200	0	0	0
目标 2	200	0	1.8	0
目标 1 估计结果	199.979	0	-0.308	0
目标 2 估计结果	199.979	0	2.127	0

仿真结果如图 16 所示。由图可知，毫米波阵列雷达能够有效区分 0° 和 1.8° 的两个目标，说明所设计的毫米波阵列雷达参数能够满足探测需求。

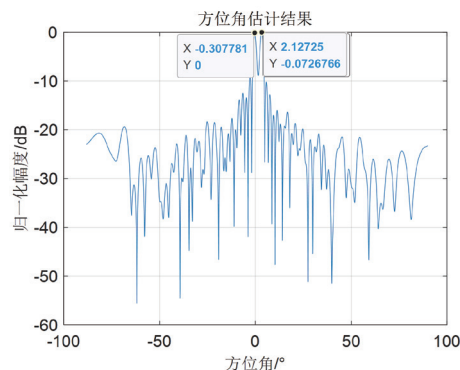


图 16 方位维估计结果

5 结语

本文设计了一种基于八芯片级联的 FMCW MIMO 毫米波雷达系统，通过优化阵列构型和信号处理方法，显著提升了雷达的角度分辨率和目标检测能力。仿真实验结果表明，

该系统在轻小型无人平台目标探测识别应用中具有广泛的前景。未来的工作将致力于进一步优化雷达成像算法，以应对更加复杂的战场环境和更高精度的需求。

参考文献：

- [1] 杨树青, 韩圣昌. 小型无人机对现代作战方式的影响与展望 [J]. 中国军转民, 2024(21): 82-84.
- [2] 刘箴, 吴馨远, 许洁心. 国外巡飞弹发展现状及趋势分析 [J]. 弹箭与制导学报, 2024, 44(2): 42-50.
- [3] 石春燕, 叶飞亚, 李翰林, 等. 复杂环境下小型无人机探测识别技术 [J]. 雷达与对抗, 2024, 44(3): 1-5.
- [4] 梁薇, 张科. 精确制导武器发展及其关键技术 [J]. 火力与指挥控制, 2008, 33(12): 5-7.
- [5] 王家亮, 董楷, 顾兆军, 等. 小型无人机视觉传感器避障方法综述 [J]. 西安电子科技大学学报, 2025, 52(1): 60-79.
- [6] 马莉. 基于 MIMO 雷达的毫米波天线阵列研究与设计 [D]. 南京: 东南大学, 2022.
- [7] 张明龙. MIMO 毫米波雷达阵列优化设计与 DOA 估计方法 [D]. 成都: 电子科技大学, 2024.
- [8] CUI X, WANG X H, ZHANG X K, et al. Design of cascaded millimeter wave radar for concealed item imaging[C/OL]//2023 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). Piscataway:IEEE,2023[2024-06-13].https://ieeexplore.ieee.org/document/10222627.DOI:10.1109/IWS58240.2023.10222627.
- [9] PENG W, JIN W W, ZOU W M. Design of MIMO radar using cascaded millimeter-wave sensors[C/OL]//2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). Piscataway: IEEE, 2022[2024-06-19]. https://ieeexplore.ieee.org/document/10022645. DOI:10.1109/ICMMT55580.2022.10022645.
- [10] 张苏, 谭恺, 雒梅逸香, 等. 面向电磁特性测量的毫米波级联雷达系统设计 [J]. 上海航天 (中英文), 2022, 39(3): 20-25.
- [11] 晋良念, 王燃. 毫米波 FMCW MIMO 雷达三维点云成像方法 [J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(5): 497-506.
- [12] 张小卫, 王明昇. 基于 FMCW 毫米波雷达的多目标检测算法仿真 [J]. 汽车画刊, 2024(9): 23-25.

【作者简介】

林意博 (2000—), 男, 陕西榆林人, 硕士研究生, 研究方向: 阵列雷达信号处理。

(收稿日期: 2025-01-02)