

毫米波雷达自适应门限点云成像方法研究

兰吕鸿康 黄岩 郑凯航 刘江 刘育铭 张慧 洪伟
(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘要: 毫米波雷达作为一种重要的车载传感器,在自动驾驶领域得到了广泛地应用。近年来随着汽车智能化程度的提高,高质量雷达点云的生成受到了人们的极大关注。传统毫米波雷达点云成像由于存在杂波点太多、有效点云稀疏等缺点而限制了其在自动驾驶领域的发展。因此,如何提高毫米波雷达点云密度和质量成为了业界研究的重点问题。近年来,随着多输入多输出(MIMO)技术以及控制多片级联同步技术的成熟,使得毫米波雷达天线的角度分辨率得到了极大提升,推动了毫米波雷达在点云成像上的发展。在此基础上,本文设计了一套完整的毫米波雷达系统级点云成像算法,并使用TI公司的AWR2243级联雷达开发套件对实际场景进行数据采集,生成了较为致密可信的毫米波雷达三维点云图像,基本实现了对车载平台侧面场景的有效还原。

关键词: 毫米波雷达; 点云成像; 自动驾驶; 多输入多输出(MIMO)

中图分类号: TN957.51 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.10.002

引用格式: 兰吕鸿康,黄岩,郑凯航,等.毫米波雷达自适应门限点云成像方法研究[J].信号处理,2022,38(10):2009-2020. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.10.002.

Reference format: LAN Lühongkang, HUANG Yan, ZHENG Kaihang, et al. Research on adaptive threshold point cloud imaging method of millimeter-wave radar[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(10): 2009-2020. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.10.002.

Research on Adaptive Threshold Point Cloud Imaging Method of Millimeter-Wave Radar

LAN Lühongkang HUANG Yan ZHENG Kaihang LIU Jiang LIU Yuming ZHANG Hui HONG Wei
(State Key Lab of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: As an important vehicle-mounted sensor, millimeter-wave radar has been widely used in the field of autonomous driving. In recent years, with the improvement of automobile intelligence, the generation of high-quality radar point clouds has received great attention. Traditional millimeter-wave radar point cloud imaging has many shortcomings such as too many clutter points and sparse effective point clouds, which limit its development in the field of autonomous driving. Therefore, how to improve the density and quality of millimeter-wave radar point clouds has become a key issue in industry research. In recent years, with the maturity of multiple-input multiple-output (MIMO) technology and control of multi-chip cascaded synchronization technology, the angular resolution of millimeter-wave radar antennas has been greatly improved, which has promoted the application of millimeter-wave radar in point cloud imaging. develop. On this basis, this paper designs a complete set of millimeter-wave radar system-level point cloud imaging algorithms, and uses TI's AWR2243 cascaded radar development kit to collect data from the actual scene, generating a relatively compact and reliable millimeter-wave radar. The three-dimensional

收稿日期: 2022-07-13; 修回日期: 2022-09-29

基金项目: 国家自然科学基金(61901112, 62271142); 江苏省自然科学基金(BK20190330); 上海航天科技创新基金(SAST2021-043); 航空基金(20200020069001)

point cloud image basically realizes the effective restoration of the side scene of the vehicle platform.

Key words: millimeter-wave radar; point cloud imaging; autonomous driving; multiple-input multiple-output

1 引言

近几年,人工智能和自动驾驶技术的快速发展对毫米波雷达提出了更高的要求,目前能够提供目标距离、速度、方位角、俯仰角四个维度信息的4D成像雷达是毫米波雷达的主要发展方向,它能够通过点云描绘出车辆、行人等目标的轮廓,重构雷达周围场景,后期结合点云数据处理算法实现跟踪、定位和分类等更高级别的功能^[1-2]。

自动驾驶车辆的点云成像方面,激光雷达因为具有角度分辨率高、生成点云密度大、成像信息准确、场景还原度高等优点而成为目前市面上自动驾驶应用的主要传感器。但是激光雷达存在许多问题也制约了其在实际应用方面的发展,首先是激光雷达系统价格高昂,限制了其在民用领域的普及,然后是激光雷达系统一般体积较大,在汽车雷达领域不具备便捷性,再者是激光雷达与光学传感器一样受限于应用场景与气候条件,无法像毫米波雷达一样全天时全天候工作,最后是激光雷达成像数据庞大,对设备硬件要求较高^[3]。因此,对毫米波雷达点云成像的研究对于推动自动驾驶的发展具有十分重要的意义。

传统毫米波雷达由于角度分辨率较差,目前大多数对于毫米波雷达点云成像的研究得到的图像点云密度较为稀疏,根据点云图像仅仅能确定目标点的基本空间位置,无法显示目标的轮廓,对目标信息进行细致地刻画,而这远远不能满足自动驾驶场景下的应用要求。近年来,随着MIMO技术以及控制多片级联同步技术的逐步成熟,毫米波雷达器件能够在空间上虚拟出了比物理天线孔径大得多的虚拟阵列^[4],让毫米波雷达天线的角度分辨率得到了很好的提升,为毫米波雷达点云成像奠定了硬件基础,推动了毫米波雷达在点云成像上的发展。

目前,毫米波雷达目标检测和定位技术发展已经相对成熟,但使用毫米波雷达生成能够适用于自动驾驶这一复杂场景下的致密点云仍然是一个挑战。本文设计了一套完整的毫米波雷达系统级点云成像

算法,通过对传统的恒虚警率检测(CFAR, Constant False Alarm Rate)方法进行改进,提出了根据雷达感兴趣的距离区间分段以及根据雷达接收信号功率与目标距离之间的关系来设计的CFAR门限系数设置方法。并使用安装在汽车侧前方的TI公司AWR2243雷达开发板对实际场景进行数据采集,生成了较为致密的毫米波雷达点云图像,实现了对雷达周围场景的测绘和还原,验证了文章所提方法的有效性。

2 毫米波雷达信号模型

通常情况下,FMCW毫米波雷达连续发射频率随时间线性变化的锯齿波信号^[5],也称为Chirp信号,如图1所示。

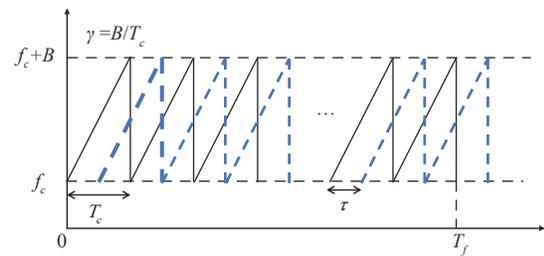


图1 FMCW雷达信号模型

Fig. 1 FMCW radar signal model

2.1 发射信号模型

FMCW雷达向空间连续发射Chirp信号,发射信号模型为:

$$s_i(t, t_m) = \exp[j2\pi f_c t + j\gamma(t - t_m)^2] = \exp[j2\pi f_c t + j\pi\gamma \hat{t}^2] \quad (1)$$

其中, f_c 为发射信号载频, t 、 \hat{t} 和 t_m 分别为全时间、快时间和慢时间(三者之间关系为 $t = t_m + \hat{t}$)。假设 v 为目标相对于雷达的运动速度,那么目标与雷达的瞬时距离可以表示为 $R(\hat{t}, t_m) = R(t_m) - v\hat{t}$ 。计算可得到回波信号与发射信号之间的时延 $\tau = \frac{2R(\hat{t}, t_m)}{c}$,此时回波信号可以表示为

$$s_r(t, t_m) = s_i(t - \tau, t_m - \tau) = \exp\left[j2\pi f_c \left(t - \frac{2R(\hat{t}, t_m)}{c}\right) + j\pi\gamma \left(\hat{t} - \frac{2R(\hat{t}, t_m)}{c}\right)^2\right] \quad (2)$$

将发射信号和回波信号进行混频, 得到中频信号:

$$\begin{aligned}
 s(\hat{t}, t_m) &= s_t(t - \tau, t_m - \tau) \cdot s_r^*(t, t_m) = \\
 &\exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R(t_m) - 2v\hat{t}}{c}\right) \\
 \exp\left[-j\frac{4\pi\gamma}{c}\left(\hat{t} - \frac{R(t_m) - v\hat{t}}{c}\right) \cdot (R(t_m) - v\hat{t})\right] &= \\
 &\exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R(t_m) - 2v\hat{t}}{c}\right) \\
 \exp\left[-j\frac{4\pi\gamma}{c}\hat{t} \cdot (R(t_m) - v\hat{t}) + j\frac{4\pi\gamma}{c^2}(R(t_m) - v\hat{t})^2\right] &= \\
 &\exp\left(-j4\pi f_c \frac{R(t_m)}{c}\right) \\
 \exp\left[-j\frac{4\pi\gamma}{c}\hat{t} \cdot \left(R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma}v + 2\frac{R(t_m)v}{c}\right)\right] & \\
 \exp\left(j\frac{4\pi\gamma v}{c}\hat{t}^2 + j\frac{4\pi\gamma}{c^2}v^2\hat{t}^2\right) \exp\left[j\frac{4\pi\gamma}{c^2}R(t_m)^2\right] & \quad (3)
 \end{aligned}$$

由于目标相对雷达运动的速度远远小于光速, 因此上式可以近似表示为:

$$\begin{aligned}
 s(\hat{t}, t_m) &\approx \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R(t_m)}{c}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi\gamma}{c}\hat{t} \cdot \right. \\
 &\left. \left(R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma}v\right)\right] \exp\left(j\frac{4\pi\gamma}{c^2}R(t_m)^2\right) \quad (4)
 \end{aligned}$$

2.2 距离-多普勒 2D-FFT

对式(4)中的中频信号进行分析可知, 通过对中频信号做一次二维的傅里叶变换即可以得到目标的相对于雷达的距离和速度信息^[6-7], 如图 2 所示。具体实现方式如下:

首先对式(4)中的快时间 \hat{t} 进行逆傅里叶变换可得:

$$\begin{aligned}
 s(f_r, t_m) &= \text{sinc}\left[T_c \cdot \left(f_r - 2\frac{R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma}v}{c}\right)\right] \cdot \\
 &\exp\left(-j4\pi f_c \frac{R(t_m)}{c}\right) \exp\left[j\frac{4\pi\gamma}{c^2}R(t_m)^2\right] \quad (5)
 \end{aligned}$$

其中, T_c 为扫频时间, 包络项中 $\frac{f_c}{\gamma}v = \frac{c}{2\gamma}f_d$ 为扫频周期内多普勒频率引入的附加偏移项, 为了获得

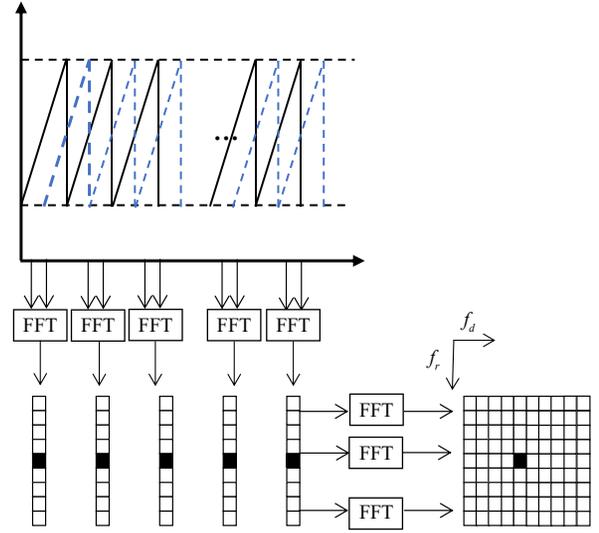


图 2 2D-FFT 示意图

Fig. 2 2D-FFT schematic

$R(t_m)$ 的信息, 需要对该项进行补偿, 将 $R(t_m) = R_0 - vt_m$ 代入式(5), 为简化运算, 将式(5)距离包络中的 $R(t_m)$ 看作常数项, 可得:

$$\begin{aligned}
 s(f_r, t_m) &= \text{sinc}\left[T_c \cdot \left(f_r - 2\frac{R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma}v}{c}\right)\right] \cdot \\
 \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_0 - vt_m}{c}\right) \exp\left[j\frac{4\pi\gamma}{c^2}(R_0 - vt_m)^2\right] &= \\
 \text{sinc}\left[T_c \cdot \left(f_r - 2\frac{R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma}v}{c}\right)\right] & \\
 \exp\left[j2\pi\left(\frac{2f_c v}{c} - \frac{4\gamma R_0 v}{c^2}\right)t_m + \frac{2\gamma v^2}{c^2}t_m^2\right] & \\
 \exp\left[-j2\pi\left(\frac{2f_c R_0}{c} + \frac{2\gamma R_0}{c^2}\right)\right] & \quad (6)
 \end{aligned}$$

式(6)可以近似为:

$$\begin{aligned}
 s(f_r, t_m) &= \text{sinc}\left[T_c \cdot \left(f_r - 2\frac{R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma}v}{c}\right)\right] \cdot \\
 \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_0}{c}\right) \exp\left(j\frac{4\pi f_c v}{c}t_m\right) & \quad (7)
 \end{aligned}$$

然后对上式指数项中的慢时间 t_m 做傅里叶变换可得:

$$s(f_r, f_d) = \text{sinc} \left(T_c \left(f_r - 2\gamma \frac{R(t_m) - \frac{f_c}{c} v}{c} \right) \right) \cdot \text{sinc} \left(T_a \left(f_d - \frac{2f_c v}{c} \right) \right) \cdot \exp \left(-j4\pi f_c \frac{R_0}{c} \right) \quad (8)$$

其中 T_a 为单帧 N_a 个脉冲对应的相干处理时间, 对上式第二项可知, 由目标的多普勒频率可以计算出目标速度, 即

$$v = c \frac{f_d}{2f_c} = \lambda \frac{f_d}{2} \quad (9)$$

由式(7)可知, 包络位置对应目标位置 $R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma} v$, 即:

$$R = R(t_m) - \frac{f_c}{\gamma} v = \frac{f_r c}{2\gamma} \quad (10)$$

代入式(8)得到目标在距离-多普勒域的信号表达式:

$$s(f_r, f_d) = \text{sinc} \left(T_c \left(f_r - \frac{2\gamma R}{c} \right) \right) \text{sinc} \left(T_a \left(f_d - \frac{2f_c v}{c} \right) \right) \cdot \exp \left(-j4\pi f_c \frac{R_0}{c} \right) \quad (11)$$

3 车载毫米波雷达点云成像方法

汽车毫米波雷达通过发射多个线性调频连续波信号, 经过目标反射之后, 接收到的回波信号与发射信号混频得到中频信号, 将中频信号进行2D-FFT、非相干积累、目标检测后能够估计出目标的距离和速度, 然后再利用不同通道之间接收信号的相位差, 采用数字波束形成(DBF, Digital Beamforming)方法可以得到目标的方位角和俯仰角^[7], 从而实现目标在三维空间上的定位和成像。完整的信号分析流程如图3所示。

3.1 目标检测

在雷达信号处理中通常采用CFAR检测方法来

对目标进行检测, 其中最常使用的是适用于均匀杂波的单元平均恒虚警(CA-CFAR, Cell Averaging-Constant False Alarm Rate)算法^[8]。该算法的基本步骤是估计回波信号中待检测单元周围单元的平均噪声功率, 利用该功率确定一个门限值, 如式(12)所示, 再利用这个门限值判断待检测单元, 若检测单元大于检测门限, 则判定为目标; 如果检测单元小于检测门限, 则认为是噪声^[9], 其原理如图4所示。

$$S = \frac{\alpha}{2n} \sum_{i=1}^n (X_i + Y_i) \quad (12)$$

其中 α 为门限系数, 其与虚警概率 \bar{p}_{FA} 和参考单元总数 $2n$ 有关。

$$\bar{p}_{FA} = \left(1 + \frac{\alpha}{2n} \right)^{-2n} \quad (13)$$

$$\alpha = 2n (\bar{p}_{FA}^{-1/2n} - 1) \quad (14)$$

在车载毫米波雷达点云成像中, 所谓的点云实际就是通过CFAR检测出来的目标以点的形式在三维坐标系上表示, 生成的点数量多、密度大也就形成了点云。要想生成密集的点云, 其中一种方法就是减小CFAR检测的门限 S , 但门限的降低也会相应地导致检测到的场景周围的杂波和干扰增加, 而这会极大地影响成像的质量。由式(12)可知, 门限系数 α 和检测单元附件的噪声功率共同决定了CFAR检测器的门限大小, 所以门限系数 α 的选取会对最终的点云成像结果造成很严重的影响。

由式(14)可知, 门限系数 α 与虚警概率及参考单元总数相关, 但应用式(14)准确计算门限系数 α 的前提是已知实际环境中噪声的分布规律, 所以在实际的应用中门限系数 α 的选取更多的是工程师凭借对环境的先验知识自行设置。

本文在CA-CFAR检测的基础上, 提出了两种在车载毫米波雷达点云成像场景下CFAR的门限系数 α 的选取方法, 选取合适的门限系数能极大地改善

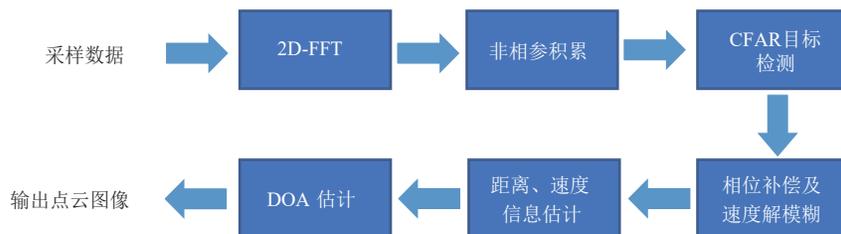


图3 毫米波雷达点云成像算法处理流程

Fig. 3 Mmwave radar point cloud imaging algorithm processing flow

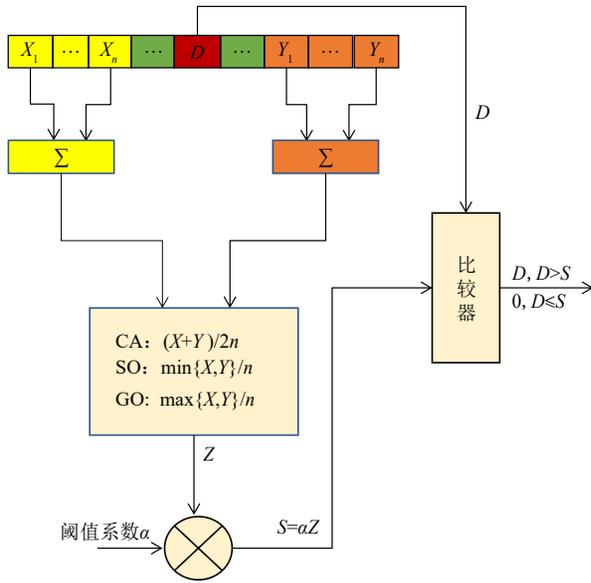


图 4 CFAR 原理示意图

Fig. 4 Schematic diagram of CFAR principle

点云成像的质量。

3.1.1 分段门限设置

毫米波雷达作为智能汽车的重要传感器之一，会分别安装多颗在车辆的前方、侧方和后面，以发挥不同的作用。实现功能有差别的同时，对探测距离范围的需求也不同，一般来说安装在车辆前方和后方的雷达需要探测的距离范围较长，而安装在车身两侧的雷达需要探测的距离相对较短。为了更准确地通过点云图像还原出车辆周围的环境，我们总是希望能在雷达近场生成致密的点云，根据目标与雷达之间的距离来分段设置 CFAR 检测的门限系数不失为其中一种方法。

以安装在车身两侧的雷达为例，雷达作用的距离区间大约为 0~30 m，主要用于实现监测车辆周围环境、盲点监测等功能。对于成像雷达而言，更感兴趣的是车辆侧面 10 m 左右的环境，因此对于距离雷达 10 m 以内的所有目标，可以设置一个较低的门限系数 α ，以检测出更多的目标点，准确还原出雷达周围环境；对于 10~30 m 处的目标，当车辆处于一些较为狭小的空间，例如停车场、隧道等场景，位于这一距离区间的目标容易受到多径反射的干扰导致成像效果较差，因此可以设置一个较高的门限系数，适当地减少多径反射造成的干扰，大致还原出这一距离区间的场景；而距离大于 30 m 外的场景不

是雷达感兴趣的目标，因此可以设置一个高门限，抑制该区间目标点的生成并减小系统的计算量。

3.1.2 自适应门限设置

除了分段门限设置方法外，本文还提出了一种自适应门限设置的方法，该方法根据雷达接收天线接收功率与距离的关系，动态地分配 CA-CFAR 检测的门限系数，并与检测单元附近单元的噪声功率结合得到自适应检测门限。与传统的 CA-CFAR 相比，该方法能有效地抑制多径反射造成的干扰，极大地提高点云成像的质量；与分段门限设置方法相比，该方法对周围环境的先验知识要求较低，并且该方法能为不同距离门分配不同的检测门限，更好地实现对周围场景的还原。下面将详细描述自适应门限的设置方法。首先给出雷达接收回波功率方程：

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (15)$$

其中 P_t 为雷达发射功率， G_t 、 G_r 分别为发射天线和接收天线的增益， σ 为目标的雷达散射截面积。因为我们获得的雷达接收功率此前需要经过平方律检波器，所以实际上雷达接收功率与目标、雷达之间的相对距离 R 具有如下关系：

$$\sqrt{P_r} \propto \frac{1}{R^2} \quad (16)$$

我们希望能根据雷达信号随距离衰减的关系为不同距离门分配不同的检测门限，并且能在雷达感兴趣的距离区间设置更低的检测门限，以此生成更密集的点云。对于安装在车身两侧的成像雷达而言，其更感兴趣的是近处的场景。假设为第 i 个距离门分配的门限系数为 $h(i)$ ，则有

$$h(i) = \frac{\alpha \cdot [1 + r^2(i) \cdot S(r(i) - r_1) + r^2(i) \cdot S(r(i) - r_2)]}{r^2(i)} \quad (17)$$

其中， α 为根据式(14)计算得到的固定门限系数， $r(i)$ 是目标位于的第 i 个距离门， r_1 、 r_2 分别表示雷达感兴趣区域的距离区间边界值， $S(x)$ 为机器学习中常用作激活函数的 Sigmoid 函数：

$$S(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (18)$$

则式(17)所提出的函数图像如图 5 所示。图 5 可以清晰地看出，在雷达感兴趣距离区间内门限系数较低，超出距离范围则门限系数升高，并且在离雷达特别近的距离门处检测门限也稍高，有利于减

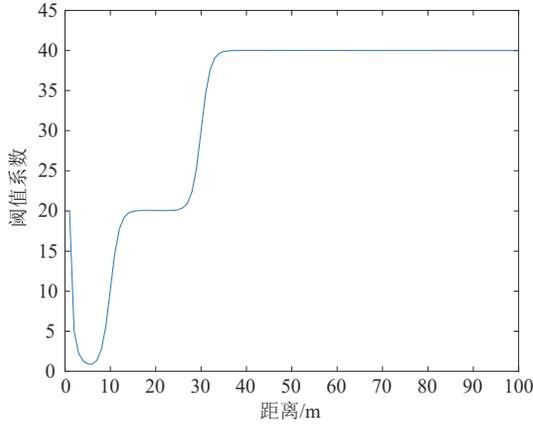


图5 自适应门限系数函数图像

Fig. 5 Adaptive threshold coefficient function image

轻系统内部噪声对成像结果造成的影响。

3.2 相位补偿

MIMO 雷达需要发射天线发射相互正交的波形,从而保证同一接收天线能够分离出不同发射天线发射的信号。由于时分复用(TDMA, Time Division Multiple Address)成本低且容易实现而被广泛应用在车载毫米波雷达中,本文所设计的车载毫米波雷达点云成像方案也是采用的时分复用正交波形。

TDMA-MIMO 雷达在进行角度估计时,是对在不同时间发射的信号的回波为原始数据进行处理,倘若目标存在相对雷达运动的速度,不同发射天线在不同时间工作将会引入相位误差,从而得到错误的角度估计^[10]。传统的解决方案是先通过2D-FFT得到目标速度,然后再补偿由速度引起的相位误差。但是对于TDMA-MIMO 雷达而言,其中 M 根发射天线在时域上轮流发射 chirp 信号,当所有的发射天线都完成一次发射才能算是一个脉冲重复间隔(PRI, Pulse Repetition Interval)。如式(19)所示, PRI 增加 M 倍,雷达的最大无模糊速度将会相应地降低了 M 倍。因此,当目标运动速度超过雷达可以检测的最大无模糊速度时,由式(9)我们只能得到目标相对雷达的径向速度残差分量 v_{res} ,这会导致由相对运动引起的相位误差将无法得到正确的补偿,从而得到错误的角度估计。只有正确估计出速度模糊数 n ,才能正确估计目标相对雷达的径向速度 v 和角度。

$$v_{max} = \pm \frac{\lambda}{4 \cdot \text{PRI}} = \pm \frac{\lambda}{4T_c M} \quad (19)$$

$$v = n \cdot v_{PRF} + v_{res} \quad (20)$$

$$v_{PRF} = \frac{\lambda}{2T_c M} \quad (21)$$

容易知道,与第一个发射通道发射的数据相比,第 i 个通道发射的数据具有由目标多普勒引起的相位差:

$$\Delta\varphi_i = \exp\left[4\pi \frac{v(i-1)T_c}{\lambda}\right] = \exp\left[4\pi \frac{n \cdot v_{PRF}(i-1)T_c}{\lambda}\right] = \exp\left[\frac{2n(i-1)\pi}{M}\right], \quad 0 \leq n \leq M-1 \quad (22)$$

该相位差除了会造成目标速度估计不准确之外,还会导致目标角度估计不准确,因此需要对相位差进行补偿。值得注意的是,当速度模糊数为 $n+M$ 的时候,相位误差与模糊数为 n 时相同,所以可能存在 M 个不同的相位误差,即:

$$\Delta\varphi_{in+M} = \exp\left[\frac{2(n+M)(i-1)\pi}{M}\right] = \exp\left[\frac{2n(i-1)\pi}{M}\right] = \Delta\varphi_{in} \quad (23)$$

分别计算对该目标对应的 M 阶多普勒相位差,然后对不同发射天线对应的信号进行相位补偿,使不同发射天线对应的信号等效于第一根发射天线同时发射。由于数据序列可以精确地相干积累,所以如果速度模糊得到正确补偿,在对数据序列进行傅里叶变换后会在频谱上出现峰值。相反,如果补偿数错误,那么信号将不能在目标角度方向上实现完全相干积累,信号能量将分散到附近的角度方向。因此可以通过比较不同模糊数下的频谱峰值来判断速度模糊数 n 。

3.3 DOA 估计

DOA 估计是车载毫米波雷达对目标进行定位的重要基础,目前常用的 DOA 估计方法有数字波束形成方法(DBF)、多重信号分类方法(MUSIC)、旋转不变子空间方法(ESPRIT),其中 DBF 方法因为其计算复杂度低、易于在芯片上实现的优点而被广泛地应用于市面上的车载毫米波雷达中^[11]。假设使用一个具有 N 个阵元且阵元间距为 d 的天线阵列测量一个位于远场角度为 θ 的目标,如图6所示。

在实际的应用中,我们需要对目标的方位角和

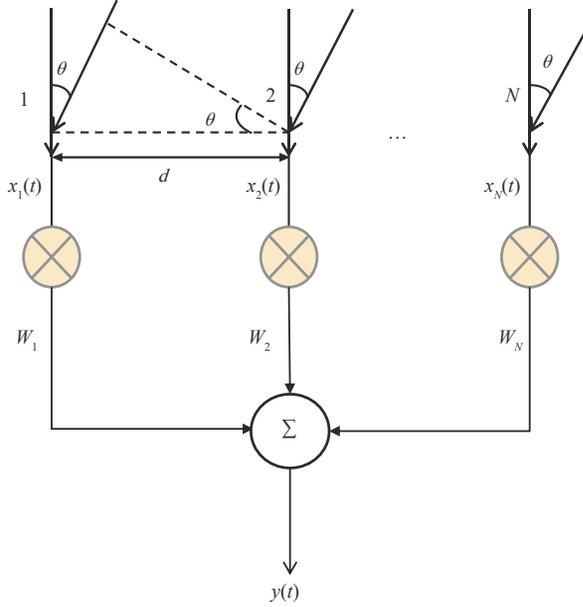


图 6 DBF 示意图

Fig. 6 Schematic diagram of DBF

俯仰角同时进行估计, 此时用于角度估计的天线阵列将是二维的平面阵。假设二维天线阵列中方位维阵元个数为 M , 俯仰维阵元个数为 N , 方位维阵元间距为 d_y , 俯仰维阵元间距为 d_z , 假设目标所在方位角为 θ , 俯仰角为 φ 。由此可得目标在方位维的导向矢量为:

$$\mathbf{a}_y(\theta, \varphi) = [1, e^{j\Delta_y(\theta, \varphi)}, \dots, e^{j(M-1)\Delta_y(\theta, \varphi)}]^T \quad (24)$$

其中 $\Delta_y(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin(\theta) \cos(\varphi)$ 。目标在俯仰维的导向矢量为:

$$\mathbf{a}_z(\theta, \varphi) = [1, e^{j\Delta_z(\theta, \varphi)}, \dots, e^{j(N-1)\Delta_z(\theta, \varphi)}]^T \quad (25)$$

其中 $\Delta_z(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} d_z \sin(\varphi)$, 因此回波信号的二维导向矢量可以表示为^[12]:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \text{kron}[\mathbf{a}_y(\theta, \varphi), \mathbf{a}_z(\theta, \varphi)] \quad (26)$$

则接收信号的矢量形式可以表示为:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (27)$$

其中 $\mathbf{S}(t)$ 为信号矢量, $\mathbf{N}(t)$ 为噪声矢量, \mathbf{A} 为阵列的方向矩阵, 假设存在 p 个信号源, 则有

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p)] \quad (28)$$

由式(26)可知, 由于目标的方位维信息和俯仰维信息的耦合, 需要对目标进行二维波束形成。假设方位维角度扫描间隔为 $\Delta\theta$, 俯仰维角度扫描间隔为 $\Delta\varphi$, 波束扫描方位角范围为 $[\theta_d, \theta_u]$, 俯仰角范围

为 $[\varphi_d, \varphi_u]$, 则根据以上参数能够分别构造波束扫描中方位维和俯仰维的权矢量^[12]。

方位维的权矢量为:

$$\mathbf{W}_y(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2}) = [1, e^{j\Delta_y(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2})}, \dots, e^{j(M-1)\Delta_y(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2})}]^T \quad (29)$$

俯仰维权矢量为:

$$\mathbf{W}_z(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2}) = [1, e^{j\Delta_z(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2})}, \dots, e^{j(N-1)\Delta_z(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2})}]^T \quad (30)$$

其中 $\theta_{k_1} \in [\theta_d, \theta_u]$, $\theta_{k_1} = \theta_d + (k_1 - 1)\Delta\theta$, $k_1 = 1, 2, \dots, K_1$, $K_1 = [(\theta_u - \theta_d)/\Delta\theta]$ 且 $\varphi_{k_2} \in [\varphi_d, \varphi_u]$, $\varphi_{k_2} = \varphi_d + (k_1 - 1)\Delta\varphi$, $k_2 = 1, 2, \dots, K_2$, $K_2 = [(\varphi_u - \varphi_d)/\Delta\varphi]$ 。二维波束扫描的权矢量也可以如式(26)的形式表示为:

$$\mathbf{W} = \text{kron}(\mathbf{W}_y(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2}), \mathbf{W}_z(\theta_{k_1}, \varphi_{k_2})) \quad (31)$$

对 $M \times N$ 个通道接收信号进行加权求和, 使整个阵列的输出信号为:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (32)$$

根据波束形成的原理, 利用权矢量对回波信号做数字波束形成, 根据波束形成后输出模值最大对应的角度作为目标的角度估计值。则目标方位角和俯仰角的估计值可以根据下式求出:

$$\hat{\theta}, \hat{\varphi} = \arg \max_{\theta_{k_1}, \varphi_{k_2}} |\mathbf{W}^H \mathbf{X}| \quad (33)$$

经过上述步骤, 我们能够得到待测目标相对于雷达的距离 R 、径向速度 v_r 、方位角 θ 和俯仰角 φ 等运动信息, 代入下述的球坐标系与三维直角坐标系的转换公式, 即可得到待测目标的三维点云图像, 如图 7 所示。

$$\begin{cases} x = R \sin \theta \cos \varphi \\ y = R \sin \theta \sin \varphi \\ z = R \cos \theta \end{cases} \quad (34)$$

假设通过速度传感器已知安装在汽车侧方的雷达的运动速度 v_{radar} , 由式(9)、(20)以及式(33)可以得到目标相对雷达运动的相对径向速度 v_r 、方位角 θ 。如图 8 所示, 假设目标与雷达前进方向相同, 则可以得到目标沿着雷达前进方向的速度估计 v_{est} :

$$v_{\text{est}} = v_{\text{radar}} + v_{\text{forward}} = v_{\text{radar}} + v_r \sin \theta \quad (35)$$

4 实验结果及讨论分析

4.1 实验参数配置

本实验采用的 FMCW 毫米波雷达为 TI 公司的

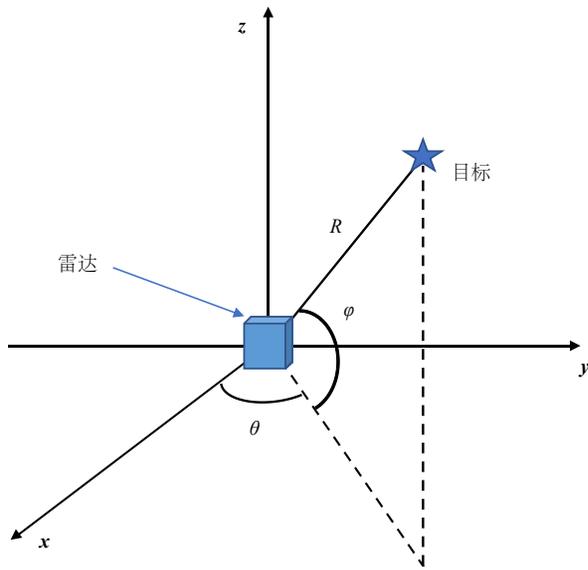


图7 点云成像示意图

Fig. 7 Schematic diagram of point cloud imaging

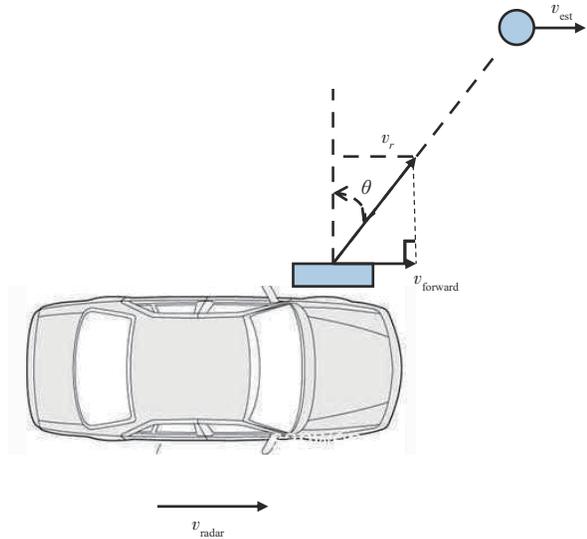


图8 安装在汽车侧方的毫米波雷达

Fig. 8 The typical scene for side-mounted automotive radar

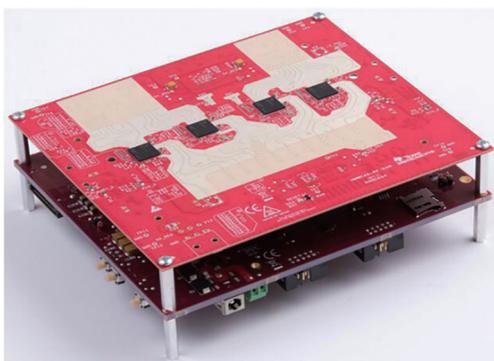
四片级联 AWR2243 毫米波雷达开发板,如图9(a)所示。该开发板共有12根发射天线和16根接收天线,实现了较高的信噪比和角度分辨率。对毫米波雷达开发板波形参数设置如表1所示。雷达安装在测试车辆副驾驶位置前方,对车辆侧面的场景进行成像,如图9(b)所示。

4.2 实验场景及点云成像结果

测试车辆以近似15 km/h的速度驶过图10所示的停车场,并对该停车场场景进行数据采集(图10所示的场景为实际成像场景的一部分)。数据采集结束后,经过上文所介绍的毫米波雷达点云成像算

法处理得到如图11所示的三维点云图像,图11(a)为采用传统同一门限系数设置的CA-CFAR检测器得到的点云成像俯视图,图11(b)为采用分段门限系数设置的CA-CFAR检测器得到的点云成像俯视图,图11(c)为采用自适应门限系数设置的CA-CFAR检测器得到的点云成像俯视图,图11(d)是采用文章提出的自适应门限系数设置方法对图10所示场景生成的点云三维图像,即图11(c)的另一视角展示。

比较图11(a)、(b)、(c)所示的点云成像俯视图结果,三张俯视图中的点云均很密集,较为完整地



(a) 四片级联AWR2243雷达开发板

(a) Four cascaded AWR2243 radar development boards



(b) 装在汽车侧面的雷达

(b) Radar mounted on the side of the car

图9 车载毫米波雷达点云成像系统

Fig. 9 Vehicle millimeter wave radar point cloud imaging system

表 1 实验参数设置

Tab. 1 Experimental parameter settings

参数名及符号	参数值
信号载频/ f_c	77 GHz
脉冲重复周期/PRT	960 us
帧周期/ T_{frame}	245.2 ms
采样率/ f_s	10.24 MHz
调频率/ γ	20 MHz/us
信号带宽/ B	1 GHz
单个脉冲内采样点数/ N_r	512
每帧内脉冲数/ N_a	255
总帧数/ N_{frame}	80

描绘出被测场景中车辆的轮廓,且能清晰地分辨出被测停车场中停放的车辆、车位与车位之间的绿化带(绿色矩形框起来的部分)以及背景建筑(对应点云图中约 5 m 处的横线)。但是图 11(a)中采用同一门限系数方法生成的图像受到环境杂波以及多径反射造成的干扰影响极大,严重地影响



图 10 点云成像实验场景图

Fig. 10 Point cloud imaging experiment scene graph

了点云成像的质量,不利于后续对点云数据的处理。图 11(b)和(c)所示采用文章提出的分段门限系数设置方法以及自适应门限系数设置方法得到的点云图像效果相近,受到噪声和杂波的干扰较小,都很好地实现了对测试车辆侧方场景的还原。相较于分段门限系数设置方法,自适应门限系数设置方法仅需要设置雷达感兴趣的距离区间,对成像环境先验知识要求不高,更适用于自动驾驶

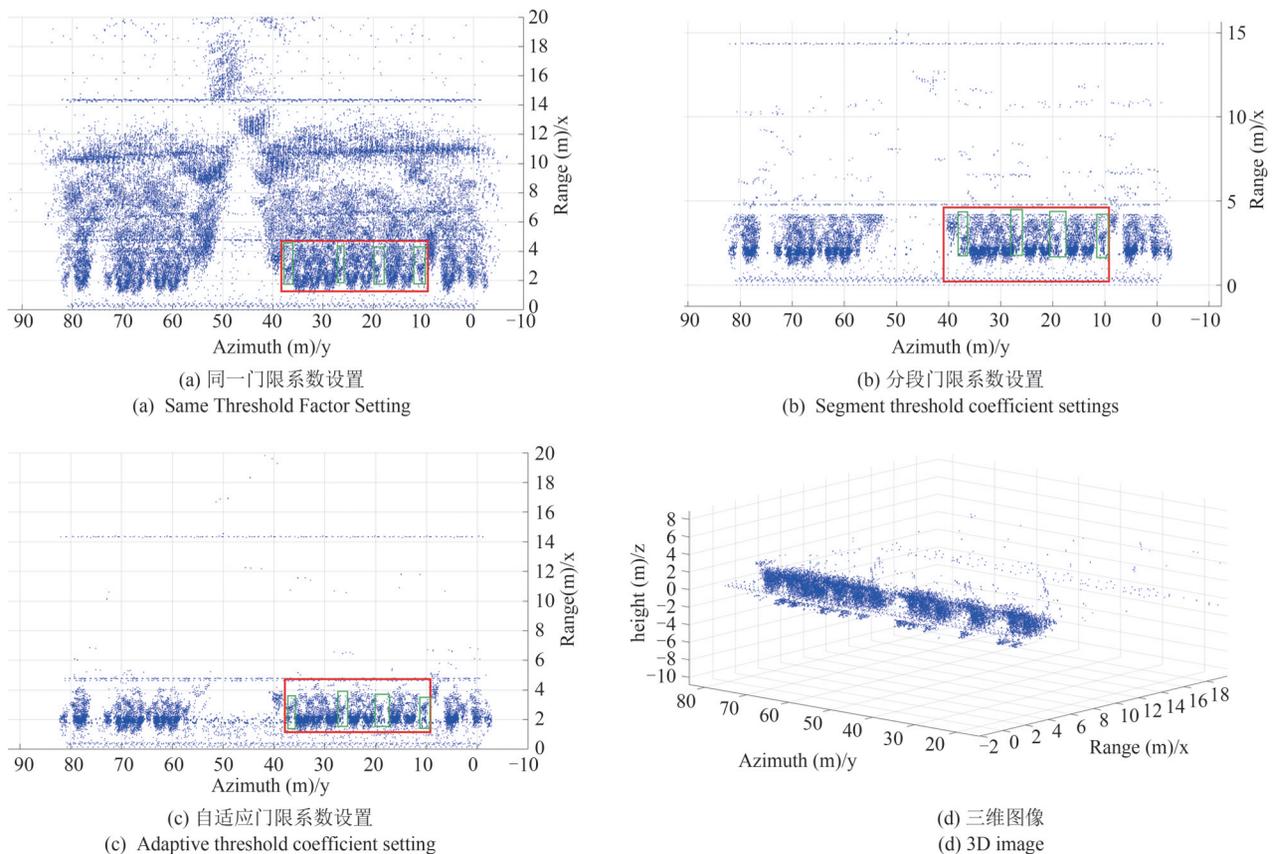


图 11 点云成像结果图

Fig. 11 Point cloud imaging result map

下的应用场景。图 11(d)所示的三维点云图像在俯仰维上对车辆及周围场景的还原效果较差,其中一个原因是采集数据使用的 AWR2243 毫米波雷达开发板的俯仰角度分辨率较低,仅为 18° ,严重影响了俯仰维的点云成像效果。如何从算法层面提高俯仰维点云成像质量也是我们后续研究的重点内容。

图 12 给出了另一个测试场景,经过本文所提出



图 12 另一测试场景图

Fig. 12 Another test scene graph

的系统级点云成像算法处理后得到如图 13 所示的成像结果,由结果图可见,文章所提出的算法所生成的点云图像对汽车侧方场景实现了准确地描绘。

综上所述,运用本文所提出的毫米波雷达超分辨成像算法能够生成致密的三维点云图像,并且能够较好地实现对汽车侧方场景的还原。文章还改进了传统的 CA-CFAR 检测算法,并通过实际外场测试表明所提的两种 CFAR 门限系数设置方法均有效地抑制了环境噪声、杂波对成像结果造成的干扰,改善了点云成像的质量。

在本文所做的研究中,仅是对停车场中静止的车辆进行了数据采集,但是在实际的应用中,车载平台侧方场景不只有静止目标,还包括运动目标的存在。除此之外,平台不稳定的速度,路面坑洼导致的车辆颠簸以及急刹车等情况都会对成像结果的正确性造成较大的影响。因此,在后续的研究中如何实现对运动目标的成像、如何减轻车载平台自身和道路条件对成像结果的影响以及如何从算

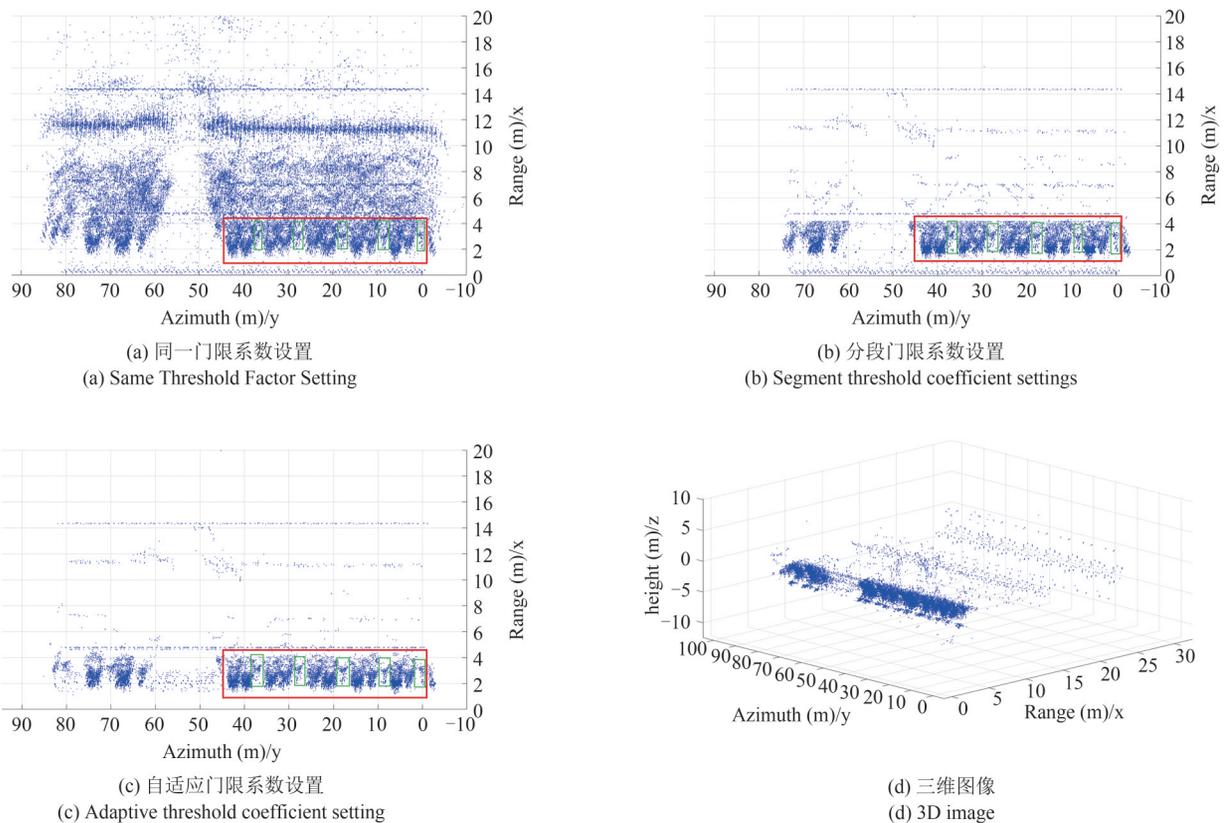


图 13 点云成像结果图

Fig. 13 Point cloud imaging result map

法层面提升点云成像在俯仰维的表现仍然具有十分重要的应用价值和现实意义。

5 结论

为实现毫米波雷达点云成像,解决毫米波雷达生成的点云密度稀疏的问题,本文提出了一套完整的系统级毫米波雷达点云成像算法,改进了目标检测算法,然后通过外场实验实际验证了所提算法的可行性和有效性。由实验结果可知,本文所提出的算法生成的点云图像虽然在精度上还不及激光雷达,但相较于传统的毫米波雷达点云成像,本算法生成的三维点云图像点云致密,且很好地实现了对雷达周围环境的测绘。当然,实验仍然存在一些不足之处和局限性,还有一些需要完善的地方,这也是下一步的研究内容。

参考文献

- [1] 庞川川. 77G 毫米波雷达扩展目标跟踪技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
PANG Chuanchuan. Research on extended object tracking technology of 77G millimeter wave radar[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021. (in Chinese)
- [2] SUN Shuqiao, ZHANG Yimin. 4D Automotive radar sensing for autonomous vehicles: A Sparsity-Oriented Approach[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(4): 879-891.
- [3] 陈思翔. 车载毫米波雷达信号处理方法研究[D]. 北京: 中国科学院大学(中国科学院国家空间科学中心), 2020.
CHEN Sixiang. Study on signal processing for automotive millimeter wave radar[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences(National Space Science Center, the Chinese Academy of Sciences), 2020. (in Chinese)
- [4] ENGELS F, HEIDENREICH P, WINTERMANTEL M, et al. Automotive radar signal processing: Research directions and practical challenges[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(4): 865-878.
- [5] LI Xinrong, WANG Xiaodong, YANG Qing, et al. Signal processing for TDM MIMO FMCW millimeter-wave radar sensors[J]. IEEE Access, 2021, 9: 167959-167971.
- [6] 任伟, 侯凯悦, 王刚, 等. FMCW 毫米波雷达多人呼吸检测方法[J]. 信号处理, 2021, 37(9): 1581-1588.
REN Wei, HOU Kaiyue, WANG Gang, et al. Multi-target respiration detection using FMCW mmwave radar[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(9): 1581-1588. (in Chinese)
- [7] 李杨. 车载毫米波雷达中的参数估计算法设计与系统实现[D]. 南京: 东南大学, 2020.
LI Yang. Research on parameter estimation algorithm for automotive millimeter-wave radar and its system implementation[D]. Nanjing: Southeast University, 2020. (in Chinese)
- [8] CHENG Yuwei, SU Jingran, CHEN Hongyu, et al. A new automotive radar 4D point clouds detector by using deep learning [C]//ICASSP 2021-2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. IEEE, 2021: 8398-8402.
- [9] 陈莹莹, 胡善清, 李兴明, 等. 基于异构加速的动目标检测算法的实现方法[J]. 信号处理, 2022, 38(2): 410-416.
CHEN Yingying, HU Shanqing, LI Xingming, et al. Implementation method of moving target detection algorithm based on heterogeneous acceleration[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(2): 410-416. (in Chinese)
- [10] 胡成丰. 车载毫米波雷达总体方案及信号处理关键技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
HU Chengfeng. Study on general scheme and signal processing key technologies of automotive millimeter-wave radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2020. (in Chinese)
- [11] 王宇, 谭砚磊, 邹雄飞, 等. 基于 DBF 的 DOA 估计在车载 MIMO 雷达中的应用[J]. 现代计算机, 2021, 27(33): 27-32.
WANG Yu, TAN Yanlei, ZOU Xiongfei, et al. Application of DOA estimation based on DBF in vehicular MIMO radar[J]. Modern Computer, 2021, 27(33): 27-32. (in Chinese)
- [12] 傅冬恺. 面阵天线相控阵雷达测角方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
FU Dongkai. Study on algorithm of angle measurement in planar array antenna phased array radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2015. (in Chinese)

作者简介



兰吕鸿康 男, 1997年生, 广西百色人。东南大学毫米波国家重点实验室, 东南大学硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理和数据处理。

E-mail: 220200964@seu.edu.cn



黄 岩(通讯作者) 男,1991年生,山东济南人。东南大学毫米波国家重点实验室副教授,主要研究方向毫米波雷达系统设计、雷达信号处理、人工智能。

E-mail: yan_huang@seu.edu.cn



郑凯航 男,2002年生,辽宁沈阳人。东南大学毫米波国家重点实验室,东南大学硕士研究生,主要研究方向为雷达信号处理。

E-mail: 1525320367@qq.com



刘 江 男,1998年生,四川广安人。东南大学毫米波国家重点实验室,东南大学硕士研究生,主要研究方向为机器学习和雷达信号处理。

E-mail: 220210678@seu.edu.cn



刘育铭 男,1999年生,江苏镇江人。东南大学毫米波国家重点实验室,东南大学硕士研究生,主要研究方向为雷达信号处理和人工智能。

E-mail: 1462679439@qq.com



张 慧 男,1980年生,安徽宿州人。东南大学毫米波国家重点实验室副教授,主要研究方向为毫米波雷达系统设计。

E-mail: huizhang@seu.edu.cn



洪 伟 男,1962年生,河北张北人。东南大学毫米波国家重点实验室教授,主要研究方向为微波毫米波器件及系统设计。

E-mail: weihong@seu.edu.cn