通感一体化的扩展目标自适应波束成形：从预测误差椭圆的视角出发

Shengcai Zhou，*IEEE* 学生会员，Luping Xiang，*IEEE* 高级会员，Yi Wang，*IEEE* 会员，Kun Yang，*IEEE* 会士，Kai Kit Wong，*IEEE* 会士，以及 Chan-Byoung Chae，*IEEE* 会士

arXiv:2601.06125v1 [cs.IT] 4 Jan 2026

摘要——**利用通信信号提取运动参数已成为车联网（V2X）的重要研究方向。准确建模通信信号与感知性能之间的关系，对此类系统的发展至关重要。不同于以往主要依赖定性分析的研究，本文针对正交频分复用（OFDM）波形和均匀平面阵列（UPA）配置，推导了雷达参数估计的克拉美-罗界（CRB）。考虑到车辆可能作为扩展目标，我们提出了两种兼容新空口（NR）V2X、适用于通信过程不同阶段的波束成形方案。在初始波束建立阶段，我们提出一种基于预测误差椭圆并集的波束成形方法，通过时间辅助波束训练提升散射体定位性能。在波束调整阶段，我们提出一种自适应最窄波束策略，利用散射体和通信接收机（CR）的位置，以较低复杂度实现有效跟踪。我们采用最小包围椭圆算法和专门设计的天线控制方法来解决波束设计问题。仿真结果验证了所提方法的有效性：在相同信噪比（SNR）条件下，与传统波束扫描相比，采用 32×32 发射天线阵列时可达速率最高提升32.4%，采用 8×8 阵列时提升5.2 %。**

索引词—**车联网（V2X）、通感一体化、克拉美-罗界、误差椭圆、扩展目标、自适应波束成形、最小外接椭圆。**

I. 引言

A. 背景

NEXT-GENERATION 无线通信技术在高速移动场景中需要提供低时延、高数据速率和高精度定位服务 [1]。然而，现有技术，如专用短程通信（DSRC）、蜂窝车联网（C-V2X）和全球导航卫星系统（GNSS），无法同时满足这些严苛要求 [2]。另一方面，通感一体化（ISAC）技术通过共享频谱、硬件平台、基带波形和信号处理，实现感知与通信功能的同时执行。因此，通感一体化被视为 6G 的重要新兴技术之一 [3]–[6]。因此，通感一体化被视为 6G 的主要新兴技术之一 [7], [8]。

在通感一体化技术的助力下，通常部署于高机动性场景中的车联网（V2X）通信已成为众多研究工作的课题 [2], [9]–[14]。在 [9],Liu 等人提出了一种感知辅助下行通信框架，该框架利用集成波形在传输通信数据的同时获取感知信息，从而减少导频开销。此外，Meng 等人和 Du 等人分别从复杂道路 [10] 和扩展目标 [11],的角度开展了深入研究，并提出了有针对性的波束跟踪方法。为量化并优化导频数量的减少，Li 等人提出了一种感知辅助的新空口（NR）-V2X 帧结构 [2]。此外，基于分层波束训练的概念 [13], ，Zhou 等人提出了一种时间辅助波束成形方案 [12], [15]。Li 等人近期设计了低复杂度波束成形算法 [14]。尽管上述研究视角各不相同，但都利用大规模多输入多输出（mMIMO）天线和毫米波（mmWave）技术来实现高波束成形增益，从而提升通信与感知的质量。因此，基于通感一体化的波形设计前景广阔。本文研究了一种与 NR 标准兼容的自适应波束成形方案。

B. 相关工作

一些研究聚焦于通信用户与感知目标的分离 [16]–[28]。Li等人研究了时分感知与通信资源中的跨层权衡，在感知时段为不同目标分配时隙，并在通信时段通过循环协议调度多个用户 [16]。此外，Liu 等人研究了MIMO雷达与下行多用户通信系统的联合传输设计，重点关注发射波束成形和脏纸编码（DPC）机制中的信干噪比（SINR）平衡 [17]。然而，他们的方法未能统一通信波形与雷达波形。Hua 等人研究了集成波形，考虑了一个包含目标和多天线用户的通感一体化场景，并采用各种与克拉美-罗界（CRB）相关的指标来说明克拉美-罗界（CRB）与数据速率之间的权衡 [24]。与此同时，Wu 等人探索了适用于大规模MIMO通感一体化系统的量化恒包络（QCE）一体化波形设计，并将波形设计问题表述为满足通信约束

S. Zhou、L. Xiang 和 K. Yang 就职于中国南京市 210008 南京大学新型软件技术国家重点实验室，以及中国苏州市 215163 南京大学（苏州校区）智能软件与工程学院，电子邮件：zhshc@smail.nju.edu.cn、luping.xiang@nju.edu.cn、kunyang@nju.edu.cn。Y. Wang 就职于中国衢州市 324003 电子科技大学长三角研究院（衢州），电子邮件：wangyi@csj.uestc.edu.cn。K.-K. Wong 就职于英国伦敦 WC1E 7JE 伦敦大学学院电子与电气工程系，同时也就职于韩国首尔 03722 延世大学延世前沿实验室，电子邮件：kai-kit.wong@ucl.ac.uk。C.-B. Chae 就职于韩国首尔 03722 延世大学融合技术学院，电子邮件：cbchae@yonsei.ac.kr。

基于相长干涉和QCE约束 [28]。然而，上述所有工作都未考虑通感一体化中的协同增益。

基于协同增益，感知辅助通信研究迅速发展，重点关注通信目标与感知目标相同的场景 [2], [9]–[11], [29]–[31]。在目标形状方面，Liu等人 将车辆建模为点目标，并研究路侧单元（RSU）为车辆提供服务时的下行通信 [9]。他们提出了一种感知辅助波束跟踪方法，从通感一体化回波中估计车辆的运动参数，然后使用扩展卡尔曼滤波（EKF）对准波束。类似地，Meng 等人 对复杂道路几何形状进行建模，并提出了一种曲线坐标系，以及一种基于交互多模型（IMM）的滤波方案，用于车辆跟踪和识别 [10]。然而，这些研究并未涉及扩展目标。Du 等人提出了一种针对扩展车辆的感知辅助波束跟踪方法，并给出了一种基于通感一体化的动态波束成形方案 [11]。由于无法直接跟踪扩展目标的通信接收机（CR），发射波束需要照射所有散射体，因为部分照射可能无法确保波束与通信接收机对准。该动态波束方案根据车辆与路侧单元的相对位置调整波束，以确保车辆得到完整覆盖。为提高可达速率，Du 等人还提出了一种基于通感一体化的宽窄波束交替方案。这是必要的，因为车辆距离过近时，路侧单元的波束会过宽，导致可达速率降低。该方案为每个时隙重新分配资源，确保路侧单元先设计宽波束以获取准确的通信接收机信息，然后发射窄波束与通信接收机对准。类似思路也应用于无人机对车辆通信 [29]。然而，跟踪算法的精度受噪声引起的误差限制，而且这些研究均未考虑波束未对准的情况。在 [30], 中，研究使用均匀平面阵列（UPA）考虑了包含噪声的误差椭圆，并提供明确的对准概率以指导波束设计。此外，Li等人 提出了一种感知辅助的新空口（NR）V2X帧结构，并从初始接入、连接模式以及波束失效与恢复三个流程对比了其与传统NR帧结构的差异 [2]。该研究量化了利用感知替代导频的优势。然而，上述研究并未同时考虑涉及均匀平面阵列、扩展目标和NR-V2X帧结构的场景，而这种场景更能体现真实世界的情况。

在回波信号估计领域，González-Prelcic 等人部署了额外的雷达设备来辅助波束对准，但未评估雷达功率与估计精度之间的关系 [32]。Liu 等人减少了对额外雷达硬件的需求，但仅基于雷达回波信噪比（SNR）与运动参数估计误差之间的关系建立了粗略模型[9]。类似研究还包括 [11], [29], [33]。事实上，评估估计器的性能颇具挑战，因为难以为经典度量——均值平方误差（MSE） [34]求得闭式解。然而，克拉美-罗界为 MSE 提供了一个下界。许多研究 [10], [12], [35], [36] 采用了克拉美-罗界的广义形式进行估计，但未推导出严格适用于具体应用的结果。克拉美-罗界的精确表达式取决于系统配置和信号结构，因此形式多样 [37]。Xia 等人推导了二维到达角测量的克拉美-罗界，但其针对的是双基地方式，且未考虑 OFDM 波形 [38]。 [37] 中提到的克拉美-罗下界均基于雷达波形推导。例如， [39] 推导了相控阵雷达的距离-角度克拉美-罗界，而 [40] 推导了非相干运动共址 MIMO 雷达的角度和速度克拉美-罗界。然而，在共址 MIMO-OFDM 系统中，多个参数之间的耦合使费 Fisher 信息矩阵（FIM）在解析上难以化简或求逆。

在波束训练领域，诸如 [9]–[11],[29]等研究仅关注波束跟踪阶段，并假设波束训练过程中能够实现完美对准，而未考虑基于通感一体化的波束训练方案。 [2]提出的 NR-V2X 帧结构表明，在初始接入期间，通感一体化可取代传统导频来实现波束对准。其优势在于减少大量波束扫描，从而能够快速与目标对准。此外，Zhou 等人借鉴分层波束训练的概念，提出了一种由时间辅助通信辅助的波束对准方案 [12]。在该方案中，发射机首先发射宽波束，随后随着获取的信息日益精确，逐步将其收窄为定向波束，从而实现波束对准。然而，该方案仅考虑点目标和广义形式的克拉美-罗界。

C. 我们的贡献

受上述研究启发，我们提出了一种基于 NR-V2X 网络、面向扩展目标的波束训练与自适应波束跟踪方案。本工作的创新点总结于表 I，主要贡献如下：

- 基于 NR-V2X帧结构，我们推导出车辆运动参数的克拉美-罗界，并将其作为感知性能指标。我们给出了回波信噪比与感知误差之间的关系，并得到了严格适用的闭式解。与 [2], [35]中常用的广义定性表达式相比，这种方法有所不同。
- 我们研究了扩展目标的波束设计。与 [11], 不同，我们将波束成形过程分为基于通感一体化的初始波束建立（ISAC-IBE）和基于通感一体化的自适应波束调整（ISAC-ABA）两个阶段。事实证明，这种两阶段方法能够减少接入时延和波束训练开销，同时与 NR 标准中定义的波束管理流程保持兼容。
- 我们还考虑了运动参数测量误差对波束设计的影响。首先采用最小外接椭圆（MEE）算法解决最小包围椭圆问题，随后使用映射方案控制发射天线数量，从而管理波束成形过程。

表 I 我们的贡献与最先进水平的对比

贡献	本文工作	[9]	[10]	[11], [29]	[2]	[30]	[38]
集成波形	✔	✓	✓	✓	✓	✓	
扩展目标	✔			✓			
克拉美-罗界的精确表达式	✔						✓
波束对准误差椭圆	✔		✓			✓	
基于通感一体化的初始接入	✔				✓	✓	

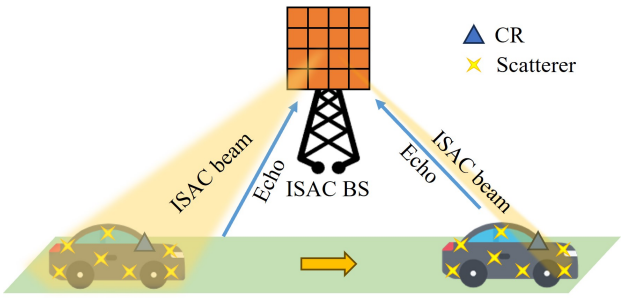

图1. 系统模型。

- 与 5G NR 波束成形方案相比，ISAC-IBE 方案在缩短预期接入时延和提高感知精度之间实现了平衡。在波束调整阶段，ISAC-ABA 的可达速率与基于通感一体化的常规波束成形（ISAC-RB）相当，但使用 8×8 天线时，算法调用次数仅为其 1%。此外，该方案优于波束扫描方案：使用 8×8 天线时，可达速率提高 5.2%；使用 32×32 天线时，最高可提高 32.4%。

本文其余部分安排如下：第II节建立基本系统模型；第三节介绍基于NR-V2X帧结构的两种通信模式；第IV节提出并求解优化问题；第五节展示仿真分析；第六节总结全文并展望未来。

符号说明：本文中，$(\cdot)^T$, $\|\cdot\|$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^{-1}$和 diag(·)分别表示转置、向量的模、厄米共轭、求逆和对角矩阵。$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ 表示两个矩阵**A** 和**B**的克罗内克积。**0** 表示所有元素均为0的向量，而**I** 表示单位矩阵。 $\Re$ 表示复数的实部。 $[\cdot]_{ab}$ 定义为矩阵 $[\cdot]$中第 a 行第 b列的元素。

II. 系统模型

我们考虑采用通感一体化NR-V2X协议的基站（BS），为车辆提供通信服务，如图1所示。基站配备了一个垂直于路面且与道路旁平行的大规模多输入多输出均匀平面阵列。发射和接收均匀平面阵列分别由 N_z 行和 N_y列组成，即每个阵列的天线总数为$N_t = N_r = N_z \times N_y$。我们假设发射阵列与接收阵列之间具有足够的隔离度。此外，基站工作在毫米波频段，采用OFDM波形传输通信数据，并从反射回波中获取感知数据。相应的信道被建模为窄带毫米波信道。车辆沿着直路 [1] 行驶，并被建模为扩展目标，每辆车都配备了一台单天线通信接收机。根据 [11],，车辆被建模为体散射体，其内部反射在统计意义上呈空间均匀分布；通信接收机将在上行时隙报告其位置。当基站掌握了足够准确的散射体信息后，便可推断散射体相对于通信接收机的相对位置，并据此设计下行时隙的波束。为保持一般性，我们将关注时长离散为多个较短的时隙，每个时隙的持续时间为 ΔT。波束在每个 ΔT 间隔内进行设计。

A. 通信模型

在第 n个时隙中，发射的正交频分复用信号表示为

$$s_n(t) = \sum_{k=1}^{N_{\text{sym}}} \sum_{m=1}^{N_{\text{sub}}} s_{n,m,k} e^{j2\pi(m-1)\Delta f t} \text{rect}\left(\frac{t-(k-1)T_s}{T_s}\right), \tag{1}$$

其中， Δf 为子载波间隔，$s_{n,\ m,\ k}$ 表示时隙 n中第 m个子载波上第 k个 OFDM 符号所承载的数据。 $T_s = T_{\text{cp}} + T$ 为 OFDM 符号的持续时间，其中T_{cp} 和 T 分别为循环前缀持续时间和基本符号持续时间。 N_{sym} 和 N_{sub} 分别表示每个时隙中的符号数和子载波数。

发射阵列的导向矢量表示为$\boldsymbol{a}(\theta,\ \varphi) = \boldsymbol{a}_z(\theta,\ \varphi) \otimes \boldsymbol{a}_y(\theta,\ \varphi)$，其中 θ 和 φ 分别为仰角和方位角，且

$$\boldsymbol{a}_z(\theta,\varphi) = \left(1, e^{-j\pi\sin\theta}, ..., e^{-j\pi(N_z-1)\sin\theta}\right)^T, \tag{2}$$

$$\boldsymbol{a}_y(\theta,\varphi) = \left(1, e^{j\pi\sin\varphi\cos\theta}, ..., e^{j\pi(N_y-1)\sin\varphi\cos\theta}\right)^T, \tag{3}$$

分别为水平方向和垂直方向上的发射导向矢量。

窄带毫米波信道的冲激响应建模为

$$\mathbf{h}_n = \alpha_{0,n}\boldsymbol{a}(\theta_{0,n},\varphi_{0,n}) + \sum_{l=1}^{L}\alpha_{l,n}\boldsymbol{a}(\theta_{l,n},\varphi_{l,n}), \tag{4}$$

其中 α 表示路径损耗，可表示为

$$\alpha_n = \frac{\lambda}{4\pi \cdot d_n^{\iota}}, \tag{5}$$

其中， $\iota = 0.95$ 为根据 [41] 中的实测数据采用的路径损耗指数， λ 为波长。

[1]未来的工作将考虑非线性道路几何结构，初步结果见 [10]。

d_n 表示通信接收机与基站之间的距离。此外，信道包含 L 非视距（NLoS）路径，每条路径均可视为一个服从瑞利分布的多径分量（MPC）。需要注意的是，所有非视距分量的合成功率$_{L}\sum \alpha_{l,\ n}\boldsymbol{a}(\theta_{l,\ n},\ \varphi_{l,\ n})_{l=1}$远弱于视距（LoS）分量（相差超过 20 dB [42]）$\alpha_{0,\ n}\boldsymbol{a}(\theta_{0,\ n},\ \varphi_{0,\ n})$，因此仅考虑视距分量是合理的假设；随着波束宽度变窄，这一假设也会更加准确。因此，信道可简化为以下形式 [2]，

$$\mathbf{h}_n = \alpha_n \boldsymbol{a}(\theta_n, \varphi_n). \tag{6}$$

通信接收机的接收信号可相应表示为

$$c_n(t) = \mathbf{h}_n^H \mathbf{w}_n s_n\left(t - \tau_n^{\mathrm{c}}\right) e^{j2\pi\mu_n^{\mathrm{c}} t} + z_{\mathrm{C}}(t), \tag{7}$$

其中，$\mathbf{w}_n \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{t}}}$ 表示波束成形向量，τ_n^{c} 和 μ_n^{c}分别表示通信接收机在 $n$th时隙中的时延和多普勒频移。$z_{\mathrm{C}}(t) \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma_{\mathrm{C}}^2)$表示通信接收机处的复加性白高斯噪声（加性白高斯噪声）。

为简单起见，我们仅考虑通信帧中的数据传输部分，排除其他信号。因此，$n$th时隙的可达速率可表示为

$$R_n = \log_2\left(1 + \mathrm{SNR}_n^{\mathrm{C}}\right), \tag{8}$$

其中，$\mathrm{SNR}_n^{\mathrm{C}} = \left|\mathbf{h}_n^H \mathbf{w}_n\right|^2 / \sigma_{\mathrm{C}}^2$ 表示 $n$th时隙的接收信噪比。

B. 感知模型

1) 回波信号：基于5G NR标准 [43]，我们考虑子载波间隔为120kHz，每个时隙包含14个OFDM符号，因此时隙长度为 $\Delta T = 0.125\mathrm{ms}$。从理论上讲，$\Delta T$ ex-ceed 10km范围内的电磁波传播距离，因此回波数据可在 ΔT内接收并处理。为简单起见，忽略自干扰，并假设多普勒频移仅由车辆的运动引起。

在第 n 个时隙，基站从扩展车辆接收到的回波信号可表示为

$$\mathbf{r}_n(t) = \sum_{i=1}^{L_{\mathrm{s}}} \beta_{i,n}\mathbf{b}(\theta_{i,n}, \varphi_{i,n})\boldsymbol{a}^H(\theta_{i,n}, \varphi_{i,n})\mathbf{w}_n \cdot s_n\left(t - \tau_{i,n}^{\mathrm{r}}\right) e^{j2\pi\mu_{i,n}^{\mathrm{r}} t} + \mathbf{z}_{\mathrm{R}}(t), \tag{9}$$

其中，L_{s} 为散射体的数量，$\beta_{i,\ n}$ 表示第 n 个时隙中第 i 个散射体的反射系数，可表示为 [44]

$$\beta_{i,n} = \frac{\lambda(G_{\mathrm{T}} G_{\mathrm{R}} \varepsilon_{i,n})^{1/2}}{(4\pi)^{3/2} d_{i,n}^2}, \tag{10}$$

其中，G_{T} 和 G_{R} 分别为发射天线增益和接收天线增益。$\varepsilon_{i,\ n}$ 和$d_{i,\ n}$ 为雷达散射截面（RCS）以及第 i个散射体在第 n个时隙中的距离。假设$\varepsilon_{i,\ n}$ 为其分布模型 [45] 的均值，以简化分析。此外，$\mathbf{b}(\theta_{i,\ n},\ \varphi_{i,\ n})$是接收阵列的导向矢量，与 $\boldsymbol{a}(\theta_{i,\ n},\ \varphi_{i,\ n})$类似；而$\mathbf{z}_{\mathrm{R}}(t)$表示加性白高斯噪声。$\tau_{i,\ n}^{\mathrm{r}}$ 和$\mu_{i,\ n}^{\mathrm{r}}$ 分别是第 i个散射体在第 n个时隙中的时延和多普勒频移。

2) 采样过程：注意，OFDM 符号的持续时间为 $T_{\mathrm{s}} = \Delta T/14$，相干时间为$T_{\mathrm{c}} = 1/\mu^{\mathrm{r}}$，其中$\mu_{i,\ n}^{\mathrm{r}} = 2v_{i,\ n}^{\mathrm{rad}}/\lambda$，$v_{i,\ n}^{\mathrm{rad}}$ 为径向速度。因此，我们有 $T_{\mathrm{s}} \ll T_{\mathrm{c}}$，这表明可以忽略载波间干扰。对每个 OFDM 符号进行采样并逐块应用傅里叶变换，可将信号离散化并表示在频域中。在第 n 个时隙，第 n_{r} 根天线和第 k 个符号接收到的离散信号可表示为

$$\mathbf{r}_{n_{\mathrm{r}},k} = \sum_{i=1}^{L_{\mathrm{s}}} \beta_{i,n}[\mathbf{b}(\theta_{i,n}, \varphi_{i,n})]_{n_{\mathrm{r}}} \boldsymbol{a}^H(\theta_{i,n}, \varphi_{i,n})\mathbf{w}_n \cdot \left(\mathbf{s}_k \odot \boldsymbol{\eta}\left(\tau_{i,n}^{\mathrm{r}}\right)\right)\left[\boldsymbol{\omega}^*\left(\mu_{i,n}^{\mathrm{r}}\right)\right]_{n_{\mathrm{r}}} + \mathbf{z}_{n_{\mathrm{r}},k} \tag{11}$$

其中 $\mathbf{r}_{n_{\mathrm{r}},k} = [\mathbf{r}_{n_{\mathrm{r}},k}[1], ..., \mathbf{r}_{n_{\mathrm{r}},k}[N_{\mathrm{sub}}]]^T$, $n_{\mathrm{r}} = 1, ..., N_{\mathrm{r}}$, $\mathbf{s}_k = [s_{1,k}, ..., s_{N_{\mathrm{sub}},k}]^T$，以及

$$\boldsymbol{\eta}\left(\tau_{i,n}^{\mathrm{r}}\right) = \left[1, e^{-j2\pi\Delta f\tau_{i,n}^{\mathrm{r}}}, ..., e^{-j2\pi\Delta f(N_{\mathrm{sub}}-1)\tau_{i,n}^{\mathrm{r}}}\right]^T, \tag{12}$$

$$\boldsymbol{\omega}\left(\mu_{i,n}^{\mathrm{r}}\right) = \left[1, e^{-j2\pi\mu_{i,n}^{\mathrm{r}}T_{\mathrm{s}}}, ..., e^{-j2\pi\mu_{i,n}^{\mathrm{r}}(N_{\mathrm{sym}}-1)T_{\mathrm{s}}}\right]^T. \tag{13}$$

$\mathbf{z}_{n_{\mathrm{r}},k}$ 表示加性白高斯噪声样本。通信信息可通过逐元素除法 [46],移除，处理后的信号将仅保留感知信息。通过汇总每个时隙中的 N_{sym} 个符号，第 n_{r} 根天线接收到的信号可简洁地表示为

$$\mathbf{R}_{n_{\mathrm{r}}} = \sum_{i=1}^{L_{\mathrm{s}}} \beta_{i,n}\boldsymbol{a}^H(\theta_{i,n}, \varphi_{i,n})\mathbf{w}_n\left[\mathbf{b}(\theta_{i,n}, \varphi_{i,n})\right]_{n_{\mathrm{r}}} \cdot \boldsymbol{\eta}\left(\tau_{i,n}^{\mathrm{r}}\right)\boldsymbol{\omega}^H\left(\mu_{i,n}^{\mathrm{r}}\right) + \mathbf{Z}_{n_{\mathrm{r}}}, \tag{14}$$

其中 $\mathbf{Z}_{n_{\mathrm{r}}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_{N_{\mathrm{sub}} \times N_{\mathrm{sym}}}, \sigma_{\mathrm{R}}^2 \mathbf{I}^{N_{\mathrm{sub}} \times N_{\mathrm{sym}}})$。

3) 参数测量：假设散射体间的距离大于距离分辨率 $\Delta r = \frac{c}{2B_{\mathrm{bw}}}$，其中 B_{bw} 表示带宽。我们针对 $\mathbf{R}_{n_{\mathrm{r}}}$采用二维快速傅里叶变换（2D-FFT）算法，分别在子载波域执行逆快速傅里叶变换、在时域执行快速傅里叶变换。该过程识别出 L_{s} 个峰值，其行列索引（$s_{i,n}^{\mathrm{d}}$,$t_{i,n}^{\mathrm{d}}$）分别对应于测得的各散射体的距离和径向速度，可表示为

$$d_{i,n} = \frac{s_{i,n}^{\mathrm{d}} c}{2N_{\mathrm{sub}}\Delta f}, \text{ and} \tag{15}$$

$$v_{i,n}^{\mathrm{rad}} = \frac{t_{i,n}^{\mathrm{d}} c}{2f_c N_{\mathrm{sym}} T_{\mathrm{s}}}, \tag{16}$$

其中，f_c 和 c分别表示载波频率和光速。随后，可以使用经典的多重信号分类（MUSIC）算法 [47]测量俯仰角和方位角。

[2]当视距路径受到严重阻挡时，切换到6G以下频段并采用传统波束训练，可以恢复波束对准 [2]。非视距条件下的建模与分析将留待未来工作。

然而，上述算法无法评估参数测量的质量，因此无法指导波束设计。为了获得发射功率和测量误差的闭式解，可以使用克拉美-罗下界作为性能指标。接下来，我们基于回波信号推导克拉美-罗下界。根据 [11], ，测量误差可视为高斯分布，表示为

$$\hat{\theta}_{i,n} = \theta_{i,n} + z_{\theta_{i,n}}, \tag{17}$$

$$\hat{\varphi}_{i,n} = \varphi_{i,n} + z_{\varphi_{i,n}}, \tag{18}$$

$$\hat{\tau}^{\mathrm{r}}_{i,n} = \frac{2d_{i,n}}{c} + z_{\tau_{i,n}}, \tag{19}$$

$$\hat{\mu}^{\mathrm{r}}_{i,n} = -\frac{2v_{i,n}\sin\varphi_{i,n}\cos\theta_{i,n}}{\lambda} + z_{\mu_{i,n}}, \tag{20}$$

其中 $z_{\theta_{i,n}}$, $z_{\varphi_{i,n}}$, $z_{\tau_{i,n}}$ 和 $z_{\mu_{i,n}}$ 表示均值为零、方差分别为 $\sigma^2_{\theta_{i,n}}$, $\sigma^2_{\varphi_{i,n}}$, $\sigma^2_{\tau_{i,n}}$ 和 $\sigma^2_{\mu_{i,n}}$的加性噪声。

4）克拉美-罗下界推导：将 (14) 向量化后，可得

$$\mathbf{r} = \sum_{i=1}^{L_{\mathrm{s}}} \beta_{i,n}\boldsymbol{a}^H(\theta_{i,n},\varphi_{i,n})\mathbf{w}_n\mathbf{b}(\theta_{i,n},\varphi_{i,n}) \otimes \boldsymbol{\omega}^*\left(\mu^{\mathrm{r}}_{i,n}\right) \otimes \boldsymbol{\eta}\left(\tau^{\mathrm{r}}_{i,n}\right) + \mathbf{z}, \tag{21}$$

其中 $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_{N_{\mathrm{r}}N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}}, \sigma^2_{\mathrm{R}}\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}})$。为方便起见且不失一般性，我们省略下标，只考虑一个散射体。于是 (21) 可简化为

$$\mathbf{r} = \beta\left|\boldsymbol{a}^H(\theta,\varphi)\mathbf{w}\right|\mathbf{e} + \mathbf{z}, \tag{22}$$

其中 $\mathbf{e} = \mathbf{b}(\theta,\ \varphi)\otimes\boldsymbol{\omega}^*(\mu^{\mathrm{r}})\otimes\boldsymbol{\eta}(\tau^{\mathrm{r}})$。复高斯向量参数的费 Fisher 信息矩阵为

$$\mathbf{J} = 2\Re\left\{\left(\frac{\partial\beta\left|\boldsymbol{a}^H\mathbf{w}\right|\mathbf{e}}{\partial\boldsymbol{\xi}}\right)^H\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{R}}^{-1}\left(\frac{\partial\beta\left|\boldsymbol{a}^H\mathbf{w}\right|\mathbf{e}}{\partial\boldsymbol{\xi}}\right)\right\}, \tag{23}$$

其中 $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{R}} = \sigma^2_{\mathrm{R}}\ {}_{N_{\mathrm{r}}N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}}$ $\boldsymbol{\xi} = [\boldsymbol{\alpha}\,|\boldsymbol{\beta}]^T\mathbf{I}$, $\left[\theta,\varphi,\tau,\mu\,\middle|\tilde{\beta},\bar{\beta}\right]^T$ $\tilde{\beta}$ $\bar{\beta}$

其中 和 分别表示 β 的实部和虚部。令 $\mathrm{CRB}_{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{Q}^{-1}$，费 Fisher 信息矩阵的逆可表示为

$$\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}^{-1} & \times \\ \times & \times \end{bmatrix}, \tag{24}$$

其中， $\times$表示无关的子矩阵。费 Fisher 信息矩阵可重写为包含 $\boldsymbol{\alpha}$ 和 $\boldsymbol{\beta}$ 的分块矩阵，如下所示

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}} \\ \mathbf{J}^T_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\beta}} \end{bmatrix}. \tag{25}$$

根据舒尔补 [40],，我们得到 Q $\left[\ \boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha} - \ \boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}\ \bar{\boldsymbol{\beta}}\boldsymbol{\beta}^{-1}\ \boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}^T\right]$ = 26 J J J J。展开各个块可得 (), 其中 $R_{\mathrm{snr}} = |\beta|^2\left|\boldsymbol{a}^H\mathbf{w}\right|^2/\sigma^2_{\mathrm{R}}$、$\mathrm{G}_1 = (\mathrm{e}^H_\theta\mathrm{e}_\varphi)\mathrm{I}$ $_2 = (\ {}^H_\theta\ \tau^{\mathrm{r}}) - \ {}_\theta\ {}^H_{\tau^{\mathrm{r}}}$ $_3 = (\ {}^H_\theta\ \mu^{\mathrm{r}}) - \ {}_\theta\ {}^H_{\mu^{\mathrm{r}}}$ $_4 = (\ {}^H_\varphi\ \tau^{\mathrm{r}}) - \mathrm{e}\,\mathrm{e}^H_\varphi$、G e e I e e、G e e I e e、G e e I e φ e$^H_{\tau^{\mathrm{r}}}$、$\mathrm{G}_5 = (\mathrm{e}^H_\varphi\mathrm{e}_{\mu^{\mathrm{r}}})\mathrm{I} - \mathrm{e}^{\mu^{\mathrm{r}}}\mathrm{e}^H_\varphi$、$\mathrm{G}_6 = (\mathrm{e}^H_{\tau^{\mathrm{r}}}\mathrm{e}_{\mu^{\mathrm{r}}})\mathrm{I} - \mathrm{e}_{\tau^{\mathrm{r}}}\mathrm{e}^H_{\mu^{\mathrm{r}}}$，以及

$$\begin{aligned}
\sin^2\Theta_1 &= 1 - (|\ \mathbf{e}^H_\theta\mathbf{e}\ |^2/\|\ \mathbf{e}_\theta\ \|^2\|\ \mathbf{e}\ \|^2),\\
\sin^2\Theta_2 &= 1 - (|\ \mathbf{e}^H_\varphi\mathbf{e}\ |^2/\|\ \mathbf{e}_\varphi\ \|^2\|\ \mathbf{e}\ \|^2),\\
\sin^2\Theta_3 &= 1 - (|\ \mathbf{e}^H_{\tau^{\mathrm{r}}}\mathbf{e}\ |^2/\|\ \mathbf{e}_{\tau^{\mathrm{r}}}\ \|^2\|\ \mathbf{e}\ \|^2),\\
\sin^2\Theta_4 &= 1 - (|\ \mathbf{e}^H_{\mu^{\mathrm{r}}}\mathbf{e}\ |^2/\|\ \mathbf{e}_{\mu^{\mathrm{r}}}\ \|^2\|\ \mathbf{e}\ \|^2).
\end{aligned} \tag{27}$$

具体而言，$\mathbf{e}_\theta$、$\mathbf{e}_\varphi$、$\mathbf{e}_{\tau^{\mathrm{r}}}$和$\mathbf{e}_{\mu^{\mathrm{r}}}$分别表示 $\frac{\partial\mathbf{e}}{\partial\theta}$、 $\frac{\partial\mathbf{e}}{\partial\varphi}$、 $\frac{\partial\mathbf{e}}{\partial\tau^{\mathrm{r}}}$和 $\frac{\partial\mathbf{e}}{\partial v}$。令$\mathbf{Q} = 2R_{\mathrm{snr}}\mathbf{Q}'$，进一步展开 $\mathbf{Q}\mathbf{Q}'$ 的导数，可得 (28)，其中 $N_{\mathrm{ss}} = N_{\mathrm{sym}}N_{\mathrm{sub}}$、$\chi = N_{\mathrm{y}}\left(N^2_{\mathrm{y}}-1\right)/12$、 $\chi_\tau = N_{\mathrm{sub}}\left(N^2_{\mathrm{sub}}-1\right)/12$ 和 $N_{\mathrm{sym}}\left(N^2_{\mathrm{sym}}-1\right)/12$ $\chi_\mu =$ 。最后，这些参数的克拉美-罗界可分别表示为

$$\mathrm{CRB}_\theta = \left[\mathbf{Q}^{-1}\right]_{11} = \frac{6}{R_{\mathrm{snr}}\pi^2\cos^2\theta N^2_{\mathrm{y}}\left(N^2_{\mathrm{y}}-1\right)N_{\mathrm{ss}}}, \tag{29}$$

$$\mathrm{CRB}_\varphi = \left[\mathbf{Q}^{-1}\right]_{22} = \frac{6\left(\sin^2\varphi\tan^2\theta+1\right)}{R_{\mathrm{snr}}\pi^2\cos^2\varphi\cos^2\theta N^2_{\mathrm{y}}\left(N^2_{\mathrm{y}}-1\right)N_{\mathrm{ss}}}, \tag{30}$$

$$\mathrm{CRB}_{\tau^{\mathrm{r}}} = \left[\mathbf{Q}^{-1}\right]_{33} = \frac{3}{2R_{\mathrm{snr}}\pi^2\Delta f^2 N^2_{\mathrm{y}}N_{\mathrm{ss}}\left(N^2_{\mathrm{sub}}-1\right)}, \tag{31}$$

$$\mathrm{CRB}_{\mu^{\mathrm{r}}} = \left[\mathbf{Q}^{-1}\right]_{44} = \frac{3}{2R_{\mathrm{snr}}\pi^2 {T_{\mathrm{s}}}^2 N^2_{\mathrm{y}}N_{\mathrm{ss}}\left(N^2_{\mathrm{sym}}-1\right)}, \tag{32}$$

$$\mathrm{CRB}_{\theta,\varphi} = \left[\mathbf{Q}^{-1}\right]_{12} = \frac{-6\tan\varphi\tan\theta}{R_{\mathrm{snr}}\pi^2\cos^2\theta N^2_{\mathrm{y}}\left(N^2_{\mathrm{y}}-1\right)N_{\mathrm{ss}}}. \tag{33}$$

根据式（29）至式（33），我们得出结论：所有克拉美-罗下界均受信噪比、符号数量、子载波数量和接收天线数量的影响。此外，克拉美-罗下界$_\theta$ 取决于散射体的真实俯仰角，克拉美-罗下界$_\varphi$ 同时受真实俯仰角和方位角的影响，克拉美-罗下界$_\tau$ 与子载波间隔有关，而克拉美-罗下界$_\mu$ 受符号持续时间的影响。

III. 基于NR-V2X帧结构的两种波束成形方案

A. 概述

为促进无线通信，传统新空口设置了大量参考信号。Li 等人提出了一种NR-V2X帧结构 [2], ，在该结构中，初始接入阶段采用宽角度通感一体化信号监测目标的运动，从而避免大量波束扫描带来的时延。在连接阶段，从每个时隙的回波中提取运动参数，并使用扩展卡尔曼滤波进行实时波束跟踪，从而降低对参考信号的依赖。基于 [2], ，在初始波束建立阶段，我们首先发射宽波束通感一体化波束。然后，利用每个时隙的回波信息，采用基于误差椭圆的时间辅助波束设计，逐渐缩小波束宽度，直到基站充分了解车辆的形状。在波束调整阶段，基站已经掌握通信接收机和散射体的相对位置信息，因此只需跟踪一个散射体即可确保可靠通信。因此，我们提出一种实时角域最窄波束成形，使波束覆盖最近的通信接收机和散射体。

我们将车辆建模为长5米、宽2米 [3] [11]。相对于基站的运动学参数和几何关系如图 2 所示（针对一个散射体），其中 v_n 表示速度， h 表示均匀平面阵列的高度。利用几何关系和一些

[3]所选车辆尺寸具有足够的代表性 [48],，与将车辆建模为均匀分布散射体的假设相符，从而为雷达散射仿真提供了合理的近似。

$$\mathbf{Q} = 2R_{\text{snr}}\begin{bmatrix} \|\mathbf{e}_\theta\|^2 正弦^2\Theta_1 & \frac{\Re(\mathbf{e}^H J^{\sim}_{1} \mathbf{x})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \frac{\Re(\mathbf{e}^H J^{\sim}_{2} \mathbf{x})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \frac{\Re(\mathbf{e}^H J^{\sim}_{3} \mathbf{x})}{\|\mathbf{e}\|^2} \\ \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \|\mathbf{e}_\varphi\|^2 \sin^2\Theta_2 & \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_4 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_5 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} \\ \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_4 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \|\mathbf{e}_\tau\|^2 正弦^2\Theta_3 & \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_6 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} \\ \frac{\Re(\mathbf{e}^H J^{\sim}_{3椭圆} \mathbf{x})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \frac{\Re(\mathbf{e}^H \mathbf{G}_5 \mathbf{e})}{\|\mathbf{e}\|^2} & \frac{\Re(\mathbf{e}^H 通用误差)}{\|\mathbf{e}\|^2} & \|\mathbf{e}_\mu\|^2 正弦^2\Theta_4 \end{bmatrix} \tag{26}$$

$$\mathbf{Q}' = \pi^2 \begin{bmatrix} \left(\sin^2\varphi \sin^2\theta N_{\text{z}} + \cos^2\theta N_{\text{y}}\right)\chi N_{\text{ss}} & \sin\varphi\sin\theta\cos\varphi\cos\theta\chi N_{\text{z}} N_{\text{ss}} & 0 & 0 \\ \sin\varphi\sin\theta\cos\varphi\cos\theta\chi N_{\text{z}} N_{\text{ss}} & \cos^2\varphi\cos^2\theta\chi N_{\text{z}} N_{\text{ss}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4\Delta f^2 \chi_\tau N_{\text{r}} N_{\text{sym}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4{T_s}^2 \chi_u N_{\text{r}} N_{\text{sub}} \end{bmatrix} \tag{28}$$

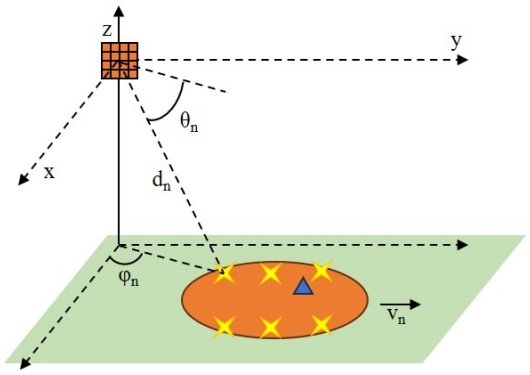

图 2. 笛卡尔坐标系。

近似，可简单推导出演化模型

$$\begin{cases} \theta_{n+1} = \theta_n - d_n^{-1} v_n \Delta T \sin\varphi_n \sin\theta_n + \eta_\theta, \\ \varphi_{n+1} = \varphi_n + d_n^{-1} v_n \Delta T \cos\varphi_n \sec\theta_n + \eta_\varphi, \\ d_{n+1} = d_n + v_n \Delta T \cos\theta_n \sin\varphi_n + \eta_d, \\ v_{n+1} = v_n + \eta_v, \end{cases} \tag{34}$$

其中， η_θ、 η_φ、 η_d 和 η_v 表示相应的噪声，通常假设这些噪声服从均值为零的高斯分布，其方差分别为 σ_θ^2、 σ_φ^2、 σ_d^2 和 σ_v^2。这些噪声源于近似处理及其他系统误差。

B. 初始波束建立

基站使用宽波束通感一体化波束在第1时隙确定车辆是否已进入感兴趣区域，随后在第2时隙建立初始接入。根据第II节的感知模型，每个散射体在$\theta-\varphi$域中的测量值服从边缘高斯分布，表示为

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} z_\theta \\ z_\varphi \end{bmatrix} \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{\Sigma}), \mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \text{CRB}_\theta & \text{CRB}_{\theta,\varphi} \\ \text{CRB}_{\theta,\varphi} & \text{CRB}_\varphi \end{bmatrix}, \tag{35}$$

其中， $\mathbf{\Psi}$表示角度测量的不确定性。给定 0.99 的置信水平，可根据累积卡方分布得到误差椭圆，其长轴和短轴分别表示为 $2\sqrt{9.21\lambda_{\text{a}}}$ 和 $2\sqrt{9.21\lambda_{\text{b}}}$。请注意， λ_{a} 和 λ_{b} 表示 $\mathbf{\Sigma}$的两个特征值。椭圆方向的角度表示为 $\phi = \arctan\left(\frac{\nu_1}{\nu_1(\varphi)\,(\theta)}\right)$，其中 $\boldsymbol{\nu}_1$是与较大特征值对应的 $\mathbf{\Sigma}$的特征向量。

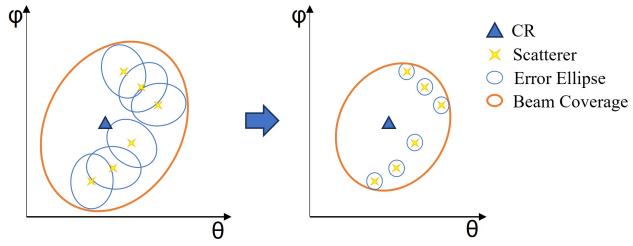

图3. 波束聚合过程。

如图3所示，基站发射的波束必须覆盖所有误差椭圆的并集 [4]，，以减少与每个散射体相关的不确定性。在后续的每个时隙中，波束根据前一时隙获得的感知信息逐渐收窄，直至收敛。该过程可为每个散射体提供足够准确的位置信息。此外，我们利用通信帧中规定的上行反馈来报告通信接收机位置，从而获得通信接收机相对于每个散射体的相对位置。基于时间辅助波束设计，我们确保自干扰保持可忽略不计（每次感知仅持续一个时隙），同时显著减少接入时延并保持较高的连接质量。该波束成形方案称为ISAC-IBE。

C. 波束调整

在此阶段，波束无需再覆盖整辆车辆，从而能够提升波束增益。然而，仍需解决两个关键问题：*1)* 无法直接跟踪通信接收机（*CR*）。*2)* 即使能够跟踪通信接收机（*CR*），面对潜在的波束中断，基站（*BS*）也必须具备对通信接收机（*CR*）位置进行多步预测的能力。

[4]鉴于各散射体可以区分，由单散射体角度域克拉美–罗下界得到的误差椭圆并集，可作为多散射体角度域克拉美–罗下界对应的联合置信椭圆的近似；后者通常难以求得闭式解。

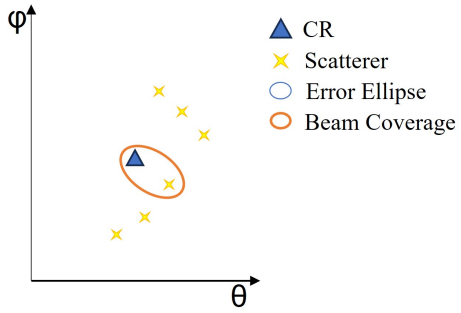

图4。最窄波束。

为解决上述第一个问题，我们考虑一种最窄波束方案，如图4所示，该方案可同时覆盖通信接收机和最近散射体。通过间接跟踪方法，可推导出通信接收机的测量模型如下。

根据散射体测量模型（17）–（20），通信接收机的笛卡尔坐标（$\hat{}x,\hat{}y$）可表示为（忽略下标）

$$\hat{x}=\frac{c\hat{\tau}^{\mathrm{r}}\cos\hat{\theta}\cos\hat{\varphi}}{2}+\Delta x,\quad \hat{y}=\frac{c\hat{\tau}^{\mathrm{r}}\cos\hat{\theta}\sin\hat{\varphi}}{2}+\Delta y, \tag{36}$$

其中，Δx 和 Δy 表示从通信接收机$\hat{}$到散射体的相对坐标。注意，$c\hat{}\tau^{\mathrm{r}}/2=d$。接下来，通信接收机的俯仰角 θ^{CR}、方位角 φ^{CR}和距离 d^{CR} 的测量模型表示为

$$\begin{aligned}\hat{\theta}^{\mathrm{CR}}&=-\arctan\left(\frac{h}{\sqrt{\hat{x}^2+\hat{y}^2}}\right)=\theta^{\mathrm{CR}}+z_{\theta^{\mathrm{CR}}},\\ \hat{\varphi}^{\mathrm{CR}}&=\arctan\left(\frac{\hat{y}}{\hat{x}}\right)=\varphi^{\mathrm{CR}}+z_{\varphi^{\mathrm{CR}}},\\ \hat{d}^{\mathrm{CR}}&=\sqrt{\hat{x}^2+\hat{y}^2+h^2}=d^{\mathrm{CR}}+z_{d^{\mathrm{CR}}},\end{aligned} \tag{37}$$

其中，$z_{\theta^{\mathrm{CR}}}$、$z_{\varphi^{\mathrm{CR}}}$和 $z_{d^{\mathrm{CR}}}$ 表示测量噪声。由于（37）的非线性，$\hat{}\theta^{\mathrm{CR}}$、$\hat{}\varphi^{\mathrm{CR}}$ 和$\hat{}d^{\mathrm{CR}}$ 不服从高斯分布。我们采用一阶泰勒展开来获得高斯近似。令 $\theta^{\mathrm{CR}}\triangleq g^{\theta}(\mathbf{q})$，其中$\mathbf{q}=[\theta,\varphi,d]$，可得

$$\begin{aligned}g^{\theta}(\mathbf{q})&\approx g^{\theta}(\hat{\mathbf{q}})+\frac{\partial g^{\theta}}{\partial\mathbf{q}^{T}}\Big|_{\mathbf{q}=\hat{\mathbf{q}}}\cdot(q-\hat{\mathbf{q}})\\ &=g^{\theta}(\hat{\mathbf{q}})+\mathbf{G}^{\theta}(\mathbf{q}-\hat{\mathbf{q}}),\end{aligned} \tag{38}$$

其中，$\mathbf{G}^{\theta}=\left[\frac{\partial g^{\theta}}{\partial\theta},\frac{\partial g^{\theta}}{\partial\varphi},\frac{\partial g^{\theta}}{\partial d}\right]_{\mathbf{q}=\hat{}\mathbf{q}}$。进一步地，$\mathbf{G}^{\theta}$ 的元素可推导为

$$\begin{aligned}\frac{\partial g^{\theta}}{\partial\theta}&=-\frac{hd\sin\theta\,(X\cos\varphi+Y\sin\varphi)}{(X^2+Y^2+h^2)\sqrt{X^2+Y^2}},\\ \frac{\partial g^{\theta}}{\partial\varphi}&=\frac{hd\cos\theta\,(Y\cos\varphi-X\sin\varphi)}{(X^2+Y^2+h^2)\sqrt{X^2+Y^2}},\\ \frac{\partial g^{\theta}}{\partial d}&=\frac{h\cos\theta\,(X\cos\varphi+Y\sin\varphi)}{(X^2+Y^2+h^2)\sqrt{X^2+Y^2}},\end{aligned} \tag{39}$$

其中 $X=d\cos\theta\cos\varphi+\Delta x$ and $Y=d\cos\theta\sin\varphi+\Delta y$，用于简化记号。将（38）改写为

$$g^{\theta}(\hat{\mathbf{q}})\approx g^{\theta}(\mathbf{q})+\mathbf{G}^{\theta}(\hat{\mathbf{q}}-\mathbf{q}), \tag{40}$$

令 $\hat{}\mathbf{q}\sim\mathcal{N}(\mathbf{q},\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{C}})$ and $\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{C}}=\mathrm{diag}(\mathbf{\Sigma},c^2$克拉美-罗界$_{\tau}/4)$，相应地可得 $g^{\theta}(\hat{}\mathbf{q})\sim\mathcal{N}\left(g^{\theta}(\mathbf{q}),\mathbf{G}^{\theta}\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{C}}\left(\mathbf{G}^{\theta}\right)^{T}\right)$，并且 $z_{\theta^{\mathrm{CR}}}$ 可近似视为方差为 $\sigma^2_{\theta^{\mathrm{CR}}}=\mathbf{G}^{\theta}\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{C}}\left(\mathbf{G}^{\theta}\right)^{T}$ 的零均值高斯分布。同理，可推得 $z_{\varphi^{\mathrm{CR}}}$ 和 $z_{d^{\mathrm{CR}}}$ 可视为零均值高斯分布，其方差分别为 $\sigma^2_{\varphi^{\mathrm{CR}}}=\mathbf{G}^{\varphi}\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{C}}(\mathbf{G}^{\varphi})^{T}$和 $\sigma^2_{d^{\mathrm{CR}}}=\mathbf{G}^{d}\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{C}}\left(\mathbf{G}^{d}\right)^{T}$。$\mathbf{G}^{\varphi}$和 $\mathbf{G}^{d}$的元素分别概括如下

$$\begin{aligned}\frac{\partial g^{\varphi}}{\partial\theta}&=\frac{d\sin\theta\,(Y\cos\varphi-X\sin\varphi)}{X^2+Y^2},\\ \frac{\partial g^{\varphi}}{\partial\varphi}&=\frac{d\cos\theta\,(Y\sin\varphi+X\cos\varphi)}{X^2+Y^2},\\ \frac{\partial g^{\varphi}}{\partial d}&=\frac{\cos\theta\,(X\sin\varphi-Y\cos\varphi)}{X^2+Y^2},\end{aligned} \tag{41}$$

and

$$\begin{aligned}\frac{\partial g^{d}}{\partial\theta}&=-\frac{d\sin\theta\,(X\cos\varphi+Y\sin\varphi)}{\sqrt{X^2+Y^2+h^2}},\\ \frac{\partial g^{d}}{\partial\varphi}&=\frac{d\cos\theta\,(Y\cos\varphi-X\sin\varphi)}{\sqrt{X^2+Y^2+h^2}},\\ \frac{\partial g^{d}}{\partial d_i}&=\frac{\cos\theta\,(Y\sin\varphi+X\cos\varphi)}{\sqrt{X^2+Y^2+h^2}}.\end{aligned} \tag{42}$$

同样，通信接收机的速度表示为

$$\hat{v}=-\frac{\lambda\hat{\mu}^{\mathrm{r}}}{2\sin\hat{\varphi}\cos\hat{\theta}}=v+z_v. \tag{43}$$

Let $v\triangleq g^{v}(\mathbf{q}')$, with $\mathbf{q}'=[\theta,\varphi,\mu^{\mathrm{r}}]$, we have

$$g^{v}(\mathbf{q}')\approx g^{v}(\hat{\mathbf{q}}')+G^{v}(\mathbf{q}'-\hat{\mathbf{q}}'), \tag{44}$$

其中 $\mathbf{G}^{v}=\left[\frac{\partial g^{v}}{\partial\theta},\frac{\partial g^{v}}{\partial\varphi},\frac{\partial g^{v}}{\partial\mu^{\mathrm{r}}}\right]_{\mathbf{q}'=\hat{}\mathbf{q}'}$，且 $\mathbf{G}^{v}$ 的元素为

$$\begin{aligned}\frac{\partial g^{v}}{\partial\theta}&=-\frac{\lambda\mu^{\mathrm{r}}\sin\theta}{2\sin\varphi\cos^2\theta},\\ \frac{\partial g^{v}}{\partial\varphi}&=\frac{\lambda\mu^{\mathrm{r}}\cos\varphi}{2\sin^2\varphi\cos\theta},\\ \frac{\partial g^{v}}{\partial\mu^{\mathrm{r}}}&=-\frac{\lambda}{2\sin\varphi\cos\theta}.\end{aligned} \tag{45}$$

z_v 被视为服从方差为$\sigma^2_v=\mathbf{G}^{v}\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{V}}(\mathbf{G}^{v})^{T}$的零均值高斯分布，其中 $\mathbf{\Sigma}^{\mathrm{V}}=\mathrm{diag}(\mathbf{\Sigma},$通信接收机克拉美-罗界$_{\mu^{\mathrm{r}}})$。

针对问题2，我们可以采用经典的扩展卡尔曼滤波技术来预测通信接收机的运动参数。然而，扩展卡尔曼滤波的更新需要更新测量值，而这又取决于波束的变化。波束覆盖可以表述为最小包围椭圆问题，详情见第IV节。总体而言，持续进行扩展卡尔曼滤波跟踪会带来显著的计算开销，而演化模型本身具有鲁棒性。因此，我们提出一种自适应波束成形方案。假设波束初始时与通信接收机对准，基站利用演化模型更新通信接收机的参数，并使波束仅指向通信接收机。由于车辆加速度无法测量，通信接收机的更新预测值可能会偏离真实值。通过

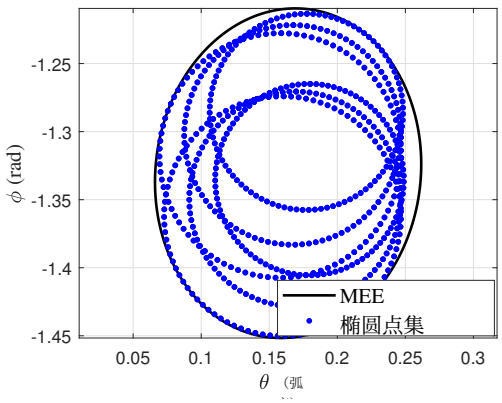

图5. MEE算法的仿真结果。

上行反馈，基站可以定期获取车辆参数的真实值。因此，当角度估计误差超过 Γ_{r1}时，就会触发扩展卡尔曼滤波。随后，基站将采用最窄波束成形方案覆盖另一个散射体，并调整通信接收机估计值，直至误差降至预设阈值 Γ_{r2}以内。之后，基站继续使波束仅指向通信接收机。重复上述过程即可实现波束的自适应调整。该波束成形方案称为ISAC-ABA。

IV. 问题表述与求解

当波束需要覆盖所有散射体的误差椭圆的并集，或同时覆盖通信接收机和最近散射体时，核心问题是确定满足上述条件的最小外接椭圆（MEE），以此定义波束覆盖范围。

A. 最小外接椭圆问题与求解

我们首先将每个误差椭圆离散化为笛卡尔坐标系中的点，可表示为 $\mathcal{P}=\{P_1,P_2,...,P_{p_{\mathrm{num}}}\}$，其中 $P_i=\left(x_i^{\mathrm{E}},\ y_i^{\mathrm{E}}\right)$ 和 p_{num} 为离散点总数。最小包围椭圆问题可表述为寻找能够包围 $\mathcal{P}$ 的最小椭圆。MEE 的大小由其面积定义，表示为$S_{\mathrm{area}}=\pi ab$，其中 a 和 b 分别表示 MEE 的半长轴和半短轴。由于 MEE 的形状不固定，其方程采用中心形式建模

$$A\left(x^{\mathrm{E}}-x_0^{\mathrm{E}}\right)^2+B\left(x^{\mathrm{E}}-x_0^{\mathrm{E}}\right)\left(y-y_0\right)+C\left(y^{\mathrm{E}}-y_0^{\mathrm{E}}\right)^2=F, \tag{46}$$

其中 $(x_0,\ y_0)$ 为中心，A、B、C 和 f 分别为其他参数。接下来，我们将 (46) 转换为二次型

$$\begin{bmatrix} x^{\mathrm{E}}-x_0^E \\ y^{\mathrm{E}}-y_0^E \end{bmatrix}^T \mathbf{M} \begin{bmatrix} x^{\mathrm{E}}-x_0^{\mathrm{E}} \\ y^{\mathrm{E}}-y_0^{\mathrm{E}} \end{bmatrix}=1, \tag{47}$$

其中 $\mathbf{M}=\begin{bmatrix} A/F & B/2F \\ B/2F & C/F \end{bmatrix}$。对于一个实对称矩阵 $\mathbf{M}$，存在一个正交矩阵 $\mathbf{Q}$，使得

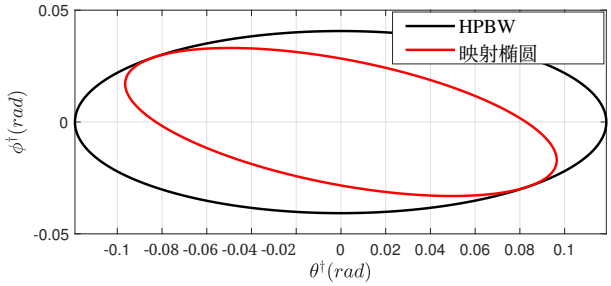

图 6. 映射的仿真结果。

$\mathbf{QMQ}^T=\begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$，其中 λ_1 和 λ_2 表示**M**的特征值。因此，我们有 $a^2=1/\lambda_1$ 和 $b^2=1/\lambda_2$，并得到 $S_{\mathrm{area}}=\pi ab=\pi\sqrt{\frac{1}{\lambda_1\lambda_2}}=\frac{\pi}{\sqrt{\det(\mathbf{M})}}$。当 det (**M**) 取最大值时，$S_{\mathrm{area}}$ 达到其最小值。将 f 视为大于零的归一化量，则最小包围椭圆问题可表述为凸优化形式

$$\min_{A,B,C,x_0^{\mathrm{E}},y_0^{\mathrm{E}}} \frac{4F^2}{4AC-B^2} \tag{48}$$

$$\text{s.t. } 4AC-B^2>0, \tag{48a}$$

$$A>0, C>0, \tag{48b}$$

$$A\left(x_i^{\mathrm{E}}-x_0^{\mathrm{E}}\right)^2+B\left(x_i^{\mathrm{E}}-x_0^{\mathrm{E}}\right)\left(y_i^{\mathrm{E}}-y_0^{\mathrm{E}}\right)+C\left(y_i^{\mathrm{E}}-y_0^{\mathrm{E}}\right)^2 \le F, \forall i, \tag{48c}$$

其中，(48a) 和 (48b) 是由椭圆条件 $\lambda_1\lambda_2=\frac{4AC-B^2}{4F^2}$、$\lambda_1+\lambda_2=\frac{A+C}{F}$ 和 λ_1，λ_2，$F>0$ 联合推导得出的。(48c) 确保 P_i 位于 MEE 内。然而，F 也会影响 MEE 的大小。我们可以预先添加一个最小外接圆（MEC）的凸优化问题

$$\min_{x_1^{\mathrm{E}},y_1^{\mathrm{E}}} r_1^2 \tag{49}$$

$$\text{s.t. } \left(x_i^{\mathrm{E}}-x_1^{\mathrm{E}}\right)^2+\left(y_i^{\mathrm{E}}-y_1^{\mathrm{E}}\right)^2 \le r_1^2, \forall i, \tag{49a}$$

其中，$(x_1^{\mathrm{E}},\ y_1^{\mathrm{E}})$ 和 r_1 分别表示 MEC 的中心坐标和半径。(49a) 确保 P_i 位于 MEC 内。设最小半径为 r^*，则可将 (48) 优化为

$$\min_{A,B,C,x_0^{\mathrm{E}},y_0^{\mathrm{E}}} \frac{4F^2}{4AC-B^2} \tag{50}$$

$$\text{s.t. } 4AC-B^2>4F^2(r^*)^4, \tag{50a}$$

$$\text{(48b) and (48c)},$$

其中，(50a)代表一种数学抽象，即MEE的面积不超过MEC的面积，从而确保 f 对MEE的影响有限。上述所有(48)–(50)中的凸优化问题均可通过在MATLAB中调用fmincon函数求解 [49]。MEE算法的效果如图5所示，优化结果参数化得到的MEE能够完美包围椭圆点集。

B. 天线控制方案

为使波束覆盖MEE，一种简单有效的方法是控制被激励的矩形天线数量 [10]，从而调节半功率波束宽度（HPBW）。然而，由天线数量决定的HPBW与所需椭圆之间的关系并不直接。为避免问题复杂化，我们提出一种基于映射的天线控制方案。

首先，我们将 $\theta^{\dagger}$ –$\varphi^{\dagger}$ 域中的 HPBW 映射到标准椭圆。我们省略推导过程，结果如下

$$\begin{bmatrix} \theta^{\dagger} \\ \varphi^{\dagger} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 \\ \sin\theta\sin\varphi & -\cos\theta\cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\varphi \end{bmatrix}, \quad (51)$$

其中，$(\theta,\ \varphi)$表示最大增益方向，而（$\Delta\theta,\ \Delta\varphi$）表示从 HPBW 边界到（$\theta,\ \varphi$）的欧几里得距离。在 $\theta^{\dagger}-\varphi^{\dagger}$ 域中，通过对 MEE 应用相同的映射，然后使用 MEE算法以 HPBW 覆盖 MEE，可获得 HPBW 的半长轴 $\theta^{\dagger}{}_{\mathrm{BW}}$ 和半短轴 $\varphi^{\dagger}{}_{\mathrm{BW}}$，分别对应激励天线数量 $N_{\mathrm{z}} = 1.78/\theta^{\dagger}{}_{\mathrm{BW}}$ 和 $N_{\mathrm{y}} = 1.78/\varphi^{\dagger}{}_{\mathrm{BW}}$。映射效果如图 6 所示，其中 HPBW 完全包络了映射椭圆。

V. 数值结果

本节对第三节提出的 ISAC-IBE 和 ISAC-ABA 两种波束成形方案的数值结果进行验证，并开展复杂度分析。在仿真中，车辆相对于基站从左向右移动。基站和通信接收机的初始坐标分别为 $[0,0,8]$ 和 $[10,-38,1]$，车辆中均匀分布着六个可分辨散射体 [5]。除非另有说明，主要仿真参数列于表 II 中。

表 II 仿真参数

参数	数值
发射功率 P_{T} (dBm) [10]	30
载波频率 f_c (GHz) [10]	30
每时隙子载波数 N_{sub}	3300
噪声功率 σ_{C}^2 或 σ_{R}^2 (dBm)	-80
子载波间隔 Δf (kHz)	120
每帧时隙数 N_{slot} (dB)	80
带宽 B_{bw} (MHz)	400
接收天线 N_{r} (MHz)	64
演化仰角噪声 σ_{θ}^2 (degree)	0.02
演化方位角噪声 σ_{φ}^2 (degree)	0.02
演化距离噪声 σ_{d}^2 (m)	0.2
演化速度噪声 σ_{v}^2 (m/s)	0.25
车辆长度 (m)	5
车辆宽度 (m)	2
每个时隙的 OFDM 符号数	14
时隙时长 ΔT (ms)	0.125
散射体数量	6
距离分辨率 (m)	0.375

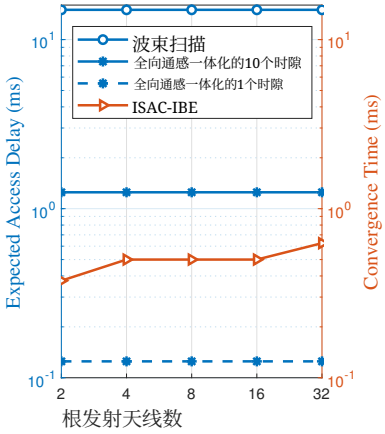

图 7. ISAC-IBE 的收敛时间及其他方案的预期接入时延。

A. 初始波束建立性能

在本小节中，我们通过与波束扫描方案和 Omni-ISAC 方案 [2]进行对比分析，评估所提出的 ISAC-IBE 的优越性。波束扫描方案每 20 ms 发射 64 个同步信号块（SSB）波束，由接收机选择接收功率最大的波束，并向发射机反馈。Omni-ISAC 方案是指利用前几个时隙中宽角度 ISAC 信号的回波直接感知接收机的位置；我们研究了利用前 1 个时隙和 10 个时隙进行感知的情况。图 7 首先展示了各对比方案的接入时延，其数值取自 [2]。如第三节所述，ISAC 的接入时延-

IBE 等效于全向通感一体化的1个时隙。随后展示了 ISAC-IBE 的收敛时间；随着发射天线数量增加，收敛时间也随之增加，因为 ISAC-IBE 利用阵列增益进一步提升感知精度。

[5]六个散射体足以捕捉车辆的主要散射特性，同时避免引入过高的建模复杂度。

在图 9 中，我们引入了几种对比方案，以展示不同信噪比下方位角估计的均方根误差（RMSE）。「Omni-ISAC 点目标」将车辆视为点目标，并在 1 个时隙内感知一个随机散射体。「Omni-CRB」和「收敛 CRB」分别表示从「全向通感一体化的1个时隙」和 ISAC-IBE 的收敛感知中获得的最佳理论估计。对于波束扫描和「Omni-ISAC 点目标」，即使在高信噪比下，均方根误差仍然很大。在波束扫描中，码本是固定的，这意味着可估计角度也固定不变。对于「Omni-ISAC 点目标」方案，将随机散射体视为通信接收机，无法获得关于车辆的全面认知。此外，我们观察到，「Omni-CRB」曲线低于「全向通感一体化的1个时隙」曲线，而「收敛 CRB」曲线低于 ISAC-IBE 曲线，这验证了 CRB 作为下界的正确性。

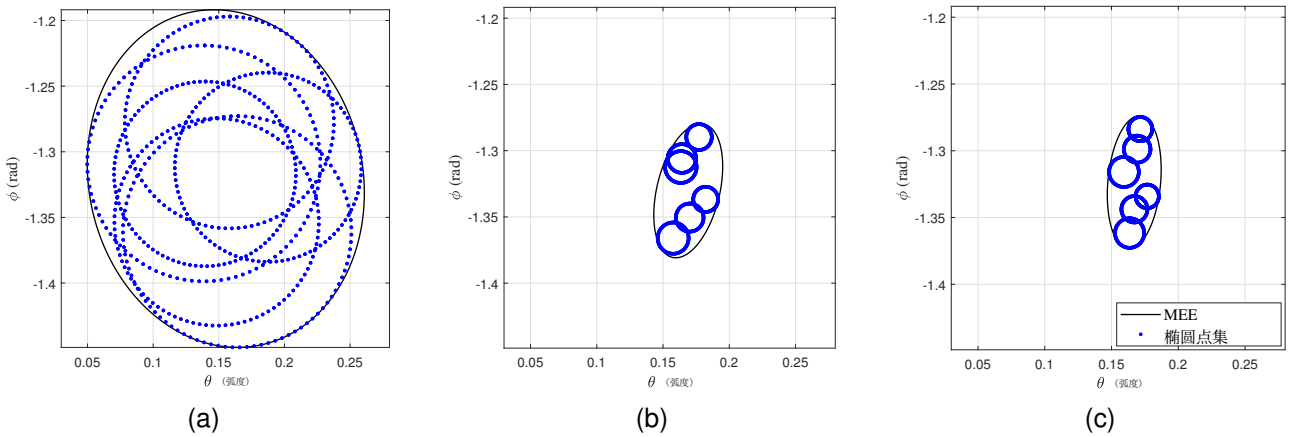

图8. 不同时隙下误差椭圆和 MEE 的变化。（a）时隙1。（b）时隙2。（c）时隙3。

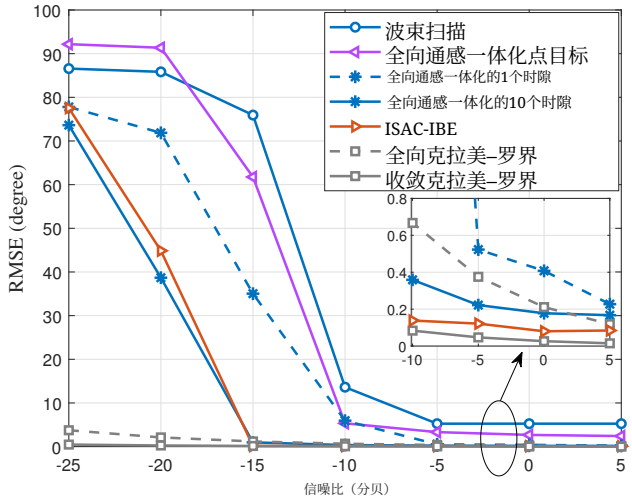

图9. 不同信噪比下不同方案的方位角估计均方根误差。

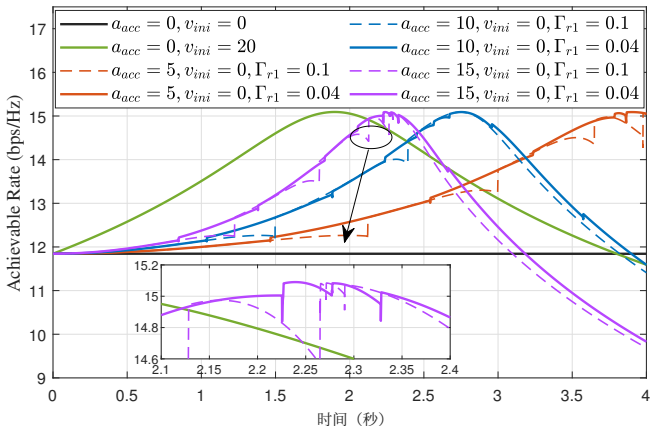

图10. 不同加速度、初始速度和 Γ_{rl}下可达速率的比较。

接下来，我们在图 8 中展示 ISAC-IBE 的 MME 在 $\theta-\varphi$ 域中的收敛过程，其中蓝色点集表示每个散射体的误差椭圆。随着时隙数量增加，每个误差椭圆逐渐缩小，MME 的面积也随之减小。这表明 ISAC-IBE 提升了感知精度，与图 3 的结果相印证。

B. 波束调整性能

仿真设置考虑一辆车辆从基站一侧出发，经过基站并到达另一侧。我们首先在图10中评估不同加速度 a_{acc}、初始速度 v_{ini}和角度估计误差阈值 Γ_{rl} 下，ISAC-ABA方案可达速率的变化。以静止车辆为参考，$a_{\mathrm{acc}}=0\mathrm{m/s}^2$，$v_{\mathrm{ini}}=20\mathrm{m/s}$的曲线展示了车辆与基站之间的距离变化时可达速率的变化。此外，演化模型的作用也显而易见。当 v_{ini} 保持不变时，感知功能不会被激活。当 $v_{\mathrm{ini}}=0$ 和 a_{acc} 分别取5、10和15时，可以观察到，加速度越大，感知激活越频繁；车辆越接近基站，感知调用也越频繁。比较 Γ_{rl}为0.1rad和0.04rad的情况可知，可容忍的角度误差越大，感知激活次数越少，从而降低整体可达速率。

图11(a)展示了不同发射天线数量和Γ_{rl}下 ISAC-ABA 可达速率的变化。当 $a_{\mathrm{acc}}=10\mathrm{m/s}^2$，$v_{\mathrm{ini}}=0\mathrm{m/s}$ 时，随着发射天线数量增加，阵列增益提高，从而带来更高的可达速率。值得注意的是，在相同的 Γ_{rl}下，发射天线数量越多，感知激活前可达速率的下降幅度越大，这是由于半功率波束宽度减小。因此，随着发射天线数量增加，有必要降低 Γ_{rl} 。图11(b)给出了相应的速度平均绝对误差（MAE）。随着感知调用变得更加频繁，MAE 会降低。当不满足 Γ_{rl} 时，速度估计仍保持为上一次感知激活时的数值。

接下来，如图12所示，我们通过增加三组对比来考察 ISAC-ABA 的优越性：

- 基于通感一体化的常规波束成形方案（通感一体化-

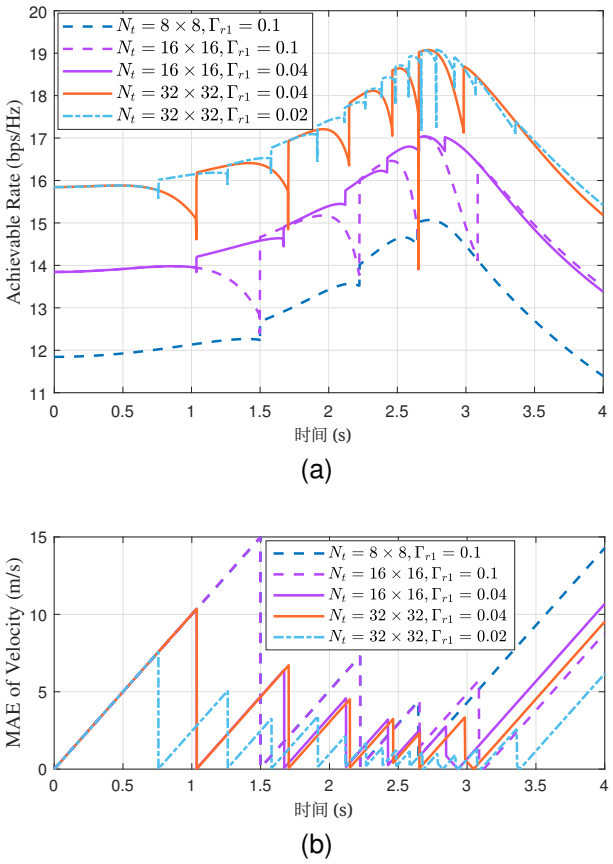

图11. 不同发射天线数量和 Γ_{rl}下ISAC-ABA性能的比较。(a) 可达速率。(b) 速度的平均绝对误差。

RB），其忽略了触发阈值，相当于在整个过程中持续进行感知的 ISAC-ABA。

- ISAC-DB方案 [11] 通过宽波束持续覆盖整辆车辆，从而无需激活扩展卡尔曼滤波。
- 波束扫描方案 [2] 每20毫秒发射一组由8个SSB波束组成的子集来调整波束，而不是发射64个SSB波束。

在图12(a)中，当采用64根发射天线且 Γ_{rl} 设置为0.04弧度时，ISAC-ABA和ISAC-RB的可达速率相当。当车辆接近基站时，ISAC-DB的速率显著下降，因为必须发射更宽的波束才能覆盖整辆车辆。由于角度估计能力有限，波束扫描方案的可达速率总体较低；此外，当车辆进一步接近基站时，由于角度快速变化，其性能会出现明显振荡。

当发射天线数量为 32×32时，如图12(b)所示，随着车辆接近基站，ISAC-RB的可达速率也会降低。这是由于半功率波束宽度变窄所致，即使ISAC-RB只需覆盖一个通信接收机和一个散射体，波束也会因此变宽。出于同样的原因，波束扫描方案中的振荡会更加明显。

此外，我们将扩展卡尔曼滤波+MEE算法与

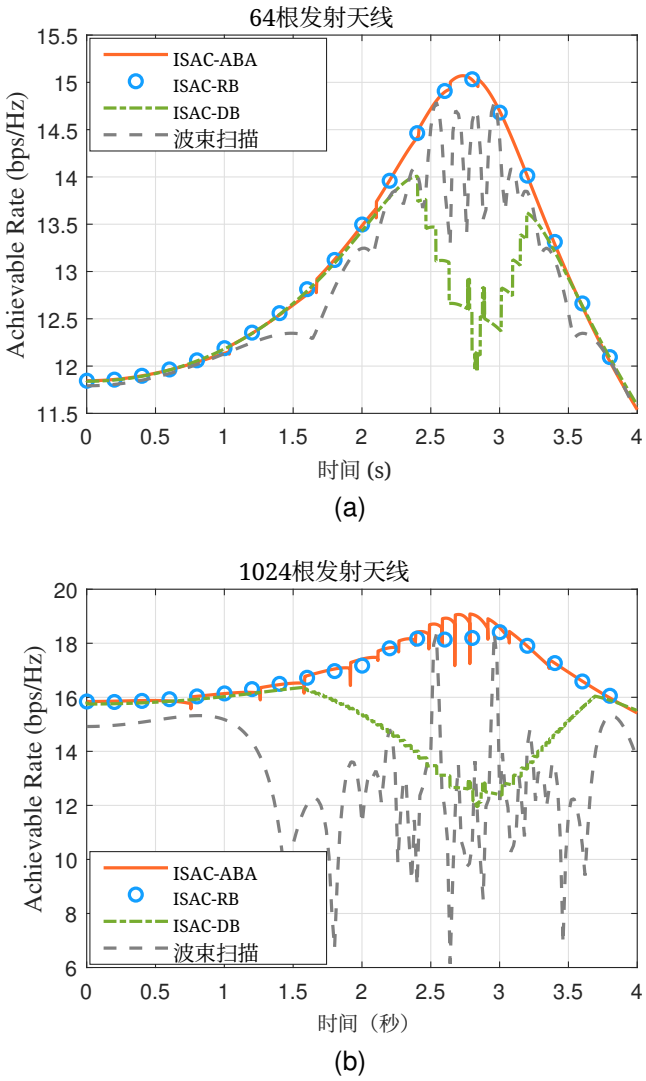

图12. 不同发射天线数量下各波束方案可达速率的比较。（a）64根发射天线。（b）1024根发射天线。

点目标方案 [29]，进行比较，该方案随机选取一个散射体作为通感一体化目标。为简洁起见，结果以平均可达速率的形式汇总于表 III。显然，ISAC-ABA和ISAC-RB方案显著优于其他方案；然而，如第VI-C节所述，ISAC-RB方案需要大量计算资源。

此外，我们在 $\theta-\varphi$ 域中模拟了通信接收机和散射体的轨迹，如图13所示，可以清晰地观察到各点之间相对位置的变化。需要注意的是，此处的相对位置指的是角域中的相对位置，而非笛卡尔坐标域中的相对位置。在不同时间，距离通信接收机最近的散射体会发生变化，基站会动态切换散射体，以确保形成最窄波束。

C. 复杂度分析

本节对表 III 中列出的所有方案进行复杂度分析。对于 ISAC-ABA 方案，MEE算法涉及三次奇异值分解 $\mathcal{O}\left((N_{\mathrm{scacr}}+1)\ N_{\mathrm{svd}}^{3}\right)$、一次凸包

表 III 不同波束成形策略下的平均可达速率比较

发射天线	ISAC-ABA（bps/Hz）	ISAC-RB（bps/Hz）	点目标 (bps/Hz)	ISAC-DB (bps/Hz)	波束扫描 (bps/Hz)
8×8	13.04	13.05	12.47	12.65	12.39
16×16	14.98	15.02	14.01	14.02	13.41
32×32	16.96	16.86	13.72	15.06	12.81

表 IV 不同波束成形策略的计算复杂度比较

	ISAC-ABA (Γ_{rl}=0.04)	ISAC-ABA (Γ_{rl}=0.02)	ISAC-RB	点目标	ISAC-DB	波束扫描
解析法	$\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{Pnum}}^3\right)$	$\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{Pnum}}^3\right)$	$\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{Pnum}}^3\right)$	$\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{evo}}^3\right)$	$\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{sca}}^3\right)$	$\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{numb}}\right)$
调用总次数	30	70	32000	32000	32000	200

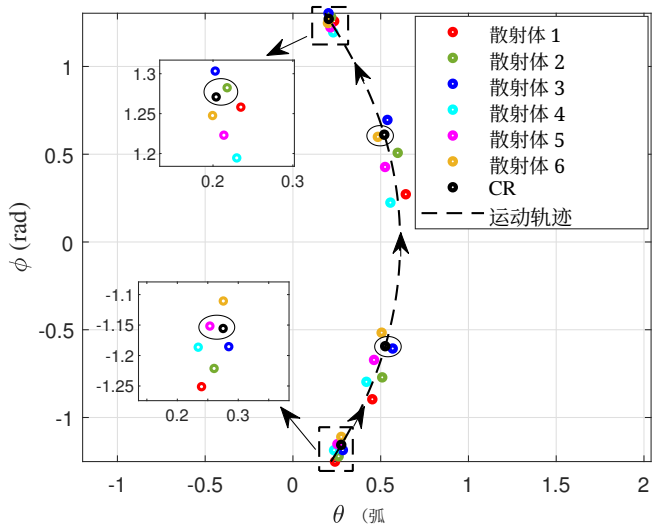

图13. 角域中通信接收机与散射体的轨迹。

计算 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{scacr}} N_{\mathrm{Pnum}} \log\left(N_{\mathrm{scacr}} N_{\mathrm{Pnum}}\right)\right)$、两次 MEE 计算 $\mathcal{O}\left(N^3{}_{\mathrm{cvh}}+N^3{}_{\mathrm{Pnum}}\right)$、两次 MEC 计算 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{cvh}}^3+N^3{}_{\mathrm{Pnum}}\right)$，以及一次映射 $\mathcal{O}\left(N^2{}_{\mathrm{svd}} N_{\mathrm{cvh}}\right)$，其中$N_{\mathrm{scacr}}=2$ 表示输入散射体或通信接收机的数量，$N_{\mathrm{Pnum}}=200$ [6] 表示由椭圆参数转换而来的离散椭圆点的数量，$N_{\mathrm{svd}}=2$表示特征值分解矩阵的维度，$N_{\mathrm{cvh}}=100$ 表示凸集点的数量。此外，扩展卡尔曼滤波的时间复杂度为 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{mea}}^2+N_{\mathrm{mea}} N^2{}_{\mathrm{evo}}+N^3{}_{\mathrm{evo}}\right)$，其中 $N_{\mathrm{mea}}=4$和 $N_{\mathrm{evo}}=4$ 分别表示测量和预测的维度。考虑到 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{Pnum}}^3\right)$ 在上述分析的整体计算复杂度中占主导地位，MEE算法和扩展卡尔曼滤波每次调用的时间复杂度可视为 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{Pnum}}^3\right)$，每次调用平均执行五次。ISAC-RB 每次调用的时间复杂度与 ISAC-ABA 相同。

[6] N_{Pnum} 的取值经过选择，以确保生成的离散点能够充分表示椭圆，从而保证算法正确运行。在实际应用中，可以减少离散点的数量以降低复杂度。然而，离散点数量过少可能会导致 MEE 计算出现误差。N_{cvh} 同样适用这一原理。

点目标方案仅使用扩展卡尔曼滤波，其时间复杂度可表示为 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{evo}}^3\right)$。ISAC-DB 方案不使用扩展卡尔曼滤波，其时间复杂度为 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{sca}} \log\left(N_{\mathrm{sca}}\right)+2 N^3{}_{\mathrm{sca}}+N^3{}_{\mathrm{svd}}+N^2{}_{\mathrm{svd}} N_{\mathrm{sca}}\right)$，可简化为 $\mathcal{O}\left(N_{\mathrm{sca}}^3\right)$，其中 $N_{\mathrm{sca}}=6$表示散射体的数量。波束扫描的时间复杂度仅取决于波束数量 N_{numb}，表示为 $\mathcal{O}(N_{\mathrm{numb}})$。表 IV 总结了各方案的时间复杂度和调用次数。总体而言，ISAC-ABA 实现了几乎最高的可达速率，同时算法调用次数显著少于 ISAC-RB。

VI. 结论

本文提出了一种利用通信信号感知 V2X 网络中运动参数的新框架。不同于以往主要依赖定性分析的研究，我们针对正交频分复用波形和均匀平面阵列配置，推导了雷达参数估计的克拉美-罗界。为应对将车辆建模为扩展目标所带来的挑战，我们提出了两种兼容 NR-V2X 的波束成形方案。第一种方案通过结合时间信息的预测误差椭圆并集来构建波束，从而实现精确的散射体定位。第二种方案在波束调整阶段引入自适应最窄波束策略，在有效跟踪通信接收机的同时降低了计算复杂度。我们还采用 MEE 算法结合实用的天线控制技术解决了波束设计问题。数值结果验证了所提方法的可行性和有效性，并表明其在真实 V2X 场景中具有显著的性能增益。

本文考虑的扩展目标模型未考虑车辆轮廓和多径分量的影响。未来工作将进一步研究这些方面。关于这一问题的初步结果见 [50]–[52]。

参考文献

[1] Z. Du, F. Liu, Y. Li, W. Yuan, Y. Cui, Z. Zhang, C. Masouros, 和 B. Ai, 《迈向 ISAC赋能的车联网：框架、进展与机遇》，*IEEE Wireless Communications*，卷 32，期 2，页 222–229，2025年。

[2] Y. Li, F. Liu, Z. Du, W. Yuan, Q. Shi, 和 C. Masouros, 《感知辅助 NR-V2X 通信的帧结构与协议设计》, *IEEE*移动计算汇刊, 卷 23, 期 12, 页 11045– 11060, 2024年。 [3] F. Liu, Y. Cui, C. Masouros, J. Xu, T. X. Han, Y. C. Eldar, 和 S. Buzzi, 《通感一体化：迈向面向 6G 及未来的双功能无线网络》, *IEEE*通信选题领域期刊, 卷 40, 期 6, 页 1728–1767, 2022年。 [4] S. Lu, F. Liu, Y. Li, K. Zhang, H. Huang, J. Zou, X. Li, Y. Dong, F. Dong, J. Zhu, Y. Xiong, W. Yuan, Y. Cui, 和 L. Hanzo, 《通感一体化：最新进展与十大开放挑战》, *IEEE*物联网期刊, 卷 11, 期 11, 页 19094–19120, 2024年。 [5] Y. Wang, K. Zu, L. Xiang, Q. Zhang, Z. Feng, J. Hu, 和 K. Yang, 《ISAC赋能的蜂窝连接无人机网络协作检测》, *IEEE*无线通信汇刊, 卷 24, 期 2, 页 1541–1554, 2025年。 [6] Y. Peng, L. Xiang, K. Yang, F. Jiang, K. Wang, 和 D. O. Wu, 《SIMAC：语义驱动的多模态通感一体化框架》, 2025年。 [7] G. Liu, L. Ma, Y. Xue, L. Han, R. Xi, Z. Han, H. Wang, J. Dong, M. Lou, J. Jin, Q. Wang, 和 Y. Yuan, 《SensCAP：面向 6G 通感一体化的系统性感知能力性能指标》, *IEEE*物联网期刊, 卷 11, 期 18, 页 29438–29454, 2024年。 [8] N. González-Prelcic, M. Furkan Keskin, O. Kaltiokallio, M. Valkama, D. Dardari, X. Shen, Y. Shen, M. Bayraktar, 和 H. Wymeersch, 《面向 6G 的感知与通信革命：愿景、技术与应用》, *IEEE*会刊, 卷 112, 期 7, 页 676–723, 2024年。 [9] F. Liu, W. Yuan, C. Masouros, 和 J. Yuan, 《雷达辅助预测波束成形：感知服务于通信的车载链路》, *IEEE*无线通信汇刊, 卷 19, 期 11, 页 7704–7719, 2020年。 [10] X. Meng, F. Liu, C. Masouros, W. Yuan, Q. Zhang, 和 Z. Feng, 《复杂轨迹上的车联网连接：道路几何感知的 ISAC 波束跟踪》, *IEEE*无线通信汇刊, 页 1–1, 2023年。 [11] Z. Du, F. Liu, W. Yuan, C. Masouros, Z. Zhang, S. Xia, 和 G. Caire, 《面向车联网（V2I）的通感一体化：针对扩展车辆目标的动态预测波束成形》, *IEEE*无线通信汇刊, 卷 22, 期 6, 页 3612–3627, 2023年。 [12] S. Zhou, H. Yang, L. Xiang, 和 K. Yang, 《感知赋能的无人机通信中的时序辅助波束成形与轨迹预测》, *IEEE*通信汇刊, 卷 73, 期 7, 页 5408–5419, 2025年。[13] J. Zhang, Y. Huang, Q. Shi, J. Wang, 和 L. Yang, 《毫米波通信系统中波束对准的码本设计》, *IEEE*通信汇刊, 卷 65, 期 11, 页 4980–4995, 2017 年。 [14] L. Li, J. Zhang, 和 T.-H. Chang, 《动态毫米波 MIMO 网络中鲁棒感知与通信的波束成形优化》, *IEEE*通信选题领域期刊, 卷 43, 期 4, 页 1354–1370, 2025年。 [15] S. Zhou, L. Xiang, 和 K. Yang, 《通感一体化系统中的时序辅助动态波束图优化》, *IEEE Communications Letters*, 卷 28, 期 11, 页 2548–2552, 2024年。 [16] G. Li, S. Wang, J. Li, R. Wang, F. Liu, X. Peng, T. X. Han, 和 C. Xu, 《学习视角下的通感一体化：一种 SDP3 方法》, *IEEE*物联网期刊, 卷 11, 期 4, 页 5589–5603, 2024年。 [17] X. Liu, T. Huang, 和 Y. Liu, 《具有发射协方差约束的联合 MIMO 雷达与多用户通信发射设计》, *IEEE*通信选题领域期刊, 卷 40, 期 6, 页 1932–1950, 2022年。 [18] L. Chen, Z. Wang, Y. Du, Y. Chen, 和 F. R. Yu, 《采用 MIMO 雷达与 MU-MIMO 通信的 DFRC 广义收发机波束成形》, *IEEE*通信选题领域期刊, 卷 40, 期 6, 页 1795–1808, 2022年。 [19] X. Liu, T. Huang, N. Shlezinger, Y. Liu, J. Zhou, 和 Y. C. Eldar, 《多用户 MIMO 通信与 MIMO 雷达的联合发射波束成形》, *IEEE*信号处理汇刊, 卷 68, 页 3929–3944, 2020年。[20] J. Choi, J. Park, N. Lee, 和 A. Alkhateeb, 《通感一体化系统的联合鲁棒波束成形框架》, *IEEE*无线通信汇刊, 卷 23, 期 11, 页 17602–17618, 2024年。 [21] C. Yang, X. Wang, W. Ni, 和 Y. Jiang, 《具有发射协方差约束的 MIMO DFRC 系统最优波束成形》, *IEEE*信号处理汇刊, 卷 73, 页 601–616, 2025年。 [22] F. Liu, Y.-F. Liu, A. Li, C. Masouros, and Y. C. Eldar, 《联合雷达通信波束成形的克拉美-罗界优化》, IEEE信号处理汇刊, 第70卷, 240–253页, 2022年。[23] F. Liu, C. Masouros, A. Li, H. Sun, and L. Hanzo, 《采用MIMO雷达的MU-MIMO通信：从共存到联合传输》, IEEE无线通信汇刊, 第17卷, 第4期, 2755–2770页, 2018年。[24] H. Hua, T. X. Han, and J. Xu, 《MIMO集成感知与通信：克拉美-罗界-速率权衡》, IEEE无线通信汇刊, 第23卷, 第4期, 2839–2854页, 2024年。[25] Z. Lyu, G. Zhu, and J. Xu, 《无人机支持的集成感知与通信中的联合机动与波束成形设计》, IEEE无线通信汇刊, 第22卷, 2440, 2023 4, 2424 no. pp. – .[26] H. Hua, J. Xu, and T. X. Han, 《通感一体化的最优发射波束成形》, IEEE车辆技术汇刊, 第72卷, 第8期, 10588–10603页, 2023年。[27] Z. He, W. Xu, H. Shen, D. W. K. Ng, Y. C. Eldar, and X. You, 《通感一体化全双工通信：联合波束成形与功率优化》, IEEE通信选题领域期刊, 第41卷, 第9期, 2920–2936页, 2023年。[28] Z. Wu, Y.-F. Liu, W.-K. Chen, and C. Masouros, 《大规模MIMO DFRC系统的量化恒包络波形设计》, IEEE通信选题领域期刊, 第43卷, 第4期, 1056–1073页, 2025年。[29] X. Pang, S. Guo, J. Tang, N. Zhao, and N. Al-Dhahir, 《无人机支持的车联网动态ISAC波束成形设计》, IEEE无线通信汇刊, 1–1页, 2024年。[30] S. Zhou, L. Xiang, K. Yang, K. K. Wong, D. O. Wu, and C.-B. Chae, 《面向多无人机组网的ISAC系统中基于波束成形的可达速率最大化》, 2025年。 [在线]。可访问：https://arxiv.org/abs/ 2507.21895。[31] C. Luo, J. Hu, L. Xiang, and K. Yang, 《可重构智能感知表面辅助的无线供电通信网络：先感知后反射方法》, IEEE通信汇刊, 1–1页, 2023年。[32] N. González-Prelcic, R. Méndez-Rial, and R. W. Heath, 《支持天线分集的毫米波V2I通信中的雷达辅助波束对准》, 载于2016年信息论与应用研讨会（ITA）, 1–7页, 2016年。[33] W. Yuan, F. Liu, C. Masouros, J. Yuan, D. W. K. Ng, and N. González-Prelcic, 《车联网的贝叶斯预测波束成形：一种低开销联合雷达通信方法》, IEEE无线通信汇刊, 第20卷, 第3期, 1442–1456页, 2021年。[34] Y. Zeng, Q. Wu, and R. Zhang, 《从空中接入：面向5G及以后时代的无人机通信教程》, IEEE会刊, 第107卷, 第12期, 2327–2375页, 2019年。[35] F. Dong, F. Liu, Y. Cui, W. Wang, K. Han, and Z. Wang, 《6G感知网络中的感知即服务：ISAC资源分配的统一框架》, IEEE无线通信汇刊, 第22卷, 第5期, 3522–3536页, 2023年。[36] X. Zhang, W. Yuan, C. Liu, J. Wu, and D. W. K. Ng, 《ISAC系统中复杂行为车辆的预测波束成形：一种深度学习方法》, IEEE信号处理专题期刊, 第18卷, 第5期, 828–841页, 2024年。[37] A. Liu, Z. Huang, M. Li, Y. Wan, W. Li, T. X. Han, C. Liu, R. Du, D. K. P. Tan, J. Lu, Y. Shen, F. Colone, and K. Chetty, 《通感一体化基本极限综述》, IEEE通信综述与教程, 第24卷, 1034, 2022 2, 994 no. pp. – .[38] F. Xia, Z. Fei, X. Wang, W. Yuan, Q. Wu, Y. Liu, and T. Q. S. Quek, 《共生感知与通信：框架与波束成形设计》, IEEE无线通信汇刊, 第24卷, 第3期, 2417–2434页, 2025年。[39] C. Shi, D. Xu, Y. Zhou, and W. Tu, 《相控阵雷达中的距离-DOA信息与散射信息》, 载于2019年IEEE第五届计算机与通信国际会议（ICCC）, 747 752页, 2019 – 。[40] R. Boyer, 《运动共址MIMO雷达的性能界与角分辨率极限》, IEEE信号处理汇刊, 第59卷, 第4期, 1539–1552页, 2011年。[41] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, 《面向未来无线通信系统设计的宽带毫米波传播测量与信道模型》, IEEE通信汇刊

，卷 63 ，期 9 ，页 3029–3056 ， 2015年。

[42] S. Han、C.-l. I、Z. Xu 和 C. Rowell，“面向毫米波 5G 的混合模拟与数字波束成形大规模天线系统”，*IEEE Communications Magazine*，卷 53，期 1，页 186–194，2015年。[43] 3GPP，“新空口；物理信道与调制”，技术规范 TS 38.211，第三代合作伙伴计划 (3GPP)，2022年1月。 [在线]。可访问：https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3213。[44] X. Jing、F. Liu、C. Masouros 和 Y. Zeng，“空中通感一体化：用于联合通信与目标定位的无人机轨迹设计”，*IEEE*无线通信汇刊，页 1–1，2024年。[45] S. Mandelli、M. Henninger、M. Bauhofer 和 T. Wild，“通感一体化性能建模与用例可行性综述”，2023年5月。 [在线]。可访问：https://doi.org/10.48550/arXiv.2305.07144。[46] C. Sturm 和 W. Wiesbeck，“无线通信与雷达感知融合的波形设计和信号处理方面”，*IEEE*会刊，卷 99，期 7，页 1236–1259，2011年。[47] P. Stoica 和 A. Nehorai，“MUSIC、最大似然和克拉美-罗界：更多结果与比较”，*IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*，卷 38，期 12，页 2140–2150，1990年。[48] T. R. Board、E. National Academies of Sciences 和 Medicine，公路与街道设计车辆：更新版。华盛顿特区：美国国家科学院出版社，2023年。[49] The MathWorks, Inc.，*fmincon*：求约束非线性多变量函数的最小值。The MathWorks, Inc.，马萨诸塞州纳蒂克，2023年。可访问：https://www.mathworks.com/help/optim/ug/fmincon.html。[50] Z. Zhang、R. He、B. Ai、M. Yang、Y. Niu、Z. Zhong、Y. Li、X. Zhang 和 J. Li，“通感一体化信道的基于簇的统计信道模型”，*IEEE*无线通信汇刊，卷 23，期 9，页 11597–11611，2024年。[51] N. Garcia、A. Fascista、A. Coluccia、H. Wymeersch、C. Aydogdu、R. Mendrzik 和 G. Seco-Granados，“针对已知与未知形状的扩展车辆目标的雷达克拉美-罗界分析”，*IEEE*信号处理汇刊，卷 70，页 3280–3295，2022年。[52] M. Talha、G. David González 和 B. Smida，“基于簇的感知模型下车载全双工通感一体化系统的性能”，*IEEE*无线通信汇刊，页 1–1，2025年。