面向车辆行为感知的通感一体化系统波束成形设计

Dingyan Cong，*IEEE*学生会员，Shuaishuai Guo，*IEEE*高级会员，Shuping Dang，*IEEE*会员，和 Haixia Zhang，*IEEE*高级会员

arXiv:2302.14763v1 [eess.SP] 27 Feb 2023

摘要——**通信与感知是网联自动驾驶汽车（CAV）的两项重要功能。在传统车载设备中，通信与感知模块虽然并存，却彼此独立，导致硬件资源和无线频谱浪费。为解决上述低效问题，本文针对配备多天线的车载发射机，提出一种面向车辆行为感知的通感一体化（VBA-ISAC）波束成形设计。该方案根据车辆行为调整波束方向，以辅助驾驶，同时借助路侧单元（RSU）提供高频谱效率的上行数据服务。具体而言，我们首先根据车辆轨迹预测待感知的感兴趣区域（AoI）。随后，构建VBA-ISAC波束成形设计问题，在感知AoI的同时最大化上行通信的频谱效率，并引入权衡因子来平衡通信与感知性能。为求解该问题，我们提出一种基于半正定松弛的波束图失配最小化（SDR-BMM）算法。为降低硬件成本和功耗，我们进一步将混合模数（HAD）结构引入所提出的VBA-ISAC波束成形设计。数值结果验证了VBA-ISAC方案的有效性，并表明所提出的波束成形设计在频谱效率和雷达波束图方面均优于基准方案。**

索引词—**感知与通信一体化（ISAC）、车辆行为感知波束成形设计、智能交通系统（ITS）和车联网。**

I 引言

CONNECTED 网联自动驾驶汽车（CAV）是汽车产业革命的下一个前沿，也是下一代智能交通系统（ITS）创新的关键 [1]。在未来的智能交通系统中，网联自动驾驶汽车不仅是智能交通工具，也将成为类似手机的服务平台，为乘客提供快速、安全的数据服务。为实现这一愿景，车辆需要具备两项典型能力：感知与通信[2]。一方面，为了支持安全、自动驾驶，车辆需要通过雷达感知环境以获取环境信息，例如与前方车辆的距离及其速度。另一方面，车辆需要与其他车辆、乘客、以及基础设施通过车载收发器进行通信。在现有车载设备中，通信和感知功能模块彼此独立，导致硬件资源和无线频谱的浪费 [3]。为有效利用频谱资源并降低硬件成本，通感一体化（ISAC）技术应运而生，将通信与感知这两项功能集成到同一设备中[4]。对于配备多天线的车载通感一体化设备，如何设计波束形成器是一项重要且复杂的任务，因为波束成形设计必须满足两类服务质量（QoS）要求，并平衡通信与感知性能。本文通过考虑车辆行为，研究这一关键问题。

Dingyan Cong、Shuaishuai Guo 和 Haixia Zhang 任职于山东大学控制科学与工程学院，同时也是山东省无线通信技术重点实验室成员，地址为中国山东省济南市 250061（电子邮箱：dingyan.cong@mail.sdu.edu.cn、shuaishuai guo@sdu.edu.cn、haixia.zhang@sdu.edu.cn）。Shuping Dang 任职于英国布里斯托 BS8 1UB 布里斯托大学电气与电子工程系（电子邮箱：shup-ing.dang@bristol.ac.uk）。

A. 相关工作

由于雷达感知与通信双重功能融合前景广阔，通信与信号处理领域对 ISAC 波束成形设计的研究迅速升温。现有大量 ISAC 设计主要可分为三类：通信中心型通感一体化设计、感知中心型通感一体化设计和平衡型通感一体化设计。

1）通信中心型通感一体化设计：在此类系统中，感知借助通信发挥作用。感知用于缓解干扰并提高通信的频谱效率。Biswas 等人在 [5]提出了一种多输入多输出（MIMO）雷达辅助的 MIMO 通信系统，以解决信道估计不完善和硬件损伤问题，同时提高蜂窝用户的服务质量。Feng 和 Huang 在 [6]基于联合相控阵，通过联合优化通信与雷达感知之间的干扰来设计波束形成器，从而提高接收信噪比（SNR）。Liu 等人在 [7] 提出同时传输集成雷达波形和星座符号，同时确保每个用户的 SNR 高于预设阈值。为减少波束对准和信道估计的导频开销， [8], [9] 在基站中引入了毫米波雷达。Huang等人在 [10] 提出了一种深度学习赋能的 MIMO 雷达辅助信道估计方案。他们设计了雷达感知模块与通信模块相结合的传输帧结构，同时估计出发角和到达角，并建立稳定的通信链路。Shen等人在 [11] 提出使用正交时频空（OTFS）调制波形来感知无线信道的时延和多普勒频移。

由于能够以较低的导频开销获取信道状态信息（CSI），通信系统的频谱效率得到了显著提高。Shaham等人在[12]通过利用感知辅助通信，实现了类似的信道估计研究目标。

2）感知中心型通感一体化设计：在此类别中，通信作为辅助功能来协助感知，从而提升感知性能，包括提高感知精度，以及在现有通信系统中开发感知功能。Barneto 等人在 [13] 以及 Damith 等人在[14] 中对发射和接收波束成形器进行了优化，以实现多波束感知。Keskin 等人在 [15] 中研究了雷达和通信系统的时频波形设计。他们重点研究了雷达最优波形设计，使时延-多普勒模糊域中的时延-多普勒估计克拉美-罗界最小化，旨在提高雷达感知精度和分辨率。Takahara 等人在 [16] 中提出了一种通信辅助的超宽带雷达系统，以实现高精度测距和定位。Wymeersch 等人在 [17] 中提出将蜂窝网络与现有的车辆定位和地图系统相结合。此外，早期从事通感一体化研究的学者更加关注增强通信系统中的感知能力。 [18], [19] 的作者将WiFi技术扩展到雷达系统中。Daniels 等人在 [18] 中提出了一种根据频域信道估计确定平均归一化信道能量的方法，并将其建模为目标距离的简单正弦函数，从而实现对最近目标距离的估计。Kumari 等人在 [19]中通过在WiFi系统中应用雷达开展了类似研究。他们针对单目标和多目标场景，开发了用于目标检测以及距离和速度估计的单帧和多帧雷达接收机算法。

3）平衡型通感一体化设计：不同于通信中心型通感一体化设计和感知中心型通感一体化设计，在平衡型通感一体化设计中，感知与通信功能同等重要，且都发挥着关键作用。 [20]–[25] 的作者着重研究通信与感知之间灵活的性能权衡。具体而言，Cheng 等人在 [20] 中，在满足功率约束的条件下，最大化通信速率，同时保持良好的感知波束图特性。Tang 等人在 [21] 中采用双功能MIMO阵列，该阵列既能匹配雷达感知所需的发射波束图，也能同时与多个用户通信。Dokhanchi 等人在 [22] 中致力于车联网（IoV）系统的波束成形设计。在车联网系统中，发射机与多辆车通信，同时雷达检测多个目标。该波束经过设计，可在满足雷达检测性能约束的条件下最大化通信速率。Liu等人在 [23] 中，针对MIMO双功能雷达与通信系统，采用加权优化进行全数字波束成形设计，以灵活权衡雷达感知与通信性能。 [24]和 [25]针对车对万物（V2X）场景，利用混合射频（RF）结构进行ISAC波束成形设计，最小化通信和雷达感知波束成形误差的加权和，ing通信和雷达感知波束成形误差的加权和。

上述工作充分研究了ISAC波束成形设计的实现。具体而言，在 [24],[25], 中，他们针对车联网场景设计了ISAC波束成形。他们的工作 [23]–[25]为通感一体化系统的波束成形设计提供了重要见解，但并不适合直接应用于车联网系统。最主要的问题是，他们在设计中假设待感知的目标是固定的。具体来说，他们的方案在确定感知区域时没有考虑车辆行为。当车辆移动时，这些方案无法提前获取周边环境信息，也无法准确设定所需的指向角。此外，其波束成形设计也无法在每个指向角上获得所需的感知距离。在车载通感一体化设备能量有限的情况下，几乎无法准确覆盖需要感知的区域。

因此，这种通感一体化设计假设并不适用于高机动性的车联网。当网联自动驾驶汽车行驶时，需要提前了解周边环境。因此，车载发射机的ISAC波束成形设计应将车辆的移动性和行为纳入考量，以实现预测性感知和同步通信。鉴于此，不同于大量已有研究，本文提出了一种面向车载多天线发射机的车辆行为感知通感一体化（VBA-ISAC）波束成形设计。具体而言，波束根据车辆行为进行设计和转向，以预测性感知感兴趣区域（AoI），同时借助路侧单元（RSU）提供频谱高效上行数据服务。

B. 贡献

为清晰起见，现将本文的技术贡献总结如下：

- 我们提出了一种面向多天线车载发射机的 VBA-ISAC 波束成形方案，可同时为车辆提供通信和预测性感知能力。该方案能够通过车载传感器，根据车辆的实时行为预测感兴趣区域（AoI），并设计最优雷达波束成形器，使其精确覆盖该区域。

- 我们建立了一个优化问题，在最大化通信频谱效率的同时，最小化与最优雷达波束成形器之间的波束图失配，并引入一个权衡因子，以平衡通信与感知性能。为求解该优化问题，我们还提出了一种基于半定松弛的波束图失配最小化算法（SDR-BMM）。

- 为降低支持多天线发射机的多个射频（RF）链的功耗和硬件成本，我们进一步研究了采用混合射频链结构的 VBA-ISAC 波束成形设计。

我们对本文所提出设计的感知性能和通信性能进行了分析与仿真，

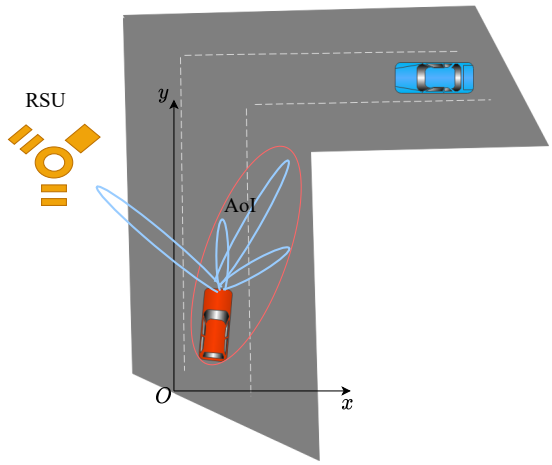

图1. 应用场景：车载发射机与路侧单元通信，同时感知感兴趣区域，以提升行驶安全。

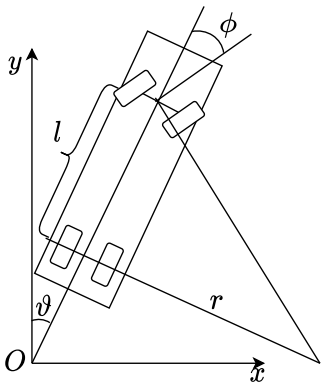

图2. 基于自行车模型的车辆运动学模型。

结果表明，相较于基准方案，这些设计具有明显的性能优势。

C. 组织结构

本文其余部分安排如下。第二节介绍系统模型。第三节构建VBA-ISAC波束成形设计问题，并提出该问题的求解方法。第四节研究采用混合结构的VBA-ISAC波束成形设计。第五节给出并讨论数值结果，最后在第六节总结全文。

D. 符号说明

本文采用以下符号约定。$\mathbf{A}$ 和$\mathbf{a}$ 分别表示矩阵和列向量；矩阵$\mathbf{A}_{i,j}$ 表示矩阵$\mathbf{A}$第 i行、第j列的元素；$(\cdot)^*$、$(\cdot)^T$ 和$(\cdot)^H$ 分别表示括号内矩阵或向量的共轭、转置和共轭转置运算；矩阵的行列式和弗罗贝尼乌斯范数分别记作 $\det(\mathbf{A})$和 $\|\mathbf{A}\|_F$；$\mathbf{A}^{-1}$ 和$\mathbf{A}^{\dagger}$ 分别表示矩阵$\mathbf{A}$的逆和摩尔－彭若斯伪逆；vec(·)表示对括号内矩阵进行向量化；括号内复变量的期望和实部分别记作 $\mathbb{E}[\cdot]$ 和 $\Re[\cdot]$；两个矩阵的哈达玛积和克罗内克积分别记作 $\circ$和 $\otimes$。

II. 系统模型

本节分别阐述感知模型和通信模型，以介绍VBA-ISAC 的系统模型。具体而言，我们首先根据车辆行为建立车辆运动学模型，并预测感兴趣区域（AoI）。随后，通过说明波束图设计与感兴趣区域之间的关系，介绍感知模型。最后，从最大化收发器频谱效率的角度采用通信模型。具体来说，我们考虑这样一种场景：车载发射机在感知用于保障行驶安全的感兴趣区域的同时，与路侧单元进行通信，如图1所示。在该场景中，路侧单元作为车辆到基础设施（V2I）通信的基础设施。图中红色汽车即将右转。考虑到具体的车辆行为，它需要提前感知右侧的道路状况。

A. 车辆运动学模型

首先，我们建立车辆的运动学模型。如图1所示，红色车辆正在道路上行驶。到达交叉路口时，它计划右转。由于车辆的高度不会影响后续建模和分析，因此可以忽略不计，并将车辆的运动简化为发生在 x-y（水平）平面上。为简化起见，我们进一步假设车辆的左右车轮在任意时刻具有相同的转向角和速度 [26]。总之，为便于分析，我们采用图2所示的自行车模型对车辆的运动进行建模。

通过设备内传感器，可以获取车辆当前的状态。不失一般性，我们分别用 l、 d^x、 d^y、 v、 a、 ϑ和 ϕ表示车辆的前后轮间距、沿 x轴 和 y轴 的位移、速度、加速度、行驶方向和转向角。车辆的运动状态可表示为

$$\mathbf{s} = [d^x, d^y, v, \vartheta]^T. \tag{1}$$

在该模型中，加速度 a 和转向角 ϕ 是驾驶员的可控输入。我们考虑机械惯性的影响，因此， a 和 ϕ 在瞬间保持不变。因此，车辆在瞬间的运动近似为一段圆弧 [27]。根据图 2 所示的几何关系，半径可计算为

$$r = \frac{l}{\tan\phi}. \tag{2}$$

此外，假设车辆在瞬间 [28] 沿车身方向移动。在时长 Δt 内，车辆的行驶距离可确定为

$$\Delta s = r\Delta\vartheta. \tag{3}$$

根据式 (2) 和式 (3)，行驶方向的变化可计算为

$$\Delta\vartheta = \frac{\tan\phi}{l}\Delta s. \tag{4}$$

将（4）式两边同时除以 Δt。行驶方向的变化率可表示为

$$\dot{\vartheta} = \frac{\tan\phi}{l}v. \tag{5}$$

此外，还需要考虑车辆在某一瞬间沿x轴和y轴的位移。如图2所示，可得到

$$\frac{\Delta d^x}{\Delta d^y} = \tan\vartheta. \tag{6}$$

沿x轴和y轴的速度可分别表示为$\dot{d}^x = \frac{\Delta d^x}{\Delta t}$ 和 $\dot{d}^y = \frac{\Delta d^y}{\Delta t}$。根据（6）式，可以建立二者之间的关系

$$-\dot{d}^x\cos\vartheta + \dot{d}^y\sin\vartheta = 0. \tag{7}$$

此时，我们得到一个简化的车辆运动学模型，总结如下

$$\begin{bmatrix}\dot{\vartheta}\\ \dot{d}^x\\ \dot{d}^y\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}v\frac{\tan\phi}{l}\\ v\sin\vartheta\\ v\cos\vartheta\end{bmatrix}. \tag{8}$$

基于这一简化的车辆运动学模型，在某一时刻给定可控输入 a 和 ϕ，即可估计车辆下一时刻的状态信息。

B. 感知模型

如图1和图3所示，红色车辆需要生成波束以感知感兴趣区域，从而提升行驶安全。与全向MIMO雷达不同，本文设计的发射波束可以具有方向性。发射机需要将一些波束指向右侧，以感知感兴趣区域。出于MIMO雷达探测的目的，最好将发射能量集中在感兴趣的空间区域。因此，雷达波束成形器应设计为具有良好的波束图特性。位于 θ 方向的雷达波束图可表示为 [29]

$$P(\theta) = \mathbf{a}_t^H(\theta)\mathbf{R}_d\mathbf{a}_t(\theta), \tag{9}$$

其中，$\mathbf{a}_t(\theta) \in \mathbb{C}^{N_t\times 1}$ 为发射阵列响应向量；N_t 为发射天线的数量；$\mathbf{R}_d \in \mathbb{C}^{N_t\times N_t}$ 为雷达波束图的协方差矩阵。

本文考虑发射机和接收机均采用均匀线性阵列（ULA）。与 θ 对应的阵列响应向量可表示为

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1,\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta},\ \cdots,\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d(N-1)\sin\theta}\right]^T, \tag{10}$$

其中，N 表示天线数量；λ 表示波长；d表示天线间距。

雷达波束图的协方差矩阵可由雷达波束成形矩阵得到。具体而言，协方差矩阵 $\mathbf{R}_d \in \mathbb{C}^{N_t\times N_t}$ 可表示为 [24]

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{F}_{rad}\mathbf{F}_{rad}^H. \tag{11}$$

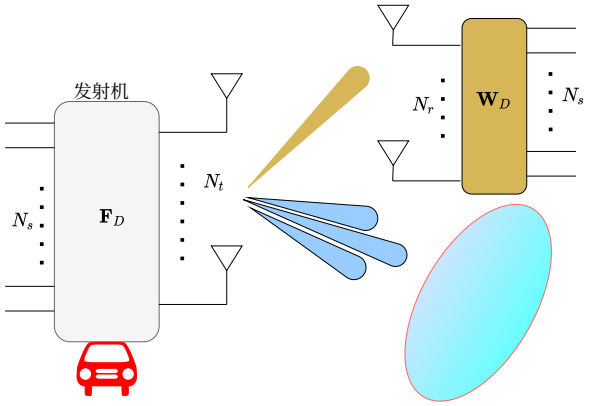

图 3. 多个数据流从车载多天线发射机传输至路侧单元，以同时进行感知和通信。

非重叠子阵列的雷达波束成形矩阵 $\mathbf{F}_{rad} \in \mathbb{C}^{N_t\times K}$ 可表示为 [30]

$$\mathbf{F}_{rad} = \begin{bmatrix}\mathbf{v}_1 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & \mathbf{v}_2 & & 0\\ \vdots & & \ddots & \vdots\\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{v}_K\end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_t\times K}, \tag{12}$$

其中，$\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{N_k\times 1}$ $(1 \le k \le K)$是第 k个子阵列导向矢量，可表示为

$$\mathbf{v}_k = \left[1,\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_k},\ \cdots,\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d(N_k-1)\sin\theta_k}\right]^T, \tag{13}$$

其中，N_k 表示第 k个指向角处的天线数量，且 $\sum_{k=1}^{K}N_k = N_t$；K 表示雷达指向角的数量。雷达指向角 θ_k 由感兴趣区域决定。N_k 与所需感知距离相关。简言之，形成窄波束的天线越多，指向目标指向角的波束功率就越大。通过调整 N_k 和 θ_k来调整雷达波束成形器。

C. 通信模型

在图1中，车载发射机在路侧单元的协助下提供频谱高效的上行数据服务。不失一般性，假设车载发射机配备 N_t 发射天线，而路侧单元配备 N_r 接收天线。如图3所示，N_s 数据流从车载发射机传输至路侧单元。假设路侧单元和车辆均采用全数字射频链路结构，则 N_s 数据流必须先经过发射波束成形器$\mathbf{F}_D \in \mathbb{C}^{N_t\times N_s}$，然后由$N_t$ 发射天线发出。发出的无线电波经由记为$\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r\times N_t}$的无线信道到达接收端，随后经过接收合并器$\mathbf{W}_D \in \mathbb{C}^{N_s\times N_r}$。令$\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s\times 1}$ 表示数据符号向量，且$\mathbb{E}\left[\mathbf{s}\mathbf{s}^H\right] = \mathbf{I}_{N_s}$。归一化功率约束可表示为 $||\mathbf{F}_D||_F^2 = N_s$。根据上述公式，

发射信号$\mathbf{x}$ 可表示为$\mathbf{x}$ $=\mathbf{F}_D\mathbf{s}$，而接收端的信号可表示为

$$\mathbf{y}=\sqrt{p}\mathbf{W}_D\mathbf{H}\mathbf{F}_D\mathbf{s}+\mathbf{W}_D\mathbf{n}, \tag{14}$$

其中，p 表示接收信号的平均功率，$\mathbf{n}$ $\in\mathbb{C}^{N_r\times 1}$ 表示复加性高斯白噪声向量，其各元素均服从$\mathcal{CN}(0,\sigma_n^2)$分布。

为满足现代车联网的高速率需求，V2I通信采用毫米波频段。毫米波的高频频段还能够实现高分辨率感知性能。本文采用Saleh-Valenzuela模型 [31] 来表征毫米波信道矩阵$\mathbf{H}$，其形式为

$$\mathbf{H}=\sum_{l=1}^{L}\alpha_l\mathbf{a}_r(\theta_{r,l})\mathbf{a}_t^H(\theta_{t,l}), \tag{15}$$

其中，L表示无线信道中的路径数；α_l 表示每条路径的增益；$\mathbf{a}_r(\theta_{r,l})$和$\mathbf{a}_t(\theta_{t,l})$分别表示接收端和发射端的阵列响应向量；$\theta_{r,l}$ 和$\theta_{t,l}$ 分别表示到达角和出发角。本文假设通信所需的CSI已通过信道估计完全获取，这是毫米波和车联网通信领域文献中普遍接受的假设 [23]–[25]。

考虑到车载通信系统的发射机与接收机之间的距离远大于波长，假设接收端采用最优合并器是合理的，记为$\mathbf{W}^{opt}$。将式（14）中的$\mathbf{W}_D$ 替换为$\mathbf{W}^{opt}$ 后，接收信号可改写为

$$\mathbf{y}=\sqrt{p}\mathbf{W}_{opt}\mathbf{H}\mathbf{F}_D\mathbf{s}+\mathbf{W}_{opt}\mathbf{n}. \tag{16}$$

III. 面向车载多天线发射机的 VBA-ISAC 波束成形设计

对于图1所示的应用场景，我们在上一节中建立了车辆的运动学模型、感知模型和通信模型，并基于这些模型在本节中提出面向车载多天线发射机的 VBA-ISAC 波束成形设计。

A. 信息新鲜度预测

基于运动学模型和当前车辆状态，可以预测车辆下一时刻的状态。下一时刻沿x轴的位移可表示为

$$d^x=\int_{t_0}^{t_0+\Delta t}\dot{d}^x\mathrm{d}t=\int_{t_0}^{t_0+\Delta t}\sin(\vartheta_{t_0}+\dot{\vartheta}t)(v_{t_0}+at)\mathrm{d}t, \tag{17}$$

其中，t_0 表示初始时刻；ϑ_{t_0} 表示 t_0时的行驶方向；v_{t_0} 表示 t_0时的速度。同理，y轴上的位移也可表示为

$$d^y=\int_{t_0}^{t_0+\Delta t}\dot{d}^y\mathrm{d}t=\int_{t_0}^{t_0+\Delta t}\cos(\vartheta_{t_0}+\dot{\vartheta}t)(v_{t_0}+at)\mathrm{d}t. \tag{18}$$

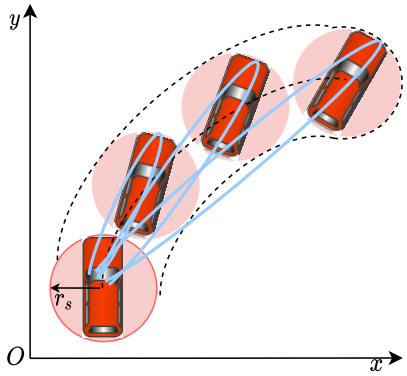

图4. 基于实时行为和车辆状态进行信息新鲜度预测的示意图。

根据上述推导，我们可以预测车辆在下一时刻的位置。因此，在连续的行驶过程中，车辆在短时间内的行驶路径是可预测的。车辆在二维平面上的行驶路径可表示为

$$d^y=f_c(d^x), \tag{19}$$

其中，$f_c(\cdot)$是二维坐标轴上的曲线函数。为避免车辆碰撞，我们假设存在一个车辆安全区，它是半径为 r_s的圆。因此，需要预测的感兴趣区域可简化为圆形移动所覆盖的区域，且圆心的轨迹为曲线（19）。

根据上述描述，我们可以依据车辆的实时行为和车辆状态，预测需要感知的感兴趣区域。为便于说明，图4展示了该感兴趣区域。

B. 期望雷达波束形成器的计算

根据（12），可知期望雷达波束形成器由 θ_k 和 N_k决定。为获得这些参数，我们将车辆在 Δt 内的行驶过程均匀划分为 K个阶段，使感兴趣区域内有 K 个车辆位置。使用K 个波束感知这些 K 个位置，以充分覆盖感兴趣区域，如图4所示。 k号子阵列导向矢量$\mathbf{v}_k$ 的指向角 θ_k 可计算为

$$\theta_k=\arctan\left(\frac{d_k^x}{d_k^y}\right), \tag{20}$$

其中，d_k^y 和 d_k^x 分别表示车辆的第 k个位置相对于初始位置在x轴和y轴上的距离。

对于 MIMO 雷达感知，有效感知范围与波束主瓣的峰值呈正相关。通过调整天线数量，可以使波束主瓣变窄，从而增大雷达感知范围。根据 MIMO 雷达方程 [32]，最大雷达探测距离可表示为

$$d_k^{max}=\left(\frac{P_kG^2\lambda^2S_\sigma}{(4\pi)^3P_{min}}\right)^{\frac{1}{4}}=\Omega\left(P_k\right)^{\frac{1}{4}}, \tag{21}$$

其中， P_k 表示第 k 个波束的雷达发射功率，该功率由雷达波束成形器决定； G 表示天线增益； λ 表示波长； S_σ 表示雷达截面积； P_{min} 表示最小可检测信号功率。为简便起见，我们记 $\Omega = \left(\frac{G^2\lambda^2 S_\sigma}{4\pi}()^3 P_{min} \right)^{\frac{1}{4}}$ 。

假设总功率均匀分配给所有天线，且每个天线的发射功率为 P_0，则第 k 个波束的雷达发射功率可表示为 [32]

$$P_k = N_k P_0. \tag{22}$$

车辆在所关注指向角 θ_k 处所需的探测距离由感兴趣区域确定。根据车辆运动学模型，在所关注指向角 θ_k 处的感知距离可表示为

$$d_k^s = \sqrt{(d_k^x)^2 + (d_k^y)^2} + r_s. \tag{23}$$

为了实现安全自动驾驶，应通过调整 N_k 来使其满足 $d_k^{max} \geq d_k^s$。

通过上述分析，我们建立了雷达波束图与车辆行为之间的联系。选定感兴趣区域后，即可得到目标波束形成器 $\mathbf{F}_{rad}$。为了针对给定的感兴趣区域生成目标波束图，需要指定发射波束成形器 $\mathbf{F}_D$ ，使其接近 $\mathbf{F}_{rad}$。为简化所建立的优化问题，我们定义 $\mathbf{F}_D$ 与 $\mathbf{F}_{rad}$ 的维度相同，这可通过将 $\mathbf{F}_{rad}$ 与酉矩阵 [24] 相乘轻松实现。数学上，该优化问题可建模为

$$||\mathbf{F}_D - \mathbf{F}_{rad}||_F^2 \leq \varepsilon_r, \tag{24}$$

其中， ε_r 是一个阈值参数，用于控制$\mathbf{F}_D$和$\mathbf{F}_{rad}$之间的相似度。经过上述分析，我们已构建联合感知与波束形成器设计问题。发射波束成形的协方差矩阵可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_d &= \mathbb{E}(\mathbf{F}_D \mathbf{s}\mathbf{s}^H \mathbf{F}_D^H) = \mathbf{F}_D \mathbb{E}(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) \mathbf{F}_D^H \\ &= \mathbf{F}_D \mathbf{F}_D^H, \end{aligned} \tag{25}$$

它决定了空间中的功率分布。

C. 最优发射波束成形计算

$\mathbf{F}_D$ 的设计也会直接影响通信性能。在本文中，我们采用频谱效率作为通信性能指标。上述系统模型的频谱效率可表示为 [33]

$$R = \log\left(\det\left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{p}{\sigma_n^2} \mathbf{W}_{opt} \mathbf{H} \mathbf{F}_D \mathbf{F}_D^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{opt}^H \right) \right), \tag{26}$$

且其上界为

$$R_{up} = \log\left(\det\left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{p}{\sigma_n^2} \mathbf{W}_{opt} \mathbf{H} \mathbf{F}_{opt} \mathbf{F}_{opt}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{opt}^H \right) \right), \tag{27}$$

其中$\mathbf{F}_{opt}$ 表示最优波束成形矩阵。对信道矩阵$\mathbf{H}$ [34]进行奇异值分解，即可得到$\mathbf{W}_{opt}$和$\mathbf{F}_{opt}$ 。

为最大化VBA-ISAC 系统的频谱效率，可将波束形成器设计为最小化$\mathbf{F}_D$ 与$\mathbf{F}_{opt}$之间的欧几里得距离。我们将其表述为

$$||\mathbf{F}_D - \mathbf{F}_{opt}||_F^2 \leq \varepsilon_c, \tag{28}$$

其中， ε_c 是一个阈值参数，用于控制$\mathbf{F}_D$ 和$\mathbf{F}_{opt}$之间的相似度。

D. VBA-ISAC的问题表述

根据上述通信模型和感知模型，为了优化VBA-ISAC系统，我们需要同时最小化$\mathbf{F}_D$ 与$\mathbf{F}_{opt}$ 之间的欧几里得距离，以及$\mathbf{F}_{rad}$ 。然而，这两个距离的优化并不相容。这种不相容源于通信与感知之间的性能权衡，值得加以考虑和设计。本文通过引入权衡因子 ρ来平衡这种权衡，其取值范围为0到1。波束成形器设计中的通信与感知联合优化问题可表述为

$$\begin{aligned} &\min_{\mathbf{F}_D} \ \rho||\mathbf{F}_D - \mathbf{F}_{opt}||_F^2 + (1-\rho)||\mathbf{F}_D - \mathbf{F}_{rad}||_F^2 \\ &s.t. \ ||\mathbf{F}_D||_F^2 = N_s. \end{aligned} \tag{29}$$

从式（29）的形式来看，它显然是一个二次约束二次规划（QCQP）优化问题。该问题是非凸且复杂的，难以求得最优解。值得庆幸的是，经典的半定松弛（SDR）算法作为通信和信号处理领域常用的工具，可用于求得QCQP优化问题的近似次优解 [23]。

为了应用半定松弛算法求解式 (29) 中构建的联合优化问题，我们首先对式 (29) 进行简化，使其形式更加简洁，便于后续分析。它可以转换为以下形式

$$\begin{aligned} &\min_{\mathbf{F}_D} ||\mathbf{A}\mathbf{F}_D - \mathbf{B}||_F^2 \\ &s.t. \ ||\mathbf{F}_D||_F^2 = N_s, \end{aligned} \tag{30}$$

其中 $\mathbf{A} = [\sqrt{\rho}\mathbf{I}_{N_t}^T, \sqrt{1-\rho}\mathbf{I}_{N_t}^T]^T$，且 $\mathbf{B} = [\sqrt{\rho}\mathbf{F}_{opt}^T \ \sqrt{1-\rho}\mathbf{F}_{rad}^T]^T$。基于 [35], 中给出的已证定理和变换，我们将式 (30) 重新表述为一个齐次二次约束二次规划优化问题

$$\begin{aligned} &\min_{\mathbf{X}} \operatorname{Tr}(\mathbf{C}\mathbf{X}) \\ &s.t. \ \operatorname{Tr}(\mathbf{A}_1\mathbf{X}) = N_s \\ &\quad \operatorname{Tr}(\mathbf{A}_2\mathbf{X}) = 1 \\ &\quad \mathbf{X} \succeq 0, \ \operatorname{rank}(\mathbf{X}) = 1, \end{aligned} \tag{31}$$

其中$\mathbf{X} = \mathbf{f}_D\mathbf{f}_D^H$ 是一个具有$\mathbf{f}_D = [\mathrm{vec}(\mathbf{F}_D) \ t]^T$ 的 ($N_t N_s + 1$) 维复厄米矩阵，其中 t 用于判断最优解是$\mathbf{f}_D$ 还是 $-\mathbf{f}_D$，即 $t = 1$或 $t = -1$； $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2,$ 和$\mathbf{C}$ 由下式给出

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_t N_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_t N_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix},$$

and

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} (\mathbf{I}_{N_s} \otimes \mathbf{A})^H (\mathbf{I}_{N_s} \otimes \mathbf{A}) & -(\mathbf{I}_{N_s} \otimes \mathbf{A})^H \mathrm{vec}(\mathbf{B}) \\ -\mathrm{vec}(\mathbf{B})^H (\mathbf{I}_{N_s} \otimes \mathbf{A}) & \mathrm{vec}(\mathbf{B})^H \mathrm{vec}(\mathbf{B}) \end{bmatrix},$$

算法1： 半定松弛（SDR）算法，用于VBA-ISAC波束成形设计。

输入： $\mathbf{F}^{opt}$，$\mathbf{F}_{rad}$，N_s，$\varepsilon_{r,c}>0$，$0\leqslant\rho\leqslant1$

随机初始化$\mathbf{F}_D$。

1. 将(29)转换为(30)。然后将其重新表述为如(31)所示的齐次二次约束二次规划问题。

2. 放宽（31）中的秩一约束，并将其转化为如（32）所示的半定规划问题。

3. 使用凸优化工具箱CVX求解半定规划问题，

4. 对$\mathbf{X}$ 进行特征值分解，得到一个原问题的近似次优解优化问题。

输出： $\mathbf{F}_D$

算法2： VBA-ISAC波束成形方案。

输入： 加速度 a 和转向角 ϕ

1. 根据车辆的实时行为和以下信息预测感兴趣区域：来自车载传感器的车辆状态。

2. 根据预测的感兴趣区域，构造所需的雷达波束成形器$\mathbf{F}_{rad}$预测的感兴趣区域。

3. 通过对信道对信道进行奇异值分解矩阵$\mathbf{H}$。

4. 构造联合优化问题，引入一个权衡因子，以平衡通信性能与感知性能。

5. 通过以下方式构建联合优化问题：应用半定松弛算法。

输出： 所需的 VBA-ISAC 波束成形矩阵。

其中，维度分别为 $\mathbb{C}^{(N_tN_s+1)\times(N_tN_s+1)}$。

然而，由于秩一约束，(31) 仍然是非凸的。去除秩一约束后，它将成为一个半定规划（SDP）问题

$$\begin{aligned}&\min_{\mathbf{X}}\operatorname{Tr}(\mathbf{CX})\\&s.t.\ \operatorname{Tr}(\mathbf{A}_1\mathbf{X})=N_s\\&\quad\operatorname{Tr}(\mathbf{A}_2\mathbf{X})=1\\&\quad\mathbf{X}\succeq0.\end{aligned}\tag{32}$$

(32) 转化为一个经典的凸优化问题，可使用传统的凸优化工具（例如 CVX工具箱）求解。在 (32) 中，我们放宽了秩一约束，从而得到 (32) 的全局最优解。然而，当$\mathbf{X}$ 的秩大于 1 时，(32) 的全局最优解并不等同于 (30) 的可行解。利用 [35], 中提出的方法，我们对$\mathbf{X}$ 进行特征值分解，以得到 (30) 的近似解。我们在算法1中总结了针对所构建优化问题的这一方法。

*E. VBA-ISAC*算法与计算复杂度分析

通过上述分析，我们可以根据车辆的行为和状态设计通感一体化波束成形。我们在算法2中总结了VBA-ISAC波束成形方案。

根据所提出的方案，通过计算一个一维函数的值即可得到感兴趣区域。通常可以忽略此类计算的计算复杂度，因为整个方案的复杂度由半定松弛算法主导。根据 [35], 中采用的方法，求解 (32) 的最坏情况复杂度为 $\mathcal{O}\left({N_t}^{3.5}{N_s}^{3.5}\right)$。

IV. 采用混合架构的 VBA-ISAC 波束成形设计

对于多天线ISAC系统，全数字波束成形所需的射频链数量与天线单元数量相当，其中包括信号混频器和模数转换器。射频链的高昂成本和功耗使全数字通感一体化波束成形设计不具经济性，也难以应用于实际车载系统。为降低硬件复杂度及相关成本，混合模拟-数字（HAD）波束成形结构更适用于车载ISAC系统，其所需的射频链远少于全数字收发器[36]。因此，HAD波束成形设计无疑是实际车载通感一体化系统中一项颇具吸引力的技术。本节将研究采用HAD架构的VBA-ISAC波束成形设计。

A. 采用混合模数架构的 *VBA-ISAC* 问题建模

类似地，我们提出一种采用HAD架构的VBA-ISAC波束成形设计场景，如图5所示。引入HAD架构后的主要区别在于，发射波束成形器现在由数字波束成形器和模拟波束成形器组成。我们假设接收端采用最优合并器，记为$\mathbf{W}^{opt}$。

在图5中，车载发射机配备了N_{RF}^t 个射频链。每个射频链都通过移相器与所有天线相连。射频链的数量限制为 $N_s\leqslant N_{RF}^t\leqslant N_t$。因此，发射信号向量$\mathbf{x}$ 现在可表示为 $\mathbf{x}=\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbf{s}$。归一化功率约束可表示为 $||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}||_F^2=N_s$。因此，接收端的信号为

$$\mathbf{y}=\sqrt{p}\mathbf{W}_{opt}\mathbf{H}\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbf{s}+\mathbf{W}_{opt}\mathbf{n},\tag{33}$$

其中$\mathbf{F}_{RF}\in\mathbb{C}^{N_t\times N_{RF}^t}$ 为模拟波束成形器；$\mathbf{F}_{BB}\in\mathbb{C}^{N_{RF}^t\times N_s}$ 为数字波束成形器。

与全数字波束成形VBA-ISAC 系统一样，考虑HAD架构的上述通信模型的频谱效率可表示为

$$\begin{aligned}R=\log\Bigg(\det\Bigg(\mathbf{I}_{N_s}+\frac{p}{\sigma_n^2}\mathbf{W}_{opt}\mathbf{H}\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\\\times\mathbf{F}_{BB}^H\mathbf{F}_{RF}^H\mathbf{H}^H\mathbf{W}_{opt}^H\Bigg)\Bigg).\end{aligned}\tag{34}$$

同样，为了最大化混合式 VBA-ISAC 系统的频谱效率，我们应设计混合波束成形器

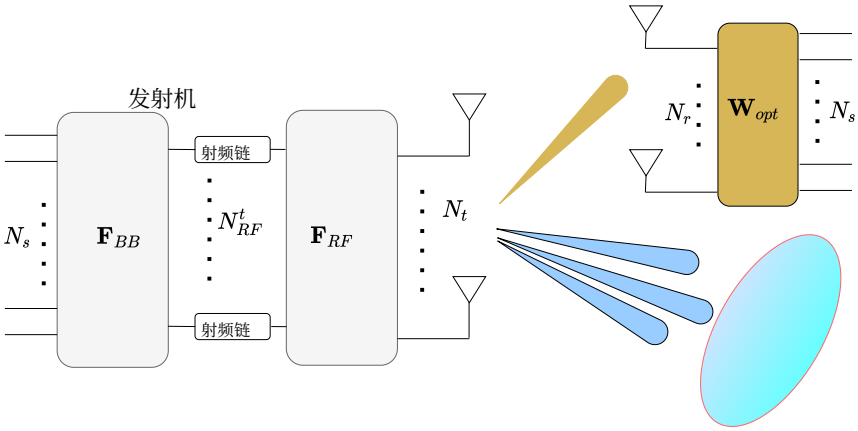

图5. 采用HAD架构的车载发射机在感知感兴趣区域的同时与路侧单元通信。

以使 $\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}$与 $\mathbf{F}_{opt}$之间的欧几里得距离最小，其可明确表示为

$$||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{opt}||_F^2\le\varepsilon_c. \tag{35}$$

对于采用HAD架构的感知模型，其与全数字波束成形器VBA-ISAC系统类似，所需的雷达波束图基于感兴趣区域进行设计。HAD波束成形的雷达协方差矩阵可表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_d&=\mathbb{E}(\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{F}_{BB}^H\mathbf{F}_{RF}^H)\\&=\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbb{E}(\mathbf{s}\mathbf{s}^H)\mathbf{F}_{BB}^H\mathbf{F}_{RF}^H\\&=\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbf{F}_{BB}^H\mathbf{F}_{RF}^H.\end{aligned} \tag{36}$$

同样，为了生成令人满意的波束图，我们需要设计混合波束形成器，使$\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}$ 与$\mathbf{F}_{rad}$之间的欧几里得距离最小，其表达式同样可写为

$$||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{rad}||_F^2\le\varepsilon_r. \tag{37}$$

为简单起见，我们再次假设$\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}$ 的维度均为$\mathbf{F}_{rad}$。

根据上述HAD架构下的通信模型和感知模型，混合波束成形VBA-ISAC系统的表述可写为

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{F}_{RF},\mathbf{F}_{BB}}\ &\rho||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{opt}||_F^2\\&+(1-\rho)||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{rad}||_F^2\\ s.t.\ &|\mathbf{F}_{RF_{i,j}}|=1,\forall i,j\\&||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}||_F^2=N_s.\end{aligned} \tag{38}$$

由于移相器只能调节信号相位，不能调节信号幅度，因此$\mathbf{F}_{RF}$ 必须满足单位模约束。

B. 混合架构下*VBA-ISAC*的交替最小化

由式（38）的形式可知，所构建的联合优化问题可视为一个矩阵分解问题。由于该问题有两个待优化变量，因此适合采用交替最小化方法，即固定其中一个变量，对另一个变量进行优化。

具体而言，优化数字波束成形器$\mathbf{F}_{BB}$时，应首先固定模拟波束成形器$\mathbf{F}_{RF}$。因此，式（38）可重写为

$$\min_{\mathbf{F}_{BB}}\rho||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{opt}||_F^2+(1-\rho)||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{rad}||_F^2 \tag{39}$$

为便于后续的表述和分析，可进一步将其转换为

$$\min_{\mathbf{F}_{BB}}||\mathbf{A}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{B}||_F^2, \tag{40}$$

其中$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}\sqrt{\rho}\mathbf{F}_{RF}^T,\ \sqrt{1-\rho}\mathbf{F}_{RF}^T\end{bmatrix}^T$，且$\mathbf{B}=\begin{bmatrix}\sqrt{\rho}\mathbf{F}_{opt}^T\ \sqrt{1-\rho}\mathbf{F}_{rad}^T\end{bmatrix}^T$，$\mathbf{F}$，$\mathbf{F}$。现在可以明显看出，(40)是一个经典的矩阵分解问题。经过变换后，该问题可通过第III.D节所示的半定松弛方法，或通过 [34]中提出的最小二乘（LS）方法求解：

$$\mathbf{F}_{BB}=\mathbf{A}^\dagger\mathbf{B}. \tag{41}$$

对于功率约束，我们将 $\sqrt{N_s}/\|\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\|_F$ 乘以最终优化结果。

类似地，在优化模拟波束成形器 $\mathbf{F}_{RF}$时，我们需要固定数字波束成形器 $\mathbf{F}_{BB}$，因此，(29) 可以改写为

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{F}_{RF}}\ &\rho||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{opt}||_F^2+(1-\rho)||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{rad}||_F^2\\ s.t.\ &|\mathbf{F}_{RF_{i,j}}|=1,\forall i,j.\end{aligned} \tag{42}$$

然而，作为一个非凸优化问题，(42) 难以求解。约束 $|\mathbf{F}_{RF_{i,j}}|=1,\forall i,j$ 表示单位模约束，无法通过传统优化算法求解。幸运的是，它可以转换为典型的流形结构，随后可作为流形优化问题求解[34], [37], [38]。具体而言，我们将 (42) 转换为流形上的优化问题，如下所示：

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{F}_{RF}\in\mathcal{M}}\ f_m(\mathbf{F}_{RF})=&\rho||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{opt}||_F^2\\&+(1-\rho)||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}-\mathbf{F}_{rad}||_F^2,\end{aligned} \tag{43}$$

其中， $\mathcal{M}$ 表示流形， $f_m(\cdot)$是流形上的目标函数。因此，受该方法的启发

算法 3： 交替最小化算法
采用混合架构的 VBA-ISAC 波束成形设计

输入： $\mathbf{F}^{opt}$、$\mathbf{F}_{rad}$、N_s、$\varepsilon_r,\ c>0$、$0\leqslant\rho\leqslant 1$、$i_{max}>0$
随机初始化 $\mathbf{F}_{RF}^0$ 和$\mathbf{F}_{BB}^0$，并设置 $i=0$
当 $i\leq i_{max}$ **时执行**
1. 固定 $\mathbf{F}_{RF}^i$，并根据（41）优化 $\mathbf{F}_{BB}^{i+1}$
2. 固定 $\mathbf{F}_{BB}^i$，并通过流形
优化方法进行优化。
3. $i\leftarrow i+1$。
4. 判断是否满足收敛条件，
如果满足，则跳出 while 循环。
结束循环
输出： $\mathbf{F}_{RF}^i$ 与$\mathbf{F}_{BB}^i$

该方法应用于 [34], [37], ，我们考虑向量 $\mathbf{p}=\text{vec}(\mathbf{F}_{RF})$ 的复圆流形，可表示为

$$\mathcal{M}_{cc}=\left\{\mathbf{p}\in\mathbb{C}^{N_tN_{RF}^t}:|\mathbf{p}_i|=1,i=1,2,\ldots,N_tN_{RF}^t\right\},\tag{44}$$

其中，$\mathbf{p}$是流形上的一个点。

根据式（44）中定义的复圆流形，优化问题（43）可表示为

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{p}\in\mathcal{M}_{cc}}\ f_m(\mathbf{p})=&\rho||\mathbf{f}_{BB}\mathbf{p}-\mathbf{f}_{opt}||_F^2\\&+(1-\rho)||\mathbf{f}_{BB}\mathbf{p}-\mathbf{f}_{rad}||_F^2,\end{aligned}\tag{45}$$

其中，$\mathbf{f}_{BB}=\mathbf{F}_{BB}^*\otimes\mathbf{I}_{N_t}$，$\mathbf{f}^{opt}=\text{vec}(\mathbf{F}^{opt})$，且$\mathbf{f}_{rad}=\text{vec}(\mathbf{F}_{rad})$。根据 [34], [37], ，式（45）可通过Manopt工具箱很好地求解。

C. 采用混合架构的*VBA-ISAC*算法及计算复杂度分析

根据上述描述，采用混合架构的VBA-ISAC波束成形设计求解方案总结如算法3所示。

在算法3中，最关键的步骤是通过流形优化方法求解（42），以优化$\mathbf{F}_{RF}$。在流形优化中，计算复杂度主要由共轭梯度下降法 [38]决定。与欧氏无约束优化类似，梯度下降法收敛至满足控制阈值 ε的流形梯度范数所需的迭代次数，在最坏情况下 [39]可由 $\mathcal{O}\left(1/\varepsilon^2\right)$ 量化。对于复圆流形上的共轭梯度下降法，每次迭代的计算复杂度可表示为 $\mathcal{O}\left(N_t^2N_{RF}^tN_s\right)$ [37]。

D. 能效分析

在本小节中，我们分析采用HAD架构和全数字架构时的能量效率。根据 [34], [40], 中的描述，发射端的能量效率定义为频谱效率与功耗之比，具体表示为

$$R_p=\frac{R}{P_{sum}},\tag{46}$$

其中，R 表示频谱效率，P_{sum} 表示发射机的总功耗。对于采用HAD架构的VBA-ISAC系统，P_{sum} 是对各项求和得到的

$$P_{sum}=P_{BB}+N_{RF}^tP_{RF}+N_tP_{PA}+N_{RF}^tN_tP_{PS},\tag{47}$$

其中，P_{BB} 表示发射机中数字基带的功耗；P_{RF} 表示每条射频链的功耗；P_{PA} 表示每个线性放大器的功耗；P_{PS} 表示每个移相器的功耗。类似地，对于采用全数字架构的VBA-ISAC系统，P_{sum} 在

$$P_{sum}=P_{BB}+N_tP_{RF}+N_tP_{PA}+N_tP_{PS}.\tag{48}$$

在全数字结构中，射频链的数量等于天线数量 N_t。然而，混合结构中的射频链数量仅为 N_{RF}^t。由于混合结构中的每条射频链都连接到所有天线，因此移相器的数量为 $N_{RF}^tN_t$。

V. 仿真结果

本节通过数值结果展示并讨论所提出的 VBA-ISAC 波束成形设计的优越性。具体而言，我们首先展示通过计算车辆行驶路径得到的感兴趣区域预测仿真结果。然后，分别展示波束图和通信性能的仿真结果。在仿真中，ISAC 系统的发射天线数量为 81，并采用均匀线性阵列。

A. 感知性能

为进行数值仿真，我们首先需要设置车辆运动学模型的参数。具体而言，车辆的加速度设为 $a=1$ m/s^2；车辆的转向角和初始行驶方向分别设为 $\phi=30^\circ$ 和 $\vartheta=0^\circ$；二维平面上的初始位置设为 (1，1)；时间间隔设为 Δt =0.2 s；初始速度设为 $v=20$ m/s；前后轮间距设为 $l=2$ m；车辆安全区的半径设为 $r_s=$ 1m。车辆运动学模型的仿真参数汇总于表 I。基于上述仿真设置，图 6 展示了车辆在二维平面上的行驶路径及预测的感兴趣区域。在图 6 中，红线表示车辆的行驶路径，圆圈表示安全区。为便于分析，将车辆在 Δt 内的行驶路径均匀划分为三个阶段。因此，对应的三个车辆位置为 (1.387，2.581)、(2.526，3.861) 和 (4.085，4.433)，并分别对应相应的感兴趣区域。

感知模型的参数由感兴趣区域决定。根据车辆感兴趣区域的仿真结果，雷达指向角的数量设为 $K=3$。根据式（20），指向角 θ_k 可分别计算为$\theta_1=14.1^\circ$、$\theta_2=28.1^\circ$和 $\theta_3=41.9^\circ$。根据式（23），指向角 θ_k处的感知距离可计算为 d_1^s =2.7 米、d_2^s =4.2 米和 d_3^s =5.6 米。

表 I 车辆运动学模型的仿真参数

仿真参数	数值
加速度 a	1 m/s^2
转向角 ϕ	30°
初始行驶方向 ϑ	0°
初始位置	(1, 1)
时间间隔 Δt	0.2 秒
初始速度 v	20 米/秒
前后轮间距 l	2 m
安全区半径 r_s	1 m

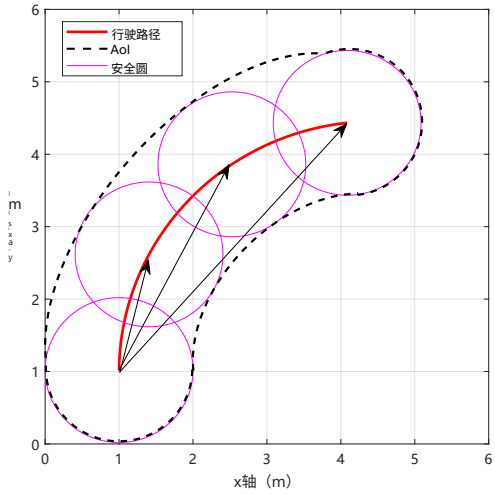

图 6. 行驶路径与预测感兴趣区域的仿真结果。

用于形成窄波束的天线数量 N_k 分配为 N_1 : N_2 : $N_3 = 2.7^4$: 4.2^4 : $5.6^4 \approx 4$: 18: 59。根据上述仿真设置，波束图的仿真结果如图 7 所示。在 [23]–[25]，中，雷达指向角取决于需要扫描的整个区域，并且用于在每个指向角形成目标波束的天线数量均匀分配。从图 7 可以看出，这种方法难以准确覆盖感兴趣区域。与这些直观的基准方案相比，根据车辆的感兴趣区域设置雷达指向角 θ_k 和天线数量 N_k ，能够更具方向性且更准确地覆盖感兴趣区域，因为雷达功率可以更集中地照射目标区域。

此外，我们还研究了权衡参数ρ 对感知性能的影响。图8展示了 $\rho = 0$、0.5和1时的波束图仿真结果。在极端情况下，当 $\rho = 0$时，VBA-ISAC系统会变为纯雷达系统，此时不考虑通信性能。在这种情况下，我们得到一个最优波束方向图。还可以看出，权衡参数 ρ 越小，波束图就越接近最优波束方向图。这是因为权衡参数越小，式（29）的目标函数中感知所占的权重就越大。因此，波束主瓣会更多地用于感知雷达指向角。另一方面，当 ρ 接近1时，波束图会变得相当差，几乎无法满足感知需求，因为用于感知的功率很少集中在感兴趣区域上。在这种情况下，VBA-ISAC

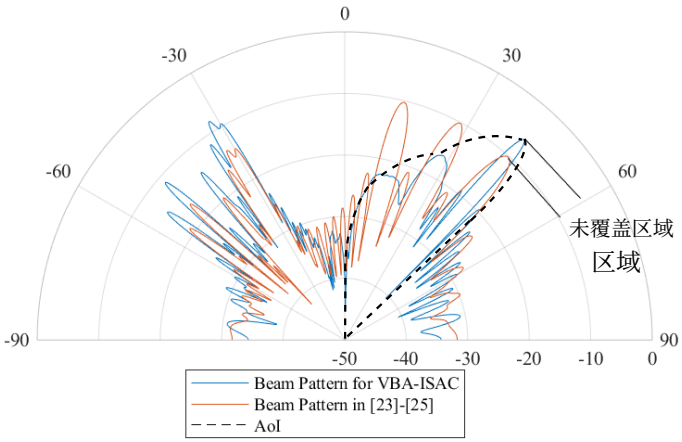

图 7. 我们提出的方法与基准方案的波束图仿真结果。

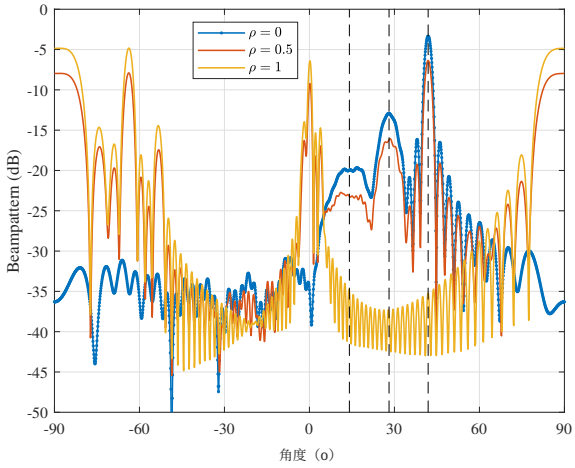

图 8. 不同权衡参数 ρ = 0、0.5 或 1 对感知性能的影响。

系统会变为纯通信系统。

B. 通信性能

仿真中的参数设置如下。通信接收机的接收天线数为 $N_r = 16$，采用均匀线性阵列。信道中的传输路径数为 $L = 10$，每条路径的信道功率增益α_l 的偏差为 $\sigma_\alpha^2 = 1$。出发角$\theta_{t,\ l}$ 和到达角$\theta_{r,\ l}$ 均在$[-90°, 90°]$范围内均匀分布。数据流数设为 $N_s = 3$。图9展示了VBA-ISAC在频谱效率方面的通信性能，其中权衡因子为$\rho = 0.5$。从图9可以看出，VBA-ISAC的频谱效率低于纯通信系统。这是因为VBA-ISAC系统的部分主波束用于感知感兴趣区域。因此，用于通信的波束聚焦主瓣有所减小，导致不可避免的性能损失。值得庆幸的是，VBA-ISAC的频谱效率与最优频谱效率十分接近。此外，VBA-ISAC的频谱效率显著高于

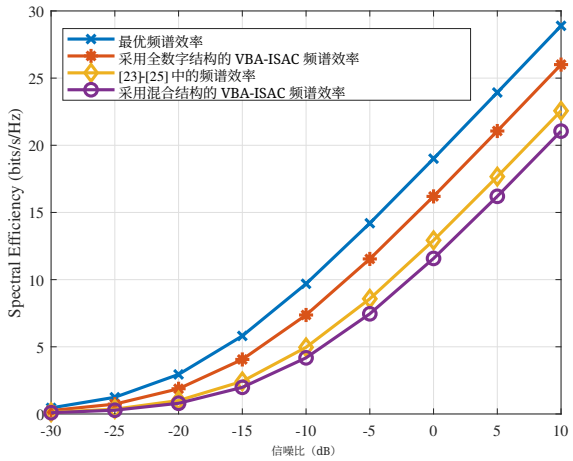

图9. VBA-ISAC 与基准方案的频谱效率仿真结果。

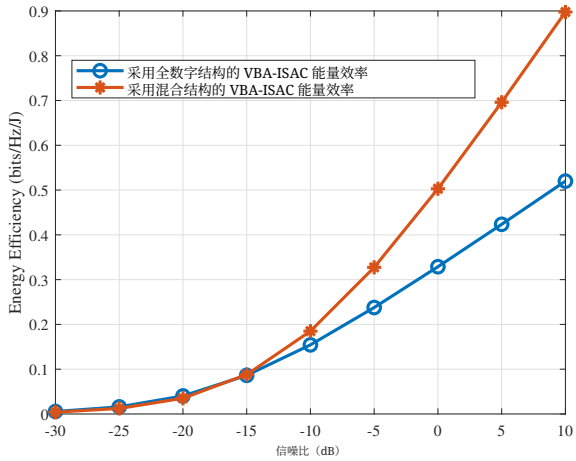

图11. 给定 ρ = 0.5 时，采用全数字结构和混合结构的 VBA-ISAC 能量效率。

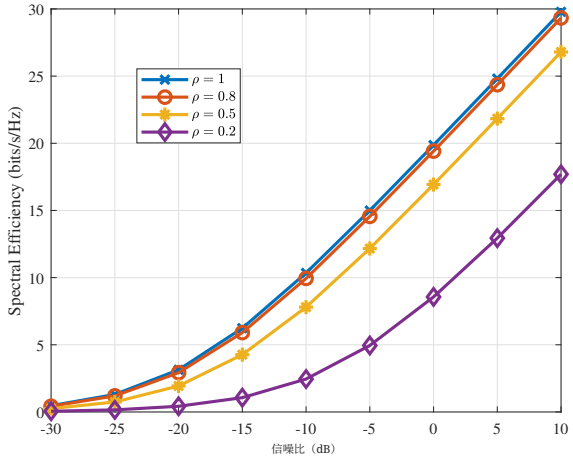

图10. 频谱效率与权衡参数 ρ的关系。

在 [23]–[25]中的频谱效率。这是因为，在 [23]–[25]中需要更多波束功率来覆盖感兴趣区域。因此，在 [23]–[25]中用于通信的波束功率减少，导致频谱效率下降。这一现象也验证了所提出的VBA-ISAC波束成形设计方案的优越性。

图10展示了 $\rho = 0.2$ 为 0.5、0.8 和 1 时的频谱效率仿真结果。可以观察到，随着 ρ 逐渐增大，频谱效率也随之提高。这一趋势符合预期，因为用于通信的波束主瓣会随着 ρ 的增大而变宽。结合图8和图10中的仿真结果，可以得出结论：通过调整权衡因子 ρ，可以改变通感一体化系统的通信和感知性能。在实际应用中，ρ 由用户的功能需求决定。如果用户希望获得更好的通信性能，可以设置较大的 ρ。反之，如果用户希望获得更好的感知性能，则可以设置较小的 ρ。因此，最佳设置取决于 ρ 用户的服务质量要求。

为全面评估，我们还从能量效率的角度比较了 VBA-ISAC 与全数字结构和混合模数结构的性能。在仿真中，功耗参数设置如下：$P_{BB} = 10$ W、$P_{RF} = 300$ mW、$P_{PA} = 100$ mW 和 $P_{PS} = 10$ mW。发射机的射频链数量设为 $N_{RF}^{t} = 3$。采用全数字和混合射频结构的通感一体化系统的频谱效率仿真结果如图9所示。可以观察到，混合结构的频谱效率低于全数字结构。能量效率的仿真结果如图11所示，其中 $\rho = 0.5$。从图11可以清楚地看出，采用混合结构的 VBA-ISAC 能量效率高于全数字结构。

C. 时变信道下的性能

在（15）中，我们主要考虑相干时间内的准静态毫米波信道模型。为评估时变信道对所提方案的影响，我们进一步进行了更多仿真。具体而言，我们将时变信道分为静态部分和时变部分，并将时变场景下的毫米波信道模型写为

$$\mathbf{H}_d = \mathbf{H} + \mathbf{H}_e,$$

其中，$\mathbf{H}$ 表示式（15）所示的静态信道；$\mathbf{H}_e$ 表示时变部分。对于ISAC波束成形设计，$\mathbf{H}_e$也可视为实际时变场景中由多普勒频移造成的信道估计误差。不失一般性，我们假设$\mathbf{H}_e$ 的每个元素均服从零均值、方差为 σ_e 的复高斯分布 [41]。仿真结果如图12所示。结果表明，当时变部分未知时，所有方案的频谱效率都会下降。在时变部分未知程度相同的情况下，所提出的VBA-ISAC方案的频谱效率仍高于 [23]–[25]中的基准方案。

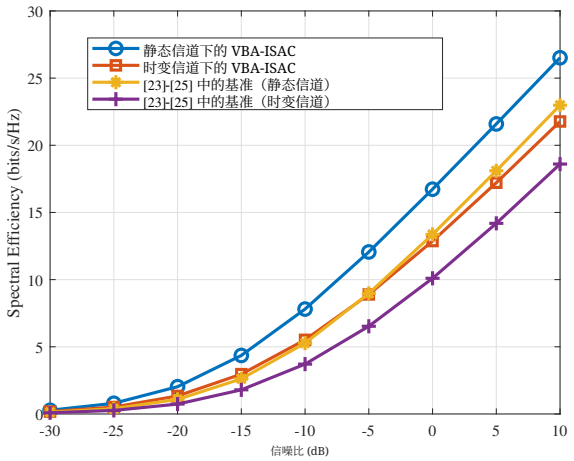

图12. 时变信道和静态信道下频谱效率的仿真结果。

VI. 结论

传统车载设备的通信与感知模块彼此分离，导致无线频谱和硬件资源的利用率较低。为解决这一问题，我们针对车载发射机提出了一种VBA-ISAC波束成形设计。通过该设计，我们根据车辆行为预测其轨迹。引入安全区域后，根据预测的行驶路径确定感兴趣区域（AoI）。在感兴趣区域内选取合适的指向角后，设计了所需的雷达波束形成器。同时，车载发射机还能够与路侧单元通信。随后，我们将VBA-ISAC波束成形设计构建为一个优化问题，并引入权衡因子，以平衡通信与感知性能。我们提出了一种定制的半定松弛算法，用于求解所构建的优化问题。为应对全数字架构VBA-ISAC系统功耗大、成本高的问题，我们提出并分析了采用混合架构的VBA-ISAC波束成形设计。数值结果表明，所提出的波束成形设计在频谱效率和雷达波束图方面均优于基准方案。

参考文献

[1] J. E. Siegel、D. C. Erb 和 S. E. Sarma，“网联汽车领域综述——架构、赋能技术、应用和发展方向”，*IEEE* 智能交通系统汇刊，第 19 卷，第 8 期，第 2391–2406 页，2018 年 8 月。[2] B. Liu、J. Liu 和 N. Kato，“面向车联网系统的毫米波双功能雷达通信波束形成器设计”，*IEEE* 选定通信领域期刊，第 40 卷，第 10 期，第 2980–2993 页，2022 年 8 月。[3] F. Liu、C. Masouros、A. P. Petropulu、H. Griffiths 和 L. Hanzo，“雷达与通信联合设计：应用、最新进展及未来方向”，*IEEE* 通信汇刊，第 68 卷，第 6 期，第 3834–3862 页，2020 年 6 月。[4] F. Liu、Y. Cui、C. Masouros、J. Xu、T. X. Han、Y. C. Eldar 和 S. Buzzi，“感知与通信一体化：迈向面向 6G 及未来的双功能无线网络”，*IEEE* 选定通信领域期刊，第 40 卷，第 6 期，第 1728–1767 页，2022 年 3 月。

[5] S. Biswas、K. Singh、O. Taghizadeh 和 T. Ratnarajah，“与MIMO雷达共存的全双工MIMO蜂窝系统设计与分析”，IEEE Trans. Wirel. Commun.，第19卷，第7期，第4727–4743页，2020年4月。[6] F. Y. Feng 和 L. Huang，“基于混合天线阵列的雷达通信系统预编码”，载于《IEEE第11届传感器阵列与多通道信号处理研讨会论文集》，中国杭州，第1–4页，2020年6月。[7] X. Liu、T. Huang、N. Shlezinger、Y. Liu、J. Zhou 和 Y. C. Eldar，“面向多用户MIMO通信与MIMO雷达的联合发射波束成形”，IEEE Trans. Signal Process.，第68卷，第3929–3944页，2020年6月。[8] F. Maschietti、D. Gesbert、P. de Kerret 和 H. Wymeersch，“毫米波大规模MIMO中的鲁棒位置辅助波束对准”，载于《IEEE全球通信会议论文集》，新加坡，D，第1–6页，2017年1月。[9] N. Gonz´alez-Prelcic、R. M´endez-Rial 和 R. W. Heath，“支持天线分集的毫米波车联网通信中的雷达辅助波束对准”，载于《信息论与应用研讨会论文集》，美国加利福尼亚州拉霍亚，第1–7页，2016年2月。[10] S. Huang、M. Zhang、Y. Gao 和 Z. Feng，“多用户MIMO车联网通信中的MIMO雷达辅助毫米波时变信道估计”，IEEE Trans. Wirel. Commun.，第20卷，第11期，第7581–7594页，2021年11月。[11] W. Shen、L. Dai、J. An、P. Fan 和 R. W. Heath，“正交时频空（OTFS）大规模MIMO的信道估计”，IEEE Trans. Signal Process.，第67卷，第16期，第4204–4217页，2019年5月。[12] S. Shaham、M. Ding、M. Kokshoorn、Z. Lin、S. Dang 和 R. Abbas，“毫米波车载通信的快速信道估计与波束跟踪”，IEEE Access，第7卷，第141 104–141 118页，2019年9月。[13] C. B. Barneto、S. D. Liyanaarachchi、T. Riihonen、M. Heino、L. Anttila 和 M. Valkama，“毫米波频段正交频分复用通信感知一体化的波束成形与波形优化”，载于《Asilomar信号、系统与计算会议论文集》，美国加利福尼亚州太平洋丛林市，第895–899页，2020年11月。[14] S. Damith Liyanaarachchi、C. Baquero Barneto、T. Riihonen、M. Heino 和 M. Valkama，“通过全双工混合波束成形实现联合多用户通信与MIMO雷达”，载于《IEEE通信感知一体化国际在线研讨会论文集》，德国德累斯顿，第1–5页，2021年2月。[15] M. F. Keskin、V. Koivunen 和 H. Wymeersch，“面向正交频分复用雷达通信双功能系统的有限前馈波形设计”，IEEE Trans. Signal Process.，第69卷，第2955–2970页，2021年4月。[16] H. Takahara、K. Ohno 和 M. Itami，“通信感知一体化辅助安全应用超宽带雷达的车间通信研究”，载于《IEEE车辆电子与安全国际会议论文集》，土耳其伊斯坦布尔，第99–104页，2012年9月。[17] H. Wymeersch、G. Seco-Granados、G. Destino、D. Dardari 和 F. Tufvesson，“面向车联网的5G毫米波定位”，IEEE Wireless Commun.，第24卷，第6期，第80–86页，2017年12月。[18] R. C. Daniels、E. R. Yeh 和 R. W. Heath，“采用IEEE 802.11的前向碰撞车载雷达：通过测量进行可行性验证”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第67卷，第2期，第1404–1416页，2018年2月。[19] P. Kumari、J. Choi、N. Gonz´alez-Prelcic 和 R. W. Heath，“基于IEEE 802.11ad的雷达：一种联合车载通信雷达系统方法”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第67卷，第4期，第3012–3027页，2018年4月。[20] Z. Cheng、J. He、S. Shi、Z. He 和 B. Liao，“宽带正交频分复用双功能雷达通信的混合波束成形”，载于《IEEE声学、语音与信号处理国际会议论文集》，加拿大安大略省多伦多，第8238–8242页，2021年6月。[21] B. Tang、H. Wang、L. Qin 和 L. Li，“双功能MIMO雷达通信系统的波形设计”，载于《IEEE第11届传感器阵列与多通道信号处理研讨会论文集》，中国杭州，第1–5页，2020年6月。[22] S. H. Dokhanchi、B. S. Mysore R、M. Kobayashi 和 B. Ottersten，“车载联合雷达通信系统的多播预编码器设计”，载于《IEEE通信感知一体化国际在线研讨会论文集》，德国德累斯顿，第1–6页，2021年2月。[23] F. Liu、L. Zhou、C. Masouros、A. Li、W. Luo 和 A. Petropulu，“面向雷达通信双功能系统：最优波形设计”，IEEE Trans. Signal Process.，第66卷，第16期，第4264–4279页，2018年8月。[24] F. Liu 和 C. Masouros，“采用子阵列MIMO雷达的混合波束成形：实现毫米波频段的感知与通信一体化”，载于《IEEE声学、语音与信号处理国际会议论文集》，加拿大安大略省多伦多，第7770–7774页，2019年6月。[25] S. Dong、Y. Su、J. Huang、X. Luo、J. Fan 和 H. Zuo，“基于VP-Altmin的车联网感知与通信一体化系统混合波束成形

系统”，载于《*IEEE*第*95*届车辆技术会议（*VTC-Spring*）论文集》，芬兰赫尔辛基，第1–7页，2022年8月。[26] J. Kong、M. Pfeiffer、G. Schildbach 和 F. Borrelli，“用于自动驾驶控制设计的车辆运动学与动力学模型”，载于《*IEEE*智能车辆研讨会论文集》，韩国首尔，第1094–1099页，2015年7月。[27] H. Sun、C. Zhang、G. An、Q. Chen 和 C. Liu，“采用前馈的基于模糊模型的H∞ 动态输出反馈控制用于自动驾驶车辆路径跟踪”，载于《*2017*年模糊理论及其应用国际会议论文集》，中国台湾屏东，第1–6页，2017年11月。[28] P. Polack、F. Altch´e、B. d’Andr´ea Novel 和 A. de La Fortelle，“运动学自行车模型：一种用于自动驾驶车辆规划可行轨迹的一致模型？”，载于《*IEEE*智能车辆研讨会论文集》，美国加利福尼亚州洛杉矶，第812–818页，2017年6月。[29] Z. Cheng、Z. He 和 B. Liao，“多载波双功能雷达通信系统的混合波束成形”，*IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.*，第7卷，第3期，第1002–1015页，2021年9月。[30] D. Wilcox 和 M. Sellathurai，“关于MIMO雷达子阵列发射波束成形”，*IEEE Trans. Signal Process.*，第60卷，第4期，第2076–2081页，2012年4月。[31] A. Saleh 和 R. Valenzuela，“室内多径传播的统计模型”，*IEEE J. Sel. AreasCommun.*，第5卷，第2期，第128–137页，1987年2月。[32] X.-R. Li、Z. Zhang、W.-X. Mao、X.-M. Wang 和 J. Lu，“共址MIMO雷达方程的推导”，载于《计算问题求解国际会议论文集》，中国成都，第674–677页，2011年10月。[33] A. Rohatgi 和 M. Rawat，“面向毫米波MIMO系统的改进型低复杂度预编码算法”，载于《*IEEE*第二届国际会议》*Intell. Comput.Control Syst., Madurai,India,*，第 1066–1069 页，2018 年 3 月。[34] X. Yu 、 J.-C. Shen 、 J. Zhang 和 K. B. Letaief，《毫米波 MIMO 系统混合预编码的交替最小化算法》，*IEEE J. Sel.Topics Signal Process.*，第 10 卷，第 3 期，第 485–500 页，2016 年 4 月。[35] Z.-Q. Luo、W.-k. Ma、A. M.-c. So、Y. Ye 和 S. Zhang，《二次优化问题的半定松弛》，*IEEE Signal Process. Mag.*，第 27 卷，第 3 期，第 20–34 页，2010 年 5 月。[36] X. Zhao、T. Lin、Y. Zhu 和 J. Zhang，《通过加权 MMSE 等价实现频谱效率最大化的部分连接混合波束成形》，*IEEE Trans. Wirel. Commun.*，第 1–1 页，2021 年 6 月。[37] J.-C. Chen，《基于黎曼流形优化的大规模多用户 MIMO 系统低峰均功率比预编码设计》，*IEEE Commun. Lett.*，第 21 卷，第 4 期，第 945–948 页，2017 年 4 月。[38] L. Zhou、L. Zheng、X. Wang、W. Jiang 和 W. Luo，《基于流形优化的协调多小区多播波束成形》，*IEEE Commun. Lett.*，第 21 卷，第 7 期，第 1673–1676 页，2017 年 7 月。[39] P.-A. Absil、R. Mahony 和 R. Sepulchre，矩阵流形上的优化算法。普林斯顿大学出版社，2008 年。[40] A. Kaushik、E. Vlachos、C. Tsinos、J. Thompson 和 S. Chatzinotas，《节能毫米波 MIMO 系统的比特分配与混合波束成形联合优化》，*IEEE Trans. GreenCommun. Netw.*，第 5 卷，第 1 期，第 119–132 页，2021 年 3 月。[41] P. Cheng、Z. Chen、J. A. Zhang、Y. Li 和 B. Vucetic，《广义空间调制的统一预编码方案》，*IEEE Trans. Commun.*，第 66 卷，第 6 期，第 2502–2514 页，2018 年 1 月。