

空中可重构智能面辅助车辆通信信道建模研究

潘旭婷^① 石旺旗^① 熊柏莘^② 郭道省^③ 江浩^{*①②}

^①(南京信息工程大学人工智能学院 南京 210044)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

^③(陆军工程大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 可重构智能表面(RIS)能够调控入射电磁波以优化通信系统性能,是第6代(6G)无线通信技术的关键创新。将可重构智能表面部署于无人机(UAV)上,借助无人机的灵活运动轨迹和按需部署特性,可以有效解决因树木和建筑等障碍物遮挡所引起的信息传输效率下降的问题。针对空中可重构智能表面辅助的车对车(V2V)通信场景,该文提出了一种基于几何的3维信道模型,该模型综合考虑了无人机在3个自由度下的旋转和任意轨迹移动,以及无人姿态变化对于信道模型的影响,引入了时变空间相位。此外,还考虑了发射端、接收端和无人机的实时运动速度和方向,给出了复信道脉冲响应(CIRs)的表达式,并对空域互相关函数(CCFs)、时域自相关函数(ACFs)和信道容量等关键信道统计特性进行了详细分析。仿真结果表明,所提信道模型能够准确捕获信道特性,为未来可重构智能面辅助无线通信的系统设计和优化提供了有价值的理论参考。

关键词: 车对车通信; 可重构智能表面; 无人机; 信道模型

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2025)03-0600-12

DOI: 10.11999/JEIT240874

1 引言

近年来,随着无线通信需求日益增长,现有5G网络面临空前的压力。鉴于此,对第6代(Sixth Generation, 6G)无线网络的研究正在如火如荼地进行^[1]。目前,对于6G研究课题中的一个热点是构建一个海、陆、空3个维度一体化的网络^[2,3],而无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)被认为是建立空地通信网络的一个有前景的范例^[4]。同时,利用可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)辅助无线传输性能提升得到了学术界和工业界的广泛关注。RIS具有低成本、低功耗、易于部署的优点,能够通过编程调控电磁波的相位,显著提升通信性能。

车联网是目前全球创新的热点,可实现车、路、人的泛在互联,从而缓解交通压力,保障交通安全。车对车(Vehicle-to-Vehicle, V2V)通信是车联网中最典型的应用场景^[5],它要求信息传输的可靠性和高速,而6G网络具有提高通信可靠性和数据速率的能力,因此也将成为V2V通信中一个不可或缺的部分。

无人机作为小型飞行器,在6G网络的空域覆盖方面起到了关键作用。在高空平台(High Altitude Platforms, HAPs)或无人机本身上部署RIS,形成了空中可重构智能表面,也叫做空中智能反射面,这一概念为陆地和空地通信提供了新的范式。利用无人机的高机动性,可以灵活地调整或扩大RIS的覆盖区域。然而,当前关于空中智能反射面的研究仍处于初级阶段,因此需要深入理解相应的信道模型和传播特性,这对于分析和设计空中智能反射面辅助的通信系统极为关键。目前,许多研究探索了RIS辅助的通信系统,所提出的信道模型可以分为确定性和统计性这两种,确定性信道模型的建模通常使用光线追踪来获得相应的信道参数,这可以有效地分析窄带和宽带信道。与确定性模型相比,基于几何的随机模型(Geometry-Based Stochastic Model, GB SM)由于具有更高的准确性和通用性而被广泛用于描述红外卫星辅助通信场景^[6-8]。文献^[9]提出了一种空中可重构反射面辅助的窄带信道模型,讨论了多普勒频移,侧重于考虑RIS的相移设计和信道的统计特性^[9,10]。然而,这些研究忽略了天线阵列、旋转、3维运动状态和散射空间等额外因素。为了构建更实用的信道模型,建模过程中应考虑无人机多样的运动轨迹和机身散射效应。由于空中智能反射面具有高移动性、3维轨迹运动和3维旋转姿态,建模中接收信号功率、时间延迟和角度等关键参数会表现出明显的时变特性^[11]。这些参数的快速时变特性进一步导致了信道在时域和频域的

收稿日期: 2024-10-16; 改回日期: 2025-01-04; 网络出版: 2025-01-17

*通信作者: 江浩 jianghao@nuist.edu.com

基金项目: 国家自然科学基金(62471238, U22A2002), 江西省科技创新基地资助计划(20242BCC32016)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62471238, U22A2002), Jiangxi Province Science and Technology Development Programme (20242BCC32016)

非平稳性, 这种非平稳性表现为信道统计特性的快速变化^[12]。当前研究主要聚焦于单无人机搭载RIS辅助通信, 但在实际应用场景中可能存在多个无人机和多RIS协同工作的情况。当多个无人机处于不同的空间位置时, 可以利用其空间自由度同时为不同的车辆进行信号传输。然而, 还需要考虑无人机之间的相互干扰, 当无人机之间距离过近时可能会出现严重的干扰, 导致信道容量下降, 在密集部署无人机的情况下, 更应该合理规划无人机的位置, 这也将是本文后续部分重点关注和分析的内容之一。

因此, 空中智能反射面辅助的信道模型应在设计时同时综合考虑无人机运动与V2V信道的特性, 以实现更精确的信道建模。为解决上述难题, 本文提出一种适用于空中智能反射面辅助通信的3维动态信道模型, 综合考虑了空中RIS阵列的载体在现实场景中的运动轨迹特性。同时, 为了增强模型的通用性, 还进一步考虑了无人机的旋转姿态角对于信道模型的影响, 在相位中引入了多普勒相位和时变空间相位, 使得该模型能够通过调整参数灵活适用于不同的应用场景。其次, 考虑了通信场景中的速度变化, 引入了加速度的定义。通过适当调节模型参数, 该模型能够准确捕捉到不同运动场景下V2V通信信道的基本传播特性, 展现了其在动态通信环境中的适用性。最后, 推导了所提信道模型中空中RIS阵列分量和非视距(Non-Line-of-Sight, NLoS)分量的复信道冲激响应(Complex Impulse Responses, CIRs)以及整体信道矩阵。此外, 还推导了空中智能发射面辅助V2V信道模型的空域互相关函数(Cross-Correlation Functions, CCFs)、时域自相关函数(Auto-Correlation Functions, ACFs)、频域相关函数和信道容量等统计特性的表达式, 构建了传播特性与实际通信场景物理参数之间的映射关系, 为模型的实际应用提供了理论支持。

2 系统模型

如图1所示, 考虑一个多输入多输出(Multi-

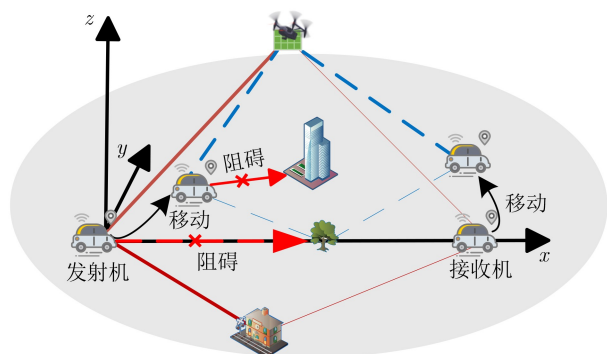


图1 空中智能超表面辅助V2V无线传输示意

Input Multi-Output, MIMO)V2V通信场景。在此场景中, 发射车辆配备了 P 个全向均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA), 接收车辆配备了 Q 个全向均匀线性阵列^[13]。本文引入ULA来替换均匀面阵列(Uniform Planar Array, UPA), 因为UPA比起ULA需要更多的天线单元和物理面积来部署天线阵列, 天线单元的间距减小导致设计难度更高, 这对于空间有限的场景(如车辆表面)中并不适用。由于复杂的传播环境(如高层建筑、树木等)阻碍了直接视距路径, 因此引入了空中RIS作为优化方案。RIS由若干个周期性分布的电磁辐射单元构成, 形成规则的矩形平面, 并被部署在无人机上。与以往研究不同的是, 本文所提模型在考虑无人机运动时, 又引入了3维空间中的各类摆动。这种更为动态的建模方法使得所提出的模型在V2V通信中具有更高的适用性和准确性, 能够捕捉无人机在实际飞行中的动态特性, 从而更精确地评估空中智能反射面对V2V通信性能的影响, 提升了模型对于复杂场景的解析能力。

在全局坐标系中, 发射机的ULAs中点被明确设定为坐标系的原点, x 轴的正方向定义为从原点指向接收机的ULAs中点的连线方向, y 轴定义为经过发射机的ULAs中点且垂直于 x 轴的线, 而 z 轴则垂直于 x 轴和 y 轴所构成的平面, 其方向由右手定则确定, 以确保坐标系的正确性。该坐标系是固定不变的, 不会随着发射机和接收机位置的变化而发生改变。此外, 无人机的飞行高度用 H_0 表示, 发射机与接收机之间的直线距离用 D_0 表示, 以便在后续的计算和讨论中对两者进行清晰区分。

对于发射机的ULAs中点到第 p 根($p = 1, 2, \dots, P$)发射天线的距离向量, 可表示为

$$\mathbf{d}_{T,p} = 0.5(P - 2p + 1)\delta_T \begin{bmatrix} \cos \phi_T^{azi} \\ \sin \phi_T^{azi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

同样地, 接收机的ULAs中点到第 q 根($q = 1, 2, \dots, Q$)接收天线的距离向量可以记作

$$\mathbf{d}_{R,q} = 0.5(Q - 2q + 1)\delta_R \begin{bmatrix} \cos \phi_R^{azi} \\ \sin \phi_R^{azi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, ϕ_T^{azi} 和 ϕ_R^{azi} 为发射机与接收机在水平方位上的偏转角, 而 δ_T 和 δ_R 则表示发射机和接收机天线间距。

为了确保所提出的信道模型符合实际应用情况, 考虑了空中智能反射面安装在飞行器上时具有的3个自由度, 如图2(a)–图2(c)所示。使用 ψ_A^{pitch} , ψ_A^{yaw} 和 ψ_A^{roll} 来分别描述空中智能反射面的俯仰角、偏航角和横滚角。俯仰角表示无人机全局坐标系中

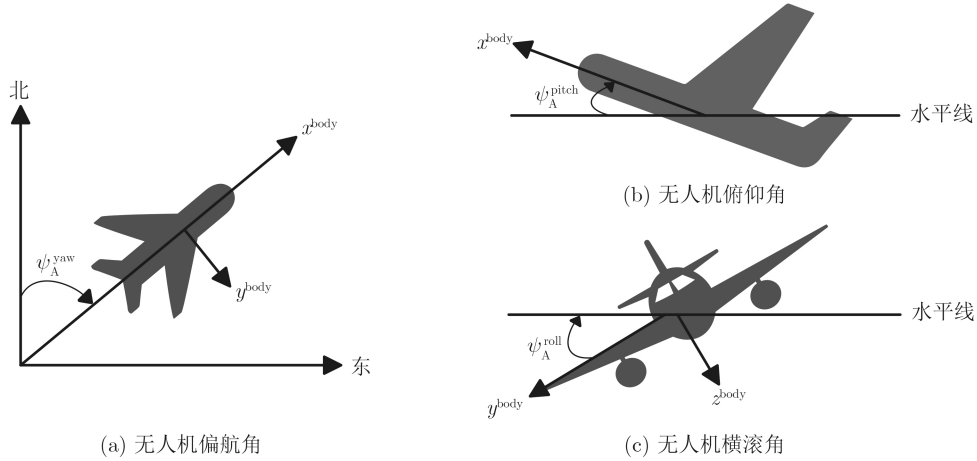


图2 无人机3维旋转角度的解释

y 轴与水平面之间的夹角；偏航角描述无人机全局坐标系中 y 轴在水平面上的投影与 y 轴之间的夹角；横滚角则为全局坐标系中 z 轴所在的垂直平面与 y 轴垂直平面之间的夹角^[14]。当无人机的实时速度为0 m/s，它仍有飞行姿态变化，这也会导致坐标系的旋转。3个旋转矩阵各自表示的姿态角为无人机绕 x 轴逆时针旋转一个横滚角 ψ_A^{pitch} 、绕 y 轴逆时针旋转角度一个偏航角 ψ_A^{yaw} 以及绕 z 轴逆时针旋转角度俯仰角 ψ_A^{roll} 。通过将这3个旋转矩阵相乘，无人机的方向余弦矩阵被描述为 $\mathbf{Q}_{zyx} = \mathbf{R}_z(\psi_A^{roll}) \mathbf{R}_y(\psi_A^{yaw}) \mathbf{R}_x(\psi_A^{pitch})$ ，姿态角具体展开为

$$\mathbf{Q}_{zyx} = \begin{bmatrix} \cos \psi_A^{roll} & -\sin \psi_A^{roll} & 0 \\ \sin \psi_A^{roll} & \cos \psi_A^{roll} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \psi_A^{yaw} & 0 & \sin \psi_A^{yaw} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \psi_A^{yaw} & 0 & \cos \psi_A^{yaw} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \psi_A^{pitch} & -\sin \psi_A^{pitch} \\ 0 & \sin \psi_A^{pitch} & \cos \psi_A^{pitch} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中， d_{m_x} 和 d_{m_z} 分别表示空中智能反射面在水平和垂直方向上反射单元的单位尺寸， M_x 和 M_z 是沿上述两个方向上的反射单元数量。因此，从空中RIS阵列中心到第 m_x 行第 m_z 列反射单元的距离向量表示为

$$\mathbf{d}_{m_x, m_z} = \mathbf{Q}_{zyx} \cdot \begin{bmatrix} 0.5(2m_x - M_x - 1)d_{m_x} \\ 0 \\ 0.5(2m_z - M_z - 1)d_{m_z} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式(4)可以使得空中智能反射面满足大部分条件下的通信场景。时刻 t 时无人机的速度定义为 $\mathbf{v}_A(t) = \|\mathbf{Q}_{zyx} \mathbf{v}_A(t)\|$ ， $\mathbf{v}_A(t) = [v_{A,x}(t), v_{A,y}(t), v_{A,z}(t)]^T$ ， $\mathbf{v}_{A,x/y/z}(t) = \mathbf{v}_{A,x/y/z}(0) + \int_0^t \mathbf{a}_{A,x/y/z}(t') dt'$ 表示无人机在3维空间中的实时运动速度， $v_{A,x}(0)$ ，

$v_{A,y}(0)$ 和 $v_{A,z}(0)$ 分别表示无人机在初始运动阶段沿着 x 轴、 y 轴、 z 轴3个坐标轴的速度分量。 $\mathbf{a}_{A,x/y/z}(t) = \mathbf{a}_{A,x/y/z}(0) + \nabla \mathbf{a}_{A,x/y/z}(t)$ ， $a_{A,x}(0)$ ， $a_{A,y}(0)$ 和 $a_{A,z}(0)$ 分别表示无人机在初始运动阶段沿着3个坐标轴的加速度分量， ∇ 是梯度符号。由于无人机具有垂直速度和加速度， $v_{A,z}(t)$ 和 $a_{A,z}(t)$ 恒不为0。空中智能反射面的中点相对于原点的距离向量可以表示为

$$\mathbf{d}_{ARIS}(t) = \begin{bmatrix} d_{A,x}(t) \\ d_{A,y}(t) \\ d_{A,z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{A,x}(0) + v_{A,x}(t)t \sin \phi_A^{ele} \cos \phi_A^{azi} \\ d_{A,y}(0) + v_{A,y}(t)t \sin \phi_A^{ele} \sin \phi_A^{azi} \\ H_0 + v_{A,z}(t)t \cos \phi_A^{ele} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中， $d_{A,x}(0)$ 和 $d_{A,y}(0)$ 分别表示空中智能反射面在初始时刻的坐标，而 $d_{A,x}(t)$ ， $d_{A,y}(t)$ 和 $d_{A,z}(t)$ 分别表示时刻 t 时反射面的坐标，空中智能反射面的运动方向可以由方位角 ϕ_A^{azi} 和仰角 ϕ_A^{ele} 来表示，分别可以表示为

$$\phi_A^{azi} = \arccos \left(\frac{\sqrt{(v_{A,x}(t))^2 + (v_{A,y}(t))^2}}{v_A(t)} \right) \quad (6)$$

$$\phi_A^{ele} = \arccos (v_{A,z}(t)/v_A(t)) \quad (7)$$

在本文所述模型中，发射端和接收端均处于运动状态，但现有研究大多采用固定数值来表示其运动的速度和方向，这种方法在描述复杂的V2V通信场景时存在一定的局限性。为了解决这一问题，将发射机和接收机定义为随加速度变化的运动体，通过调整速度和加速度等参数来模拟不同V2V通信场景下的信道模型^[15]。发射机实时运动速度为 $\mathbf{v}_T(t) = \|\mathbf{v}_T(t)\|$ ，其中 $\mathbf{v}_T(t) = [v_{T,x}(t), v_{T,y}(t), 0]^T$ ，发射机沿方位角和仰角方向的实时运动速度为 $v_{T,x}(t) = v_{T,x}(0) + a_{T,x}t$ 和 $v_{T,y}(t) = v_{T,y}(0) + a_{T,y}t$ ，发射机的实时运动方向为

$$\eta_T(t) = \arctan \frac{v_{T,y}(t)}{v_{T,x}(t)} \quad (8)$$

通过将上文中发射机速度公式和式(8)中的下标 $[\cdot]_T$ 替换为 $[\cdot]_R$ ，即可得到接收机的实时运动速度、运动方向和速度向量。 η_T 和 η_R 分别表示发射机和接收机的移动方向。此时，从原点到发射机、接收机的ULA中点的距离向量分别可以描述为

$$\mathbf{d}_{T/R}(t) = \begin{bmatrix} d_{T/R,x}(t) \\ d_{T/R,y}(t) \\ d_{T/R,z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{T/R}(t)t \cos \eta_{T/R}(t) \\ v_{T/R}(t)t \sin \eta_{T/R}(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

3 传播模型的复冲激响应

发射机和接收机之间的传播链路由图3(a)中的空中RIS阵列分量和图3(b)在非视距分量中的散射体共同构成。假设空中RIS阵列分量和非视距分量是相互独立的，信道矩阵由这两条路径的反射和散射叠加而成，因此将两者的信道矩阵相加即可得到完整的信道模型矩阵，该矩阵表示为

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \mathbf{H}^{\text{ARIS}}(t, \tau) + \mathbf{H}^{\text{NLoS}}(t, \tau) \quad (10)$$

其中， τ 表示路径延迟。需要特别指出的是，本文采用了空间散射信道建模方法，且每个RIS阵列单元分别建模为一个独立的反射器，这些单元仅能通过调控信号的相位和幅度反射信号。因此总信道矩阵是所有传输路径的叠加，信道矩阵中的每个元素

$$\begin{aligned} h_{pq}^{\text{ARIS}}(t) = & \sum_{m_x=1}^{M_x} \sum_{m_z=1}^{M_z} P(t) \chi_{m_x, m_z}(t) e^{j(\varphi_{m_x, m_z}(t) - \frac{2\pi}{\lambda}(\xi_{p, (m_x, m_z)}(t) + \xi_{q, (m_x, m_z)}(t)))} \\ & \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v_{T, \text{ARIS}}(t) t (\cos(\alpha_{T, (m_x, m_z)}(t) - \phi_A^{\text{azi}}) \cos \beta_{T, (m_x, m_z)}(t) + \sin \beta_{T, (m_x, m_z)}(t) \sin \phi_A^{\text{ele}})} \\ & \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} v_{R, \text{ARIS}}(t) t (\cos(\alpha_{R, (m_x, m_z)}(t) - \phi_A^{\text{azi}}) \cos \beta_{R, (m_x, m_z)}(t) + \sin \beta_{R, (m_x, m_z)}(t) \sin \phi_A^{\text{ele}})} \\ & \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v_T(t) t (\cos(\alpha_{T, (m_x, m_z)}(t) - \eta_T(t)) \cos \beta_{T, (m_x, m_z)}(t)} \\ & \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v_R(t) t (\cos(\alpha_{R, (m_x, m_z)}(t) - \eta_R(t)) \cos \beta_{R, (m_x, m_z)}(t)} \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $\chi_{m_x, m_z}(t)$ 表示空中RIS阵列的实时调控幅度， $\varphi_{m_x, m_z}(t)$ 表示空中RIS阵列中第 m_x 行第 m_z 列

表示发射机中第 p 根天线到接收机中第 q 根天线的复信道冲激响应，即 $\mathbf{H}(t, \tau) = [h_{pq}(t, \tau)]_{Q \times P}$ ，其中 $h_{pq}(t, \tau)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} h_{pq}(t, \tau) = & \sqrt{\frac{K}{K+1}} h_{pq}^{\text{ARIS}}(t) \delta(\tau - \tau^{\text{ARIS}}(t)) \\ & + \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_{pq}^{\text{NLoS}}(t) \delta(\tau - \tau^{\text{NLoS}}(t)) \end{aligned} \quad (11)$$

其中， K 为莱斯因子， $\tau^{\text{ARIS}}(t) = (\xi_{T, \text{ARIS}}(t) + \xi_{R, \text{ARIS}}(t))/c$ ， $\tau^{\text{NLoS}}(t) = (\xi_{T, \ell}(t) + \xi_{R, \ell}(t))/c$ 分别为两个分量的路径延迟， c 表示光速。空中RIS阵列分量中， $\xi_{T, \text{ARIS}}(t) = \|\mathbf{d}_T(t) - \mathbf{d}_{\text{ARIS}}(t)\|$ ， $\xi_{R, \text{ARIS}}(t) = \|\mathbf{d}_R(t) - \mathbf{d}_{\text{ARIS}}(t)\|$ 分别是发射机和接收机的ULAs中点到反射面中点的实时传播距离， $\|\cdot\|$ 为F范数。在非视距分量中， L 是散射簇的传播射线数， $\xi_{T, \ell}(t) = \|\mathbf{d}_T(t) - \mathbf{d}_\ell\|$ 和 $\xi_{R, \ell}(t) = \|\mathbf{d}_R(t) - \mathbf{d}_\ell\|$ 分别表示发射机和接收机的ULAs中点到簇内第 ℓ 个散射体($\ell = 1, 2, \dots, L$)中心的实时传播距离。因此，发射机中第 p 根天线和接收机中第 q 根天线到反射面第 m_x 行第 m_z 列单元的实时传播距离可以被描述为

$$\xi_{p, (m_x, m_z)}(t) = \|\mathbf{d}_{m_x, m_z} - \mathbf{d}_{T, p} - \mathbf{d}_T(t) + \mathbf{d}_{\text{ARIS}}\| \quad (12)$$

$$\xi_{q, (m_x, m_z)}(t) = \|\mathbf{d}_{m_x, m_z} - \mathbf{d}_{R, q} - \mathbf{d}_R(t) + \mathbf{d}_{\text{ARIS}}\| \quad (13)$$

3.1 空中RIS阵列分量

在空中RIS阵列分量中，从发射机中第 p 根天线到接收机中第 q 根天线传播链路的信道系数表示为

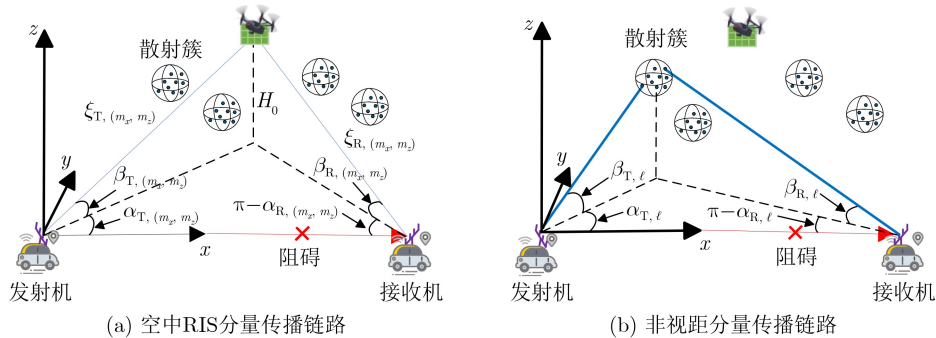


图3 发射端和接收端的传播链路

能反射面均处于动态的移动状态,这可能会引起多普勒频移效应,而接收端处于信号传播的相反方向,因此产生了负多普勒效应。当空中智能反射面相对于发射端和接收端为静止状态,发射机和接收机与反射面的相对实时运动速度定义为 $v_{T\text{-ARIS}}(t)$ 和 $v_{R\text{-ARIS}}(t)$,其具体形式为

$$v_{T\text{-ARIS}}(t) = \frac{\sqrt{(v_{T/R}(t))^2 + (v_A(t))^2 - 2v_{T/R}(t)v_A(t)\cos\eta_{T\text{-ARIS}}(t)}}{(15)}$$

其中,发射机、接收机与空中智能反射面之间实时运动速度向量的夹角定义为 $\eta_{T\text{-ARIS}}(t) = \pi - \eta_{A,T}(t) + \eta_T(t)$, $\eta_{R\text{-ARIS}}(t) = \pi - \eta_{A,R}(t) + \eta_R(t)$, $\eta_T(t)$ 是发射机的实时运动方向, $\eta_R(t)$ 是接收机的实时运动方向,反射面实时运动方向与发射机、接收机沿 x 轴方向之间的夹角定义为

$$\eta_{A,T/R}(t) = \arctan \frac{d_{A,z}(t) - H_0}{d_{A,x}(t) - d_{T/R,x}(t)} \quad (16)$$

在式(14)中, $\alpha_{T,(m_x,m_z)}(t)$ 和 $\beta_{T,(m_x,m_z)}(t)$ 分别表示从发射机到RIS第 m_x 行第 m_z 列单元的实时出发方位角(Azimuth Angle of Departure, A AoD)和出发仰角(Elevation Angle of Departure, E AoD),表示为

$$\alpha_{T,(m_x,m_z)}(t) = \arctan \frac{d_{A,y}(t) - d_{T,y}(t)}{d_{A,x}(t) - d_{T,x}(t)} \quad (17)$$

$$\beta_{T,(m_x,m_z)}(t) = \arcsin \frac{d_{A,z}(t)}{\sqrt{(d_{A,x}(t) - d_{T,x}(t))^2 + (d_{A,y}(t) - d_{T,y}(t))^2}} \quad (18)$$

同理, $\alpha_{R,(m_x,m_z)}(t)$ 和 $\beta_{R,(m_x,m_z)}(t)$ 分别为RIS第 m_x 行第 m_z 列单元到接收机的实时到达方位角(Azimuth Angle of Arrival, A AoA)和到达仰角(Elevation Angle of Arrival, E AoA),定义为

$$\alpha_{R,(m_x,m_z)}(t) = \arctan \frac{d_{A,y}(t) - d_{R,y}(t)}{d_{A,x}(t) - d_{R,x}(t)} \quad (19)$$

$$\beta_{R,(m_x,m_z)}(t) = \arcsin \frac{d_{A,z}(t)}{\sqrt{(d_{A,x}(t) - d_{R,x}(t))^2 + (d_{A,y}(t) - d_{R,y}(t))^2}} \quad (20)$$

此外,还定义了一个向量集合 $\Theta(\cdot)$,如图4所示,它包含了从无人机机身边缘到天线单元之间所有的方向向量。 $\mathbf{e}_{T/R,(m_x,m_z)}(t)$ 是空中RIS阵列分量的单位方向向量, $\Theta(\mathbf{e}_{T/R,(m_x,m_z)}(t))$ 表示与 $\mathbf{e}_{T/R,(m_x,m_z)}(t)$ 具有相同方位角的向量集合,它能决定 $\theta_{\text{edg}}(t)$ 角度

大小,而 $\theta_{\text{pos}}(t)$ 的角度大小由姿态矩阵 \mathbf{Q}_{zyx} 来决定。姿态变化系数可以表示为

$$P(t) = \begin{cases} 1, & \theta_{\text{edg}}(t) + \theta_{\text{pos}}(t) \geq \beta_{T,(m_x,m_z)}(t) \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (21)$$

其中, $\theta_{\text{edg}}(t) = \langle \Theta(\mathbf{e}_{T/R,(m_x,m_z)}(t)), \mathbf{e}_z \rangle$, \mathbf{e}_z 表示 z 轴的基向量, $\theta_{\text{pos}}(t) = \langle -\mathbf{Q}_{zyx}(t), -\mathbf{e}_z \rangle$ 。

在空中RIS阵列分量中,本文还要计算传播模型中的相位,空中RIS阵列分量中相位由3个部分组成

$$\Phi_{m_x,m_z}(t) = \Phi_{I,(m_x,m_z)}(t) + \Phi_{D,(m_x,m_z)}(t) + \Phi_{A,(m_x,m_z)}(t) \quad (22)$$

其中, $\Phi_{I,(m_x,m_z)}(t)$ 是随机初始相位,且在 $(0, 2\pi]$ 上服从均匀分布。时变多普勒相位 $\Phi_{D,(m_x,m_z)}(t)$ 是考虑信道非平稳性的核心变量,在本文中多普勒相位定义为相对距离变化所引起的相位变化,多普勒相位随着发射机和接收机的相对运动导致的路径长度变化而变化。通过发射端和接收天线端均匀配对计算,所对应的空中RIS阵列路径的多普勒相位表示为

$$\Phi_{D,(m_x,m_z)}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^t (\mathbf{v}_T^T(t') \cdot \mathbf{e}_{T,(m_x,m_z)}(t') + \mathbf{v}_R^T(t') \cdot \mathbf{e}_{R,(m_x,m_z)}(t')) dt' \quad (23)$$

在充分考量了因距离变化所引发的非平稳性效应后,本文还引入了时变空间相位 $\Phi_{A,(m_x,m_z)}(t)$ 来表示无人机在3维空间中速度变化的复杂性和机身姿态的动态变化,具体的表达式为

$$\Phi_{A,(m_x,m_z)}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} (\mathbf{d}_{T,p} \cdot \mathbf{Q}_{zyx} \cdot \mathbf{e}_{T,(m_x,m_z)}(t) + \mathbf{d}_{R,q} \cdot \mathbf{Q}_{zyx} \cdot \mathbf{e}_{R,(m_x,m_z)}(t)) \quad (24)$$

3.2 非视距分量

在非视距传播链路中,从发射机中第 p 根天线

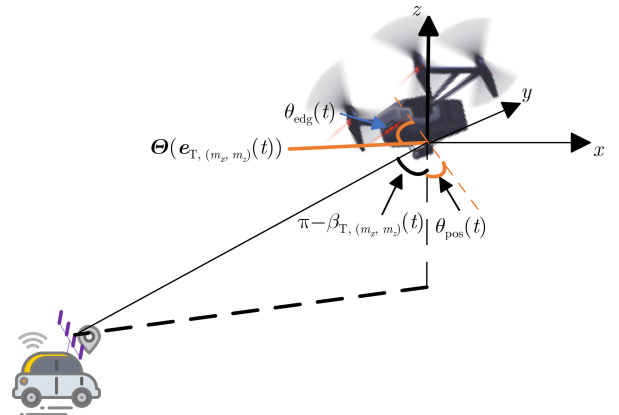


图4 无人机姿态变化对于空中RIS阵列分量信号传输路径的影响

到接收机中第 q 根天线的信道系数表示为

$$h_{pq}^{\text{NLoS}}(t) = \sum_{\ell=1}^L e^{j(\varphi_{\ell} - \frac{2\pi}{\lambda}(\xi_{p,\ell}(t) + \xi_{q,\ell}(t)))} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}v_{\text{T}}(t)t(\cos(\alpha_{\text{T},\ell}(t) - \varphi_{\text{T}}^{\text{azi}})\cos\beta_{\text{T},\ell}(t))} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}v_{\text{R}}(t)t(\cos(\alpha_{\text{R},\ell}(t) - \varphi_{\text{R}}^{\text{azi}})\cos\beta_{\text{R},\ell}(t))} \quad (25)$$

其中, λ 为信号波长, $j = \sqrt{-1}$, $\{\varphi_{\ell}\}_{\ell=1,2,\dots,L}$ 为独立且均匀分布的随机相位, 即 $\varphi_{\ell} \sim U[-\pi, \pi)$, $h_{pq}^{\text{NLoS}}(t)$ 表示非视距传播链路的信道传输参数。在非视距分量中, 为了描述V2V信道中的散射环境, 本文考虑了非视距路径中发射端和接收端之间存在的 L 簇散射簇。 $\xi_{p,\ell}(t) = \|\mathbf{d}_{\ell} - \mathbf{d}_{\text{T},p} - \mathbf{d}_{\text{T}}(t)\|$ 和 $\xi_{q,\ell}(t) = \|\mathbf{d}_{\ell} - \mathbf{d}_{\text{R},q} - \mathbf{d}_{\text{R}}(t)\|$ 分别表示从发射机中第 p 根天线和接收机中第 q 根天线到簇内第 ℓ 个散射体($\ell=1,2,\dots,L$)中心的实时传播距离。从原点到簇内第 ℓ 个散射体的距离向量表示为 $\mathbf{d}_{\ell} = [x_{\ell}, y_{\ell}, z_{\ell}]^{\text{T}}$, 而 $d_{\ell} = \sqrt{x_{\ell}^2 + y_{\ell}^2 + z_{\ell}^2}$ 表示第 ℓ 条射线的传播距离。此外, 从发射机到第 ℓ 个的散射体的实时出发/到达方位角和仰角分别表示为

$$\alpha_{\text{T/R},\ell}(t) = \arctan \frac{y_{\text{T/R},\ell} - d_{\text{T/R},y}(t)}{x_{\text{T/R},\ell} - d_{\text{T/R},x}(t)} \quad (26)$$

$$\beta_{\text{T/R},\ell}(t) = \arctan \frac{z_{\text{T/R},\ell} - d_{\text{T/R},z}(t)}{\sqrt{(x_{\text{T/R},\ell} - d_{\text{T/R},x}(t))^2 + (y_{\text{T/R},\ell} - d_{\text{T/R},y}(t))^2}} \quad (27)$$

由上述分析得出发射机的第 p 个天线单元和接收机的第 q 个天线单元到第 ℓ 个散射体的距离, 被描述为

$$\xi_{p,\ell}(t) = \|\mathbf{d}_{\ell} - \mathbf{d}_{\text{T},p} - \mathbf{d}_{\text{T}}(t)\| \quad (28)$$

$$\xi_{q,\ell}(t) = \|\mathbf{d}_{\ell} - \mathbf{d}_{\text{R},q} - \mathbf{d}_{\text{R}}(t)\| \quad (29)$$

为了描述散射体的方位角分布, 本文提出的信道模型采用Von Mises概率密度函数来生成初始时刻的到达方位角和到达仰角, 定义为

$$f(\alpha) = \frac{e^{\kappa \cos(\alpha - \mu_{\alpha})}}{2\pi I_0(\kappa)} \quad (30)$$

其中, κ 表示环境因子, μ_{α} 表示 α 的均值, $I_0(\cdot)$ 表示0阶修正贝塞尔函数。

综上所述, 式(14)和式(25)通过几何方法, 提供了基于空中智能反射面的复信道脉冲响应通用表达式, 能够模拟车辆通信场景的各种参数设置。通过调整无人机和通信车辆的实时运动参数, 可以模拟不同的运动场景。此外, 若忽略时间变化的影响, 所提信道模型也能够适应平稳信道的建模需

求。同时, 通过在空间频率上增加垂直分量, 该模型可以进一步扩展至发射机和接收机均配备UPA的通信场景, 在动态环境中可以通过2维阵列提供不同角度的信号, 从而对更复杂的多径传播进行建模, 如何在空间有限的场景中装备UPA以提高通信性能将成为未来研究的一个方向。

4 信道传播特性

4.1 空域互相关特性

在所提基于几何方法的信道模型中, 空域互相关函数可以通过 $h_{pq}(t, \tau)$ 和 $h_{p'q'}(t, \tau)$ 之间的相关性推导出来^[3]。具体而言, 这些相关性分别对应于 (p, q) 天线对和 (p', q') 天线对的子信道, 其中 $p' = 1, 2, \dots, P$ 和 $q' = 1, 2, \dots, Q$, 此时空域互相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} & \rho_{(p,q),(p',q')}(t, \Delta p, \Delta q, \Delta t) \\ &= \mathbb{E} \left[\frac{h_{pq}^*(t)h_{p'q'}(t + \Delta t)}{|h_{pq}(t)|^2|h_{p'q'}(t)|^2} \right] \\ &= \rho_{(p,q),(p',q')}^{\text{ARIS}}(t, \Delta p, \Delta q, \Delta t) \\ & \quad + \rho_{(p,q),(p',q')}^{\text{NLoS}}(t, \Delta p, \Delta q, \Delta t) \end{aligned} \quad (31)$$

其中, $\mathbb{E}[\cdot]$ 表示期望运算。 $\Delta p = |p' - p|\delta_{\text{T}}/\lambda$ 表示发射机中第 p 根天线到第 p' 根天线的归一化天线间距, $\Delta q = |q' - q|\delta_{\text{R}}/\lambda$ 表示接收机中第 q 根天线到第 q' 根天线的归一化天线间距。空域互相关函数会随着空中智能反射面的配置、发射机和接收机的方位角变化而变化。

4.2 时域自相关特性

为了分析所提出的基于几何方法的信道模型在时域上的相关性, 在式(31)中使得 $\Delta p = \Delta q = 0$, 从而来推导时域自相关函数, 其表达式为

$$\begin{aligned} & \rho_{(p,q),(p',q')}(t, \Delta t) = \rho_{(p,q),(p',q')}^{\text{ARIS}}(t, \Delta t) \\ & \quad + \rho_{(p,q),(p',q')}^{\text{NLoS}}(t, \Delta t) \\ &= \mathbb{E} \left[\frac{h_{pq}(t)h_{pq}^*(t + \Delta t)}{|h_{pq}(t)||h_{pq}^*(t + \Delta t)|} \right] \end{aligned} \quad (32)$$

时间自相关函数能够表征传播链路在时域上的相关性, 由公式可以看出, 所提信道模型的时域自相关性依赖于时间 t 和时差 Δt , 这揭示了信道模型的非平稳性特征。

4.3 频率相关特性

通过式(11)中 $h_{pq}(t, \tau)$ 的传播延迟 τ 与傅里叶变换之间的关系, 可以得到该信道模型的传输函数为 $H_{pq}(t, f) = h_{pq}^{\text{ARIS}}(t)e^{-j2\pi f\tau^{\text{ARIS}}(t)} + h_{pq}^{\text{NLoS}}(t)e^{-j2\pi f\tau^{\text{NLoS}}(t)}$ (33)

所提通道模型的频率相关函数可以表示为

$$\rho_{H_{pq}}(t, \Delta f) = \frac{\mathbb{E} [H_{pq}(t)H_{pq}^*(f + \Delta f)]}{\sqrt{\mathbb{E} [|H_{pq}(t)|^2] \mathbb{E} [|H_{pq}(f + \Delta f)|^2]}} \quad (34)$$

其中 Δf 表示频率间隔, 将式(33)代入式(34), 可以得到

$$\rho_{H_{pq}}(t, \Delta f) = \sum_{\ell=1}^L e^{-j2\pi\Delta f\tau^{\text{ARIS}}(t)} + e^{-j2\pi\Delta f\tau^{\text{NLoS}}(t)} \quad (35)$$

由此可以看出, 该信道模型的频率相关函数与频率间隔 Δf 和运动时间 t 相关, 但与具体频率 f 无关。然而, 由于频率相关性会随着 Δf 的变化而变化, 这意味着所提出的信道模型频域上也表现为非平稳性。

4.4 功率延迟分布

时变功率延迟分布可以用来描述多径分量下的功率分布, 表达式为

$$S_{pq}(t, \tau) = \int \mathbb{E} [H_{pq}^*(t, f)H_{pq}(t, f + \Delta f)] e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta f \quad (36)$$

4.5 信道容量

信道容量可以用来衡量信道模型的信息传输能力, 信道容量可以表示为

$$C(t, \tau) = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_Q + \frac{\rho}{P} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{H}^H(t, \tau) \right) \right) \quad (37)$$

其中, \mathbf{I}_Q 表示 $Q \times Q$ 的单位矩阵, ρ 表示信噪比, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, 将式(10)代入式(37)中即可得到所提模型信道容量的值。

5 实验结果分析

5.1 仿真参数设置

本节对所提基于几何方法的信道模型的传播特性进行了数值分析。参数设置如下: $f_c = 5$ GHz, $D_0 = 100$ m, $H_0 = 200$ m, $t = 2$ s, $P = 30$, $Q = 30$, $\delta_T = \delta_R = \lambda/2$, $\phi_T^{\text{azi}} = \phi_R^{\text{azi}} = \pi/4$ 。对于RIS设置如下: $M_x = M_z = 20$, $d_{m_x} = d_{m_z} = \lambda/2$, $x_{\text{ARIS}} = 80$ m, $y_{\text{ARIS}} = 30$ m, $z_{\text{ARIS}} = 20$ m, $v_{T\text{-ARIS}} = v_{R\text{-ARIS}} = 10$ m/s。而对于无人机的3种旋转角度, 在仿真中默认为 $\psi_A^{\text{pitch}} = \pi/2$, $\psi_A^{\text{roll}} = \pi/2$, $\psi_A^{\text{yaw}} = \pi/2$ 。为了简化对信道特性的研究, 忽略了与材料相关的损耗, 故而设置 $\chi_{m_x, m_z}(t) = 1$ 。莱斯因子 K 可以反映车对车通信信道中空中RIS阵列分量和非视距分量所占的比例, 在本模型仿真中默认设为1。

此外, 还考虑了4种发射机和接收机运动特征情况对于信道统计的影响, 它们分别是: 发射机和接收机处于加速度的运动状态, 速度为

$v_{T,x}(0) = v_{T,y}(0) = v_{R,x}(0) = v_{R,y}(0) = 10$ m/s, 加速度为 $a_{T,x}(0) = a_{T,y}(0) = a_{R,x}(0) = a_{R,y}(0) = 2$ m/s², 仿真过程中默认车辆为第1种情况的配置; 第2种是发射机做加速运动, 接收机做减速运动, 速度为 $v_{T,x}(0) = v_{T,y}(0) = v_{R,x}(0) = v_{R,y}(0) = 10$ m/s, 而加速度分别表示为 $a_{T,x}(0) = a_{T,y}(0) = 2$ m/s², $a_{R,x}(0) = a_{R,y}(0) = -2$ m/s²; 第3种是发射机和接收机做方向相反的匀速运动, 速度为 $v_{T,x}(0) = v_{T,y}(0) = 10$ m/s, $v_{R,x}(0) = v_{R,y}(0) = -10$ m/s, $a_{T,x}(0) = a_{T,y}(0) = a_{R,x}(0) = a_{R,y}(0) = 0$ m/s²; 第4种是发射机和接收机处于有加速度的启动状态, 速度为 $v_{T,x}(0) = v_{T,y}(0) = v_{R,x}(0) = v_{R,y}(0) = 0$ m/s, 加速度为 $a_{T,x}(0) = a_{T,y}(0) = a_{R,x}(0) = a_{R,y}(0) = 2$ m/s²。

对于空中RIS阵列分量来说, 发射机、接收机的运动方向和无人机的机身姿态随时间变化, 因此旋转矩阵 \mathbf{Q}_{zyx} 和相位项 $\phi_{A,(m_x, m_z)}(t)$ 也因此发生时变旋转。当 $t = 0.5$ s时, 无人机机身处于与水平平行的位置, 以 $\pi/2$ 的角速度以机身为轴进行旋转, 此时俯仰角达到90°, 式(3)中的旋转矩阵转变为

$$\mathbf{R}_z(\psi_A^{\text{pitch}})|_{\psi_A^{\text{pitch}} = \frac{\pi}{2}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

当 $t = 1$ s时, 无人机又以 $\pi/2$ 的角速度相对水平面向上旋转, 此时横滚角达到90°, 旋转矩阵又转变为

$$\mathbf{R}_x(\psi_A^{\text{roll}})|_{\psi_A^{\text{roll}} = \frac{\pi}{2}} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (39)$$

当 $t = 2$ s时, 无人机再以 $\pi/2$ 的角速度绕垂直轴旋转, 此时偏航角达到90°, 这也是仿真设置默认的姿态角, 式(3)中的旋转矩阵转变为

$$\mathbf{R}_y(\psi_A^{\text{yaw}})|_{\psi_A^{\text{yaw}} = \frac{\pi}{2}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

5.2 性能分析

图5描绘了4种典型的无人机运动轨迹仿真, 其中轨迹1表示无人机做直线运动, $\mathbf{v}_A(0) = [7, 7, 0]^T$, $\mathbf{a}_A(0) = [0, 0, 0]^T$, $\Delta\mathbf{a}_A(t) = [0, 0, 0]^T$; 轨迹2表示无人机做原地绕圈运动, $\mathbf{v}_A(0) = [2\pi, 0, 0]^T$, $\mathbf{a}_A(0) = [0, 0, 0]^T$, $\Delta\mathbf{a}_A(t) = [-2\pi^2 \sin(\pi t), 2\pi^2 \cos(\pi t), 0]^T$; 轨迹3表示无人机以一种较大的加速度上升, $\mathbf{v}_A(0) = [0, 0, 5]^T$, $\mathbf{a}_A(0) = [0, 0, 0]^T$, $\Delta\mathbf{a}_A(t) = [0, 0, t]^T$; 而轨迹4表示无人机做上升和下降的曲线运动, $\mathbf{v}_A(0) = [2, 0, 0]^T$, $\mathbf{a}_A(0) = [1, 1, 1]^T$, $\Delta\mathbf{a}_A(t) = [0.5t, t, -0.5t]^T$ 。

图6表示了所提信道模型在发射机和接收机不同运动状态下的时域自相关特性，大致模拟了V2V通信场景中的参数设置。从中可以观察到在不同的运动状态下，时域的相关性表现出明显的非平稳性，其中车辆的第3种运动状态使得时域相关性下降的速度变缓，而第2种运动状态使得时域相关性的下降最快。在模型中引入了空中智能反射面后，能显著改善无线通信环境中传播链路的时域相关性。同时，所提出的信道模型能够有效捕捉空中智能反射面辅助的V2V通信系统在不同运动状态下的非平稳传播特性。

图7比较了无人机在不同 t 时刻对应的4种飞行姿态，具体的旋转矩阵在式(38)–式(40)已给出。从中可以看出信道模型在时域中具有非平稳性，而当 $t = 0$ s时，无人机的姿态没有变化。 $t = 2$ s为默认仿真设置，此时时间自相关性与上述仿真结果没有变化。随着时间的增加，无人机做了不同的3维旋转动作，而这些飞行姿态会导致不同的时间自相关性趋势，还会加剧出发角和到达角的随机性。

在图8中，研究了所提信道模型对于不同传播

链路的空域互相关性。随着天线间距的增大，所得到的曲线先表现出波动后，随后趋于平稳。在非视距路径中，空间互相关特性会急剧下降，而在引入空中RIS阵列分量后，信道模型的空间域相关性增强。此外，随着莱斯因子 K 值从0.5增加到10，曲线在稳定后的空间互相关函数值也有所增加，这是由于 K 值影响了非视距分量在整体信道中的占比，当 K 值取1，该信道模型会有较好的效果。这些观察结果与文献[16]中的研究结果一致，进一步验证了所提出的信道模型在频率相关特性推导和仿真结果的准确性，充分说明了引入空中智能反射面对信道优化有显著效果[16]。

图9展示了在车辆运动状态1下，无人机在不同高度对时域自相关函数的影响，其中无人机高度分别设定为50 m, 100 m, 200 m和500 m。可以观察到，随着无人机初始高度的增加，时域自相关函数值的下降速度逐渐放缓。这是因为在接收机的附近存在着一些局部散射体，例如建筑物、树木等，且这些散射体相对来说距离空中智能反射面较远，从而引起了到达方位角和到达仰角变化较小，因此时

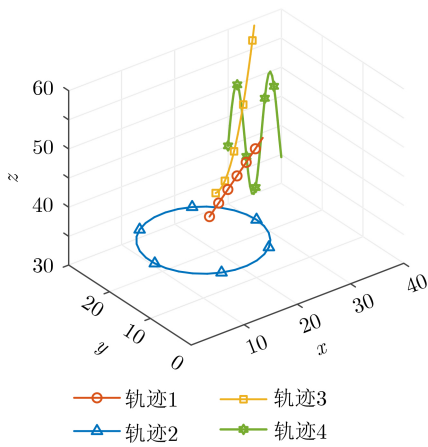


图5 无人机搭载RIS的4种运动轨迹

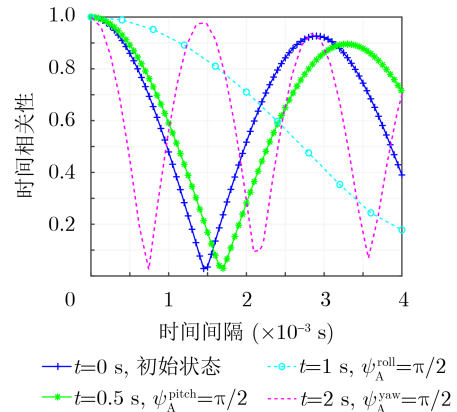


图7 空中智能反射面使能V2V信道模型在不同 t 时刻无人机飞行姿态下的时间自相关性

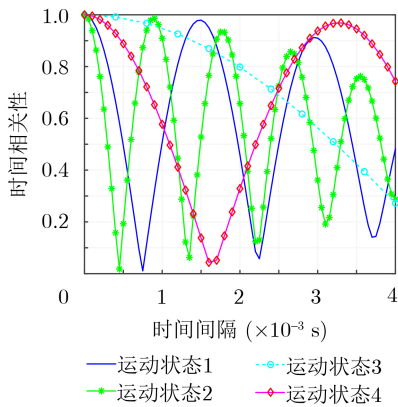


图6 空中智能反射面使能V2V信道模型在车辆不同运动状态下的时间自相关特性

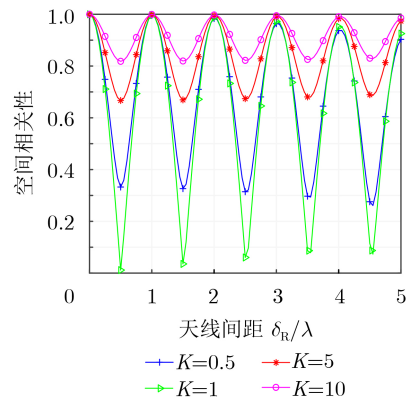


图8 空中智能反射面使能V2V通信信道模型在不同 K 值的空间互相关特性

域自相关性也随之变慢。而高空的无人机还会提供更为开阔的视野,减少了地面障碍物的影响,导致多径效应的减少,因此地面反射信号会变得更加直接且较少,信号传播路径变得直线化,因此时间相关性也会随之增强。

图10展示了所提出信道模型在不同发射机和接收机距离下的频率相关函数值。结果显示,频率相关性表现出显著差异,频率间隔 Δf 增大时,频率相关性逐渐下降并趋于平滑,这表明信道在频域上具有非平稳性。而非视距分量中包含更多的散射和反射,导致信号在低频段显示出较高的相关性,并随着 Δf 的增大而下降。同时,引入空中智能反射面后,曲线出现了波动并最终趋于平稳。从图中还可以看出随着车辆直线距离从100 m增大到300 m,频率相关性逐渐减弱,因为此时的信号传播路径变长,较远的距离使得更容易受到障碍物的影响,经

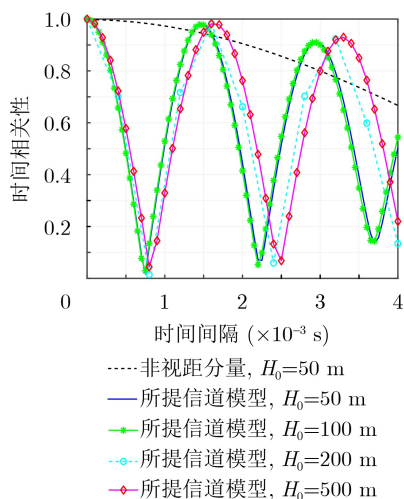


图9 空中智能反射面使能V2V通信信道模型在不同无人机高度下的时域自相关特性

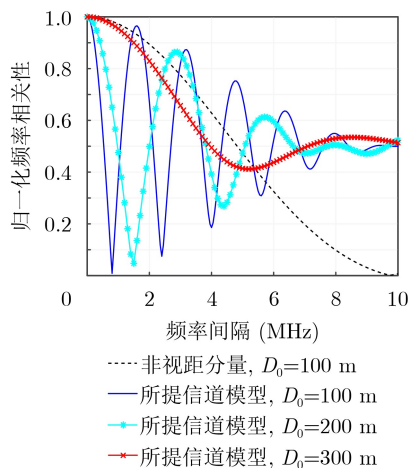


图10 空中智能反射面使能V2V通信信道模型在不同发射机和接收机距离下的频率相关特性

历更多的散射和衰减,导致相关性下降。

图11比较了所提信道模型在不同RIS阵列单元数量和尺寸大小下的信道容量。结果表明RIS阵列单元的尺寸和数量的增加会导致信道容量增加,造成这一现象的原因是空间相关性会随之降低。然而,并非越多越大尺寸的RIS单元越好,这可能会导致更频繁的信道估计,因此RIS阵列单元的数量和大小需要根据具体的通信要求而选择。从仿真结果中可以看出当天线间距设为 $\lambda/2$ 时,20 dB后的信噪比所对应的信道容量是较大且较为理想的。同时,过小的天线间距会带来阵子间的耦合作用,反而会降低系统性能。因此在本模型仿真中默认选择间距为 $\lambda/2$ 的天线排列,并将单元尺寸设置为20。

图12显示了不同 t 时刻模型的功率时延分布,从仿真结果中可以看出在初始阶段有一个较大的峰值,代表的是主路径所产生的最大功率峰值。而随着时延的增加,形成了多个较小的峰值后逐渐衰减,这是由于车辆通信中经历了反射和散射效应,会使得信号经过不同路径到达接收端,这些多径信号的叠加会导致功率延迟分布呈现多个延迟峰值,这些

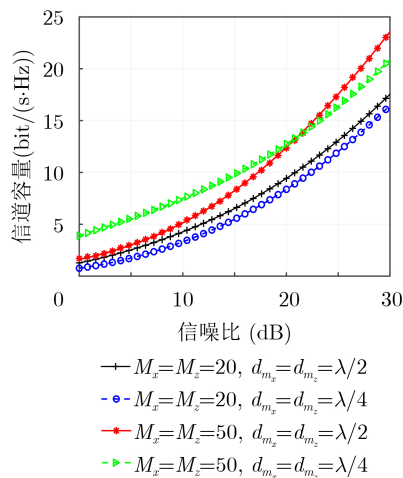


图11 空中智能反射面使能V2V通信信道在不同RIS阵列单元数量和尺寸下对应的信道容量

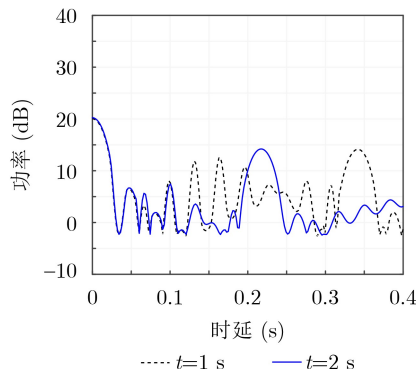


图12 空中智能反射面使能V2V信道模型在不同 t 时刻的功率延迟分布

峰值又与信号传播的路径长度和环境特性有关。同时，车辆运动导致的多普勒效应也会影响信号频率，进而改变功率延迟分布的形态。上述仿真结果能够为后续空中RIS阵列辅助车辆通信系统的设计提供重要的技术参考。

6 结论

本文提出了一种基于几何方法的V2V 3维非平稳信道模型，创新性地引入了空中智能反射面，即配备了RIS的无人机。该模型充分考虑了地面车辆终端、空中无人机的时变运动轨迹和空中无人机姿态变化对衰落的影响。基于所述信道模型，推导出了空时频域相关函数和信道容量的解析表达式，实现了信道传输特性的计算准确性。通过调整信道的参数配置，所提出的信道模型能够准确描述不同运动轨迹、运动状态和无人机飞行高度、旋转角度等方面对于信道特性的影响。这些研究结果为RIS辅助V2V通信系统的设计和性能分析提供了重要参考。

参考文献

- [1] YOU Xiaohu, WANG Chengxiang, HUANG Jie, *et al.* Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 64(1): 110301. doi: [10.1007/s11432-020-2955-6](https://doi.org/10.1007/s11432-020-2955-6).
- [2] JIANG Hao, XIONG Baiping, ZHANG Hongming, *et al.* Physics-based 3D end-to-end modeling for double-RIS assisted non-stationary UAV-to-ground communication channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(7): 4247–4261. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3266832](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3266832).
- [3] JIANG Hao, MUKHERJEE M, ZHOU Jie, *et al.* Channel modeling and characteristics for 6G wireless communications[J]. *IEEE Network*, 2021, 35(1): 296–303. doi: [10.1109/MNET.011.2000348](https://doi.org/10.1109/MNET.011.2000348).
- [4] HUA Boyu, NI Haoran, ZHU Qiuming, *et al.* Channel modeling for UAV-to-ground communications with posture variation and fuselage scattering effect[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(5): 3103–3116. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3255900](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3255900).
- [5] JIANG Hao, YING Wen, ZHOU Jie, *et al.* A 3D wideband two-cluster channel model for massive MIMO Vehicle-to-vehicle communications in semi-ellipsoid environments[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 23594–23600. doi: [10.1109/ACCESS.2020.2970190](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2970190).
- [6] SUN Guiqi, HE Ruishi, MA Zhangfeng, *et al.* A 3D geometry-based non-stationary MIMO channel model for RIS-assisted communications[C]. 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference, Norman, OK, USA, 2021: 1–5. doi: [10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625374](https://doi.org/10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625374).
- [7] XIONG Baiping, ZHANG Zaichen, JIANG Hao, *et al.* A 3D non-stationary MIMO channel model for reconfigurable intelligent surface auxiliary UAV-to-ground mmWave communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(7): 5658–5672. doi: [10.1109/TWC.2022.3142437](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3142437).
- [8] 张在琛, 江浩. 智能超表面使能无人机高效通信信道建模与传输机理分析[J]. *电子学报*, 2023, 51(10): 2623–2634. doi: [10.12263/DZXB.20221352](https://doi.org/10.12263/DZXB.20221352).
ZHANG Zaichen and JIANG Hao. Channel modeling and characteristics analysis for high energy-efficient RIS-assisted UAV communications[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2023, 51(10): 2623–2634. doi: [10.12263/DZXB.20221352](https://doi.org/10.12263/DZXB.20221352).
- [9] MA Zhangfeng, AI Bo, HE Ruishi, *et al.* A non-stationary geometry-based MIMO channel model for millimeter-wave UAV networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(10): 2960–2974. doi: [10.1109/JSAC.2021.3088659](https://doi.org/10.1109/JSAC.2021.3088659).
- [10] JIANG Hao, RUAN Chengyao, ZHANG Zaichen, *et al.* A general wideband non-stationary stochastic channel model for intelligent reflecting surface-assisted MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(8): 5314–5328. doi: [10.1109/TWC.2021.3066806](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3066806).
- [11] 陈新颖, 盛敏, 李博, 等. 面向6G的无人机通信综述[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(3): 781–789. doi: [10.11999/JEIT210789](https://doi.org/10.11999/JEIT210789).
CHEN Xinying, SHENG Min, LI Bo, *et al.* Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(3): 781–789. doi: [10.11999/JEIT210789](https://doi.org/10.11999/JEIT210789).
- [12] LIU Shaoyi, MA Nan, CHEN Yaning, *et al.* A wideband MIMO channel model for aerial intelligent reflecting surface-assisted wireless communications[C]. 2023 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Kuala Lumpur, Malaysia, 2023: 1487–1492. doi: [10.1109/GCWkshps58843.2023.10464958](https://doi.org/10.1109/GCWkshps58843.2023.10464958).
- [13] XIONG Baiping, ZHANG Zaichen, JIANG Hao, *et al.* A statistical MIMO channel model for reconfigurable intelligent surface assisted wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1360–1375. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3129926](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3129926).
- [14] XIONG Baiping, ZHANG Zaichen, PAN Cunhua, *et al.* Performance analysis of aerial RIS auxiliary mmWave mobile communications with UAV fluctuation[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(4): 1183–1187. doi: [10.1109/LWC.2024.3364831](https://doi.org/10.1109/LWC.2024.3364831).
- [15] CHANG Hengtai, WANG Chengxiang, LIU Yu, *et al.* A novel nonstationary 6G UAV-to-ground wireless channel model with 3-D arbitrary trajectory changes[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(12): 9865–9877. doi: [10.1109/IIOT.2021.3088659](https://doi.org/10.1109/IIOT.2021.3088659).

1109/JIOT.2020.3018479.

- [16] SHI Wangqi, JIANG Hao, XIONG Baiping, *et al.* RIS-empowered V2V communications: Three-dimensional beam domain channel modeling and analysis[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(11): 15844–15857. doi: [10.1109/TWC.2024.3434568](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3434568).

熊柏苹: 男, 博士生, 研究方向为RIS无线信道建模与仿真、无人机通信等。

郭道省: 男, 教授, 研究方向为卫星通信、通信抗干扰、空天地一体化网络、物理层安全、无人机通信等。

江浩: 男, 副教授, 研究方向为RIS无线信道建模与仿真、近场通信、高效通信等。

潘旭婷: 女, 博士生, 研究方向为RIS无线通信信道建模与仿真等。

责任编辑: 余蓉

石旺旗: 男, 硕士生, 研究方向为RIS无线通信信道建模与仿真等。

Research on Channel Modeling for Aerial Reconfigurable Intelligent Surfaces-assisted Vehicle Communications

PAN Xuting^① SHI Wangqi^① XIONG Baiping^② GUO Daoxing^③ JIANG Hao^{①②}

^①(School of Artificial Intelligence, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

^②(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^③(College of Communication Engineering, Army Engineering University, Nanjing 210007, China)

Abstract:

Objective The Internet of Vehicles (IoV) is a global innovation focus, enabling ubiquitous interconnection among vehicles, roads, and people, thereby reducing traffic congestion and improving traffic safety. Vehicle-to-Vehicle (V2V) communication represents one of the most prominent application scenarios in IoV. This study addresses the reduced efficiency of V2V communication caused by environmental obstacles such as buildings and trees. It proposes the deployment of Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) on Unmanned Aerial Vehicles (UAVs), leveraging their high mobility and on-demand deployment capability to enhance V2V communication under 6G networks. The model improves communication link quality and stability by utilizing the reflective properties of aerial RIS to mitigate signal attenuation and interference. This research develops a geometry-based Three-Dimensional (3D) dynamic channel model that incorporates the effects of UAV rotation, trajectory movement, and attitude changes on channel characteristics, enabling adaptation to dynamic and non-stationary communication scenarios. The findings provide a theoretical foundation for designing and optimizing RIS-assisted wireless communication systems through statistical analyses in the temporal, spatial, and frequency domains.

Methods RIS can regulate incident electromagnetic waves to optimize communication system performance and are regarded as a crucial innovation in Sixth Generation (6G) wireless communication technology. Deploying RIS on UAVs effectively addresses reduced information transmission efficiency caused by obstacles such as trees and buildings, leveraging UAVs' flexible trajectories and on-demand deployment capabilities. This study proposes a geometry-based 3D dynamic channel model, considering the UAV's trajectory, three degrees of rotational freedom (pitch, yaw, and roll angles), and attitude changes. Channel propagation components are divided into aerial RIS array components and Non-Line-of-Sight (NLoS) components. Each RIS unit is modeled as an independent reflector capable of altering the propagation path by adjusting its phase and amplitude. The model incorporates time-varying spatial phases and Doppler frequency shifts, capturing the characteristics of dynamic propagation environments. Mathematical expressions for the Complex Impulse Responses (CIRs) are derived, along with analytical formulas for spatial Cross-Correlation Functions (CCFs), temporal Auto-Correlation Functions (ACFs), Frequency Correlation Functions (FCFs), and channel capacity. Various V2V communication scenarios are simulated by adjusting the velocity, direction, and acceleration of transmitters, receivers, and UAVs. Numerical simulations validate the proposed model's effectiveness by defining four UAV trajectories and various vehicle motion states. Additionally, the temporal, spatial, and frequency correlation

characteristics under different motion states are investigated. Finally, the effects of RIS physical attributes, such as the number and size of units, and UAV altitude on channel capacity are analyzed, along with dynamic variations in the power delay profile.

Results and Discussions Simulation results demonstrate that the proposed channel model accurately captures channel characteristics. Specifically, the model presents various UAV flight trajectories (Fig. 5) and analyzes the temporal autocorrelation properties under different motion states of the transmitter and receiver (Fig. 6). It is observed that the temporal correlation exhibits significant non-stationarity across different motion states. However, the introduction of RIS significantly mitigates the decline in correlation. The model also compares the temporal autocorrelation properties corresponding to different UAV flight attitudes and altitudes (Fig. 7, Fig. 9). It is found that as the UAV's initial altitude increases, multipath effects decrease, and the rate of decline in temporal autocorrelation function values gradually slows. Subsequently, the spatial cross-correlation of the proposed channel model is investigated for different propagation paths, revealing an increase in correlation with the Rician factor (Fig. 8). The frequency correlation function values are also examined under varying distances between the transmitter and receiver (Fig. 10), showing that while the correlation declines, it gradually stabilizes as the frequency interval increases. Finally, the impact of the RIS's physical properties on channel capacity and the power delay profile is studied (Fig. 11, Fig. 12). It is observed that increasing the size and number of RIS array elements enhances channel capacity. Additionally, as delay increases, the power exhibits multiple smaller peaks before gradually decaying. These findings provide a valuable theoretical foundation for the future design and optimization of RIS-assisted wireless communication systems.

Conclusions This paper presents a geometry-based 3D non-stationary channel model for V2V communications, innovatively incorporating aerial RIS implemented by UAVs equipped with RIS. The model accounts for the time-varying motion trajectories of ground vehicle terminals and UAVs, as well as the fading effects due to UAV attitude variations. Analytical expressions for spatiotemporal-frequency correlation functions and channel capacity are derived from the proposed model, ensuring the accuracy of channel transmission characteristics. By adjusting the model's parameter configurations, it can accurately characterize the effects of various motion trajectories, dynamic states, UAV flight altitudes, and rotational angles on channel properties. These findings provide valuable insights for the design and performance analysis of RIS-assisted V2V communication systems.

Key words: Vehicle-to-Vehicle(V2V) communications; Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Unmanned Aerial Vehicle(UAV); Channel model