



专题：6G 通感算融合技术

基于正交时频空间调制的通信感知一体化系统的公平性功率分配方案

胥柯, 向路平, 胡杰, 杨鲲

(电子科技大学信息与通信工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 通信感知一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 通过实现通信和雷达感知的资源共享, 在人机交互、车联网 (vehicle-to-everything, V2X)、遥感和环境检测等应用场景中很有前景。为解决高移动性的车联网中通信和雷达感知所需的频率资源的冲突, 基于正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 调制提出了 OTFS-ISAC 系统, 基站通过接收车辆反射的回波, 获得车辆运动参数, 从而建立车辆运动的移动拓扑模型。此外, 针对多车辆移动场景, 提出了保证用户公平性的非正交多址接入 OTFS-ISAC 系统设计和功率分配算法。仿真结果表明, 相比于无雷达感知辅助的非正交多址 OTFS 系统, 基于 OTFS-ISAC 的非正交多址接入系统实现了 25% 的信息速率提升。

关键词: 通信感知一体化; 正交时频空间调制; 车联网

中图分类号: TP393

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022256

Power allocation satisfying user fairness for integrated sensing and communication system based on orthogonal time frequency space modulation

XU Ke, XIANG Luping, HU Jie, YANG Kun

School of Information and Communication Engineering,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China

Abstract: By sharing resources for radar sensing and communications, integrated sensing and communication (ISAC) has promising applications in diverse scenarios, such as human-machine interface, vehicle-to-everything (V2X), remote sensing, and environment surveillance. In order to resolve the frequency resource conflict in high-speed V2X networks, based on the modulation orthogonal time frequency (OTFS), the OTFS-ISAC system was proposed, where the base station receives reflected echoes to obtain sensing parameters of vehicle motion and then establish the vehicle's mobile topology. Additionally, in terms of the multi-vehicle network, the design of OTFS-ISAC with NOMA-satisfying the fairness and the algorithm of power allocation were proposed. Simulations show that compared with the NOMA without radar sensing system, the proposed design improves the system data rate by 25%.

Key words: integrated sensing and communication, orthogonal time frequency space modulation, vehicle-to-everything

收稿日期: 2022-08-05; 修回日期: 2022-09-07

通信作者: 向路平, luping.xiang@uestc.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划项目 (No.2021YFB2900200)

Foundation Item: The National Key Research and Development Program of China (No.2021YFB2900200)

0 引言

随着下一代无线网络技术的发展,接入互联网的设备将呈现井喷式增长。据估计,到 2025 年,入网设备数量将达到 7 544 亿台^[1],这将给许多场景带来新的通信问题^[2]。尤其是随着近些年车联网和自动驾驶技术的发展,高移动性的车辆对通信质量有着较高的要求,这一问题逐渐引起学术界的关注。现在普遍认为通信感知一体化(integrated sensing and communication, ISAC)是解决这一问题的关键技术。

雷达感知最初应用于军方,利用雷达在空间中周期性地扫描来搜索目标,这一思想刚好可以应用在车辆感知定位中。然而,随着电子元器件的发展和对通信资源的需求,已经实现了更高频段的通信,这在给人们带来更令人满意的服务的同时,也占用了雷达的一些频率资源,5G 毫米波的频段已经接近于某些雷达的工作频段,随着频率的增加,通信会给雷达带来更大的干扰。但是通信系统和雷达系统之间相似的信道特性也促进了二者的结合,即 ISAC。ISAC 的概念最早在 1960 年^[3]被提出。自 1990 年以来,受大规模天线技术发展的推动,ISAC 也得到了进一步发展。大规模天线通信和大规模天线雷达极大地提高了通信速率、自由度(degree of freedom, DoF)和雷达感知精度,这使得 ISAC 具有很高的实用价值^[4-6]。

ISAC 被认为在人机交互、车联网^[7](vehicle-to-everything, V2X)、遥感、流量控制^[8]和环境检测^[9]方面很有前景。现有的 ISAC 系统的实现方法可以归纳为资源分配和集成设计。一种方法是把通信资源划分为两个正交的部分,分别用于通信和感知^[10]。然而,这并不能很好地利用频率资源,因此感知和通信系统的集成是发展的必然趋势,一个最优的波形设计能够在保证感知精度的同时实现最佳的通信速率。Robertson 等^[11]和 Han 等^[12]开创性地使用了啁啾(chirp)信号和频率/

相位编码波形来实现 ISAC 系统。Liu 等^[13]研究了一种双功能的多天线雷达通信系统。Sturm 等^[14]基于正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术提出了一种智能波形设计方法,可以同时进行数据传输和雷达感知。然而,在高移动性场景下的通信具有多普勒频移,这会降低 OFDM 的通信性能^[15]。针对这一问题,Hadani 等^[16]提出了一种新的波形设计技术——正交时频空间(orthogonal time frequency space, OTFS)调制,这种波形将信息从时频(time-frequency, TF)域转换到时延多普勒(delay-doppler, DD)域进行传输。此外,通过 OTFS 波形雷达可以准确地感知到反射体的范围、速度和角度信息,通过这些信息可推断出由时延和多普勒频移组成的信道状态信息。因此,OTFS 波形被认为是 ISAC 系统中极有前景的波形之一。Gaudio 等^[17-18]介绍了基于单天线和多天线的 OTFS-ISAC 系统,并证明了 OTFS 技术在 ISAC 系统中的优越性。目前学术界已经有许多 OSFS 与 ISAC 结合的研究成果,例如, Wu 等^[19]提出了一个独立于通信数据符号和非接口的 OTFS 通感一体化系统,简称 OTFS-ISAC 系统。

ISAC 系统在高速移动场景中的应用也受到了广泛关注。Yuan 等^[20]提出了一种在路侧单元(road side unit, RSU)传输 OTFS-ISAC 信号的方案,并根据回波估计车辆的参数。Raviteja 等^[21]基于 OTFS 提出了一个低复杂度的匹配滤波算法,在雷达发送系统中估计目标的距离和速度。不同于匹配滤波, Gaudio 等^[22]也提出了一种能在雷达 OTFS 调制中有效估计目标距离和速度的算法,并且为了使 OTFS-ISAC 的设计更符合实际情况,其在设计 ISAC 系统的同时考虑了发射机和雷达目标之间信道中视距(line-of-sight, LOS)传输和非视距(non-line-of-sight, NLOS)传输的结合。Sturm 等^[14]考虑了雷达感知中不能直接获得信道条件的场景,提出了基于空间扩散 OTFS 的 ISAC



系统。

然而, 据本文调研, 现有的工作还没有完全挖掘出通过雷达感知辅助通信的潜力, 当前的 OTFS-ISAC 系统并没有对多用户通信做出设计; 此外, 在高移动性的车联网中, 目前提出的 OTFS-ISAC 系统仍然仅考虑正交多址接入 (orthogonal multiple access, OMA)。然而, 非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 技术正是为了多个用户使用相同的 TF 资源块而设计的, 能进一步提高频谱利用率和系统容量^[23]。NOMA 技术的主要思想是通过控制功率区分不同的用户。Ding^[24]研究了 NOMA 辅助的 OTFS 系统, 设计了一个高移动性用户和多个低移动性用户共享频谱的波束设计方案。

本文考虑一种带有用户公平性保证的 OTFS-ISAC 系统, 在车辆高速移动场景下为多个车辆提供公平性服务。在该场景下, 基站接收被车辆反射后的 OTFS-ISAC 信号回波后, 对其进行分析以获得车辆运动参数。不同路径信号的时延和多普勒频移不同, 因此基站可以通过回波推导出车辆的距离和速度, 同时角度信息可以通过多天技术获得。基于上述获得的参数, 基站可以建立车辆运动的移动拓扑模型, 并对其进行实时校正以保证其精度。在车辆移动拓扑模型的指导下, 基站进行 NOMA 功率分配。本文的主要贡献如下。

(1) 提出了一种适用于高移动性车联网的 OTFS-ISAC 系统设计方案, 为了提升系统整体通信性能, 本文利用 NOMA 技术设计了多用户场景下的功率分配。

(2) 在通过雷达获得车辆速度、距离和角度等运动信息的基础上, 提出了一种建立车辆运动拓扑的方法, 能够实时追踪车辆的位置。

(3) 推导出在保证不同车辆公平性的前提下, 功率分配问题的封闭解。仿真结果表明, 本文提出的基于 OTFS-ISAC 的非正交多址接入系统具有很强的优越性。相比于无雷达感知辅助的非正

交多址 OTFS 系统, 基于 OTFS-ISAC 的非正交多址接入系统实现了 25% 的信息速率提升。

1 系统模型

基于 OTFS-ISAC 的非正交多址接入系统模型如图 1 所示, 一个基站为 P 辆车提供服务。其中, 每辆汽车配备单根接收天线, 而基站配有两组多天线, 一组共 N_t 根发送天线用来给汽车下行发送 OTFS-ISAC 信号, 另一组共 N_r 根接收天线用来接收汽车的反射回波, 假设 $N_t = N_r$, 且回波和下行传输之间不存在信号干扰, 此外, 本文还假设车辆不会互相遮挡, 并且在移动的过程中相互独立。

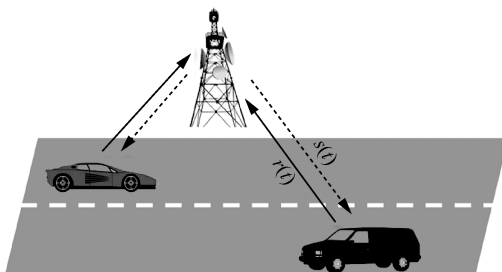


图 1 基于 OTFS-ISAC 的非正交多址接入系统模型

基于 OTFS 通感一体化的 NOMA 传输流程如图 2 所示。基站向下行车辆发送 OTFS-ISAC 信号 $s(t)$ 。车辆在接收信号 $s(t)$ 后开始进行解调等操作, 此时车辆表面反射回波。基站在接收回波后, 通过回波分析车辆的位置和速度。基站预测车辆在下一时刻的位置和速度, 然后, NOMA 辅助基站功率分配向下行发送 OTFS-ISAC 信号, 循环上述流程, 以此实现基站对车辆实时的位置估计和通信。

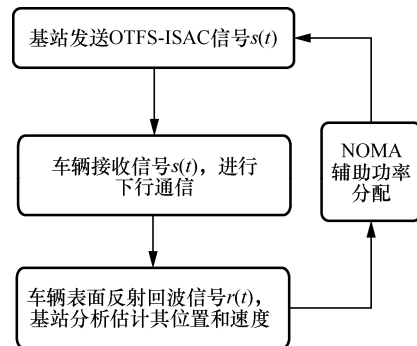


图 2 基于 OTFS 通感一体化的 NOMA 传输流程

1.1 OTFS-ISAC 信号

首先, 基站发送给第 i 辆车的信息经过 DD 域调制后得到 OTFS 信号 $x_i[k, l]$ 。其中 $k = 0, 1, \dots, N-1$, $l = 0, 1, \dots, M-1$, 分别为多普勒系数和时延系数, M 和 N 分别为子载波数和时隙数。然后将 P 辆车的发射信息累加, 即基站发送的 OTFS 信号为 $x[k, l] = \sum_{i=1}^P x_i[k, l]$ 。再通过逆辛有限傅里叶变换 (inverse symplectic finite Fourier transform, ISFFT) 将信号从 DD 域转换到 TF 域, 过程如式 (1) 所示。

$$X[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k, l] e^{j2\pi \left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{i=1}^P x_i[k, l] e^{j2\pi \left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} \quad (1)$$

其中, $n = 0, 1, \dots, N-1$, $m = 0, 1, \dots, M-1$ 。

最后, $X[n, m]$ 利用理想矩形发射脉冲 $g_i(t)$ 进行海森堡变换, 转换为时域连续波形 $s(t)$, 过程如式 (2) 所示。

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n, m] g_i(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} \quad (2)$$

1.2 雷达感知

通常而言, 一个基站需要为大量的车提供服务, 但在使用波束成形技术时, 射频链路的数量决定了不同数据流的个数。有限的射频链路使得基站不可能通过单独的窄波束向每辆车发送单独的数据流。本文考虑了在大规模车辆下, 一定存在需要一个数据流服务多辆车的场景。

为了实现基站对 P 辆车的服务, 本文采用波束成形技术来对准不同的目标。假设基站的每个天线发送相同的信号 $s(t)$, 发射信号矩阵为 $\mathbf{s}(t)$ 。通过波束成形技术发送的电磁波可以集中在 θ_i 方向上, 其中 θ_i 为第 i 辆车的相对基站方向, $i \in [1, \dots, P]$ 。因此基站对第 i 辆车传输的信号为:

$$\hat{s}_i(t) = p_i \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{s}(t) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{a}(\theta_i) = [e^{j0}, e^{j\pi \sin \theta_i}, \dots, e^{j(N-1)\pi \sin \theta_i}]$, p_i 为基站分配给第 i 辆车的功率, 总传输信号 $\hat{s}(t) = \sum_{i=1}^P \hat{s}_i(t)$ 是基站各个方向发射信号的叠加。信号发射后, 基站通过雷达信道接收汽车的 OTFS-ISAC 信号反射回波。雷达信道表示为:

$$H(t, \tau) = \sum_{i=1}^P \beta_i \mathbf{b}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) e^{j2\pi v_i t} \quad (4)$$

其中, β_i 、 v_i 、 τ_i 分别为基站和第 i 辆车之间的反射系数、时延和多普勒频移。因此, 雷达的回波信号可以表示为:

$$r(t) = \sum_{i=1}^P \beta_i \mathbf{b}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) \hat{s}_i(\tau - \tau_i) e^{j2\pi v_i t} + z(t) \quad (5)$$

其中, $\mathbf{b}(\theta_i) = [b_1(\theta_i), \dots, b_{N_r}(\theta_i)]$ 为回波信号到达接收天线的方向向量, 其与 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 方向相反, 即 $\mathbf{b}(\theta_i) = \mathbf{a}(\pi + \theta_i)$ 。基站的接收信号是 P 辆汽车反射信号的叠加。 $z(t)$ 为符合高斯分布的白噪声。通过回波, 基站可以估计每辆车的角度、速度和距离, 并利用这些信息协助通信。

基站收到不同车辆的回波信号后, 采用经典的多重信号分类 (multiple signal classification, MUSIC) 算法对车辆相对于基站的角度进行估计。然后采用匹配滤波算法对速度和距离进行估计, 该方法在满足准确度的要求下具有较低的复杂度。通过匹配滤波的方法可以获得信号的时延和多普勒频移。匹配滤波可以表示为:

$$E(\tau_i, v_i) = \int_0^{T_{\text{otfs}}} r(t) s(t - \tau_i) e^{j2\pi v_i t} dt \quad (6)$$

其中, T_{otfs} 为 OTFS-ISAC 信号的持续时间。对其匹配滤波后, 在对应的时延和多普勒处出现较强的相关性。时延 τ_i 对应了车辆与基站之间的距离, 同时多普勒 v_i 为车辆的移动速度, 多普勒的正负表示车辆移动的方向。

1.3 移动拓扑

不失一般性, 本文建立了一个通用的移动拓扑模型, 如图 3 所示, 车辆和基站的距离为 d , 车



辆此时从左向右行驶，速度为 μ ，车辆位于与基站中轴线夹角为 θ 的方向。

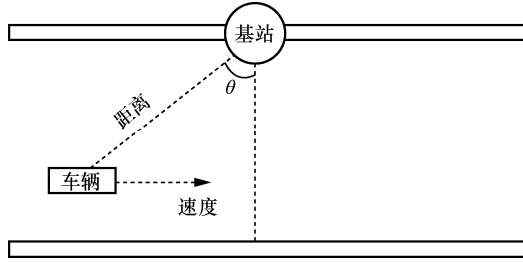


图3 移动拓扑模型

假设匹配滤波后得到车辆回波的时延和多普勒，分别为 τ_0 、 ν_0 。 c 和 f_c 表示光速和载波频率，则车辆和基站的距离 d 和车辆移动速度 μ 分别为：

$$d = \frac{\tau_0}{2 \times c} \quad (7)$$

$$\mu = \frac{\nu_0 c}{f_c \times \sin \theta} \quad (8)$$

车辆在车道上移动时只有两个方向，多普勒偏移当车辆从左往右移动时为正，从右往左时为负。假设 t 时刻车辆的位置、移动速度和角度分别为 d' 、 μ' 和 θ' ，同时传输一帧 OTFS 的时间为 T_{otfs} 。假设估计的下个时刻 $t+1$ 的位置为：

$$d^{t+1} = \sqrt{(d' \times \sin \theta' - \mu' \times T_{\text{otfs}})^2 + (d' \times \cos \theta')^2} \quad (9)$$

通过这个位置估计辅助 $t+1$ 时刻的下行通信，并在 $t+1$ 时刻的回波到达时纠正当前估计，然后再次估计下个时刻。

1.4 通信性能

与雷达下行反射的信道不同，通信信道是从基站到车辆的下行信道。在完美信道的假设下只考虑主路径，可以描述为：

$$\mathbf{h}_i(t) = h_i \mathbf{a}^H(\theta_i) \delta(t - \tau_i) e^{j2\pi\nu_i t} \quad (10)$$

其中， h_i 表示信道的大尺度衰落。因此，车辆接收信号可以描述为：

$$y_i(t) = h_i e^{j2\pi\nu_i t} \mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_i) \hat{s}_i(t - \tau_i) + w(t) \quad (11)$$

其中， $y_i(t)$ 表示第 i 辆车传输的信息， $w(t)$ 为符合高斯分布的白噪声。信号同步后，将接收信号通过发射脉冲 $g_r(t)$ 进行维格纳变换，将接收信号从

时域映射到时频域，具体如下。

$$Y_i[n, m] = \int g_r(t' - t) y_i(t') e^{-j2\pi f(t' - t)} dt' \quad (12)$$

$$t = nT, f = m\Delta f$$

再将时频域离散信号 $Y_i[n, m]$ 进行辛有限傅里叶变换（symplectic finite Fourier transform, SFFT），第 i 辆车得到 DD 域信息恢复信号 $y_i[k, l]$ 为：

$$y_i[k, l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} Y_i[n, m] e^{-j2\pi \left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} \quad (13)$$

2 基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统公平性功率分配方案

传统 NOMA 通信分为基站上、下行通信。其中基站下行向车辆进行信息传输时，需要在帧头加入导频信息来保证下行信号能够成功解调。并且 NOMA 功率分配的前提是基站知晓大尺度衰落信息，所以需要车辆向基站上行发送自身位置信息。但是在 OTFS-ISAC 系统中这两个关于 NOMA 传输的问题将得到解决。第一，在基站通过感知获取车辆的距离和速度信息后，可以估计从基站到车辆进行 OTFS 传输的时延多普勒信道。在基站通过雷达感知回波信号得到信道大尺度衰落信息后，可以在基站端对信息进行预处理，使得车辆端跳过使用导频估计信道的过程。第二，基站可以实时通过回波修正当前车辆的位置，从而省去了大量的上行传输开销，提高了整体系统的信息速率。传统 NOMA 系统和基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统的帧结构如图 4 所示。

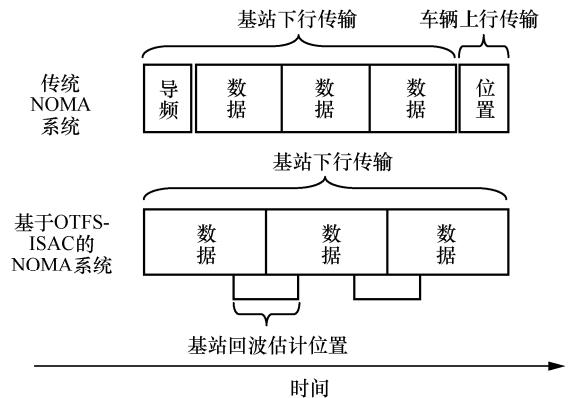


图4 传统 NOMA 系统和基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统的帧结构

在同一个数据流的前提下,使用 NOMA 保证多辆车的通信速率的公平性,并提升系统整体的信息速率。在通常的 NOMA 问题中,针对多用户问题,一般先对用户进行两两分组来确保串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC) 的成功率,在组与组之间采用正交的方式进行区分^[25-27]。在车辆的动态移动中,可以将距离相近的车辆进行动态两两分组,只考虑组内功率分配问题。

本文考虑下行 OTFS-ISAC 信息传输阶段的 NOMA 系统,车辆 1 (U1) 和车辆 2 (U2) 接收的是叠加后的基站发送信号。假设 U1 和 U2 在同一组内,同时信道系数 h_i 仅与基站和第 i 辆车之间的大尺度衰落相关。不失一般性地,假设信道 $h_1 \leq h_2$,同时,在完美信道的假设下,基站和车辆之间的通信信道由 LOS 主导,不考虑 NLOS。此外,假设基站可以准确估计车辆的位置。因此,信道系数可以描述为:

$$h_i = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d_i^2} \quad (14)$$

其中, G_t 、 G_r 分别是发送天线和接收天线增益, λ 是波长, d_i 表示车辆 i 和基站的距离。

在 NOMA 系统下,U1 和 U2 的通信速率可以描述为:

$$R_1 = \log \left(1 + \frac{\alpha_1 |h_1|^2}{\alpha_2 |h_2|^2 + n_0} \right) \quad (15)$$

$$R_2 = \log \left(1 + \frac{\alpha_2 |h_2|^2}{n_0} \right) \quad (16)$$

其中, n_0 表示高斯白噪声, α_1 和 α_2 分别是分配给 U1 和 U2 的功率, R_1 和 R_2 分别是 U1 和 U2 使用连续干扰消除技术后的可达速率。U2 的信道条件较好,可以先去除 U1 的干扰,但是 U1 传输信息时需要将 U2 的信息视为干扰。

在 NOMA 功率分配中,信道的先验知识是非常重要的。不同车辆的信道状况影响着车辆的信息解调顺序,只有在已知不同车辆的信道强弱情况下,才能进行顺序干扰消除。本文首先说明 NOMA 分配中车辆解码消息和信道的内在联系,

假设 $R_{2 \rightarrow 1} = \log \left(1 + \frac{\alpha_1 |h_1|^2}{\alpha_2 |h_2|^2 + n_0} \right)$ 是 U2 解码发给 U1

信息的可达速率。根据先验条件 $h_1 \leq h_2$, $R_{2 \rightarrow 1} \geq R_1$, 因此具有更好信道条件的 U2 可以通过解调 U1 的信息消除干扰。在 U2 消除了 U1 的干扰后,就能获得更高的信息速率。

在实际的应用场景中,一般情况下所有的通信应该是平等的,所有车辆应该享受相同的服务,这样才能让大多数车辆满意。在完美信道下,最大最小公平 (max-min fairness, MMF) 问题可以描述为:

$$\begin{aligned} (P1): \max_{\alpha_1, \alpha_2} \min \{R_1, R_2\} \\ \text{s.t. } \alpha_1 + \alpha_2 \leq P_t \end{aligned} \quad (17)$$

该问题的目标函数是最大化系统中信息速率最小的下界,以此保证不同车辆的公平性。其中两辆车的发射功率之和小于或等于最大发射功率 P_t 。

想要求得这个问题的最优解,需要先对限制条件进行进一步的限定。一般来说,只有当基站达到最大的发射功率时系统才能达到最佳的性能,所以限制条件变为 $\alpha_1 + \alpha_2 = P_t$ 。首先给出这个问题最优解的封闭解,然后对这个解的最优性进行证明。当两辆车的信息速率相等 ($R_1 = R_2$) 时,达到 MMF 问题的最优解。令 $\alpha_1 = P_t - \alpha_2$, 能得到等式:

$$\log \left(1 + \frac{\alpha_1 |h_1|^2}{\alpha_2 |h_2|^2 + n_0} \right) = \log \left(1 + \frac{\alpha_2 |h_2|^2}{n_0} \right) \quad (18)$$

解出式 (18), 能获得两个关于 α_2 的解。因为 $\alpha_2 \geq 0$, 舍去其中的负数解后,最优解为:

$$\alpha_2^* = \frac{-\left(|h_1|^2 n_0 + |h_2|^2 n_0\right) + \sqrt{\left(|h_1|^2 n_0 + |h_2|^2 n_0\right)^2 + 4P_t |h_1|^4 |h_2|^2 n_0}}{2|h_1|^2 |h_2|^2}, \quad \alpha_1^* = P_t - \alpha_2^* \quad (19)$$



进一步地,说明其最优性。首先根据两辆车的速率表示可知: U1 的速率随着 α_2 的增加而单调减小, U2 的速率随着 α_2 的增加而单调增加。当且仅当 $\alpha_2 = \alpha_2^*$ 、 $\alpha_1 = P_t - \alpha_2^*$ 时, U1 和 U2 的速率相等。假设 MMF 问题的最优解为 α_2^0 , $\alpha_1^0 = P_t - \alpha_2^0$, 第一种情况: $\alpha_2^0 \geq \alpha_2^*$, 此时易知两辆车的信息速率满足 $R_2 \geq R_1$ 。目标函数变为了最大化 R_1 , 通过不断缩小 α_2^0 增大 R_1 , 直到 $\alpha_2^0 = \alpha_2^*$ 获得最优解。第二种情况: $\alpha_2^0 \leq \alpha_2^*$, 此时两辆车的速率满足 $R_1 \geq R_2$ 。目标函数变为最大化 R_2 , 通过不断增大 α_2^0 增大 R_2 , 直到 $\alpha_2^0 = \alpha_2^*$ 获得最优解。综上所述, $\alpha_2 = \alpha_2^*$, $\alpha_1 = P_t - \alpha_2^*$ 即 MMF 问题的最优解。

3 实验仿真

本文的系统仿真参数见表 1, 仿真实验结果说明, 系统的整个工作流程包括信道感知通信目标、移动拓扑模型建立、NOMA 公平性功率分配和性能对比。本文将研究匹配滤波方法在估计物体及距离和速度信息的表现、运动估计与真实的差异、信噪比和通信距离对 NOMA 功率分配系统的影响。

表 1 系统仿真参数

参数名称	变量名	参数值
发射功率/W	P_t	1
天线发送、接收增益/dB	G_t 、 G_r	0、0
载波频率/GHz	f_c	5
OTFS 多普勒维度	k	1 024
OTFS 时延维度	l	1 024
OTFS 符号持续时间/ms	T_{ofs}	3.75
OFDM 载波间隔/kHz	Δf	270
OFDM 符号持续时间/ μs	T_{ofdm}	3.67
OFDM 载波数	M	1 024
OFDM 时隙数	N	1 024
基站和车辆距离/m	d	0~15
普通 NOMA 上行开销	η	30%
导频开销	$[M_0, N_0]$	[60,30]

匹配滤波方法检测两个目标的性能表现如图 5 所示。两个目标的初始和基站距离分别为 7 m 和 15 m, 初始速度分别为 8.3 m/s 和 13.9 m/s (30 km/h 和 50 km/h)。可以看出, 在对回波进行匹配滤波后, 两个物体表现为两个拱形。在距离维度上为两个点, 在目标对应的距离上出现相关性, 但是在其他距离上的值很小可以忽略。两个目标的估计位置分别为 6.98 m 和 14.51 m, 在位置的估计上已经非常高, 误差约为 2%。在速度维度上呈现一个拱形, 在最高点匹配的匹配滤波相关性最大。所以本文选取最高点作为估计值, 映射到速度维度, 两个目标的估计分别为 8.28 m/s 和 13.86 m/s。速度估计误差为 0.2%。在实际使用中考虑到车辆尺寸和波束宽度, 这样的精度已经满足车联网的通信和感知需求。

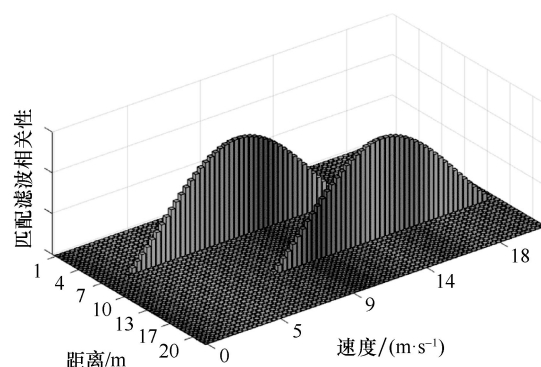


图 5 匹配滤波方法检测两个目标的性能表现

车辆运动估计值和真实值的比较如图 6 所示, 实线表示对车辆速度的长期估计, 虚线表示对位置的长期估计, S 表示速度曲线, P 表示位置曲线, E 表示估计值, 例如, $U1_s^E$ 表示车辆 1 的速度估计曲线, $U2_p$ 表示车辆 2 的实际位置曲线。可以看出, 车辆 1 和车辆 2 的真实速度在 12 m/s 和 10 m/s 左右随着时间浮动, 系统对车辆的速度能够准确预估并跟随。在图 6 中两辆车的初始位置并不相同, 两辆车相向而行, 在约 1 s 处相遇, 随后分开。比较两辆车的真实位置和估计位置, 可以得出系统能够准确还原车辆位置的结论。

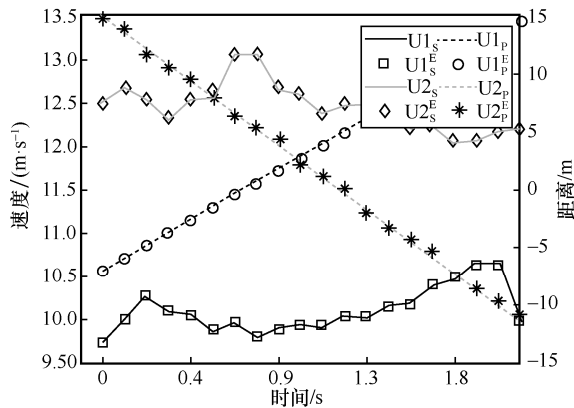


图6 车辆运动估计值和真实值的比较

不同信噪比 (signal noise ratio, SNR) 下不同系统信息速率的比较如图7所示, 这里的 SNR 指两辆车到达的平均值。U1 和 U2 与基站之间的距离分别为 15 m 和 7 m。实线和方块分别表示单台车辆 1 和车辆 2 的信息速率; 圆圈虚线表示基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统, 为本文提出的 NOMA 辅助的公平性通感一体化系统; 星点虚线表示无雷达辅助的传统 NOMA 系统; 菱形虚线表示基于 OTFS 的 OMA 系统。如图7所示, 随着 SNR 从 5 dB 增加到 40 dB, 车辆的信息速率在保持相同的同时从 0.5 bit/(s·Hz) 增加到 6.4 bit/(s·Hz), 保证了其公平性。其他曲线均是两辆车的信息速率之和。在 SNR 为 20 dB 时, 无雷达感知辅助的 OMA、传统 NOMA 系统和基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统的速率分别为 2.7 bit/(s·Hz)、4.7 bit/(s·Hz) 和 5.9 bit/(s·Hz)。无雷达感知辅助的传统 NOMA 系统相对于 OMA 系统提升约 74% 的信息速率, 而本文提出的基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统在无雷达感知辅助的传统 NOMA 系统的基础上提升了约 25% 的信息速率, 因为通感一体化系统能够通过 OTFS 回波信号得到基站与车辆的距离和车辆的速度。OTFS-ISAC 系统在基站端可以根据得到的信道的先验知识预先对数据进行处理, 使得接收端跳过信道估计和均衡。这样基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统在下行传输时可以不插入导频来辅助车辆的信道估计。此处使用的

OMA 系统在运行时不仅需要均分时隙对两辆车进行服务而且需要插入导频来辅助通信。并且传统 NOMA 系统能够正常工作的前提是基站通过回波信号预测了基站和车辆之间下一个时刻的距离。无雷达感知辅助的传统 NOMA 系统需要车辆通过上行传输向基站发送估计的位置信息, 而基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统则是不需要这部分开销的。综上所述, 基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统要优于无雷达感知辅助的传统 NOMA 系统, 并且它们都优于 OMA 系统。

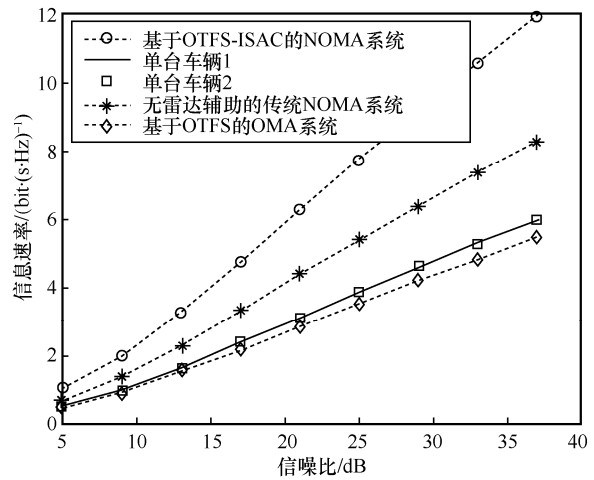


图7 不同信噪比下不同系统信息速率的比较

不同距离下不同系统通信速率的比较如图8所示。在固定车辆1到基站的距离为 15 m, 固定信号噪声大小符合在车辆1和车辆2距离基站分别为 15 m 和 13 m 时, SNR 为 20 dB。改变车辆和基站之间的距离来观察系统信息速率的变化。由图8可知, 在车辆2不断靠近的过程中, 所有系统的信息速率均在提高。并且在车辆1位置不变的情况下, 由于车辆2和基站的距离从 10 m 减小到 5 m, 车辆1的信息速率从 2.9 bit/(s·Hz) 提升至 3.7 bit/(s·Hz), 且二者变化保持一致, 系统的公平性得到了保证。车辆2距离为 5 m 时, 基于 OTFS-ISAC 的 NOMA 系统、无雷达辅助的传统 NOMA 系统和基于 OTFS 的 OMA 系统的信息速率分别为 7.4 bit/(s·Hz)、5.2 bit/(s·Hz) 和 3.4 bit/(s·Hz)。



在车辆 2 不断靠近的过程中, 不同系统下的信息速率相较于初始值都提升 26%左右。

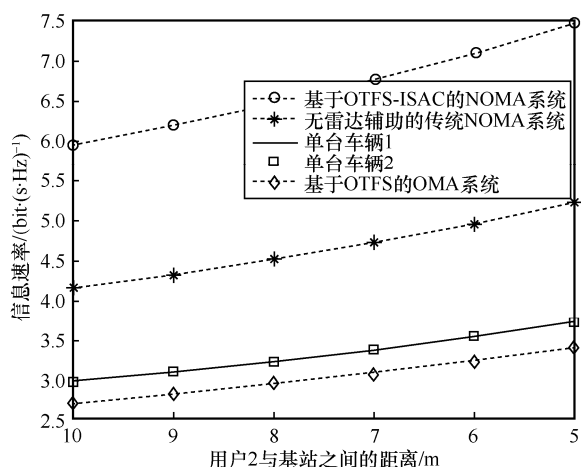


图 8 不同距离下不同系统信息通信速率的比较

4 结束语

本文考虑了一种带有用户公平性保证的 OTFS 通感一体化系统, 简称 OTFS-ISAC 系统, 在车辆高速移动场景下为多辆车提供公平性功率分配服务。在该场景下, 基站接收到被车辆反射后的 OTFS-ISAC 信号回波, 然后对其分析获得车辆运动参数。由于不同路径的信号时延和多普勒频移不同, 基站可以通过回波预测出车辆的距离和速度, 同时角度信息可以通过多天线技术获得。基于上述获得的参数, 基站可以建立车辆运动的预测拓扑, 并对其进行实时校正来保证其精度。在车辆预测拓扑的指导下, 基站采用 NOMA 进行公平性功率分配。仿真结果表明, 相比于无雷达感知辅助的非正交多址 OTFS 系统, 基于 OTFS-ISAC 的非正交多址接入系统能在保证车辆功率分配公平性的同时实现 25%的信息速率提升。本文优化问题考虑的是完美信道假设情况, 在接下来的工作中可以考虑非完美信道的鲁棒性设计。

参考文献:

[1] SWAMY S N, KOTA S R. An empirical study on system level aspects of Internet of Things (IoT)[J]. IEEE Access, 2020(8): 188082-188134.

[2] JIANG W, HAN B, HABIBI M A, et al. The road towards 6G: a comprehensive survey[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021(2): 334-366.

[3] MEALEY R M. A method for calculating error probabilities in a radar communication system[J]. IEEE Transactions on Space Electronics and Telemetry, 1963, 9(2): 37-42.

[4] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLUM R, et al. MIMO radar: an idea whose time has come[C]//Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2004: 71-78.

[5] FORTUNATI S, SANGUINETTI L, GINI F, et al. Massive MIMO radar for target detection[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 859-871.

[6] HEATH R W, GONZÁLEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 436-453.

[7] QI Y L, ZHOU Y Q, LIU Y F, et al. Traffic-aware task offloading based on convergence of communication and sensing in vehicular edge computing[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(24): 17762-17777.

[8] PENG Y, ZHOU Y Q, LIU L, et al. Intelligent recommendation-based user plane handover with enhanced TCP throughput in ultra-dense cellular networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(1): 595-610.

[9] SHI C G, WANG Y J, WANG F, et al. Joint optimization of subcarrier selection and power allocation for dual-functional radar-communications system[C]//Proceedings of 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-5.

[10] GONZÁLEZ-PRELCIC N, MÉNDEZ-RIAL R, HEATH R W. Radar aided beam alignment in mmWave V2I communications supporting antenna diversity[C]//Proceedings of 2016 Information Theory and Applications Workshop (ITA). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-7.

[11] ROBERTON M, BROWN E R. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques[C]//Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Piscataway: IEEE Press, 2003: 611-614.

[12] HAN L, WU K. Joint wireless communication and radar sensing systems - state of the art and future prospects[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2013, 7(11): 876-885.

[13] LIU F, ZHOU L F, MASOUIROS C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: optimal waveform design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(16): 4264-4279.

[14] STURM C, WIESBECK W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing[J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(7): 1236-1259.

[15] QU H Y, LIU G H, ZHANG L, et al. Low-complexity symbol detection and interference cancellation for OTFS system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(3): 1524-1537.

- [16] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [17] GAUDIO L, KOBAYASHI M, CAIRE G, et al. On the effectiveness of OTFS for joint radar parameter estimation and communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(9): 5951-5965.
- [18] GAUDIO L A K, MARI AND CAIRE, GIUSEPPE AND COLAVOLPE, et al. Hybrid digital-analog beamforming and MIMO radar with OTFS modulation[J]. arXiv preprint arXiv: 200908785, 2020.
- [19] WU K, ZHANG J A, HUANG X J, et al. OTFS-based joint communication and sensing for future industrial IoT[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021: 1.
- [20] YUAN W J, WEI Z Q, LI S Y, et al. Integrated sensing and communication-assisted orthogonal time frequency space transmission for vehicular networks[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(6): 1515-1528.
- [21] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Orthogonal time frequency space (OTFS) modulation based radar system[C]//Proceedings of 2019 IEEE Radar Conference (RadarConf). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [22] GAUDIO L, KOBAYASHI M, CAIRE G, et al. On the effectiveness of OTFS for joint radar parameter estimation and communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(9): 5951-5965.
- [23] TUSHA A, DOĞAN S, ARSLAN H. A hybrid downlink NOMA with OFDM and OFDM-IM for beyond 5G wireless networks[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020(27): 491-495.
- [24] DING Z G. Robust beamforming design for OTFS-NOMA[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020(1): 33-40.
- [25] YANG Z, DING Z G, FAN P Z, et al. A general power allocation scheme to guarantee quality of service in downlink and uplink NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(11): 7244-7257.
- [26] ZUO H L, TAO X F. Power allocation optimization for uplink non-orthogonal multiple access systems[C]//Proceedings of 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.

- [27] AKHTAR M W, HASSAN S A, SALEEM S, et al. STBC-aided cooperative NOMA with timing offsets, imperfect successive interference cancellation, and imperfect channel state information[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 11712-11727.

[作者简介]



胥柯(1998-), 男, 电子科技大学信息与通信工程学院硕士生, 主要研究方向为正交时频空间调制、数能同传和通信感知一体化等。



向路平(1993-), 男, 博士, 电子科技大学信息与通信工程学院讲师, 主要研究方向为信道编码、正交时频空间调制和数能同传等。



胡杰(1985-), 男, 博士, 电子科技大学信息与通信工程学院正高级研究员、博士生导师, 主要研究方向为无线通信与组网中的物理层设计和资源分配、无线数据与能量一体化传输关键技术等。



杨鲲(1969-), 男, 博士, 电子科技大学国家特聘教授, 数能网络实验室主任, 欧洲科学院(Academia Europaea)院士, 主要研究方向为无线通信和网络、未来网络技术和移动边缘计算等。