通信感知计算一体化波束赋形设计



Beamforming Design for Integrated Sensing, Communication and Computation

李晓阳/LI Xiaoyang,周梓钦/ZHOU Ziqin,贡毅/GONG Yi

(南方科技大学, 中国 深圳 518055) (Southern University of Science and Technology, Shenzhen 518055, China) DOI:10.12142/ZTETJ.202205006 网络出版地址: https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.0833.002.html 网络出版日期: 2022-10-13 收稿日期: 2022-08-16

摘要:结合通信感知一体化和空中计算的优点,提出了一种空口通信感知计算一体化技术,并通过对多天线雷达感知与空中计算波束赋形进行 联合优化设计,从而在保障感知准确度的前提下最大化空中计算的准确度。通过仿真验证,并与传统波束赋形比较后可知,该设计可以有效地 同时实现雷达感知与空中计算,显著提升频谱效率。

关键词:通信感知一体化;空中计算;波束赋形

Abstract: By combining the advantages of integrated sensing and communication and over-the-air computation (AirComp), an integrated sensing, communication, and computation over-the-air design is proposed, where the multi-antenna beamforming designs for both radar sensing and AirComp are jointly optimized to maximize the AirComp accuracy while guaranteeing the sensing accuracy. Through the simulation verification and the comparison with the traditional beam configuration, the design can effectively realize the radar perception and air computing simultaneously, and significantly improve the spectrum efficiency.

Keywords: integrated sensing and communication; over-the-air computation; beamforming

计一代移动通信技术如自动驾驶、增强现实、人工智能、智慧城市、数字孪生等¹¹有助于推动物联网应用的发展。为了支持这些应用,海量数据需要被传感设备从环境中采集并传输至服务器端进行后续处理¹²¹。在传统的数据处理方案中,数据感知、传输与计算环节被视为独立的设计。其中,数据感知与传输环节将竞争频谱资源,同时计算环节将与另两者竞争时间资源¹³¹。为了提升频谱效率,通过设计雷达通信与感知复用信号,通信感知一体化技术可同时实现物理层的数据感知与传输¹⁴¹。

通信感知一体化起源于对联合雷达感知通信的研究,其 中数据信息被嵌入雷达脉冲中^[5]。在实际应用中,原本用于 雷达感知的S频段(2~4 GHz)和C频段(4~8 GHz)可以 与通信系统共享^[6]。基于这一发现,一系列研究均致力于雷 达感知与通信系统的共存,其中通信和感知信号共用频谱资 源。在机会式频谱共享方案中,未被雷达感知信号占用的频 段可用于发射通信信号^[7]。为了同时实现通信与感知,雷达 感知信号被投射到与通信信号正交的空间^[8]。为了进一步提 升通信与感知效率,多天线系统被开发以实现多发多收雷达 感知与通信^[9]。值得一提的是,这种雷达感知与通信共存的 系统需要感知与通信收发端实时反馈状态。这一过程带来了 严重的信息交互负担。为了解决这一问题,后续的研究致力 于将感知与通信的发射端合二为一,即设计可同时用于目标 感知和数据传输的双功能信号^[10]。从信息论的角度来看,雷 达感知与通信的性能可以用率失真理论来刻画^[11]。在实际应 用中,可同时用于目标感知和数据传输的双功能波形设计被 进一步拓展到多天线多发多收系统。其中,数据信息被嵌入 雷达感知信号的旁瓣^[12]。

得益于频谱共享带来的优势,通信感知一体化技术被广 泛应用于智慧家居、边缘智能、车联网等多个场景。在智慧 家居应用场景中,传统的传感设备被赋予通信能力,同时移 动热点的感知能力也得到提升^[13]。在边缘智能系统中,通信 感知一体化技术被用于同时采集和传输数据,以加速模型训 练^[14]。在车联网平台中,通信感知一体化技术被用于采集车 队状态并促进车辆间的信息交互^[15]。

为了进一步提高资源利用效率,数据感知、传输与计算 环节有待于联合设计。然而,计算环节常常处于网络层或应 用层,因此难以与物理层的通信感知一体化技术相结合。为

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB1802804); 国家自然科学基金 (62071212、62101235); 广东省基础与应用基础研究基金(2019B151513000 3); 中国博士后基金(2021M69145); 南山科学技术项目(2021390024)

了解决这一问题,空中计算的出现使物理层的数据计算成为 可能。通过利用模拟信号在多址信道传播过程中的叠加属 性,空中计算技术可实现信号传播过程中的函数计算^[16]。空 中计算的雏形最早可以追溯到对传感器网络的研究,其中分 布式的感知数据经模拟调制后在多址信道中传输的同时进行 叠加,这使得服务器可以直接接收到数据计算结果^[17]。与传 统多址接入方案不同,空中计算旨在减少收集到的统计信息 与真实值之间的误差^[18]。为了加快多个函数的同时计算,多 天线系统被用于实现多发多收的空中计算^[19]。基于空中计 算,感知通信计算一体化技术有望在物理层空口实现。

通过将通信感知一体化技术与空中计算技术相结合, 本文提出了空口感知通信计算一体化技术。在该技术应用 场景中,多个多天线传感设备同时发射用于目标探测的雷 达感知信号和用于传输数据的通信信号。其中,雷达感知 信号经过目标反射后被传感设备接收,通信信号经过空中 计算后被服务器接收。传感器依据接收到的雷达感知信号 对目标信息进行提取,而服务器依据接收到的雪达感知信号 对目标信息进行提取,而服务器依据接收到的空中计算结 果对各传感设备数据的统计信息进行推测。用于衡量雷达 感知性能的标准是目标信息的均方差,而用于衡量空中计 算性能的标准是信息与真实值之间的均方差。由于这两者 存在竞争关系,为了在保障雷达感知性能的同时尽可能提 升空中计算性能,本文对雷达感知和通信信号的收发端波 束赋形进行了联合设计。

1 通信感知计算一体化系统

如图1所示,本文所考虑的通信感知计算一体化系统包 括1个待感知目标、1台具备N。根天线的服务器,以及M个 具备N.根天线的由传感设备构成的设备簇 M。整个信号收 发时间被划分为T段,在每个时间段内各传感设备可以同时 发射雷达感知信号和数据传输信号。其中, 雷达感知信号经 过目标反射后被传感设备接收,数据传输信号经过空中计算 后被服务器接收。具体而言,各传感设备N,根天线用于雷 达感知, N_{e} 根天线用于发射数据传输信号,即 $N_{e} = N_{e} + N_{e}$ 。 对于雷达感知而言, N_x根天线用于发射雷达感知信号, N_x 根天线用于接收目标反射信号,即 $N_r = N_{tr} + N_{tr}$ 。在第t个 时间段, 第m个传感设备发送的数据可以表示为一个K维向 不同传感设备和待计算函数而言,数据满足均值为0、方差 为1的独立同分布,即 $\mathbb{E}[d_m(t)d_m^H(t)] = I$,且对所有 $i \neq m$ 而言, $E[d_m(t)d_i^{\mu}(t)] = 0$ 。类似地, 第m个传感设备在第t 个时间段产生的雷达信号可以表示为一个K维向量 $s_m(t)$,该 向量满足 $\mathbb{E}_{t}[s_{m}(t)s_{m}^{H}(t)] = I$, 且对所有 $i \neq m$ 而言 $\mathbb{E}_{t}[s_{i}(t)s_{m}^{H}(t)] = 0$ 。此外,数据向量与雷达信号向量统计独 立,即对所有 i 和 m 而言 $\mathbb{E}_{t}[d_{i}(t)s_{m}^{H}(t)] = 0$ 。在该系统中, 具体的信号处理流程如图2所示。



▲图1通信感知计算一体化系统

经过发射端波束赋形后, 第*m*个传感设备第*t*个时间段 发射的信号可表示为:

$$\boldsymbol{x}_{m}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{W}_{m} \boldsymbol{d}_{m}(t) \\ \boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{s}_{m}(t) \end{bmatrix},$$
(1)

其中, W_m 表示 $N_e \times K$ 阶的数据发射波束赋形矩阵, F_m 表示 $N_{tx} \times K$ 阶的雷达感知波束赋形矩阵。由于每个传感设备的发射功率有限,波束赋形设计需满足下述功率限制:

$$tr\left(\boldsymbol{W}_{m}\boldsymbol{W}_{m}^{H}\right) + tr\left(\boldsymbol{F}_{m}\boldsymbol{F}_{m}^{H}\right) \leqslant P, \forall m_{o}$$

$$\tag{2}$$

经过目标反射后, 第m个传感设备收到的雷达感知信号 $\gamma_m(t)$ 为一个 N_n 维的向量, 可表示为:

$$\boldsymbol{y}_{m}(t) = \boldsymbol{G}_{mm} \boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{s}_{m}(t) + \boldsymbol{\Omega}_{m}(t) + \boldsymbol{n}_{r}(t), \qquad (3)$$

其 中 , $\Omega_m(t) = \sum_{i=1}^{M} C_{im} W_i d_i(t) + \sum_{i \in \mathcal{M} \setminus \{m\}} [(G_{im} F_i + Q_{im} F_i) s_i(t) + O_{im} W_i d_i(t)] 为 N_m 维的干扰$ $信号。对第m个和第i个传感设备而言, <math>G_{im} 表示 N_m \times N_m$ 阶 的目标反射矩阵, $Q_{im} 表示 N_m \times N_m$ 阶的雷达信号直射信道 矩阵, $C_{im} 表示 N_m \times N_c$ 阶的数据信号反射信道矩阵, $O_{im} 表$ 示 $N_m \times N_c$ 阶的数据信号直射信道矩阵。 $n_r(t)$ 为一个 N_m 维的 加性高斯白噪声向量, 其服从分布 $\mathcal{N}_{N_n}(0,\sigma_r^2 I)$ 。通过对 $y_m(t)$ 进行匹配滤波,可以得到信号的统计结果矩阵 \hat{Y}_m ,这是一 个 $N_m \times K$ 阶的矩阵, 具体可表示为:

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{m} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T} \boldsymbol{y}_{m}(t) \boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T} \sum_{i=1}^{M} \left(\boldsymbol{G}_{im} \boldsymbol{F}_{i} \boldsymbol{s}_{i}(t) + \boldsymbol{C}_{im} \boldsymbol{W}_{i} \boldsymbol{d}_{i}(t) \right) \boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T} \sum_{i \in \mathcal{M}(\boldsymbol{w})} \left[\boldsymbol{Q}_{im} \boldsymbol{F}_{i} \boldsymbol{s}_{i}(t) + \boldsymbol{O}_{im} \boldsymbol{W}_{i} \boldsymbol{d}_{i}(t) \right] \boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T} \boldsymbol{n}_{r}(t) \boldsymbol{s}_{m}^{H}(t)$$

$$(4)$$

依据大数定律,当时间段T足够多时,以下近似表达式 将成立:

$$\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\boldsymbol{s}_{i}(t)\boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) \approx \mathbb{E}_{l}[\boldsymbol{s}_{i}(t)\boldsymbol{s}_{m}^{H}(t)] = 0, \qquad (5)$$

$$\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\boldsymbol{s}_{m}(t)\boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) \approx \mathbb{E}_{t}\left[\boldsymbol{s}_{m}(t)\boldsymbol{s}_{m}^{H}(t)\right] = \boldsymbol{I},$$
(6)

$$\frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T} \boldsymbol{d}_{i}(t) \boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) \approx \mathbb{E}_{i} \left[\boldsymbol{d}_{i}(t) \boldsymbol{s}_{m}^{H}(t) \right] = \boldsymbol{0}_{o}$$

$$\tag{7}$$

因此,统计结果矩阵 \hat{Y}_m 可以进一步表示为:

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{m} = \boldsymbol{G}_{mm}\boldsymbol{F}_{m} + \boldsymbol{N}_{m}, \qquad (8)$$

其中, $N_m = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^{T} n_r(t) s_m^H(t) \ge N_{rx} \times K$ 阶矩阵, 服从分布

 $\mathcal{MN}_{N_n \times K} \left(0, \frac{\sigma_r}{\sqrt{T}} I_{N_n \times N_n}, \frac{\sigma_r}{\sqrt{T}} I_{K \times K} \right)$ 。因此, 第*m*个传感设备 对目标反射矩阵 *G_{mm}*估计的均方差可以表示为:

$$MSE(\boldsymbol{G}_{mm}) = \frac{N_{rx}\boldsymbol{\sigma}_{r}^{2}}{T} tr \left[\left(\boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H} \right)^{-1} \right]_{0}$$
(9)

给定第m个传感设备的感知误差容忍度 η_m , 雷达感知性能需要满足以下限制:

$$\frac{N_{\rm rx}\sigma_r^2}{T}tr\Big[\big(\boldsymbol{F}_{\rm m}\boldsymbol{F}_{\rm m}^{\rm H}\big)^{-1}\Big] \leqslant \eta_{\rm m_{\odot}} \tag{10}$$

对于服务器而言,其收到的信号是各传感设备信号经过 空中计算叠加后的结果,经过接收端波束赋形后可表示为一 个*K*维的向量 $\hat{z}(t)$,具体表达式为:

$$\hat{\boldsymbol{z}}(t) = \boldsymbol{A}^{H} \sum_{m=1}^{M} \left(\boldsymbol{H}_{m} \boldsymbol{W}_{m} \boldsymbol{d}_{m}(t) + \boldsymbol{R}_{m} \boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{s}_{m}(t) \right) + \boldsymbol{A}^{H} \boldsymbol{n}_{c}(t), \quad (11)$$

其中,A为 N_a ×K阶的服务器接收端数据聚合波束赋形矩 阵。在服务器和第m个传感设备之间, H_m 为 N_a × N_c 阶的数 据传输信道矩阵, R_m 为 N_a × N_{tx} 阶的雷达感知信号信道矩 阵。 $n_c(t)$ 为一个 N_a 维的加性高斯白噪声向量,服从分布 $\mathcal{N}_{N_a}(0,\sigma_c^2 I)$,且与 $d_m(t)$ 和 $s_m(t)$ 统计独立。因此,空中计算 结果与数据真实统计值之间的均方差可以表示为:



▲图2 通信感知一体化系统的信号处理流程

$$\mathbb{E}_{t}\left[\left|\boldsymbol{A}^{H}\sum_{m=1}^{M}\left(\boldsymbol{H}_{m}\boldsymbol{W}_{m}\boldsymbol{d}_{m}(t)+\boldsymbol{R}_{m}\boldsymbol{F}_{m}\boldsymbol{s}_{m}(t)\right)+\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{n}_{c}(t)-\sum_{m=1}^{M}\boldsymbol{d}_{m}(t)\right|^{2}\right]=\sum_{m=1}^{M}tr\left[\left(\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{H}_{m}\boldsymbol{W}_{m}-\boldsymbol{I}\right)\left(\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{H}_{m}\boldsymbol{W}_{m}-\boldsymbol{I}\right)^{H}\right]+\sum_{m=1}^{M}tr\left[\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{R}_{m}\boldsymbol{F}_{m}\boldsymbol{F}_{m}^{H}\boldsymbol{R}_{m}^{H}\boldsymbol{A}\right]+\sigma_{c}^{2}tr\left(\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{H}\right)_{c}$$
(12)

2 多天线波束赋形设计

为了在保障雷达感知准确度的前提下尽可能地提升空中 计算的准确度,我们对数据发射波束赋形 $\{\mathbf{W}_{m}\}$ 、雷达感知 热点专题

波束赋形{*F_m*},以及数据聚合波束赋形*A*进行联合优化设计。具体而言,给定雷达感知性能限制和功率限制,该优化问题可以构建为:

$$\min_{\boldsymbol{A}, \{\boldsymbol{W}_{m}\}, \{\boldsymbol{F}_{m}\}} \sum_{m=1}^{M} tr \Big[\big(\boldsymbol{A}^{H} \boldsymbol{H}_{m} \boldsymbol{W}_{m} - \boldsymbol{I} \big) \big(\boldsymbol{A}^{H} \boldsymbol{H}_{m} \boldsymbol{W}_{m} - \boldsymbol{I} \big)^{H} \Big] + \\ \sum_{m=1}^{M} tr \big(\boldsymbol{A}^{H} \boldsymbol{R}_{m} \boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H} \boldsymbol{R}_{m}^{H} \boldsymbol{A} \big) + \sigma_{c}^{2} tr \big(\boldsymbol{A} \boldsymbol{A}^{H} \big) \\ \text{s.t.} tr \Big[\big(\boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H} \big)^{-1} \Big] \leqslant \frac{T \eta_{m}}{N_{rx} \sigma_{r}^{2}}, \forall m, \\ (P1) tr \big(\boldsymbol{W}_{m} \boldsymbol{W}_{m}^{H} \big) + tr \big(\boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H} \big) \leqslant P, \forall m_{\circ}$$
(13)

这3类波束赋形矩阵的耦合关系导致该优化问题非凸。 此外, 雷达感知信号的存在将对数据传输信号的空中计算产 生干扰。为了处理耦合关系, 我们首先对数据发射波束赋形 采用迫零设计来最小化空中计算误差, 即令:

$$\boldsymbol{W}_{m} = \left(\boldsymbol{H}_{m}^{H}\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}\boldsymbol{H}_{m}\right)^{-1}\boldsymbol{H}_{m}^{H}\boldsymbol{A}, \forall \boldsymbol{m}_{\circ}$$
(14)

相应的问题可以转换为:

$$\min_{\boldsymbol{A}, \{\boldsymbol{F}_{m}\}} \sum_{m=1}^{M} tr\left(\boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H} \boldsymbol{A} \boldsymbol{A}^{H} \boldsymbol{R}_{m}\right) + \sigma_{c}^{2} tr\left(\boldsymbol{A} \boldsymbol{A}^{H}\right)$$
s.t. $tr\left[\left(\boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H}\right)^{-1}\right] \leq \frac{T\eta_{m}}{N_{rx}\sigma_{r}^{2}}, \forall m,$

(P2) $tr\left[\left(\boldsymbol{H}_{m}^{H} \boldsymbol{A} \boldsymbol{A} \boldsymbol{H}_{m}\right)^{-1}\right] + tr\left(\boldsymbol{F}_{m} \boldsymbol{F}_{m}^{H}\right) \leq P, \forall m_{o}$
(15)

然而,由于 F_m 和A仍然存在耦合关系,问题(P2)仍 然非凸。为了进一步解耦,我们采用多天线系统中的经典设 计将所有 F_m 限制为正交矩阵。令 D_m 表示满足 $D_m D_m^H = I$ 的 酉矩阵,可以得到 $F_m = \alpha_m D_m$,其中 α_m 是一个正的比例因 子。基于这一转化,原问题可以简化为:

$$\min_{\boldsymbol{A}, \{\alpha_{m}\}} \sum_{m=1}^{M} \alpha_{m} tr\left(\boldsymbol{R}_{m}^{H} \boldsymbol{A} \boldsymbol{A}^{H} \boldsymbol{R}_{m}\right) + \sigma_{c}^{2} tr\left(\boldsymbol{A} \boldsymbol{A}^{H}\right)$$
s.t. $\frac{N_{tx}}{\alpha_{m}} \leq \frac{T \eta_{m}}{N_{tx} \sigma_{r}^{2}}, \forall m,$

$$(P3) tr\left[\left(\boldsymbol{H}_{m}^{H} \boldsymbol{A} \boldsymbol{A} \boldsymbol{H}_{m}\right)^{-1}\right] + \alpha_{m} \leq P, \forall m_{o}$$

$$(16)$$

由观察可知, 增大 α_m 将增加空中计算的误差, 因此为 了最小化空中计算误差, 需要取 α_m 的最小值, 可表示为:

$$\alpha_m^* = \frac{N_{\rm tx} N_{\rm rx} \sigma_r^2}{T \eta_m}, \forall m_{\circ}$$
(17)

令 $\hat{A} = AA^{H}$ 并采用半正定放缩,该问题可进一步转化为:

$$\min_{\hat{A}} \sum_{m=1}^{M} \frac{N_{tx} N_{tx} \sigma_{r}^{2}}{T \eta_{m}} tr\left(R_{m}^{H} \hat{A} R_{m}\right) + \sigma_{c}^{2} tr\left(\hat{A}\right)$$

s.t. $tr\left[\left(H_{m}^{H} \hat{A} H_{m}\right)^{-1}\right] + \frac{N_{tx} N_{tx} \sigma_{r}^{2}}{T \eta_{m}} \leq P, \forall m,$
(P4) $\hat{A} \geq 0_{\circ}$ (18)

由于目标函数为线性且所有限制条件均为凸,问题 (P4)为凸问题,因此可以采用凸优化算法得出最优解Â*, 并进一步通过高斯循环算法得出原问题的可行解Ã。

3 仿真设计与分析

为了验证通信感知计算一体化波束赋形设计的性能,我 们在MATLAB平台上进行了仿真。仿真中的目标函数为均 一化后的空中计算均方差。整个系统包括1个匹配15根接收 天线的服务器和10个匹配12根天线的传感设备。其中,传 感设备有4根天线用于发射数据传输信号,4根天线用于发 射雷达感知信号,4根天线用于接收目标反射信号。总时间 段数设置为1000,待计算的函数数量为10。所有的信道均 服从莱斯分布,最大发射功率为10 mW,感知误差容忍度设 置为0~1的随机变量。根据长期演进(LTE)的设置,信道 噪声为-79.5 dBm。作为一种比较方案,传统的天线选择方 案将所有用户的信道增益进行叠加,并从叠加结果中选取 10根信道增益最大的接收天线作为接收端。

图3展示了均一化空中计算均方差随服务器天线数量 变化的曲线。可以看到,随着服务器天线数量的增加,空 中计算均方差逐渐减小。这是因为更多的接收天线将增大 数据接收波束赋形矩阵的优化维度,从而利用分级增益降 低误差。此外,与传统天线选择方案相比,我们提出的方 案可显著降低空中计算均方差,这验证了波束赋形设计的 必要性。



▲图3 空中计算均方差与服务器天线数量关系曲线

图4展示了均一化空中计算均方差随传感设备天线数量 变化的曲线。可以看到,随着传感设备天线数量的增加,空 中计算均方差逐渐增大。这是因为增加传感设备天线将导致 待估测的目标反射矩阵维度增加,从而使雷达感知性能限制 更为严格。因此,波束赋形为了满足雷达感知性能要求,不 得不牺牲空中计算的性能。



▲图4 空中计算均方差与传感设备天线数量关系曲线

图5展示了均一化空中计算均方差随传感设备数量变化的曲线。可以看到,随着传感设备数量的增加,空中计算均 方差逐渐增大。这是因为增加传感设备将引入更多的信道, 这些信道难以被一个数据聚合波束赋形矩阵均衡。图6展示 了均一化空中计算均方差随计算函数数量变化的曲线。可以 看到,随着计算函数数量的增加,空中计算均方差逐渐增 大,这意味着增大计算产出量将牺牲计算准确度。



▲图5 空中计算均方差与传感设备数量关系曲线

4 结束语

本文中,我们对通信感知计算一体化波束赋形设计进行



▲图6 空中计算均方差与计算函数数量关系曲线

了研究。为了在保障雷达感知准确度的前提下尽可能提升空 中计算的准确度,我们对数据发射波束赋形、雷达感知波束 赋形,以及数据聚合波束赋形进行了联合优化设计。与传统 方案相比,该设计可以有效地同时实现雷达感知与空中计 算,显著提升频谱效率。本研究开创了物理层通信感知计算 一体化新领域,未来研究方向包括但不限于传感设备调度、 波形设计、克拉美罗界优化等。

参考文献

- [1] SAAD W, BENNIS M, CHEN M Z. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems [J]. IEEE network, 2020, 34(3): 134–142. DOI: 10.1109/MNET.001.1900287
- [2] CUI Y, LIU F, JING X, et al. Integrating sensing and communications for ubiquitous IoT: Applications, trends, and challenges [J]. IEEE network, 2021, 35(5): 158–167. DOI: 10.1109/MNET.010.2100152
- [3] LIU F, MASOUROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead [J]. IEEE transactions on communications, 2020, 68(6): 3834–3862. DOI: 10.1109/TCOMM.2020.2973976
- [4] LIU F, CUI Y H, MASOUROS C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2022, 40(6): 1728–1767. DOI: 10.1109/jsac.2022.3156632
- [5] 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. DOI: 10.1109/TSET.1963.4337601
- [6] LIU F, MASOUROS C, LI A, et al. MU–MIMO communications with MIMO radar: from co–existence to joint transmission [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2018, 17(4): 2755–2770. DOI: 10.1109/ TWC.2018.2803045
- [7] SARUTHIRATHANAWORAKUN R, PEHA J M, CORREIA L M. Opportunistic sharing between rotating radar and cellular [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2012, 30(10): 1900–1910. DOI: 10.1109/ JSAC.2012.121106
- [8] SODAGARI S, KHAWAR A, CLANCY T C, et al. A projection based approach for radar and telecommunication systems coexistence [C]//Proceedings of 2012 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2012: 5010–5014. DOI: 10.1109/GLOCOM.2012.6503914
- [9] LIU F, MASOUROS C, LI A, et al. Robust MIMO beamforming for cellular and radar coexistence [J]. IEEE wireless communications letters, 2017, 6(3): 374–377. DOI: 10.1109/LWC.2017.2693985
- [10] BLUNT S D, METCALF J G, BIGGS C R, et al. Performance characteristics and metrics for intra-pulse radar-embedded communication [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2011, 29(10): 2057–2066.

DOI: 10.1109/JSAC.2011.111215

- [11] CHIRIYATH A R, PAUL B, JACYNA G M, et al. Inner bounds on performance of radar and communications co-existence [J]. IEEE transactions on signal processing, 2016, 64(2): 464–474. DOI: 10.1109/ TSP.2015.2483485
- [12] LIU F, ZHOU L, MASOUROS C, et al. Toward dual-functional radarcommunication systems: optimal waveform design [J]. IEEE transactions on signal processing, 2018, 66(16): 4264–4279. DOI: 10.1109/ TSP.2018.2847648
- [13] HUANG Q Y, CHEN H X, ZHANG Q. Joint design of sensing and communication systems for smart homes [J]. IEEE network, 2020, 34(6): 191–197. DOI: 10.1109/MNET.011.2000107
- [14] ZHANG T, WANG S, LI G L, et al. Accelerating edge intelligence via integrated sensing and communication [C]//Proceedings of ICC 2022 – IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2022: 1586– 1592. DOI: 10.1109/ICC45855.2022.9839016
- [15] YUAN W J, LIU F, MASOUROS C, et al. Bayesian predictive beamforming for vehicular networks: a low-overhead joint radar-communication approach [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(3): 1442–1456. DOI: 10.1109/TWC.2020.3033776
- [16] ZHU G X, XU J, HUANG K B, et al. Over-the-air computing for wireless data aggregation in massive IoT [J]. IEEE wireless communications, 2021, 28(4): 57–65. DOI: 10.1109/MWC.011.2000467
- [17] NAZER B, GASTPAR M. Computation over multiple-access channels [J]. IEEE transactions on information theory, 2007, 53(10): 3498–3516. DOI: 10.1109/tit.2007.904785
- [18] CHEN L, ZHAO N, CHEN Y, et al. Over-the-air computation for IoT networks: computing multiple functions with antenna arrays [J]. IEEE Internet of Things journal, 2018, 5(6): 5296 - 5306
- [19] LI X, ZHU G, GONG Y, et al. Wirelessly powered data aggregation for IoT via over-the-air function computation: beamforming and power control [J]. IEEE transaction on wireless communications, 2019, 18(7): 3437 3452. DOI: 10.1109/TWC.2019.2914046

作者简介



李晓阳,南方科技大学卓越博士后;主要研究领 域为通信感知计算一体化、群智感知与标注、边 缘智能、空中计算、携能通信等;先后主持和参 加基金项目4项;已发表论文20余篇。



周梓钦,南方科技大学在读硕士研究生;主要研 究领域为通信感知计算一体化、群智感知、空中 计算等;已发表论文4篇。



贡毅,南方科技大学教授,曾担任《IEEE Transactions on Wireless Communications》和 《IEEE Transactions on Vehicular Technology》 的编委;主要研究领域为5G与智能通信、移动 边缘计算等;承担多项国家级、省部级科技项 目;已发表学术论文150余篇,获得发明专利20 余项。

综合信息

《中兴通讯技术》2023年热点专题预告

期次	专题名称	策划人
1	云网安全新挑战及智能防护技术	中国电信研究院教授级高工 解冲锋 北京邮电大学教授 杨义先
2	语义通信	清华大学教授 陶晓明 中国科学院院士 陆建华
3	数字孪生	重庆邮电大学教授、副校长 陈前斌
4	算力网络和东数西算	工业和信息化部通信科技委专职常委 赵慧玲
5	6G网络技术	北京邮电大学教授 王文东
6	面向双碳的新一代无线通信网络	华中科技大学教授 葛晓虎 西安电子科技大学教授 李建东