

6G通信感知一体化理论与技术

彭木根[†], 刘喜庆, 刘子乐, 孙泽忠

(北京邮电大学 网络与交换技术国家重点实验室, 北京 100876)

摘要: 为实现人机物智慧互联、智能体高效互通,第6代移动通信系统(the sixth generation of mobile communications system, 6G)需要充分利用通信设备蕴含的感知潜能进行通信感知一体化,从而实现极高传输速率、极低传输时延、高精度宽范围感知等性能目标. 鉴于此,总结6G通信感知一体化国内外最新研究进展,包括通信感知一体化信息理论、通信感知一体化波形、通信感知一体化多址接入和干扰处理等技术. 以太赫兹频段为例,重点总结太赫兹通信感知一体化研究进展,并展望通信感知一体化未来发展及其挑战.

关键词: 通信感知一体化; 6G; 波形; 太赫兹

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2022.1332

引用格式: 彭木根,刘喜庆,刘子乐,等. 6G通信感知一体化理论与技术[J]. 控制与决策, 2023, 38(1): 22-38.

Principles and techniques in communication and sensing integrated 6G systems

PENG Mu-gen[†], LIU Xi-qing, LIU Zi-le, SUN Ze-zhong

(State Key Laboratory of Networking and Switching Technology, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: In order to realize the intelligent interconnection of human-machine-things as well as the efficient interaction between intelligent agents, the sixth generation of mobile communications system (6G) needs to make full use of the potential sensing function of the communication device to integrate communication and sensing. In this way, the promised performance requirements can be satisfied, including extremely high data rate, ultra-low latency, high-precision-wide-range sensing, etc. This survey summarizes the state of the arts from the perspectives of information theory, and then the critical challenges, such as integration waveform techniques, multiple access of integrated communication and sensing, and interference suppressions, are discussed. In particular, the research fruits of integrated communication and sensing in the Terahertz frequency band are exhibited in detail. At last, several open issues are posted at the end of the survey to indicate the research directions.

Keywords: integrated communication and sensing; 6G; waveform; terahertz

0 引言

为满足 1 Tbps 的极值传输速率和 100 Gbps 的用户体验速率需求,第6代移动通信系统(the sixth generation of mobile communications system, 6G)在传统的 6 GHz 以下、26 GHz 和 39 GHz 毫米波等无线频段基础上,引入太赫兹、可见光等更高频段,并向大带宽演进. 而这些频谱原来由雷达系统所使用,使得 6G 在利用超大规模天线、太赫兹和可见光等频段实现无线传输目的的同时,完成三维定位、成像和目标探测识别等功能成为可能^[1].

此外,随着智慧交通、无人机、沉浸式扩展现实

(extended reality, XR)、元宇宙、工业互联网等新兴智能服务的不断演进发展,数据驱动的智能应用不仅追求更加高的传输速率、更加低的传输时延、更加健壮的传输质量等极致的通信性能,还追求高精度的定位、探测、成像以及广域感知. 简而言之,通信频谱、应用场景、性能目标等的变化,都在引发移动通信突破一直遵循的堆叠处理、以高复杂度换取性能增益的传统演进模式. 通过通信和感知的深度融合甚至一体化,实现面向人机物全互联的感知万事、连接万物、智慧内生的无线通信,自适应满足不同智能应用对巨容量(传输速率达 1 Tbps)、极低时延(传输时延

收稿日期: 2022-07-26; 录用日期: 2022-09-21.

基金项目: 国家重点研发计划项目(2021YFB2900200).

[†]通讯作者. E-mail: pmg@bupt.edu.cn.

达0.1 ms)、极高精度(定位精度达1 cm)、极宽范围(感知距离达1 km)等极致性能需求^[2]。

通信感知一体化旨在利用无线通信“零添加”实现感知功能,即在无线通信的基础上尽量不添加或者最少限度地增加感知专用模块来实现传统感知功能,同时反向利用感知技术优化无线通信,从而通信和感知性能双促进,实现频谱利用率提升充分化、设备高度融合且精简化、感知精准和广域化等^[3]。具体而言,是指通过信号联合设计和/或硬件共享等手段,实现通信、感知功能一体化的原生设计,在进行信息传递的同时能够感知方位、距离、速度等信息,对目标设备或事件或环境等进行检测、跟踪、识别、成像等,实现整体性能的提升。

IMT-2030(6G)推进组在《6G总体愿景与潜在关键技术》白皮书中明确指出,6G可以利用通信信号实现对目标的探测、定位、识别、成像等感知功能,这使得通信感知一体化成为6G的核心特征之一^[4]。此外,通信感知也逐渐由业务共存走向能力互助:一方面感知可借助通信系统提升感知精度、广度以及感知信息的时效性,提供无缝泛在无感的感知服务;另一方面,基于无线感知对信道环境的感知和预测可以进一步提升无线通信的性能,从而实现通信感知互利共生、融合一体。例如,在智慧交通场景中,通过在基站侧部署具有环境感知功能的通信感知一体化节点,利用无线感知的高分辨率透视能力及基站高视角广范围的感知能力,辅助实现高精地图构建及全域覆盖的道路监管;在沉浸式XR场景中,无线感知通过对通信环境的感知,精确分配通信资源,深度挖掘通信的潜能,从而实现更沉浸智能低延时的虚拟现实体验;在智慧工业互联网场景中,通信感知一体化的协作机器人通过低时延高可靠的通信进行作业协作,并利用通信感知信息的交互与学习,实现高效的控制与决策;在低空无人机场景中,通信感知一体化基站可以通过对空域中无人机状态的感知,实现广域电子围栏进行飞行入侵检测,此外可以通过在无人机上部署通信感知一体化模块,进行无人机智能无线组网,降低对飞控的依赖,并利用对周围飞行环境的感知结果辅助无人机进行飞行路径管理。

简而言之,无论是从技术演进、性能目标需求,还是从未来应用场景看,通信感知一体化是6G的必然特征,其理论和技术发展将对6G的成功起到核心作用。当前,学术界和产业界已对通信感知一体化展开了多方面的研究。亚利桑那州立大学的Bliss实验室将信息论与无偏估计理论相结合,给出了通信感知一

体化信息理论的分析模型^[5]。文献[6]回顾多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)雷达的发展,揭示了空域层面通信与感知的共存潜力。文献[7]概述了通信感知一体化从共存、合作到联合设计与协同层面的整个发展趋势。近年来,通信感知一体化技术迎来了学术研究热潮,文献[8]全面回顾了通信感知一体化的历史发展、技术演进以及最新进展,并通过分析未来网络架构的范式转变给出面向应用的通信感知一体化用例以及解决方案。

从产业界来看,华为公司分析了通信感知一体化的用例、挑战与未来方向等方面,并给出可实现毫米级高分辨率成像的原型演示方案。中国移动研究院围绕系统方案设计,重点分析了通信感知一体化的空口融合、网络融合、硬件架构与设计等使能技术。维沃(vivo)围绕感知方式与感知流程,将通信感知一体化应用场景划分为宏观感知与微观感知两类,对性能指标、信道建模、仿真方法与硬件因素进行了阐述。

此外,电气与电子工程师协会(institute of electrical and electronics engineers, IEEE)标准化协会(standards association, SA)与第3代合作伙伴计划(3rd generation partnership project, 3 GPP)也在积极推进通信感知一体化相关标准的发布,在现有通信标准中加入感知的功能。IEEE 802.11bf标准通过修改波形以增强Wi-Fi信号的感知能力;在3 GPP NR R16的规范中,3 GPP对定位参考信号进行重新定义,通过修改信号结构与增加带宽从而增强感知能力。

本文主要从基础理论和关键技术等方面对通信感知一体化的研究现状进行概述,根据其应用场景和性能目标需求阐明基础理论研究进展,介绍核心关键技术,最后探讨可能的技术挑战及潜在的发展方向等。

1 通信感知一体化信息理论

通信感知一体化信息理论是对传统通信理论和感知理论的领域扩展,更是交叉融合后新的发展方向,将成为通信感知技术发展的基础和核心支撑。本节首先从技术演进的角度概述通信感知一体化性能均衡指标体系及其折中关系的研究进展,然后总结通信感知协同的性能增益表征。

1.1 通信理论

1948年Shannon(香农)发表信息论开创性论文,奠定了现代信息论研究的基础。香农信息论主要讨论点对点通信中的一些基本问题,提出香农公式表征点对点信道容量 C 与带宽 W 和功率 P 之间的关系,有

$$C = W \log \left(1 + \frac{P}{WN_0} \right), \quad (1)$$

其中 N_0 为噪声功率谱密度. 香农信息论广泛应用于编码学、密码与密码分析学、数据传输、数据压缩和估计理论等各个领域, 成为现代信息工程与通信工程中不可缺少的重要组成部分, 相关或衍生研究方向不断涌现, 发展迅速.

作为一种利用多个发射天线和接收天线提升信道容量的方法, MIMO 已成为现代通信系统中必不可少的重要组成部分. Talwar 等^[9]于 1993 年首次提出了在发射机和接收机使用多根天线的多路复用技术, Telatar 等^[10]于 1999 年扩展了香农单输入单输出 (single-input single-output, SISO) 信道容量, 提出高斯 MIMO 信道容量, 即

$$C = \log \left(\det \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^\dagger \right) \right). \quad (2)$$

其中: $\det(\cdot)$ 为求方阵的行列式操作, σ^2 为噪声功率, \mathbf{H} 为信道系数矩阵, \mathbf{Q} 为循环对称复高斯信道的协方差矩阵.

为了逼近理论信道容量, 学者们对 MIMO 中的编码技术展开了研究. 从 1996 年基于多元天线阵列的贝尔实验室分层空时码 (Bell laboratories layer space-time, BLAST) 结构, 到比 BLAST 更加简化的垂直分层空时码 (vertical-BLAST) 结构, 再到 Tarokh 提出的空时编码 (space-time code, STC) 和空时网格编码 (space-time trellis code, STTC), 以及 1998 年 Alamouti 的空时分组编码 (space-time block code, STBC), 20 世纪 90 年代间各种编码技术逐渐提高功率和频谱的利用率, 获得较高的编码和分集增益. 此后, 关于 MIMO 技术的研究雨后春笋般迅速涌现, 后续研究主要关注多天线信道容量影响因素、译码算法、分集方式、检测算法、信道估计、干扰抵消的分析.

网络信息论旨在将香农点对点的信息理论扩展到具有多个发射机和接收机的通信网络. 香农于 1961 年首次将点对点信道扩展到双向信道, 至此开启了网络信息理论的研究. 如图 1 所示, x_1 为终端 1 到信道的输入, y_1 为输出, x_2 为终端 2 的输入, y_2 为相应的输出, 则双向传输的信道容量分别为

$$\begin{aligned} R_{12} &= E \left(\log \frac{P\{x_1|x_2, y_2\}}{P\{x_1\}} \right), \\ R_{21} &= E \left(\log \frac{P\{x_2|x_1, y_1\}}{P\{x_2\}} \right). \end{aligned} \quad (3)$$



图 1 香农点对点双向信道

随后, 自 1972 年 Cover 广播信道的研究开始, 学术界相继开展了多址接入信道、两发两收信道和无损分布式数据压缩等理论研究工作, 激发了网络信息理论的研究热潮. 特别是 2000 年 Gupta 等^[11]研究了分布式多跳无线网络的网络容量公式, 阐述了 n 个随机节点以传输速率在覆盖范围内形成的多跳网络的容量, 可以表示为

$$C = \Theta \left(\frac{W}{\sqrt{n \log n}} \right). \quad (4)$$

式 (14) 只是揭示了分布式无线网络容量和节点密度的约束关系, 而蜂窝网络从大区制向小区制甚至无定型演进, 小区容量除了受限于香农公式外, 还受限于小区频率复用因子以及小区边缘采用的抗干扰技术. 2011 年, Andrews 等^[12]针对小基站随机分布特征, 提出了小基站和宏基站共存的异构无线接入网的小区容量分析模型, 基于泊松点分布, 推导出小区覆盖中断概率和小区平均容量公式, 揭示了小区覆盖中断概率 p_c 和异构基站密度 λ 以及解调门限 T 的闭式关系^[12], 有

$$p_c(T, \lambda, \alpha) = \pi \lambda \int_0^\infty e^{-\pi \lambda v \beta(T, \alpha) - \mu T \sigma^2 v^{\alpha/2}} dv. \quad (5)$$

式 (15) 的提出引发了业界对异构无线接入网关键技术研究的热潮. 随着通信和计算的深度融合, 特别是边缘计算和雾计算引入到异构无线接入网, 通信计算融合后的小区容量研究成为热点, 为了表征容量与传输时延之间的制约关系, 文献 [13] 率先提出了联合信干噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR)、服务质量约束 θ 、带宽 W 、时延 D 、信道频谱效率 μ 的有效容量表达式, 即

$$E = -\frac{1}{\theta W D} \ln E[(1 + \text{SINR})^{-\mu \theta W D}]. \quad (6)$$

基于上述表达式, 推导出无线接入网雾化后的有效容量表达式, 解释了传输速率和时延的内在平衡关系, 推动了无线网络雾化技术的发展.

1.2 感知理论

早期无线感知理论源于雷达的使用与发展, 雷达这种革命性的无线电探测和跟踪技术早在 1930 年代中期第二次世界大战的盟军国家和轴心国家广泛使用, 主要用来进行目标检测、测距、测向等工作. 无线电探测和测距技术 (radio detection and ranging, RADAR) 一词由美国海军在 1940 年创造, 之后 “Radar” 一词被广泛使用^[14].

检测理论作为感知信息理论的一个分支, 是研究从有噪声的信号中提取信息的最佳方式. 1933 年 Neyman 和 Pearson 提出了 Neyman-Pearson 引理, 给出在给定虚警概率 $P_{FA} = \alpha$ 时检测概率 P_D 最大化的

判决准则为

$$L(y) = \frac{p_y(y|\mathcal{H}_1)}{p_y(y|\mathcal{H}_0)} > \gamma. \quad (7)$$

其中: \mathcal{H}_1 为假设目标存在, \mathcal{H}_0 为假设目标不存在. 判决门限 γ 由下式给出:

$$P_{FA} = \int_{\{y:L(y)>\gamma\}} p_y(y|\mathcal{H}_0)dy = \alpha. \quad (8)$$

Neyman-Pearson 引理为检测理论提供了统计假设检验的理论基础. 1954年 Peterson 等^[15] 基于检测理论提出“信号可检测理论”, 推动了检测理论的发展. 20世纪60~70年代, 经典检测理论在雷达上的应用发展到成熟阶段, 逐步提出了非参量检测、非线性检测和韧性检测理论, 开创了适用于噪声统计特性未知情况下的现代检测理论.

在确定目标确实存在后, 可进一步对目标的参数进行估计. 估计理论是统计学和信号处理中的一个分支, 主要通过测量数据或利用经验数据估计概率分布参数的数值. 雷达系统通过分析发射脉冲与接收回波的双向传输时间来确定估计目标的距离. 由于反射脉冲不可避免地嵌入电噪声中, 其测量值呈随机分布, 通过无偏估计可以更好地表示目标检测的精度. 为衡量估计值与真实值之间的差距, 克拉美罗界 (Cramér-Rao Bound, CRB)、Ziv-Zakai 界 (Ziv-Zakai Bound, ZZB) 以及 Weiss-Weinstein 界 (Weiss-Weinstein Bound, WWB) 相继被提出.

识别理论是指利用雷达感知的方法识别目标, 反馈目标的空间信息. 根据观测对象的抽象形态, 可分为两个方向:

1) 首先是针对在实际场景中可视为“点”的观测对象, 表征了雷达感知分辨多目标的能力. 基于电磁波传播过程的研究, 脉冲持续时间会影响雷达对多目标的分辨力, 宽度更窄的脉冲可以分辨相距更近的目标, 即距离分辨率表示为 $r_R = cT/2$. 同理, 角度分辨率由天线波束宽度决定, 越窄的波束雷达的角度解析能力越强. 雷达各分辨率指标如表1所示. 其中: λ 为雷达波长, B 为雷达信号带宽, D 为雷达阵列孔径, $\Delta f_d = 1/(MT_r)$ 为目标因高速移动造成的多普勒频移, M 为脉冲数, T_r 为脉冲重复周期.

表1 识别理论中的雷达分辨率指标

分辨率指标	表达式
速度分辨率	$\Delta v = \frac{\lambda}{2} \Delta f_d = \frac{\lambda}{2MT_r}$
距离分辨率	$\Delta R = \frac{c}{2B}$
角度分辨率	$\Delta \theta_{3dB} \approx 0.886 \frac{\lambda}{D}$

2) 对于无法视为“点”的观测对象, 仅测定其距

离、速度和角度参数, 所能提供的目标空间信息有限, 不利于目标识别. 所以, 业界又提出了雷达成像理论, 通过提供目标的共分辨微波散射图像, 丰富所能提取的目标信息, 提高对目标分类和识别性能.

1.3 通信感知一体化性能研究

已有的信息理论孤立地从通信、感知等视角展开性能分析研究, 大多仅能指导单一维度的网络性能优化提升. 如何将通信与感知基础理论分析方法相融合, 揭示多性能内在平衡关系与性能极限, 是指导网络性能优化、支撑6G智能交互应用的关键前提. 通信系统的设计准则是最大化、不失真地获取信源信息, 信道对于通信而言, 是一种包含噪声、衰落和各种干扰的路径, 在给定信干噪比和带宽的条件下, 香农定理决定了通信性能上限. 感知系统的设计准则是最大化、不失真估计目标参数.

依据传统雷达探测理论可知, 对目标参数的估计能力与信噪比、模糊函数密切相关. 信干噪比决定了探测距离、漏/虚警率等性能, 这些性能越高, 目标参数估计误差便越低.

由于硬件资源以及无线资源的有限性, 相互制约是通信与感知性能之间的基础关系. 如何构建新型指标表征性能, 实现通信与感知性能的联合评估是通信感知一体化理论研究的重点和难点.

1.3.1 通信感知一体化性能度量

对于通信感知一体化研究, 通信指标往往采用香农容量等传统通信指标, 而感知指标则会根据研究场景与研究问题进行选择. 感知指标按照功能可分为探测指标、估计指标、识别指标, 其中估计指标因其数值特性及广泛用途而迅速发展. 原始的估计指标为方均误差 (mean squared error, MSE), 前期工作根据 MSE 准则构建了新的估计指标, 如表2所示, 在此分为“界”“率”和“比”3种指标.

1) “界” (bound) 指标: 由于 MSE 的结果受实际场景随机因素影响较大, 理论求解较为繁琐, 在信息理论与性能分析中习惯考察其性能界限. 如表2“界”指标部分所示, MSE 界限应用最广泛的是 CRB, 其定义为目标参数 Fisher 信息的倒数, 物理含义为目标参数估计方差的下界. 除 CRB 以外, 雷达领域后续又有许多新的“界”指标, 如1969年 Ziv 等通过最小化平均错误率推导出更加紧密的 ZZB 以及1985年 Weiss 等^[16] 通过在 CRB 的基础上消除似然函数的一些正则条件而得到的更加紧密的 WWB. “界”指标大多通过提升复杂性以获得更高的紧密性, 其构建的主要目标是使其适应雷达等感知系统的发展及应用场景的扩展, 是一类面向雷达演进的新型感知指标.

表2 通信感知一体化中的新型雷达指标

类型		“界”指标/参数单位 ²		
名称	CRB	WWB	ZZB	
表达式	$I^{-1}(\theta)$	$\mathbf{u}^T \mathbf{H} \mathbf{Q}^{-1}(s) \mathbf{H}^T \mathbf{u}$	$\frac{1}{2} \int_0^\infty \nu \left\{ \max_{\delta} \int_{\Theta} [p_{\theta}(\varphi) + p_{\theta}(\varphi + \delta)] P_{\min}(\varphi, \delta) d\varphi \right\} h \cdot dh$	
缺陷	低SNR不准确	多参数确定困难	积分求解困难	

类型		“率”指标/bps		
名称	MI	ER	LER	
表达式	$\frac{1}{T} \log_2(1 + \text{SNR})$	$\frac{1}{2T} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{\tau}^2}{\text{CRB}_{\tau}} \right)$	$\frac{1}{2T} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{\text{loc}}^2}{\text{CRB}_{\text{loc}}} \right)$	
优势	低复杂度	与MSE/CRB关联强	定位同时考虑测距测角	
缺陷	与MSE关联差	仅包含测距不包含测角	大带宽短距离下测角表征减弱	

类型		“比”指标/dB	
名称	杂波噪声比	状态噪声比	
表达式	$\text{CNR} = \frac{C}{\sigma_n^2}$	$\text{StNR}^{k+1} = \frac{ \hat{x}_{k+1 k} ^2}{\left \sum_{i=1}^n A_d^{-i} w_i \right ^2}$	
优势	类比通信SNR	综合考虑了多种状态参数	
缺陷	仅适用于雷达感知场景	与通信割裂折中较为困难	

2) “率”(rate)指标: 近年来,通信感知一体化研究构建了具有通信特征的感知指标,这是一个新的趋势. 通过构建与香农容量同量纲的感知指标,可使通信与感知在类似的物理概念下进行折中和联合优化. 已有研究将与通信互信息相类比的感知互信息(mutual information, MI)作为感知指标,其物理意义是接收信号与信道状态的条件互信息,因形式简洁而应用广泛,属于面向信号的“率”指标. 文献[5]构建了面向目标状态的“率”指标,即估计速率(estimation rate, ER),其物理意义是编码目标测距偏差所需的最小比特数,相比互信息与传统感知指标MSE具有更强的相关性. 更进一步,通过将测距扩展为包括测距与测角的定位,可以将ER扩展为定位估计速率(localization estimation rate, LER),定位CRB与测距CRB、测角CRB的关系为

$$\text{CRB}_{\text{loc}} = d^2 \text{CRB}_{\theta} + c^2 \text{CRB}_{\tau}. \quad (9)$$

其中: d 为距离, c 为光速. 估计速率指标表征范围更为广泛,但是在特定场景(如大带宽与近距离)下,由于 $d^2 \text{CRB}_{\theta} \ll c^2 \text{CRB}_{\tau}$,测距占据主导而测角表征可忽略. 总体而言,“率”指标构建目标是便于与通信折中和联合优化,是一类面向通信融合的新型感知指标,基于不同“率”指标表达的通信感知容量界对比如图2所示. 由图2可见,不同“率”指标表征下的感知性能数值存在差异:①感知LER一般大于感知ER,这是因为LER中参数维度大于ER(二维下多

一个维度,三维下多两个维度),使得 $\sigma_{\text{loc}}^2 > \sigma_{\tau}^2$,而 $\text{CRB}_{\text{loc}} \approx c^2 \text{CRB}_{\tau}$;②MI与ER物理意义存在差异,不具有可比性,数值大小关系随场景参数变化.

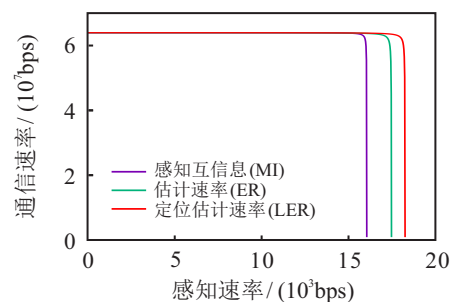


图2 MI、ER、LER表征通信感知一体化容量界对比

3) “比”(ratio)指标: 随着通信感知一体化的发展,逐渐出现类比通信中信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)的感知“比”指标. 文献[17]面向雷达中的杂波效应,构建了杂波噪声比(clutter-to-noise ratio, CNR)作为感知指标;文献[18]结合无人机控制理论,提出了状态噪声比(state-to-noise Ratio, StNR)指标,物理意义为目标状态与估计偏差之比,其特点是所定义的目标状态包括了无人机运动与姿态等诸多参数.

1.3.2 通信感知一体化性能平衡关系

对于通信与感知间的性能均衡,基于率失真理论是最常见的表征方式. 通过感知方式进行分类,通信感知中的感知可分为基于导频的感知和基于回波的感知. 基于导频感知下的通信感知性能均衡,在感知

信号和噪声分别满足方差为 σ_x^2 、 σ_n^2 的高斯信道中,通信与感知分配 γP 、 $(1-\gamma)P$ 功率下的性能为

$$(R, D) = \left(\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\gamma P}{\sigma_n^2} \right), \sigma_x^2 \frac{(\gamma P + \sigma_n^2)}{(\sigma_x + \sqrt{(1-\gamma)P})^2 + \gamma P + \sigma_n^2} \right). \quad (10)$$

式(10)给出了信息传递与信道状态估计之间的权衡关系. 对于基于回波的感知情形, 根据时延反馈信道模型建立容量-失真折中模型, 并采用改进Blahut-Arimoto算法求解最优. 上述研究揭示了一体化中通信与感知的基本折中关系, 为波形复用优化方案提供了理论支撑. 考虑不同的无线资源复用方式, 折中理论可分为频分、时分、空分3类.

1) 频分. 作为一种较为简单的信号体制, 频分通信感知一体化一般采用正交频分多址(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)波形, 大多需要考虑载波间干扰与峰均功率比. 折中关系按照优化问题分为通信约束感知优化(感知约束通信优化)、通信感知联合优化、通信感知约束优化其他性能指标. 面向点对点通信感知一体化场景, 已有研究提出了非均匀多宽带OFDM的波形方案, 定制化的带宽分配策略可以在保证通信速率的前提下, 有效提升测距与测速精度^[19]; 为了实现通信与感知的联合性能优化, 文献[5]采用通信速率与感知估计速率加权求和得到的总信息速率表征通信感知一体化系统的性能方法, 并给出带宽分离、注水等多种频分体制与不同权重系数下总信息速率的最优情况.

2) 时分. 相较于频分体制, 时分下的通信感知一体化具有更广泛的适用性, 已被诸多现有商用系统考虑和采纳. 时分体制折中关系的研究可分为基于现有标准(IEEE 802.11p和IEEE 802.11ad等)^[20]、不基于现有标准(基于导频估计感知与基于雷达回波感知). 基于IEEE 802.11ad标准改进的毫米波汽车雷达, 可实现测速CRB与通信速率间的性能折中, 结果显示当前导码时长大于0.06 ms时, 可在保证Gbps级通信下保证高精测速; Yuan等^[21]将时间帧分为训练帧与数据帧, 分别用于感知和通信, 提出了MIMO下的最优预编码方案, 并对感知互信息与通信速率加权求和, 得到不同优化目标下的性能均衡曲线.

3) 空分. 伴随着MIMO的发展, 空分体制逐渐成为通信感知一体化研究的主流. 空分体制的性能研究可分为旁瓣控制方案、干扰性能分析与预编码波形优化. Hassanien等^[22]提出采用单波束下的通信感知一体化, 利用信号主瓣对目标进行感知估计, 而旁瓣用于通信, 为了得到通信误比特率(bit error

ratio, BER)与感知均方根误差间的最佳性能折中, 并推导出通信BER保障下的最佳旁瓣阈值. 文献[17]考虑多用户场景下的雷达杂波效应, 推导出用户信干噪比与雷达CNR间的性能折中关系, 并通过仿真验证当天线数量足够时可通过预编码优化消除雷达杂波效应.

1.4 通信感知协同性能研究

随着场景需求的提高和感知功能的多样化, 业界有学者探索通信与感知功能间的协同增益. 总体而言, 通信感知协同可以分为感知增强通信与通信增强感知两类. 现有通信感知协同研究大多提出具体技术方案, 而缺少通信与感知协同后的性能增强表征方法的阐述, 性能增益成因仍是个开放的问题.

1.4.1 感知增强通信

随着毫米波通信的发展与大规模MIMO的部署, 感知辅助通信波束赋形成为通信感知协同增益的重点考量. 文献[8]提出了毫米波通信雷达协同系统框架, 雷达获取的角度信息可用于波束训练或波束赋形. 毫米波车联网通过车载毫米波雷达与激光雷达等感知源, 不仅可以感知目标节点的距离、角度与速度信息实现基于预测的高精对准, 还可以通过探测链路中的阻塞障碍提前进行预切换以规避非视距传输. 如图3所示, 随着通信频段的进一步升高, 感知增强对准所带来的通信增益(communication benefit, CB)将上升. R_{sen} 为感知速率辅助下通信速率与无感知通信速率的比值, 表示为

$$CB(R_{sen}, f) = \frac{R_{com}(f, R_{sen})}{R_{com}(f, 0)}. \quad (11)$$

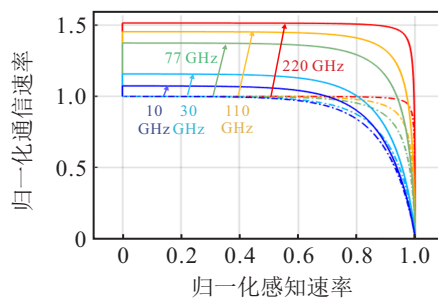


图3 不同频率下感知对通信容量的增益

除增强波束对准外, 感知还可以为通信带来资源调度增益. Chang等^[18]提出了一种无人机毫米波网络中的感知-通信-运动控制一体的集成调度方法, 蜂窝宏基站实时感知无人机的状态(包括位置、速度、加速度、方向、姿态等)并反馈给无人机, 进而为小区内无人机提供全局调度, 实现无人机上行回传速率与无人机用户覆盖的联合控制和优化, 该文还从理论上证明了毫米波通信感知场景下的波束对准偏差呈现

瑞利分布,即

$$f_l(l) = \frac{l}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{l^2}{2\sigma_s^2}\right). \quad (12)$$

其中: l 为对准偏差, σ_s^2 为状态估计方差. 式(12)阐述了感知性能增强波束对准的成因关系.

1.4.2 通信增强感知

在基于雷达回波的通信感知协同系统中,发送端不仅可以接收到雷达信号的回波,也可以接收到通信信号的回波. 早期,一般将通信信号的回波忽略或视为干扰,若对其加以利用,则可以实现通信对感知的增强. 美国普林斯顿大学研究团队通过理论推导,分析信道估计最小均方根误差(minimum mean squared error, MMSE)与通信互信息(MI_c)之间的关系,得到加性高斯白噪声信道下^[23]的闭式关系如下:

$$\frac{d}{dSNR} MI_c(SNR) = \frac{1}{2} MMSE(SNR). \quad (13)$$

式(13)是通信增强感知理论中最广为人知的公式,不仅因为其形式简洁,更重要的是能够反映出两个重要结论: 1) 作为 MI_c 与 MMSE 的变量, SNR 的提升同时对通信与感知有促进作用,体现两者间存在联合优化及相互增强的潜力; 2) 高斯随机输入对于通信最有利而对感知最不利,二项确定输入对于感知最有利而对通信最不利. 该公式体现了通信与感知对输入波形的需求存在差异性,在为通信感知一体化信

号波形设计提供指导的同时,也解释了通信感知波形复用的理论必要性.

基于上述理论,将通信回波的感知性能用于增强雷达回波的感知性能,增强后的性能界限可以通过二者 CRB 的调和平均值进行表征,即

$$CRB_{sum,m} = \frac{CRB_{c,m} CRB_{r,m}}{CRB_{c,m} + CRB_{r,m}}, \quad (14)$$

其中 m 可以表示为时延估计、角度估计与频偏估计,分别对应测角、测距与测速. 在 77 GHz 频段 1.3 GHz 带宽下,以频分体制为例,互相增强下的通信感知容量界限如图4所示. 可以看出,感知可以增强移动下通信容量极限使其接近非移动下的香农容量,而通信对感知的增强则可以在通信感知联合优化时达成更优的性能折中.

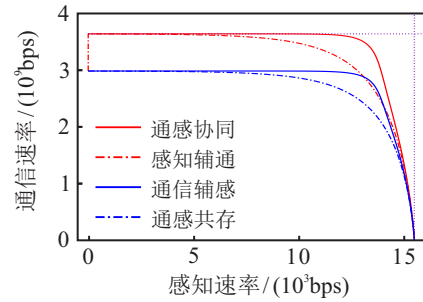


图4 通信感知协同性能

下面将详细介绍通信感知一体化技术,其分类及代表性工作如表3所示.

表3 通信感知一体化关键技术分类及代表性工作

通信感知一体化波形设计	线性频率调制一体化波形	相反斜率线性频率调制 ^[24] 基于预期脉冲调制 ^[25] 基于连续相位调制
	正交频分复用一体化波形	模糊函数优化 ^[26] 多普勒校正
	正交时频空间一体化波形	最大似然算法参数估计 ^[27] 空间扩展正交时频空 ^[28]
	多输入多输出一体化波形	波束图调制 ^[22] 混合波束成形 ^[29]
通信感知一体化干扰控制	以感知为中心的通信干扰消除	相干相位编码 ^[30] 预编码矩阵优化 ^[31]
	以通信为中心的雷达干扰消除	零空间投影 ^[29] 干扰中和 ^[32]
	通信感知联合系统的干扰消除	干扰对齐 ^[33] 编码矩阵联合设计
通信感知一体化信道估计	压缩感知算法 ^[34] 相位编码优化 ^[35] 雷达探测辅助 ^[36]	
通信感知一体化多址接入	时频空多路复用 ^[37] 码分多址 ^[38] 速率分割多址 ^[39]	

2 通信感知一体化波形

一体化波形的联合设计是构建通信感知一体化系统的核心内容,需要在高功率、低旁瓣、强方向性和低时延、大容量、抗干扰等不同波形特点之间进行权衡,以找到最佳的通信感知性能折中. 现有一体化波形技术或以雷达波形为主,在其上加加载通信数据,或基于通信波形为之赋予探测感知能力,同时也有工作研究了新型的通信感知一体化波形,实现了真正的通信感知信号共享共生. 下面将根据一体化波形设计所基于的技术类型,将现有通信感知一体化波形研究工作分为4类进行介绍.

2.1 线性频率调制一体化波形

在传统的雷达信号中,线性频率调制 (linear frequency modulation, LFM) 信号即 Chirp 信号,由于其具有抗干扰,对频偏和多普勒频移不敏感以及多径分辨能力强等优点得到广泛应用. 将其用于实现通信功能的原理是使信号频率随时间发生线性变化,通过对信号频率的变化规律进行调制来表示不同的符号. Saddik 等^[24]研究了一个共享发射天线孔径的超宽带多功能雷达通信系统,提出使用斜率相反的 LFM 信号作为通信和雷达一体化发射脉冲,通过将雷达和通信脉冲分别置于单独的下 chirp 和上 chirp 中来增强波形间的正交性,在接收端将一体化接收信号输入 chirp 匹配滤波器,与滤波器相匹配的信号将被压缩,不匹配的信号则被扩展、幅度减小并在输出端被视为附加噪声. 通信与雷达所使用的 chirp 信号分别表示为

$$\begin{aligned} x_{\text{com}}(t) &= \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j(2\pi f_c t + \mu\pi t^2)], \\ x_{\text{rad}}(t) &= \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j(2\pi f_c t - \mu\pi t^2)]. \end{aligned} \quad (15)$$

其中: $\text{rect}(t/T)$ 表示持续时间为 T 的矩形脉冲成形滤波器, T 为 chirp 信号的脉冲宽度, f_c 为中心频率, μ 为调频率. 在接收端,通信能量归一化匹配滤波器表示为

$$h_{\text{com}}(t) = \sqrt{t_{\text{BW}}}\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j(2\pi f_c t - \mu\pi t^2)], \quad (16)$$

其中 t_{BW} 为时间带宽积. 将接收信号与匹配滤波器进行卷积,可分别得到上 chirp 通信信号压缩波形 $y_{\text{com}}(t)$ 和下 chirp 雷达信号波形 $y_{\text{rad}}(t)$,二者表示为

$$\begin{aligned} y_{\text{com}}(t) &= \sqrt{t_{\text{BW}}} \text{sinc}(\mu T t) \exp\left[j\left(2\pi f_c t - \mu\pi t^2 + \frac{\pi}{4}\right)\right], \\ y_{\text{rad}}(t) &= \frac{a(t)}{2\sqrt{2}} \exp\left[j\left(2\pi f_c t - \frac{\mu}{2}\pi t^2 - \frac{\pi}{4}\right)\right]. \end{aligned} \quad (17)$$

其中

$$a(t) = \text{erfc}\left[\frac{\sqrt{j2\pi\mu}}{2}(t+T)\right] - \text{erfc}\left[\frac{\sqrt{j2\pi\mu}}{2}(t-T)\right], \quad (18)$$

$\text{erfc}(\cdot)$ 为复误差函数. Nowak 等^[25]提出使用预期脉冲调制 (intended modulation on pulse, IMOP) 技术对 LFM 信号进行设计,利用 M 序列的高同相、低异相自相关特性以及 M 序列优选对的高自相关、低互相关特性,增强目标接收机的数据恢复能力,缓解信号包络起伏和相位变化较大的问题.

2.2 正交频分复用一体化波形

OFDM 凭借其抗频率选择性衰落、抗多径效应、抗窄带干扰和子载波调制方式灵活等优势成为 4G LTE 关键技术之一,将 OFDM 信号用于雷达感知时,借助其正交多载波调制的特性,可将其子载波作为相位编码雷达进行设计,利用频率分集增强信号的感知性能. 由于使用 OFDM 信号进行感知时可以独立处理距离和多普勒信息而不存在距离-多普勒耦合效应,其在通信感知一体化信号波形设计中受到广泛研究. OFDM 基带信号可表示为

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} a_{n,m} \exp(j2\pi f_m t) g\left(\frac{t-nT}{T}\right). \quad (19)$$

其中: N_s 为 OFDM 符号数, N_c 为子载波数, $a_{n,m}$ 为调制在第 m 个子载波上的第 n 个 OFDM 符号, f_m 为子载波频率, $g(t/T)$ 为时宽 T 的脉冲成形滤波器. 当 $f_m = m/T = m\Delta f$ 时,各子载波在一个符号周期内正交, Δf 代表子载波间隔. 将其作为雷达探测信号,目标反射回波的基带信号可表示为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=0}^{N_s} \sum_{m=0}^{N_c} c A_{n,m} d_t(nN_c + m) \times \\ &\exp\left[j2\pi f_m \left(t - \frac{2D}{c_0}\right)\right] \exp(2\pi f_D t) g\left(\frac{t-nT - \frac{2D}{c_0}}{T}\right). \end{aligned} \quad (20)$$

其中: d_t 为发送调制符号, $A_{n,m}$ 为衰减系数, f_D 为目标相对运动引起的多普勒频偏, D 为目标距离, c_0 为电磁波在自由空间中的传播速度. 接收调制符号可表示为

$$\begin{aligned} d_r(nN_c + m) &= A_{n,m} d_t(nN_c + m) \times \\ &\exp\left(-j2\pi f_m \frac{2D}{c_0}\right) \exp(j2\pi n T f_D). \end{aligned} \quad (21)$$

在接收端,可以将发送调制符号从接收信号中分离出来,并通过离散傅里叶变换及其逆变换获得目标的距离-速度二维雷达成像. 现有的研究工作主要集中在对OFDM一体化波形的自相关函数优化、模糊函数优化以及多普勒校正等方面,以期改善OFDM波形中存在的峰均功率比高、峰值旁瓣比低和多普勒敏感等问题. 例如,文献[26]研究了杂波环境中对移动目标的雷达检测问题,借助OFDM宽带信号提供的频率分集作用提高相较于单频信号系统的性能,并提出了一种自适应波形优化算法计算下一发射波形的相关参数,数值分析表明该自适应算法可以改善模糊函数的测距与测速精度.

2.3 正交时频空间一体化波形

正交时频空间(orthogonal time frequency space, OTFS)是一种具有较低峰均功率比、较小循环前缀开销、较少自适应频率以及较大多普勒容限等多种优势的新型调制方式. 原理是将时域信号转换至一个时间无关的时延-多普勒(delay-doppler, DD)域进行处理,进而完成参数估计和目标感知. 由于其在DD域内对时间变化不敏感,可有效抵抗多普勒效应产生的时间选择性衰落,在高移动性通信场景下性能表现优异.

考虑到雷达感知通常由距离和速度二元组的形式进行表征,这与OTFS在DD域实现信号调制和信道表征的形式相契合,因此基于OTFS调制进行一体化波形设计是完全符合二者内在机理的. Gaudio等^[27]从发射端雷达参数估计和接收端数据检测角度研究OTFS调制的通信感知一体化系统,提出了一个用于目标距离和速度估计的近似最大似然算法和一个利用信道稀疏性进行数据监测解码的软输出检测器,并证明了可以通过OTFS信号实现雷达估计误差的下限. OTFS通信感知一体化系统中,二进制通信数据经数字调制后置于DD域网格上,进而得到DD域调制符号 $\mathbf{X}_{DD}[k, l]$ ($k = 0, 1, \dots, N_c - 1, l = 0, 1, \dots, N_s - 1$). 其中: N_c 为OTFS子载波数, N_s 为OTFS符号数, k 和 l 分别为符号在时延域和多普勒域的索引. 然后将其通过辛有限傅里叶逆变换(inverse symplectic finite fourier transform, ISFFT)映射到时间-频率(time-frequency, TF)域中得到符号 $\mathbf{X}_{TF}[n, m]$,其中 n 和 m 分别为符号在时域和频域的索引. 最后应用海森堡(Heisenberg)变换生成时域发射信号,即

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} c \mathbf{X}_{TF}[n, m] g(t - nT) \times$$

$$\exp[j2\pi m \Delta f (t - nT)]. \quad (22)$$

其中: T 为符号持续时间, $g(t)$ 为脉冲成形滤波器, $\Delta f = 1/T$ 为载波间隔. 发射信号经过目标反射后其回波返回OTFS雷达感知接收端,无噪声接收信号为

$$y(t) = \iint h(\tau, \nu) x(t - \tau) \exp[j2\pi \nu (t - \tau)] d\tau d\nu. \quad (23)$$

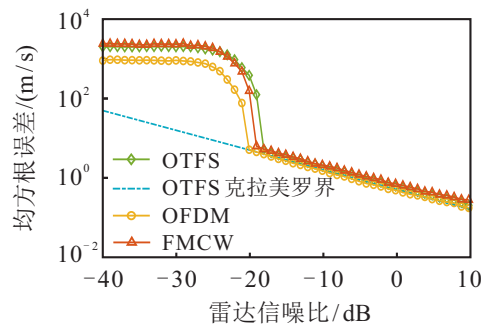
其中: τ 和 ν 分别为时延和多普勒频移, $h(\tau, \nu)$ 为时延多普勒信道脉冲响应,由下式给出:

$$h(\tau, \nu) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p \delta(\tau - \tau_p) \delta(\nu - \nu_p). \quad (24)$$

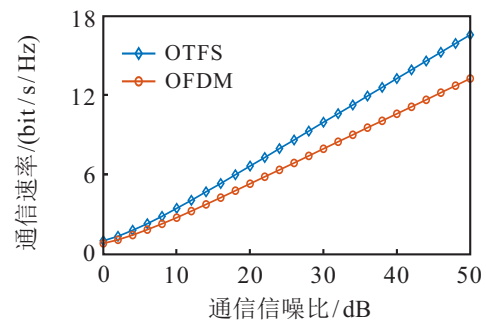
一个感知目标对应一条路径, P 为路径数或目标数, h_p 、 τ_p 与 ν_p 分别为第 p 条路径的信道系数、时延和多普勒频移, $\delta(\cdot)$ 为狄利克雷函数. 接收端对回波信号 $y(t)$ 进行魏格纳(Wigner)变换,得到TF域接收信号 $\mathbf{Y}_{TF}[n, m]$,再经辛有限傅立叶变换(symplectic finite fourier transform, SFFT)得到DD域接收调制符号 $\mathbf{Y}_{DD}[k, l]$. 将发送符号与接收符号表示为 N_s 维列向量形式 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} ,二者之间满足

$$\mathbf{y} = \left[\sum_{p=0}^{P-1} h_p \exp(j2\pi \nu_p \tau_p) \Psi_p \right] \mathbf{x} + \mathbf{w}. \quad (25)$$

其中: h_p 为第 p 条路径的信道系数, Ψ_p 为 $N_s N_c \times N_s N_c$ 维信道矩阵, \mathbf{w} 为加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN). 由于 \mathbf{x} 中的符号在雷达探测器中已知,结合信道系数矩阵,通过文献[27]



(a) 目标速度估计均方根误差对比



(b) 通信速率对比

图5 OTFS与OFDM一体化波形通信感知性能对比^[27]

提出的最大似然算法最终可以实现 OTFS 雷达参数的估计,其通信与感知性能如图 5 所示。图 5(a)表明,OTFS 一体化波形和 OFDM 一体化波形均具备与调频连续波 (frequency modulated continuous wave, FMCW) 基本同样精确的目标感知能力;由图 5(b)可以看出,相对于 OFDM 一体化波形,OTFS 调制可以实现更高的通信速率。

针对雷达与通信信道之间强度不匹配的问题, Li 等^[28]提出了一种基于空间扩展正交时频空间 (spatially spread orthogonal time frequency space, SS-OTFS) 调制的通信感知一体化系统框架,通过空间扩展/解扩实现角度域离散化,从而抑制空间复用导致的干扰。相比于传统的 MIMO-OFDM 调制方式, SS-OTFS 调制利用时延多普勒角域信道特征,简化了估计和检测算法设计,所提出的一体化系统框架给出简单波束跟踪、到达角估计算法和功率分配方案,数值结果验证了方案的有效性。

2.4 多输入多输出一体化波形

将 MIMO 技术与雷达技术相结合,能够提升雷达系统的抗衰落、抗干扰和感知分辨率等性能,这为通信感知一体化系统设计提供了新的思路。在基于 MIMO 的通信感知一体化信号波形设计中,关键技术包括波束成形、波束旁瓣控制和数据信息加载方式等,已有研究主要包括波束图调制和混合波束成形。

波束图调制的基本原理是通过波束图的设计,在一体化波束的主瓣和旁瓣上分别实现感知和通信两种功能。例如,可以保持雷达主波束大小恒定,在波束形成权向量的复增益中加载数据信息,并使波束旁瓣受控变化,从而将通信功能集成在雷达波束中。Hassanien 等^[22]通过对发射波束形成权向量进行设计,用于通信的旁瓣被控制在两个不同的电平,分别表示不同的通信符号,由接收机对旁瓣波形进行检测从而提取通信信息。

与波束图调制中主旁瓣功能分离不同,混合波束成形利用 MIMO 在不同方向生成不同的波束,使其分别指向不同的感知目标及通信用户,从而达到通信感知双功能集成的目的。Liu 等^[29]为联合 MIMO 雷达通信系统设计了分离和共享两种天线部署方案。在分离式部署下,雷达和通信分别使用两组不同的天线发射,通过将雷达信号映射到干扰信道的零空间中避免其对通信系统的干扰。在共享式部署下,雷达和通信共用所有的天线发射联合波形,在此基础上加权优化联合信号波束成形,在优化目标函数中引入信噪比约束,为二者统一制定发射波束图。分析表明,共享

式部署通信感知性能优于分离式部署,且在共享式方案下所提出算法有效降低了联合波束成形设计复杂度,实现了雷达波束图质量与通信信噪比之间的良好权衡。

3 通信感知一体化干扰控制

雷达和通信系统共享频谱资源的一个主要问题在于,两种技术的运作会产生相互干扰,这将对通信感知一体化系统的性能造成严重影响。该领域研究工作主要从 3 个途径解决通信感知一体化系统中的干扰控制问题,分别是以感知为中心的通信干扰消除,以通信为中心的感知干扰消除和通信感知联合系统的干扰消除。

3.1 以感知为中心的通信干扰控制

Geng 等^[30]提出一种波束成形干扰抑制方法,使用相干相位编码的 MIMO 雷达系统进行波束成形和干扰抑制处理,消除了雷达波束主瓣和旁瓣方向上的干扰。Li 等^[31]提出了基于矩阵完成的 MIMO 雷达系统和 MIMO 通信系统以协作方式协商频谱使用从而缓解互干扰的方法,其中使用优化方法对通信系统和雷达系统进行联合设计,优先选择雷达采样方案和通信系统预编码矩阵,从而在满足通信速率和功率限制的前提下最大限度地减少通信信号对雷达的干扰。

3.2 以通信为中心的感知干扰控制

一种避免雷达信号对通信造成干扰的常用方法是零空间投影 (null space project, NSP),其原理是在发送端采用迫零 (zero forcing, ZF) 预编码器,利用有效干扰信道矩阵的信息通过奇异值分解 (singular value decomposition, SVD) 将雷达信号波形投影到干扰信道的零空间区域,从而消除雷达信号对通信系统的影响。文献 [29] 所提方案针对分离式天线部署方案采用 NSP 方法,有效避免了通信系统与雷达系统之间的相互干扰。

另一种抑制感知干扰的思路是干扰中和,即在接收端对雷达信号进行估计与重构,然后将其从接收信号中减去。Wang 等^[32]提出了一种基于原子范数 (atomic norm, AN) 最小化理论和半定规划的 FMCW 干扰消除算法,在接收端将 FMCW 干扰转换为单频信号,通过 AN 最小化完成干扰频谱估计,并结合已知雷达波形参数对干扰信号进行重构,进而在接收端消除雷达干扰。该算法在通信感知一体化系统中显著增强了 OFDM 通信接收机的传输性能。

3.3 通信感知联合干扰控制

干扰对齐 (interference alignment, IA) 是一种有效的通信感知一体化系统干扰管理机制,在发送端通过

设计预编码矩阵将干扰信号对齐到维度尽可能小的子空间中,使其侵占更少的期望信号空间,从而最大化通信系统无干扰信号的维度. Rihan等^[33]对MIMO雷达和MIMO通信系统的发射和接收波束成形滤波器展开研究,提出了一个基于IA方法的两层交替优化频谱共享框架,其中两个子算法分别用于优化雷达系统的信干噪比和通信系统的传输速率,二者交替进行从而实现一体化系统性能的联合优化.图6给出了该方案与其他干扰消除方案的性能对比.可以看出,相比于另外3种通信感知系统分立运作下的干扰消除方案,采用干扰对齐技术的通信感知完全协作具有更小的相互干扰和更高的传输速率.

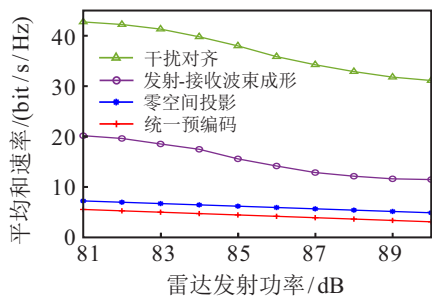


图6 干扰消除方案性能对比^[33]

4 通信感知一体化信息处理

为实现通信感知一体化系统中所加载通信数据的准确接收,需要对接收一体化信号进行相应的通信信号处理,主要包括信道估计、多址接入、信道均衡、译码、解调以及分集合并等操作,从而缓解多径衰落、载波间干扰等问题,降低数据误码率并提升通信系统性能,其中信道估计和多址接入是这一过程的前提也是关键所在.

4.1 一体化信道估计

在通信感知一体化系统中,准确的信道估计对于保证系统通信性能以及进一步的感知参数估计起着至关重要的作用.传统通信系统通常采用最小二乘 (least squares, LS) 算法和MMSE算法进行信道估计.其中:LS算法因为实现简单得以广泛应用,但由于忽略了噪声的影响当噪声较大时其估计性能下降严重;MMSE算法虽考虑了噪声影响,但存在计算复杂度过大的问题.考虑到通信感知一体化场景下的无线信道中通常只存在有限的散射体和反射体,信道响应呈现出空间稀疏特性,压缩感知 (compressed sensing, CS) 算法成为实现信道估计的一个重要思路.在压缩感知理论中,假设通过一个观测矩阵 $\Phi \in \mathbf{R}^{M \times N}$ 对仅包含 K 个非零值的 N 长离散稀疏信号 $x \in \mathbf{R}^{N \times 1}$ 进行观测,且 $K \ll N$,观测结果为 $y \in \mathbf{R}^{M \times 1}$.稀疏信号可由 $x = \Psi s$ 表示,其中 Ψ 和 s 分别

表示稀疏基矩阵和稀疏系数,有

$$y = \Phi \Psi s = As, \quad (26)$$

其中 $A \triangleq \Phi \Psi$ 定义为感知矩阵.压缩感知问题就是在已知观测向量 y 和感知矩阵 A 的条件下,求解欠定方程(26)从而重构原信号 s .

以OFDM通信感知一体化系统为例,对于由 N 个子载波传输的导频,频域导频信号输入输出关系可表示为

$$Y = XH + Z = XFh + Z. \quad (27)$$

其中: $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ 为接收信号向量; $X = \text{diag}(x_1, x_2, \dots, x_N)$ 为由发送导频信号组成的 $N \times N$ 维对角阵; Z 为加性高斯白噪声; F 为 $N \times P$ 维傅里叶变换阵, P 为反射多径数或感知目标数; $h = [h_1, h_2, \dots, h_P]^T$ 为信道冲激响应, h_p 为第 p 条路径的信道系数.可以发现,式(27)具有与压缩感知数学表达式(26)相同的形式,令感知矩阵为 $A = XW$,则输入输出关系可改写为

$$Y = Ah + Z. \quad (28)$$

在接收端,由于感知矩阵 A 和接收信号 Y 已知,可采用正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 和稀疏自适应匹配追踪 (sparsity of adaptive matching pursuit, SAMP) 等稀疏信号重建算法重建信道冲激响应 h .图7给出了OFDM通信感知一体化系统中基于CS的信道估计流程.在发送端,对经过调制的信号插入导频,通过串/并转换、快速傅里叶逆变换 (inverse fast fourier transform, IFFT)、加循环前缀和数/模转换等处理生成OFDM一体化信号并发射.由感知目标反射产生的回波信号和通信用户产生的通信信号到达一体化接收端,经去循环前缀、串/并转换和快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT) 等操作后,根据已知导频数据信息和接收信号执行CS算法进行信道估计.利用重构的信道响应对接收信号做信道均衡,将输出信号分别进一步送入感知参数估计模块和通信解调模块进行后续处理.

文献[34]引入一种将雷达传感功能集成到移动通信网络中的新型架构,并提出直接估计和间接估计两种基于一维压缩感知算法的参数估计方案,能够从正交频分多址接入 (orthogonal frequency division multiple access, OFDMA) 和多用户MIMO的通信信号中提取包括时延、出发角、到达角、多普勒频移、信道系数以及多径信道幅度等在内的感知参数.

文献[35]引入一种极性信号检测方案以减小波形自相关函数的旁瓣水平,并提出了一种多频

互补相位编码 (multi-carrier complementary phase-coded, MCPC) 序列优化算法, 基于多普勒估计方法给出信道均衡矩阵, 利用 MCPC 序列的正交性来克服

多径衰落和 OFDM 载波间干扰, 该信道均衡方法在存在载波间干扰的衰落信道中表现出较好的 BER 性能。

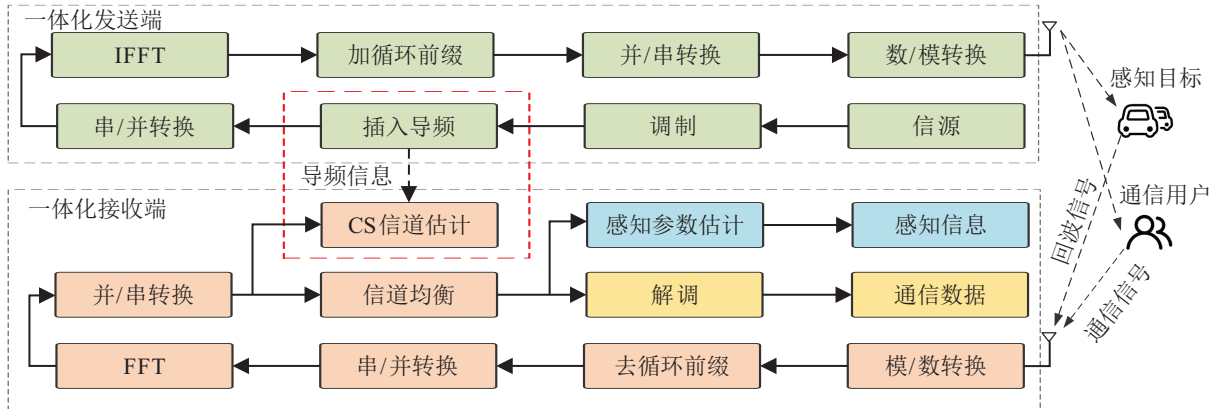


图7 OFDM通信感知一体化系统

Wu 等^[36] 针对基于跳频 MIMO (frequency-hopping MIMO, FH-MIMO) 和雷达的雷达通信双功能系统, 设计了一种新型通信感知一体化波形, 使通信接收机能够识别雷达所使用的跳频序列, 并根据跳频序列特征分别设计两个偏移估计器, 进而提出一种精确的信道估计方法. 该方法能够实现高精度的定时偏移和信道估计, 从而获得接近完美时序和信道知识下的通信性能。

4.2 一体化多址接入

在通信感知一体化系统中, 新型一体化波形的应用以及多用户通信和多目标感知的同时实现, 都需要建立在与之相适应的多址接入技术之上. 然而, 目前针对通信感知一体化场景下多址接入技术的研究却较为匮乏, 因此研究通信感知一体化场景下的新型多址接入技术是十分必要的. Cao 等^[37] 提出了一种使用多路复用通信用户的信号设计雷达通信双功能波形的的方法, 将不同用户的信号在时域、频域或码域中复用, 使用这些信号的线性组合近似生成整合的雷达波形. 结果表明, 通过对通信信号线性组合系数的优化, 可以使之几乎完美地逼近雷达波形, 从而在实现通信多址接入的同时兼顾雷达探测的功能。

Chen 等^[38] 针对海量机器类通信场景下用户密集接入导致相互干扰严重的问题, 提出了一种码分 OFDM 联合通信感知系统, 结合直接序列扩频 (direct sequence spread spectrum, DSSS) 技术与 OFDM 技术对通信感知一体化信号进行联合设计, 凭借码分增益抑制通信中的多址干扰及雷达回波信号的同频干扰, 增强了通信的可靠性, 相比于 OFDM 一体化信号波形在低信噪比下表现出更强的雷达感知能力。

速率分割多址 (rate splitting multiple access, RSMA) 是一种依赖于多天线速率分割, 通过在发送端将消息拆分为公共和专用流并在接收端执行串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC) 的新型多址接入技术. 文献 [39] 将 RSMA 用于多天线双功能雷达通信系统中作为其多址接入和干扰管理策略, 在接收端采用串行干扰消除管理通信用户之间的干扰以及通信与雷达之间的干扰, 综合考虑消息拆分、通信信号预编码和雷达序列预编码的优化问题, 在单天线功率约束下最大化加权和速率并最小化波束逼近的均方误差, 分析表明所提出方案相比基于空分多址的通信感知双功能系统实现了更好的性能折中。

5 太赫兹通信感知一体化

随着数据量及传输速率需求的与日俱增, 太赫兹通信以其大带宽优势被认为是关键使能技术. 太赫兹通信链路及组网均具有高定向特性^[40], 其波束赋形及波束追踪需要高精度的感知信息作支撑. 因此, 太赫兹通信感知一体化成为大势所趋, 被认为是突破 Tbps 级数据传输以及毫米级感知精度的关键方法. 目前, 太赫兹通信感知一体化仍处于研究初期, 传播特性的不同及硬件特性的约束使得传统通信感知一体化技术不再高效. 不同类型的感知协同可以为太赫兹通信带来多方面增益, 感知增强通信的性能表征是太赫兹通信感知一体化信息理论的核心内容之一。

5.1 太赫兹感知增强波束赋形

大规模多天线的波束赋形可分为数字、模拟和混合模式. 考虑到数字波束赋形方案严重的功耗难

题难以实现,模拟波束赋形模式受信号恒模约束增益不足而不适用,太赫兹宽带波束赋形往往采用混合波束赋形模式,融合高维度模拟波束赋形和低维度数字波束赋形的硬件优势,但会在入射角不为 90° 时产生严重的波束色散效应 (beam squint effect),从而降低波束赋形增益. 已有解决方案通过引入真时延器 (true time delay, TTD) 改变不同频点的相位从而实现直接补偿^[41],但改变硬件结构不仅大幅增加了能耗,TTD还会产生超过10 dB的插入损耗,限制了其适用场景.

基于信道状态信息 (channel state information, CSI) 的太赫兹波束赋形方案,接收端将全频段CSI反馈给发送端以实时迭代赋形向量从而准确匹配信道变化,进行感知增强太赫兹波束赋形,弥补TTD存在的缺陷.

基于CSI的波束赋形及其他方案对比如图8所示. 可以看出,CSI增强波束赋形在大带宽上具有较为平稳的增益,可以有效抑制波束色散的影响. 然而,该方法下天线的最大增益大幅降低,若将总带宽为 B 、中心频率为 f_c 的太赫兹载波划分为 K 个子载波,则第 k 个波束偏移 θ_k 与中心频率的发射角 θ_c 的关系可表述为

$$\theta_k = \left[1 + \frac{B}{Kf_c} \left(k - 1 - \frac{K-1}{2} \right) \right] \theta_c. \quad (29)$$

考虑上述CSI信息完整性受接收端波束色散影响,其补偿方案是个开放的问题.

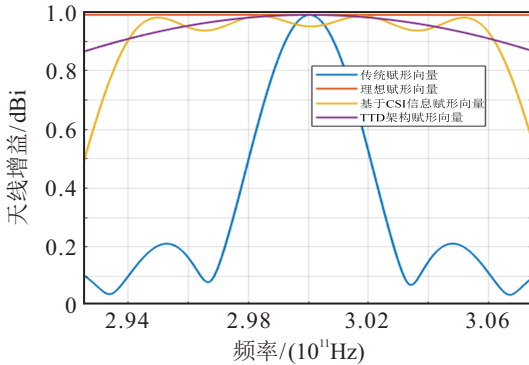


图8 基于CSI信息的宽带波束色散抑制

5.2 太赫兹感知增强波束追踪

现有太赫兹通信感知一体化的性能表征需同时考虑通信与感知间的增强及制约关系,仅考虑制约关系的传统性能界限理论不适用于太赫兹频段. 一种方法是考虑以信息熵的角度看待节点移动及太赫兹信道的随机性,构建太赫兹频段下感知增强通信的容量界限表征模型,从而推导太赫兹通信感知一体化的容量界限关系^[42]. 对于感知性能,采用广义的定位估

计速率表征,其界限为

$$R_{\text{sen}} \leq \frac{1}{2T} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{\text{loc}}^2}{\text{CRB}_{\text{loc}}} \right). \quad (30)$$

其中: T_{pri} 为感知周期, σ_{loc}^2 为目标随机移动过程的定位方差. 角度估计可以用于校正波束对准,考虑太赫兹窄波束的功率分布,可以得到通信速率的界限为

$$R_{\text{com}} \leq B_{\text{com}} \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}}{w_{\text{eff}}^2/d^2 + 8\text{CRB}_\theta/3} \right). \quad (31)$$

其中: B_{com} 为通信所用带宽, w_{eff} 为等效波束带宽. 分析推导不难发现,根据感知对通信的增强和制约关系分别在不同的感知速率区间内起主导作用,进一步近似推导得到感知速率表征下的通信速率闭式表达式如下所示:

$$\hat{R}_{\text{com}}(R_{\text{sen}}) = \begin{cases} \frac{lB_{\text{com}}(R_{\text{sen}})}{\ln 2} \cdot \frac{\text{SNR}}{w_{\text{eff}}^2/d^2 + 8\text{CRB}_\theta/3}, & 0 \leq R_{\text{rad}} \leq R_{\text{sen,th}}; \\ B_{\text{com}}(R_{\text{sen}}) \log_2 \left(1 + \text{SNR} \cdot \frac{d^2}{w_{\text{eff}}^2} \right), & R_{\text{sen,th}} < R_{\text{sen}} \leq R_{\text{sen,max}}. \end{cases} \quad (32)$$

其中: $R_{\text{sen,th}}$ 为区间转折点, $R_{\text{sen,max}}$ 为最大感知速率. 闭式关系近似性能参见图9.

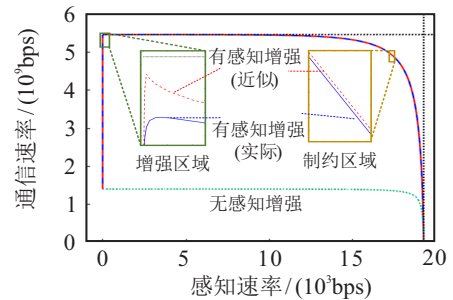


图9 太赫兹通信感知一体化系统的容量界限

上述容量界表征给出了太赫兹通信感知性能的一个上界,为使界限更加紧密,可以考虑太赫兹波束空间信道的特殊稀疏结构,设计先进的追踪算法^[43]. 如何基于追踪算法构建太赫兹波束追踪性能模型,是使性能界的理论研究与技术研究相连通的关键桥梁,也是太赫兹移动通信理论未来发展的重点方向.

5.3 太赫兹通信感知一体化系统

由于太赫兹通信感知一体化技术的发展还处于萌芽阶段,其系统搭建与硬件演示工作在国内外刚刚起步. 目前已有系统大多通过在基带将通信与感知信号混合,共用同一套太赫兹射频链路进行调制,从而实现通信与感知的硬件集成. 华为公司率先搭建了140 GHz、中心频率8 GHz、带宽4发16收MIMO的通信成像一体化系统,并验证其可实现毫米级成像

精度^[44].

随着感知增强通信技术的发展,除了硬件集成增益外,太赫兹通信感知一体化系统搭建将落地通感协同理论,其典型框架如图10所示.相比硬件集成,通感协同下的系统框架将添加天线控制模块,通过将

多维感知信息融合并决策,进而对收发端天线的预编码等进行控制,实现实时自适应的波束赋形与波束追踪.随着太赫兹移动通信场景需求的增加与太赫兹MIMO硬件及相控阵技术的发展,未来通感协同将成为未来太赫兹通感一体化系统的主流方向.

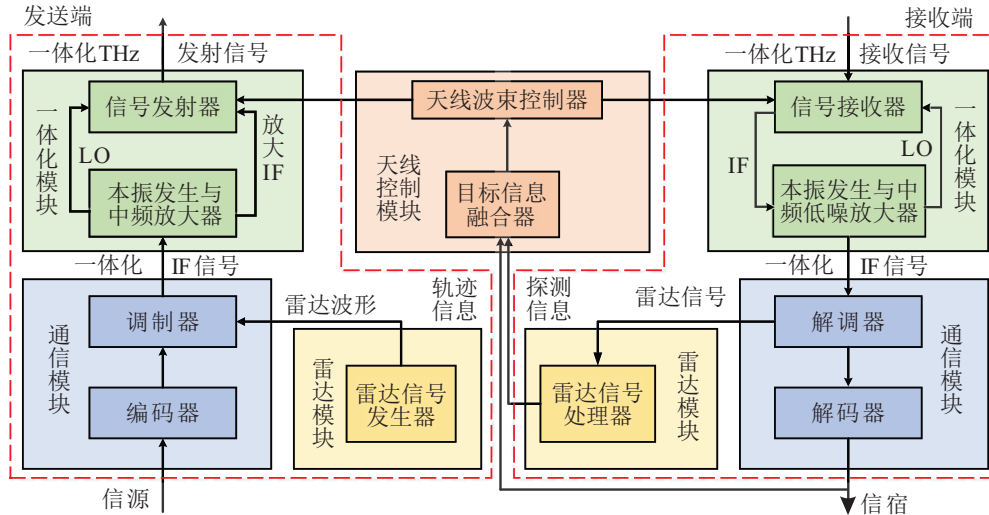


图10 典型太赫兹通信感知一体化系统框架

6 发展与挑战

通信感知由分立走向一体,是6G的重要特征,也是顺应应用和技术发展.虽然目前关于6G通信感知一体化已经开展了初步研究,有一定的研究基础,但还存在以下几方面问题亟待研究和突破.

6.1 通信感知一体化度量和信息理论研究

对于通信感知一体化方案优越性的评估需要合理有效的性能分析手段,首先给出综合评估容量、时延、可靠性、感知精度、感知范围等综合度量指标;然后从数学上探究一体化的集成增益及可达性能边界,为系统提供一个通用的分析框架和设计目标.由于通信感知的度量性能界限分明,通常采用不同的指标体系和技术手段评估二者分立的性能^[3].

通信系统以香农界为性能天花板,以差错率、数据速率和星座图等为关键指标;雷达系统以CRB为性能收敛点,以漏/虚警率、模糊函数和探测效率等性能为评估对象.指标体系的分立化不利于通信感知由分立走向一体,为此需打通信息理论和检测估计理论的边界,利用数学手段化解指标体系间矛盾,揭示通信性能和感知性能之间的耦合关系.

未来,仍需要从理论上阐明通信和感知资源正交时,感知性能和通信性能的内在平衡关系,给出影响性能的关键因素.为此,需要首先建立通信-感知一体化信息理论模型,提出表征网络性能的多维性能指标集合,然后阐明网络性能与关键参数间的尺度和折中

规律、性能限及其逼近方法.

6.2 通信感知一体化信号波形

无论是感知辅助的通信系统,还是通信辅助的感知系统都面临着种种限制,信号波形是两者的共同核心挑战,也是问题切入要害^[5].为了实现通信和感知的一体化,目前虽然已经提出了OFDM^[26]、OTFS^[27]等波形,但还是需要从波形上统一设计雷达感知与无线通信的信号模型,从物理、数学角度揭示一体化本质内涵和实现原理.

未来,可以进一步研究基于OFDM传统时频域的单基站和多基站通感一体化波形设计与分析;针对感知功能中将接收信号由时频域变换到时延-多普勒域,此外以OTFS信号为基础,将感知功能由时频域变换到时延-多普勒域,从时延-多普勒域进行发射端与接收端相关技术的研究.对于发射端,研究高分辨率、高能效的发射信号优化算法,通过高自由度序列优化,提高感知分辨率和能量效率;对于接收端,研究低复杂度、高精度信号处理算法,利用信道在时延-多普勒域的稀疏特性,对传统压缩感知算法进行改进,提出针对OTFS信号在延迟-多普勒域的通感一体化压缩感知方案,进行目标的联合检测与信道估计.

6.3 通信感知一体化多址接入技术

面向6G诸多新型业务需求,针对传统的独立设计的无线通信与无线感知系统,存在互相干扰、资源利用率低等问题^[1],利用大规模/超大规模天线技术,

研究通信与感知技术在赋形方案、资源调配、控制机制等方面的一体化方案,以及研究感知信息辅助大规模/超大规模天线系统传输、调度及波束控制优化方案。

此外,面向多用户和分布式网络节点场景,研究基于智能发射面的通感一体化系统的波束赋形技术,给出基于智能发射面辅助的,低成本、高分辨率、高灵活性的通-感一体化传输方案。

6.4 通信感知一体化干扰控制

点对点、单目标、恒参信道都不是实际系统部署的常态,而在多用户、多目标、深衰落的场景中,通信感知一体化衍生的共址干扰是一直悬而未决的难题。主要原因是相同波形机制下,共用接收机难以有效区分回波信号和数据信号,尤其在深衰落的电磁环境中,系统性能会急剧恶化^[33]。因此,同一载体下目标参数与通信数据深度融合是通信感知一体化系统规模化部署的基本保障。

未来,需要从干扰识别、干扰分离、干扰抑制、干扰避让等方面研究抗干扰技术。首先,可以挖掘干扰信号空间结构,自动表征不同类型的干扰信息源;然后,可以挖掘不同类型干扰信号的时空频域多维度特征,建立干扰信号的多维信息图谱;最后,可以实现全源、全域干扰环境的多维特征学习与表征,助力干扰信号识别、分离与抑制。在发射端,结合干扰信息图谱学习与干扰环境感知结果,设计通-感系统的发射端抗干扰机制,设计具有抗干扰特性的时、空、频信号波形,通过发射端抗干扰策略与发射端干扰管理机制设计,实现通-感系统的收发两端对干扰信号的联合共治,从而提升通-感系统的抗干扰性能。在接收端,通过对干扰特征挖掘、干扰识别与干扰分离机制与通-感信号进行联合处理,实现干扰抑制增强的无线定位感知、数据传输与数据检测方法,以提升通-感系统的性能。

6.5 通信感知一体化架构和系统级技术

通信感知融合需要设计全新的架构,需要设计端到端的通信感知融合协议和架构,以实现通信感知业务功能高度协同^[1]。需要设计通信感知一体化的链路级和系统级的硬件实现结构,考虑尺寸、功耗、成本、性能等一体化的挑战。需要设计对频谱资源进行统一分配,以达到通信感知性能较好地平衡。探索通信感知融合的关键算法,包括多维资源管理、不同场景下基于人工智能的感知信号信息分析、分布式的多通信感知一体化基站的干扰协调等。需要开发完整的测试验证平台以及用例原型验证,对通信感知一体

化新方案进行全面的性能评估和实测评估,推动产业商用发展。

6.6 通信感知一体化标准研究

通信感知一体化在标准推进方面也可分两步走,分别是5.5G和6G两个阶段。在5.5G阶段,探索和支持更多的感知业务功能。5G网络中研究最多的感知应用便是定位,可在5.5G中探索更多的感知业务功能特别是在sub-6G频段和毫米波频段。5G网络需要更多的感知功能去支撑应用创新和行业应用,有必要在5.5G中继续探索感知功能的增强。在6G中全面实现通信感知一体化,包括设计全新的波形、通信协议和网络融合架构来支持6G网络需求。

7 结语

本文首先从信息理论角度介绍了通信理论和感知理论发展的逻辑与脉络,介绍了通信感知一体化的初步研究成果,揭示了通信和感知之间存在性能折中与协同的关系。另外,从波形、多址接入、信道估计和干扰控制等方面总结了通信感知一体化的物理层关键技术,并探讨了通信感知一体化当前面临的技术挑战与潜在的发展方向。

参考文献(References)

- [1] 闫实, 彭木根, 王文博. 通信-感知-计算融合: 6G愿景与关键技术[J]. 北京邮电大学学报, 2021, 44(4): 1-11. (Yan S, Peng M G, Wang W B. Integration of communication, sensing and computing: The vision and key technologies of 6G[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2021, 44(4): 1-11.)
- [2] IMT-2030(6G)推进组. 通信感知一体化技术研究报告[R]. 北京: IMT-2030(6G)推进组, 2021: 1-61. (Promotion Group. Research report on communication-sensing integration technology[R]. Beijing: IMT-2030(6G) Promotion Group, 2021: 1-61.)
- [3] 中国通信学会. 通信感知算一体化网络前沿报告(2021年)[R]. 北京: 中国通信学会, 2022: 1-74. (China Institute of Communications. Communication, sensing and computing integration network frontier Report(2021)[R]. Beijing: China Institute of Communications, 2022: 1-74.)
- [4] IMT-2030(6G)推进组. 6G总体愿景与潜在关键技术白皮书[R]. 北京: IMT-2030(6G), 2021: 1-32. (Promotion Group. White paper of 6G overall vision and potential key technologies[R]. Beijing: IMT-2030(6G) Promotion Group, 2021: 1-32.)
- [5] Chiriyath A R, Paul B, Bliss D W. Radar-communications convergence: Coexistence, cooperation, and co-design[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2017, 3(1): 1-12.
- [6] Haimovich A M, Blum R S, Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. IEEE Signal Processing

- Magazine, 2008, 25(1): 116-129.
- [7] Feng Z Y, Fang Z X, Wei Z Q, et al. Joint radar and communication: A survey[J]. *China Communications*, 2020, 17(1): 1-27.
- [8] 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.
- [9] Talwar S, Viberg M, Paulraj A. Blind estimation of multiple co-channel digital signals using an antenna array[C]. *IEEE Signal Processing Letters*. Piscataway: IEEE, 1993: 29-31.
- [10] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595.
- [11] Gupta P, Kumar P R. The capacity of wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(2): 388-404.
- [12] Andrews J G, Baccelli F, Ganti R K. A tractable approach to coverage and rate in cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(11): 3122-3134.
- [13] Zhao Z Y, Peng M G, Ding Z G, et al. Cluster content caching: An energy-efficient approach to improve quality of service in cloud radio access networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(5): 1207-1221.
- [14] Page R. The origin of radar[M]. New York: Anchor Books, 1962.
- [15] Peterson W, Birdsall T, Fox W. The theory of signal detectability[J]. *Transactions of the IRE Professional Group on Information Theory*, 1954, 4(4): 171-212.
- [16] Weiss A, Weinstein E. A lower bound on the mean-square error in random parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1985, 31(5): 680-682.
- [17] D' Andrea C, Buzzi S, Lops M. Communications and radar coexistence in the massive MIMO regime: Uplink analysis[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(1): 19-33.
- [18] Chang B, Tang W, Yan X Y, et al. Integrated scheduling of sensing, communication, and control for mmWave/THz communications in cellular connected UAV networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(7): 2103-2113.
- [19] Wu Y Z, Lemic F, Han C, et al. A non-uniform multi-wideband OFDM system for terahertz joint communication and sensing[C]. *IEEE 93rd Vehicular Technology Conference*. Helsinki, 2021: 1-5.
- [20] Kumari P, Choi J, González-Prelcic N, et al. IEEE 802.11ad-based radar: An approach to joint vehicular communication-radar system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(4): 3012-3027.
- [21] Yuan X, Feng Z Y, Zhang J A, et al. Spatio-temporal power optimization for MIMO joint communication and radio sensing systems with training overhead[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(1): 514-528.
- [22] Hassanien A, Amin M G, Zhang Y D, et al. Dual-function radar-communications: Information embedding using sidelobe control and waveform diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(8): 2168-2181.
- [23] Guo D N, Shamai S, Verdu S. Mutual information and minimum mean-square error in Gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(4): 1261-1282.
- [24] Saddik G N, Singh R S, Brown E R. Ultra-wideband multifunctional communications/radar system[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55(7): 1431-1437.
- [25] Nowak M, Wicks M, Zhang Z P, et al. Co-designed radar-communication using linear frequency modulation waveform[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2016, 31(10): 28-35.
- [26] Sen S, Nehorai A. Target detection in clutter using adaptive OFDM radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2009, 16(7): 592-595.
- [27] 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.
- [28] Li S Y, Yuan W J, Liu C, et al. A novel ISAC transmission framework based on spatially-spread orthogonal time frequency space modulation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1854-1872.
- [29] 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.
- [30] Geng Z, Deng H, Himed B. Adaptive radar beamforming for interference mitigation in radar-wireless spectrum sharing[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(4): 484-488.
- [31] Li B, Petropulu A P, Trappe W. Optimum co-design for spectrum sharing between matrix completion based MIMO radars and a MIMO communication system[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(17): 4562-4575.
- [32] Wang C, Tong J F, Cui G F, et al. Robust interference cancellation for vehicular communication and radar coexistence[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(10): 2367-2370.
- [33] Rihan M, Huang L. Optimum co-design of spectrum sharing between MIMO radar and MIMO communication

- systems: An interference alignment approach[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(12): 11667-11680.
- [34] Rahman M L, Zhang J A, Huang X J, et al. Framework for a perceptive mobile network using joint communication and radar sensing[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(3): 1926-1941.
- [35] Ellinger J, Zhang Z P, Wu Z Q, et al. Dual-use multicarrier waveform for radar detection and communication[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2018, 54(3): 1265-1278.
- [36] Wu K, Zhang J A, Huang X J, et al. Waveform design and accurate channel estimation for frequency-hopping MIMO radar-based communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 1244-1258.
- [37] Cao N, Chen Y F, Gu X Y, et al. Joint radar-communication waveform designs using signals from multiplexed users[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(8): 5216-5227.
- [38] Chen X, Feng Z Y, Wei Z Q, et al. Code-division OFDM joint communication and sensing system for 6G machine-type communication[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(15): 12093-12105.
- [39] Xu C C, Clerckx B, Chen S W, et al. Rate-splitting multiple access for multi-antenna joint radar and communications[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(6): 1332-1347.
- [40] 周天航, 杨闯, 刘子乐, 等. 太赫兹无线组网: 原理、现状与挑战[J]. 电信科学, 2021, 37(6): 33-44.
(Zhou T H, Yang C, Liu Z L, et al. Terahertz wireless networking: Principles, status and challenges[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(6): 33-44.)
- [41] Gao X Y, Dai L L, Zhang Y, et al. Fast channel tracking for terahertz beamspace massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7): 5689-5696.
- [42] Liu Z, Yang C, Zhou T, et al. Performance model of terahertz joint radar-communication systems under random mobility[C]. IEEE 95th Vehicular Technology Conference. Helsinki, 2022: 1-6.
- [43] Li C, Raymondi N, Xia B, et al. Outer bounds for a joint communicating radar (comm-radar): The uplink case[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1197-1213.
- [44] Li O P, He J, Zeng K, et al. Integrated sensing and communication in 6G A prototype of high resolution THz sensing on portable device[C]. Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit. Porto, 2021: 544-549.

作者简介

彭木根(1978—), 男, 教授, 博士生导师, 从事无线网络基础理论、关键技术、创新应用与实践等研究, E-mail: pmg@bupt.edu.cn;

刘喜庆(1985—), 男, 副研究员, 博士生导师, 从事波形设计、多址接入等研究, E-mail: liuxiqing@bupt.edu.cn;

刘子乐(1996—), 男, 博士生, 从事太赫兹通信感知一体化的研究, E-mail: lzl_bupt@bupt.edu.cn;

孙泽忠(1997—), 男, 博士生, 从事通信感知一体化信息理论的研究, E-mail: szz@bupt.edu.cn.

科研团队简介

6G空间信息与融合通信网络研究团队负责人彭木根教授, 目前为北京邮电大学信息与通信工程学院院长、网络与交换技术国家重点实验室副主任、国家杰出青年科学基金获得者、万人计划科技创新领军人才、IEEE Fellow; 担任IEEE Network、IEEE TVT、IEEE IoT-J、IEEE Com. Mag. 等国际顶级期刊指导委员会委员或编委等。连续多年被评为科睿唯安ESI全球高被引科学家、爱思唯尔中国高被引学者, 获IEEE通信学会海因里希赫兹奖、IEEE通信学会亚太区杰出青年学者奖等。

近年来, 研究团队在彭木根教授的带领下, 以网络与交换技术国家重点实验室和泛网无线通信教育部重点实验室为依托, 顺应“网络强国”和“数字经济”下信息网络宽带化、泛在化、智能化的发展趋势, 重点围绕着空天地海和通感算融合的空间信息通信和网络理论、技术和应用展开研究, 荣获国家技术发明奖二等奖1次、北京市科学技术奖一等奖2次、中国通信学会科学技术奖一等奖2次、中国专利银奖、求是杰出青年成果转化奖等。

(责任编辑: 郑晓蕾)