中文核心期刊　中国科技核心期刊　中国核心学术期刊
第三届国家期刊奖百种重点期刊　信息通信领域产学研合作特色期刊

ISSN 1009-6868
CN 34-1228/TN

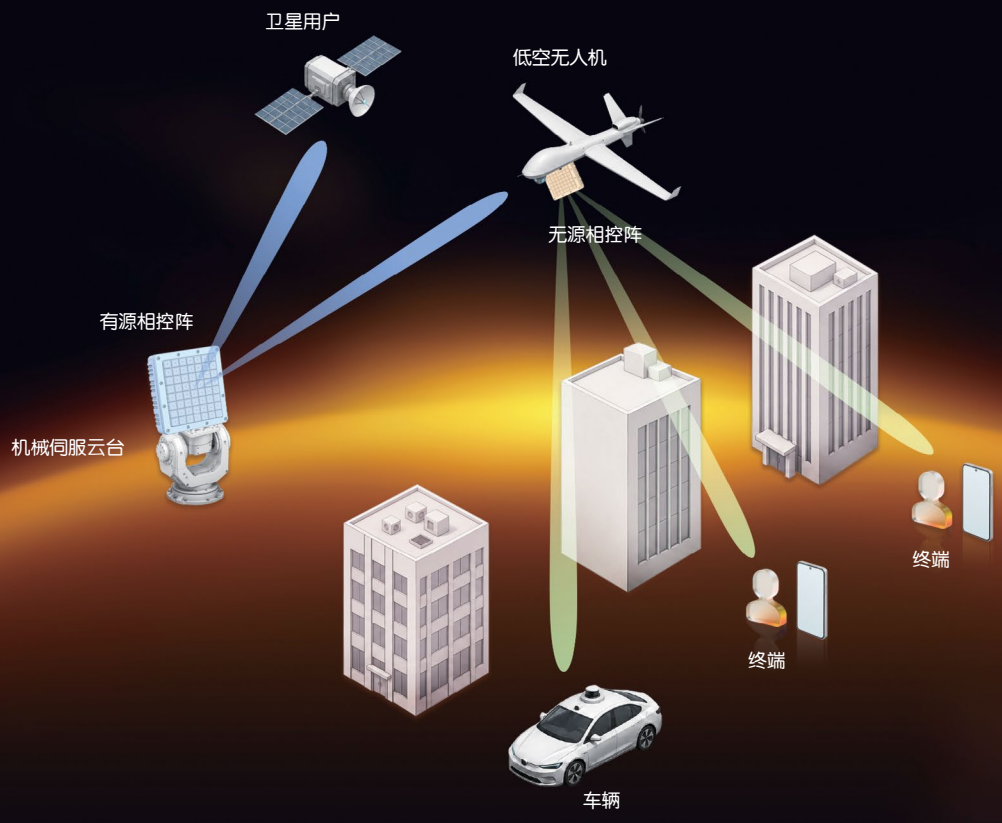
中兴通讯技术

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

http://tech.zte.com.cn

第 32 卷 · 总第 191 期 · 2026 年 10 月 · 第 5 期

专题：星地太赫兹高速传输技术



（封面图片详解见 P. 4）

ISSN 1009-6868
9 771009 686267 10>

《中兴通讯技术》第 10 届编辑委员会

顾　问　**侯为贵**（中兴通讯股份有限公司创始人）　**钟义信**（北京邮电大学教授）
糜正琨（南京邮电大学教授）　**李自学**（中兴通讯股份有限公司前董事长）

主　任　**陆建华**（中国科学院院士）

副主任　**方　榕**（中兴通讯股份有限公司董事长）　**李建东**（西安电子科技大学教授）

编　委

敖　立　中国信息通信研究院副院长
陈建平　上海交通大学教授
陈前斌　重庆邮电大学教授、副校长
段晓东　中国移动研究院副院长
方　榕　中兴通讯股份有限公司董事长
高新波　西安电子科技大学教授、校长
葛建华　西安电子科技大学教授
管海兵　上海交通大学教授、副校长
郭　庆　哈尔滨工业大学教授
洪　伟　中国科学院院士、东南大学教授
江　涛　华中科技大学教授
蒋林涛　中国信息通信研究院科技委主任
金　石　东南大学教授、副校长
李尔平　中国工程院外籍院士、浙江大学教授
李红滨　北京大学教授
李厚强　中国科学技术大学教授
李建东　西安电子科技大学教授
李乐民　中国工程院院士、电子科技大学教授
李融林　华南理工大学教授
林晓东　中兴通讯股份有限公司副总裁
刘　健　中兴通讯股份有限公司高级副总裁
刘建伟　北京航空航天大学教授
隆克平　北京科技大学教授
卢光跃　西安邮电大学教授、校长
陆建华　中国科学院院士、清华大学教授
马建国　中原工学院教授、学术副校长
毛军发　中国科学院院士、深圳大学教授
孟洛明　北京邮电大学教授
尼玛扎西　中国工程院院士、西藏大学教授
石光明　鹏城实验室副主任
史振威　内蒙古大学教授
苏　森　重庆邮电大学教授、校长
孙知信　南京邮电大学教授
谈振辉　北京交通大学教授
唐　宏　中国电信 IP 专业首席专家
唐万斌　电子科技大学教授
唐雄燕　中国联通研究院副院长、首席科学家
陶小峰　北京邮电大学教授
汪烈军　新疆大学教授、副校长
王　翔　中兴通讯股份有限公司高级副总裁
王文博　雄安空天信息研究院院长
王文东　北京邮电大学教授
王喜瑜　中兴通讯股份有限公司执行副总裁
王耀南　中国工程院院士、湖南大学教授
王志勤　中国信息通信研究院副院长
卫　国　中国科学技术大学教授
邬贺铨　中国工程院院士
吴春明　浙江大学教授
向际鹰　中兴通讯股份有限公司首席科学家
肖　甫　南京邮电大学教授、校长
解冲锋　中国电信新一代信息通信专业首席专家
徐安士　北京大学教授
徐子阳　中兴通讯股份有限公司总裁
续合元　中国信息通信研究院首席专家
薛向阳　复旦大学教授
杨义先　北京邮电大学教授
易芝玲　中国移动研究院首席科学家
张　杰　内蒙古工业大学教授、学术副校长
张　平　中国工程院院士、北京邮电大学教授
张　卫　复旦大学教授
张宏科　中国工程院院士、北京交通大学教授
张钦宇　哈尔滨工业大学教授
张云勇　中国联通网络信息安全部总经理
赵慧玲　工业和信息化部信息通信科技委常委
郑纬民　中国工程院院士、清华大学教授
钟章队　北京交通大学教授
周　亮　南京邮电大学教授、副校长
朱近康　中国科学技术大学教授
祝宁华　中国科学院院士、南开大学教授

目　次

中兴通讯技术　(ZHONGXING TONGXUN JISHU)
第 32 卷　总第 191 期　2026 年 10 月　第 5 期

中文核心期刊 中国科技核心期刊 第三届国家期刊奖百种重点期刊 信息通信领域产学研合作特色期刊 中国知网、万方数据、重庆维普等数据库收录期刊 1995 年创刊

热点专题 ▶

星地太赫兹高速传输技术

01 专题导读 …… 洪伟，唐万斌，郝张成

03 面向空地高速互联的太赫兹动中通架构与关键技术 …… 曹浩一，徐梓鸣，曾泓鑫，李韦萍，张雅鑫

13 三维异质异构集成电路在星地高速传输收发前端的应用与发展趋势 … 任朝祥，周亮，倪冬欣

21 光子太赫兹：大容量高可靠星地传输的新途径 …… 蒋羽彤，张教，朱敏

29 面向星上算力中心的太赫兹通信技术：需求与挑战 …… 宋瑞良，张海鹏

38 全电子太赫兹星地高速通信关键技术 …… 邓贤进，林长星，刘娟

45 基于130 nm SiGe BiCMOS工艺的相控阵H波段滑动中频收发机芯片组 …… 傅守青，廖权钦，陈文华

53 6G硅基太赫兹芯片及系统关键技术进展 …… 郝张成，周培根，缪卓伟，陈继新，洪伟

专家论坛 ▶

66 任务导向通信的若干思考 …… 江涛

企业视界 ▶

71 面向6G的NTN网络架构演进：从广域覆盖到星地融合服务 … 施嵘，张诗壮，周将运，李数林

技术广角 ▶

82 基于广域无损网络的QoS参数自适应优化技术应用研究 …… 杨锋，尹远阳，王江龙，杨顺兴

91 中国沿海海上无线宽带专网建设方案研究与探讨 …… 赵先明，杨蕾，喻存林，杨慧婷，窦兴林，沈浩

97 差分隐私在数据保护中的应用 …… 王宇，由永桥，袁琦，田琛，安媛媛，孙良友

综合信息 ▶

02 《中兴通讯技术》2027年专题计划

《中兴通讯技术》2026年热点专题名称及策划人

1. 6G关键技术的标准化：Day-1与未来
中国移动研究院首席科学家　易芝玲

2. 广域立体覆盖低空通信技术
东南大学副校长　金石
东南大学教授　刘凡

3. 智算网络
工信部信息通信科技委常委　赵慧玲

4. 大模型推理中的存算技术
中国工程院院士、清华大学教授　郑纬民
清华大学副教授　陆游游

5. 星地太赫兹高速传输技术
中国科学院院士、东南大学教授　洪伟
电子科技大学教授　唐万斌
东南大学教授　郝张成

6. 智能多天线技术
北京交通大学副校长　艾渤
北京交通大学教授　章嘉懿

MAIN CONTENTS

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL
Vol. 32 No. 5 Oct. 2026

Special Topic ▶

Terahertz High-Speed Transmission Technology for Satellite-Ground Communications

01 Editoria ····· Hong Wei, Tang Wanbin, Hao Zhangcheng

03 Terahertz Communication-on-the-Move Architecture and Key Technologies for Space-Ground High-Speed Interconnection ····· Cao Haoyi, Xu Ziming, Zeng Hongxing, Li Weiping, Zhang Yaxing

13 Applications and Development Trends of Three-Dimensional Heterogeneously Integrated Circuits for High-Speed Space-Ground Transceiver Front-Ends ····· Ren Zhaoxiang, Zhou Liang, Ni Dongxin

21 Photonic Terahertz: A New Path Toward High-Capacity and Reliable Satellite - Ground Transmission ····· Jiang Yutong, Zhang Jiao, Zhu Min

29 Terahertz Communication Technology for Orbital Computing Centers: Requirements and Challenges ····· Song Ruiliang, Zhang Haipeng

38 Key Technologies for All-Electronic Terahertz High-Speed Satellite-to-Ground Communications ····· Deng Xianjin, Lin Changxing, Liu Juan

45 An H-band Sliding-IF Transmitter and Receiver Chipset for Phased Array in 130 nm SiGe BiCMOS ····· Fu Shouqing, Liao Quanqin, Chen Wenhua

53 Advances in Key Technologies for 6G Silicon-Based Terahertz Chips and Systems ····· Hao Zhangcheng, Zhou Peigen, Miao Zhuowei, ChenJixin, Hong Wei

Expert Forum ▶

66 Reflections on Task-Oriented Communication ····· Jiang Tao

Enterprise View ▶

71 Evolution of Non-Terrestrial Network Architecture Toward 6G: From Wide-Area Coverage to Satellite - Terrestrial Integrated Services ····· Shi Rong, Zhang Shizhuang, Zhou Jiangyun, Li Shulin

Research Papers ▶

82 Application Research of QoS Parameter Automatic Optimization Technology Based on Wide Area Lossless Network ····· Yang Feng, Yin Yuanyang, Wang Jianglong, Yang Shunxing

91 Research and Discussion on Construction Plan of Wireless Broadband Private Network in China's Coastal Sea ····· Zhao Xianming, Yang Lei, Yu Cunlin, Yang Huiting, Dou Xinglin, Shen Hao

97 Application of Differential Privacy in Data Protection ····· Wang Yu, You Yongqiao, Yuan Qi, Tian Chen, An Yuanyuan, Sun Liangyou

期刊基本参数：CN 34-1228/TN*1995*b*16*102*zh*P*¥20.00*6500*13*2026-10

敬告读者

本刊享有所发表文章的版权，包括英文版、电子版、网络版和优先数字出版版权，所支付的稿酬已经包含上述各版本的费用。
未经本刊许可，不得以任何形式全文转载本刊内容；如部分引用本刊内容，须注明该内容出自本刊。

星地太赫兹高速传输技术专题导读

专题策划人



洪伟



唐万斌



郝张成

随着低轨星座、空天信息网络与6G空天地一体化通信的加速发展，星地链路对大容量、低时延、高可靠传输的需求日益迫切。太赫兹频段具有超宽带宽和丰富的频谱资源，已成为支撑星地高速互联的重要技术途径之一，但在星地动态场景下仍面临波束跟踪、器件带宽、链路可靠性、星上算力约束与系统集成等多重挑战。当前，星间/星地太赫兹传输仍处于关键技术攻关与系统方案探索并行推进的阶段，既需要从系统架构层面统筹链路与资源，也需要在器件、芯片与传输机制层面切实突破带宽、效率与集成度等方面的瓶颈。本专题聚焦星间/星地太赫兹高速传输的架构、器件、芯片与系统等关键技术，汇集了中国知名高校与科研机构的专家学者，围绕系统架构、前端集成、传输体制、芯片实现与系统验证等方面，集中呈现相关最新研究进展，以期为星间/星地太赫兹技术的发展提供有益参考。

本专题收录的7篇论文分别从不同层面展开研究。《面向空地高速互联的太赫兹动中通架构与关键技术》面向空地高速互联的动态通信需求，深入探讨太赫兹动中通架构及关键技术，重点分析高动态场景下的波束对准、链路保持与资源调度等问题，为空地场景下的稳定传输提供架构参考。《三维异质异构集成电路在星地高速传输收发前端的应用与发展趋势》围绕星地高速传输收发前端，分析三维异质异构集成电路在带宽、集成度与性能协同方面的应用潜力与发展趋势，讨论异质材料与三维集成对前端小型化、高性能化的支撑作用，为收发前端一体化设计提供技术路径。《光子太赫兹：大容量高可靠星地传输的新途径》从光子太赫兹技术出发，探讨其在大容量、高可靠星地传输中的应用前景，分析光子学方案在带宽扩展与传输质量方面的潜在优势，为突破电子学带宽瓶颈提供新思路。《面向星上算力中心的太赫兹通信技术：需求与挑战》结合星上算力中心建设需求，梳理太赫兹通信在星载环境下的技术需求与关键挑战，着重讨论通信与算力协同对链路架构和资源管理提出的新要求，为星上通信与算力协同提供需求依据。《全电子太赫兹星地高速通信关键技术》聚焦全电子太赫兹通信体制，分析星间/星地高速通信中的关键技术与实现途径，强调全电子方案在系统可靠性、

DOI：10.12142/ZTETJ.202605001
收稿日期：2026-09-25

工程化与成本控制方面的潜力，为星间/星地链路的高可靠实现提供技术方案选择。《基于130 nm SiGe BiCMOS工艺的相控阵H波段滑动中频收发机芯片组》提出了一种面向太赫兹相控阵应用的高性能H波段发射机和接收机芯片组，该芯片组采用了滑动中频移相架构，所提架构和电路技术为硅基太赫兹相控阵系统提供了一种极具前景的解决方案。《6G硅基太赫兹芯片及系统关键技术进展》面向6G硅基太赫兹芯片及系统，综述关键器件、芯片与系统集成方面的进展，分析硅基工艺在太赫兹频段的性能边界与集成优势，为太赫兹星间/星地传输的芯片化、集成化发展提供有力支撑。

上述工作从动态架构、异质集成前端、光子与全电子传输体制、星上算力需求以及硅基芯片系统等维度展开，共同构成了星间/星地太赫兹高速传输技术从系统架构到核心器件的研究图景。期待本专题能为相关领域的研究者与工程技术人员提供有益参考，推动星间/星地太赫兹高速传输技术从关键技术验证走向系统应用，并为后续链路设计、器件选型与标准化研究提供借鉴。谨向所有作者和审稿专家表示衷心感谢！

策 划 人 简 介

洪伟，东南大学首席教授、教育部“长江学者”特聘教授、国家杰出青年科学基金获得者、IEEE Fellow、中国电子学会会士、中国科学院院士、中国电子学会微波分会副主任委员、天线分会副主任委员，曾任毫米波国家重点实验室主任、信息科学与工程学院院长，IEEE MTT-S AdCom委员等；主要研究领域包括毫米波基础理论、芯片与系统、测量技术与仪器；牵头承担完成国家“973”项目、基金委创新群体项目、国家重大科研仪器研制项目等；获国家奖3项，其中牵头获国家自然科学二等奖1项、国家科技进步二等奖1项，获省部级科技一等奖4项、中国电子学会创新团队奖等，获首届全国创新争先奖状、IEEE 802.11aj国际标准杰出贡献奖、IEEE MTT-S微波奖等；发表论文400余篇，出版学术专著4部，论著他引37 000余次。

唐万斌，电子科技大学教授、博士生导师、科学技术研究院常务副院长，中国通信学会会士，四川省学术和技术带头人，教育部无线通信技术协同创新中心研究方向首席科学家；长期从事通信抗干扰、低截获无线通信和新一代移动通信技术的研究工作；主持或参与国家级科研项目30余项；获得省部级科技奖励2项；发表论文80余篇，出版专著4部。

郝张成，东南大学首席教授、博士生导师，教育部“长江学者”特聘教授，担任*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*等国际期刊的副主编；主要研究方向为毫米波太赫兹器件与射频系统、B5G/6G多波束阵列、卫星通信星载/终端平面相控阵等；获国家自然科学奖二等奖（2/5）、国家科技进步奖二等奖（8/10）、中国电子学会科技创新团队奖等多项国家和省部级学术奖励；近年来主持国家级项目20余项；发表论文200余篇。

综 合 信 息

《中兴通讯技术》2027年专题计划

期次	专题名称	策划人
1	具身智能关键技术与应用	张文强　复旦大学教授 熊先奎　中兴通讯智算首席架构师
2	通感算一体化技术	陈前斌　重庆邮电大学副校长 吴泳澎　上海交通大学教授
3	智能体通信网络	解冲锋　中国电信新一代信息通信专业首席专家 赵慧玲　工信部信息通信科技委常委
4	人工智能安全	刘建伟　北京航空航天大学教授 曹　进　西安电子科技大学教授
5	面向AI的光互连技术	陈建平　上海交通大学教授 周林杰　上海交通大学教授
6	沉浸式通信	刘　越　北京理工大学教授 向际鹰　中兴通讯首席科学家 李　礼　中国科学技术大学教授

面向空地高速互联的太赫兹动中通架构与关键技术

Terahertz Communication-on-the-Move Architecture and Key Technologies for Space-Ground High-Speed Interconnection

曹浩一/Cao Haoyi，徐梓鸣/Xu Ziming，
曾泓鑫/Zeng Hongxing，李韦萍/Li Weiping，
张雅鑫/Zhang Yaxing

（电子科技大学，中国 成都 611731）
(University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605002
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261015.1113.004
网络出版日期：2026-10-15
收稿日期：2026-08-02

摘要：梳理了有源相控阵、无源相控阵和机械伺服3类太赫兹动中通体制，并讨论了2类跟踪技术，包括以四馈源和差单脉冲闭环架构为代表的机械伺服跟踪方案，以及相控阵波束电子扫描方案。通过和差网络形成合通道、方位差通道和俯仰差通道，其中合通道用于通信解调和链路监测，两路差通道经差和比计算后给出有符号二维角误差，以驱动方位—俯仰云台；针对有源相控阵和无源相控阵，提出了学习增强蜂窝周期波束跟踪方法，利用长短期记忆（LSTM）网络预测运动模型残差，采用扩展卡尔曼滤波（EKF）融合导频观测，并通过蜂窝搜索完成低开销波位校正。在收发两端均配置32×32阵列的代表性机动场景中，该方法获得了0.092 5°的径向均方根误差和0.162 2°的95%分位误差。上述两类方法为太赫兹动中通提供了兼顾跟踪范围、训练开销和工程可实现性的技术路径。

关键词：太赫兹通信；动中通；相控阵；波束跟踪；和差单脉冲跟踪

Abstract: Three technical architectures for terahertz communication on the move are reviewed, namely active phased arrays, passive phased arrays, and mechanical servo systems. Two beam-tracking approaches are discussed, including a mechanical servo tracking scheme based on a four-feed sum-and-difference monopulse closed loop and a phased-array electronic beam-scanning scheme. The sum-and-difference network forms a sum channel, an azimuth-difference channel, and an elevation-difference channel. The sum channel is used for communication demodulation and link monitoring, while the two difference channels are processed through difference-over-sum calculation to obtain signed two-dimensional angular errors for driving the azimuth-elevation gimbal. For active and passive phased arrays, a learning-enhanced periodic honeycomb beam-tracking method is proposed. A long short-term memory (LSTM) network predicts motion-model residuals, an extended Kalman filter (EKF) fuses pilot observations, and a honeycomb search performs low-overhead beam-position correction. In a representative maneuvering scenario with 32 × 32 arrays at both the transmitter and receiver, the proposed method achieves a radial root-mean-square error of 0.092 5° and a 95th-percentile error of 0.162 2°. The two approaches provide a technical pathway for terahertz communication on the move that balances tracking range, training overhead, and engineering implementation complexity.

Keywords: terahertz communication; communication on the move; phased array; beam tracking; sum-and-difference monopulse tracking

引用格式：曹浩一，徐梓鸣，曾泓鑫，等. 面向空地高速互联的太赫兹动中通架构与关键技术 [J]. 中兴通讯技术，2026，32(5)：3-12. DOI：10.12142/ZTETJ.202605002

Citation: Cao H Y, Xu Z M, Zeng H X, et al. Terahertz communication-on-the-move architecture and key technologies for space-ground high-speed interconnection [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 3-12. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605002

1 太赫兹动中通的技术挑战与体制分析

空地高速互联是天地一体化信息网络的重要基础，可支撑卫星、无人机及地面移动终端的实时协同。百吉赫兹及太赫兹频段具有丰富的连续频谱资源，可为链路提供吉比特每秒级乃至更高速率的传输能力[1-2]。然而，受发射功率、器件效率、大气吸收及高速传输所需信噪比约束，太赫兹链路通常依赖大口径高增益天线或大规模阵列来补偿链路预算，由此形成窄波束和强空间选择性。高速平移、姿态变化、平台振动及轨迹不确定性引起的微小指向误差，

基金项目：国家重点研发计划项目（2023YFB3207803）；国家自然科学基金项目（62575058，62505038，62471109，U24A20227，62131007，62501165）

可能迅速造成阵列增益下降，甚至导致链路失锁。因此，在持续运动、姿态扰动和短时遮挡条件下实现快速捕获、双端对准、连续跟踪与失锁恢复是太赫兹空地高速互联的核心问题之一。

毫米波系统已形成分层码本、辅助波束对、卡尔曼滤波以及位置和雷达辅助等波束管理方法[2]。相比之下，在相同物理口径下，太赫兹波束更窄，允许的指向误差更小；双端高增益传输还要求发射与接收波束联合对准，使状态空间和训练复杂度进一步增加。全码本遍历会造成较大的训练时延和业务中断，宽波束搜索则牺牲阵列增益与链路裕量；高机动、姿态突变和短时遮挡又会使历史测量及运动先验快速失效。因此，太赫兹动中通需要在跟踪精度、训练开销、控制时延和失锁恢复能力之间进行联合权衡。

现有研究已验证太赫兹相控阵前端、电子扫描和高速数据传输的可行性[3-4]，但多数工作仍集中于静态或准静态条件下的器件性能、峰值速率或单项跟踪功能。面向双端移动和复杂姿态，将捕获、跟踪、业务传输、链路监测与失锁恢复纳入统一闭环的研究仍较有限。从波束形成与传播调控机制看，太赫兹动中通主要包括有源相控阵、无源相控阵（可重构智能表面）辅助反射和机械伺服3类技术路径。有源相控阵通过阵元幅相控制实现对高速移动平台的高速电子扫描，适合精细对准和连续跟踪；低空无人机作为中介，利用无源相控阵拓展覆盖范围，通过调节无源相控阵亚波长单元状态来重构传播路径，指向密集楼宇覆盖、有源相控阵无法视距传输抵达的各个移动端子用户，实现遮挡绕行、覆盖补盲和链路增强，实现小区多用户覆盖；机械伺服通过云台或转台驱动大口径天线实现大范围高增益指向，但受机械惯性和控制带宽限制。3类体制具有互补性：机械伺服负责粗指向，有源相控阵承担高速细跟踪，无源相控阵在直达链路受阻或链路裕量不足时提供辅助路径，如图1所示。3种体制的详细对比如表1所示。

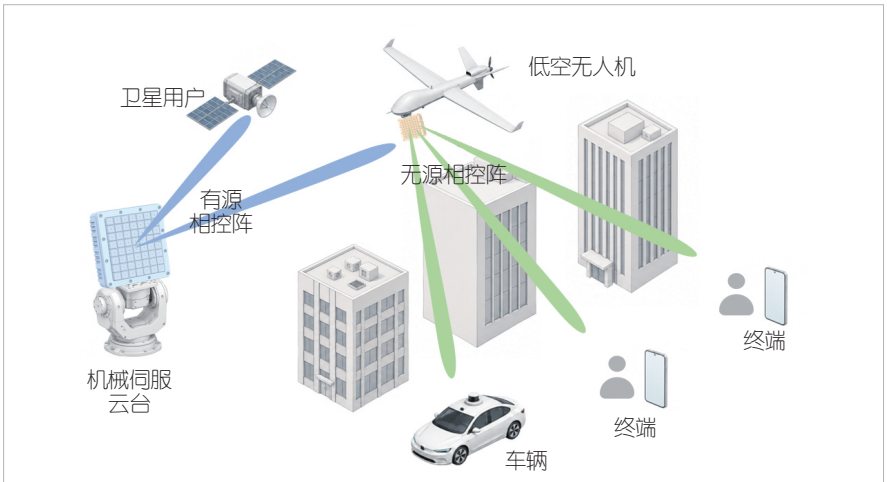
本文首先分析3类动中通体制的工作原理、系统架构和动态波束管理机制，随后给出四馈源和差波束测角链路、机械伺服闭环跟踪与失锁重捕获方法，以及面向有源相控阵和无源相控阵辅助链路的学习增强蜂窝周期波束跟踪方法，最后讨论多体制协同和感知辅助的发展趋势。

2 基于有源相控阵的太赫兹动中通技术

2.1 工作原理

有源相控阵通过独立或分组控制阵元或子阵通道的幅相状态，使辐射场在目标方向相干叠加，从而提高发射等效全向辐射功率和接收阵列增益。发射时，各通道补偿空间相位差以形成窄波束；接收时，按对应相位关系完成相干合并。更新幅相控制字即可实现电子扫描，无须转动天线本体。

典型前端由通信与波束控制、射频变频、多通道幅相



注：蓝色窄波束表示机械伺服辅助下的有源相控阵电子跟踪链路，绿色波束表示无源相控阵辅助可重构反射链路

图1 太赫兹动中通3类技术体制及跟踪架构示意图

表1 3类太赫兹动中通体制对比

比较维度	有源相控阵	无源相控阵	机械伺服
调控方式	阵元或子阵幅相主动控制	被动单元相位、幅度或极化调控	云台或转台机械转动
信号产生与放大	可产生、放大并完成收发一体化	不产生通信信号，不提供主动增益	依赖外部收发机
扫描与跟踪速度	高，支持电子扫描和快速更新	受刷新速率及控制链路限制	受机械惯性和控制带宽限制
典型覆盖用途	精细对准、连续跟踪和双端波束管理	遮挡绕行、覆盖补盲和链路增强	大范围粗指向和高增益覆盖
主要约束	射频链路复杂度、功耗和通道校准	两段传播损耗、反射效率、相位量化和宽带色散	机械惯性、回差和结构模态
跟踪机制	码本搜索、局部扫描和预测融合	由主动收发节点驱动联合搜索	和差单脉冲测角与编码器闭环

调控和阵列天线组成，如图2（a）所示。发射信号经变频、放大和幅相加权后送入阵列；接收信号经低噪声放大、合成和下变频后送入基带。波控板依据目标方向、码本或跟踪结果刷新控制字，使通信处理、导频测量和波束更新形成闭环。相较于机械伺服，有源相控阵可快速完成方向更新，并支持邻域探测和双端交替训练。

2.2 基于有源相控阵的时分双工动中通架构

图2（b）给出了时分双工（TDD）架构。节点A和节点B均配置太赫兹相控阵收发前端及通信和波束控制板，并在同一载频上交替收发。帧内保护间隔用于收发切换和控制字刷新，导频用于同步、信道估计及候选波束的参考信号接收功率（RSSI）、参考信号接收质量（RSRP）或相关能量测量。跟踪导频可独立设置，也可周期嵌入业务帧，以平衡更新速率和有效数据占比。

太赫兹链路依赖收发双端的高增益窄波束，任意一端出现指向偏差都会降低等效链路增益。TDD传播信道在相邻时隙内近似互易，因此节点B在下行阶段获得的到达方向可作为下一上行发射方向的先验，节点A在上行阶段得到的方向也可映射为下一下行发射方向。两端通过交换最优波束索引、邻域功率、预测角度和失锁状态形成双端闭环。传播信道互易并不意味着射频链路完全互易，实际系统仍需校准收发通道的幅相偏置和时延误差。

2.3 收发双端联合对准与动态波束管理

有源相控阵波束管理包括初始捕获、稳态跟踪、链路监测和失锁重捕获。初始捕获阶段缺少可靠的方向先验，需要在较大角域内搜索收发波束组合。全码本遍历可靠性较高，但训练开销随两端码本规模乘积增长；分层码本可先用宽波束确定目标扇区，再以窄波束完成精细对准[5]。位

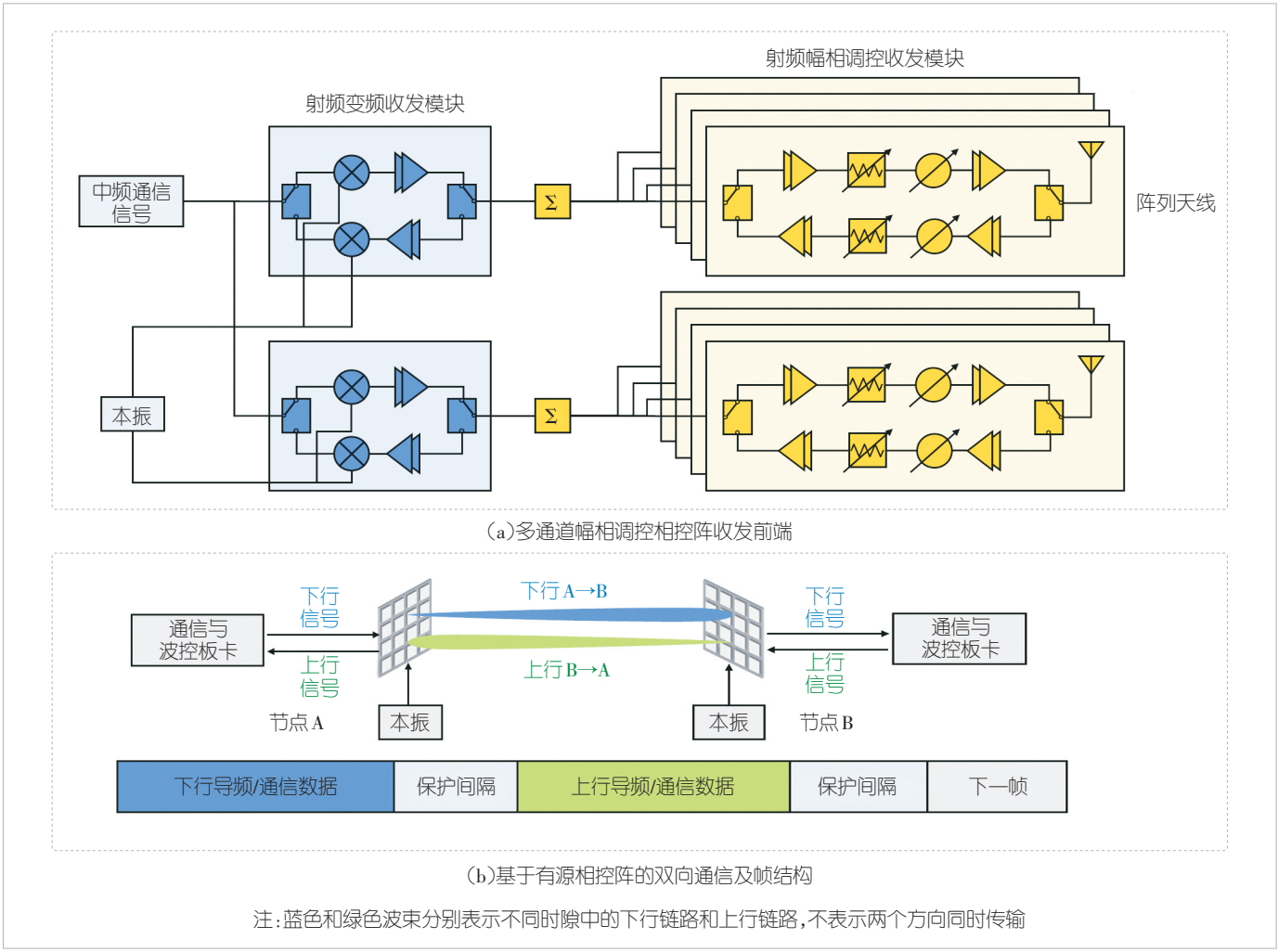
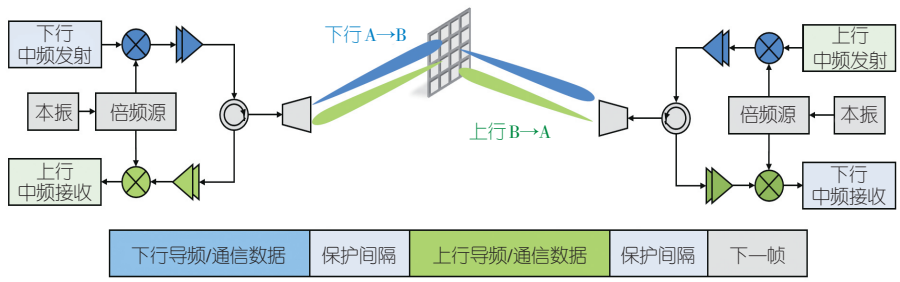


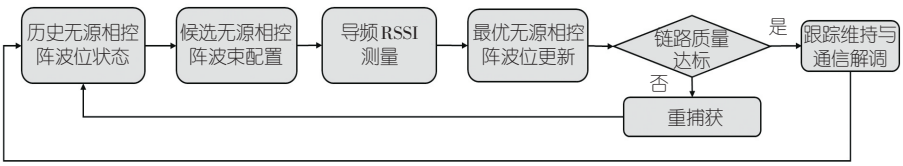
图2　基于有源相控阵的太赫兹时分双工动中通系统

置、姿态、雷达及其他频段信息可进一步压缩搜索范围[6]。

完成粗对准后，系统围绕上一时刻最优波束或预测波位进行局部跟踪。其中，扫描搜索通过比较候选波束导频功率确定最优波位；模型驱动方法通过卡尔曼滤波等方法预测下一波位，但固定模型在急转、振动和遮挡条件下容易失配；数据驱动方法则利用历史波束、链路功率、位置和姿态序列学习非线性运动规律[7-9]。较稳健的实现方式是由预测模型给出候选中心和不确定度，再通过少量真实导频完成局部验证。系统还可联合接收功率、导频相关峰值、误差矢量幅度和误码率监测链路，并在候选点连续位于边界或整体功率骤降时扩大搜索范围或触发重捕获。



(a)节点A和节点B经无源相控阵建立的双向反射链路及帧结构



(b)基于时分双工信道互易性的有源/无源相控阵协同波束跟踪与重捕获流程

RSSI:参考信号接受率

图3 基于无源相控阵的太赫兹时分双工双向动中通系统

3 基于无源相控阵的太赫兹动中通技术

3.1 工作原理

无源相控阵由大量亚波长单元构成，通过调控相位、幅度或极化形成可重构传播路径[10]。与有源相控阵不同，无源相控阵不主动产生通信信号，而是改变阵面电磁边界条件，实现入射与反射方向的可编程映射。其阵面功耗低、易于共形部署，适合在直达链路受阻或链路裕量不足时提供绕障、补盲和增强[10-11]；但级联链路需经历两段传播损耗，并受到反射效率、相位量化、宽带色散和刷新速度限制。

3.2 基于无源相控阵的时分双工动中通架构

图3（a）所示系统由两端主动收发节点和中间无源相控阵组成。下行时节点A发射，信号经无源相控阵反射后到达节点B；上行时两端角色互换。无源相控阵控制器依据入射方向、反射方向和级联链路测量选择阵面状态，使各单元信号在接收方向相干叠加。导频用于比较不同终端波束和阵面配置下的RSSI、RSRP或相关能量，并将结果反馈至无源相控阵控制器。当系统采用同频TDD、阵面响应满足互易性且上下行间隔较短时，下行最优阵面状态和接收方向可作为上行先验，反向测量则用于修正下一下行配置。若两端配置有源相控阵，系统需要联合维护发射波束、无源相控阵反射状态和接收波束。

3.3 无源相控阵协同与动态波束管理

无源相控阵通常不具备独立发送导频和测量链路质量的能力，其动态控制依赖两端主动节点。每个跟踪周期首先依据历史主动波束、无源相控阵状态、运动轨迹和链路质量生成局部候选配置，随后在TDD导频时隙内测试并选择最优联合配置。链路质量低于门限时，系统扩大搜索范围或触发重捕获。对于固定无源相控阵，可重点更新反射方向和移动终端波束；对于机载或星载无源相控阵，入射方向、反射方向和阵面姿态均随平台运动变化，需要融合位置、姿态和惯导信息。因此，无源相控阵并非独立跟踪主体，而是由主动收发节点驱动的传播环境重构单元。

4 基于机械伺服系统的太赫兹动中通技术

机械伺服适用于需要大口径、高增益和大范围指向能力的太赫兹终端，其关键是从极窄波束中连续获得方向明确的二维失准量。幅度比较单脉冲方法利用空间对称布置的多个馈源，在同一次接收中同时形成和波束与两路正交差波束，因此能够在主瓣附近直接判断偏差方向，而不必在稳定跟踪阶段反复转动天线进行试探。

本文以单个终端的四馈源和差闭环作为基本跟踪单元。

接收信号经和差网络分成Σ、ΔAz和ΔEl 3路：Σ支路承担通信解调并提供接收功率、信噪比等质量指标，两路差支路给出方位和俯仰偏差的方向信息；差和比测角结果送入云台伺服与控制器，编码器反馈则构成机械内环。对于双端高增益链路，两端可各自配置相同的接收跟踪单元，并在本端接收时独立校正电轴，从而使复杂的双端对准问题分解为两个结构相同的单端闭环。

4.1 四馈源和差波束测角与闭环跟踪

图4给出了四馈源和差波束的信号处理链路。4个馈源按左上A、右上B、左下C和右下D布置，其接收电压经和差网络组合为Σ=A+B+C+D、ΔAz=（A+C）−（B+D）和ΔEl=（A+B）−（C+D）。当目标位于天线电轴上时，四路信号近似等幅同相，Σ相干叠加，而两路差输出接近零；目标向左或向右偏离时，ΔAz的幅度与符号随之变化，目标向上或向下偏离时，ΔEl作相应变化。围绕太赫兹和差通道的形成，现有研究主要从降低馈电损耗、改善收发隔离、拓展工作带宽和提高结构集成度等方面展开。220 GHz原型采用准平面3 dB耦合器与相位补偿传输线实现和差合成[12]；五单元收发分离方案以中心馈源承担发射和通道、外围四馈源形成接收和/差通道，从而避免使用环行器[13]；准光学馈电网络通过光程差补偿和反射相位校正兼顾工作带宽与插入损耗[14]；双频圆极化方案则采用转门正交模耦合器和180°移相器形成两路差通道，并以免匹配负载结构简化馈电网络[15]。上述方案面向的工作频段、极化方式和收发架构不同，工程选型仍需综合权衡带宽、损耗、通道隔离、加工装调难度及系统集成条件。

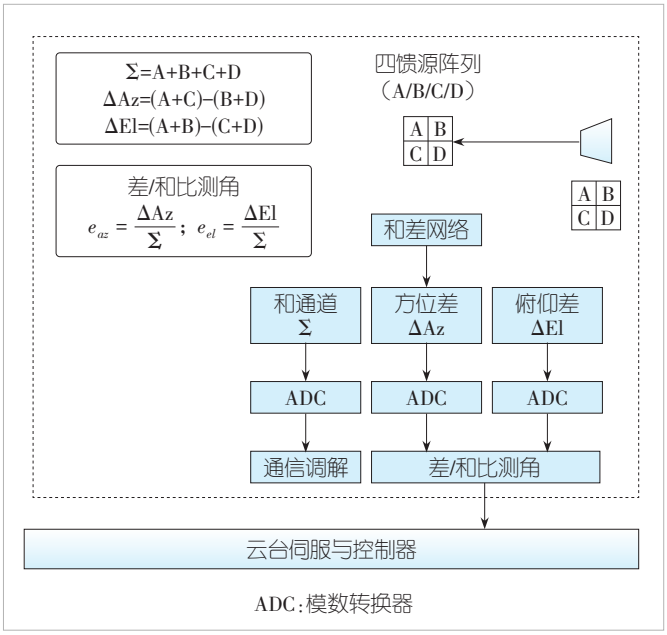


图4　四馈源和差网络、三通道接收与机械伺服闭环

和差网络之后，Σ、ΔAz和ΔEl分别进入同步接收和模数转换通道。Σ通道送往通信解调器，同时输出接收功率和信噪比；两个差通道保持与Σ通道一致的频率、相位参考和采样时刻。经幅相校正后，处理器计算差信号相对于和信号的归一化比值。该比值削弱了发射功率、传播损耗和慢衰落对三路信号的共同影响，并保留了目标偏离电轴的方向信息。处理器据此生成方位和俯仰修正量，云台转动后重新采样三路信号，形成“测角–转动–再测角”的连续射频闭环。

设幅相校正后的和通道、方位差通道和俯仰差通道分别为fΣ、ΔAz和ΔEl。在Σ高于有效测量门限且差和比位于标定线性区时，两轴归一化误差信号可写为：

$$e_{\mathrm{Az}}=\frac{\Delta_{\mathrm{Az}}}{\Sigma},e_{\mathrm{El}}=\frac{\Delta_{\mathrm{El}}}{\Sigma} \tag{1}$$

由于馈源、和差网络、接收机和机械安装会引入增益不一致、零点偏移及两轴耦合，差和比不能直接等同于真实角度。通过暗室二维扫描得到斜率矩阵$\boldsymbol{K}$和零偏向量$\boldsymbol{b}$后，可将归一化误差换算为方位—俯仰角误差：

$$\boldsymbol{e}=\begin{bmatrix}e_{\mathrm{Az}}\\e_{\mathrm{El}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\delta}=\boldsymbol{K}^{-1}(\boldsymbol{e}-\boldsymbol{b}) \tag{2}$$

公式（1）的两项分别表示方位与俯仰差和比；公式（2）中的$\boldsymbol{e}$为归一化误差向量，$\boldsymbol{\delta}$为标定后的二维指向误差。控制器根据$\boldsymbol{\delta}$生成云台位置或角速度指令，编码器内环负责跟随指令并抑制机械扰动。实际处理时，只在Σ通道质量合格、差和比未饱和且三通道时序一致时更新控制量；若测量无效，则暂停积分或保持上一指令，以避免弱信号和通道不平衡驱动云台偏离。

4.2 失锁判定与重捕获

和差波束只能在主瓣零轴附近提供单调的差和比，因此其精跟踪范围明显小于云台的机械转动范围。系统不应依据单帧功率波动立即宣布失锁，而应联合3类信息进行连续判决：一是Σ通道功率或信噪比连续多帧低于退出门限；二是任一轴差和比的绝对值超出标定线性区，或出现饱和、符号异常跳变；三是云台编码器残差持续增大，或执行机构到达速度、位置限制。进入失锁状态后，控制器冻结积分项，短时间保持末次有效指向，并继续采样Σ通道，以排除瞬时遮挡、深衰落或单个异常采样造成的误判。进入跟踪和退出跟踪采用不同门限，并要求连续若干帧满

足条件，可减少锁定状态在门限附近反复切换。

若链路在保持阶段没有恢复，重捕获首先以末次有效指向为中心，并结合失锁前的角速度、编码器状态或惯导信息预测一个新的搜索中心。云台先执行小范围十字、螺旋或栅格搜索，搜索步长应小于可用线性测角区，使相邻驻留点之间保留波束重叠；每个候选方向均短时驻留，以Σ通道判断是否重新发现目标。当Σ连续超过捕获门限、两路差和比同时落入线性区且通道一致性正常时，系统将当前方向作为新的粗对准点，清零或限幅积分状态，并以渐进增益恢复和差闭环。若局部搜索失败，则逐级扩大半径，并调用任务预置方向、全球导航卫星系统（GNSS）或惯导信息重新完成大范围粗指向。对于双端链路，宜采用交错重捕获：一端暂时保持或缓慢预测指向，另一端先搜索并建立接收锁定，随后交换角色，以避免两端同时快速扫描而长期错过彼此。

4.3 工程实现要点

和差机械跟瞄精度取决于差波束零陷深度、Δ/Σ斜率、三通道信噪比、幅相一致性、采样同步、闭环总时延以及云台回差和结构模态。文献[12]的实测结果表明，220 GHz高增益天线能够形成0.18°量级的窄主瓣和超过35 dB的差波束零陷，这既提高了零轴附近的测角灵敏度，也压缩了允许粗指向误差的范围。工程上应在暗室内获得覆盖工作频带、温度和典型姿态的二维差和比标定图，校正四馈源及三接收通道的增益、相位、时延、零偏和两轴耦合；模数转换器（ADC）应共用时钟与触发基准，避免异步采样把平台运动误认为角误差。伺服带宽需避开主要结构谐振并保留相位裕量，同时配置限速、限加速度和抗积分饱和。多径或遮挡会破坏差和比的单调性，应联合Σ功率、信噪比（SNR）、差和比一致性和编码器残差进行质量判决。评价时除稳态角误差外，还应报告线性捕获区、闭环带宽、失锁概率、重捕获时间以及误码率（BER）、误差矢量幅度（EVM）、吞吐量和中断时长等端到端指标。

5 面向相控阵的学习增强蜂窝周期波束跟踪方法

5.1 总体架构与问题建模

有源相控阵和无源相控阵辅助链路可共享预测驱动的局部跟踪框架：有源相控阵直接切换收发波束，无源相控阵辅助链路则将候选波位映射为终端波束、反射方向和局部阵面状态。针对窄波束易失配和全空间扫描开销高的问题，本文提出学习增强蜂窝周期波束跟踪方法。该方法以长短期记忆网络（LSTM）估计固定运动模型未描述的非线性残差及其不确定度，以扩展卡尔曼滤波（EKF）完成状态递推和导频融合，并通过七点蜂窝搜索获得低开销局部观测。完整流程包括状态预测、候选生成、TDD导频测量、功率面拟合、创新门控、状态更新和失锁重捕获，如图5

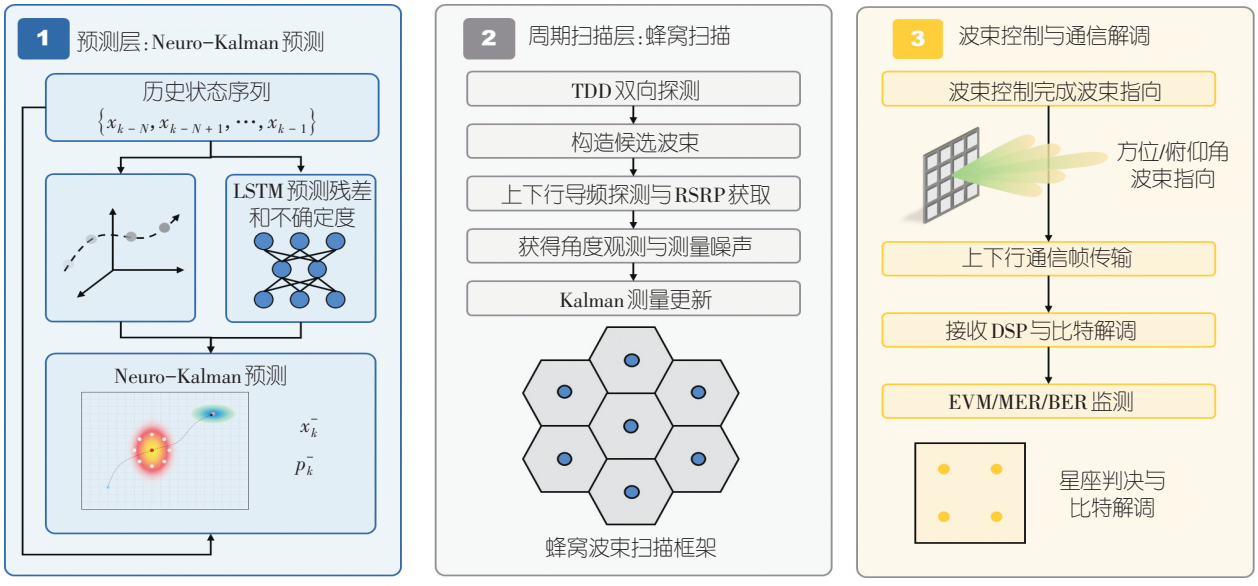


图5　学习增强蜂窝周期波束跟踪方法的完整流程

所示。

我们将局部波束跟踪抽象为统一问题：已知上一帧最优波位或预测波位，在有限候选集合中选择当前最优波束，使接收功率、导频相关评分或等效信噪比最大。设第 $t-1$ 帧的参考波位为 $\hat{\boldsymbol{p}}_{t-1}=\left(\hat{x}_{t-1},\hat{y}_{t-1}\right)^{\mathrm{T}}$，其中 $\hat{x}$ 和 $\hat{y}$ 分别表示方位角和俯仰角。当前帧的候选集合为 $\mathcal{S}_t$，则波束选择可写为：

$$\hat{\boldsymbol{p}}_t=\underset{\boldsymbol{p}_i\in\mathcal{S}_t}{\arg\max}\,J\left(\boldsymbol{p}_i\right) \tag{3}$$

其中，$J\left(\boldsymbol{p}_i\right)$ 可由 RSRP、RSSI 或归一化导频相关能量给出。

5.2 Neuro-Kalman 学习增强预测

深度网络可用于补偿传统运动模型难以刻画的非线性波束动态[7-9,16-19]。本文将方位角、俯仰角及两轴角速度构成4维状态。常速度模型先外推视线方向，LSTM 根据最近16个周期的状态序列估计状态转移残差及不确定度，EKF 再融合运动先验与导频观测。网络由两层 LSTM 和两层全连接层组成，输入和隐藏维度分别为4和48，输出残差均值及对数方差。LSTM 仅补偿转弯、突发角加速度和非规则振动引起的模型偏差；导频质量下降时，系统依靠预测维持短时连续性，测量恢复后再快速收敛。

5.3 七点蜂窝周期测量与 TDD 闭环

七点蜂窝以预测波位为中心，在二维角域设置中心点和6个等半径邻点，以较少候选获得近似各向同性的局部覆盖，并可直接映射为相控阵控制字。系统在控制周期内持续预测，仅在测量周期执行七点导频验证。搜索半径由预测协方差、角速度和链路质量调节[20]：稳定阶段缩小，不确定度增大或重捕获时扩大。

每个候选波束使用导频完成信道与功率测量，并以加权质心确定最佳角度。相关峰值选择可表述为：对每个候选波束接收导频序列 $r_i[n]$，与本地参考序列 $s[n]$ 计算归一化相关评分：

$$J_i=\frac{\left|\sum_{n=0}^{N-1}r_i[n]s^{*}[n]\right|^2}{\left(\sum_{n=0}^{N-1}\left|r_i[n]\right|^2\right)\left(\sum_{n=0}^{N-1}\left|s[n]\right|^2\right)+\varepsilon} \tag{4}$$

候选测量采用 Gold 序列并映射为正交相移键控导频。接收端通过相关估计获得各候选波束的 RSRP，收发双方采用 TDD 交替测量，对7个角度—功率样本进行拟合，恢复连续角域峰值及测量置信度。

5.4 仿真设置与性能分析

物理层采用 32×32 矩形相控阵，频率设置为 100 GHz，单元间距为半波长。通信波形为 2 Gbaud 单载波正交相移键控（QPSK），帧结构由 127 符号导频和 2 048 符号数据组成；信道估计和均衡分别采用最小二乘和最小均方误差方法。对比方法包括 1 024 点遍历扫描、4×4 局部栅格、16 点螺旋扫描、常速度模型卡尔曼滤波（CV-KF）结合七点蜂窝，以及本文 Neuro-Kalman 结合蜂窝扫描。仿真时长为 24 s，代表性机动轨迹包含连续转向、角速度变化和 7.6 ~ 8.4 s 的弱测量区间。角度预测和波束命令每 20 ms 更新一次，每 5 次更新执行一次双向七点蜂窝扫描，因此扫描周期为 100 ms。周期扫描空口占用率可表示为：

$$\eta_{\mathrm{scan}}=\frac{2N_{\mathrm{scan}}\left(T_{\mathrm{sw}}+\dfrac{L_{\mathrm{p}}}{R_{\mathrm{s}}}\right)+2T_{\mathrm{g}}+T_{\mathrm{c}}}{T_{\mathrm{scan}}}\times100\% \tag{5}$$

其中，$N_{\mathrm{scan}}=7$ 为单向候选波位数，$T_{\mathrm{sw}}=20\ \mu\mathrm{s}$ 为波束切换时间，$L_{\mathrm{p}}=127$ 为导频符号数，$R_{\mathrm{s}}=2$ Gbaud 为符号率，$T_{\mathrm{g}}=20\ \mu\mathrm{s}$ 为单个保护间隔，$T_{\mathrm{c}}=100\ \mu\mathrm{s}$ 为设定的控制处理时间预算。因此，单次双向扫描时隙为 420.889 μs，周期扫描空口占用率约为 0.421%，该值为依据设定帧参数得到的解析估算，不包含业务帧内导频、额外重捕获和实际处理时延。

图6表明，本文方法在平稳段能够跟随真实方位角和俯仰角；在弱测量区间仍可依靠预测先验维持连续指向，并在测量恢复后快速修正漂移。图7显示，Neuro-Kalman 结合七点蜂窝的径向均方根误差、95% 分位误差和最大误差分别为 0.092 5°、0.162 2° 和 0.522 9°；CV-KF 蜂窝方法对应指标分别为 0.100 4°、0.168 3° 和 0.603 9°。相比局部栅格、遍历和螺旋扫描，本文方法在弱测量区间后的误差恢复更快，且未越过仿真设置的失锁判定线。

如图8所示，指向误差的降低能够直接转化为链路质量稳定性。本文方法的 RSRP 为 -56.24 dBm；QPSK 数据段的平均 EVM 为 19.51%。以 BER 超过 0.001 作为超限条件，其超限比例为 0.87%，低于 CV-KF 蜂窝方法的 0.96%、局部栅格的 2.78%、遍历扫描的 3.13% 和螺旋扫描的 8.51%。

6 未来技术发展趋势

单一波束控制体制难以同时满足太赫兹动中通对大范围捕获、高速精细跟踪和遮挡恢复的要求，未来系统将向有源相控阵、无源相控阵和机械伺服协同演进。机械伺服

负责大范围粗指向，有源相控阵完成高速电子细跟踪和姿态扰动补偿，无源相控阵则在直达链路受阻或链路裕量下降时重构反射路径。三者可形成多时间尺度闭环，并通过直达/反射链路切换和分级重捕获提高链路连续性。

系统还将由单一通信导频反馈转向和差射频角误差、雷达、GPS/GNSS、惯导和历史链路状态的协同感知。不同信息源经时间同步、坐标转换和置信度评估后，可为机械转台、主动波束和无源相控阵状态提供前视先验；其中机械终端可由位置/惯导完成大范围预指向，再由和差单脉冲消除射频电轴残差。进一步地，LSTM、Transformer及神经网络辅助卡尔曼滤波可用于方向预测、候选波束生成、搜索范围调整和失锁风险判断，形成“多源感知—智能预测—机械粗指向—和差射频精跟踪/有源相控阵细跟踪—通信验证—异常重捕获”的闭环。未来还需解决多源信息同步、跨坐标系标定、模型泛化、实时算力和可靠控制等问题。

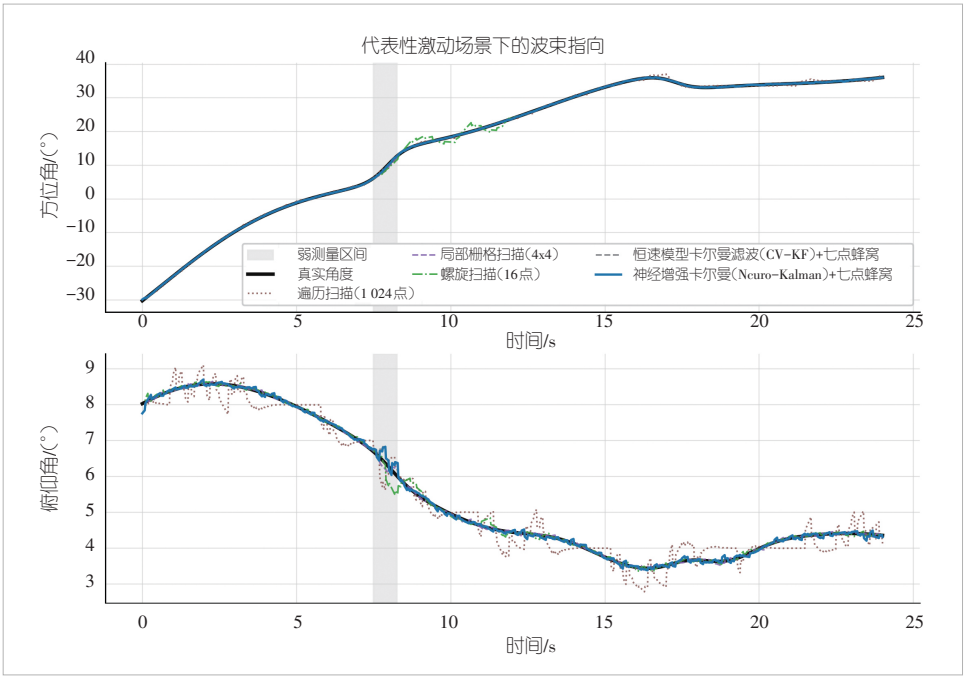


图6　代表性机动场景下的方位角与俯仰角波束跟踪结果

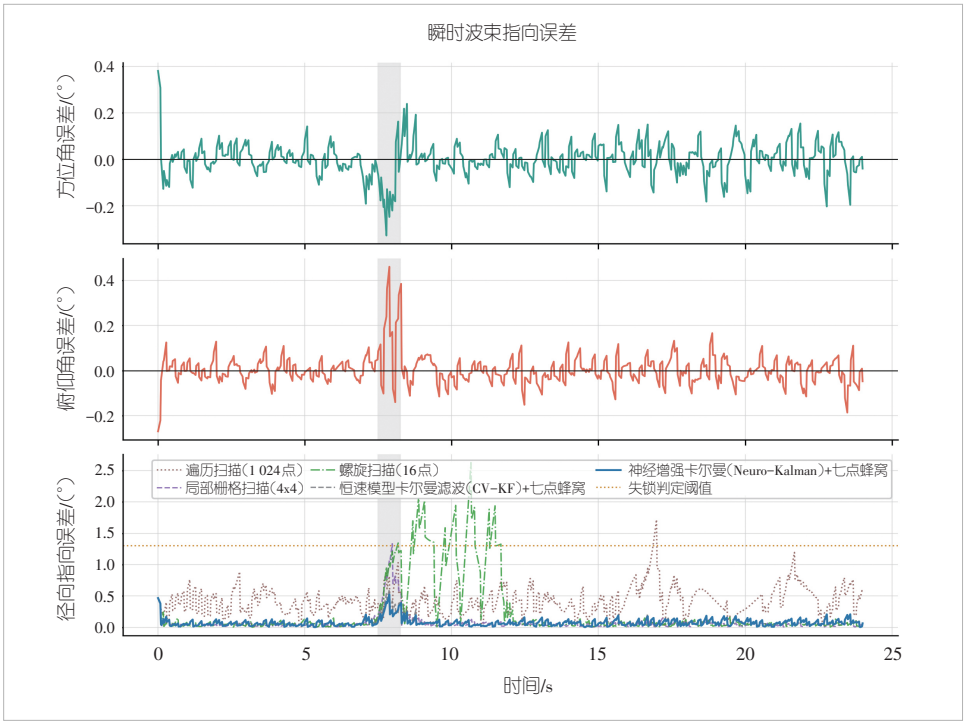


图7　Neuro-Kalman蜂窝跟踪的瞬时两轴误差及不同方法的径向指向误差

7 结束语

本文面向空地高速互联中的太赫兹窄波束动态保持问题，分析了有源相控阵、无源相控阵辅助反射和机械伺服3类动中通技术的工作原理、通信架构与动态管理机制。针对机械伺服，构建四馈源和差波束跟瞄链路，利用Σ、ΔAz和ΔEl同步观测获得差和比，并通过二维标定恢复有符号角误差，形成射频测角外环与编码器伺服内环；同时给出由连续失锁判决、末次指向保持、局部搜索和逐级扩展组成的重捕获方法。针对有源相控阵和无源相控阵辅助链路，提出融合LSTM残差预测、卡尔曼滤波递推与七点蜂窝局部搜索的周期跟踪方法，获得0.092 5°的径向均方根误差、0.162 2°的95%分位误差和0.421%的周期训练开销。两类方法分别发挥机械大范围转向与单脉冲局部精测角、电子波束快速切换与学习预测的优势。通过有源相控阵、无源

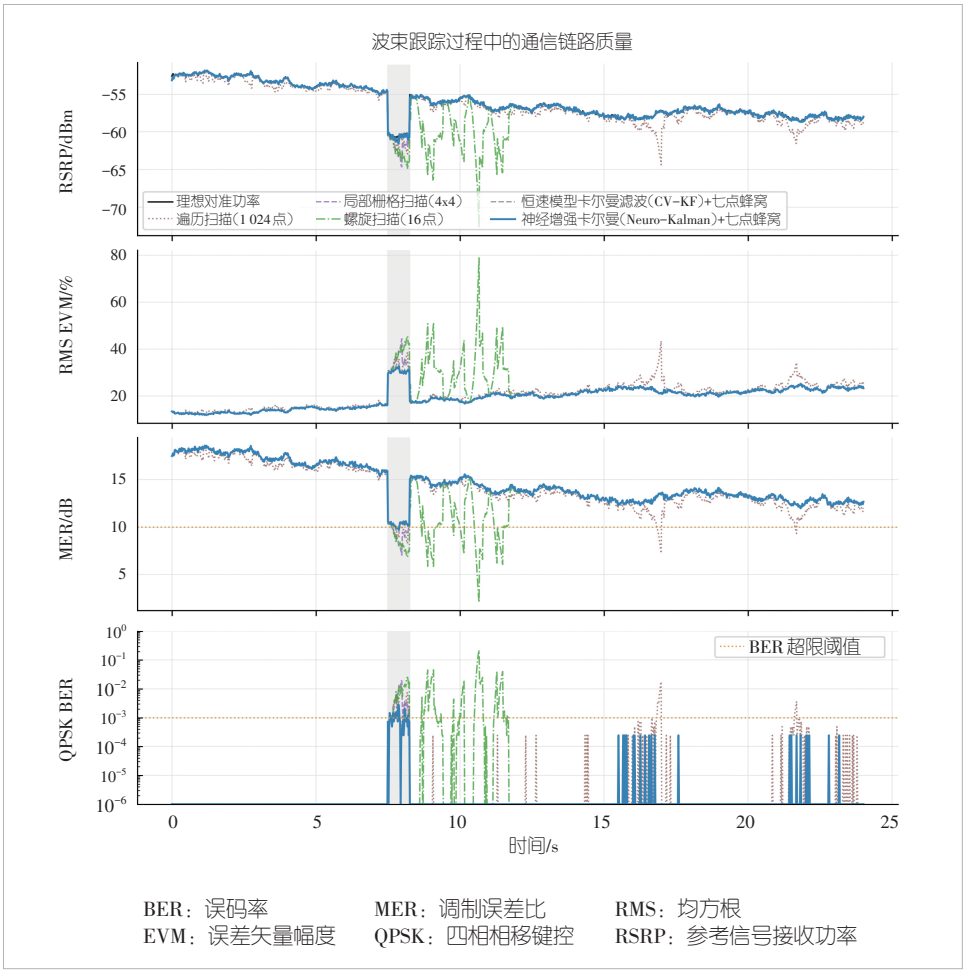


图8　波束跟踪过程中的导频功率、EVM、MER与通信误码率

相控阵、机械伺服和多源感知协同，可进一步提升高速机动、姿态扰动和遮挡条件下太赫兹链路的捕获、跟踪与恢复能力，为空地一体化高速通信网络提供技术支撑。

参考文献

[1] You X H, Wang C X, Huang J, et al. Towards 6G wireless communication networks: vision, enabling technologies, and new paradigm shifts [J]. Science China information sciences, 2021, 64: 110301. DOI: 10.1007/s11432-020-2955-6

[2] Xue Q, Ji C W, Ma S D, et al. A survey of beam management for mmWave and THz communications towards 6G [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2024, 26(3): 1520-1559. DOI: 10.1109/comst.2024.3361991

[3] Askar R, Chung J, John L, et al. Mobilizing the terahertz beam: d-band analog-beamforming front-end prototyping and long-range 6G trials [J]. IEEE wireless communications, 2024, 31(6): 110-117. DOI: 10.1109/mwc.002.2400005

[4] Cao H Y, Wang Z, Wang W P, et al. Demonstration of tracking and communication based on sub-terahertz phased-array system for next-generation intelligent mobile scenarios [J]. Science China information sciences, 2026, 69(5): 150306. DOI: 10.1007/s11432-025-4879-4

[5] Qi C H, Chen K J, Dobre O A, et al. Hierarchical codebook-based multiuser beam training for millimeter wave massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(12): 8142-8152. DOI: 10.1109/twc.2020.3019523

[6] Ali A, González-Prelcic N, Heath R W. Millimeter wave beam-selection using out-of-band spatial information [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2018, 17(2): 1038-1052. DOI: 10.1109/twc.2017.2773532

[7] Va V, Vikalo H, Heath R W. Beam tracking for mobile millimeter wave communication systems [C]// Proceedings of IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP). IEEE, 2016: 743-747. DOI: 10.1109/globalsip.2016.7905941

[8] Lim S H, Kim S, Shim B, et al. Deep learning-based beam tracking for millimeter-wave communications under mobility [J]. IEEE transactions on communications, 2021, 69(11): 7458-7469. DOI: 10.1109/tcomm.2021.3107526

[9] Revach G, Shlezinger N, Ni X Y, et al. KalmanNet: neural network aided Kalman filtering for partially known dynamics [J]. IEEE transactions on signal processing, 2022, 70: 1532-1547. DOI: 10.1109/tsp.2022.3158588

[10] Basar E, Di Renzo M, De Rosny J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces [J]. IEEE access, 2019, 7: 116753-116773. DOI: 10.1109/access.2019.2935192

[11] Singh A, Petrov V, Guerboukha H, et al. Wavefront engineering: realizing efficient terahertz band communications in 6G and beyond [J]. IEEE wireless communications, 2024, 31(3): 133-139. DOI: 10.1109/mwc.019.2200583

[12] Zhu Z B, Hu W D, Li S, et al. A 220GHz mono-pulse beam adaptive self-tracking antenna for long distance communication applications [C]//Proceedings of 47th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). IEEE, 2022: 1-2. DOI: 10.1109/irmmw-thz50927.2022.9895608

[13] Wang Y H, Xiang S J, Chen Y, et al. A transmit - receive separation scheme of monopulse antenna applied in the terahertz band [J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2025, 24(1): 152-156. DOI: 10.1109/lawp.2024.3487199

[14] Hu B, Li H, Wang H Y, et al. Terahertz quasi-optical broadband monopulse feed network technology [J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2025, 24(12): 4845-4849. DOI: 10.1109/lawp.2025.3613698

[15] Zhu Z B, Zheng Z W, Wang C X, et al. Terahertz circularly polarized monopulse cassegrain antenna with load-matching-

free feed network [J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2026, 25(5): 2175–2179. DOI: 10.1109/lawp.2026.3674167
[16] Burghal D, Abbasi N A, Molisch A F. A machine learning solution for beam tracking in mmWave systems [C]//Proceedings of 53rd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. IEEE, 2019: 173–177. DOI: 10.1109/ieeeconf44664.2019.9048770
[17] Yan L, Fang X M, Fang Y G, et al. KF–LSTM based beam tracking for UAV–assisted mmWave HSR wireless networks [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2022, 71(10): 10796–10807. DOI: 10.1109/tvt.2022.3187978
[18] Liang C T, Kuang J S, Wu F, et al. Millimetre–wave beam tracking: an intelligent machine learning and Kalman filter fusion technology [J]. IEEE transactions on cognitive communications and networking, 2024, 10(2): 487–498. DOI: 10.1109/tccn.2023.3334206
[19] Wang P Y, Ma K, Bai Y S, et al. Deep learning assisted mmWave beam prediction with flexible network architecture [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2025, 24(11): 9435–9448. DOI: 10.1109/twc.2025.3573327
[20] Liu C S, Li M, Zhao L, et al. Robust adaptive beam tracking for mobile millimetre wave communications [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(3): 1918–1934. DOI: 10.1109/twc.2020.3037552

作 者 简 介



曹浩一，电子科技大学电子科学与工程学院在读博士研究生；主要研究方向为全固态太赫兹通信系统、毫米波/太赫兹相控阵跟瞄技术。



徐梓鸣，电子科技大学电子科学与工程学院在读博士研究生；主要研究方向为全固态太赫兹通信系统、毫米波/太赫兹多模态跟瞄技术。



曾泓鑫，电子科技大学电子科学与工程学院教授、博士生导师；研究方向为太赫兹功能芯片、太赫兹全固态功能模块及太赫兹全固态通信系统等。



李韦萍，电子科技大学电子科学与工程学院研究员、博士生导师；研究方向为光电融合太赫兹通信系统、数字信号处理技术等。



张雅鑫，电子科技大学电子科学与工程学院教授、博士生导师；研究方向为太赫兹功能芯片、太赫兹全固态功能模块及太赫兹全固态通信系统等。

三维异质异构集成电路在星地高速传输收发前端的应用与发展趋势

Applications and Development Trends of Three-Dimensional Heterogeneously Integrated Circuits for High-Speed Space-Ground Transceiver Front-Ends

任朝祥/Ren Zhaoxiang[1]，周亮/Zhou Liang[1]，
倪冬欣/Ni Dongxin[2]

（1.上海交通大学射频异质异构集成全国重点实验室，中国 上海 200240；
2.南京理工大学，中国 南京 210094）
(1. Key Laboratory of RF Heterogeneous Integration, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;
2. Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605003
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.tn.20261015.1112.002
网络出版日期：2026-10-15
收稿日期：2026-08-05

摘要：异质异构集成通过二维/三维低损耗互连，将互补金属氧化物半导体（CMOS）、硅锗（SiGe）、氮化镓（GaN）和磷化铟（InP）等不同工艺芯片协同集成，可根据星地收发链路中不同功能模块的性能需求实现最优分工。研究表明，低损耗异构互连、三维堆叠及芯片—封装协同设计能够极大缩短极高频信号路径，提高功能密度，并充分发挥Ⅲ-Ⅴ族器件在高功率和低噪声方面的绝对优势，为突破星地太赫兹高速无线传输和星载/地面大规模相控阵系统的性能瓶颈提供了核心技术路径。

关键词：星地通信；亚太赫兹/太赫兹；高速传输；收发前端；Ⅲ-Ⅴ半导体；异质异构集成；三维集成

Abstract: Heterogeneous integration enables the coordinated integration of complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS), silicon-germanium (SiGe), gallium nitride (GaN), and indium phosphide (InP) chips through low-loss two-dimensional and three-dimensional interconnects, allowing different functional blocks in the space-ground transceiver chain to be optimally assigned according to their performance requirements. Studies show that low-loss heterogeneous interconnects, three-dimensional stacking, and chip-package co-design can significantly shorten extremely high-frequency signal paths, enhance functional density, and fully exploit the significant advantages of III-V devices in high-power and low-noise performance, thereby providing a core technological pathway for overcoming the performance bottlenecks of high-speed space-ground terahertz wireless transmission and large-scale spaceborne and ground-based phased-array systems.

Keywords: satellite-to-ground communication; sub-terahertz/terahertz; high-speed transmission; transceiver front-end; III-V semiconductors; heterogeneous integration; 3D integration

引用格式：任朝祥, 周亮, 倪冬欣. 三维异质异构集成电路在星地高速传输收发前端的应用与发展趋势 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 13-20. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605003
Citation: Ren Z X, Zhou L, Ni D X. Applications and development trends of three-dimensional heterogeneously integrated circuits for high-speed space - ground transceiver front-ends [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 13-20. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605003

随着未来第六代通信（6G）“星空地一体化”网络及宽带卫星互联网的快速发展，星地骨干链路对数据传输速率、系统容量和带宽资源的需求呈指数级增长。亚太赫兹/太赫兹频段因其极其丰富的连续频谱资源，可支持数十乃至数百吉比特每秒（Gbit/s）的超高数据传输速率；同时，其较短的波长极大地有利于在星载和地面终端的有限面积内集成超大规模天线阵列。因此，亚太赫兹/太赫兹已成为实现未来星地高速无线传输的核心候选频段。

然而，亚太赫兹/太赫兹波在星地长距离高速传输中面

基金项目：国家自然科学基金项目（62325110、62188102）；国家重点研发计划项目（2023YFB4403802）

临极高的自由空间路径损耗以及复杂的大气衰减，这对收发前端系统提出了极其苛刻的要求：发射端需要极高的输出功率以保证链路预算，接收端需要极低的噪声系数以提高灵敏度，同时系统需要具备大规模多通道相控阵的集成能力。

在亚太赫兹/太赫兹频段，传统的硅基（互补金属氧化物半导体（CMOS）或硅锗双极互补金属氧化物半导体（SiGe BiCMOS））工艺虽然具有极高的集成密度，非常适合实现复杂的数字控制、锁相环和中频网络，但受限于高频下晶体管可用增益的断崖式下降以及严重的衬底损耗，难以满足星地传输对高输出功率和极低噪声的需求。相比之下，以氮化镓（GaN）、磷化铟（InP）和砷化镓（GaAs）为代表的III–V族化合物半导体在高频段具有显著的高击穿电压、大功率密度和优异的低噪声特性，是星地链路射频前端的理想选择，但其在大规模高密度集成能力和成本上存在明显局限。

为了突破单一工艺在星地亚太赫兹/太赫兹频段的性能瓶颈，三维异质异构集成技术成为破局的关键。该技术将化合物半导体的高性能器件与硅基高集成度芯片通过三维低损耗方式垂直互连，能够完美实现星地太赫兹收发系统在“高功率、低噪声”与“高密度、大规模阵列”之间的平衡，是支撑未来星空地海网络跨越式发展的重要技术手段。

1 硅基亚太赫兹/太赫兹无线传输收发前端技术的发展现状

1.1 高集成硅基亚太赫兹/太赫兹收发前端探索

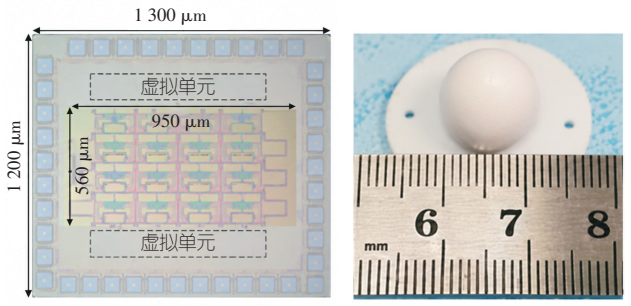
当前，面对星地大容量传输需求，系统必须在海量阵列规模下兼顾成本与功耗。业界在向太赫兹演进的前期探索中，主要依赖CMOS或SiGe BiCMOS技术来实现片上收发前端。香港城市大学陈志豪等[1–3]提出了一系列基于CMOS工艺的二维可扩展辐射阵列，具体如图1所示，利用基波频率下的传输线进行相邻单元的耦合（水平反相、垂直同相），构造可扩展耦合振荡器网络和波束合成技术，在0.45 THz、0.68 THz等频段实现了毫瓦级（mW）的辐射功率。

Saeidi等[4]为了解决大规模阵列中的同步鲁棒性问题，提出底层采用二维分布式振荡器网络（工作在较低的基频，如69 GHz）建立稳健的频率和相位同步，上层通过局部的倍频器和注入锁定振荡器产生太赫兹信号（如416 GHz）。这种“底层同步、上层辐射”的架构降低了工艺偏差（PVT）对同步的影响。Yang等[5]设计了一种链式级联的移相倍频（PSFQ）单元架构，通过在低频段（输出频率的1/4）进行移相和注入锁定，可实现高度可扩展的4×2阵列。由于基波振荡频率受限，这些设计均采用N次谐波提取（N = 2, 3, 4）。为了提高直流到太赫兹（DC–to–THz）转换效率，研究者提出了多种波形整形和阻抗调控技术，主要包括：谐波正反馈与最佳阻抗匹配[1]、共模栅极阻抗调谐与低耦合系数变压器的谐振腔设计结合[6]、二次谐波终端辅助波形整形等技术[7]。为了提高有效各向同性辐射功率（EIRP），需要对片上天线与透镜进行协同设计，例如采用低成本的特氟龙（Teflon）椭圆透镜，配合优化后的衬底加载槽天线阵列，可有效抑制表面波并实现高EIRP。表1是近5年太赫兹辐射源的指标对比。值得注意的是，Koh等[8]采用InP异质结双极晶体管（HBT）技术，将8个独立的振荡器芯片集成在铝制波导结构中。利用非相干功率合成技术，将8路频率未锁定的信号进行空间叠加，实现了12.5 dBm的总辐射功率。2025年，东南大学洪伟院士团队[9]提出了集成多焦点透射阵列的多输入多输出（MIMO）收发机，通过高斯相位校正技术，实现了二维分布式波束和±40°的宽扫描范围，显著提升了通信吞吐量（66.8 Gbit/s）。

1.2 由太赫兹信号源向全集成相控阵收发前端的演进

早期的硅基太赫兹研究多聚焦于片上信号源与辐射器（如表1所示），但完整的星地通信节点需要包含调制解调、收发切换以及波束赋形功能的全集成相控阵收发前端。近年来，随着硅基工艺潜力的深度挖掘，亚太赫兹及太赫兹频段的CMOS与SiGe收发机阵列取得了显著的突破。

在CMOS工艺方面，东京工业大学Kenichi Okada团队在D波段（110～170 GHz，亚太赫兹频段）及300 GHz频段的CMOS相控阵收发机领域[10–11]取得了标志性进展。该团队采用65 nm CMOS工艺开发出150 GHz高功率密度相控阵收发前端模块[12]，通过引入创新的注入锁定三分频移相器，成功去除了传统架构中功耗和面积占比较大的本振（LO）缓冲



（a）太赫兹辐射器阵列芯片照片　（b）带透镜的太赫兹辐射器照片[1]

图1　芯片版图及实物照片

表1　近5年太赫兹源的指标对比

参考文献	[1] 2022 MTT	[2] 2022 JSSC	[3] 2022 JSSC	[4] 2022 JSSC	[5] 2022 JSSC	[6] 2025 JSSC	[7] 2025 MTT	[8] 2024 MWTL
发射/接收	发射	发射	发射	发射	发射	发射	发射	发射
频率/THz	0.47	0.45	0.69	0.41	0.32	0.31	0.32	0.27
带宽/GHz	20	21	37	7	30	36	23	6
阵列规模	4×4	4×4	8×4	4×4	/	4×2	4×2	8
EIRP/dBm	9.8	8.8	27.8	14	2.2	20.3	13.6	12.5
效率/%	0.12	0.16	0.072	0.034	0.91	0.21	0.36	/
辐射单元	片上贴片天线/石英衬底	片上缝隙天线	片上缝隙天线+透镜	片上贴片天线	片上缝隙天线	片上天线+透镜	片上U形贴片天线	喇叭天线
工艺	65 nm CMOS	65 nm CMOS	65 nm CMOS	65 nm CMOS	130 nm SiGe	65 nm CMOS	65 nm CMOS	InP 250 nm HBT

CMOS：互补金属氧化物半导体　JSSC：IEEE固态电路学报　MTT：微波理论与技术学报　MWTL：微波与无线技术快报

器。这一设计不仅实现了高精度的相位控制，还大幅缩减了模块面积。测试结果表明，该八单元相控阵模块在单通道功耗仅150 mW的条件下，实现了高达56 Gbit/s的数据传输速率和25.7 dBm的有效EIRP，极大地提升了硅基芯片在亚太赫兹频段的能量效率与集成密度，为终端设备的微型化提供了重要参考。在SiGe BiCMOS工艺方面，由于HBT在截止频率（f_T）和击穿电压上相较于标准CMOS具有优势，其在太赫兹阵列中的应用同样活跃。相关研究人员利用0.13 μm SiGe BiCMOS工艺成功展示了工作于320 GHz的1×4全集成相控阵发射机，以及面向240 GHz频段的收发机芯片组。这些研究通过在片上紧密集成基带至太赫兹的变频链路与天线结构，证明了硅基工艺在太赫兹通信及高分辨率MIMO架构中的阵列扩展能力。

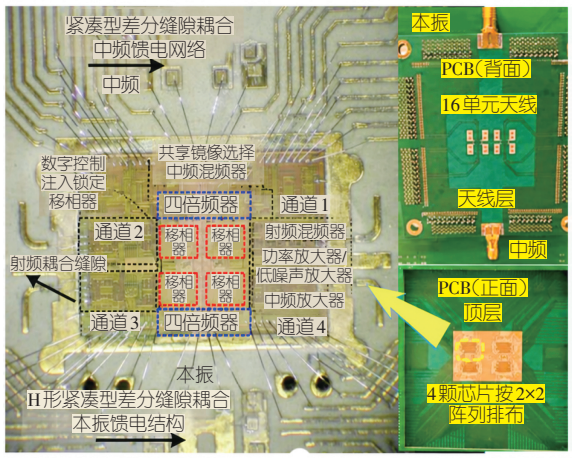
综合来看，高集成硅基亚太赫兹/太赫兹收发前端的探索已经从单一的谐振与辐射结构，迈入包含高阶调制、自干扰消除及二维波束扫描的全系统相控阵阶段。硅工艺在实现超紧凑模块、降低单通道成本以及达成数十吉比特每秒的超高吞吐量方面展现了不可替代的优势。然而，尽管通过架构创新（如谐波提取、多级注入锁定、片上透镜天线协同等）在一定程度上弥补了硅基工艺的性能短板，但受限于硅材料本征的物理极限：低击穿电压导致单通道绝对输出功率受限，高衬底损耗导致无源网络损耗剧增和接收噪声系数恶化。因此，纯硅基方案依然难以完全独立应对星地太赫兹长距离、大衰减环境下的严苛链路预算要求。

因此，为了在星地太赫兹高速传输系统中同时兼顾“高功率、低噪声”与“高密度、复杂波束控制”，系统必须采用超越单一工艺的异质异构集成方案。这自然催生了以III–V族化合物半导体（如InP、GaN）主攻发射/接收端，以硅基芯片主攻基带控制与变频的三维异质异构集成技术，并使其成为突破星地传输性能瓶颈的下一代演进方向。

1.3 收发前端的多通道和阵列化

星地太赫兹通信面临极大的自由空间传播损耗以及特定频段的大气衰减（如水蒸气和氧气吸收）。因此，在利用太赫兹超大带宽的同时，必须依靠庞大的阵列增益来弥补星地链路预算的巨大缺口。由于太赫兹波长极短，高密度相控阵成为星地传输必然的技术演进方向。2020年，Ebrahimi等实现了覆盖71～76 GHz和81～86 GHz的16单元E波段相控阵收发模块[13]，图2展示了芯片照片和测试结果。该系统采用90 nm SiGe BiCMOS工艺，并通过多芯片和天线网络组合形成16单元阵列，实现约30 dBm EIRP和32 dB接收转换增益；在64阶正交幅度调制（64–QAM）条件下支持1.5 GHz调制带宽和9 Gbit/s数据率。该研究表明，亚太赫兹/太赫兹无线传输的性能提升已经不仅依赖单个射频芯片，同时越来越依赖射频芯片、信号分配网络、封装和天线阵列之间的系统级协同。

然而，随着阵列通道数量增加，二维布局所需面积以及LO、射频（RF）和中频（IF）信号分配网络的复杂度快速增加，芯片间较长的互连不仅引入附加插入损耗，还会产生明显的高频寄生电感、电容和电磁兼容问题。与此同时，大规模阵列还面临功耗和热量集中等问题。封装结构因此逐渐从“连接芯片与天线”的外围环节转变为决定亚太赫兹/太赫兹阵列扩展能力的重要组成部分。随着阵列规模不断扩大，芯片与封装的协同设计、封装天线、低损耗互连等异质异构集成逐渐成为亚太赫兹/太赫兹相控阵实现高密度集成和系统扩展的重要技术方向。



(a)四通道毫米波收发芯片及阵列PCB实物图

载波频率	下边带(73 GHz)	上边带(83 GHz)	接收的调制信号频谱
星座图 16 QAM 带宽=2 GHz			1比特频带选择
I/Q失配校准	–	上边带*	
EVM	−18.3 dB	−20.4 dB	
数据速率	8 Gbit/s		
星座图 16 QAM 带宽=1.5 GHz			1比特频带选择
I/Q失配校准	上边带*	–	
EVM	−25.1 dB	−24.2 dB	
数据速率	9 Gbit/s		

*校准针对特定频带(下边带或上边带)进行优化,在相同校准状态下,通过单比特移相器切换将数据发送到另一个频带。

(b)双频段毫米波调制信号接收星座图及频谱

EVM:误差矢量幅度 I/Q:同相/正交 PCB:印制电路板 QAM:正交幅度调制

图2 2×2阵列芯片的照片和测试结果[13]

1.4 硅基收发前端在星地太赫兹链路中的主要瓶颈

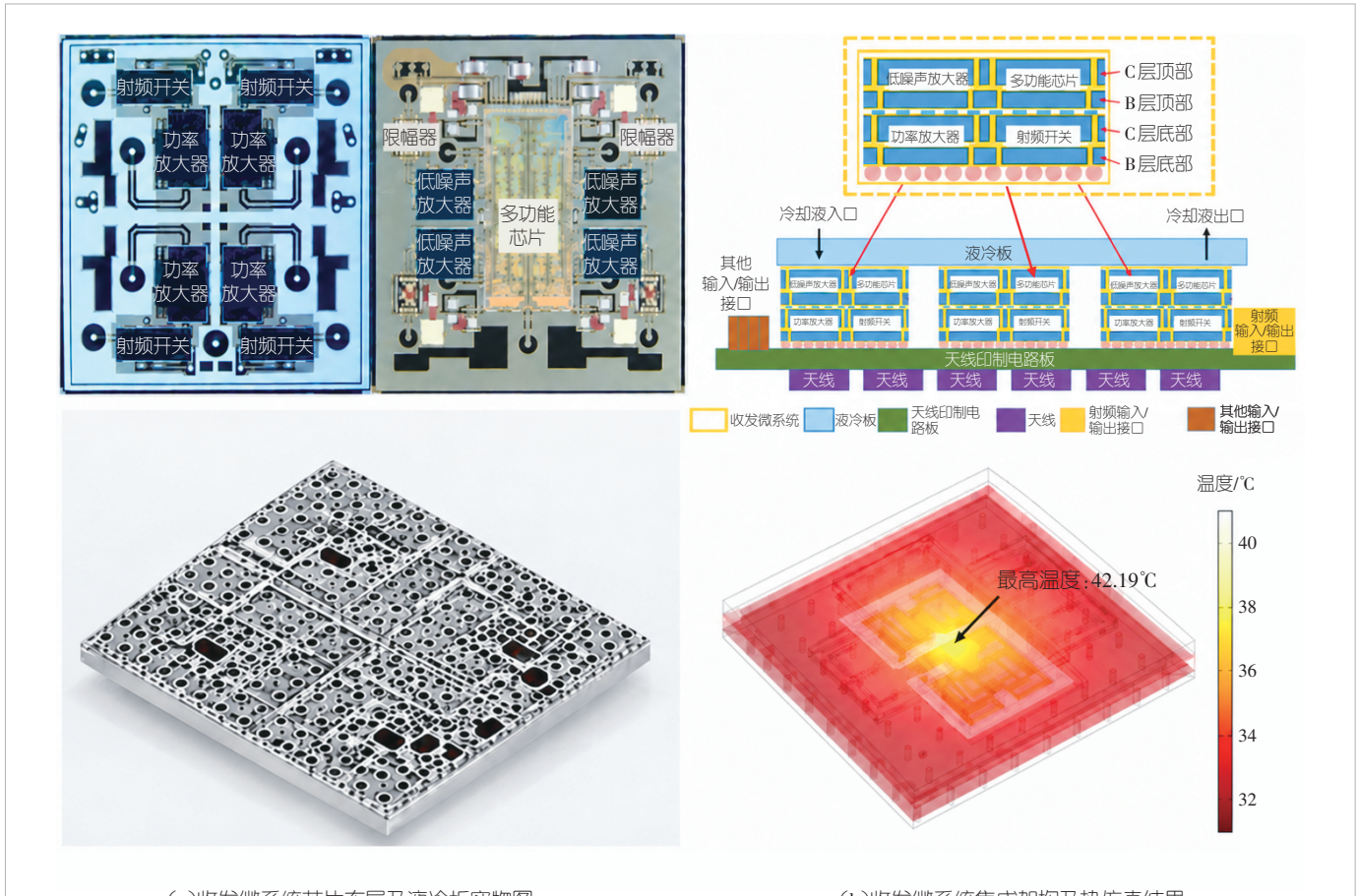
星地太赫兹高速传输的最终效能由发射机EIRP、接收端等效噪声温度、线性度及宽带调制能力共同决定。CMOS及SiGe BiCMOS具有极高的集成度，非常适合实现星地系统中的超大规模波束赋形网络、频率综合和本振分配。但是，由于硅基集成电路制造尺寸的限制，如果所有元件都集成在单个硅基集成电路（IC）中，将极大增加成本。目前最高水准的硅基集成只能做到集成64个通道，因此需要模块化扩展来构成所需要的更大阵列。扩展阵列采用多片多通道集成电路与封装天线构成小模块，通过复制重复的单元数量，将这些小模块再装配到多层载板上。这种集成方式可兼顾综合成本与收益并且易于测试，因此当规模扩大到更大单位时，CMOS或SiGe BiCMOS技术将有很大的成本优势。然而，随着频率迈入太赫兹阶段，硅基晶体管的寄生参数急剧放大、可用增益断崖式下降、片上介质损耗呈几何级数增加。这导致硅基射频前端在绝对输出功率和极致噪声系数上，受到材料本征物理极限的严重制约。

星地通信动辄数千千米的传输距离，要求极高的发射功率和极低的接收噪声。若仅靠CMOS工艺扩充太赫兹阵列规模，将带来难以承受的功耗和热管理灾难。以GaN、InP和GaAs为代表的化合物半导体虽然具备极高的击穿电压、大功率密度和超低噪声，但难以实现庞大的复杂控制网络。因此，通过异质异构集成技术，将硅的“高智商”（复杂数字/模拟控制）与化合物半导体的“强体魄”（高功率/低噪声射频能力）相结合，成为突破星地太赫兹通信瓶颈的必由之路。

2 三维异质异构集成星地亚太赫兹/太赫兹收发前端的发展现状

三维异质异构集成通过将不同功能芯片沿垂直方向三维堆叠，可大幅缩短太赫兹极高频信号（RF、LO、IF）的物理传输路径，有效抑制互连寄生效应。除硅中介层外，低损耗玻璃基板也逐渐成为太赫兹异构封装的核心平台。研究表明，采用嵌入式玻璃扇出工艺，可将高频传输线损耗降至0.25 dB/mm以下，并成功将GaN放大器与硅基控制电路紧密集成，在微小尺寸内实现高密度互连，为星载太赫兹微系统提供了理想的可扩展平台。2024年，Yu等采用硅基三维异构集成工艺实现了一款33～35 GHz四通道收发（T/R）微系统[14]，其芯片照片和系统架构如图3所示。系统尺寸小于9.5 mm×9.8 mm×2 mm，质量低于0.3 g，接收噪声系数低于5.7 dB，最大输出功率超过25 dBm。该结果体现了三维集成在小型化多通道射频系统中的优势。

2026年，Zhang等提出嵌入式玻璃扇出异构集成工艺[15]，通过优化再分布层（RDL）表面处理将传输线损耗降低至0.25 dB/mm以下，并将GaN低噪声放大器（LNA）、功率放大器（PA）与硅基开关集成为Ka波段收发微系统，图4展示了其具体的工艺流程、样品照片及测试结果。该系统在28 GHz实现26.08 dB发射增益和2.73 dB典型接收噪声系



(a)收发微系统芯片布局及液冷板实物图　　(b)收发微系统集成架构及热仿真结果

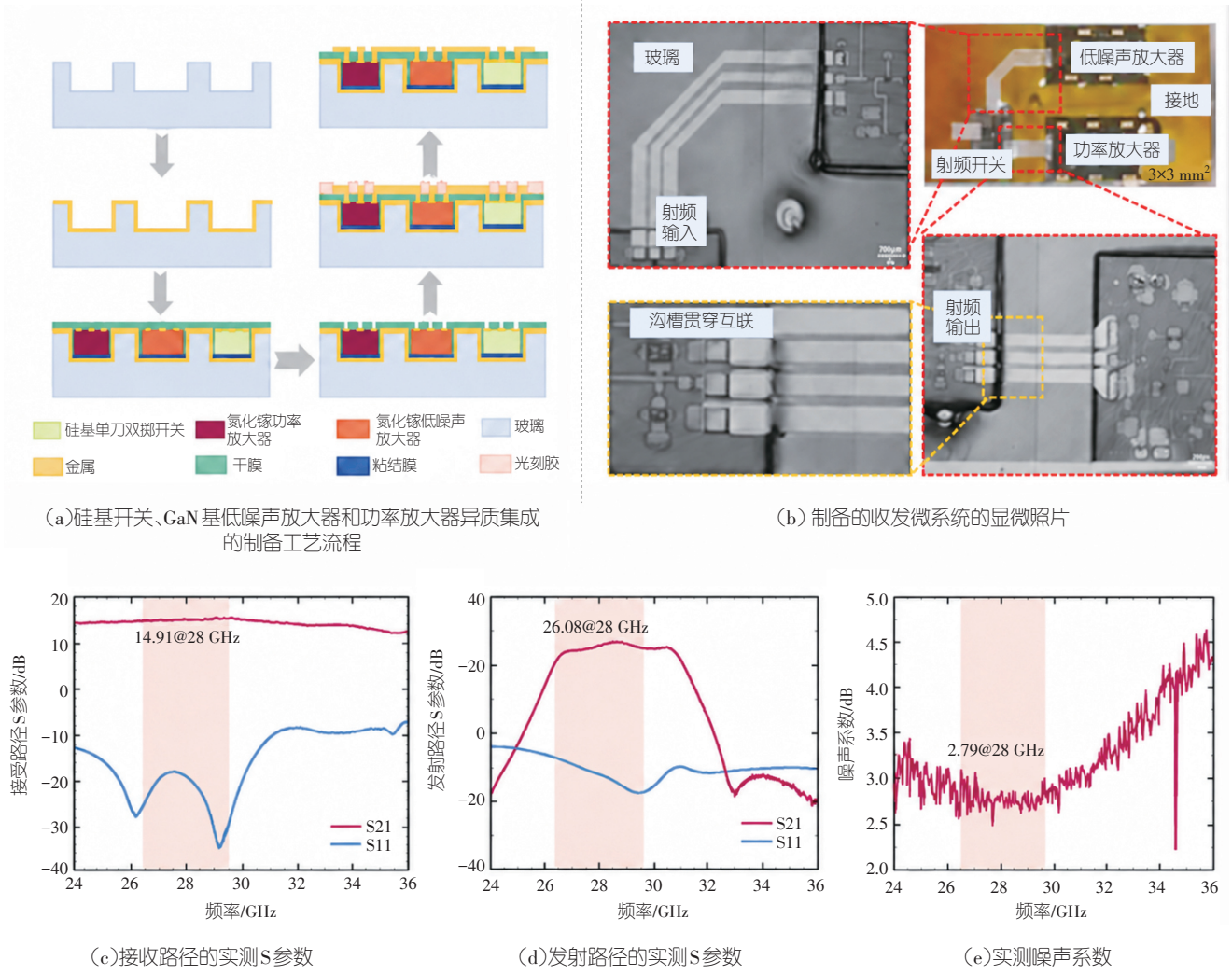
图3　芯片照片和系统架构[14]

数，整体尺寸仅为6 mm × 3 mm。这一结果表明，低损耗玻璃中介层能够在保持不同芯片本征性能的同时提供高密度互连，为亚太赫兹/太赫兹通信前端提供了另一种可扩展的异构封装平台。

随着低损耗互连及多芯片封装技术的发展，亚太赫兹/太赫兹异构集成已经由器件和互连验证逐渐向完整收发系统扩展。其典型应用主要集中在高功率发射前端、低噪声接收前端和大规模阵列3个方向。

2022年，Yang等采用硅基微机电系统（MEMS）/苯并环丁烯（BCB）异构集成技术实现了一款W波段三维异质异构集成系统[16]，图5展示了其系统实物和测试结果。该系统将X波段CMOS锁相环（PLL）、W波段SiGe收发芯片以及GaN功率放大器集成于同一平台，利用不同工艺分别完成频率综合、亚太赫兹/太赫兹收发和高功率放大。其异构集成前端获得约22 dBm输出功率，并验证了BCB低损耗高密度互连在亚太赫兹/太赫兹系统中的可行性。尽管该系统主要针对雷达应用，但其“CMOS/SiGe负责复杂收发功能、GaN负责高功率输出”的架构同样适用于高速无线链路。

上海交通大学射频异质异构集成全国重点实验室研究团队进一步将III–V/CMOS三维异构集成应用于W波段高速无线传输。图6展示了一种III–V/CMOS三维异构集成W波段接收机及其测试结果。如图6（a）和（b）所示，该接收机根据不同半导体工艺的性能特点进行功能划分，采用InP器件实现对系统噪声性能最为敏感的低噪声射频前端，并利用CMOS实现本振倍频和下变频等功能，其中混频器芯片通过倒装方式与下层CMOS芯片进行三维集成，InP低噪声放大器则通过二维互连接入接收链路。通过二维与三维互连相结合的方式，实现了不同工艺芯片之间的高密度、低损耗集成。如图6（c）所示，该接收机在92～96 GHz范围内实现约23～29 dB的转换增益，最低噪声系数约为2.8 dB。进一步的调制信号测试表明，在94 GHz的载频下，系统可以分别接收400 Msym/s的64阶正交幅度调制（64–QAM）以及



(a)硅基开关、GaN基低噪声放大器和功率放大器异质集成的制备工艺流程

(b) 制备的收发微系统的显微照片

(c)接收路径的实测S参数

(d)发射路径的实测S参数

(e)实测噪声系数

图4 玻璃扇出异构集成工艺及Ka波段收发微系统[15]

100 Msym/s的256阶正交幅度调制（256-QAM）信号，对应误差矢量幅度（EVM）为4.5%和2.8%，验证了异构集成技术在高速亚太赫兹/太赫兹无线传输中的应用潜力。

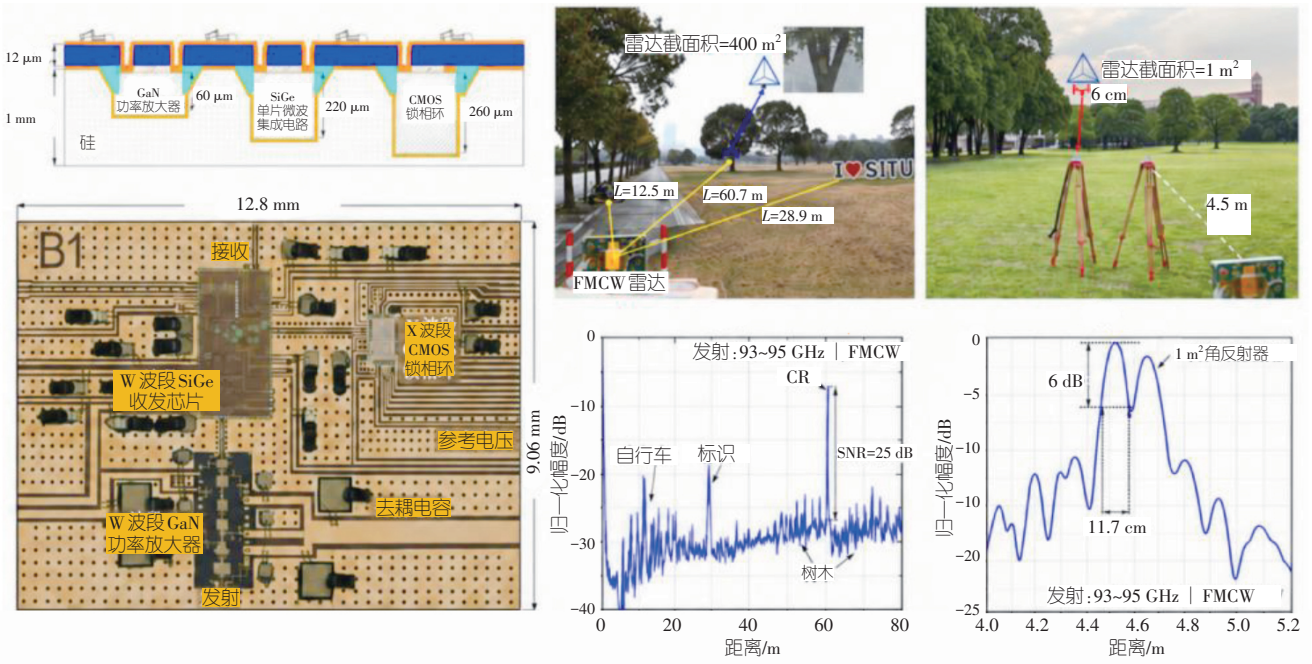
3 三维异质异构集成星地太赫兹收发前端的难点与发展趋势

太赫兹收发前端既受制于复杂的星空地组网架构，又受到微观材料、热学、电磁参数的深刻影响。

1）多物理场强耦合效应：在太赫兹频段，天线尺寸缩小至毫米甚至亚毫米级，与芯片微观物理尺度接近。将太赫兹天线与有源芯片高密度异构集成于同一封装内，会引发强烈的空间电磁辐射与芯片微观电路的纠缠串扰；极高频下的趋肤效应与多芯片高密度堆叠带来的热量聚集，迫切需要建立多物理场耦合机理与电磁特征模型。

2）多工艺融合的协同设计挑战：不同于传统的硅基阵列，星地太赫兹前端融合了CMOS、III-V族甚至射频微机电系统（RF MEMS）器件。不同材料体系的互连设计规则往往不兼容。例如，小尺寸硅基太赫兹芯片必须通过扇出（Fan-out）技术来匹配大尺寸天线或化合物半导体的焊盘间距。由于太赫兹信号对寄生电容极为敏感，极微小的焊盘突变都会恶化星地链路的EIRP。

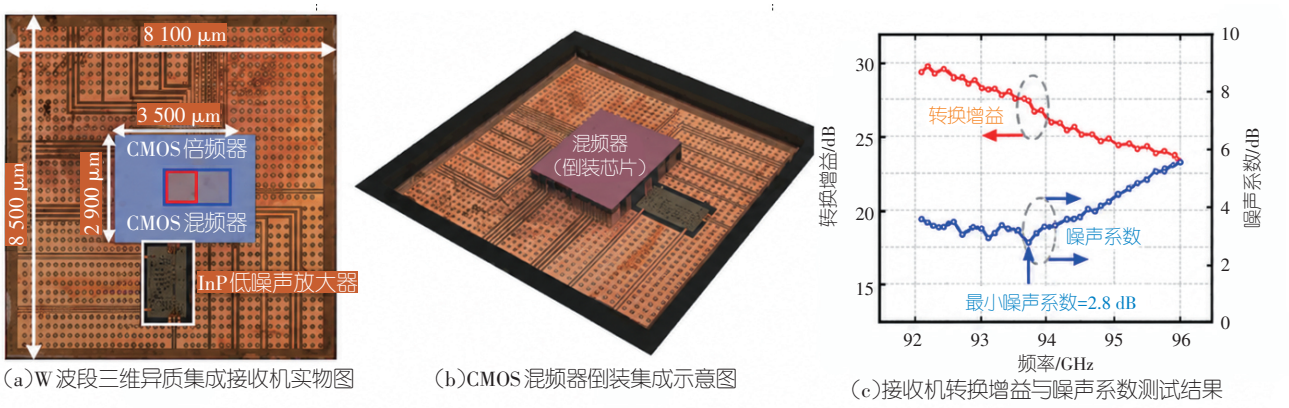
3）发展趋势：未来必须打破孤立的电路与天线设计定式，开展“芯片-互连-封装-天线”一体化协同设计。引入深度学习等科学机器学习方法进行多物理场逆向设计，加速优化多参数目标，以实现高频接口的无缝连接与性能最大化。



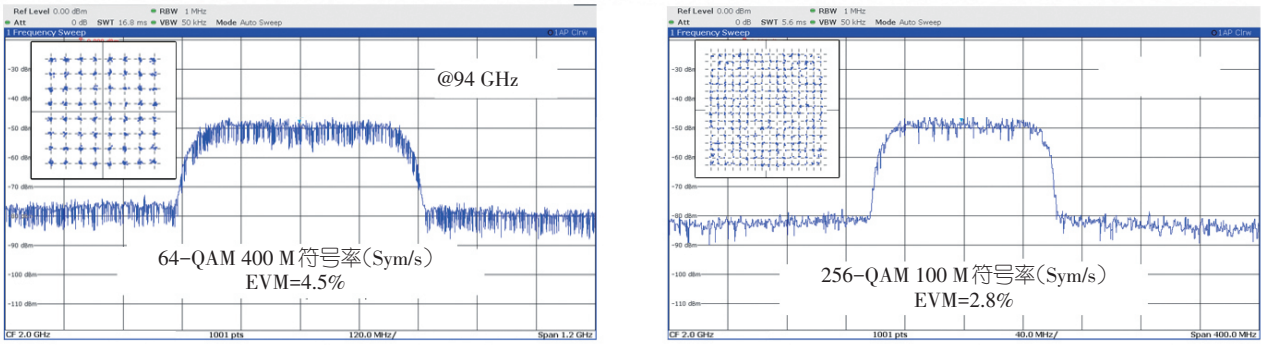
(a)W 波段三维异构集成收发微系统结构及实物图　　(b)基于 FMCW 雷达的目标探测实验及测量结果

CMOS:互补金属氧化物半导体　FMCW:调频连续波　SNR:信噪比

图 5　W 波段三维异构集成收发系统及测试结果[16]



(a)W 波段三维异质集成接收机实物图　(b)CMOS 混频器倒装集成示意图　(c)接收机转换增益与噪声系数测试结果



(d)94 GHz 频率下 64-QAM 调制信号的频谱与星座图　(e)94 GHz 频率下 256-QAM 调制信号的频谱与星座图

CMOS:互补金属氧化物半导体　EVM:误差矢量幅度　QAM:正交幅度调制

图 6　InP/CMOS 三维异构集成 W 波段接收机及测试结果

4 结束语

构建全覆盖的6G星空地一体化网络，星地太赫兹高速宽带传输是不可或缺的物理层基石。随着星载及地面终端阵列规模的持续扩大至千、万量级，射频、控制、供电及接地网络必须在极其受限的封装体积内实现超高密度的三维垂直互连。

三维异质异构集成技术发展迅猛，打破了单一摩尔定律的禁锢，是实现星地太赫兹系统向微型化、高效能、大容量及低成本方向发展的核心引擎。作为决定未来空间信息平台微纳电子技术高度的关键，三维异质异构集成必将成为突破太赫兹长距离传输发射功率与接收噪声瓶颈、实现超高速率星地互联的技术路径。

参考文献

[1] Gao L, Chan C H. A 0.47–THz ring scalable coupled oscillator – radiator array with miniature patch antennas [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2022, 70(8): 3964–3974. DOI: 10.1109/tmtt.2022.3186329

[2] Gao L, Chan C H. A 0.45–THz 2–D scalable radiator array with 28.2–dBm EIRP using an ellipticalstate teflon lens [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(2): 400–412. DOI: 10.1109/jssc.2021.3130235

[3] Gao L, Chan C H. A 0.68 – 0.72–THz 2–D scalable radiator array with 3–dBm radiated power and 27.3–dBm EIRP in 65–nm CMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(10): 3114–3124. DOI: 10.1109/jssc.2022.3178721

[4] Saeidi H, Venkatesh S, Chappidi C R, et al. A 4 × 4 steerable 14–dBm EIRP array on CMOS at 0.41 THz with a 2–D distributed oscillator network [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57 (10): 3125–3138. DOI: 10.1109/jssc.2022.3183163

[5] Wang Y F, Chen W H, Li X C, et al. Highly efficient terahertz beam–steerable integrated radiator based on tunable boundary conditions [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(5): 1314–1331. DOI: 10.1109/jssc.2022.3146720

[6] Yang M, Wu L. A 298 – 334–GHz scalable injection–locked phased–array radiator with second–subharmonic–termination–assisted waveform formulation for power enhancement [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2026, 61(6): 2455–2466. DOI: 10.1109/jssc.2025.3624563

[7] Wu H B, Liu X, Li X C, et al. A power–efficient 308–to–331–GHz 4 × 2 radiator array achieving 13.6–dBm chip–only EIRP in 65–nm CMOS [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2026, 74(3): 2526–2539. DOI: 10.1109/tmtt.2025.3642283

[8] Koh Y K, Kim M. 270–GHz radiator module for eight–way incoherent power combining of InP HBT oscillators [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2024, 34(11): 1282–1285. DOI: 10.1109/lmwt.2024.3439715

[9] Zhao J H, Tang S Y, Xie F, et al. A 300–GHz 5T5R silicon–based MIMO transceiver integrated with a 2–D multifocal transmit–array [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2025, 73(12): 10843–10854. DOI: 10.1109/tmtt.2025.3602154

[10] Yamazaki Y, Morishita Y, Park S, et al. A 142 – 164–GHz phased–array AiP module with high–power–density and high–efficiency transceiver in 65–nm CMOS for 6G UE [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2026, 61(4): 1275–1293. DOI: 10.1109/jssc.2026.3665184

[11] Abdo I, da Gomez C, Wang C, et al. A 300GHz–band phased–array transceiver using bi–directional outphasing and hartley architecture in 65nm CMOS [C]//Proceedings of IEEE International Solid– State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2021: 316–318. DOI: 10.1109/isscc42613.2021.9365968

[12] Yamazaki Y, Park S, Uchino T, et al. A 150 GHz high–power–density phased–array transceiver in 65nm CMOS for 6G UE module [C]//Proceedings of Symposium on VLSI Technology and Circuits (VLSI Technology and Circuits). IEEE, 2025: 1–3. DOI: 10.23919/vlsitechnologyandcir65189.2025.11074823

[13] Ebrahimi N, Sarabandi K, Buckwalter J. A 71–76/81–86 GHz, E–band, 16–element phased–array transceiver module with image selection architecture for low EVM variation [C]//Proceedings of IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, 2020: 95–98. DOI: 10.1109/rfic49505.2020.9218300

[14] Yu F, Guo X, Ma S, et al. Design and fabrication of a T/R microsystem in Ka–band with Si–based 3–D heterogeneous integration [J]. IEEE transactions on components, packaging and manufacturing technology, 2024, 14(5): 862–871. DOI: 10.1109/TCPMT.2024.3385319

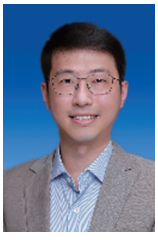
[15] Zhang B H, Chen L, Wang Q, et al. Embedded glass fan–out integration method for high–performance Ka–band RF microsystem [J]. Microsystems & nanoengineering, 2026, 12: 271. DOI: 10.1038/s41378–026–01399–7

[16] Yang X, Huang Y S, Zhou L, et al. Low–loss heterogeneous integrations with high output power radar applications at W–band [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(6): 1563–1577. DOI: 10.1109/jssc.2021.3106444

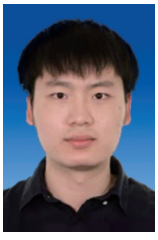
作 者 简 介



任朝祥，上海交通大学在读博士研究生；主要研究领域为毫米波集成电路设计、三维异质异构集成等。



周亮，上海交通大学教授，国家杰出青年基金和优秀青年基金获得者；主要研究领域为毫米波三维异质异构集成和电磁兼容与防护技术；先后主持或参与多项国家级项目，获得多项科研成果奖；发表论文100余篇，拥有授权发明专利15项。



倪冬欣，南京理工大学集成电路学院讲师；主要研究领域为毫米波集成电路及其三维异质异构集成；参与多项国家级项目；发表论文10余篇。

光子太赫兹：大容量高可靠星地传输的新途径

Photonic Terahertz: A New Path Toward High-Capacity and Reliable Satellite-Ground Transmission

蒋羽彤/Jiang Yutong[1]，张教/Zhang Jiao[1,2]，朱敏/Zhu Min[1,2]
（1. 东南大学移动通信全国重点实验室，中国 南京 210096；
2. 紫金山实验室，中国 南京 211111）
(1. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;
2. Purple Mountain Laboratories, Nanjing 211111, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605004
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261015.1355.006
网络出版日期：2026-10-15
收稿日期：2026-08-12

摘要：面向大容量高可靠星地传输需求，建立600 km低轨地—星上行模型，以140 GHz太赫兹和1 550 nm空间激光为对象，比较晴空、云雾及降雨条件下的衰减与误码性能，分析大气湍流对链路稳定性的影响，并建立地地—星地等效传输距离映射。结果表明，太赫兹在浓雾和云层环境中更具鲁棒性，对湍流起伏较不敏感，但对降雨更敏感。在终端实现方面，光子太赫兹面临的相位噪声与调制非线性会增加功率需求，空间激光则可通过光束漂移补偿减轻湍流影响。上述传播优势的发挥还需结合收发终端设计与优化。光子太赫兹兼具超宽带传输潜力及云雾、湍流环境下的传播鲁棒性，有望降低高速星地业务对时间和地域条件的依赖，为大容量高可靠星地传输提供新途径。

关键词：光子太赫兹；星地通信；空间激光通信；大气湍流；误码率

Abstract: To address the need for high-capacity, reliable satellite-ground transmission, a 600 km low-Earth-orbit (LEO) ground-to-satellite uplink model is established for 140 GHz THz and 1 550 nm free-space optical (FSO) links. Attenuation and bit-error-rate (BER) performance are compared under clear-air, fog, cloud, and rain conditions, the effects of atmospheric turbulence on link stability are analyzed, and a ground-to-ground (G2G)/ground-to-satellite (G2S) equivalent-distance mapping is developed. Terahertz (THz) is more robust in dense fog and cloud environments and is less sensitive to turbulence-induced fluctuations, but more sensitive to rain. At the terminal level, phase noise and modulation nonlinearity in photonic THz front ends increase power requirements, while beam-wander compensation can mitigate turbulence effects in FSO links. Realizing these propagation advantages also requires transceiver design and optimization. Combining ultra-wideband transmission potential with resilient propagation through cloud/fog and turbulence, photonic THz offers a promising path toward high-capacity, reliable satellite-ground transmission with reduced temporal and geographical constraints on high-speed services.

Keywords: photonic terahertz; satellite-ground communication; free-space optical communication; atmospheric turbulence; bit-error rate

引用格式：蒋羽彤，张教，朱敏．光子太赫兹：大容量高可靠星地传输的新途径 [J]. 中兴通讯技术，2026, 32(5): 21-28. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605004

Citation: Jiang Y T, Zhang J, Zhu M. Photonic terahertz: a new path toward high-capacity and reliable satellite - ground transmission [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 21-28. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605004

分辨率遥感、星座组网和空天地一体化业务持续推高星地回传速率。Ka/Q/V等微波频段具备成熟的器件和组网基础，但可用连续带宽有限，难以独立承载不断增长的高速业务[1-2]。面向百Gbit/s级及更高速率，空间激光和太赫兹正在形成两条重要的宽带星地传输路线。空间激光具有可用带宽大、波束窄和抗电磁干扰等特点，已完成5.12 Gbit/s低轨星地光链路、TBIRD 200 Gbit/s在轨下行以及10 Gbit/s级工程演示[3-5]。这些成果验证了空间激光的高速传输能力，但链路连续可用性仍取决于云雾、湍流以及捕获跟踪状态。对于需要稳定回传的星地业务，除传输速率外，复杂大气条件下的链路可用性同样重要。

空间激光的环境敏感性主要来自消光与湍流两类机制。云、雾和气溶胶通过吸收与散射快速削弱接收光功率；折射

基金项目：国家重点研发计划项目（2024YFE0200202）；国家自然科学基金项目（62435003，62271135，62405384，62571563，62571564）；江苏省前沿技术研发计划项目（BF2025065）

率随机起伏会引起光强闪烁、光束漂移和耦合波动。由于空间激光波束极窄，轨道偏差、平台振动和大气扰动还会提高捕获、指向和跟踪的实现难度。上述因素随天气和传播状态变化，使光学链路的业务窗口具有明显的时间和地域依赖。

高海拔站址、站点分集、气象预测及接收孔径优化能够提高空间激光链路的可用性。孔径平均、倾斜校正与自适应光学预补偿可抑制光强起伏、光束偏移和波前畸变[6]，但浓雾和云层的强消光仍影响业务窗口。因此，在保持高速传输能力的同时提高复杂大气条件下的链路稳定性，仍是星地宽带通信的重要问题。

太赫兹频段可提供大块连续频谱，并可借助高增益口径天线形成适用于远距离传输的窄波束，为百 Gbit/s 乃至更高速率无线通信提供新的频谱资源[7-8]。传统电生太赫兹通过倍频、混频逐级提升载频，输出功率和瞬时带宽受到电子器件的限制。光子太赫兹则利用宽带光调制及高速光电器件中的光拍频产生太赫兹信号，具有带宽大、频率可调谐和易于光纤融合等特点。已有光纤—太赫兹—光纤无缝融合系统验证这一技术路线的宽带传输能力[9]。

太赫兹波长远大于近红外光波长，对云雾颗粒和折射率起伏的敏感性较低，降雨与气体吸收则是其主要传播约束[7-8]。已有研究从星地容量、地—星可行性和空天地统一衰减模型等方面论证了太赫兹的空间应用潜力[10-12]。光子学的宽带产生与接收能力为发挥这些传播优势提供了实现基础。

本文面向低轨上行链路，比较光子太赫兹与空间激光的传播性能及实现条件，主要工作如下：

1）在统一几何、速率和误码率判据下建立链路模型，比较晴空、云雾及降雨条件下的传输性能。

2）分析收发配置、相位噪声、调制非线性及激光漂移补偿的影响，区分传播特性与终端实现对性能的作用。

3）建立地地—星地等效距离映射，为地面验证提供参考，并讨论光子太赫兹星地应用的工程要求。

1 统一星地链路模型与评价方法

1.1 140 GHz太赫兹链路

太赫兹的天线增益按照圆口径天线模型计算，自由空间路径损耗由传播距离和载波波长确定[13-14]。计入气体吸收及天气附加损耗后，对齐状态下的确定性接收功率可表示为：

$$P_{\mathrm{r,T}} = P_{\mathrm{t,T}} + G_{\mathrm{t,T}} + G_{\mathrm{r,T}} - L_{\mathrm{FSPL,T}} - L_{\mathrm{gas,T}} - L_{\mathrm{weather,T}} \quad (1)。$$

公式（1）中，$P_{\mathrm{t,T}}$、$P_{\mathrm{r,T}}$为发射和接收功率（dBm），$G_{\mathrm{t,T}}$、$G_{\mathrm{r,T}}$为天线增益（dBi）；$L_{\mathrm{FSPL,T}}$、$L_{\mathrm{gas,T}}$、$L_{\mathrm{weather,T}}$为自由空间、气体和天气损耗（dB）。气体吸收采用国际电信联盟无线电通信部门（ITU-R）标准大气剖面与吸收模型沿高度积分[15-16]，天气损耗在相应气象层内累积。太赫兹雾、云和雨衰减依据粒子谱及液态水介电特性，采用Mie吸收与散射模型计算[17-20]。

将公式（1）得到的接收功率$P_{\mathrm{r,T}}$换算为线性功率后，太赫兹接收端参考电信噪比（SNR）为：

$$\gamma_{\mathrm{T}} = \frac{P_{\mathrm{r,T}}}{k_{\mathrm{B}} T_{\mathrm{r}} B_{\mathrm{T}} F_{\mathrm{T}}} \quad (2)。$$

公式（2）中，γ_{T}为太赫兹参考电SNR；$P_{\mathrm{r,T}}$在公式（2）中以瓦特表示；k_{B}为玻尔兹曼常数；T_{r}、B_{T}和F_{T}分别为接收机温度、带宽和线性噪声因子。

1.2 1 550 nm空间激光链路

空间激光采用电副载波16阶正交幅度调制（16-QAM）强度调制/直接检测（IM/DD）体制[21-22]。传播光束为基模高斯光束，全角1/e²强度发散角为θ_{F}，等效束腰半径$W_0 = \frac{2\lambda_{\mathrm{F}}}{\pi\theta_{\mathrm{F}}}$。

对于半径$a = \frac{D_{\mathrm{r,F}}}{2}$的圆形接收孔径，对齐时的几何收集效率为$\eta_{\mathrm{geo}} = 1 - \exp\left[-\frac{2a^2}{W_{\mathrm{F}}^2}\right]$，其中$D_{\mathrm{r,F}}$为接收口径直径，$W_{\mathrm{F}}(L)$为距离$L$处的光斑半径。计入固定光学效率及传播损耗后，接收光功率为：

$$P_{\mathrm{r,F}} = P_{\mathrm{t,F}} \eta_{\mathrm{geo}} \eta_{\mathrm{sys,F}} 10^{-\left(L_{\mathrm{atm,F}} + L_{\mathrm{weather,F}}\right)/10} \quad (3)。$$

公式（3）中，$P_{\mathrm{t,F}}$、$P_{\mathrm{r,F}}$为发射、接收光功率，采用相同线性单位；η_{geo}、$\eta_{\mathrm{sys,F}}$为几何收集效率和固定光学效率；$L_{\mathrm{atm,F}}$、$L_{\mathrm{weather,F}}$为晴空大气损耗和天气消光。雾消光采用Kim模型[23]，云消光依据气溶胶和云的光学特性（OPAC）大陆性层云参数及经验能见度关系估算[18,24]。激光雨衰减采用ITU-R P.1814的降雨率幂律模型[25]。

空间激光接收端采用固定等效电噪声模型，参考电SNR为：

$$\gamma_{\mathrm{F}} = \frac{\left(m_{\mathrm{F}} \mathcal{R} P_{\mathrm{r,F}}\right)^2}{\sigma_{\mathrm{n,F}}^2} \quad (4)。$$

公式（4）中，γ_{F}为空间激光接收端参考电SNR，m_{F}为调制指数，$\mathcal{R}$为光电探测器响应度，$\sigma_{\mathrm{n,F}}^2$为等效电噪声方差，由玻尔兹曼常数、接收机温度、等效电噪声带宽、噪声因子和负载电阻确定。在该IM/DD收发体制下，接收电流与

接收光功率成正比，因此在固定等效噪声模型下电SNR与接收光功率的平方成正比。

1.3 大气湍流与光束漂移

1.3.1 大气湍流与孔径平均

两类链路采用Hufnagel－Valley（HV）参考剖面描述随高度变化的湍流强度[26]：

$$C_n^2(h) = 0.005\,94\left(\frac{v}{27}\right)^2(10^{-5}h)^{10}\mathrm{e}^{-h/1\,000} + 2.7\times10^{-16}\mathrm{e}^{-h/1\,500} + A_0\mathrm{e}^{-h/100} \tag{5}$$

公式（5）中，h为海拔高度（m），C_n^2为折射率结构参数（$\mathrm{m}^{-2/3}$），v为高空风速，取21 m/s；A_0为近地湍流强度参数。

太赫兹的强度起伏由球面波Rytov模型描述[27-28]。设$k_\mathrm{T}=2\pi/\lambda_\mathrm{T}$为波数，$s$为沿路径距离，$L$为星地距离，$L_\mathrm{turb}$为湍流积分路径长度，则点接收Rytov方差为：

$$\sigma_{\mathrm{R,T}}^2 = 2.25k_\mathrm{T}^{7/6}\int_0^{L_\mathrm{turb}} C_n^2(s)\left[\frac{s(L-s)}{L}\right]^{5/6}\mathrm{d}s \tag{6}$$

实际接收口径会对接收面强度起伏产生空间平均。本文按Andrews球面波孔径平均模型[27]对公式（6）的点接收方差进行修正，得到后续性能分析所用的有限孔径对数光强方差。

空间激光采用有限孔径高斯光束湍流模型[29]，对数光强方差为：

$$\sigma_{\ln I,\mathrm{F}}^2 = \sigma_{\ln X,\mathrm{A}}^2 + \sigma_{\ln Y,\mathrm{A}}^2 \tag{7}$$

公式（7）中，$\sigma_{\ln I,\mathrm{F}}^2$为有限孔径对数光强方差，$\sigma_{\ln X,\mathrm{A}}^2$、$\sigma_{\ln Y,\mathrm{A}}^2$为大、小尺度分量，按高斯加权孔径$W_\mathrm{G}^2=\frac{D_{\mathrm{r,F}}^2}{8}$计算[29]。两类链路均根据孔径平均后的闪烁方差构造单位均值对数正态增益[30]。

1.3.2 空间激光光束漂移与补偿

对于准直空间激光上行链路，近地折射率起伏还会引起光束质心漂移，其接收面径向二阶矩为[26]：

$$\langle r_\mathrm{c}^2\rangle = 7.25(H-h_0)^2\sec^3\zeta\,W_0^{-1/3}\int_{h_0}^{H_\mathrm{turb}} C_n^2(h)\left(1-\frac{h-h_0}{H-h_0}\right)^2\mathrm{d}h \tag{8}$$

公式（8）中，$\langle r_\mathrm{c}^2\rangle$为接收面光束质心的径向二阶矩，$H$为卫星高度，$h_0$为地面站高度，$\zeta$为天顶角，$W_0$为发射端高斯束腰半径，$H_\mathrm{turb}$为湍流积分上限。本文采用Farid－Hranilovic模型[31]描述由质心漂移引起的归一化耦合损失，其指向参数$\xi_\mathrm{F}=w_\mathrm{eq}/(2\sigma_\mathrm{s})$，其中$w_\mathrm{eq}$为由接收面光斑半径和接收孔径共同确定的等效光斑半径；ξ_F越大，表示光束漂移相对有效光斑越小。倾斜校正通过减小质心偏移降低耦合损失[6]。设补偿后与补偿前漂移均方根之比为η_BW，单轴残余方差$\sigma_\mathrm{s}^2=\eta_\mathrm{BW}^2\langle r_\mathrm{c}^2\rangle/2$。补偿不改变闪烁统计，闪烁与漂移按独立随机量处理。相对于对齐状态，漂移耦合增益为$G_\mathrm{F}=U^{\frac{1}{\xi_\mathrm{F}^2}}$，其中$U\sim\mathrm{U}(0,1)$。

1.4 误码率

两类链路均采用Gray映射方形M_i-QAM。对于链路$i\in\{\mathrm{T,F}\}$，给定瞬时电SNR γ_i时，条件误码率采用常用近似式[32]：

$$P_{\mathrm{b},i}(\gamma_i) = \frac{2\left(\sqrt{M_i}-1\right)}{\sqrt{M_i}\log_2 M_i}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\gamma_i}{2(M_i-1)}}\right) \tag{9}$$

公式（9）中，M_i为QAM调制阶数，本文取M_i=16；$\operatorname{erfc}(\cdot)$为互补误差函数，$\gamma_i$为每符号电信噪比$\frac{E_\mathrm{s}}{N_0}$。

考虑有限孔径闪烁及激光光束漂移后，两类链路的瞬时SNR分别为$\gamma_{\mathrm{T,inst}}=\gamma_\mathrm{T}I_\mathrm{T}$和$\gamma_{\mathrm{F,inst}}=\gamma_\mathrm{F}(I_\mathrm{F}G_\mathrm{F})^2$，其中$I_\mathrm{T}$、$I_\mathrm{F}$为单位均值闪烁增益，$G_\mathrm{F}$为激光漂移耦合增益。

在确定性天气条件下，γ_i由相应链路预算直接得到；在湍流条件下，将有限孔径闪烁及空间激光光束漂移引入瞬时SNR后，再对随机状态下的条件误码率（BER）取统计平均得到平均BER。

本文统一采用10^{-3}作为性能门限，并以达到该门限所需的最小发射功率作为后续比较指标。

1.5 光子前端的相位与调制非线性

光子太赫兹通过光调制与光拍频产生信号，调制器非线性和光源相位噪声会使高阶QAM星座发生畸变，影响误码性能[33-34]。本文分别用IQ马赫－曾德尔调制器（IQ-MZM）的正弦场响应和载波恢复后的残余相位描述这两类影响。对于平衡、无啁啾且内支路偏置于消光点的IQ-MZM，其响应为：

$$g_m(x) = C_m[\sin(m\,\mathrm{Re}\{x\}) + \mathrm{j}\sin(m\,\mathrm{Im}\{x\})] \tag{10}$$

x为单位平均功率的输入复波形；m为无量纲调制驱动系数，定义为$m=\pi V_\mathrm{s}/(2V_\pi)$，其中，$V_\mathrm{s}$为驱动电压尺度，$V_\pi$为调制器半波电压。$m$表征驱动电压相对半波电压的大小，

用于考察调制非线性的影响；C_m用于保持平均辐射功率一致，以$m=0$表示小信号线性极限。匹配滤波和增益校正后的符号u_k叠加残余相位与高斯噪声[34]：

$$r_k = u_k e^{j\varphi_k} + n_k, \varphi_k \sim \mathrm{N}(0, \sigma_\varphi^2) \tag{11}$$

其中，σ_φ为载波恢复后的残余相位均方根，n_k为增益校正后的加性高斯噪声。波形采用根升余弦成形，经过调制器、匹配滤波和增益校正后计算条件误码率，再对湍流增益取平均。

1.6 场景和系统设置

本文考虑地面站至低轨卫星的上行地—星链路。基准场景中，地面站高度为10 m，卫星轨道高度为600 km，地面站仰角为60°。光子太赫兹与空间激光采用相同的传播几何和气象状态，以便比较不同传播机制对链路性能的影响。两类链路均采用25 GHz占用带宽和16–QAM调制，传输速率统一设置为100 Gbit/s，并统一以BER=10^{-3}作为性能门限。两类链路的载波、天线/光学口径、发散角及接收机参数按各自技术特点设置，主要参数见表1。

同一路径和大气状态下，上下行的气体吸收及云雾、雨消光相同，云雾传播优势也适用于下行。湍流作用则与方向有关：上行在近发射端经历强湍流，角度偏移经长距离放大；下行主要湍流段靠近接收端，需按下行几何重新计算闪烁与孔径平均[6,21]。因此，下行功率门限还需结合星载发射和地面接收配置评估。

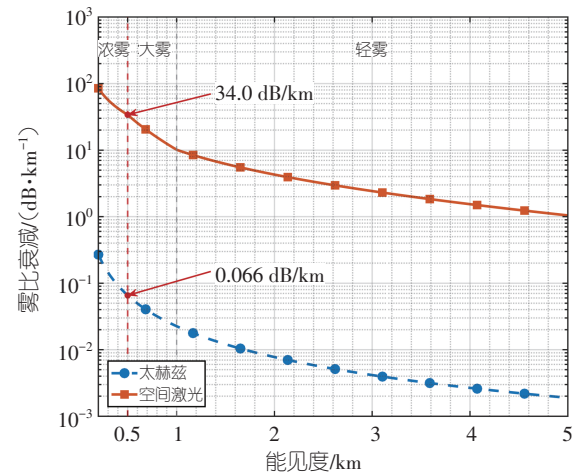
2 光子太赫兹星地链路性能分析

2.1 云雾传播优势及降雨边界

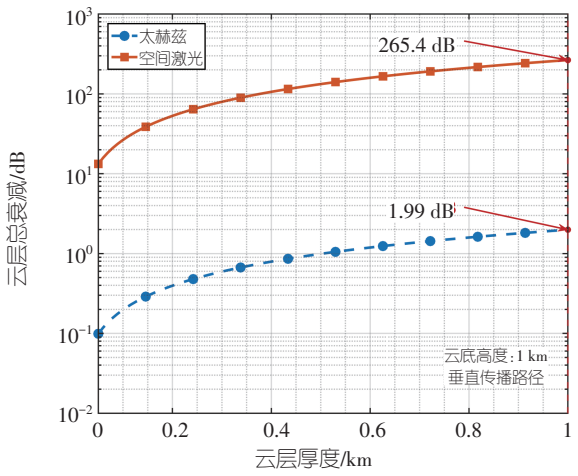
图1比较雾、云和雨条件下两类载波的衰减。随着能见

表1　地—星上行主要终端与接收机参数

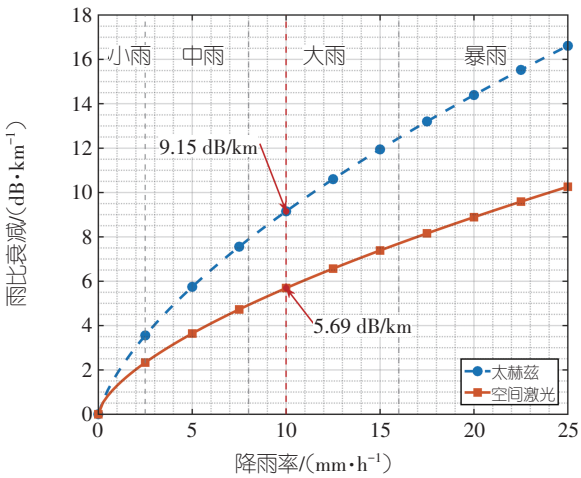
参数	光子太赫兹	空间激光
中心频率/波长	140 GHz	1 550 nm
发射口径	3 m	0.3 m
接收口径	0.6 m	0.1 m
发射增益/全角发散角	70.65 dBi	15 μrad
接收增益	56.67 dBi	—
天线效率	0.6	—
固定光学损耗	—	3.5 dB
噪声系数	10 dB	5 dB
探测器响应度	—	0.95 A/W
接收机温度	290 K	290 K
负载电阻	—	50 Ω



（a）雾比衰减



（b）云层总衰减



（c）雨比衰减

图1　雾、云和雨条件下140 GHz太赫兹与1 550 nm空间激光的大气衰减

度降低，空间激光雾消光迅速增加，而太赫兹变化较缓。能见度0.5 km时，激光与太赫兹的雾比衰减分别约为34.0和0.066 dB/km，相差两个数量级以上。大陆性层云中的差异更显著：1 550 nm激光的云比衰减约为265.4 dB/km，云层厚度为1 km时，其总衰减约为265.4 dB，太赫兹约为1.99 dB。上述结果表明，太赫兹在浓雾和云层等强光学消光场景中能够保持较低的附加传播损耗。

降雨对两类载波呈现不同的影响规律。随着雨强增加，太赫兹雨比衰减高于空间激光，说明强降雨会明显压缩太赫兹链路预算。因此，太赫兹的大气传播优势主要体现在雾和云层等光学受限环境，而降雨构成其星地应用的重要天气边界。

2.2 不同天气条件下的传输性能

天气附加衰减会直接改变接收功率和SNR，进而影响BER及满足业务门限所需的发射功率。图2给出晴空、雾、云及降雨条件下的平均BER。其中，雾天能见度0.5 km、雾顶0.4 km；云底1 km、垂直厚度0.1 km；降雨率10 mm/h，有效雨高约3.13 km[35]；激光残余漂移均方根（RMS）比例0.25。其余参数采用表1配置。

在雾和云场景中，太赫兹BER曲线相对晴空仅发生小幅移动，而空间激光曲线明显向高发射功率方向移动，云层引起的变化尤为显著。由此可见，图1所反映的云雾传播差异能够进一步体现为链路层的功率裕量：在相同传输速率和BER门限下，太赫兹达到业务要求所需的发射功率更低，且对云雾状态变化更不敏感。

降雨使两类链路的BER曲线均向高发射功率方向移动，太赫兹的偏移更为明显。在所设雨天场景下，太赫兹的达标发射功率高于空间激光，说明较强的雨衰会压缩太赫兹链路预算。

天气随时间变化，云雾出现频率又具有地域差异。太赫兹对云雾的低敏感性有利于缓解空间激光的时间和地域限制，降雨约束则要求系统结合站址气候选择工作条件。

2.3 湍流补偿与光子前端对链路稳定性的影响

为进一步考察大气湍流与终端实现对链路稳定性的影响，图3比较了3种太赫兹前端工况：理想前端、残余相位均方根为3°的线性前端，以及相同相位误差下调制驱动系数$m=1.2$的非线性前端。空间激光的残余漂移均方根比例η_{BW}分别取1、0.5和0.25，对应未补偿及两种补偿程度。两类接收口径分别为0.6和0.1 m。除图3外，其余性能分析采用理想光电前端，激光残余漂移均方根比例取0.25。

随着近地湍流强度增加，3种前端工况下太赫兹的达标发射功率均变化较小，表明其对折射率起伏的敏感性较低。引入残余相位误差后，太赫兹链路所需功率有所增加；叠加调制非线性后，功率需求进一步提高。因此，光子太赫兹的传播稳定性还需与良好的载波恢复和调制线性度配合，才能转化为系统性能优势。

空间激光未补偿时，达标发射功率随湍流增强而迅速上升。上行光束在近地大气中产生的角度偏移经过长距离传播放大，降低接收孔径的耦合效率。质心跟踪与倾斜校正减小残余漂移后，功率需求明显降低，曲线也更为平缓；补偿越充分，湍流增强造成的性能恶化越小。

上述结果表明，光子太赫兹在所比较的前端工况下均保

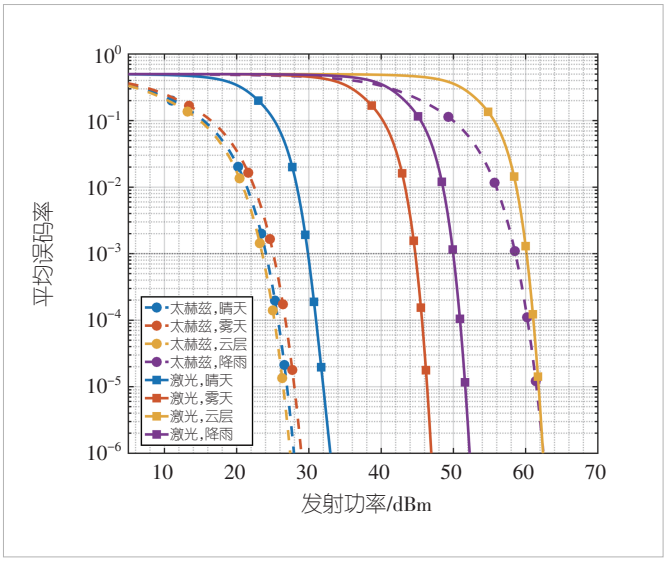


图2　晴空、雾、云和降雨时的平均误码率

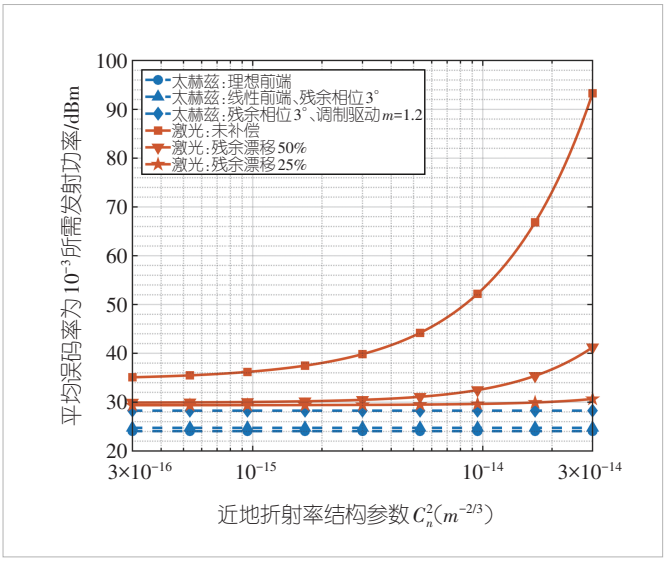


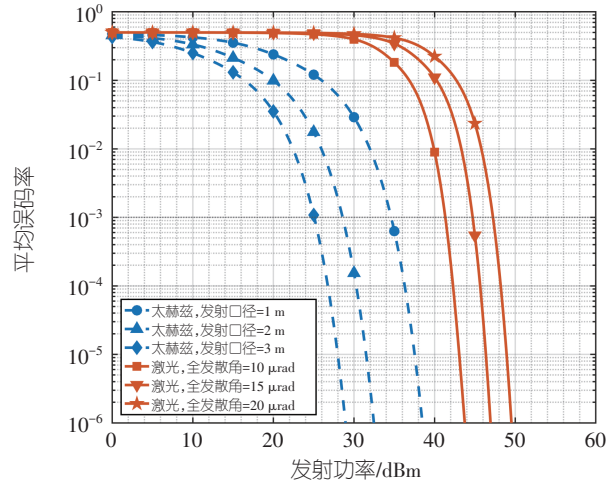
图3　光子前端与激光漂移补偿对达标功率的影响

持较低的湍流敏感性，前端损伤主要体现为额外的功率需求；空间激光则可通过有效的光束漂移补偿显著改善上行链路稳定性。

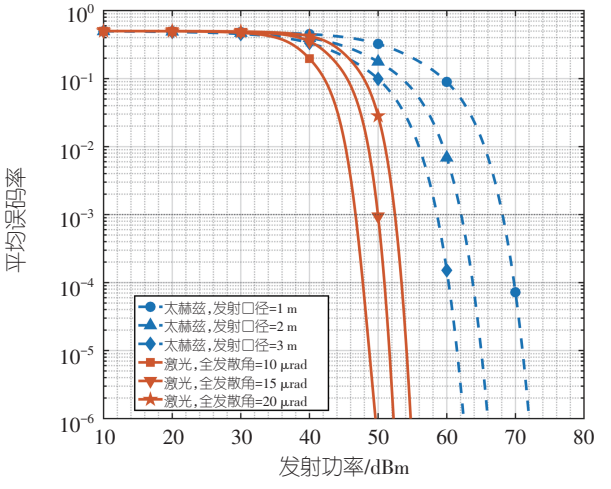
2.4 终端参数对误码性能的影响

为进一步考察收发终端配置对链路性能的影响，图4在与图2相同的雾天和雨天条件下改变太赫兹发射口径与激光全发散角。太赫兹发射口径取1、2、3 m，激光全发散角取10、15、20 μrad，其他参数保持不变。

雾天中，增大太赫兹发射口径可提高天线增益，使BER曲线向低功率方向移动。在所比较的口径范围内，太赫兹的达标发射功率均低于空间激光，表明较低的雾衰减能够在多组终端配置下体现为链路功率优势。



（a）能见度0.5 km的雾天



（b）降雨率10 mm/h的雨天

图4　雾天与雨天的终端敏感性

在给定漂移补偿条件下，缩小激光全发散角可提高接收光能收集效率，使雾天和雨天的BER曲线均向低功率方向移动。但窄光束也降低了对漂移的容忍度，需要与指向和跟踪能力相匹配。

雨天中，增大太赫兹发射口径同样能够改善链路预算，但由于太赫兹雨衰较强，其达标发射功率仍高于所比较的激光链路，与图1（c）的传播损耗差异一致。两类链路在不同天气下的互补优势，需要结合口径、发散角及跟踪补偿等终端配置加以发挥。

2.5 地地—星地等效距离映射与地面验证

开展地—星（G2S）外场验证需要卫星平台、轨道窗口和高精度捕获跟踪，成本较高且难以连续改变传播距离。为利用可重复的地—地（G2G）试验辅助星地验证，本节在100 Gbit/s传输速率、平均BER=10^{-3}条件下建立G2G—G2S等效传输距离映射。

对任一技术，在给定G2G距离下求满足目标BER的最小发射功率，并保持该功率不变，在60° G2S链路中改变卫星高度，直至达到相同BER，由此得到G2G参考距离与G2S等效高度之间的映射，其判据为：

$$P^{(s)}_{\mathrm{req,\,G2G}}(d)=P^{(s)}_{\mathrm{req,\,G2S}}\left(H_{\mathrm{eq}}\right),\qquad s\in\{\mathrm{T},\mathrm{F}\}\tag{12}$$

公式（12）保证源端发射功率在地面参考链路与星地目标链路之间保持一致，而两条链路均以同一平均BER门限作为性能判据。因此，H_{eq}表示在给定终端、大气模型和仰角条件下，与该G2G参考链路具有相同性能要求的G2S等效传输尺度。

G2G与G2S链路分别保留各自典型终端配置。G2G太赫兹收发口径均为0.3 m；激光采用1 mrad全发散角、0.2 m接收口径和0.8 A/W响应度。G2S采用表1参数。

图5（a）给出了8～15 km G2G参考距离对应的G2S等效高度。8～15 km范围内太赫兹G2S等效高度始终高于空间激光，且差距随G2G距离增加，说明太赫兹由地面短距链路向星地长距链路映射时具有更显著的尺度扩展能力。

图5（b）进一步给出了G2G链路达标发射功率随距离的变化。较短距离内，受终端口径、增益和接收机参数共同作用，太赫兹所需发射功率较低；随着距离增加，两类链路的几何扩散损耗增量基本相当，但140 GHz太赫兹在近地水平路径中的气体吸收持续累积。8～15 km范围内，太赫兹的自由空间路径损耗增加约5.5 dB，气体吸收损耗额外增加约10 dB；同期空间激光由高斯光束扩展引起的几何损耗同

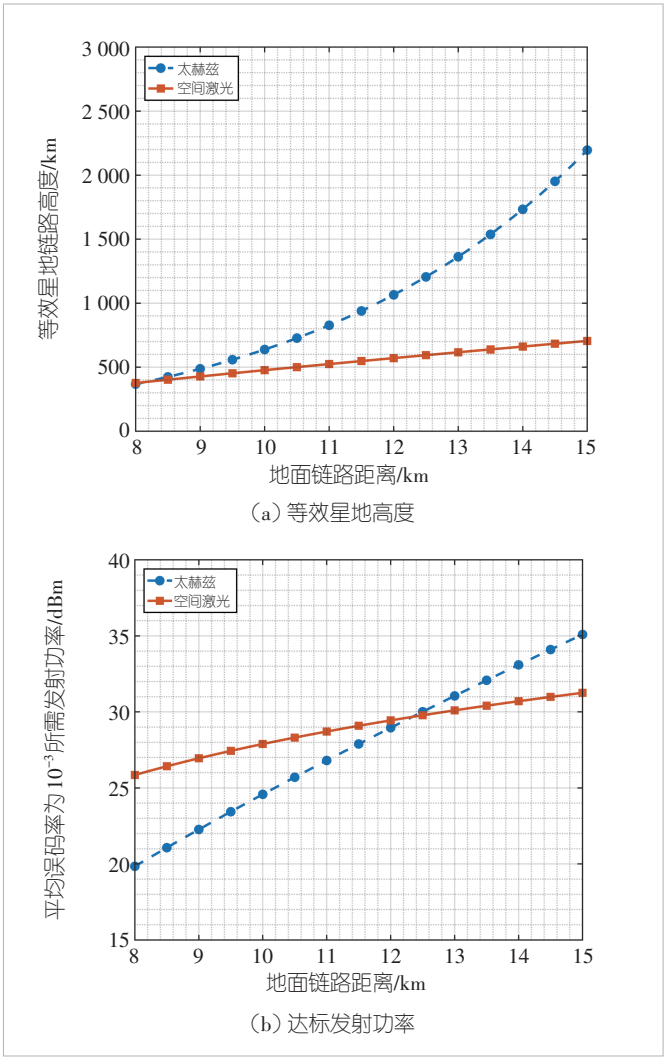


图5　地地—星地等效传输距离映射结果

样增加约5.5 dB，但大气损耗仅增加约0.07 dB。因此，太赫兹达标发射功率随距离增长更快，并在约12.3 km处与空间激光发生交叉。

3 光子太赫兹星地通信的关键工程挑战

光子太赫兹的宽带能力与云雾、湍流鲁棒性为高速星地传输提供了有利条件，其工程应用仍需解决以下问题：

1）光电器件与宽带前端：提升光源、调制器、单行载流子光电二极管（UTC-PD）及太赫兹前端的功率、带宽和转换效率，并结合载波恢复与数字预失真控制相位噪声和非线性[33-34]。

2）长距离链路与功率效率：自由空间损耗和低层大气吸收会压缩链路预算，需协同提升源功率、放大效率、接收灵敏度和天线增益，并满足星载尺寸、散热与功耗约束。

3）频率窗口与环境适应性：水汽、降雨、海拔和湿度会改变可用频率窗口，需结合站址大气条件联合优化工作频率、带宽、调制编码和发射功率。

4）捕获跟踪与在轨验证：高增益窄波束对捕获、指向和跟踪精度要求较高，仍需通过远距离和在轨试验验证终端的链路稳定性与空间环境适应性。

4 结束语

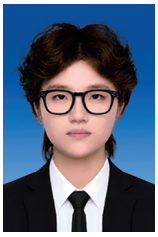
本文面向大容量高可靠星地传输，比较了光子太赫兹与空间激光在云雾、降雨及大气湍流影响下的传输性能，并建立地地—星地等效传输距离映射。结果表明，太赫兹的云雾衰减较低，误码性能随云雾状态的变化较小，对湍流起伏也较不敏感。结合光子调制与拍频技术的宽带信号产生能力，这些传播特性使光子太赫兹有望拓宽云雾环境中的高速传输窗口，降低空间激光星地通信对时间和地域条件的依赖。地地—星地等效距离映射则为利用地面试验辅助星地链路验证提供了参考。光子前端的相位噪声与调制非线性、收发口径及指向能力仍影响系统实现，降雨也是太赫兹应用需要重点应对的天气约束。通过前端性能提升、终端配置优化与气象适应策略的协同发展，光子太赫兹有望成为大容量高可靠星地传输的新途径。

参考文献

[1] Kodheli O, Lagunas E, Maturo N, et al. Satellite communications in the new space era: a survey and future challenges [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2021, 23(1): 70-109. DOI: 10.1109/COMST.2020.3028247
[2] Azari M M, Solanki S, Chatzinotas S, et al. Evolution of non-terrestrial networks from 5G to 6G: a survey [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(4): 2633-2672. DOI: 10.1109/comst.2022.3199901
[3] Chen W B, Sun J F, Hou X, et al. 5.12Gbps optical communication link between LEO satellite and ground station [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS). IEEE, 2017: 260-263. DOI: 10.1109/icsos.2017.8357402
[4] Schieler C M, Riesing K M, Bilyeu B C, et al. On-orbit demonstration of 200-Gbps laser communication downlink from the TBIRD CubeSat [C]//Proceedings of Free-Space Laser Communications XXXV. SPIE, 2023: 1. DOI: 10.1117/12.2651297
[5] Li Y L, Zhang H Q, Huang P, et al. Demonstration of 10 Gbps satellite-to-ground laser communications in engineering [J]. The innovation, 2024, 5(1): 100557. DOI: 10.1016/j.xinn.2023.100557
[6] Osborn J, Townson M J, Farley O J D, et al. Adaptive Optics pre-compensated laser uplink to LEO and GEO [J]. Optics express, 2021, 29(4): 6113-6132. DOI: 10.1364/oe.413013
[7] Gao W J, Han C, Chen Y, et al. Terahertz aerospace communications: enabling technologies and future directions [J]. Science China information sciences, 2025, 68(12): 220302. DOI: 10.1007/s11432-025-4652-0
[8] Alqaraghuli A J, Siles J V, Jornet J M. The road to high data rates in space: terahertz versus optical wireless communication [J]. IEEE aerospace and electronic systems magazine, 2023, 38(6): 4-13. DOI: 10.1109/maes.2023.3243584
[9] Zhu M, Zhang J, Hua B C, et al. Ultra-wideband fiber-THz-fiber

seamless integration communication system toward 6G: architecture, key techniques, and testbed implementation [J]. Science China information sciences, 2023, 66: 113301. DOI: 10.1007/s11432-022-3565-3
[10] Suen J Y. Terabit-per-second satellite links: a path toward ubiquitous terahertz communication [J]. Journal of infrared, millimeter, and terahertz waves, 2016, 37(7): 615-639. DOI: 10.1007/s10762-016-0257-x
[11] Saqlain M, Idrees N M, Cao X X, et al. Feasibility analysis of opto-electronic THz Earth-satellite links in the low- and mid-latitude regions [J]. Applied optics, 2019, 58(25): 6762-6769. DOI: 10.1364/ao.58.006762
[12] Yang Z R, Gao W J, Han C. A universal attenuation model of terahertz wave in space-air-ground channel medium [J]. IEEE open journal of the communications society, 2024, 5: 2333-2342. DOI: 10.1109/ojcoms.2024.3386759
[13] ITU-R P. 618-14 Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems [S]
[14] ITU-R P. 531-16 Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite networks and systems [S]
[15] ITU-R P.835-7 Reference atmospheres [S]
[16] ITU-R P. 676-13 Attenuation by atmospheric gases and related effects [S]
[17] Liao X, Fan L J, Wang Y, et al. Attenuation characterization of terahertz waves in foggy and rainy conditions at 0.1 - 1 THz frequencies [J]. Electronics, 2023, 12(7): 1684. DOI: 10.3390/electronics12071684
[18] Hess M, Koepke P, Schult I. Optical properties of aerosols and clouds: the software package OPAC [J]. Bulletin of the American Meteorological Society, 1998, 79(5): 831-844. DOI: 10.1175/1520-0477(1998)079<0831:OPOAAC>2.0.CO;2
[19] Marshall J S, Palmer W Mc K. The distribution of raindrops with size [J]. Journal of Meteorology, 1948, 5(4): 165-166. DOI: 10.1175/1520-0469(1948)005<0165:TDORWS>2.0.CO;2
[20] ITU-R P. 527-5 Electrical characteristics of the surface of the Earth [S]
[21] Giggenbach D, Knopp M T, Fuchs C. Link budget calculation in optical LEO satellite downlinks with on/off-keying and large signal divergence: a simplified methodology [J]. International journal of satellite communications and networking, 2023, 41(5): 460-476. DOI: 10.1002/sat.1478
[22] Hassan M Z, Song X G, Cheng J L. Subcarrier intensity modulated wireless optical communications with rectangular QAM [J]. Journal of optical communications and networking, 2012, 4(6): 522. DOI: 10.1364/jocn.4.000522
[23] Kim I I, McArthur B, Korevaar E J. Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1550 nm in fog and haze for optical wireless communications [J]. Optical wireless communications III, 2001, 4214: 26-37. DOI: 10.1117/12.417512
[24] Gultepe I, Müller M D, Boybeyi Z. A new visibility parameterization for warm-fog applications in numerical weather prediction models [J]. Journal of applied meteorology and climatology, 2006, 45(11): 1469-1480. DOI: 10.1175/jam2423.1
[25] ITU-R P. 1814-1 Prediction methods required for the design of terrestrial free-space optical links [S]
[26] Bas J, Dowhuszko A A. On the use of NB-IoT over GEO satellite systems with time-packed optical feeder links for over-the-air firmware/software updates of machine-type terminals [J]. Sensors, 2021, 21(12): 3952. DOI: 10.3390/s21123952
[27] Andrews L C. Aperture-averaging factor for optical scintillations of plane and spherical waves in the atmosphere [J]. Journal of the optical society of America A, 1992, 9(4): 597. DOI: 10.1364/josaa.9.000597
[28] Cang L, Zhao H K, Zheng G X. The impact of atmospheric turbulence on terahertz communication [J]. IEEE access, 2019, 7: 88685-88692. DOI: 10.1109/access.2019.2925815
[29] Ata Y, Alouini M S. Performance of integrated ground-air-space FSO links over various turbulent environments [J]. IEEE photonics journal, 2022, 14(6): 1-16. DOI: 10.1109/jphot.2022.3218512
[30] Vetelino F S, Young C, Andrews L, et al. Aperture averaging effects on the probability density of irradiance fluctuations in moderate-to-strong turbulence [J]. Applied optics, 2007, 46(11): 2099. DOI: 10.1364/ao.46.002099
[31] Farid A A, Hranilovic S. Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors [J]. Journal of lightwave technology, 2007, 25(7): 1702-1710. DOI: 10.1109/jlt.2007.899174
[32] Cho K, Yoon D. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations [J]. IEEE transactions on communications, 2002, 50(7): 1074-1080. DOI: 10.1109/tcomm.2002.800818
[33] Napoli A, Mezghanni M M, Calabro S, et al. Digital predistortion techniques for finite extinction ratio IQ Mach - Zehnder modulators [J]. Journal of lightwave technology, 2017, 35(19): 4289-4296. DOI: 10.1109/jlt.2017.2729603
[34] Liu B W, Tanabe T. Quantifying phase noise tolerance for single-CarrierM-QAM terahertz wireless communications with advantages of photonic approaches [J]. Journal of lightwave technology, 2026, 44(6): 2223-2236. DOI: 10.1109/jlt.2026.3652308
[35] ITU-R P.839-4 Rain height model for prediction methods [S]
[36] Biswas A, Lee S. Ground-to-ground optical communications demonstration: TMO Progress Report 42-141 [R]. 2000

作 者 简 介



蒋羽彤，东南大学在读本科生；主要研究方向为太赫兹通信、卫星通信。



张教，紫金山实验室研究员，东南大学博士生导师；主要研究方向为光子毫米波太赫兹通信技术、光电融合通信技术等；主持国家自然科学基金、国家重点研发计划课题/子课题等科研项目10余项；连续多年入选斯坦福大学“全球前2%顶尖科学家榜单”，获上海市自然科学奖一等奖、全国创新争先奖牌（集体）、江苏省高层次人才培养计划等；发表论文230余篇；出版专著1部。



朱敏，东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师，国家高层次人才，紫金山实验室课题组负责人；主要研究方向为光子毫米波与太赫兹通信、光无线通信与网络技术；发表论文200余篇，获授权国家发明专利30余件。

面向星上算力中心的太赫兹通信技术：需求与挑战

Terahertz Communication Technology for Orbital Computing Centers: Requirements and Challenges

宋瑞良/Song Ruiliang，张海鹏 /Zhang Haipeng
（中国电子科技集团公司第五十四研究所，中国 石家庄 050081）
(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605005
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261020.1141.006
网络出版日期：2026-10-20
收稿日期：2026-07-15

摘要：将算力部署于轨道平台的“星上算力中心（ODC）”是重要发展方向。星上算力的价值取决于数据在轨、星间与星地间的高速流动能力——通信而非计算本身，成为太空算力关键使能要素。梳理了星上算力中心的内涵、运行模式与驱动因素，并对比欧美国家与中国的进展，量化其星间/星地高速互联需求。论证了太赫兹（THz）通信具备超大带宽、小型化与准全天候特性，能够弥补微波通信容量不足、激光通信易受天气制约的短板，是空间通信的重要技术路线，并剖析其在空间应用中面临的大气吸收、高功率器件、波束捕获跟踪与标准化四大难题。

关键词：星上算力中心；轨道边缘计算；太赫兹通信；星间链路；星地链路

Abstract: Deploying computing power onto orbital platforms—the “orbital data center (ODC)”—is emerging as an important development direction. Yet the real value of in-orbit compute hinges on the high-speed data transmission across space, inter-satellite and space-to-ground links; communication, rather than computation, is the key enabler of space-based computing. This paper systematically reviews the concept, operation modes and driving forces of the on-orbit computing center, compares its progress in Europe, the United States and China, and quantifies the requirements for ultra-high-speed inter-satellite/space-to-ground interconnects. It then argues that terahertz (THz) communications—with ultra-wide bandwidth, miniaturization and quasi-all-weather penetration—precisely fills the gap left by capacity-limited microwave and weather-sensitive laser links, forming an important technical route of heterogeneous space networks, and dissects four key challenges: atmospheric absorption, high-power devices, beam acquisition/tracking and standardization.

Keywords: orbital computing center; orbital edge computing; terahertz communication; inter-satellite link; space-to-ground link

引用格式：宋瑞良，张海鹏．面向星上算力中心的太赫兹通信技术：需求与挑战 [J]. 中兴通讯技术，2026, 32(5): 29-37. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605005

Citation: Song R L, Zhang H P. Terahertz communication technology for orbital computing centers: requirements and challenges [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 29-37. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605005

过去10余年，移动互联网、云计算与生成式人工智能共同推动全球算力规模持续扩张。国家能源局公开数据显示，2025年中国算力用电量已达约1 700亿度，占全社会用电量的1.6%；预计“十五五”期间，中国算力用电量年均新增超千亿度，到2030年将达8 000亿度，占全社会用电量的6%[1]。美国劳伦斯伯克利国家实验室研究人员的估计显示，到2030年美国算力中心用电量可能占美国总用电量的11.8%，不同预测情景下占比区间为9.5%～15.3%[2]。此外，业界普遍认为，制冷系统是算力中心的第二大耗能环节，占比约为30%～40%，也是算力中心能耗压力最突出的环节[3]。

在此背景下，将算力向天基平台“迁移与拓展”的星上算力中心概念被提出并受到广泛关注，被视为继地面数据中心之后新的竞争维度。与地面相比，天基平台在“电力”与“散热”两大基础约束上具备天然优势。然而，太空算力与地面数据中心存在本质差异：后者依赖PB级内部交换与稳定电力供给；前者虽不受场地与电力约束，但其所需的原始数据、模型与协同结果必须在星间、星地间高速流动，这是决定其能否有效运转的关键因素[4-5]。

为突破传统微波与激光的各自局限，太赫兹（0.1～10 THz，

基金项目：国家重点研发计划项目（2023YFE0206600）

常用0.1～3 THz频段）通信凭借超大瞬时带宽、短波长带来的小型化与高增益，以及对云雾粒子的准全天候穿透能力，成为贯通星间、星地乃至空天地一体化网络的高速互联候选方案[6-7]。

从技术谱系看，太赫兹位于“电子学”与“光子学”的过渡频段。其波长短于微波1～3个数量级，使天线和射频前端可高度集成于厘米乃至毫米尺度，便于与星上计算载荷共封装、共散热[8-9]；同时，它无需像自由空间光通信（FSO）那样进行精密光学对准。因此，在星间链路上，太赫兹既具备Tbit/s级带宽潜力，又具有更宽松的捕获、指向与跟踪容限。具体而言，太赫兹波束宽度通常较激光大1～2个数量级，因而失锁恢复更快、组网更灵活。在0.35、0.41、0.67、0.85、1.03 THz等大气窗口附近，太赫兹对雾、霾、沙尘的穿透能力显著优于激光，这正是其“准全天候”特性的物理成因[10]。

进一步看，频谱与标准层面的进展也为其实用化铺平了道路：WRC-19已为275～450 GHz划定共137 GHz的空-地/空-空业务频段；IEEE 802.15.3d-2017在252～325 GHz频段定义了最高100 Gbit/s的点对点物理层，推动太赫兹从“概念频段”走向标准化部署[11-12]。

1 星上算力的内涵、运行模式与驱动因素

1.1 概念内涵与运行模式

星上算力是指将数据处理、存储、智能分析与决策能力部署于卫星、空间站等天基平台的新兴计算范式。其本质是将传统地面数据中心的核心功能向天基平台迁移与拓展，构建分布式在轨计算节点，并与地面算力深度融合，最终指向“天地一体、算力无界”的全域分布式算力网络。

与单纯的“星上处理”不同，星上算力的内核是“算力作为一种可调度、可协同的基础设施”，强调跨节点的任务编排、模型流动与弹性供给，而非单点设备的局部计算。按算力与数据的空间关系，其运行模式可归纳为3类：天数天算、地数天算、天地协同，如表1所示。

1.2 驱动因素

当地面算力在能源、土地与散热三重约束下逐渐逼近容量上限，近地空间凭借充裕的太阳能、天然真空辐射散热以及可复用运载带来的低成本到达能力，为算力部署提供了新路径。星上算力中心的兴起，实为能源、太空环境、商业航天与AI/6G需求四重因素共同作用的结果。

1） 能源约束：地面算力中心的能耗上限

地面算力扩张正日益受到电力供给的刚性约束。在需求侧，大模型训练与AI推理推动数据中心耗电占比持续攀升，且其增速高于多数行业部门，权威机构已多次上修用电峰值预测；在成本侧，电费约占运营总成本的40%～60%（AI高密度场景可达60%～70%）[13]，电力与制冷合计占建造成本逾50%[14]。更为严峻的是，电力供给正取代建设成本，成为数据中心选址与扩产的首要约束，典型案例包括都柏林暂停新建审批、法兰克福2030年前无新增容量、新加坡仅余7.2 MW可用容量。电力需求的指数级增长与成本长期高位，已使电力由经济性约束演化为地面算力的根本性制约。

2） 空间优势：充裕的能源与受限的散热

轨道平台在能源、散热与覆盖方面具有固有优势。在能源侧，卫星可连续接收日照，单位面积太阳能效率约为地面的5～7倍，供能过程近乎零碳排放。在散热侧，约-270 ℃的深空真空环境使热量以红外辐射形式排散至3 K冷黑背景，无需依赖空调与水冷系统，“散热”由此转为近零能耗的被动辐射。但真空辐射受斯特藩-玻尔兹曼定律与面积约束：在轨散除1 kW热负荷约需1.3～2 m^2辐射器，单颗H100级图形处理器（GPU）（约700 W）即需大于1 m^2专用辐射面[15-16]——瓶颈由“能耗”转为“散热面积”。在覆盖侧，低轨星座可突破地理限制，对海洋、极地等盲区实现近100%全球无缝覆盖。能源、散热与覆盖三重优势，对应解除地面的“电、热、地”三重约束。

3） 商业航天：可复用运载体系降低部署成本

过去，“算力上天”的最大障碍是成本，而可复用运载正大幅降低建设成本：猎鹰9号入轨成本由数万美元/kg降至约2500～2700美元/kg，降幅超70%；其年发射次数由2015年约8次增至2025年约165次，可复用占比由18%升至60%[17-18]。2026年7月10日，长征十号乙火箭实现一子级海上网系回收，达成中国首次一子级可控回收、全球首次运载火箭网系回收，自主“低成本、大运力、高频次”进入能力

表1 星上算力3类运行模式及内涵

运行模式	空间关系与含义
天数天算	感知卫星→算力卫星：感知卫星采集原始数据后直接在算力卫星上完成计算/推理，仅将高价值结果回传地面，大幅减少下行数据量
地数天算	地面→算力卫星：地面将计算任务、训练集或模型上传至在轨算力集群，计算结果回传地面终端，由地面统一调度
天地协同	在轨算力集群与地面算力集群协同，形成“天上有星、地上有站、中间有智算”的3层开放架构，支持模型分发、梯度/特征互联与在轨控制

为大规模星座提供支撑。当发射能力不再受限时，星链以每周约70颗、在轨逾万颗的规模扩张；中国千帆（G60）约1.4万颗、国网约1.3万颗的规划在列。批量整星制造叠加高频发射，使单节点“建造与入轨成本”随规模下降，商业航天由此成为降低成本的主要途径。

4） AI与6G需求：从“传数据”到“流动智能”

需求侧的结构性变化构成根本牵引：AI正将互联网基础单元由“页面与连接”重构为“令牌（Token）与推理”，工作负载也由以训练为主加速转向以推理为主[19]；美国银行全球研究部预计，全球AI数据中心市场规模将由2025年的2 640亿美元增至2030年的1.7万亿美元，年复合增速达45%[20]。当算力需求持续膨胀而地面能源日益逼近上限，“让算力靠近数据、乃至上天”正由设想转变为迫切需求。6G自设计之初即强调天地一体：ITU-R IMT-2030将泛在连接列为六大场景之一，3GPP将非地面网络（NTN）视为6G基线能力；每颗卫星具备在轨算力，通信、计算与感知在星上融合，“在轨智能”正走向在轨业务。

2 全球竞速：星上算力中心的产业化布局

星上算力中心正由概念加速走向工程实践，欧美国家与中国近乎同步展开布局。如表2所示，国际机构与中国相关机构分别围绕星座级算力、星载张量处理器（TPU）编队、空间加速模组、在轨训练与碳中性论证等方向展开布局；公开披露的技术指标已转向以功耗（kW、GW）而非芯片吞吐量表征规模，这本身即表明能源已上升为首要约束。百万颗级星座、亚百米编队与在轨训练等场景，进而对星间/星地高带宽、低时延互联提出刚性需求。中国呈现以国家科研机构为主导、商业航天企业积极参与的发展格局，普遍以“天地一体、边云协同”为设计理念，将星上算力嵌入既有卫星互联网与6G体系。通信能力的同步提升成为项目成败的关键——若星间/星地链路容量滞后于算力扩张，在轨算力将面临“算力充足而数据传输能力不足”的困境。

3 星上算力对高速互联的需求与性能指标

与地面数据中心不同，星上算力中心的约束结构发生了根本性变化：地面设施主要受电力与场地制约，而星上算力

表2 国际代表性星上算力/星座项目布局

项目	国家/地区	核心计划	关键指标/进展	来源
SpaceX Starmind	美国	最多100万颗计算卫星，AI计算容量设计目标达100 GW	轨道数据中心卫星AI1太阳能板具备150 kW峰值功率，日常维持120 kW功率输出；2026年1月向FCC提交申请，同年联合英伟达开发Starmind AI1计算载荷；计划2027年发射，同年年底Gigasat工厂实现量产	[21]
Google Project Suncatcher	美国	650 km太阳同步轨道部署81颗搭载自研张量处理器（TPU）卫星，半径1 km编队、间距<200 m	实验室内已验证1.6 Tbit/s双向星间光链路；该项目于2025年11月公布；2027年初与Planet发射2颗试验卫星	[22]
NVIDIA Space-1	美国	星载加速计算模组，专为尺寸、重量和功耗受限的太空环境设计	Vera Rubin Space-1模组使每图形处理器（GPU）AI算力提升多达25倍；2026年3月英伟达GPU技术大会（GTC）发布	[23]
Starcloud	美国	基于太阳能面板、功率达5 GW的轨道数据中心	Starcloud-1搭载H100在轨运行Gemma、训练NanoGPT；目标能耗成本仅为地面的1/10；2025年11月发射Starcloud-1；完成人类首次太空大语言模型（LLM）训练	[24]
欧盟ASCEND	欧盟	欧洲自主“太空计算云”，探索大型数据中心部署于太空的技术可行性与环境效益	预计同等算力下的能耗比地面低约一个数量级，即能效提升约10倍；该项目于2023年启动，2024年6月发布可行性研究结果	[25]
之江实验室三体计算星座	中国	千星规模太空计算基础设施，“计算上天、星间互联、模型上天”	2025年5月首发12颗卫星，单星算力最高为744 TOPS，星间激光最大100 Gbit/s；计划2027年发射100颗卫星，2032年实现千星规模、总算力达1 000 POPS	[26]
国星宇航星算计划	中国	部署2 800颗算力卫星组网，与超100个地面算力中心互联	02组“天秤-10”单星算力将破10 POPS；2030前实现千星商用；千问Qwen3已在轨运行	[27]
北京太空数据中心	中国	在700～800 km晨昏轨道上，建设运营超过千兆瓦功率的集中式大型数据中心系统	预计2030年建成首座太空数据中心，太空算力有望达40万 POPS	[28]
天算星座	中国	实现“云原生、边云协同”，搭载3层开放平台架构	一期6颗，二期共24颗；截至2026年已累计发射8颗	[29]
中国移动CHINAMOBILE- L1/CHINAMOBILE-M1星座	中国	天地一张算力网，2 520颗低轨卫星星座+144颗中轨卫星星座	2024年发射中国移动01星；2025年开展6G天基云载荷测试；2026年发射中国移动02星	[30]

中心的核心瓶颈在于通信。一方面，地面已实现PB级整机柜交换与光互连，天地链路则受频谱、功率与对流层衰减所限，单星回传通常仅达GB级，二者相差数个数量级；另一方面，模型训练、权重下发与在轨推理均要求数据、参数和结果在星地、星间高速流动。因此，带宽直接决定在轨算力的实际效能——若链路能力滞后于算力扩张，在轨计算资源将因带宽瓶颈而难以得到有效利用。

星上算力的通信需求可归纳为3类，其带宽压力随模型与数据规模呈线性乃至超线性增长。

1）模型训练。前沿模型的训练数据量持续攀升：Llama 7B单次训练需数TB语料，405B级模型已消耗约数十TB原始数据[31]。分布式/跨星训练中，每步均需通过AllReduce进行全网梯度交换。在环式AllReduce下，单星每步收发约2P（P为参数量）梯度，全网每步约$N\times 2P$（N为卫星数），且需持续约10^5步[32]。

2）模型下发与更新。以FP16为例，7B轻量模型约14 GB，70B主力模型约140 GB，1T超大模型约2 TB[31]。模型规模越大，对星地与星间传输的带宽压力越明显。

3）在轨推理。遥感载荷原始数据率极高：高分辨率光学单星约1～3 TB/天，高光谱约1 TB/天，合成孔径雷达（SAR）可达数十TB/天；但受下行带宽限制，通常仅能回传1%～10%。

为直观说明带宽压力的量级，以100颗卫星协同训练7B模型（14 GB）为例，按10^5步计算，全周期梯度同步累计约1.4 PB；若将70B模型（140 GB）下发至1 000颗卫星，单次刷新即需140 TB。这意味着星间链路需长期维持数十至数百Gbit/s，否则训练与更新将因带宽瓶颈而效率低下，通信能力直接定义了星上算力的“有效算力”上限。

近年来，激光星间链路与高频段星地传输逐步成熟，星间/星地速率实现数量级提升，为在轨算力协同提供了关键带宽支撑。主要项目的实测与规划指标如表3所示。

星间高速链路正从“可选”变为标准配置，其价值在于构建不依赖地面站的全球网状网络，从而降低时延，提升自主性与抗毁性。对星上算力而言，星间链路决定了“算力能否协同”——分布式训练、模型同步与梯度互联均依赖星间高带宽；星地下行则决定了“结果能否回传”与“模型能否注入”。

4 太赫兹通信:技术优势与多模态协同

太赫兹（THz）指0.1～10 THz（波长3 mm～30 μm）、介于微波与红外之间的频段。受大气分子（尤其是水蒸气）吸收影响，面向星间/星地通信的可用窗口大多集中于0.1～3 THz的“亚毫米波”区段，以规避3 THz以上急剧增强的吸收带。其底层特性可概括为“大带宽、小型化”——带宽极宽、器件极小——并由此衍生出契合空天场景的链路特征：

• 超大带宽：瞬时可用带宽达数十至数百GHz，较Sub-6G的百MHz、毫米波的数GHz高出2～3个数量级，单载波即具Tbit/s潜力；典型地，在100 GHz带宽、64QAM调制下，单链路可达数百Gbit/s～1 Tbit/s，多载波聚合或相控阵可进一步上探至Tbit/s。

• 短波长：波长较微波小1～3个数量级，相同增益下口径显著缩小，有利于星载载荷小型化、轻量化与阵列化。

• 近直线传播：方向性强、绕射弱，天然适配高指向、低截获概率的星间/星地定向链路。

此外，太赫兹位于“电子学向光子学过渡”频段，可借助SiGe、InP等集成电路实现全电子式收发；相较于自由空间光通信，无需激光谐振腔与亚微弧度级精密对准，在工程复杂度、体积与抗扰动性方面更具优势。

近两年，太赫兹通信已从单点速率验证迈入系统化与外场组网阶段。6G外场试验网实现规模化扩容，单波速率达到Tbit/s量级，端到端时延降至百微秒级。全固态扩频与光子–电子融合架构分别实现19.6 km和2.2 km的实时传输。德国、韩国、日本也在300 GHz与560 GHz完成城市外场百Gbit/s级演示。具体系统指标如表4所示。

尽管太赫兹已取得显著进展，且空间真空规避了其在地面应用中的最大制约因素——大气吸收，使大带宽、高增益优势得以释放；但就星间/星地链路而言，太赫兹仍需面对微波与激光等成熟技术的竞争。如表5所示，三者并非替代关系，而是面向容量、距离、指向与可靠性等维度的协同互补。

表3　典型星上算力/星座项目通信指标

项目	典型通信指标	来源
SpaceX Starmind / Starlink V3	单星下行1 Tbit/s；上行200/160 Gbit/s；星间激光400 Gbit/s	[33]
Google Suncatcher	台架验证单向800 Gbit/s、双向1.6 Tbit/s星间光链路	[22]
Blue Origin TeraWave	低轨Q/V链路144 Gbit/s；中轨光链路点对点6 Tbit/s	[34]
之江实验室三体计算星座	星间激光通信最大100 Gbit/s	[26]

表4 全球代表性太赫兹通信系统与演示试验

系统/演示	国家	时间/年	频段/GHz	关键指标	来源
北京大学/鹏城实验室/上海科技大学光纤－无线融合通信	中国	2026	>250	光纤512 Gbit/s + 无线400 Gbit/s；86路8K实时传输	[35]
复旦大学 简化相干光子太赫兹	中国	2026	322	27 Gbit/s 16QAM DMT @30 m（实时现场可编程门阵列（FPGA））	[36]
电子科技大学 全固态扩频THz系统	中国	2026	101	不扩频10.9 km达1.67 Gbit/s；扩频因子100时19.6 km降至16.7 Mbit/s	[37]
紫金山实验室 335 GHz公里级通信	中国	2026	335	27.84 Gbit/s@2.2 km	[38]
Fraunhofer HHI 城市外场传输	德国	2026	300	221.5 Gbit/s@500 m	[39]
ETRI 光子无线前传	韩国	2026	300	25 Gbit/s@200 m	[40]
德岛大学超420 GHz无线传输	日本	2026	560	112 Gbit/s	[41]

微波链路（Ku/Ka/Q/V）技术最成熟、可靠性最高，已成为当前NTN与再生式载荷的主力[42]。其波束宽、指向捕获简单、抗振动且可全天候工作；星间速率约4 kbit/s～100 Mbit/s，受频谱与功率限制，容量上限明显[43]；星地链路（Ku/Ka宽带、Q/V馈电）虽已成熟，但高频段雨衰严重（Ka约20 dB/km）。因此，微波更适合承担控制面与基础保障链路，而非高容量数据面主力。

激光链路（近红外800～1 600 nm/中红外10.6 μm）波束极窄、带宽极宽、终端轻小且抗截获强，星间骨干速率已达100～400 Gbit/s（Starlink、极光星通），星地速率达到100 Gbit/s[44]。其容量最高，且真空中无传输阻碍，但仍需μrad级指向、捕获与跟踪（PAT），捕获复杂、建链慢、对扰动敏感[45]；星地链路虽绕开微波频谱瓶颈，却受云雨/湍流制约，云遮是可用性首要威胁，须以多站分集与机会式回传弥补[46]。激光适用于大容量骨干，但动态组网与星地可用性是关键约束。

太赫兹链路（空间应用多集中于100～600 GHz，尤以200～300 GHz低吸收窗口为主）带宽可达数百GHz，波束比微波窄、方向性更好，而指向容限又优于激光，恰处二者“中间地带”。星间真空环境恰好规避其在地面应用的最大短板——大气（水汽）吸收，理论单链路潜在速率为10 Gbit/s至数百Gbit/s、远期可达Tbit/s[47]；但当前仍属“硬件受限”体制，太赫兹功率放大器（PA）非线性与相位噪声为核心瓶颈，且微弧度级指向误差即可导致显著衰落（16QAM在指向误差>10 μrad时容量偏差>10%）[48]。星地链路仍受水汽强吸收约束，需采用窗口频段，工程验证尚早。

5 太赫兹通信亟待破解的技术难题

5.1 大气与链路损耗

自由空间路径损耗（FSPL）与频率的平方成正比。以0.3 THz频段为例，1 km传输距离路径损耗约为142 dB；卫星通信场景下损耗进一步升高，可达180～220 dB，需要依靠高增益天线和波束成形技术进行补偿。太赫兹频段处于大气“吸收峰—窗口”交替分布的频谱结构之中：水汽、氧气等大气分子存在多条强共振吸收线[49]，仅在吸收线之间留有若干低衰减窗口，且频率越高，窗口越窄，损耗越大[50]。对星地链路最实用的窗口集中在0.1～0.4 THz（典型为140 GHz、220～240 GHz、340 GHz）[51-52]，更高频典型窗口约0.35～

表5 微波、激光与太赫兹空间链路特性对比

维度	微波（Ku/Ka/Q/V）	激光（FSO）	太赫兹（100～600 GHz）
典型频段/波长	12～50 GHz（厘米级波长）	800～1 600 nm（微米级）	100～600 GHz（亚毫米至数十微米）
带宽/单链路速率潜力	数百MHz～数GHz/载波；星间链路≤100 Mbit/s，难以达到Tbit/s	极宽；星间100 Gbit/s～400 Gbit/s；星地100 Gbit/s	数百GHz；潜在10～100 Gbit/s，远期Tbit/s
天线/终端尺寸	较大（厘米级波长），偏重	小，轻量低功耗	中等偏小，利于小型化
指向要求	宽松，易跟瞄，抗振动	极严（μrad PAT），捕获复杂	较严（μrad），容限优于激光
天气/环境敏感性	雨衰（Ka/Q/V显著），可全天候	星间无碍；星地受云雨/湍流严重	星间真空规避吸收；星地受水汽强吸收
安全性（抗截获能力）	中等（波束较宽）	高（极窄波束天然保密）	高（窄波束+吸收辅助保密）
空间成熟度	最高，现役主流	高，星间骨干已商用，标准化完备	低－中，在轨演示起步，标准化待定
受限体制	功率+频谱受限	几何（PAT）/大气可用性受限	硬件受限（PA非线性、相位噪声）
主要短板	频谱拥挤、容量天花板低、高频段雨衰	PAT复杂、星地大气受限、组网开销大	硬件瓶颈、热控紧张、指向误差敏感

1.03 THz。星间链路处于真空环境，无大气吸收，带宽优势最大；星地链路则受水汽/氧气吸收、雨衰与云衰叠加影响，链路预算受限。针对超低轨星地太赫兹链路的建模表明：140、220、340 GHz的大气吸收分量分别为3.5、9.3、33 dB（集中于近地0～11 km水汽层），140 GHz星地总衰减约为189 dB（含自由空间路径损耗约185 dB）；QPSK下星地可用带宽容量达284 GHz，优于中继与高空基站方案。基于西藏、青海4个高海拔站全年气象数据的验证还表明，高海拔干燥站可将链路衰减的全年波动抑制在较低水平[51]。

针对大气约束，缓解技术路线主要有3条：1）优选并动态切换低衰减窗口，结合高海拔干燥站址（如青藏高原、阿塔卡马）以降低水汽柱；优先选择低衰减窗口，优于单纯提升发射功率[52]；2）以超大天线阵列补偿路径损耗[53]；3）借助高空平台或中继星接力，分段规避低空水汽层。多跳中继会使空间路径损耗逐跳累积，在140 GHz下较星地直连额外高出约146 dB。因此，更稳健的路线仍是“约140 GHz+星地直连+高海拔干燥站”，其中中继宜作为弹性补充而非主用架构[51]。

从吸收强度看，太赫兹大气衰减极为陡峭：标准大气中，水汽吸收在高频段占主导；557 GHz水汽共振线心处的比衰减随湿度线性增长（按P.676–13约1.7 dB•m^{-1}•g^{-1}•m^{3}），中等湿度下线心峰值可达约2×10^{4} dB/km[53]。这意味着，选用低衰减窗口优于提升发射功率。如表6所示，工程上应优先锁定0.1～0.4 THz低衰减窗口，并以动态频率切换规避临近吸收峰。

5.2 高功率发射器件瓶颈

器件功率与效率是太赫兹能否实现星载应用的硬性约束。而航天平台对功耗、体积、重量及热控有着严苛限制，叠加系统集成度短板，进一步加剧该矛盾，成为太赫兹空间应用面临的关键挑战之一，如表7所示。

太赫兹发射功率高度依赖源技术路线：固态电子源（磷化铟基高电子迁移率晶体管（HEMT）、异质结双极晶体管（HBT）、谐振隧穿二极管（RTD）及隧道注入渡越时间二极管（TUNNETT）等）在100～300 GHz可达瓦级，但≥1 THz即骤降至毫瓦级，效率亦急剧下降，其中RTD仅μW至mW级，更宜作本振或阵列化；光子学源（单行载流子光电二极管（UTC–PD）、光混频）虽可覆盖更高频段，却依赖强泵浦激光，系统复杂。目前，硅基IC已在440 GHz实现–3.9 dBm发射，SiGe BiCMOS在1.01 THz实现–10.7 dBm发射，印证了“频率越高、功率越弱”的趋势[9]。功率不足将导致链路余量严重不足，需借助大口径天线补偿，并进一步加剧指向精度与体积方面的约束；效率低下则直接转化为热耗，而星上废热仅能依靠辐射散热[54]。

在现阶段固态源功率受限的情况下，真空电子器件提供了实现更高连续波功率的替代路线：215～220 GHz行波管（TWT）输出功率可达5 W以上，其中215 GHz下连续波输出功率达28.6 W[55]。其虽效率偏低、对星上散热提出挑战，却为空间载荷级太赫兹发射提供了现实选项。因此，“固态小功率+高集成”与“电真空高功率+大体积”两条路线将长期并存，分别适配用户终端与骨干载荷。需要进一步研究的方向包括高效功放与功率合成、低噪高增益接收前端，以及与星上散热协同的热设计。

星上热环境构成关键约束：太空近似真空，废热仅能通过辐射器排散，散热面积与温度梯度均受严格限制。因此，器件效率直接转化为散热负担——效率每降低10个百分点，在同等发射功率下即会带来额外热负荷，需经辐射器排散。这决定了高效率与高功率同等重要，功率合成与热设计必须与链路预算协同优化，而不能仅优化单一指标。这也是星上算力“功率（W）+能效（TOPS/W）”双轴框架在器件层的延续：太赫兹要成为星上算力中心的射频基础，需首先突破功率、效率与集成三重技术约束。

5.3 波束捕获跟踪

太赫兹波束虽比激光宽1～2个数量级、对准精度要求约低百倍，但仍远窄于微波/毫米波，因此在星间/星地高速相对运动下必须依赖捕获、对准与跟踪来维持链路，一旦失锁就会引发链路中断。工程上普遍采用“粗瞄（机械转台）+精瞄（电子相控阵/快速转向镜）”两级闭环：星历预报开环指向→信标/导频捕获→高速功率/角度反馈锁定[56]。

表6　太赫兹大气低衰减窗口

大气窗口频率/THz	对应波长(大约)/μm	典型特点	适用场景提示
0.35	850	低衰减窗口	星地/星间候选(受水汽影响较小)
0.41	730	低衰减窗口	星地/星间候选
0.67	450	低衰减窗口	星地/星间可选
0.85	350	低衰减窗口	星地/星间可选
1.03	290	较高频,窗口更窄、损耗更大	星间/极短距为主

表7　太赫兹空间应用的高功率器件瓶颈

视角	瓶颈	量化证据/代表技术
功率/效率硬约束（固态源）	≥1 THz输出功率跌至mW，效率骤降	InP HEMT/HBT/RTD/TUNNETT：100～300 GHz瓦级，≥1 THz毫瓦级；RTD μW－mW
功率/效率硬约束（集成路线）	电子集成逼近1 THz的功率仍处亚毫瓦	Si IC 440 GHz～3.9 dBm；SiGe BiCMOS 1.01 THz ～10.7 dBm
功率/效率硬约束（光子源）	依赖强激光，系统复杂	UTC-PD/光混频覆盖高频，但体积与功耗并不具备优势
替代路线（真空电子）	连续波（CW）功率高，但效率低、散热难	215～220 GHz TWT ≥5 W（报道达28.6 W@215 GHz）连续波
集成度不足（模组）	功率、体积、质量难兼得	TeraLink 6U：发射功率 25 dBm + 天线增益 45 dBi（EIRP≈70 dBm）→链路速率 100 Mbit/s
热约束（真空辐射）	器件效率直接转化为散热负担	效率每降低10个百分点，在同等发射功率下会带来额外热负荷，需经辐射器排散

EIRP：等效全向辐射功率　HEMT：高电子迁移率晶体管　RTD：共振隧穿二极管　TWT：行波管
HBT：异质结双极晶体管　IC：集成电路　TUNNETT：隧道注入渡越时间二极管　UTC-PD：单行载流子光电二极管

由于波束较激光宽，太赫兹的捕获扫描范围更大、再捕获更快，且可借助电子相控实现宽角度扫描与灵活波束调度，被视为弥补激光不足的关键。实验方面，300 GHz光控相控阵已实现基于接收功率反馈的实时跟踪，静态合成增益达11.5 dB（接近理论极限），可在±40°范围内、最高3.58°/s角运动下稳定跟踪[57]。

指向误差抑制须应对姿态误差、百赫兹微振动与近300℃温差热变形等多类扰动。太赫兹波束较宽，对亚微弧度级精瞄的要求低于激光，可在较宽松容限内借助电子相控降低对精密机械的依赖；但初始捕获仍高度依赖星历精度与扫描策略。跟踪误差影响随频率升高而放大——在0.34 THz时影响有限，1.5 THz以上则显著劣化；星间平台振动达数百μrad时即造成约5%的指向衰减，可借相控阵孔径与波束赋形在容量与稳健性之间折中。即便如此，高阶调制（如16QAM）仍要求指向误差小于10 μrad，否则容量偏差将超过10%[58]，捕获跟踪精度需严格满足该精度下限。

5.4 通信标准缺失

在频谱层面，ITU对太赫兹（275～1 000 GHz）的划分目前仅覆盖地面有源业务：WRC-19在275～450 GHz内识别出137 GHz带宽供固定/陆地移动使用，并以脚注保护卫星地球探测（无源）业务；但面向空-地/空-空的空间有源业务（星间/星地太赫兹链路）尚未获得专门划分，亦未涉及路由、多跳与星间时频同步[59]。在组网协议层面，目前唯一成体系的太赫兹标准是IEEE 802.15.3d-2017：其仅定义252～325 GHz、最高100 Gbit/s的“交换式点对点”物理层（PHY）/媒体接入控制（MAC），面向短距无线个域网（WPAN），缺少路由、多跳与星间同步，无法直接支撑星座级空间组网。

标准碎片化的根源在于：太赫兹空间通信尚无在轨验证，难以形成基于实测的信道模型与协议需求；而既有标准仅定义短距点对点，与地面/星间NTN体系不衔接。近期可行路线是在既有天地一体协议内“以新增物理承载方式接入太赫兹”：复用空间数据系统咨询委员会（CCSDS）/空间数据协会（SDA）统一数据链路层（USLP同栈统一星地/星间，物理层兼容微波与激光），将太赫兹作为继微波、激光后的第3类承载，并对接3GPP NTN（TR 38.821）与6G太赫兹演进，待在轨验证积累后再推动专属组网标准。

6 结束语

星上算力中心已成为重要发展趋势，也是各国竞争的焦点，而高速互联是其关键使能要素。算力的空间部署只是起点，能否实现可靠连通与高速传输，才决定其能否有效运转。

太赫兹通信凭借超大带宽、小型化与准全天候等特性，为空间通信补齐了关键一环，弥补了微波通信容量有限、激光通信受天气影响较大的不足，已成为空间通信的重要技术路线。但太赫兹潜力虽大，却远未成熟——大气穿透、高功率器件、对准与标准化等难题仍有待攻克，从器件到协议、从星地大气传输到在轨验证，挑战依然严峻。

实现太空算力的高效运行，有赖于微波、激光、太赫兹的异构融合，构建完整的星间、星地通信链路。对此，未来研究可重点围绕以下方向开展系统攻关：

- 高效高功率THz固态源与功率合成：突破≥1 THz毫瓦级瓶颈，发展InP/GaN器件与阵列化功率合成；
- 大气窗口动态切换与高空平台（HAP）/中继星接力：以干燥站址、超大天线阵列与高空平台补偿链路损耗；
- 电子相控波束捷变与高可靠PAT：以“粗瞄+精瞄”两级闭环实现星间/星地快速捕获与稳定跟踪；
- 面向星间/星地的THz组网协议与标准：在NTN框架

内嵌太赫兹链路层，逐步推动专属标准；

• 星上智能路由、调度与算力预测：将通信、计算、散热一体化协同设计，使“流动智能”与“高速互联”协同演进。

综上所述，星上算力中心有望重塑未来信息基础设施格局，太赫兹通信是实现星间-星地互联、发挥太空算力效能的关键技术，虽具备巨大应用潜力，但现实挑战同样严峻，从器件、协议到星地传输与在轨验证，均需要产学研协同开展攻关。随着6G NTN标准化推进与在轨验证积累，“天地一体、算力无界”的全域分布式算力网络有望从理论构想逐步迈向工程实践。

参考文献

[1] 国家能源局. 去年全国算力中心总用电量1 700亿千瓦时 [EB/OL]. (2026-05-29) [2026-08-12]. https://www. nea. gov. cn/20260529/18c09743776c4dddb55288ceea38b8b1/c.html

[2] Smith S J, Hubbard A, Newkirk A,, et al. United States data center energy usage report: 2025 update [R/OL].[2026-08-12]. https://doi.org/10.71468/P1RP4F

[3] 新华网. 数据中心建设强化“算电协同” [EB/OL]. (2026-06-08) [2026-08-12]. https://www.news.cn/tech/20260608/05f785a31b4241d2a3abd6454c0fa9b0/c.html

[4] 陈岩, 宋文彬, 张平. 抢占太空算力战略制高点: 全球竞争态势与中国路径 [J]. 中国科学院院刊, 2026, 41(5): 1028-1039. DOI: 10.3724/j.issn.1000-3045.20260205002

[5] van Berkel K. The cost and network limits of space-based AI compute [PP/OL]. arXiv (2026-07-15) [2026-08-12]. https://arxiv.org/abs/2607.14172

[6] Gao W J, Han C, Chen Y, et al. Terahertz aerospace communications: enabling technologies and future directions [J]. Science China information sciences, 2025, 68(12): 220302. DOI: 10.1007/s11432-025-4652-0

[7] Han C, Wang Y Q, Li Y B, et al. Terahertz wireless channels: a holistic survey on measurement, modeling, and analysis [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(3): 1670-1707. DOI: 10.1109/COMST.2022.3182539

[8] Jornet J M, Petrov V, Wang H, et al. The evolution of applications, hardware design, and channel modeling for terahertz (THz) band communications and sensing: ready for 6G [C]//Proceedings of the IEEE. IEEE, 2025: 920-951. DOI: 10.1109/JPROC.2024.3412828

[9] Choi W, University S N, Kenneth K O. Enabling applications of electromagnetic waves at 0.3 – 1.0 THz using silicon electronic integrated circuits [J]. ACS photonics, 2024, 11(4): 1362-1375. DOI: 10.1021/acsphotonics.3c01129

[10] Liu J T, Yang X W, Wei Y, et al. Integrated THz/FSO communications: a review of practical constraints, applications and challenges [J]. Micromachines, 2025, 16(11): 1297. DOI: 10.3390/mi16111297

[11] IEEE 802.15.3d-2017—Amendment 2: 100 Gbit/s wireless switched point-to-point physical layer [S]

[12] ITU. Radio regulations, resolution 246 (WRC-19): frequency ranges above 275 GHz for active services [R]. 2019

[13] 人民网. 中卫云计算产业用电负荷突破30万千瓦 [EB/OL]. (2026-05-27) [2026-08-12]. https://nx. people. com. cn/n2/2026/0527/c192482-41592198.html

[14] DC Deployed. Building data centers: inside the $500B construction gold rush [EB/OL]. (2026-06-12) [2026-08-12]. https://dcdeployed.com/articles/building-data-centers-inside-the-500b-construction-gold-rush/

[15] Data Center Atlas. The heat problem [EB/OL]. [2026-08-12]. https://dcatlas.io/en/frontiers/orbit/the-heat-problem

[16] Satnews. The “physics wall”: orbiting data centers face a massive cooling challenge [EB/OL]. (2026-03-17) [2026-08-12]. http://satnews. com/2026/03/17/the-physics-wall-orbiting-data-centers-face-a-massive-cooling-challenge/

[17] TechTimes. Falcon 9 reusability passes 650 flights: block 5 now flies past its accounting life [EB/OL]. (2026-06-12)[2026-08-12]. https://www. techtimes. com/articles/318286/20260612/falcon-9-reusability-passes-650-flights-block-5-now-flies-past-its-accounting-life.htm

[18] Business. Reusable rockets reshape global space race as launches surge [EB/OL]. (2026-07-11) [2026-08-12]. https://www.turkiyetoday. com/business/reusable-rockets-reshape-global-space-race-as-launches-surge-3223689 s=1

[19] 人民日报. 2025年我国用于人工智能训练和推理的数据总量同比增长42.86% [EB/OL]. (2026-04-29)[2026-08-12]. https://www.gov.cn/lianbo/202604/content_7067308.htm

[20] Bank of America Global Research. The AI data center systems market to reach $1.7 trillion by 2030 (45% CAGR) [R]. 2026

[21] FCC. Space bureau accepts for filing spacex’s application for orbital data centers [EB/OL]. (2026-02-04[2026-10-09]. https://docs.fcc.gov/public/attachments/DA-26-113A1.pdf

[22] Blaise A A, Travis B, Maria B, et al. Towards a future space-based, highly scalable AI infrastructure system design [EB/OL]. arXiv (2026-06-17) [2026-10-09]. https://doi. org/10.48550/arXiv.2511.19468

[23] 英伟达. 太空计算：利用NVIDIA加速计算平台，推动AI应用从地球扩展到太空 [EB/OL]. [2026-10-09]. https://www.nvidia.cn/edge-computing/space-computing/

[24] StarCloud. Star Cloud-1 [EB/OL]. [2026-10-09]. https://www.starcloud.com/starcloud-1

[25] Thales Alenia Space. Thales Alenia Space reveals results of ASCEND feasibility study on space data centers [EB/OL]. (2024-06-27) [2026-10-09]. https://www. thalesaleniaspace. com/en/press-releases/thales-alenia-space-reveals-results-ascend-feasibility-study-space-data-centers-0

[26] 之江实验室. 一箭十二星！太空计算卫星星座成功发射 [EB/OL]. (2025-05-14) [2026-10-09]. https://www. zhejianglab. org/lab/post/3617

[27] 人民日报. “星算计划”发布 [EB/OL]. (2024-12-02) [2026-10-09]. https://paper. people. com. cn/rmrbhwb/pc/content/202412/02/content_30032357.html

[28] 北京市科学技术委员会、中关村科技园管理委员会. 从“为什么”到“怎么做”，解读北京布局太空数据中心四大看点 [EB/OL]. (2025-12-08) [2026-10-09]. https://kw. beijing. gov. cn/ztzl/rdzt/kjrmt/202512/t20251208_4327255.html

[29] 天算星座. 天算星座 [EB/OL]. [2026-10-09]. http://www.tiansuan.org.cn/

[30] 中国经营网. 中国移动规划两星座2 664颗卫星 中低轨搭配组网 [EB/OL]. (2026-01-17) [2026-10-09]. http://www. cb. com. cn/index/show/bzyc/cv/cv135274661646

[31] Grattafiori A, Dubey A, Jauhri A, et al. The llama 3 herd of models [PP/OL]. arXiv (2024-07-31) [2026-08-12]. https://arxiv. org/abs/2407.21783

[32] Liang F, Zhang Z, Lu H F, et al. Communication-efficient large-scale distributed deep learning: a comprehensive survey [EB/OL]. arXiv (2024-09-09)[2026-08-12]. https://arxiv.org/abs/2404.06114

[33] SpaceX. Starlink version 3 satellites [EB/OL]. [2026-10-09]. https://starlink.com/tz/updates/starlink-version-3-satellites

[34] Blue Origin. Terawave: space-based connectivity [EB/OL]. [2026-

10–09]. https://www.blueorigin.com/zh–CN/terawave
[35] Zhang Y H, Shu H W, Guo Y J, et al. Integrated photonics enabling ultra–wideband fibre – wireless communication [J]. Nature, 2026, 651(8105): 348–355. DOI: 10.1038/s41586–026–10172–9
[36] Zhang L, Zhu M, Yu J J, et al. Real–time simplified coherent photon–assisted 322GHz terahertz signals transmission over 30–m wireless using parallel Kramers–Kronig receiver and FPGA operation [C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2026. Optica Publishing Group, 2026: M4H. 5. DOI: 10.1364/ofc.2026.m4h.5
[37] Xu Z C, Liu K, Chen W R, et al. Wireless real–time transmission of 101GHz terahertz signals over 19.6 km: fully solid–state prototype design and experimental validations [J]. npj Wireless technology, 2026, 2: 26. DOI: 10.1038/s44459–026–00025–2
[38] Cai Y C, Zhang L, Zhang J, et al. Surpassing kilometer–scale terahertz wireless communication beyond 300 GHz enabled by hybrid photonic – electronic synergy [J]. Light: science & applications, 2026, 15: 228. DOI: 10.1038/s41377–026–02321–6
[39] Baek I H, Stiewe O, Elschner R, et al. Record 221 Gbit/s dual polarization THz wireless transmission over 500 m using PCS–64QAM at 300 GHz [C]// Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2026. Optica Publishing Group, 2026: Mo2D–2
[40] Sung M, Moon S R, Kim S, et al. Toward practical photonic THz links: field demonstration of beam alignment for real–time wireless fronthaul at 300 GHz [C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2026. Optica Publishing Group, 2026: M4H.4. DOI: 10.1364/ofc.2026.m4h.4
[41] First demonstration of 100 Gbit/s–class wireless transmission beyond 420 GHz: toward ultra–high speed mobile backhaul for 6G [EB/OL]. (2026–05–18) [2026–08–12]. https://www. tokushima–u. ac.jp/english/news/71627.html
[42] Amendola G, Cavallo D, Chaloun T, et al. Satellite microwave communications: the growing role of Ku/Ka–band technologies [J]. IEEE microwave magazine, 2023, 24(5): 38–51
[43] Fan F, Wang B, Zhang R Y, et al. Research on development and standardization of inter–satellite link technology [J]. Journal of astronautics, 2025, 46(12): 2450–2461. DOI: 10.3873/j.issn.1000–1328.2025.12.003
[44] Wang G, Yang F, Song J, et al. Free–space optical inter–satellite links: a survey of architectures, challenges and standardization [PP/OL]. arXiv (2023–10–26) [2026–08–12]. https://arxiv. org/pdf/2310.17505
[45] Hwang J S, Lee J Y, Chun H. Ego–satellite perspective multi–PAT configurations for O–ISL [J]. IEEE Access, 2024, 12: 144412–144419. DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3469889
[46] 赵云, 王汉, 董滨滨, 等. 星地激光通信研究现状与前沿技术 [J]. 空间科学学报, 2025, 45(2): 612–628. DOI: 10.11728/cjss2025.02.2024–0148
[47] Aliaga S, Petrov V, Benincasa A, et al. Sub terahertz LEO satellite communication: vision, opportunities, and challenges toward the first prototype in space [PP/OL]. arXiv (2026–06–13) [2026–08–12]. https://arxiv.org/abs/2606.15410
[48] Zhou K X, Li J G, Zhou Q C, et al. Modeling and analysis of terahertz inter–satellite communication–ranging system under platform vibrations [J]. IEEE transactions on communications, 2026, 74: 4772–4788. DOI: 10.1109/TCOMM.2026.3663153
[49] ITU–R recommendation P. 676 attenuation by atmospheric gases [S]
[50] Jornet J M, Akyildiz I F. Channel modeling and capacity analysis for electromagnetic wireless nanonetworks in the terahertz band [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2011, 10(10): 3211–3221. DOI: 10.1109/TWC.2011.081011.100545
[51] Zhang M X, Chang W Z, Yang J, et al. Terahertz channel performance in ULEO satellite–to–ground communications [J]. Applied optics, 2026, 65(7): 2372. DOI: 10.1364/ao.584243
[52] Tang A, Li R. Terahertz communications empowering satellite internet: technological potential, link performance, and future challenges [J]. Acta optica sinica (online), 2025, 2(20): 2013001. DOI: 10.3788/AOSOL250495
[53] Taleb F, Alfaro–Gomez M, Al–Dabbagh M D, et al. Propagation of THz radiation in air over a broad range of atmospheric temperature and humidity conditions [J]. Scientific reports, 2023, 13: 20782. DOI: 10.1038/s41598–023–47586–8
[54] Dong H F, Akan O B. Fundamental limits of THz inter–satellite ISAC under hardware impairments [PP/OL]. 2025: arXiv: 2509.15902. https://arxiv.org/abs/2509.15902
[55] Zhang L Q, Ma G W, Jiang Y, et al. A wideband 220–GHz traveling wave tube based on slotted piecewise sine waveguide [J]. IEEE electron device letters, 2023, 44(8): 1352–1355. DOI: 10.1109/LED.2023.3285738
[56] Ding Y M, Shi X, Gao S, et al. Analysis of tracking–pointing error and platform vibration effect in inter–satellite terahertz communication system [C]//Proceedings of Chinese Automation Congress (CAC). IEEE, 2017: 430–434. DOI: 10.1109/CAC.2017.8242806
[57] Li B, Che M, Ye S H, et al. Demonstration of optoelectronic THz beam tracking using real–time phase optimization [J]. IEEE photonics technology letters, 2025, 37(19): 1109–1112. DOI: 10.1109/LPT.2025.3584618
[58] Cao D P, Shao M, Zhao T S. Analysis of the impact of spacecraft pointing error on terahertz communication [C]//Proceedings of 2025 IEEE 8th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC). IEEE, 2025. DOI: 10.1109/ITOEC63606.2025.10968382
[59] Kurner T, Hirata A. On the impact of the results of WRC 2019 on THz communications [C]//Proceedings of Third International Workshop on Mobile Terahertz Systems (IWMTS). IEEE, 2020: 1–3. DOI: 10.1109/iwmts49292.2020.9166206

作 者 简 介



宋瑞良，中国电子科技集团公司第五十四研究所北京研发中心主任，正高级工程师；主要研究领域为太赫兹通信、空天地一体化网络；承担国家重点研发计划、国家国防科技工业局（科工局）民用航天等国家及省部级重点项目10余项；获得省部级科技进步奖5项；发表论文50余篇，拥有授权专利30余项，出版论著1部。



张海鹏，中国电子科技集团公司第五十四研究所北京研发中心正高级工程师；主要研究领域为空天地一体化网络；发表论文20余篇，拥有授权专利20余项。

全电子太赫兹星地高速通信关键技术

Key Technologies for All-Electronic Terahertz High-Speed Satellite-to-Ground Communications

邓贤进/Deng Xianjin[1,2]，林长星/Lin Changxing[1,2]，刘娟/Liu Juan[1,2]
（1. 中国工程物理研究院微系统与太赫兹研究中心，中国 成都 610200；
2. 中国工程物理研究院电子工程研究所，中国 绵阳 621999）
(1. Microsystem and Terahertz Research Center, China Academy of Engineering Physics, Chengdu 610200, China;
2. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621999, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605006
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261027.1052.002
网络出版日期：2026-10-27
收稿日期：2026-08-10

摘要：面向低轨卫星高速数据下传需求，针对太赫兹星地通信中大气衰减显著、星载资源受限及波束跟踪精度要求高等问题，结合太赫兹传播特性和现有技术开展系统级分析。通过比较地面验证系统与空间载荷架构，提出“星载端简化、地面端增强”的非对称全电子学架构；综合大气吸收、天线口径、传输容量和器件性能，建议采用220 GHz中心频率。结合青海站气象衰减参考值及前瞻性器件参数，以64APSK调制、码率5/6为代表工况，参考DVB-S2X公开性能参数进行链路预算。在40 Gbaud下，理论有效信息速率约197.5 Gbit/s，估算链路余量约为8.7 dB。进一步讨论了高功率发射、低温高灵敏度接收、分层波束跟踪及高能效基带处理的实现途径，为系统设计与试验验证提供参考。

关键词：全电子太赫兹；星地通信；高速通信；太赫兹收发机

Abstract: To meet the demand for high-speed data downlink from low Earth orbit (LEO) satellites, this paper presents a system-level analysis of all-electronic terahertz satellite-to-ground communications, addressing challenges such as significant atmospheric attenuation, limited onboard resources, and stringent beam tracking requirements. By comparing terrestrial demonstration systems and spaceborne payload architectures, an asymmetric all-electronic architecture featuring a simplified spaceborne terminal and an enhanced ground terminal is introduced. Considering atmospheric absorption, antenna aperture, transmission capacity, and device performance, 220 GHz is recommended as the operating center frequency. Based on atmospheric attenuation estimates for the Qinghai ground station and prospective device parameters, a link budget analysis is conducted using 64APSK modulation with a coding rate of 5/6 as a representative configuration, with reference to published DVB-S2X performance parameters. At a symbol rate of 40 Gbaud, the theoretical effective information rate is approximately 197.5 Gbit/s, with an estimated link margin of 8.7 dB. Key implementation approaches for high-power transmission, high-sensitivity cryogenic reception, hierarchical beam tracking, and energy-efficient baseband processing are further discussed, providing guidance for system design and experimental validation.

Keywords: all-electronic terahertz; satellite-ground communication; high-speed communication; terahertz transceiver

引用格式：邓贤进，林长星，刘娟．全电子太赫兹星地高速通信关键技术 [J]. 中兴通讯技术，2026, 32(5): 38-44. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605006

Citation: Deng X J, Lin C X, Liu J. Key technologies for all-electronic terahertz high-speed satellite-to-ground communications [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 38-44. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605006

随着卫星互联网、高分辨率对地观测、空间科学探测和在轨智能处理的发展，卫星载荷的数据生成速率持续提高。传统微波星地链路受频谱资源和瞬时带宽限制，已逐渐成为海量数据实时回传的瓶颈。激光通信可提供较高的传输容量，但其链路建立对云层、湍流、平台稳定度及高精度瞄准、捕获与跟踪较为敏感。太赫兹频段位于毫米波与光波之间，兼具宽频谱、短波长和高方向性等特点，能够在有限天线口径下获得较高增益，被认为是未来高速星地及星间通信的重要候选频段之一[1-3]。

基金项目：国家重点研发计划项目（2023YFF0722303）

按照太赫兹信号产生与处理的技术途径，太赫兹通信系统主要可分为全电子学、光子学和光电融合3种技术路线。其中，全电子学技术路线主要利用电子器件实现太赫兹信号的产生、变频、放大和接收，不依赖光拍频及光电转换等方式产生太赫兹载波。全电子学技术涵盖固态电子、真空电子及低温超导电子等器件技术。该路线能够延续微波和毫米波通信系统的技术架构，充分发挥固态电子器件集成度高、易于小型化，真空电子器件输出功率高，以及低温超导接收器件噪声低等优势，为远距离、高速率星地通信提供技术支撑[2,4]。

目前，全电子太赫兹技术已从器件研制与短距试验，发展到远距离实时链路验证和空间载荷设计。中国0.14 THz系统实现了21 km、5 Gbit/s实时通信，并完成了27 km海面500 Mbit/s实时通信[5–6]；481.4 GHz高原链路利用天文望远镜和超导体–绝缘体–超导体（SIS）接收机完成了1.2 km高清视频传输[7]。国际上，W–Cube完成了75 GHz在轨传播测量[8]，EIVE开展了71～76 GHz调制数据传输验证[9–10]，TeraLink提出了225 GHz立方星原型技术路线[11–12]。相关研究还涉及高原链路预算、分层大气信道、临近空间中继及空天地通感融合[13–21]，如表1所示。基于上述进展，本文围绕星地通信系统总体设计、太赫兹高功率发射、高灵敏度接收、自动波束跟踪及高能效基带处理等方面，梳理了全电子太赫兹星地高速通信的关键技术与实现路线。

1 太赫兹星地通信总体技术

1.1 全电子学通信系统架构

全电子太赫兹通信系统主要由高速数字基带、中频收发通道、太赫兹射频前端、高增益天线及波束跟踪设备等组成。中国地面通信验证系统主要通过提高发射功率、天线增益和基带处理能力实现远距离高速传输，并利用低温超导接收技术进一步提升接收灵敏度[5,7]；其他国家的空间通信载荷则更注重系统的小型化、低功耗及空间环境适应性[8–12]。两类系统架构各具优势，但受卫星载荷体积、质量和功耗约束，地面高性能收发架构难以直接应用于星载系统。

综合现有地面通信验证系统与空间载荷设计经验，面向低轨卫星高速数据下传需求，本文提出“星载端简化、地面端增强”的非对称全电子学通信架构。星载发射端采用固态电子器件完成太赫兹信号产生与上变频，并通过固态功率放大器与真空电子行波管级联实现高功率输出；地面接收端采用高增益天线，结合低温SIS超导接收机实现高灵敏度接收。同时，系统采用“低频测控与辅助捕获、高频突发数传”的双平面设计：由S/Ka波段链路承担遥测遥控、星历更新和失锁恢复等功能，太赫兹链路则在可见性及气象条件满足时完成高速数据下传，地面站结合轨道预报与闭环精跟踪保障通信稳定。

1.2 频段选择

星地太赫兹通信的频段选择需综合考虑大气传播特性、天线口径、通信带宽及器件实现能力。受大气中氧气和水蒸气分子吸收的影响，太赫兹波在不同频率上的传播衰减存在明显差异。根据ITU–R P.676大气吸收模型[22]，本文计算了标准大气条件下干燥空气与湿空气的气体吸收衰减系数，结果如图1所示。由图1可知，水蒸气吸收显著影响太赫兹频段的衰减特性，但仍存在若干气体吸收相对较弱的传输窗口，可为星地高速通信的频段选择提供依据。

对于星地定向通信系统，频段选择不仅需考虑大气吸收，还应结合天线口径约束进行分析。在相同发射功率和收发天线物理口径条件下，提高频率可增加天线增益，但同时也会受到大气吸收增强的制约[23]。为比较不同频段的综合链路性能，假设发射功率为40 dBm，收发天线口径均为0.2 m，针对50 km空地链路进行计算，结果如图2所示。在上述条件下，200～300 GHz频段表现出较好的接收信噪比性能。其中，在相同天线口径和效率条件下，220 GHz相比140 GHz在理想几何链路条件下具有约3.9 dB的增益优势。

在链路性能比较的基础上，进一步分析不同频段的高速

表1　代表性全电子太赫兹（含高毫米波）星地链路与前期验证成果

年份	频率	距离/场景	实时速率说明	主要技术特征	文献
2017	0.14 THz	21 km地面	5 Gbit/s	瓦级电子发射、常温固态接收	[5]
2021	0.14 THz	27 km海面	500 Mbit/s	远距离海面实时链路	[6]
2021	75 GHz	约535 km低轨	连续波信标	Q/W双频传播测量，非数传	[8]
2023	71～76 GHz	低轨6U立方星	目标6～15 Gbit/s	5 GHz带宽、调制数据在轨验证	[9–10]
2025	481.4 GHz	1.2 km高原	高清视频	15 μW发射、望远镜+SIS接收	[7]
2025—2026	225 GHz	TeraLink拟在轨	多GHz带宽（设计）	紧凑前端、喇叭阵列与RFSoC	[11–12]

RFSoC：射频片上系统　　SIS：超导体–绝缘体–超导体

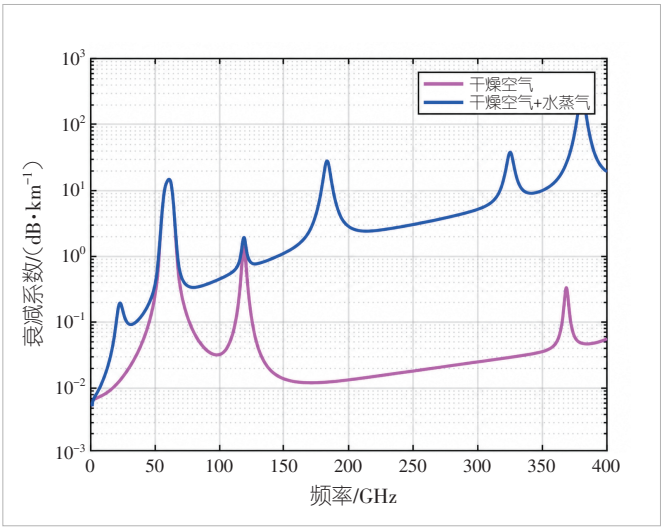


图1　电磁波标准大气吸收曲线

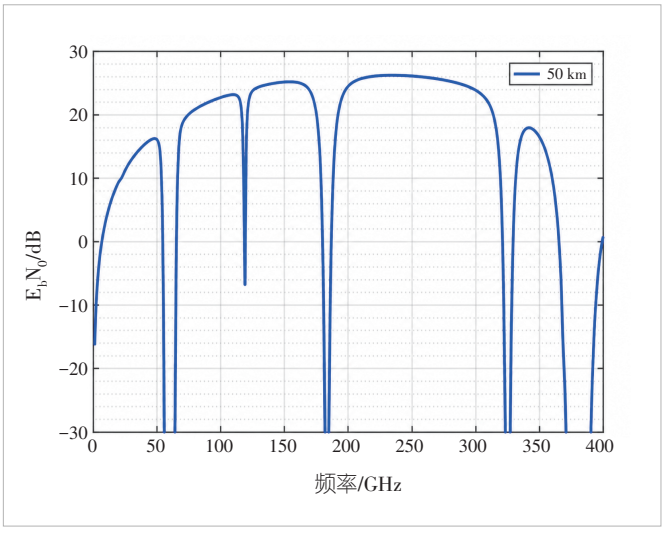
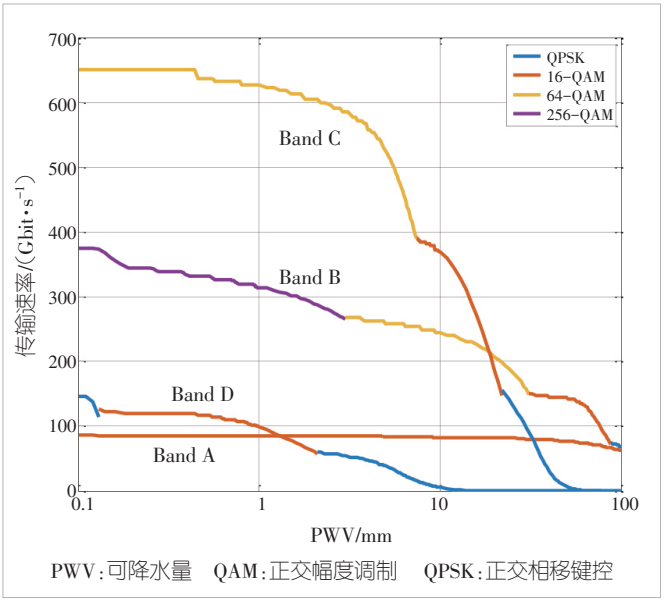


图2　相同发射功率和天线口径下的接收比特信噪比

数据传输能力。根据大气中氧气和水蒸气的主要吸收峰位置，将2～555 GHz频率范围划分为4个频段：A频段（2～66 GHz）、B频段（66～186 GHz）、C频段（186～327 GHz）和D频段（327～555 GHz）。在相同天线口径条件下，本文综合考虑不同频段的发射功率、接收灵敏度及调制方式等因素，分析大气可降水量（PWV）对各频段传输速率的影响，结果如图3所示。由图3可知，在所采用的参数条件下，当PWV低于20 mm时，C频段展现出较大的高速传输潜力，理论传输速率可达200～600 Gbit/s，体现了该频段在大气传播特性与高速数据传输能力方面的综合优势。

综合上述分析，220 GHz位于C频段（186～327 GHz），在有限天线口径条件下可获得较高的天线增益。同时，该频段已具备高功率行波管、固态功率放大器和低温超导接收器



PWV：可降水量　QAM：正交幅度调制　QPSK：正交相移键控

图3　不同PWV下各频带传输速率对比

件等研究基础[7,24–26]。因此，综合考虑大气传播、天线口径、高速传输能力及器件发展水平，本文建议采用220 GHz作为全电子太赫兹星地高速通信系统的中心工作频率，其系统级可行性将在后续链路预算中进一步评估。

1.3 链路可行性及连通率分析

在确定系统架构和推荐中心工作频率后，需进一步评估220 GHz星地高速通信的链路可行性。传统星地通信通常结合轨道几何、大气传播统计和链路预算评估通信可用性[27]，该方法同样适用于太赫兹星地通信的系统级分析。然而，220 GHz频段的大气分子吸收更强，器件性能约束也更显著，需结合相应传播特性和收发机参数进行评估。

对于低轨卫星，通信斜距和仰角随过站时间变化，链路损耗呈现动态变化特征。链路连通率可定义为几何可见期间满足通信门限的有效通信时间占比，并可结合轨道过站统计、气象衰减分析和链路预算进行联合评估。本文重点分析220 GHz频段的大气衰减条件及预期器件参数下的链路预算，为后续动态连通率验证提供设计依据。

以青海德令哈站为例，本文结合风云FY-3A卫星遥感旬数据、FY-3C卫星轨道数据、NASA Aqua与Terra卫星遥感资料，以及ITU-R P.676[22]、P.618[27]和P.840[28]传播模型，估算220 GHz信号的气体吸收、云雾衰减和降雨衰减。表2给出了99.9%、99%、95%和90%概率水平下各项衰减及其叠加结果，对应的叠加衰减分别为40.7 dB、19.6 dB、11.4 dB和9.3 dB。需要说明的是，该结果主要供链路设计参考，部分传播模型在220 GHz频段的适用性及外推误差

表2 青海站地区大气层引起的220 GHz总衰减

概率阈值/%	大气衰减/dB	云雾衰减/dB	降雨衰减/dB	总衰减/dB
99.9	8.9	8	23.8	40.7
99	8.7	4.2	6.7	19.6
95	8.1	1	2.3	11.4
90	7.8	0.2	1.3	9.3

仍需进一步验证。

在上述分析基础上，采用1.1节提出的非对称全电子学架构，对220 GHz星地高速通信进行前瞻性链路预算，结果如表3所示。假设卫星轨道高度为500 km、通信斜距为1 000 km，星载发射功率为46 dBm（40 W），收发天线增益分别为64 dBi和70 dBi；自由空间损耗取199.3 dB，大气衰减参考青海站气象统计结果取20 dB，其他损耗取3 dB，则接收功率约为−42.3 dBm。地面采用低温SIS接收机，简化预算中取单边带等效接收噪声温度为200 K，暂不计入大气辐射及馈线等附加噪声。

表3 220 GHz星地高速通信链路预算表(64APSK 5/6代表工况)

项目	值	单位	说明
工作频率	220	GHz	
传输距离	1 000	km	轨道高度500 km
发射功率	46	dBm	调制信号线性平均输出功率假设
发射天线增益	64	dBi	口径约1 m
自由空间损耗	−199.3	dB	220 GHz,距离1000 km
大气空间损耗	−20	dB	青海站19.6 dB参考值取整
接收天线增益	70	dBi	口径约2.5 m,HPBW约0.0353°
其它损耗	−3	dB	对准等损耗
接收信号功率	−42.3	dBm	按链路功率预算计算
接收噪声温度	200	K	单信号边带等效值,简化假设
编码调制	64APSK 5/6	—	DVB−S2X, LDPC/BCH级联编码[30]
符号率	40	Gbaud	
滚降系数	0.15	—	DVB−S2X支持[30]
信号带宽	46	GHz	40×1.15
物理层空口速率	240	Gbit/s	未扣除编码及成帧开销
有效信息速率	197.5	Gbit/s	标准正常帧、无导频条件
接收符号信噪比	27.3	dB	
标准解调译码门限	16.55	dB	64APSK、5/6,理想AWGN,QEF条件[30]
解调实现损耗	2	dB	预算假设
链路余量	8.72	dB	

APSK:幅度相移键控
AWGN:加性高斯白噪声
BCH:博斯−乔杜里−霍昆格姆码
DVB−S2X:第2代数字视频广播卫星扩展标准
LDPC:低密度奇偶校验码
QEF:准无误码

对比参考数字视频广播卫星通信标准（DVB−S2/S2X）[29−30]，本文选择64APSK、码率5/6的低密度奇偶校验码（LDPC）/博斯−乔杜里−霍昆格姆码（BCH）级联编码作为代表工况，符号率取40 Gbaud，滚降系数取0.15，对应信号带宽约46 GHz，物理层空口毛速率为240 Gbit/s。根据标准正常帧、无导频条件下的频谱效率，获得有效信息速率约为197.5 Gbit/s，接收符号信噪比E_s/N_0约为27.3 dB。在理想加性高斯白噪声（AWGN）条件下，采用DVB−S2X标准给出的准无误码门限16.55 dB[30]，并预留2 dB接收实现损耗，得到理论链路余量约为8.7 dB。采用相同链路参数与计算方法，选择32APSK 9/10和128APSK 3/4模式时，标准条件下有效信息速率分别约为178.1 Gbit/s和206.5 Gbit/s，可在可靠性和传输容量之间进行模式选择。

2 太赫兹高功率发射前端技术

面向220 GHz星地高速通信需求，星载发射前端需兼顾高输出功率、宽带调制及载荷功耗等要求。受现有太赫兹固态功率放大器输出能力限制，单纯采用固态电子技术难以同时满足远距离高速传输需求。因此，本文建议采用固态电子与真空电子器件相结合的全电子学发射架构：由固态器件完成宽带信号产生与驱动，由高功率行波管实现末级放大，从而兼顾固态电子技术的集成化优势与真空电子器件的高功率输出能力。

推荐的发射前端架构如图4所示。考虑到国产高速模数转换器（ADC）/数模转换器（DAC）器件在采样率、模拟带宽及有效位数等方面的限制，采用零中频I/Q正交调制架构，通过I、Q两路并行基带处理降低单通道高速数模转换的实现难度。高速DAC产生的I、Q基带信号经滤波后，由太赫兹正交次谐波混频器上变频至220 GHz，本振信号由低相噪频率源经倍频链产生。上变频信号经固态功率放大及必要的功率合成后，由太赫兹行波管进行末级功率放大，并通过高增益天线发射。该架构的关键技术主要包括宽带低相噪频率源、固态功率放大与合成技术，以及宽带高功率行波管。

在固态功率放大方面，Huang等研制的220 GHz功率放大器饱和输出功率超过了400 mW，在215.4 GHz处达到436 mW，最大有源功率合成效率达到89%[24]。在真空电子功率放大方面，Zhang等研制的220 GHz行波管实测最大输出功率达到31.2 W，3 dB带宽超过23 GHz，功率带宽积大于717.6 W·GHz[25]。上述成果为星载高功率发射提供了器件基础，但与本文链路预算采用的40 W发射功率和46 GHz

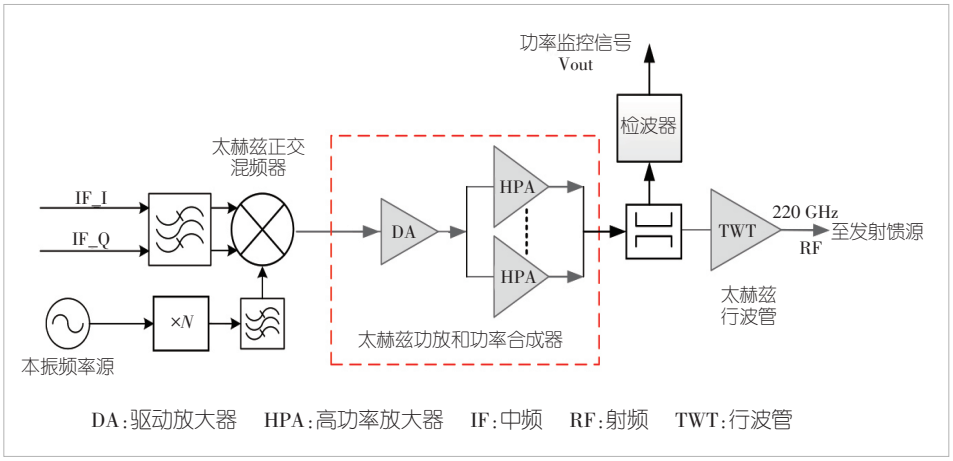


图4　固态驱动与行波管级联的全电子太赫兹发射前端架构

信号带宽相比仍有差距，尚需突破宽带高功率线性放大技术，改善增益平坦度与功率回退能力，并进一步应对星载高压电源、散热、重量及空间环境可靠性等工程约束。

3 太赫兹高灵敏度宽带接收前端技术

面向220 GHz星地高速通信需求，地面接收前端需具备高灵敏度和宽带接收能力。现有全电子太赫兹接收技术主要包括常温固态和低温超导两种技术路线。常温固态接收技术具有集成度高、功耗较低等优势，但接收噪声相对较高。目前，中国288～318 GHz频段固态接收前端的噪声温度为1 055～1 722 K[31]，195～230 GHz频段高集成接收前端的噪声温度为1 009～1 158 K[32]。相比之下，低温超导接收可获得更高的接收灵敏度，更适用于对设备体积和功耗约束相对宽松的地面接收站。

SIS混频器可在低温条件下实现接近量子噪声极限的接收性能。紫金山天文台已研制出工作于200～280 GHz频段、双边带噪声温度低于100 K的SIS接收器件[26]。2025年，Miao等采用工作于481.4 GHz、输出功率为15 μW的电子学发射机，结合60 cm口径卡塞格伦望远镜与接近量子极限的SIS接收机，实现了1.2 km高清视频实时传输[7]，验证了低温超导技术在低发射功率通信中的应用潜力。

综合考虑接收性能与工程实现条件，本文建议地面站采用大口径高增益天线与低温SIS接收机相结合的技术方案。根据现有SIS器件的噪声性能，在双边带增益相等的假设下，简化链路预算中取单边带等效接收噪声温度为200 K。

4 高精度高增益太赫兹自跟踪技术

高增益天线是补偿太赫兹星地链路损耗的重要手段，但天线增益越高，波束宽度越窄，对指向精度的要求也越高。根据表3的链路设计参数，220 GHz地面接收天线增益为70 dBi，半功率波束宽度约为0.035 3°。采用高斯主瓣近似模型时，天线指向损耗可表示为：

$$L_p \approx 12\left(\frac{\theta_e}{\theta_{\mathrm{HPBW}}}\right)^2 \quad (1),$$

其中，θ_e为指向误差，θ_{HPBW}为半功率波束宽度。若将地面天线指向损耗控制在1 dB以内，则要求指向误差不超过约0.010°，体现了太赫兹高增益天线对精密跟踪的要求。

低轨卫星运动速度快，过站期间天线指向角度和角速度均持续变化。图5给出了500 km轨道卫星的角速度和距离变化仿真结果。在所示条件下，地面和星载天线的跟踪角速度不超过1°/s。此外，轨道预报误差、卫星姿态扰动和平台振动等因素也会影响跟踪精度。因此，仅依靠机械转台或轨道预报难以满足窄波束持续对准要求，需结合轨道预报与闭环误差补偿。

针对上述需求，本文建议采用“预报粗跟踪–信标捕获–闭环精跟踪”的分层架构。首先，根据轨道根数和地面站位置预测卫星运动轨迹，并由机械转台完成粗指向；随后，利用Ka波段或太赫兹宽波束信标完成搜索与捕获，并根据接收信号强度及测角结果判断是否进入窄波束捕获范围；最后，采用单脉冲测角、四象限检测或小规模电子扫描生成误差信号，驱动闭环精跟踪。精跟踪阶段，机械转台跟随预测轨迹，

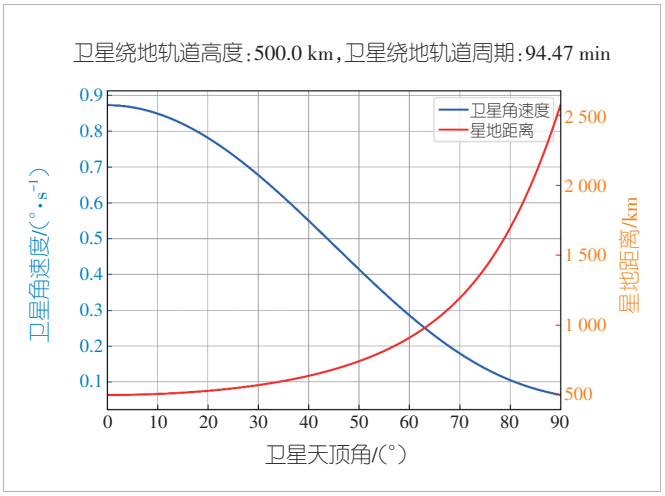


图5　500 km轨道卫星角速度及距离仿真结果

电子扫描或精密伺服补偿残余指向误差。当误差超出跟踪范围或信标失锁时，系统重新进入搜索与捕获阶段。在工程实现中，捕获时间取决于搜索角域、扫描步进及信标驻留时间，闭环带宽则需根据轨道预报残差和平台扰动特性确定。

5 高能效基带通信信号处理技术

面向220 GHz星地高速通信，200 Gbit/s级实时基带处理对数字吞吐能力、数据转换速率及星载功耗提出较高要求。根据表3中64APSK调制、码率5/6的代表工况，在40 Gbaud符号率下，编码后空口原始速率为240 Gbit/s，信号带宽约为46 GHz，标准条件下有效信息速率约为197.5 Gbit/s。LDPC/BCH编译码、调制映射及帧处理均需满足相应的实时吞吐要求。受高速DAC/ADC器件带宽、星载处理平台资源与功耗、抗辐照能力等限制，单片射频片上系统（RFSoC）难以直接完成该量级的实时处理，需探索多芯片协同、分路并行及高能效专用集成电路（ASIC）等实现架构。

大规模并行是提升基带吞吐率的重要手段，但不同信号处理模块对并行化的适应性存在差异。对于调制映射、有限脉冲响应（FIR）滤波等前向处理模块，可通过多路并行降低内部工作时钟频率；而载波同步、定时同步及自适应均衡等反馈处理模块，其性能受环路延迟和参数更新速率制约。过高的并行度可能增加反馈延迟和跨通道同步复杂度，降低动态跟踪性能。因此，高速基带设计不仅需要提升并行处理能力，还应采用低延迟环路结构、前馈与反馈相结合的同步算法以及适合并行实现的参数更新机制，以便在处理吞吐率、跟踪性能与硬件资源之间取得平衡。

中国在高速太赫兹基带处理方面已开展20 Gbit/s级实时通信研究，并在FIR滤波器并行实现、定时同步等算法方面取得进展[33–34]。此外，Benincasa等提出的225 GHz立方星通信载荷采用RFSoC实现集成数字处理[11–12]，为小型化空间载荷设计提供了参考。但面向40 Gbaud单载波通信，现有RFSoC在逻辑资源、数据转换能力及功耗方面仍存在限制。未来需重点突破低延迟高并行同步解调、超大规模实时信号处理、高速ADC/DAC及高能效专用基带芯片等关键技术，以满足200 Gbit/s级星地高速通信需求。

6 结束语

综合太赫兹传播特性、星地通信需求及现有器件技术水平，本文采用220 GHz作为中心工作频率，推荐“星载端简化、地面端增强”的非对称全电子学架构，并将固态驱动与行波管级联发射、大口径天线与低温SIS接收相结合的技术方案作为关键实现途径。结合青海站气象衰减参考值与预期器件参数，选取64APSK调制、码率5/6作为代表工况开展链路预算。结果表明，在40 Gbaud符号率及设定条件下，有效信息速率约为197.5 Gbit/s，链路余量估算约为8.7 dB，具备突破200 Gbit/s高速数据下传的理论潜力。

上述结果依赖于宽带高功率线性发射、低噪声宽带接收及理想编码调制性能等假设。工程实现仍需突破行波管宽带线性放大与非线性补偿、低温宽带接收、高精度波束跟踪、高速LDPC编译码及低环路延迟同步解调等关键技术，并通过地面及在轨试验验证实际通信性能与动态链路连通率，为全电子太赫兹星地高速通信系统设计提供参考。

参考文献

[1] Akyildiz I F, Han C, Hu Z F, et al. Terahertz band communication: an old problem revisited and research directions for the next decade [J]. IEEE transactions on communications, 2022, 70(6): 4250–4285. DOI: 10.1109/tcomm.2022.3171800

[2] 邓贤进, 姚军, 林长星, 等. 6G新频谱: 太赫兹无线通信之“思与行” [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2022, 20(2): 159–165. DOI: 10.11805/TKYDA2021309

[3] Xing Y C, Rappaport T S. Terahertz wireless communications: co-sharing for terrestrial and satellite systems above 100 GHz [J]. IEEE communications letters, 2021, 25(10): 3156–3160. DOI: 10.1109/lcomm.2021.3088270

[4] Makhlouf S, Cojocari O, Hofmann M, et al. Terahertz sources and receivers: from the past to the future [J]. IEEE journal of microwaves, 2023, 3(3): 894–912. DOI: 10.1109/JMW.2023.3282875

[5] 吴秋宇, 林长星, 陆彬, 等. 21km, 5Gbps, 0.14THz无线通信系统设计与试验 [J]. 强激光与粒子束, 2017, 29(6): 1–4. DOI: 10.11884/HPLPB201729.170064

[6] Juan L, Zhou R, Wu Q Y, et al. A 27 km over sea surface, 500Mbps, real time wireless communication system at 0.14 THz [C]//Proceedings of 46th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). IEEE, 2021: 1–2. DOI: 10.1109/irmmw-thz50926.2021.9567641

[7] Miao W, Li J, Deng X J, et al. Achieving 500 GHz communication over 1.2 km using an astronomical telescope with a quantum-limited superconducting receiver [J]. National science review, 2025, 12(8): nwaf222. DOI: 10.1093/nsr/nwaf222

[8] Säily J, Kuhno J, Flavio J, et al. First results from the W-CUBE mission: CubeSat-based characterization of wave propagation of W-band and Q-band signals [C]//Proceedings of the 1st ESA Space Microwave Week. ESA/ESTEC, 2023: 1–6

[9] Manoliu L, Schoch B, Haussmann S, et al. The technology platform of the EIVE CubeSat mission for high throughput downlinks at W-band [J]. Acta astronautica, 2023, 205: 80–93. DOI: 10.1016/j.actaastro.2023.02.039

[10] Kranz M, Eggert M, Koller M, et al. One year satellite operations of the E-band technology demonstration CubeSat EIVE [EB/OL]. [2026-08-12]. https://digitalcommons. usu. edu/smallsat/2024/all2024/52/

[11] Benincasa A, Aliaga S, Diez-Comas A, et al. A radio payload for in-space sub-terahertz communications [EB/OL]. [2026-08-12]. https://unlab. tech/wp-content/uploads/2025/10/A-Radio-Payload-for-In-Space-Sub-Terahertz-Communications.pdf

[12] Aliaga S, Petrov V, Benincasa A, et al. Sub terahertz LEO satellite communication: vision, opportunities, and challenges toward the first prototype in space [PP/OL]. arXiv(2026-06-13)

[2026-08-12]. https://arxiv.org/abs/2606.15410
[13] Zhen R C, Han C. Link budget analysis for massive-antenna-array-enabled terahertz satellite communications [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University (science), 2018, 23(1): 20-27. DOI: 10.1007/s12204-018-1904-2
[14] Yang Z R, Gao W J, Han C. A universal attenuation model of terahertz wave in space-air-ground channel medium [J]. IEEE open journal of the communications society, 2024, 5: 2333-2342. DOI: 10.1109/OJCOMS.2024.3386759
[15] Gao W J, Han C, Chen Y, et al. Terahertz aerospace communications: enabling technologies and future directions [J]. Science China information sciences, 2025, 68(12): 220302. DOI: 10.1007/s11432-025-4652-0
[16] Suen J Y, Fang M T, Denny S P, et al. Modeling of terabit geostationary terahertz satellite links from globally dry locations [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2015, 5(2): 299-313. DOI: 10.1109/TTHZ.2015.2399694
[17] Balal Y, Pinhasi Y. Atmospheric effects on millimeter and sub-millimeter (THz) satellite communication paths [J]. Journal of infrared, millimeter, and terahertz waves, 2019, 40(2): 219-230. DOI: 10.1007/s10762-018-0554-7
[18] Kokkoniemi J, Jornet J M, Petrov V, et al. Channel modeling and performance analysis of airplane-satellite terahertz band communications [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2021, 70(3): 2047-2061. DOI: 10.1109/TVT.2021.3058581
[19] Civas M, Akan O B. Terahertz wireless communications in space [J]. ITU journal on future and evolving technologies, 2021, 2(7): 31-38. DOI: 10.52953/ecrl1540
[20] Mao T Q, Zhang L Y, Xiao Z Y, et al. Terahertz-band near-space communications: from a physical-layer perspective [J]. IEEE communications magazine, 2024, 62(2): 110-116. DOI: 10.1109/MCOM.004.2200429
[21] Han C, Gao W J, Yang C, et al. Joint communication and radar sensing for terahertz space-air-ground integrated networks (SAGIN) [J]. IEEE wireless communications, 2026, 33(3): 204-211. DOI: 10.1109/MWC.2025.3618244
[22] ITU-R P.676-13 Attenuation by atmospheric gases and related effects [S]
[23] Kumar R, Arnon S. SNR optimization for LEO satellite at sub-THz frequencies [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2022, 70(6): 4449-4458. DOI: 10.1109/TAP.2022.3140217
[24] Huang K, Zhang X J, Li R X, et al. Metal 3-D stacking-enabled WR4.3-band power amplifier featuring high-power-density TM01-mode radial power combiner [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2025, 35(7): 1033-1036. DOI: 10.1109/LMWT.2025.3557265
[25] Zhang L Q, Song R, Lei W Q, et al. Demonstration of a 220-GHz wideband high power low reflection folded waveguide traveling-wave tube [J]. IEEE transactions on electron devices, 2024, 71(9): 5679-5685. DOI: 10.1109/TED.2024.3427615
[26] Liu B L, Liu D, Yao M, et al. Noise performance of a 200 - 280 GHz mixer with Nb-AlN-NbN superconducting tunnel junctions [C]//Proceedings of Infrared, Millimeter-Wave, and Terahertz Technologies IX. SPIE, 2022: 6. DOI: 10.1117/12.2642052
[27] ITU-R P. 618-14 Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunication systems [S]
[28] ITU-R P.840-9 Attenuation due to clouds and fog [S]
[29] ETSI EN 302 307-1 V1.4.1 Digital Video Broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications; part 1: DVB-S2 [S]
[30] ETSI EN 302 307-2 V1.2.1 Digital Video Broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications; part 2: DVB-S2 extensions (DVB-S2X) [S]
[31] 丁江乔, 梁启尧, 蒋均, 等. 基于肖特基二极管的310 GHz紧凑型接收机前端 [J]. 强激光与粒子束, 2024, 36(8): 083002. DOI: 10.11884/HPLPB202436.240119
[32] Huang K, Zhang L, Li R X, et al. A compact hybrid G-band heterodyne receiver integrated with millimeter microwave integrated circuits and Schottky diode-based circuits [J]. Electronics, 2023, 12(13): 2806. DOI: 10.3390/electronics12132806
[33] 王颖, 刘娟, 郝鑫, 等. 用于太赫兹高速通信的FIR滤波器64并行实现算法 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2020, 18(4): 560-564. DOI: 10.11805/TKYDA2018327
[34] Hao X, Lin C X, Wu Q Y. A parallel timing synchronization structure in real-time high transmission capacity wireless communication systems [J]. Electronics, 2020, 9(4): 652. DOI: 10.3390/electronics9040652

作 者 简 介



邓贤进，中国工程物理研究院电子工程研究所研究员、博士生导师，国务院政府特殊津贴获得者，现任中国工程物理研究院微系统与太赫兹研究中心太赫兹技术首席专家、研究室主任；主要研究方向为太赫兹科学技术、微波电路与系统、太赫兹通信系统等；先后主持和参与多项国家级重点项目，作为项目首席专家牵头了0.14 THz超高速无线通信系统实验研究、太赫兹固态源技术等重点项目；获得省部级科技进步奖一等奖、二等奖、三等奖共12项；发表论文50余篇，获授权国家发明专利20余项，出版专著1部。



林长星，中国工程物理研究院电子工程研究所研究员、博士生导师，现任中国工程物理研究院微太中心太赫兹通信与雷达技术研究室副主任，微太中心太赫兹通信方向负责人，中物院首批青年科技领军后备人才、第二届青年科研新秀；主要研究方向为太赫兹通信系统设计与验证、太赫兹信道建模、高速调制解调与编译码等高速通信信号处理算法设计及实现；主持和参与国家级课题10余项，带领团队完成国际最远距离30 km的系列太赫兹无线通信演示系统及国际首次太赫兹机载通信演示；获军队及省部级科技进步奖一等奖1项、二等奖2项、三等奖1项，院所科技创新奖2项；发表论文40余篇，获授权国家发明专利11项，出版专著1部。



刘娟，中国工程物理研究院电子工程研究所副研究员；主要研究方向为毫米波/太赫兹通信系统设计与验证、高速调制解调信号处理算法设计及实现，通感一体化系统及高速信号处理研究等；完成0.14 THz国际最远距离（海面30 km）太赫兹无线通信演示系统；获国家级创新应用奖1项、院所科技创新奖1项。

基于130 nm SiGe BiCMOS工艺的相控阵H波段滑动中频收发机芯片组

An H-band Sliding-IF Transmitter and Receiver Chipset for Phased Array in 130 nm SiGe BiCMOS

傅守青/Fu Shouqing，廖权钦/Liao Quanqin，
陈文华/Chen Wenhua

（清华大学，中国 北京 100084）
(Tsinghua University, Beijing 100084, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605007
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.tn.20261103.1554.002
网络出版日期：2026-10-28
收稿日期：2026-07-25

摘要：提出了一种面向太赫兹相控阵应用的高性能H波段发射机和接收机芯片组，该芯片组采用了滑动中频移相架构。所用收发机由一个以功率放大器（PA）为末级的发射机和一个以低噪声放大器（LNA）为首级的接收机组成。该芯片组基于130 nm SiGe BiCMOS工艺流片实现。测试结果表明，发射机在246～282 GHz频率范围内表现出优异的宽带性能，其峰值变频增益（CG）为24.9 dB，输出功率为8.5 dBm。接收机实现了15.5 dB的峰值变频增益，最大输入1dB压缩点为−22.5 dBm，在248~258 GHz范围内的仿真最小噪声系数（NF）为14.2 dB。该收发机还具备6位移相能力，其均方根（RMS）增益误差为0.16 dB，RMS相位误差为1.2°。所提架构和电路技术为硅基太赫兹相控阵系统提供了一种很有前景的解决方案。

关键词：太赫兹；收发机；滑动中频；PA-Last发射机；LNA-First接收机

Abstract: This paper presents a high-performance H-band transmitter and receiver chipset that employs a sliding intermediate-frequency phase-shifting architecture for terahertz phased-array applications. This transceiver consists of a power amplifier (PA)-last transmitter and a low noise amplifier (LNA)-first receiver. Fabricated in a 130 nm SiGe BiCMOS technology, the transmitter demonstrates broadband performance from 246 GHz to 282 GHz with a peak conversion gain (CG) of 24.9 dB and an output power of 8.5 dBm. The receiver achieves a peak CG of 15.5 dB, a maximum input 1 dB compression point (IP1dB) of −22.5 dBm, and a simulated minimum noise figure (NF) of 14.2 dB over 248-258 GHz. The transceiver also provides 6-bit phase-shifting capability with 0.16 dB RMS gain error and 1.2° RMS phase error. The proposed architecture and circuit techniques offer a promising solution for silicon-based THz phased-array systems.

Keywords: terahertz; transceiver; sliding intermediate-frequency; PA-last transmitter; LNA-first receiver

引用格式：傅守青, 廖权钦, 陈文华. 基于130 nm SiGe BiCMOS工艺的相控阵H波段滑动中频收发机芯片组 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 45-52. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605007
Citation: Fu S Q, Liao Q Q, Chen W H. An H-band sliding-IF transmitter and receiver chipset for phased array in 130 nm SiGe BiCMOS [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 45-52. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605007

太赫兹频段在通信、智能传感和雷达等应用中展现出重要潜力。随着5G基础设施的大规模部署，面向通信的太赫兹技术已成为学术界与工业界的新兴研究前沿。其代表性应用包括D波段（110～170 GHz）无线回传[1-2]、集成传感与通信、H波段（220～320 GHz）超高速短距离通信[3]，以及更高频率的星地无线链路。IEEE 802.15.3d标准于2017年发布，面向工作在252～322 GHz免许可频段的无线电系统[4]。当前，太赫兹电路与系统的研发正受到越来越广泛的关注。

太赫兹集成电路的制造技术对系统级性能、成本和集成密度有着关键影响。在亚太赫兹频段集成电路设计中广泛应用的先进半导体工艺包括互补金属氧化物半导体（CMOS）、

基金项目：国家自然科学基金项目（62434004）

SiGe BiCMOS及III–V族化合物半导体工艺[1–3,5]。衡量特定工艺能力的关键指标是截止频率（f_T）和最大振荡频率（f_{max}）。在先进的130 nm SiGe BiCMOS工艺中，SiGe异质结双极晶体管（HBT）展现出可与III–V族化合物半导体相媲美的频率特性，实现了f_T/f_{max} = 470/650 GHz[6]。随着SiGe HBT特征尺寸持续缩小，其频率性能有望进一步提升[7]。因此，硅基工艺预计将在太赫兹电路设计中日益受到青睐，并有助于实现低成本、高集成度、多功能的太赫兹无线系统。

在硅基工艺中，当晶体管工作于f_{max}附近时，有限的功率增益、显著的寄生效应以及工艺设计套件（PDK）的模型误差等问题会愈发突出[8]。为提升太赫兹系统性能，学界已研究多种收发机（TRx）架构。按末级器件类型，硅基太赫兹发射机架构可分为3类：末级采用倍频器[9–12]、末级采用混频器[13–16]以及末级采用功率放大器（PA）[17–23]。其中，以PA作为末级的方案通常被认为最具实用性：PA能够提供可观的输出功率与链路增益，从而增加传输距离并支持复杂高阶调制[17–19,21,23]。类似地，在接收机设计中，与混频器前置拓扑[24]相比，低噪声放大器（LNA）前置架构[13]通常具有更低的噪声系数、更高的增益与线性度。然而，当工作频率逼近f_T/f_{max}时，PA与LNA难以同时兼顾充足的输出功率、增益和低噪声系数。与此同时，混频器等其他功能模块的性能退化会进一步限制系统整体效率，削弱PA后置、LNA前置架构本身的优势。由此可见，仅依靠选择前置或末级器件类型并不充分，对整条信号链路进行电路功能的优化分配，才是实现高性能硅基太赫兹前端的关键。

为应对上述挑战，本研究提出了一种面向高性能太赫兹收发机的H波段滑动中频移相架构。该架构通过有效降低混频器、移相器和本振链等关键组件的工作频率，同时保持高集成度，从而缓解电路级限制并提升整体系统性能。基于这一架构概念，结合多项电路级先进技术，在130 nm SiGe BiCMOS工艺平台上成功实现了H波段单通道太赫兹发射机和接收机；所实现的收发机具有高转换增益（CG）、高输出功率、优异线性度、宽带宽和移相能力。

1 H波段收发机架构

为实现高性能H波段硅基太赫兹发射机和接收机，不仅需要提升单个器件的性能，还必须对整体系统架构进行全面研究。本研究旨在利用PA末级（PA–last）发射机与LNA前置（LNA–first）接收机架构的优势，并进一步提升其整体性能。本节通过比较硅基太赫兹收发机的多种频率转换与移相架构，分析收发机链路中组件布局的影响。

1.1 变频系统架构对比

太赫兹发射机本质上将低频信号上变频至太赫兹频率，接收机则执行相反的下变频过程。在此类系统中，各组件的工作频率与电路性能均与频率转换方案密切相关。因此，在太赫兹收发机设计中，选择合适的频率转换架构至关重要。常用的收发机架构包括直接上/下变频、超外差以及滑动中频方案。

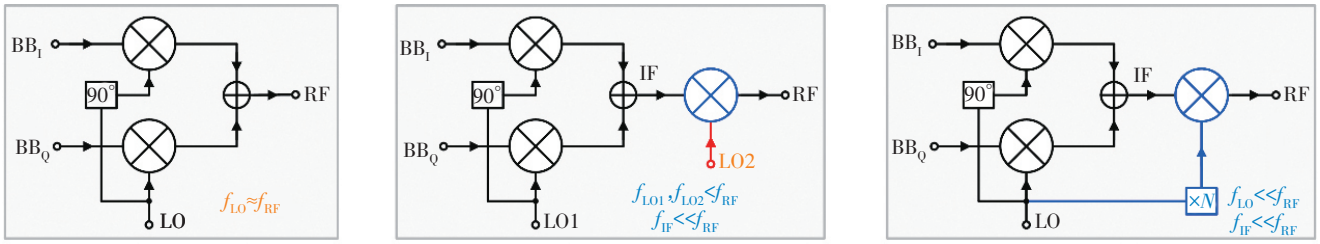
如图1（a）所示，直接上/下变频架构采用正交混频器抑制镜像信号，从而实现高镜像抑制。由于仅使用一个本振，系统结构紧凑，且高本振频率可实现宽调制带宽。然而，在硅基太赫兹收发机中，直接变频要求本振频率（f_{LO}）接近射频频率（f_{RF}）。这会逼近工艺极限，使混频器和本振链路的转换增益与输出功率下降，并加重PA和LNA的设计负担。此外，在200 GHz以上，本振链路中倍频器的功耗可与PA相当甚至更高。尽管谐波混频器可降低对本振频率的要求，但其转换增益会相应下降。同时，晶体管非线性模型在f_T/f_{max}附近的精度不足，进一步影响仿真与测试的一致性。

如图1（b）所示，在直接变频架构中增加一级频率转换，即构成超外差架构。此时，射频频率满足$f_{RF} = f_{LO1} + f_{LO2}$。通过合理选择$f_{LO1}$与$f_{LO2}$，可使除PA和LNA外的所有组件均工作在适中频率，同时实现较高的射频频率。这有助于提升模型精度与器件性能，并缓解电路模块之间的性能折中问题。此外，当选择较高的f_{LO1}以产生大中频时，两个本振与中频在频率上能够良好分离。因此，即使不采用正交混频，也能实现优异的本振抑制与镜像抑制。然而，该架构需要两个独立的本振源，会增加电路设计复杂度并降低系统集成度。

在超外差架构基础上，将第一级本振源倍频以生成第二级本振源，即可构成滑动中频（sliding–IF）架构，如图1（c）所示。设倍频因子为N，则射频频率为$f_{RF}=(N+1)\times f_{LO}$。为调谐$f_{RF}$，本振频率$f_{LO}$需相应变化，从而形成“滑动”的中频。通过合理选择$f_{LO1}$与$N$，该架构可在实现较高射频频率的同时，获得优异的镜像抑制与本振抑制，并使器件工作在较低频率。滑动中频架构继承了超外差架构的优点，且仅需单个本振源，因而提高了系统集成度。总体而言，该架构在本振源数量、本振与射频频率比、器件工作频率、镜像抑制与本振抑制之间实现了最佳折中，是高性能H波段硅基太赫兹收发机最具前景的选择。

1.2 移相架构对比

通过波束控制，相控阵可实现更高的等效全向辐射功率（EIRP）与更强的空间滤波能力。因此，需将移相器集成到



（a）直接变频架构　（b）超外差架构　（c）滑动中频架构

BB_I：I路基带信号　BB_Q：Q路基带信号　IF：中频信号　LO：本振信号　RF：射频信号

图1　3种硅基太赫兹收发机架构

太赫兹收发机的信号路径中，其性能直接决定波束赋形精度。根据移相器插入位置的不同，太赫兹收发机可分为射频移相、本振移相和中频移相架构。

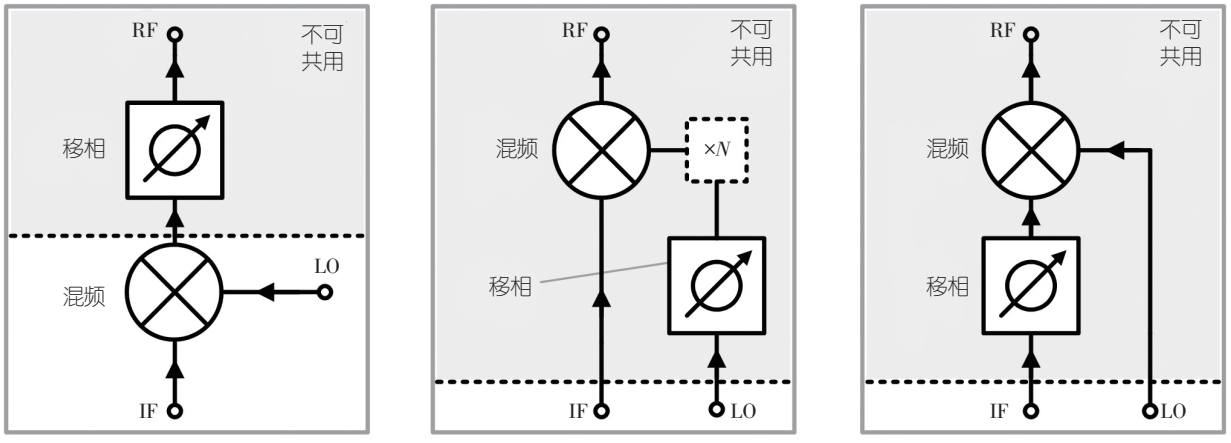
如图2（a）所示，在射频移相架构中，移相器直接工作于射频频率，可使所有阵列通道共享同一混频器与本振链路，并使系统集成度最大化。然而，由于射频频率接近f_T/f_{max}，基于开关、矢量调制器或反射结构的移相器在增益、线性度和相位精度方面均会出现严重退化。

如图2（b）所示，本振移相架构通过在本振信号上实施相位控制，可减轻射频路径中增益变化的影响。然而，每个通道均需独立的混频器，导致系统级集成度下降。本振移相又可进一步分为高本振与低本振两种配置。在高本振配置中，移相器位于本振链路末端，工作于较高的本振频率，可能造成混频器本振驱动不足，需额外增加驱动放大器，从而增大功耗并降低集成度。在低本振配置中，移相器置于倍频器之前，性能更优；但倍频过程中的相位变化会降低相位精度，对移相器本身的性能提出更高要求。

将相位控制转移至中频域，即得到图2（c）所示的中频移相架构。由于工作频率明显降低，中频移相器可实现优异性能，并放宽对前级与后级模块的要求。然而，与本振移相类似，混频器无法在通道间共享，导致集成度略有降低。与低本振方案相比，中频移相可避免频率倍增引起的相位精度退化，同时允许所有通道共享同一本振链路，从而获得更好的相位精度与紧凑性。总体而言，中频移相架构在性能与集成度之间取得了更好的折中，因而在太赫兹系统中更受青睐。

2 所提出收发机系统架构及关键组成模块

根据上述分析，本文提出了一种面向高性能硅基太赫兹收发机的滑动中频移相架构。该架构将滑动中频与中频移相



（a）射频移相架构　（b）本振移相架构　（c）中频移相架构

IF：中频信号　LO：本振信号　RF：射频信号

图2　不同硅基太赫兹收发机移相架构对比

相结合，并采用PA-last设计，具有以下关键优势：

首先，带有倍频器的本振链路明显降低了所需的外部f_{LO}。通过选择适当的倍频因子M和N，中频（f_{IF}）、第二本振频率（f_{LO2}）与射频频率（f_{RF}）满足以下关系：

$$f_{RF} = M(N+1)f_{LO} \quad (1)。$$

首先，该架构减轻了多通道阵列中的本振分配损耗，并增强了系统的可扩展性。其次，两级频率转换降低了本振链路与混频器等关键前端模块的工作频率，从而保证其性能。第三，正交混频器本身即可抑制镜像分量；该架构允许采用非正交的第二混频器，从而降低本振输入功率与功耗，同时借助匹配网络的滤波功能保持优异的镜像抑制与本振抑制能力。最后，由于中频频率远低于射频频率，在中频域进行相位控制可在相位精度、链路增益与系统集成度之间实现最佳折中。

图3（a）与图3（b）分别给出了发射机和接收机芯片的系统框图。可以看出，该芯片主要由两级本振链路、两级上/下变频混频器、移相器、功率放大器及低噪声放大器组成。为了提升整体带宽，系统射频频率范围设为240～300 GHz。两级本振链路分别采用第一级四倍频器和第二级二倍频器，倍频因子为M=4、N=2。据此，输入本振频率f_{LO}为20～25 GHz，第一中频频率f_{IF}为80～100 GHz，第二本振频率f_{LO2}为160～200 GHz。

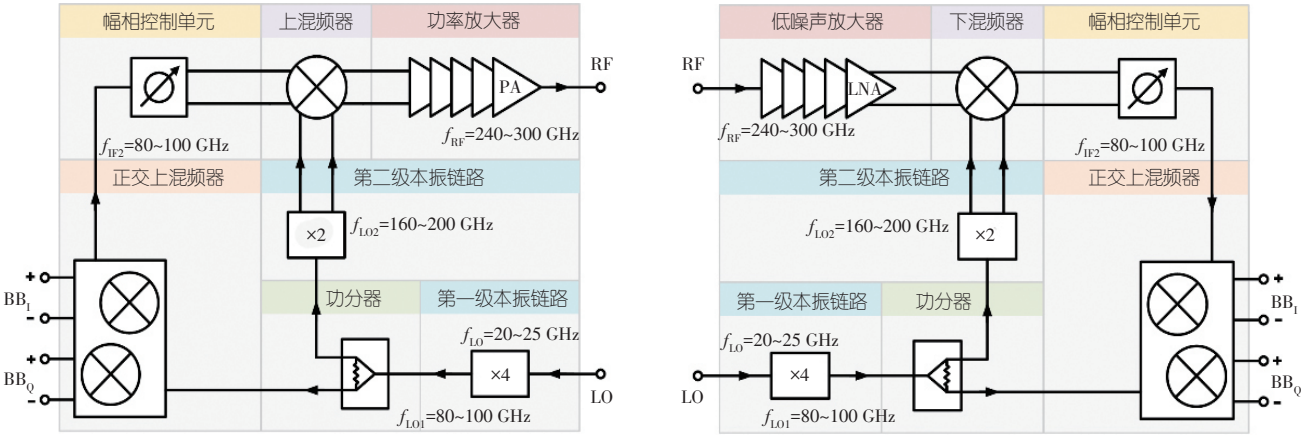
为最大化发射机传输距离并提升接收机线性度，发射机末级H波段的PA采用基于耦合三导体巴伦的宽带功率合成器。接收机第一级H波段LNA采用五级差分架构，并引入增益增强共源共栅有源巴伦结构，以提升紧凑性、增益和线性度。图4（a）展示了发射机芯片的仿真CG与饱和输出功率（P_{sat}）。在240～300 GHz范围内，该芯片实现了23.0～26.5 dB的CG和11.3～12.8 dBm的P_{sat}。图4（b）给出了270 GHz处的输出1 dB压缩点（OP_{1dB}）。图4（c）和图4（d）展示了接收机芯片的仿真CG结果以及282 GHz处的功率扫描结果。该接收机在264～296 GHz范围内达到21.3 dB的峰值CG；在带宽内，输入1 dB压缩点（IP_{1dB}）为−29 dBm。

3 测试结果

本文利用所提出的系统架构和器件技术，基于130 nm SiGe BiCMOS工艺，设计并实现了H波段高性能硅基太赫兹发射机芯片和接收机芯片。发射机和接收机芯片的面积分别为1.12×1.45 mm²和1.12×1.51 mm²。

3.1 转换增益及输出功率测试

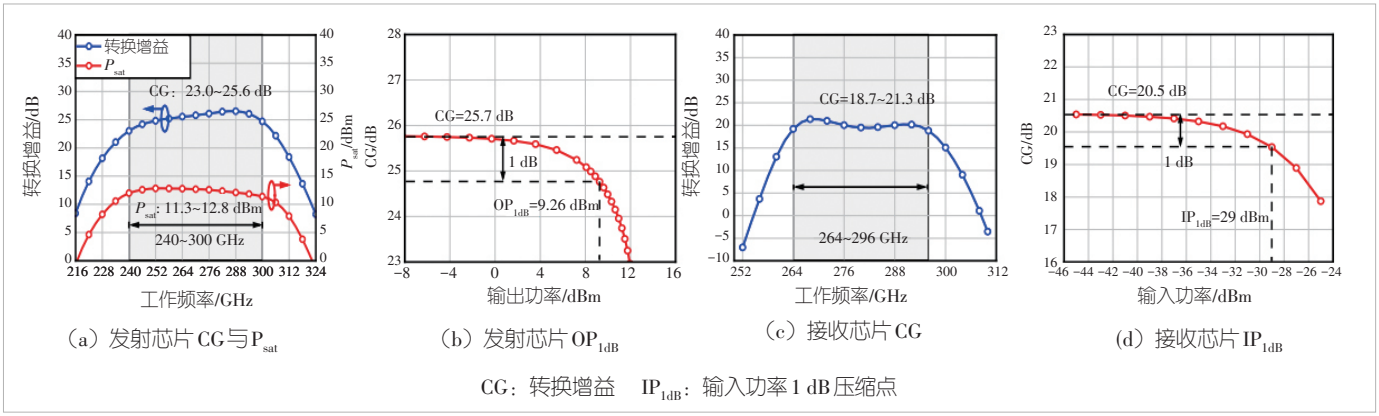
发射机芯片的测试装置如图5（a）所示。信号发生器为第一级正交上变频混频器提供所需的低频本振信号和中频信号：低频本振信号经探针馈入芯片，中频信号则通过超小A型连接器（SMA）转IPEX电缆传输至印制电路板（PCB），再经引线键合进入芯片。芯片的射频输出信号经探针探测后，由外部扩频模块下变频至中频，最后由频谱分析仪进行分析。外部扩频模块的本振信号由矢量网络分析仪提供。



（a）H波段单通道发射机的系统框图　　（b）H波段单通道接收机的系统框图

BB_I：I路基带信号　IF：中频信号　PA：功率放大器
BB_Q：Q路基带信号　LO：本振信号　RF：射频信号

图3　所提出的收发机系统架构



（a）发射芯片CG与P_{sat}　（b）发射芯片OP_{1dB}　（c）接收芯片CG　（d）接收芯片IP_{1dB}

CG：转换增益　IP_{1dB}：输入功率1 dB压缩点

图4　所提出的收发机系统的仿真结果

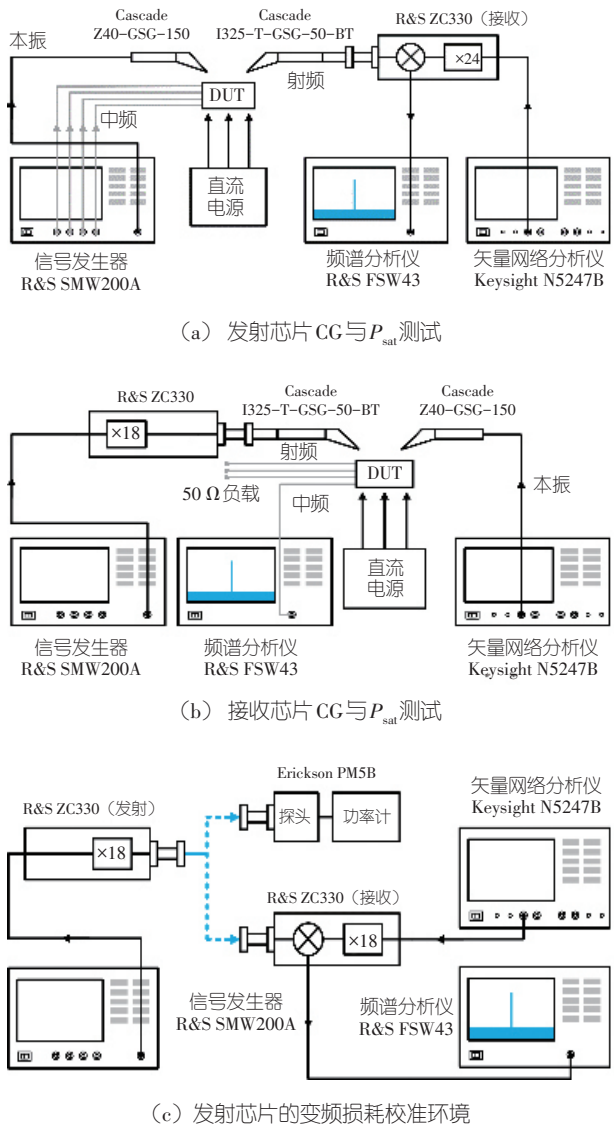
图5（b）展示了接收机测量装置。矢量网络分析仪提供低频本振信号，信号发生器通过扩频模块产生射频信号。频谱分析仪采集其中1个输出端口的中频信号，其余3个输出端口则端接50 Ω负载。

为根据测得的中频功率准确计算收发机的输出功率与CG，必须对扩频模块引入的频率转换损耗进行校准。如图5（c）所示，校准过程首先测量扩频模块的参考输出功率，以确定发射侧转换损耗；随后将参考发射机的输出直接接入另一扩频模块，并记录频谱分析仪接收到的中频功率，以提取接收侧转换损耗。射频探针与扩频模块之间的波导损耗亦纳入整体转换损耗校准。

基于上述测量装置可知，通过调节第二级上变频混频器的基极偏置电压V_B，发射机可工作于高增益模式和宽带模式两种状态。当V_B=0.6 V时，发射机工作于高增益模式。如图6（a）所示，在中频固定为100 MHz时，通过扫描输入中频功率与本振频率可知，该芯片在目标240～300 GHz频段内实现了高于22 dB的转换增益，并在282 GHz处达到31 dB的峰值。同时，该频段内的饱和输出功率（P_{sat}）为6.0～9.0 dBm。图6（b）显示，本振抑制比与镜像抑制比分别超过25 dBc和22 dBc。

当V_B降低至0.45 V时，发射机切换至宽带模式。如图6（c）所示，该芯片在246～282 GHz的宽射频范围内实现了23.1～24.9 dB的平坦转换增益、7.2～8.5 dBm的饱和输出功率以及4.6～6.6 dBm的输出1 dB压缩点（OP_{1dB}）。图6（d）给出了264 GHz处测得的功率扫描结果，其中OP_{1dB}达到6.6 dBm。如图6（e）所示，测得功率附加效率（PAE）为0.61%～0.83%，总直流功耗低于0.9 W。与高增益模式类似，图6（f）显示该芯片在240～300 GHz频段内具有优异的本振抑制与镜像抑制，分别超过31 dBc和24 dBc。

图7（a）给出了接收机测得的CG、输入1 dB压缩点



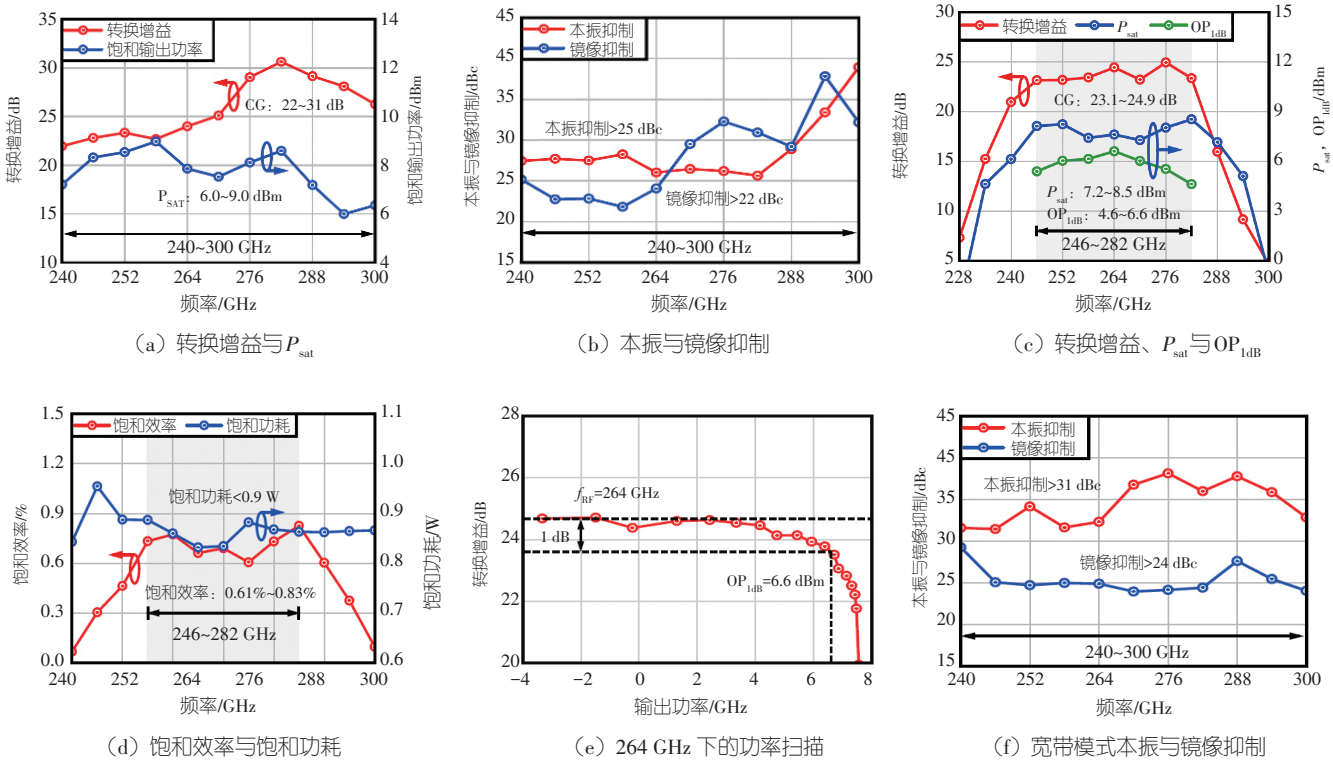
（a）发射芯片CG与P_{sat}测试

（b）接收芯片CG与P_{sat}测试

（c）发射芯片的变频损耗校准环境

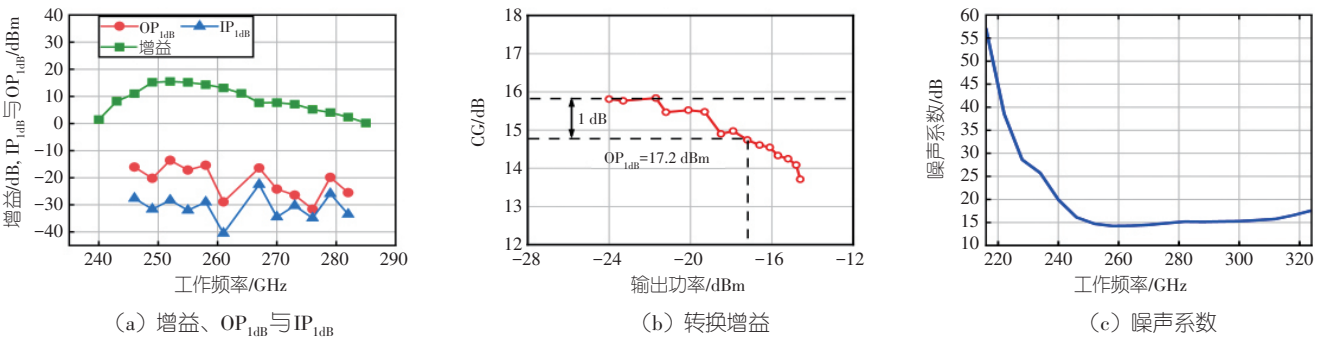
CG：变频增益　DUT：待测芯片

图5　测试环境示意图



CG：转换增益　LO：本振信号　OP_{1dB}：输出功率1dB压缩点

图6　发射机芯片测试结果



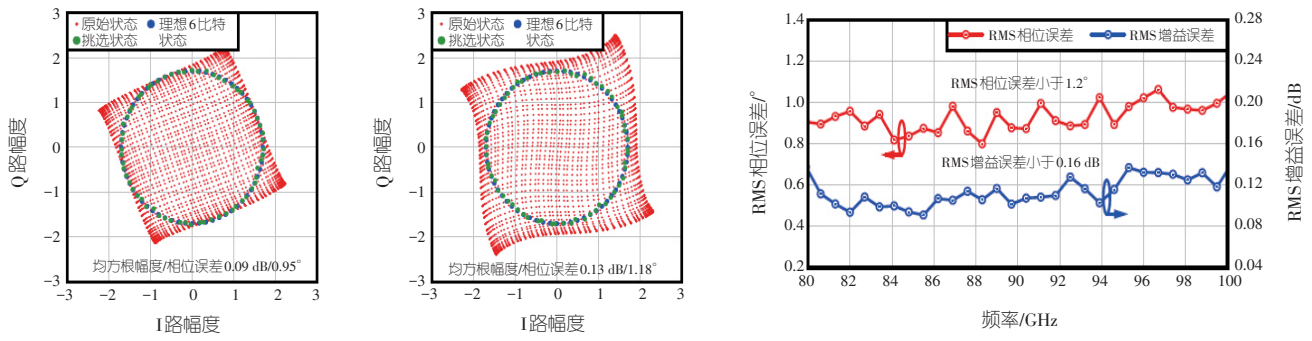
CG：转换增益　IP_{1dB}：输入功率1dB压缩点　OP_{1dB}：输出功率1dB压缩点

图7　接收机芯片测试结果

（IP_{1dB}）与输出1 dB压缩点（OP_{1dB}）。实验测得的峰值增益为15.5 dB，3 dB带宽为248～258 GHz。在246～264 GHz范围内，增益保持在10 dB以上，可满足实际应用需求。测得的最大OP_{1dB}与IP_{1dB}分别为−13.6 dBm和−22.5 dBm。图7（b）给出了255 GHz处的功率扫描结果。受测量设备限制，图7（c）仅给出仿真噪声系数，其最佳噪声系数为14.2 dB。

3.2 移相性能测试

由于收发机输入与输出频率存在差异，移相器亦被制成独立测试芯片，以评估所设计收发机的移相能力。计入额外输出匹配网络与直流焊盘扩展后，总芯片面积为540×940 μm²。测量由配备扩频模块的矢量网络分析仪完成。计算机控制的直流电源为移相器提供控制电压，并从矢量网



（a）80 GHz移相状态扫描　（b）100 GHz移相状态扫描　（c）RMS增益与相位误差测试结果

RMS：均方根

图8　移相器性能测试结果

络分析仪采集小信号增益数据。控制电压步长为5 mV，每个频率获得57×57=3 249个相位状态测量点。如图8（a）和图8（b）所示，当目标增益设为4.6 dB（对应增益圆半径为1.7）时，该芯片在80 GHz和100 GHz处均实现6位相位分辨率，分别对应收发机中的240 GHz和300 GHz射频频率。测得的均方根（RMS）增益/相位误差分别为0.09 dB/0.95°和0.13 dB/1.18°。如图8（c）所示，在80～100 GHz范围内，RMS增益误差和相位误差分别保持在0.16 dB和1.2°以下。

4 结束语

我们研制了一款面向太赫兹相控阵应用的高性能H波段发射机与接收机芯片组，采用滑动中频移相架构。该设计融合了多项关键电路创新：用于宽带PA实现的改进型三导体巴伦，以及在五级LNA中采用的增益增强共源共栅有源巴伦，从而提升增益、线性度与紧凑性。芯片组基于130 nm SiGe BiCMOS工艺实现，发射机工作频率为246～282 GHz，接收机工作频率为248～258 GHz，峰值转换增益分别为24.9 dB和15.5 dB。该收发机在输出功率、线性度与相位控制方面表现出优异性能，具有6位相位分辨率及极小的均方根误差。上述结果验证了所提架构与电路技术的有效性，为未来硅基太赫兹相控阵系统提供了一种可扩展且高能效的解决方案。

参考文献

[1] Tezergil B, Onur E. Wireless backhaul in 5G and beyond: issues, challenges and opportunities [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(4): 2579–2632. DOI: 10.1109/COMST.2022.3203578
[2] Deng W, Chen Z P, Jia H K, et al. A D–band joint radar–communication CMOS transceiver [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2023, 58(2): 411–427. DOI: 10.1109/JSSC.2022.3185160
[3] Petrov V, Kurner T, Hosako I. IEEE 802.15.3d: first standardization efforts for sub–terahertz band communications toward 6G [J]. IEEE communications magazine, 2020, 58(11): 28–33. DOI: 10.1109/MCOM.001.2000273
[4] IEEE 802.15.3d–2017 100 Gbit/s wireless switched point–to–point physical layer [S]
[5] Davies A G, Burnett A D, Fan W H, et al. Terahertz spectroscopy of explosives and drugs [J]. Materials today, 2008, 11(3): 18–26. DOI: 10.1016/S1369–7021(08)70016–6
[6] Mohamed E, Fischer G, Mausolf T, et al. 220 – 320 GHz J–band 4–way power amplifier in advanced 130 nm BiCMOS technology [J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2022, 32 (11): 1335–1338. DOI: 10.1109/lmwc.2022.3181407
[7] Zimmer T, Böck J, Buchali F, et al. SiGe HBTs and BiCMOS technology for present and future millimeter–wave systems [J]. IEEE journal of microwaves, 2021, 1(1): 288–298. DOI: 10.1109/JMW.2020.3031831
[8] Mei X B, Yoshida W, Lange M, et al. First demonstration of amplification at 1 THz using 25–nm InP high electron mobility transistor process [J]. IEEE electron device letters, 2015, 36(4): 327–329. DOI: 10.1109/LED.2015.2407193
[9] Park J D, Kang S, Thyagarajan S V, et al. A 260 GHz fully integrated CMOS transceiver for wireless chip–to–chip communication [C]//Proceedings of Symposium on VLSI Circuits (VLSIC). IEEE, 2012: 48–49. DOI: 10.1109/VLSIC.2012.6243783
[10] Deng X D, Li Y H, Li J K, et al. A 320–GHz 1×4 fully integrated phased array transmitter using 0.13 μm SiGe BiCMOS technology [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2015, 5(6): 930–940. DOI: 10.1109/TTHZ.2015.2477604
[11] Yang Y, Gurbuz O D, Rebeiz G M. An eight–element 370 – 410 GHz phased–array transmitter in 45–nm CMOS SOI with peak EIRP of 8 – 8.5 dBm [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2016, 64(12): 4241–4249. DOI: 10.1109/tmtt.2016.2613850
[12] Hara S, Dong R B, Lee S, et al. A 76 Gbit/s 265 GHz CMOS receiver with WR–3.4 waveguide interface [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(10): 2988–2998. DOI: 10.1109/JSSC.2022.3179560
[13] Katayama K, Takano K, Amakawa S, et al. A 300 GHz CMOS transmitter with 32–QAM 17.5 Gbit/s/ch capability over six

channels [J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2016, 51(12): 3037-3048. DOI: 10.1109/JSSC.2016.2602223
[14] Takano K, Amakawa S, Katayama K, et al. 17.9 A 105 Gbit/s 300 GHz CMOS transmitter [C]//Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2017: 308-309. DOI: 10.1109/ISSCC.2017.7870384
[15] Yu J Y, Chen J X, Zhou P G, et al. A 300 GHz transmitter front end with 4.1 dBm peak output power for sub-THz communication using 130 nm SiGe BiCMOS technology [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2021, 69 (11): 4925-4936. DOI: 10.1109/tmtt.2021.3103574
[16] Lee S, Hara S, Yoshida T, et al. An 80-Gb/s 300-GHz-band single-chip CMOS transceiver [J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2019, 54(12): 3577-3588. DOI: 10.1109/jssc.2019.2944855
[17] Tang D W, Xia X Y, Yan Z, et al. 24.1 a 90-to-180 GHz APD-integrated transmitter achieving 18 dBm psat in 28 nm CMOS [C]//Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2024: 411-413. DOI: 10.1109/ISSCC49657.2024.10454268
[18] Li Z K, Chen J X, Li H B, et al. A 220 GHz sliding-IF quadrature transmitter and receiver chipset for high data rate communication in 0.13 μm SiGe BiCMOS [J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2023, 58(7): 1913-1927. DOI: 10.1109/JSSC.2023.3236621
[19] Rodriguez-Vazquez P, Grzyb J, Heinemann B, et al. A QPSK 110 Gbit/s polarization-diversity MIMO wireless link with a 220-255 GHz tunable LO in a SiGe HBT technology [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(9): 3834-3851. DOI: 10.1109/tmtt.2020.2986196
[20] Wang Z S, Wang H, Hassan Y O, et al. A CMOS fully integrated 120-Gbps RF-64QAM F-band transmitter with an on-chip antenna for 6G wireless communication [C]//Proceedings of IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, 2024: 343-346. DOI: 10.1109/RFIC61187.2024.10600049
[21] Callender S, Whitcombe A, Agrawal A, et al. A fully integrated 160 Gbit/s D-band transmitter with 1.1 pJ/b efficiency in 22nm FinFET technology [C]//Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2022: 78-80. DOI: 10.1109/ISSCC42614.2022.9731663
[22] Eissa M H, Maletic N, Grass E, et al. 100 Gbps 0.8-m wireless link based on fully integrated 240 GHz IQ transmitter and receiver [C]//Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS). IEEE, 2020: 627-630. DOI: 10.1109/ims30576.2020.9224101
[23] Eissa M H, Malignaggi A, Wang R Y, et al. Wideband 240-GHz transmitter and receiver in BiCMOS technology with 25 Gbit/s data rate [J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2018, 53(9): 2532-2542. DOI: 10.1109/JSSC.2018.2839037
[24] Abdo I, da Gomez C, Wang C, et al. 22.2 a 300 GHz-band phased-array transceiver using bi-directional outphasing and hartley architecture in 65nm CMOS [C]//Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2021: 316-318. DOI: 10.1109/isscc42613.2021.9365968

作 者 简 介



傅守青，清华大学在读博士研究生；主要研究方向为人工智能辅助射频集成电路（RFIC）设计自动化，以及面向无线通信与传感应用的硅基毫米波和太赫兹集成电路。



廖权钦，清华大学在读博士研究生；主要研究方向为面向无线通信、雷达和电子战应用的硅基毫米波与太赫兹集成电路及系统。



陈文华，清华大学电子工程系长聘教授、国家杰出青年基金获得者、清华大学微波与天线研究所所长、清华大学-中兴通讯无线接入技术联合研究中心主任、IEEE高级会员、*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*编委；主要研究方向为射频功放与线性化技术、集成毫米波与太赫兹电路等；承担国家“973”项目、国家重点研发计划和国家重大专项等项目20余项，研制的射频功放和数字预失真算法在新一代宽频基站中获得规模应用，曾获2018年中国电子学会和2021年中国通信学会科技奖一等奖；发表论文200余篇。

6G硅基太赫兹芯片及系统关键技术进展

Advances in Key Technologies for 6G Silicon-Based Terahertz Chips and Systems

郝张成/Hao Zhangcheng，周培根/Zhou Peigen，
缪卓伟/Miao Zhuowei，陈继新/ChenJixin，洪伟/Hong Wei

（东南大学毫米波全国重点实验室，中国 南京 210096）
(The State Key Lab of Millimeter-waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605008
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261102.1407.002
网络出版日期：2026-10-30
收稿日期：2026-08-25

摘要：太赫兹频段拥有丰富的频谱资源，是6G通信与高精度感知系统的重要支撑频段。硅基工艺凭借高集成度、低成本和大带宽优势，已成为推动太赫兹通信与雷达系统走向实用化的关键技术途径。围绕100~300 GHz关键频段，系统综述了硅基太赫兹芯片及系统在通信与雷达两个方向的近期研究进展，并介绍了东南大学毫米波太赫兹技术团队的近期研究成果。在芯片层面，沿信号源、放大器、变频器及收发机4条主线，梳理了高功率倍频链、宽带功率合成、低本振谐波混频及多通道收发阵列等核心电路的关键突破。在系统层面，介绍了220 GHz大功率发射阵列和传输验证，300 GHz 5发5收多输入多输出（MIMO）系统，以及微型220 GHz大视场高精度调频连续波（FMCW）成像雷达系统。上述进展表明，硅基太赫兹系统在通信速率、覆盖距离、感知精度和成像速度等关键指标上已取得显著突破，为太赫兹技术从实验室走向实际应用奠定了基础。

关键词：太赫兹；硅基收发机；雷达系统；调频连续波；多输入多输出通信；高分辨成像系统

Abstract: The terahertz (THz) band, with its abundant spectral resources, has become a critical supporting frequency band for 6G and high-precision sensing systems. Leveraging the advantages of high integration density, low cost, and wide bandwidth, silicon-based technologies have emerged as a key enabler for transitioning THz communication and radar systems from laboratory prototypes to practical engineering applications. Focusing on the 100-300 GHz frequency range, the recent research progress of silicon-based THz chips and systems in both communication and radar domains is systematically reviewed, and the recent research achievements of the millimeter-wave and THz technology team at Southeast University are presented. At the chip level, key breakthroughs in core circuits, including high-power frequency multiplier chains, broadband power combining, low-local-oscillator (LO) harmonic mixing, and multi-channel transceiver arrays, are summarized along four main technology threads: signal sources, amplifiers, frequency converters, and transceivers. At the system level, a 220 GHz high-power transmit array with transmission verification, a 300 GHz 5-transmitter 5-receiver (5T5R) multiple-input multiple-output (MIMO) system, and a miniature 220 GHz large-field-of-view high-precision frequency-modulated continuous-wave (FMCW) imaging radar system are introduced in detail. These advances demonstrate that silicon-based THz systems have achieved significant breakthroughs in key metrics such as communication data rate, coverage distance, sensing accuracy, and imaging speed, laying a solid foundation for the transition of THz technology from laboratory research to real-world applications

Keywords: terahertz; silicon-based transceiver; radar system; frequency-modulated continuous wave; MIMO communication; high resolution imaging system

引用格式：郝张成, 周培根, 缪卓伟, 等 . 6G硅基太赫兹芯片及系统关键技术进展 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 53-65. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605008

Citation: Hao Z C, Zhou P G, Miao Z W, et al. Advances in key technologies for 6G silicon-based terahertz chips and systems [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 53-65. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605008

6G及下一代感知系统期望能够提供Tbit/s量级的传输速率以及亚毫米级的探测精度，支撑全息通信、超大容量数据回传、短距超高速传输等场景，提供高精度定位和高分辨率感知成像功能，实现“万物智联、数字孪生”的应用愿景[1-3]。5G系统引入了毫米波通信技术，数据传输速率得到了极大提升，但受限于可用带宽，难以支持6G更高的核心

基金项目：国家自然科学基金项目（62131008）；国家重点研发计划项目（2019YFB1803202）

指标。相比之下，100 GHz以上的太赫兹频段在无线通信与雷达感知方面均展现一些出不可替代的优势：1）数十至数百GHz的连续带宽，不仅能实现Tbit/s量级的传输速率，还能为雷达提供极高的距离分辨率；2）皮秒级的符号持续时间和毫米级甚至亚毫米级的空间分辨率；3）易于与其他受管制的标准化频谱共存，在隐蔽武器探测、无损检测和生物医学成像等关键领域具有显著优势。因此，太赫兹技术是支撑6G与高分辨感知的重要核心技术。

然而，太赫兹无线通信与雷达技术面临共同的核心挑战，包括工作频率高、工作波长短、器件制备难度大等。从信号产生与放大角度看，随着工作频率逼近甚至超过硅基晶体管的最高振荡频率（f_{max}），晶体管的可用增益和输出摆幅迅速下降，片上无源网络损耗、寄生耦合和电磁模式不确定性显著增强，使宽带匹配、稳定性、噪声和输出功率之间的折中更为突出。从系统集成角度看，传统太赫兹系统多依赖体积庞大、成本高昂的回旋管或分立式固态电路，严重制约了其应用推广。近年来，随着硅基工艺性能的持续提升，以硅互补金属氧化物半导体（CMOS）和硅锗双极型互补金属氧化物半导体（SiGe BiCMOS）为代表的微纳电子技术，因兼具高集成度、低成本、小尺寸及易于实现二维阵列等突出优势，为太赫兹收发机向轻量化、工程化方向演进提供了坚实硬件基础。当前，基于硅基工艺实现100~300 GHz频段的全集成太赫兹收发机已成为技术突破的核心方向。一方面，需要持续提升信号源输出功率、放大器增益与效率、混频器变频损耗等关键器件性能，以弥补高频段固有的传输损耗；另一方面，芯片和系统集成策略也被广泛研究，以提升系统整体性能。

近年来，全球众多高校、研究院所和企业围绕太赫兹大气窗口频段，在太赫兹芯片、天线阵列、无线信道特性、射频集成技术以及基带信号处理等方面开展了深入研究，主要集中在140 GHz、220 GHz、300 GHz和340 GHz等频段。其中，140 GHz和220 GHz频段因兼具适中的大气衰减和成熟的器件工艺，已成为当前系统集成与空口测试的重要频段。通信系统已能够实现数十Gbit/s乃至百Gbit/s级的短距无线数据传输；雷达系统则凭借高距离分辨率被探索应用于高精度测距、工业无损检测及安检成像等场景，近年来还进一步向通信感知一体化系统方向发展，力求在同一硬件平台上同时实现高速数据传输与高分辨率感知功能。当前，100~300 GHz频段的硅基收发芯片已在输出功率和噪声性能上取得长足进步，系统正逐步从实验室验证走向短距离高速通信与高分辨成像等典型应用场景的工程化测试。

针对100~300 GHz这一硅基芯片与系统集成最接近系统应用的关键频段，中国科学院院士洪伟带领的东南大学毫米波太赫兹技术团队在硅基太赫兹射频前端芯片及系统集成方面取得阶段性进展。本文按硅基太赫兹射频前端芯片与集成系统两条主线，介绍团队近年研制的主要芯片和系统。在芯片层面，重点讨论硅基太赫兹信号源在频率调谐范围与相位噪声性能方面的提升路径、功率放大器在输出功率与效率间的协同设计策略、低噪声放大器与混频器在宽带匹配和噪声优化中的折中方案，以及收发机架构在集成度与性能间的权衡选择。在系统集成层面，重点探讨从芯片到集成系统级架构创新，介绍220 GHz与300 GHz频段平面阵列和多波束技术的最新进展，并从超高速短距无线通信、高精度调频连续波（FMCW）雷达成像等系统维度，展示硅基太赫兹系统从芯片到阵列、从器件到系统的近期进展。

1 硅基太赫兹射频前端芯片

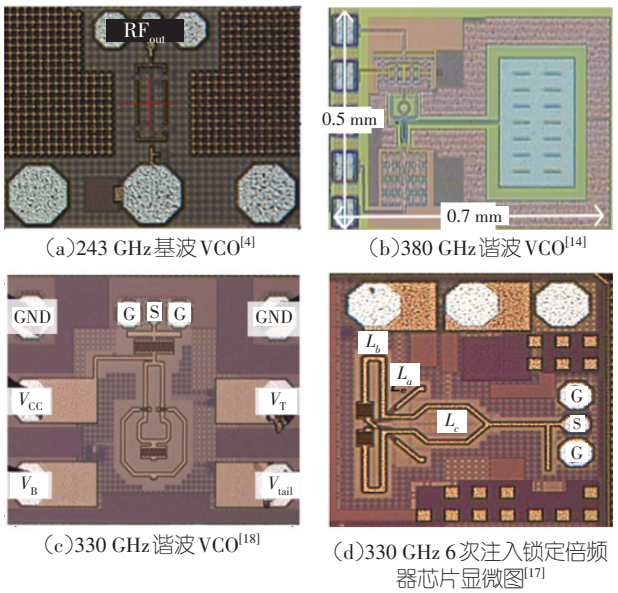
1.1 硅基太赫兹源芯片

太赫兹信号源为收发机提供载波或本振，其输出功率、调谐范围、相位噪声、杂散抑制和直流-射频（DC-RF）效率直接影响变频增益、接收灵敏度与调制质量。频率升高后，晶体管负阻与基波摆幅下降，变容管Q值退化；若用倍频链，谐波效率、级间驱动、基波泄漏及非目标谐波端接成为主要损耗。因此，设计需在调谐带宽、有效输出功率、相位噪声、杂散抑制、芯片面积与锁相能力间综合折中。

按产生机制，硅基太赫兹源分为基波振荡、谐波振荡、注入锁定及低频基准+多级倍频等架构[4-23]。基波振荡简洁紧凑，但调谐与功率受负阻限制；谐波振荡拓展频段；注入锁定改善相干性并支持多通道本振分配；多级倍频从低相噪压控振荡器（VCO）/锁相环（PLL）出发实现宽带调谐，并可设低频分频反馈简化PLL设计，如图1和图2所示。

1.1.1 硅基基波振荡、谐波振荡与注入锁定太赫兹源芯片

团队基于130 nm SiGe BiCMOS工艺，采用了四级共射环形振荡核、地墙去耦合晶体管连接和阶梯阻抗变换，研制出了237.2~249.8 GHz基波VCO。该电路在243 GHz处实现-1.4 dBm峰值输出功率，能量效率为1.95%[4]。团队利用差分变容管同时实现频率调谐和三次谐波产生，基于65 nm CMOS工艺实现了361.4~383.3 GHz谐波VCO，峰值辐射功率达-15.2 dBm[14]。针对负阻、调谐元件品质因数（Q值）和高次谐波提取效率约束，团队采用共基交叉耦合核心与晶体管等效变容，实现了318.6~340.4 GHz谐波VCO，峰值输出功率为-7.9 dBm[17]。

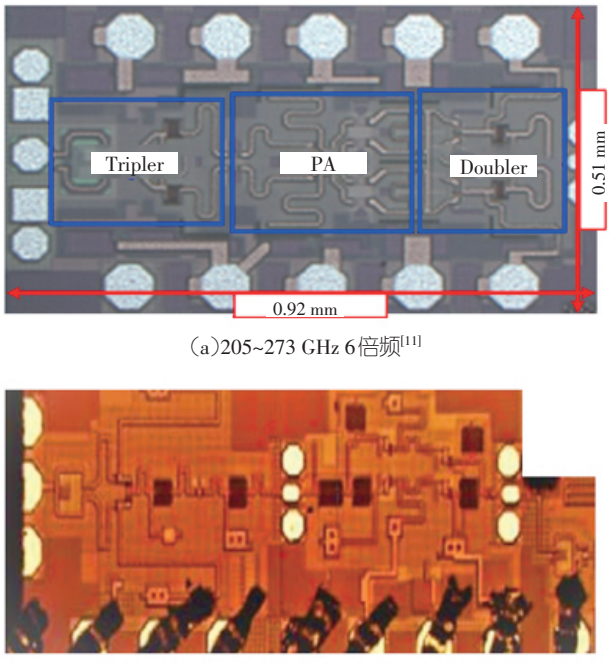


（a）243 GHz基波VCO[4]　（b）380 GHz谐波VCO[14]

（c）330 GHz谐波VCO[18]　（d）330 GHz 6次注入锁定倍频器芯片显微图[17]

GND：直流/射频地　RF：射频　VCO：压控振荡器

图1　硅基太赫兹压控振荡器芯片显微图



（a）205~273 GHz 6倍频[11]

（b）273.5~312 GHz信号源芯片显微[9]

PA：功率放大器

图2　硅基太赫兹倍频链路芯片显微图

团队采用共模短路反射式谐波增强和宽带π型匹配，研制了287～304 GHz谐波VCO，峰值输出功率为3.61 dBm，能量效率为2.93%[18]。团队采用3次谐波注入锁定振荡器驱动6次谐波提取，研制了278～348 GHz 6次谐波注入锁定倍频器，器件峰值输出功率为1.33 dBm，3 dB带宽覆盖278～333 GHz[13]。该方案保留宽带谐波输出并引入外部相干基准，支持多通道相干本振生成与阵列同步。

1.1.2 硅基级联倍频链路和放大倍频链路芯片

对于需要宽频率调谐范围、低相位噪声且支持相位锁定的本振信号需求，VCO或PLL后接多级倍频是当前广泛采用的技术路线。其核心挑战在于对驱动级输出摆幅、各级目标谐波负载阻抗、级间匹配网络以及寄生模式抑制实施跨级协同设计，以保证谐波转换效率的最大化和杂散成分的有效抑制。

团队构建了包含75 GHz VCO、分频反馈模块、150 GHz倍频放大单元及300 GHz末级倍频的完整倍频链，研制出了273.5～312 GHz全集成信号源。该信号源在286 GHz下峰值输出功率为2.3 dBm，在300 GHz、1 MHz频偏处相位噪声为−88.5 dBc/Hz[9]。为进一步提升输出功率与带宽，团队对宽带谐波终端、驱动级放大电路及功率合成网络开展联合优化，通过6倍频链与驱动级协同设计，实现了205～273 GHz倍频链，峰值饱和输出功率为9 dBm，能量效率为1.92%[11]。团队采用紧凑型放大倍频级联架构，实现了212～310 GHz放大倍频链路，饱和输出功率3 dB带宽为98 GHz，峰值为7.1 dBm[12]。通过优化基波负载阻抗并引入混合模式驱动放大器，团队实现了247～272 GHz高功率倍频器，带内饱和输出功率为8.2 dBm[15]。

国际太赫兹高频信号源正向多核同步、锁相反馈与超宽带调谐并行发展[20−23]。2022年，Liang等采用80 GHz整数−N PLL、正交异或鉴相器和320 GHz 4倍频器，研制出306.9～321.3 GHz锁相信号源，其积分抖动为122 fs，杂散抑制为−73.1 dBc[22]。2024年，Starke等以90 GHz VCO为起点，经分频反馈、180 GHz放大倍频级和360 GHz正交耦合推挽倍频级，将连续调谐范围扩展至303.4～410.1 GHz[23]。这些成果从振荡核同步、锁相噪声优化及宽带调谐等维度，展示了太赫兹信号源性能的提升路径。

硅基太赫兹源研究重心已从单纯实现载波生成，转向输出功率、调谐范围、相干性与系统可用性的多指标联合优化。本团队提出了3条路线取得显著进展：205～273 GHz 6倍频链达到9 dBm峰值饱和功率[11]；212～310 GHz放大1倍频链获得98 GHz饱和功率3 dB带宽[12]；287～304 GHz VCO实现3.61 dBm峰值功率[13]。后续重点研究方向包括可锁相宽带源、多通道注入锁定网络、振荡器−功放−天线一体化空间功率合成，以及面向FMCW雷达的高线性度扫频技术。

1.2 硅基太赫兹放大器芯片

太赫兹放大器在链路不同位置承担不同功能：低噪声放大器（LNA）以噪声系数、输入匹配与稳定性为优化目标；驱动放大器侧重宽带增益与线性输出摆幅；功率放大器（PA）需在晶体管击穿电压、输出匹配网络、功率合成损耗及热可靠性之间进行权衡。当工作频率逼近晶体管最高振荡频率（f_{max}）时，单级可用增益显著下降，跨级寄生反馈增强，因此须对有源晶体管核心、差分到单端转换巴伦、谐波阻抗及供电网络等进行协同设计[24-42]。在核心指标方面，除峰值增益和带宽外，还应综合考虑饱和输出功率（P_{sat}）、输出1 dB压缩点（P1 dB）、功率附加效率（PAE）、增益平坦度、噪声系数及稳定性等指标。

1.2.1 硅基太赫兹宽带低噪声放大器芯片

团队基于130 nm SiGe BiCMOS工艺，采用了三级共射-共基级联和低损耗变压器匹配网络，研制了D波段放大器，其峰值增益为24.3 dB，饱和功率为7.7 dBm，噪声系数为6.8 dB[24]。研究人员提出非分布式蝶形拓扑，实现了国际首款2～250 GHz超宽带放大器，增益带宽积为4.67 THz[25]。团队研制了122～143 GHz LNA，最低噪声系数为7 dB[26]。团队采用共模抑制变压器匹配与紧凑差分布局，在28 nm CMOS工艺中实现了118～170 GHz差分LNA，6 dB增益带宽为52 GHz，带内增益大于19.3 dB，峰值增益为25.3 dB[27]。

当前，宽带LNA的设计重心已从单点峰值增益，转向全频带噪声系数、宽带匹配与功耗之间的协同优化。2023年，Mehta等通过偏置优化、直流耦合及交错调谐策略，基于130 nm SiGe工艺中研制了一款140～220 GHz LNA，实现80 GHz的3 dB带宽；在150 GHz、180 GHz和210 GHz频点下，实测噪声系数分别为6.9 dB、6.1 dB和8.2 dB[28]。2024年，Lee等借助伪同步噪声与输入匹配网络以及双峰最大可用增益核心设计，基于40 nm CMOS工艺研制了一款D波段LNA，其最低实测噪声系数为4.9 dB，峰值增益为16.3 dB，3 dB带宽为24 GHz[29]。

1.2.2 硅基太赫兹宽带功率放大器芯片

围绕宽带、高效率与高功率合成目标，团队系统研究了太赫兹功放。团队采用gm增强与低损耗金属—氧化物—金属（MOM）电容匹配，研制了220 GHz功放，峰值增益为22.5 dB，饱和功率为9 dBm[33]。团队采用双LC谐振与四路差分合成，实现了211～263 GHz功放，峰值增益为16.4 dB，饱和功率为14.7 dBm[35]。团队沿SiGe与CMOS两条工艺路线进行推进：基于130 nm SiGe BiCMOS工艺，采用gm增强技术和多耦合线巴伦合成研制了200 GHz功放，饱和功率为15.3 dBm[36]；基于28 nm CMOS工艺，采用自屏蔽负载开路双LC巴伦与四阶LC阶梯合成，研制了90～180 GHz功放，全频段饱和功率大于15 dBm，峰值为18 dBm[37]，表明先进CMOS可在D波段兼顾高功率与宽带。

国际代表性工作集中在低损耗多路功率合成与器件电抗宽带补偿两个方面[38-40]。Bücher等采用非对称耦合线变压器，在级间同时实现宽带阻抗变换与器件电抗补偿，报道了239～302 GHz功放，获得了9.7 dBm饱和输出功率和1.95%峰值PAE[39]。Li和Rebeiz分别基于八路低损耗功率合成技术，在45 nm RFSOI CMOS工艺中实现了共源与共源共栅级联两款D波段功放，峰值饱和输出功率和峰值PAE分别为17.5 dBm/14.2%和19 dBm/12.1%[40]。

目前，太赫兹放大器的研究由单点峰值增益和峰值功率，逐步转向宽带噪声系数、饱和功率、输出1 dB压缩点以及PAE等多指标的联合评价体系。团队在211～263 GHz四路功率合成、90～180 GHz CMOS宽带高功率以及2～250 GHz超宽带放大器等方面开展了系列特色工作，后续将通过级间交错调谐以及功放-封装-片上天线一体化协同设计，进一步提升有效辐射功率。

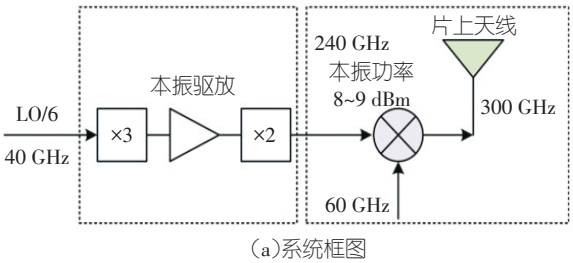
1.3 硅基太赫兹变频芯片

变频器决定了射频前端能否在可实现的本振频率条件下有效覆盖目标太赫兹频段，是频率扩展与信号变换的核心环节。

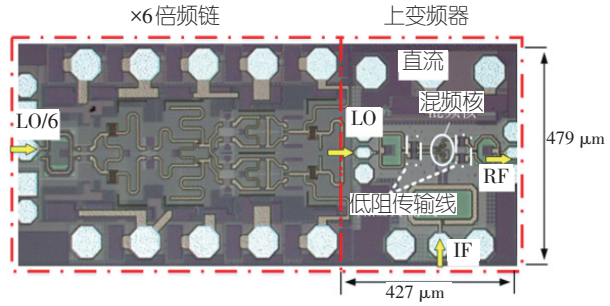
谐波混频器利用器件的非线性特性，可降低对本振频率的要求，但通常引入较高的转换损耗，并加剧本振泄漏、端口隔离以及谐波抑制等难题。有源变频器则将变频增益与输出驱动集成于一体，适于构建紧凑型宽带发射前端，但需在增益、线性度和输出功率之间进行折中[43-48]。

2018年，团队基于130 nm SiGe BiCMOS工艺，采用了紧凑等效反并联二极管对构建4次谐波混频核心，研制了一款300 GHz 4次谐波混频器；在70～85 GHz外部本振驱动下（驱动功率不低于13 dBm），该芯片在280～325 GHz频带内变频损耗为21～26 dB[43]。2023年，团队研制了一款300 GHz有源上变频器，在230 GHz的本振条件下，在280 GHz频点处测得峰值饱和输出功率为0 dBm，其饱和输出功率（P_{sat}）3 dB带宽达30 GHz；在250 GHz本振条件下，测得44 GHz带宽及-2 dBm峰值饱和输出功率[44]，如图3所示。

利用高阶谐波混频技术可突破硅基器件基波工作频率的限制[45-46]。2022年，Chen等采用不对称MOS变容管与功率分配变压器混合网络，在65 nm CMOS工艺中报道了一款



(a)系统框图



(b)芯片显微图[44]

IF:中频　LO:本振　RF:射频

图3　硅基300 GHz上变频器

270~300 GHz双平衡上变频器，实现了−11.2 dB最大变频增益、−6.2 dBm输出1 dB压缩点及约25 GHz的3 dB带宽[46]。目前，太赫兹变频芯片主要向宽带、高线性度、低本振功率需求及复杂调制支持能力等方向发展，硅基路线应充分发挥高次谐波及片上本振链集成等固有优势。

1.4 硅基太赫兹收发机芯片

收发机芯片将信号源、放大器、变频器等集成于同一芯片架构之下，这是验证核心电路模块可行性与系统级能力的关键环节。太赫兹链路性能不仅受发射机输出功率与接收机噪声系数的直接影响，还受到本振信号分配网络、收发隔离度、调制带宽、同相/正交（I/Q）通道幅相失配、封装与辐射接口损耗以及阵列扫描误差等多重因素的综合制约。针对短距离高速通信场景，直接调制、包络检波接收与滑动中频架构等可有效降低系统实现复杂度[49−55]。面向高阶调制与多通道阵列应用，则需要更宽的I/Q调制带宽、更优的幅相一致性以及更好的通道间隔离度，以支撑高精度信号传输与空间指向控制[56−69]。

1.4.1 硅基太赫兹单通道收发机芯片

团队通过将倍频器、混频器、gm增强型功率放大器与片上介质谐振天线进行系统集成，研制了一款150 GHz SiGe发射机。该发射机在148 GHz频点处实现了12 dBm峰值饱和输出功率和17 dB转换增益[49]。团队采用三级低噪声放大器与电阻补偿微混频器，研制了一款154 GHz接收机，实现23.8 dB峰值转换增益、16.5 GHz的3 dB带宽以及11.4 dB最小单边带噪声系数[50]。进一步地，基于滑动中频正交架构，团队研制了由独立发射芯片和接收芯片组成的220 GHz收发芯片组，其发射与接收射频带宽分别为42 GHz和31 GHz；在0.2 m短距空口链路中，该芯片组成功实现了11.2 Gbit/s的16QAM传输与2.4 Gbit/s的64QAM传输，验证了该收发芯片组在宽带高速通信中的可行性[51]。

针对低复杂度的应用场景，团队采用了宽带开关键控（OOK）调制研制出50 GHz射频带宽D波段发射机，实现了32 Gbit/s键合线片间互连及20 Gbit/s、6 cm空口传输[52]。同年，将雪崩光电二极管（APD）与宽带功放协同设计，报道90~180 GHz发射机，全频带饱和输出为15~18 dBm，完成16 Gbit/s、1 m空口验证[53]。2026年，基于宽带ASK收发架构，在28 nm CMOS研制收发芯片组，无线模式在270 m和0.12 m分别实现14 Gbit/s与27 Gbit/s，约0.1 mm键合线直连达64 Gbit/s[54]。通过开关调制链路相关设计，报道200 GHz模式可调雷达收发芯片，170~230 GHz发射端开关隔离度>35 dB，支持16 Gbit/s无线传输和毫米级距离分辨率[55]。

国际上，超高速超宽带收发机近年也取得了显著进展[56−61]。2018年，Al−Eryani等通过信号源、倍频链、功率放大器、基波混频器、中频放大器与片上天线的协同集成，在130 nm SiGe工艺中研制了一款305~375 GHz收发机，在343 GHz实现18.4 dBm等效全向辐射功率（EIRP）及28 dB接收转换增益[58]。2019年，Lee等基于40 nm CMOS报道了300 GHz单芯片收发机，实现单通道80 Gbit/s峰值传输速率[60]。

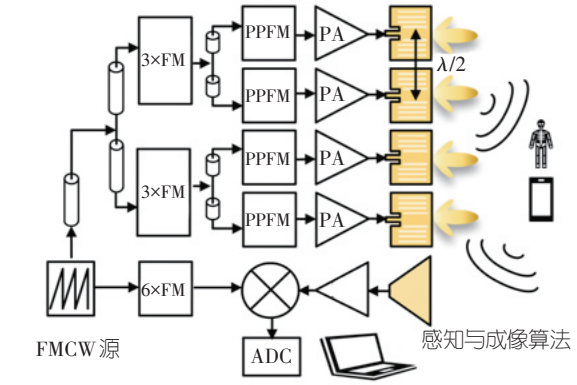
1.4.2 硅基太赫兹多通道收发机芯片

太赫兹频段单通道收发机芯片的输出功率与噪声系数受硅基器件固有高频特性限制；同时，太赫兹波在自由空间存在明显的大气衰减与路径损耗，导致这类系统的通信距离与探测覆盖范围受到严重制约。阵列化技术借助多通道空间功率合成与相干接收机制，能够EIRP与接收信噪比，并可通过波束赋形实现空间指向调控与干扰抑制，是突破链路预算瓶颈、拓展系统应用边界的重要技术途径[70−77]。然而，太赫兹阵列工程实现仍面临诸多难题，包括通道幅相一致性控制、本振信号分配网络设计、高密度集成带来的热耗散与电磁耦合效应，以及封装、天线接口互连损耗等，亟需在芯片架构、封装工艺与系统集成层面开展协同创新。因此，阵列

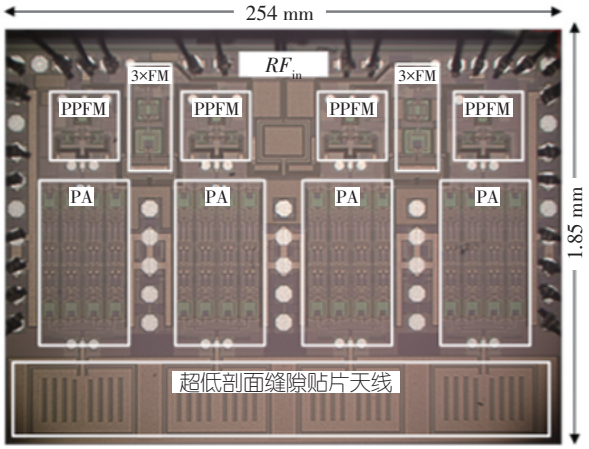
化技术是推动太赫兹系统由芯片性能突破迈向实际工程应用的核心环节，也是当前国际学术界与工业界竞相攻关的研究热点。

团队采用跨工艺芯片与辐射接口协同设计方案，将SiGe芯片与InP功率放大器 + 片上天线芯片通过金丝异构互连，并搭载片外高增益透镜，研制出280~300 GHz异构集成发射机。该发射机峰值EIRP可达21.9 dBm，在290 GHz、0.2 m传输链路下完成10 Gbit/s正交相移键控（QPSK）调制通信验证[68]。2025年，团队基于移相器、功率放大器与单元级扫描天线协同设计，报道一款200 GHz两通道相控阵发射机，实现13.5 dBm EIRP与±45°波束扫描范围[69]。2026年，团队进一步将有源功率合成、封装馈电网络与辐射阵列进行一体化协同设计，研制频率覆盖214~242 GHz的功放–天线共封装阵列。在无外置透镜条件下，该阵列于232 GHz频点实现硅基体系下最高29 dBm峰值EIRP，如图4所示[71]。

国际上，Elkhouly等于2022年基于带有两层重布线层的玻璃基板，对四通道收发机芯片、基片集成波导分配网络与天线单元开展一体化集成，提出一种可扩展至256个有源单元的D波段玻璃基相控阵模块方案[73]。2024年，Yu等采用25层高温共烧陶瓷基板，集成垂直波导、偏馈抛物面天线与四通道接收芯片，实现了200 GHz四单元接收系统级封装（SiP）。该系统在194.5~234.5 GHz频段测得单通道增益为8.2~23 dB，在196~215 GHz频段测得单边带噪声系数为7.5~9.4 dB，可实现E面±30°波束扫描，并完成32 Gbit/s、传输距离11.24 m的无线空口传输实验[75]。



(a)系统框图



(b)芯片显微图

ADC：模数转换器　LNA：低噪声放大器　RF：射频
FM：倍频器　PA：功率放大器
FMCW：调频连续波　PPFM：Push–Push结构倍频器

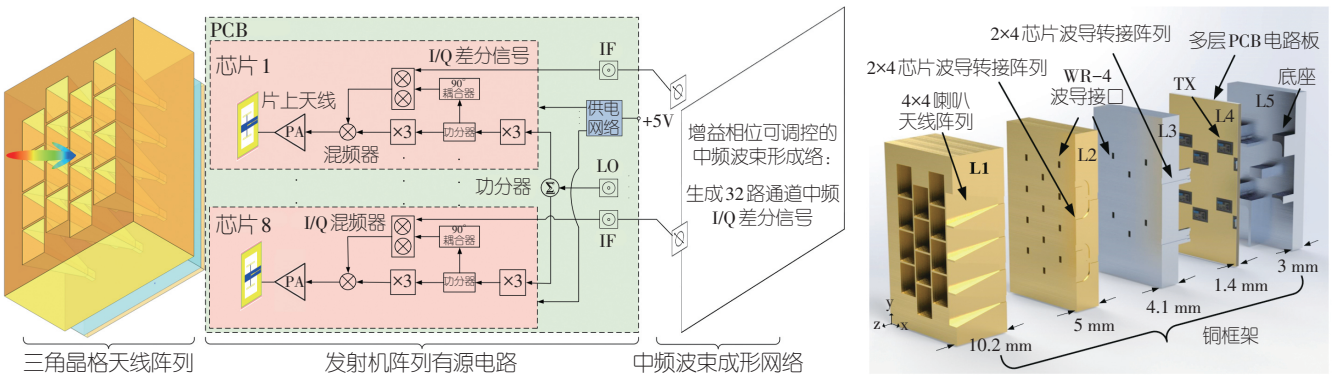
图4　硅基214~242 GHz功放天线阵列[71]

2 硅基太赫兹通信与成像雷达系统

2.1 220 GHz硅基高EIRP发射机阵列[70]

220 GHz单通道发射机的功率有限，系统的EIRP较小，难以实现远距传输。将多个单通道发射机与天线单元集成构建发射阵列，能够提高发射机的总输出功率和EIRP，进而有效增加太赫兹硅基发射机作用距离。采用先进的CMOS和复杂的晶圆级封装，可以将多个太赫兹收发机高密度集成在同一个晶圆上，实现系统性能的提升。然而，该方案会带来高昂成本与严峻的系统散热难题。因此，可借鉴毫米波射频系统的分离式多收发芯片架构，解决太赫兹二维收发阵列面临的成本、散热、可靠性与系统复杂度等一系列问题。

由于所研制的220 GHz硅基单通道发射机的尺寸已经大于一个工作波长，为克服传统阵列的辐射波束分裂问题，团队提出了一种220 GHz二维阵列的非规则架构。该架构使用三角晶格大间距排布，阵元间距设置为H面3.89λ_0、E面2.93λ_0，实现二维阵列的栅瓣抑制，解决了太赫兹收发机芯片尺寸大于半波长与二维阵列需半波长间距之间的矛盾，可依托分离式多收发芯片架构构建超大规模硅基太赫兹收发系统。在封装方面，该发射机阵列采用了全金属微加工波导封装方案，将2×4颗SiGe BiCMOS发射芯片（130 nm工艺）集成于多层PCB上，通过WR–4波导接口与4×4三角形晶格喇叭天线阵列互联，实现了低损耗、低成本、良好散热的完整系统。图5展示了该阵列的样机结构，整体尺寸为20×10×5 cm^3。图6的实测结果表明，该发射阵列在211 GHz达到峰值EIRP为42.7 dBm（饱和），3 dB射频（RF）带宽达40 GHz，可支持数十GHz带宽的信号传输。演示实验中，利用4.5 GHz信号带宽的16–QAM调制信号，在100 m距离下实现了18 Gbit/s的实时通信速率[70]。



I/Q：同相/正交　IF：中频　LO：本振　PCB：印制电路板　WR：矩形波导

图5　220 GHz二维三角晶格硅基发射机阵列的系统架构与发射机阵列样机[70]



使用16-QAM调制在不同数据速率和距离下测量的星座图		
50 m f_c=209.25 GHz		
符号速率/GHz 数据速率/(Gbit·s^{-1}) EVM/%	4 16 11.76	4.5 18 13.98
100 m f_c=209.25 GHz		
符号速率/GHz 数据速率/(Gbit·s^{-1}) EVM/%	4 16 12.93	4.5 18 13.96

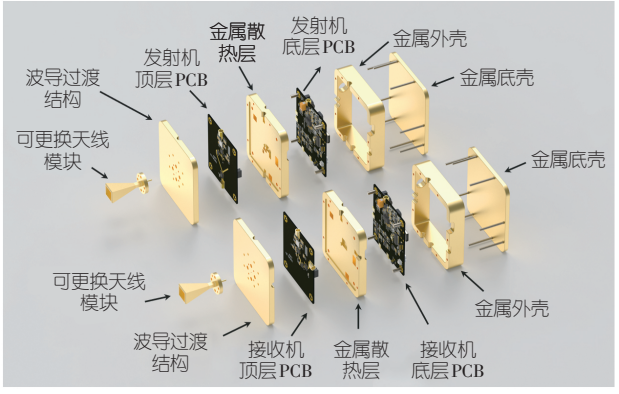
QAM：正交振幅调制　EVM：误差矢量幅度

图6　220 GHz发射机阵列通信测试星座图[70]

2.2 硅基220 GHz高分辨率成像雷达系统[77]

太赫兹频段具备超短波长与宽带特性，理论上可实现毫米级乃至亚毫米级的距离分辨率与方位分辨率，因此太赫兹雷达在隐蔽武器安检、无损检测、生物医学成像等领域具备广阔应用前景。在各类雷达体制中，FMCW雷达采用去斜接收架构，能够显著降低接收链路与模数转换器（ADC）的带宽压力，是太赫兹近场成像的主流技术方案。然而，传统太赫兹调频连续波成像雷达存在两组长期难以有效调和的矛盾。其一为成像精度、成像速率与成像视场之间的矛盾：为获得高方位分辨率，系统通常采用合成孔径雷达（SAR）技术，依托机械扫描平台逐点采集回波数据。但太赫兹波长极短，满足奈奎斯特空间采样定理所需的采样数量巨大；传统走-停式栅格扫描不仅耗时严重，频繁启停带来的机械抖动还会进一步劣化成像质量。其二为系统性能与体积、成本之间的矛盾：传统太赫兹雷达大多采用回旋管或者化合物半导体器件，设备体积大、成本高，不利于工程实用化。

针对上述问题，团队提供了一套从硬件到算法的系统级解决方案。使用220 GHz SiGe BiCMOS收发芯片，研制了一款体积仅为12×6×3 cm^{3}的微型微型FMCW雷达，集成了收发前端、频率综合、数据采集和电源管理等所有功能模块，如图7所示。在成像方法层面，该方案基于阿基米德螺旋非均匀采样轨迹，以极坐标连续运动替代传统栅格扫描，彻底消除“走-停”式采样中的启动-停止时间损耗和机械抖动。针对螺旋采样带来的非均匀空间采样问题，引入Voronoi划分将采样平面分割为凸多边形单元，以各单元面积作为空间权重因子校正采样密度不均；在波数域（K空间），针对因



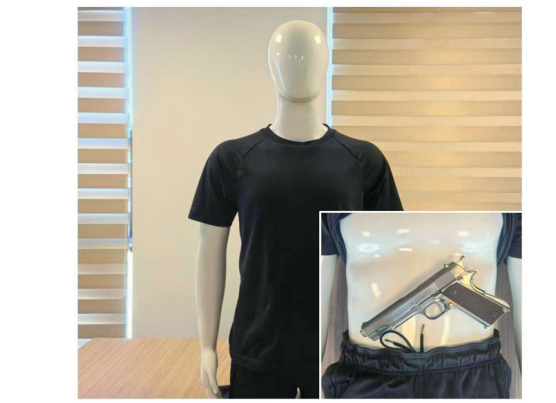
PCB：印制电路板

图7　220 GHz成像雷达样机[77]

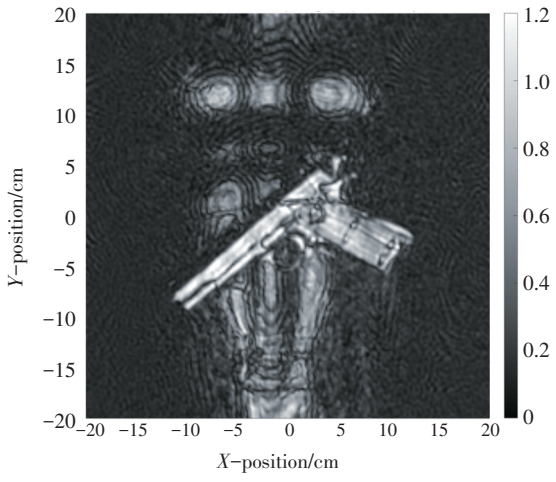
信号模型导致的K_y维度非均匀分布，采用Stolt插值将非均匀数据映射到均匀网格，完成三维图像高精度重建。在保持同等成像分辨率的前提下，等弧长螺旋采样相较于传统锯齿形扫描，采样耗时降低55%（由1 370 s缩减至617 s），实现方位分辨率2.7 mm、距离分辨率3.0 cm的三维成像，可清晰识别衣物下方隐蔽金属目标，如图8所示[77]。该研究为太赫兹近场成像由实验室原型迈向安检、无损检测等实际场景提供了兼顾成像速率与成像精度的技术途径。在此基础上，团队近期提出一种高效超分辨成像方案，在不提升硬件成本与计算复杂度的前提下，实现接近理论极限的亚毫米级方位与俯仰分辨率。

2.3 硅基300 GHz通信系统

300 GHz频段拥有丰富的可用带宽，是B5G/6G实现超高速无线接入的重要频谱资源，IEEE 802.15.3d标准已将该频段纳入规范框架。但该频段路径损耗较高，系统需采用高增益天线补偿链路预算，而高增益天线通常伴随极窄波束。对于通信基站或接入点，窄波束会限制接入能力与覆盖效率，难以支撑多用户同时接入。多波束技术是解决上述矛盾的有效途径：该技术依托空间复用并充分发挥阵列全口径特性，能够在同一时刻生成多个指向不同方向的独立高增益波束，可成倍提升系统吞吐量与覆盖性能。然而在300 GHz频段实现多波束仍存在两项关键挑战：其一，多条收发链路如何共享阵列全口径增益，同步生成不同指向的高增益波束；其二，如何在大角度扫描范围内保证各波束具备低扫描损耗与低旁瓣电平。



（a）成像场景



（b）大视场成像结果

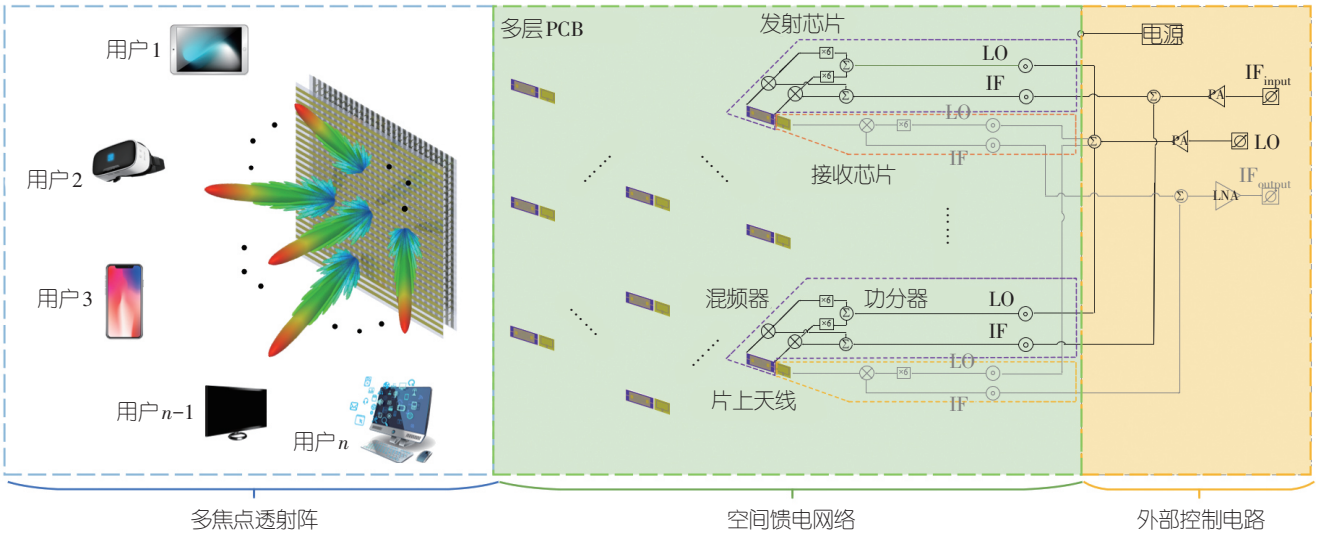
图8　220 GHz成像雷达近场成像实验[77]

如图9–10所示，团队提出了一种基于多焦点透射阵的5发5收多输入多输出（5T5R MIMO）收发机架构。该架构将多个收发芯片布置在透射阵列焦平面的不同位置上，每个芯片对应阵列的一个预设焦点；通过阵列的相位调控，使不同位置的馈源分别产生指向不同方向的独立波束。在相位合成方法上，该透射阵采用高斯加权的相位校正方法，避免了传统单焦点透射阵在馈源偏焦时波束畸变严重的问题，从而在±40°二维范围内实现了低扫描损耗和低旁瓣（< − 10 dB）的多波束辐射。该太赫兹收发射频系统采用了5对收发芯片呈十字形排布于焦平面，在25 cm通信距离下实现了如图13所示的下行最高12 Gbit/s（16QAM）、上行4 Gbit/s（32QAM）的单路传输速率，5路合计总吞吐量66.8 Gbit/s[57]。上述结果验证了“多焦点透射阵列+多芯片空间复用”这一技术路径的可行性，为太赫兹频段的多用户同时接入提供了一种可扩展的解决方案。

3 结束语

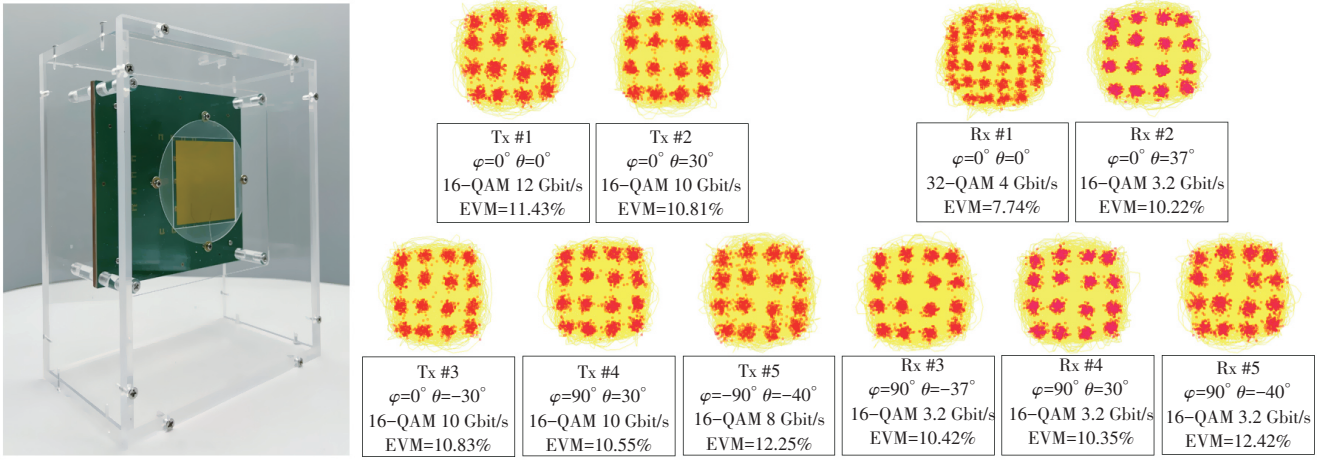
太赫兹频段具备海量频谱资源，已成为6G与高精度感知系统的核心支撑频段。硅基工艺凭借高集成度、低成本与宽带特性，持续推动太赫兹技术由实验室验证向工程实用化稳步发展。本文围绕100~300 GHz重点频段，综述东南大学毫米波太赫兹技术团队在硅基太赫兹芯片以及通信、雷达系统领域的相关研究进展。

在芯片层面，梳理了东南大学毫米波太赫兹技术团队在硅基太赫兹核心芯片方面的阶段性成果。信号源方面，205~273 GHz 6倍频链实现9 dBm峰值饱和输出功率，212~310 GHz放大倍频链获得98 GHz的3 dB带宽，287~304 GHz推挽VCO实现3.61 dBm峰值输出功率，分别验证了倍频链路、宽带覆盖与基波振荡3条技术路线的可行性。在放大器方面，211~263 GHz四路差分功率合成功放实现14.7 dBm饱和输出功率，90~180 GHz CMOS宽带功放全频带输出高于



IF：中频　LNA：低噪声放大器　LO：本振　PCB：印制电路板

图9　300 GHz多波束MIMO射频收发系统架构[57]



（a）300 GHz实物样机　（b）下行通信速率　（c）上行通信速率

EVM：误差矢量幅度　QAM：正交振幅调制

图10　300 GHz多波束MIMO射频收发系统实物样机和测试星座图[57]

15 dBm、峰值达18 dBm，2~250 GHz超宽带放大器增益带宽积达4.67 THz，形成了高功率、宽带覆盖与超宽带增益三条特色技术路线。变频器方面，300 GHz四次谐波混频器与有源上变频器分别验证了低本振频率与集成驱动两种频率变换方案。收发机方面，220 GHz收发芯片组完成11.2 Gbit/s 16QAM传输，200 GHz模式可调收发机芯片，展示了太赫兹频段丰富频谱资源下通信和感知一体化集成的能力。

在系统集成层面，阵列化已成为突破太赫兹链路预算瓶颈的重要技术方向。在通信应用方面，220 GHz三角晶格发射阵列通过大间距二维阵列与全金属波导封装，该微型太赫兹阵列发射机在EIRP 42.7 dBm条件下，完成基于16QAM调制、4.5 GHz带宽信号的100 m距离18 Gbit/s实时通信演示；300 GHz多焦点透射阵多输入多输出（MIMO）收发机采用高斯加权相位校正生成多路独立波束，实现±40二维空间覆

盖与66.8 Gbit/s总吞吐量。在成像雷达应用方面，220 GHz FMCW成像雷达融合阿基米德螺旋非均匀采样与Voronoi校正算法，在维持2.7 mm方位分辨率、3 cm距离分辨率的基础上，成像耗时降低55%，探测效率得到显著提升。

综上，硅基太赫兹技术在通信速率、覆盖距离与感知精度等关键指标上已取得显著突破，正从单功能验证向多功能系统集成、由短距演示向中距实用化稳步推进。面向6G全息通信与数字孪生等远景需求，后续研究应重点关注可锁相宽带源、多通道注入锁定网络、空间功率合成架构、高线性FMCW扫频技术及芯片封装一体集成设计，推动太赫兹系统向更高集成度、更大规模阵列与更优系统能效持续演进，为“数万物智联、数字孪生”的6G愿景提供坚实硬件与技术支撑。

参考文献

[1] Chen J X, Hong W, Tang H J, et al. Silicon based millimeter wave and THz ICs [J]. IEICE transactions on electronics, 2012, E95.C(7): 1134–1140. DOI: 10.1587/transele.e95.c.1134

[2] Zhou P G, Chen J X, Tang S Y, et al. Research on silicon-based terahertz communication integrated circuits [J]. Chinese journal of electronics, 2022, 31(3): 516–533. DOI: 10.1049/cje.2021.00.253

[3] Chen J, Zhou P, Yu J, et al. Research towards terahertz power amplifiers in silicon-based process [J]. ZTE Communications, 2023, 21(2): 88–94. DOI: 10.12142/ZTECOM.202302012

[4] Zhou P G, Chen J X, Yan P P, et al. High output power 243 GHz voltage controlled oscillator in a 130 nm SiGe BiCMOS process [J]. Electronics letters, 2018, 54(6): 348–350. DOI: 10.1049/el.2017.3887

[5] Hou D B, Chen J X, Yan P P, et al. A 270 GHz × 9 multiplier chain MMIC with on-chip dielectric-resonator antenna [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2018, 8(2): 224–230. DOI: 10.1109/tthz.2017.2786027

[6] Zhou P G, Chen J X, Yan P P, et al. A 280–325 GHz frequency multiplier chain with 2.5 dBm peak output power [C]// Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC). IEEE, 2019: 1–4. DOI: 10.1109/cicc.2019.8780333

[7] Gao H, Chen J X, Hong W, et al. A 0.13 THz amplifier integrated with a frequency doubler for a 0.26 THz 0 dBm output power [C]//Proceedings of 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). IEEE, 2019: 1–2. DOI: 10.1109/irmmw-thz.2019.8874444

[8] Zhou P G, Chen J X, Yan P P, et al. A 143.2–168.8-GHz signal source with 5.6 dBm peak output power in a 130-nm SiGe BiCMOS process [J]. Science China information sciences, 2020, 63(12): 229402. DOI: 10.1007/s11432-019-2732-1

[9] Zhou P G, Chen J X, Yan P P, et al. A 273.5–312-GHz signal source with 2.3 dBm peak output power in a 130-nm SiGe BiCMOS process [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2020, 10(3): 260–270. DOI: 10.1109/tthz.2020.2967240

[10] Yu J Y, Chen J X, Li Z K, et al. A 212–260 GHz broadband frequency multiplier chain (× 4) in 130-nm BiCMOS technology [C]//Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). IEEE, 2021: 454–457. DOI: 10.1109/ims19712.2021.9575010

[11] Li Z K, Chen J X, Tang D W, et al. A 205–273-GHz frequency multiplier chain (× 6) with 9-dBm output power and 1.92% DC-to-RF efficiency in 0.13- μm SiGe BiCMOS [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2023, 71(7): 2909–2919. DOI: 10.1109/tmtt.2023.3238765

[12] Wang Z J, Zhou P G, Li Z K, et al. A compact SiGe amplifier-frequency-doubler chain with 7.1-dBm Psat and 98-GHz bandwidth for sub-THz applications [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2024, 72(6): 3485–3495. DOI: 10.1109/tmtt.2023.3328031

[13] Yan Z, Chen J X, Chen Z, et al. A 278–348 GHz 6th harmonic injection locking frequency multiplier based on 3rd harmonic injection locking oscillator in 130 nm SiGe process [C]// Proceedings of IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, 2024: 155–158. DOI: 10.1109/rfic61187.2024.10600036

[14] Chen Z, Dong H C, Chen Z Y, et al. 380-GHz third harmonic signal generation using differentially pumped varactors in a CMOS voltage controlled oscillator [J]. IEEE transactions on circuits and systems I: Regular Papers, 2025, 72(7): 3104–3114. DOI: 10.1109/tcsi.2024.3519170

[15] Wang Z J, Li Z K, Xia X Y, et al. A 247–272-GHz SiGe frequency doubler with 8.2-dBm Psat enhanced by optimized fundamental load impedance and hybrid-mode driver amplifier [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2025, 73(9): 6477–6490. DOI: 10.1109/tmtt.2025.3559956

[16] Li J B, Chen J X, Zhou P G, et al. A SiGe 87–127-GHz × 6 amplifier multiplier chain with 8.6-dBm peak output power and >35-dBc harmonic rejection [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2025, 35(12): 2005–2008. DOI: 10.1109/lmwt.2025.3605348

[17] Zhang R, Chen Z, Wang Z J, et al. A 330-GHz wide tuning range VCO based on common-base cross-coupled topology in SiGe BiCMOS technology [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2023, 33(10): 1462–1465. DOI: 10.1109/lmwt.2023.3307314

[18] Zhu W T, Zhang R, Tang D W, et al. A 0.3-THz reflection-based harmonic enhanced push–push VCO with 2.3-mW pout in 130-nm SiGe BiCMOS technology [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2026, 16(2): 165–178. DOI: 10.1109/tthz.2025.3594907

[19] Zhu W T, Zhang R, Chen J X, et al. A 286–299 GHz dual-core push-push VCO with harmonic enhancement in 130-nm SiGe BiCMOS technology [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). IEEE, 2023: 85–87. DOI: 10.1109/rfit58767.2023.10243356

[20] Tousi Y M, Momeni O, Afshari E. A novel CMOS high-power terahertz VCO based on coupled oscillators: theory and implementation [J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2012, 47(12): 3032–3042. DOI: 10.1109/jssc.2012.2217853

[21] Shopov S, Balteanu A, Hasch J, et al. A 234–261-GHz 55-nm SiGe BiCMOS signal source with 5.4–7.2 dBm output power, 1.3% DC-to-RF efficiency, and 1-GHz divided-down output [J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2016, 51(9): 2054–2065. DOI: 10.1109/jssc.2016.2560198

[22] Liang Y, Boon C C, Qi G Z, et al. A low-jitter and low-reference-spur 320 GHz signal source with an 80 GHz integer-N phase-locked loop using a quadrature XOR technique [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2022, 70(5): 2642–2657. DOI: 10.1109/tmtt.2022.3156901

[23] Starke D, Vogelsang F, Bott J, et al. A 360 GHz fully integrated

differential signal source with 106.7 GHz continuous tuning range in 90 nm SiGe: C BiCMOS [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2024, 72(8): 4685–4700. DOI: 10.1109/tmtt.2024.3356610
[24] Hou D B, Xiong Y Z, Goh W L, et al. A D–band cascode amplifier with 24.3 dB gain and 7.7 dBm output power in 0.13 μm SiGe BiCMOS technology [J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2012, 22(4): 191–193. DOI: 10.1109/lmwc.2012.2188624
[25] Tang D W, Li Z K, Chen J X, et al. An ultra–wideband amplifier with a novel non– distributed butterfly topology achieving 2–250 GHz bandwidth and 4.67 THz GBW in 130nm SiGe BiCMOS [C]//Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC). IEEE, 2023: 1–2. DOI: 10.1109/cicc57935.2023.10121291
[26] Qi Y, Chen Z, Wang L, et al. A 122–143 GHz (~1/2 fT) low noise amplifier with 7 dB noise figure in 130nm SiGe BiCMOS [C]// Proceedings of IEEE MTT–S International Wireless Symposium (IWS). IEEE, 2024: 1–3. DOI: 10.1109/iws61525.2024.10713756
[27] Zhu W T, Tang D W, Li Z K, et al. A D–band 28–nm CMOS differential low–noise amplifier with transformer–based broadband matching network applied for 6G receiver [C]// Proceedings of IEEE MTT–S International Wireless Symposium (IWS). IEEE, 2024: 1–3. DOI: 10.1109/iws61525.2024.10713568
[28] Mehta Y, Thomas S, Babakhani A. A 140 – 220–GHz low–noise amplifier with 6–dB minimum noise figure and 80–GHz bandwidth in 130–nm SiGe BiCMOS [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2023, 33(2): 200–203. DOI: 10.1109/lmwc.2022.3208204
[29] Lee H, Yun B, Jeon H, et al. A D–band wideband low–noise amplifier adopting pseudo–simultaneous noise and input matched dual–peak Gmax–core [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2024, 72(5): 3260–3273. DOI: 10.1109/tmtt.2023.3322838
[30] Li H B, Chen J X, Hou D B, et al. A 250–GHz differential SiGe amplifier with 21.5–dB gain for sub–THz transmitters [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2020, 10(6): 624–633. DOI: 10.1109/tthz.2020.3019361
[31] Li H B, Chen J X, Hou D B, et al. A 230–GHz SiGe amplifier with 21.8–dB gain and 3–dBm output power for sub–THz receivers [J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2021, 31(8): 1004–1007. DOI: 10.1109/lmwc.2021.3090466
[32] Tang D W, Yang C, Zhou P G, et al. A 70 – 160–GHz ultrawideband amplifier utilizing reverse–side grounded balun with balance compensation in 130–nm SiGe process [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2025, 35(11): 1796–1798. DOI: 10.1109/lmwt.2025.3595553
[33] Li Z, Chen J, Li H, et al. A 220–GHz power amplifier with 22.5–dB gain and 9–dBm Psat in 130–nm SiGe [J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2021, 31(10): 1166–1169. DOI: 10.1109/LMWC.2021.3105611
[34] Li X C, Chen W H, Zhou P G, et al. A 250 – 310 GHz power amplifier with 15–dB peak gain in 130–nm SiGe BiCMOS process for terahertz wireless system [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2022, 12(1): 1–12. DOI: 10.1109/tthz.2021.3099057
[35] Yu J Y, Chen J X, Zhou P G, et al. A 211–to–263–GHz dual–LC–tank–based broadband power amplifier with 14.7–dBm PSAT and 16.4–dB peak gain in 130–nm SiGe BiCMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2023, 58(2): 332–344. DOI: 10.1109/jssc.2022.3192043
[36] Meng Q Q, Zhou P G, Chen Z Y, et al. A 200 GHz power amplifier with 15.3–dBm Psat utilizing gm–boosting and multi–coupled–line balun combining in 130–nm SiGe BiCMOS [C]// Proceedings of IEEE MTT–S International Wireless Symposium (IWS). IEEE, 2025: 1–3. DOI: 10.1109/iws65943.2025.11177789
[37] Tang D W, Yang C, Zhou P G, et al. A compact 90 – 180 GHz, 15 – 18 dBm power amplifier with novel self–shielding load–open balun and broadband fourth–order LC ladder power combiner in 28–nm CMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2025, 60(8): 2680–2693. DOI: 10.1109/jssc.2024.3518834
[38] Li X C, Chen W H, Li S Y, et al. A high–efficiency 142 – 182–GHz SiGe BiCMOS power amplifier with broadband slotline–based power combining technique [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(2): 371–384. DOI: 10.1109/jssc.2021.3107428
[39] Bücher T, Grzyb J, Hillger P, et al. A broadband 300 GHz power amplifier in a 130 nm SiGe BiCMOS technology for communication applications [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(7): 2024–2034. DOI: 10.1109/jssc.2022.3162079
[40] Li S W, Rebeiz G M. High Efficiency D–band multiway power combined amplifiers with 17.5 – 19–dBm Psat and 14.2 – 12.1% peak PAE in 45–nm CMOS RFSOI [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(5): 1332–1343. DOI: 10.1109/jssc.2022.3145394
[41] Zhou R, Chen J X, Li Z K, et al. A 260–GHz power amplifier with 12.5–dBm Psat and 21.4–dB peak gain utilizing a modified coupled–line–balun network [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2024, 72(5): 3031–3045. DOI: 10.1109/tmtt.2023.3318734
[42] Li Z K, Chen J X, Wang Z J, et al. A 206 – 264 GHz power amplifier based on a high–linearity cascode core with 15 dB gain and 12.2–dBm Psat in 130–nm SiGe BiCMOS [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2024, 14(2): 293–297. DOI: 10.1109/tthz.2024.3349481
[43] Wang C, Hou D, Chen J, et al. A 300 GHz 4th–harmonic mixer in 0.13 μm SiGe BiCMOS technology [C]//2018 IEEE International Symposium on Radio–Frequency Integration Technology (RFIT). IEEE, 2018: 1–3. DOI: 10.1109/RFIT.2018.8524040
[44] Zheng S D, Li Z K, Zhou P G, et al. A 300–GHz upconverter with 0–dBm Psat and 44–GHz bandwidth in 130–nm SiGe BiCMOS [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2023, 33(12): 1646–1649. DOI: 10.1109/lmwt.2023.3322938
[45] Zhong Q, Choi W, Kenneth K O. Terahertz even–order subharmonic mixer using symmetric MOS varactors [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2021, 56(2): 355–366. DOI: 10.1109/jssc.2020.3024177
[46] Chen Z Y, Choi W, Kenneth K O. 300–GHz double–balanced up–converter using asymmetric MOS varactors in 65–nm CMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2022, 57(8): 2336–2347. DOI: 10.1109/JSSC.2022.3171545
[47] Soylu U, Alizadeh A, Ahmed A S H, et al. A 272 GHz InP HBT direct–conversion transmitter with 14.1 dBm output power [C]// Proceedings of 18th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). IEEE, 2023: 1–4
[48] Jyo T, Hamada H, Tsutsumi T, et al. 220–to–320–GHz fundamental mixer in 60–nm InP HEMT technology achieving 240–gbps dual–band data transmission [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2024, 72(1): 516–524. DOI: 10.1109/TMTT.2023.3327478
[49] Zhou P G, Chen J X, Yan P P, et al. A 150–GHz transmitter with 12–dBm peak output power using 130–nm SiGe: C BiCMOS

process [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(7): 3056–3067. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2989112
[50] Li H B, Chen J X, Zhou P G, et al. Compact low–power 154 GHz receiver front–end in 0.13 μm SiGe BiCMOS [J]. IET microwaves, antennas & propagation, 2020, 14(9): 955–959. DOI: 10.1049/iet–map.2019.0511
[51] Li Z K, Chen J X, Li H B, et al. A 220–GHz sliding–IF quadrature transmitter and receiver chipset for high data rate communication in 0.13–μm SiGe BiCMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2023, 58(7): 1913–1927. DOI: 10.1109/JSSC.2023.3236621
[52] Zhang R, Tang D W, Chen Z, et al. A D–band OOK transmitter with 50–GHz bandwidth achieving 32–gbps data rate in 28–nm CMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2024, 59(8): 2347–2361. DOI: 10.1109/JSSC.2024.3354066
[53] Tang D W, Xia X Y, Yan Z, et al. 24.1 a 90–to–180 GHz APD–integrated transmitter achieving 18dBm Psat in 28nm CMOS [C]//Proceedings of IEEE International Solid–State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2024: 411–413. DOI: 10.1109/isscc49657.2024.10454268
[54] Tang D W, Xia X Y, Huang L Y, et al. Sub–terahertz wideband ASK transceiver for 14/27/64 Gb/s 0.27–km/0.12–m/0.1–mm interconnection in 28–nm CMOS [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2026, 61(8): 3832–3848. DOI: 10.1109/JSSC.2026.3665552
[55] Zhou R, Chen J X, Tang S Y, et al. A 200–GHz modulable transceiver with 35–dB Tx on – off isolation and 16–Gb/s code rate for MIMO radar in 130–nm SiGe process [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2025, 60(11): 4267–4286. DOI: 10.1109/jssc.2025.3563825
[56] Tang S Y, Li Z K, Zheng S D, et al. A 285 – 310 GHz four–channel transceiver with 22.6 dBm EIRP supporting 64QAM modulation in 130–nm SiGe process [J]. Science China information sciences, 2025, 68(12): 220305. DOI: 10.1007/s11432–025–4651–9
[57] Zhao J H, Tang S Y, Xie F, et al. A 300–GHz 5T5R silicon–based MIMO transceiver integrated with a 2–D multifocal transmit–array [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2025, 73(12): 10843–10854. DOI: 10.1109/TMTT.2025.3602154
[58] Al–Eryani J, Knapp H, Kammerer J, et al. Fully integrated single–chip 305 – 375–GHz transceiver with on–chip antennas in SiGe BiCMOS [J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2018, 8(3): 329–339. DOI: 10.1109/tthz.2018.2823202
[59] Rodríguez–Vázquez P, Grzyb J, Heinemann B, et al. A 16–QAM 100–Gb/s 1–M wireless link with an EVM of 17% at 230 GHz in an SiGe technology [J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2019, 29(4): 297–299. DOI: 10.1109/LMWC.2019.2899487
[60] Lee S, Hara S, Yoshida T, et al. An 80–Gb/s 300–GHz–band single–chip CMOS transceiver [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2019, 54(12): 3577–3588. DOI: 10.1109/JSSC.2019.2944855
[61] Hu Z, Wang C, Han R N. A 32–unit 240–GHz heterodyne receiver array in 65–nm CMOS with array–wide phase locking [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2019, 54(5): 1216–1227. DOI: 10.1109/JSSC.2019.2893231
[62] Liu C X, Li Z, Yamazaki Y, et al. A 640–Gb/s 4 × 4–MIMO D–band CMOS transceiver chipset [J]. IEEE journal of solid–state circuits, 2025, 60(4): 1132–1149. DOI: 10.1109/JSSC.2024.3515640
[63] Zhou P G, Chen J X, Wang Z J, et al. A 270–to–300 GHz amplifier–last transmitter with 6.7 dBm peak output power using 130 nm SiGe process [C]//Proceedings of IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, 2025: 175–178. DOI: 10.1109/rfic61188.2025.11082814
[64] Qi Y, Chen Z, Yan Z, et al. A 110 – 150 GHz broadband TDD front end in SiGe BiCMOS [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2025, 35(8): 1250–1253. DOI: 10.1109/lmwt.2025.3563580
[65] Hou D B, Xiong Y Z, Goh W L, et al. 130–GHz on–chip meander slot antennas with stacked dielectric resonators in standard CMOS technology [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2012, 60(9): 4102–4109. DOI: 10.1109/TAP.2012.2207077
[66] Hou D B, Hong W, Chen J X, et al. 130 GHz on–chip dielectric resonator antenna array in CMOS technology [C]//Proceedings of Sixth Asia–Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). IEEE, 2017: 1–3. DOI: 10.1109/apcap.2017.8420838
[67] Li J, Li P, Zhou P, et al. A 130 GHz 360° gain–invariant phase shifter with 5.625° phase resolution, 0.19° RMS phase error and <0.56 dB RMS gain error [C]//2025 IEEE MTT–S International Microwave Symposium (IMS). IEEE, 2025: 831–834. DOI: 10.1109/IMS40360.2025.11103934
[68] Lu H Y, Chen J X, Yan P P, et al. 280 – 300 GHz SiGe–InP hybrid–integrated transmitter with 21.9 dBm EIRP and 10 Gbps data rate [J]. IET microwaves, antennas & propagation, 2024, 18(12): 878–884. DOI: 10.1049/mia2.12532
[69] Tang S Y, Zhou P G, Zhou R, et al. A 200–GHz phased array transmitter with element–level scanning antenna for ± 45° scanning range with 0.71 λ0 antenna pitch [C]//Proceedings of IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, 2025: 171–174. DOI: 10.1109/RFIC61188.2025.11082962
[70] Xie F, Hao Z C, Li Z K, et al. A 220–GHz planar triangular lattice transmitter array with 42.7–dBm peak EIRP for long–distance high–data–rate wireless communication [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2025, 73(6): 3194–3208. DOI: 10.1109/TMTT.2024.3501391
[71] Meng Q Q, Wang Z H, Zhou P G, et al. 20.10 a 214–to–242GHz miniaturized co–packaged PA–antenna array with 29 dBm lens–less eirp in a 0.13μm SiGe process [C]//Proceedings of IEEE International Solid–State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2026: 358–360. DOI: 10.1109/isscc49663.2026.11409245
[72] Takano K, Katayama K, Hara S, et al. 300–GHz CMOS transmitter module with built–in waveguide transition on a multilayered glass epoxy PCB [C]//Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). IEEE, 2018: 154–156. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304972
[73] Elkhouly M, Ha J, Holyoak M J, et al. Fully integrated 2D scalable TX/RX chipset for D–band phased–array–on–glass modules [C]//Proceedings of IEEE International Solid–State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2022: 76–78. DOI: 10.1109/ISSCC42614.2022.9731626
[74] Abdo I, Jyo T, Pander A, et al. 300–GHz–band four–element CMOS–InP hybrid phased–array transmitter with 36circ steering range [J]. IEEE microwave and wireless technology letters, 2023, 33(6): 887–890. DOI: 10.1109/LMWT.2023.3267790
[75] Yu B, Wang Z G, Li O P, et al. A 200–GHz four–element phased–array receiver system–in–package using HTCC technology for sub–terahertz communications [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2024, 72(7): 3920–3934. DOI: 10.1109/TMTT.2023.3343396
[76] Hou D B, Hong W, Goh W L, et al. D–band on–chip higher–order–mode dielectric–resonator antennas fed by half–mode

cavity in CMOS technology [J]. IEEE antennas and propagation magazine, 2014, 56(3): 80–89. DOI: 10.1109/MAP.2014.6867684

[77] Liu H M, Hao Z C, Xie F, et al. A 220–GHz high–resolution near–range FMCW imaging radar system [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2026, 74(9): 8432–8444. DOI: 10.1109/TMTT.2026.3717093

作　者　简　介



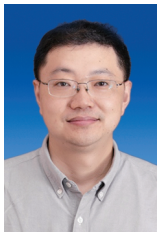
郝张成，东南大学首席教授、博士生导师，教育部“长江学者”特聘教授，担任 *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 等国际期刊的副主编；主要研究方向为毫米波太赫兹器件与射频系统、B5G/6G多波束阵列、卫星通信星载/终端平面相控阵等；获国家自然科学奖二等奖（2/5）、国家科技进步奖二等奖（8/10）、中国电子学会科技创新团队奖等多项国家和省部级学术奖励；近年来主持国家级项目20余项；发表论文200余篇。



周培根，东南大学毫米波全国重点实验室副研究员；主要研究方向包括毫米波太赫兹核心器件与收发芯片、毫米波太赫兹异质/异构集成技术、毫米波太赫兹通信和感知系统等；先后主持国家/省部级项目10余项；发表论文100余篇，拥有授权发明专利10余项。



缪卓伟，东南大学毫米波全国重点实验室副研究员；主要研究方向为面向新兴场景与重大需求的毫米波/太赫兹天线理论、器件设计及系统应用等；获得IEEE AP–S Fellowship Program奖等多项学术奖励；先后主持或参与国家/省部级项目10余项；发表论文60余篇。



陈继新，东南大学首席教授、电磁场与微波工程系主任，曾任2021年全国微波毫米波会议技术委员会主席、IEEE RFIT2019 TPC主席等；主要研究方向为微波毫米波芯片与系统；2016年获首届Keysight Early Career Professor Award以及国家自然科学奖二等奖，2021年入选教育部“长江学者”奖励计划；发表论文100余篇，拥有发明专利20余项。



洪伟，东南大学首席教授、教育部“长江学者”特聘教授、国家杰出青年科学基金获得者、IEEE Fellow、中国电子学会会士、中国科学院院士、中国电子学会微波分会副主任委员、天线分会副主任委员，曾任毫米波国家重点实验室主任、信息科学与工程学院院长，IEEE MTT–S AdCom委员等；主要研究领域包括毫米波基础理论、芯片与系统、测量技术与仪器；牵头承担完成国家“973”项目、基金委创新群体项目、国家重大科研仪器研制项目等；获国家奖3项，其中牵头获国家自然科学二等奖1项、国家科技进步二等奖1项，获省部级科技一等奖4项、中国电子学会创新团队奖等，获首届全国创新争先奖状、IEEE 802.11aj国际标准杰出贡献奖、IEEE MTT–S微波奖等；发表论文400余篇，出版学术专著4部，论著他引37 000余次。

任务导向通信的若干思考

Reflections on Task-Oriented Communication

江涛/Jiang Tao
（华中科技大学，中国 武汉 430074）
(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

DOI:10.12142/ZTETJ.202605009
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261020.1053.004
网络出版日期：2026-10-20
收稿日期：2026-07-08

摘要：分析了现有比特导向通信范式在人机物融合中的局限，指出任务导向通信范式是满足人机物融合通信需求的可行方案。首先，梳理了任务导向通信中的任务特征联合编码、弹性组网和动态资源分配关键技术。其次，归纳总结了任务导向通信技术在边缘推理、多智能体协同和遥操作等人机物融合典型场景中的应用。最后，探讨了任务导向通信在任务特征表征、计算开销、通用框架、可靠性和可解释性等方面的技术挑战。相关分析可为支撑人机物融合的任务导向通信方案设计提供参考。

关键词：人机物融合；任务导向通信；任务特征联合编码；弹性组网；动态资源分配

Abstract: This paper analyzes the limitations of existing bit-oriented communication paradigms in human-cyber-physical applications. The task-oriented communication paradigm is identified as a feasible approach to meeting human-cyber-physical communication requirements. Key technologies for task-oriented communication are reviewed, including task-feature joint source-channel coding, elastic networking and dynamic resource allocation. Applications of these technologies in typical human-cyber-physical scenarios, including edge inference, multi-agent collaboration and teleoperation, are summarized. Finally, technical challenges related to task-feature representation, computational overhead, general-purpose frameworks, reliability and interpretability are discussed. The analysis provides a reference for designing task-oriented communication schemes to support human-cyber-physical applications.

Keywords: human-cyber-physical fusion; task-oriented communication; task-feature joint source-channel coding; elastic networking; dynamic resource allocation

引用格式：江涛. 任务导向通信的若干思考 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 66-70. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605009
Citation: Jiang T. Reflections on task-oriented communication [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 66-70. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605009

当前，以信息技术、人工智能为代表的新兴科技正在快速发展，极大拓展了时间、空间和人们的认知范围，人类正在进入一个人机物三元融合的万物智能互联时代。在人机物融合中，终端设备为完成用户下达的任务，需要感知物理环境，获取决策所需信息，并执行相应动作[1]。然而，车载终端、无人机等设备的算力资源受限，需要及时将信息上传至边缘或云端服务器，以获取决策结果与控制指令。同时，面对复杂任务，各终端设备还需要通过高效的信息交互获取全局信息并协调行动。可见，人机物融合对及时、准确获取支撑任务决策的信息提出了迫切需求。在此背景下，本文探讨如何打破现有比特导向的通信系统局限，构建面向任务导向的通信新范式。

基金项目：国家自然科学基金重点项目（62631011）；移动信息网络国家科技重大专项（2025ZD1304800）

1 比特导向通信范式的局限

比特导向的通信旨在带宽受限和信道噪声干扰的条件下，将原始信息完整、准确且及时地传输至接收端。比特导向通信主要面向文件传输、音视频通信和网页访问等移动业务。在这类业务中，数据丢失、重构错误和传输时延会影响用户体验。然而，在人机物融合中，终端设备每秒可产生数百兆比特甚至更高的多模态数据[2]。可见，比特导向的通信难以在有限的通信资源下兼顾多模态数据的压缩率与重构质量，因此无法满足人机物融合的实时通信需求。

近年来，深度学习推动了信源-信道联合编码技术的研究。该技术主要通过联合设计信源编码器和信道编码器，将原始数据直接映射为适合信道传输的编码特征，并在接收端重构原始数据[3]。信源-信道联合编码技术可联合优化数据压缩与信道抗噪过程，减少分离编码带来的冗余，提高带宽受限和信道噪声干扰下的数据传输效率。然而，现有信源-

信道联合编码技术忽略了差异信息对任务完成的实际贡献度，本质上仍是比特导向的通信。因此，现有信源–信道联合编码技术仍可能占用有限的资源来传输与任务无关的信息，从而造成人机物融合的通信资源浪费。

为了完成复杂任务，人机物融合中的终端设备还需要进行高效的信息交互。现有比特导向的通信主要采用全连接拓扑和固定拓扑。全连接拓扑虽然支持任意节点之间的直接通信，能够减少多跳转发和路由决策导致的时延，但链路数量随节点数量急剧增长，通信开销较大。固定拓扑的链路配置虽然维护简单、开销可控，但难以适应节点故障、信道时变和任务需求变化等情况，容易导致关键通信链路的中断。因此，现有通信拓扑无法满足人机物融合的高效协同需求，亟需构建面向任务的通信新范式。

2 任务导向通信的技术优势

任务导向通信是指根据信息对任务完成的贡献度，动态调整传输内容、网络拓扑和资源配置等，以在最大化任务效能的同时尽可能降低通信开销[4]。具体而言，任务导向通信的技术优势可归纳如下：

1）减少传输冗余。如图1所示，在任务导向通信系统中，发送端从多模态数据中提取与任务相关的特征。接收端根据接收到的任务特征直接作出决策，无需重构原始数据。因此，编码器可舍弃对任务贡献有限的信源信息，从而突破传统率失真理论在给定失真约束下的性能界限。可见，任务导向通信能够在保障任务顺利完成的前提下，减少传输冗余。

2）提高资源利用率。任务导向通信以资源投入所能带来的预期任务收益为依据，确定带宽、功率和时隙等通信资源的分配优先级。在人机物融合中，任务导向通信持续更新信息价值评估结果，并动态调整计算、通信和感知等资源的配置策略，提高资源利用效率，从而保障任务顺利完成。

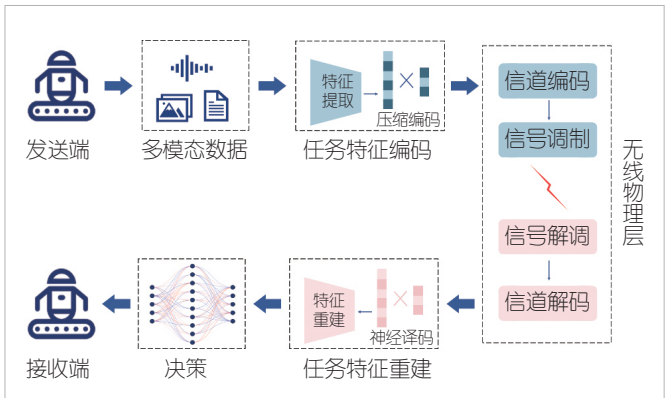


图1　任务导向通信框架

3）提升任务效能。接收端仅接收与任务相关的特征，减少了无关信息对决策过程的干扰，有利于系统作出最优决策。任务导向通信还可与强化学习相结合，以长期任务收益最大化为目标，在任务执行过程中自适应地学习通信策略，从而提升任务效能。

3 任务导向通信的关键技术

为满足人机物融合的通信需求，任务导向通信需要解决“如何高效提取并可靠传输任务特征”“如何根据任务需求灵活组网”以及“如何动态配置有限通信资源”3个关键问题。针对这3个问题，任务导向通信的技术研究主要包括任务特征感知的信源–信道联合编码、任务环境适配的弹性组网和面向任务效能的资源分配等。

1）任务特征感知的信源–信道联合编码技术

任务特征感知的信源–信道联合编码器以信息瓶颈理论为指导，从发送端原始数据中提取与任务相关的特征[5]。具体而言，编码器通过约束编码特征与输入数据之间的互信息，压缩与当前任务无关的冗余信息。然而，编码器通常需要从图像、点云和里程计等多模态数据中提取任务特征。不同模态承载的信息既具有冗余，也具有互补性。因此，编码器需要根据任务需求融合各模态特征，为任务决策提供更充分的依据，同时减小通信开销。

为适配数字调制和链路协议，编码器可采用残差向量量化方法，利用多个可学习码本对特征残差进行逐级量化，从而将连续特征映射为离散码字索引[6]。残差向量量化方法能够逐步逼近原始特征，在控制传输开销的同时减小量化误差。然而，无线信道扰动可能会导致传输码字索引出错，进而影响接收端决策。针对这一问题，编码器可采用离散信道去噪扩散模型，结合量化特征的统计分布、接收端受扰特征以及信道估计结果，对任务相关特征进行去噪重构。该方法能够增强系统对信道扰动的鲁棒性，减少对后续决策造成影响的传输错误。

在仓储物流等复杂的人机物融合典型应用场景中，各终端设备需要并行执行动态避障、货物搜寻、物料搬运和路口调度等多个相互关联的任务。这些任务既依赖位置、环境等基础信息，又需要与自身相关的专用特征相匹配。若对各任务分别进行编码，共享信息将被多次重复处理和传输；若采用统一表征，又难以满足不同任务的决策需求。针对这一矛盾，编码器可以采用由共享编码单元和多个任务专用编码单元构成的结构[7]。编码器首先从感知数据中提取可供各个任务复用的共享表征，再针对不同任务提取专用特征。接收端

复用共享表征，并结合专用特征完成相应决策。这种分层结构能够减少重复传输，提高信息复用效率。

2）任务环境适配的弹性组网技术

任务环境适配的弹性组网技术根据任务需求和环境状态的变化，按需调整通信网络。具体而言，事件触发机制会在信息丢失代价超过预设阈值时及时建立通信链路。感知信息不足以支撑当前决策的节点，会主动向能够提供补充信息的邻近节点发起通信请求。随着任务状态趋于稳定，弹性组网技术会及时释放任务价值较低的链路，以减少不必要的通信开销。

在通信网络中，节点受发射功率和信道条件限制，通常只能与邻近节点进行可靠通信，需要借助中继节点实现多跳传输以获取全局信息。关键中继节点失效会降低网络连通性，甚至导致网络分裂。为提高中继选择的可靠性，基于扇区划分的中继选择机制将转发节点的通信覆盖区域划分为多个扇区，并从各扇区筛选出候选中继[8]。可见，这种机制能够减少节点之间的竞争，提高关键中继被选中的概率。在此基础上，语义中继机制可在转发信息的同时进行语义补全和特征增强，以弥补传输过程中缺失的关键信息，从而提升接收节点的任务决策能力[9]。

3）任务效能保障的资源分配技术

人机物融合中的终端设备通常受到带宽、发射功率和算力等资源的限制。若通信系统仅依据信道质量、队列长度或业务类型调度资源，则难以为任务价值较高的信息优先配置充足的通信资源，进而影响任务效能。因此，任务效能保障的资源分配技术需要评估信息的任务价值，以确定不同信息的资源分配优先级。

信息的任务价值主要取决于任务贡献度和信息时效性。任务贡献度反映信息对当前任务的预期贡献，可通过源价值模型，根据预期收益和资源消耗对其进行评估[10]。信息时效性反映信息价值随时间衰减的程度及其失效风险，可由信息年龄、错误信息年龄和目标感知年龄等指标刻画。信息年龄根据信息生成至接收之间的时间间隔评估数据的新鲜程度，但无法反映信息内容的准确性。错误信息年龄在时间滞后的基础上引入接收状态与真实状态之间的偏差，用于评估失真或过期信息的代价。目标感知年龄面向多视角协同感知，将有效目标数量、采样间隔以及推理和传输时延纳入计算，并过滤低质量感知帧，以评估目标信息是否仍能支撑当前感知。综合这些指标，通信系统可确定信息的资源分配优先级。

任务效能保障的资源分配技术根据已传输信息对任务执行的实际贡献，持续更新信息价值评估模型，形成闭环反馈机制[11]。具体而言，首先根据信息价值评估结果确定采样频率、压缩率、带宽和发射功率。完成信息传输后，再根据任务执行结果修正评估模型，并生成下一轮配置策略。通过“价值评估—资源分配—结果反馈”的持续迭代，通信系统能够动态调整资源配置，以优先保障任务价值较高的信息，从而提升任务效能。

4 任务导向通信的典型应用

任务导向通信技术目前已广泛应用于边缘推理、遥操作和多智能体协同等人机物融合的典型场景。

1）边缘推理

如图2所示，终端设备受存储和算力等资源限制，难以在本地部署具备较强视觉理解能力的多模态大模型，需要将采集的多模态数据上传至边缘服务器进行推理。然而，海量数据的传输不仅会增加传输时延，还会加重边缘服务器的计算负担。因此，可将任务特征感知的信源–信道联合编码技术应用于边缘推理场景，以降低通信和计算开销。例如，在LLaVA–OneVision–7B多模态大模型的边缘推理任务中[12]，首先在终端提取并传输与下游任务相关的紧凑特征，随后在边缘服务器完成特征解码、模态投影与模型推理。该技术通过联合优化特征码率与任务损失，避免了传统像素级压缩对任务相关信息的破坏。实验结果表明，在模型性能基本不变的前提下，通信开销降低了52%，推理时延降低了63%，有效满足了带宽资源受限条件下的实时边缘推理需求。

2）多智能体协同

在多智能体协同的人机物融合场景中，各智能体之间通过信息共享和行为协调，共同完成物流搬运、智能巡检和协同围捕等复杂任务。在此类任务中，固定的网络拓扑难以适应环境状态、任务进展和协作关系的动态变化，导致其难以持续满足多智能体的协同需求。因此，可将任务环境适配的弹性组网技术应用于多智能体协同场景，以提升动态环境下多智能体协同的效率。如图3所示，在协同围捕任务中[13]，

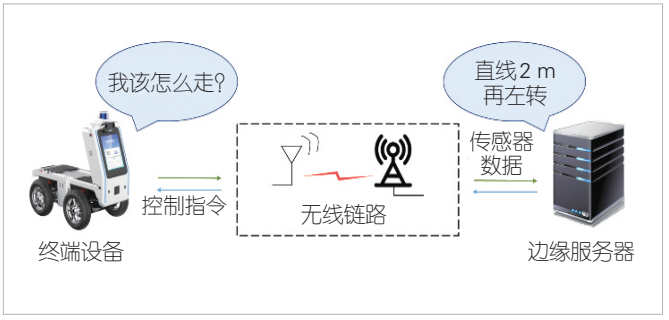


图2　边缘推理场景

采用错误信息年龄评估各个智能体状态信息的时效性与准确性，并根据信息的重要程度分配时隙、选择通信对象，优先传播关键状态信息。该技术使任务成功率提高了7%，作业耗时缩短了13.6%，有效满足了动态环境下的多智能体协同需求。

3）遥操作

如图4所示，在典型的遥操作场景中，工作人员借助交互设备远程实时操控机器人，从而避免直接进入危险或难以到达的环境作业[14]。在遥操作过程中，长距离传输和信道衰落造成的时延、丢包，容易导致控制轨迹偏差和触觉反馈失真。现有方案通常利用预测机制补偿丢失或延迟的控制轨迹，但忽略了不同操作任务的精度需求，容易造成资源过度配置，难以支持带宽受限条件下的多用户并发。因此，可将面向任务效能的资源分配技术应用于遥操作场景，以提高资源利用率。在多用户机械臂遥操作任务中[15]，该技术将预测器部署于接收端，以恰可察觉差（JND）评估操作者对控制偏差的感知程度，并根据任务精度需求联合配置带宽与传输速率。该技术在降低时延和丢包对操作体验影响的同时，节省了77.80%的无线资源，有效满足了资源受限条件下的多用户遥操作需求。

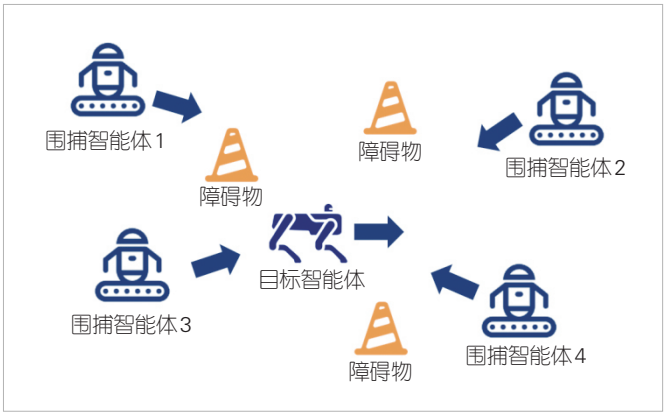


图3　协同围捕场景



图4　遥操作场景

5 任务导向通信面临的挑战

尽管任务导向通信技术已在边缘推理、遥操作和多智能体协同等典型应用场景中验证有效，但其工程化部署仍面临诸多挑战，例如：

1）任务特征提取困难。任务导向通信需要从原始信息中提取与任务相关的特征，这一过程面临多重困难。首先，某一信息对最终任务结果的影响通常需要经过后续处理和多步决策才能显现，因而难以单独评估其任务贡献。其次，现有任务特征提取尚缺乏统一的任务价值量化理论，在任务切换或环境变化时可能失效。此外，不同终端设备在传感器配置、模型结构和训练数据等方面存在差异，可能对同一信息形成不同的特征表征，进而影响接收端对所传信息的正确理解，并干扰后续任务决策。

2）计算开销较大。任务导向通信依赖高度复杂的深度神经网络技术，相关计算开销会随终端设备数量、传感器模态和任务复杂度等因素的增加而急剧上升。无人机、移动机器人和车载终端等设备的计算资源有限，部署复杂的任务导向通信模型会使推理时延过高，进而导致任务相关信息难以及时用于决策。因此，任务导向通信需要在保持任务特征提取能力的同时，降低模型的计算复杂度。

3）通用框架缺乏。现有任务导向通信框架大多针对特定任务设计，不同框架在特征提取、组网策略和资源配置等方面存在差异。这些差异使得不同框架的性能难以直接比较，也限制了框架在新任务中的迁移应用，进而增加研发成本、延长技术迭代周期。同时，任务导向通信尚未形成标准化的通用系统接口。不同系统仍需针对具体设备、环境和任务重新设计数据处理与通信流程，难以实现即插即用和灵活扩展。

4）可靠性与可解释性不足。任务导向通信通过仅传输任务特征减少了通信开销，但也削弱了传统通信中用于抵御传输错误的冗余。信道衰落、特征对齐偏差和传感噪声可能造成任务特征丢失或错误理解。终端设备之间的信息交互还会使单个终端设备的错误表征影响其他终端设备的决策，导致任务效能急剧劣化。现有方法还难以解释任务特征的筛选依据以及节点资源优先级的确定

过程。在自动驾驶和工业控制等场景中，任务导向通信难以判断任务失败源于特征失真、链路恶化还是模型失配，进而增加错误定位、责任判定和风险评估的难度。

6 结束语

物联网和人工智能等技术的快速演进推动了人机物融合的深入发展，对现有移动通信系统提出了更高要求。任务导向通信以提升任务效能、减少通信开销为目标，根据信息对任务决策的贡献度动态调整传输内容、网络拓扑和资源配置，为面向人机物融合的通信系统提供了新的思路。目前，任务导向通信已应用于边缘推理、多智能体协同和遥操作等人机物融合典型场景。然而，任务导向通信仍面临任务特征提取困难、计算开销较大、通用框架缺乏，以及可靠性与可解释性不足等挑战。随着理论体系、关键算法和软硬件架构的不断完善，任务导向通信有望成为支撑人机物融合的重要通信范式。

参考文献

[1] Jiang T, Shi X T, Cheng S, et al. Human-cyber-physical ubiquitous intelligent communication: system architecture, key technologies, and challenges [J]. IEEE communications magazine, 2022, 60(12): 36-42. DOI: 10.1109/mcom.001.2200105

[2] He G J, Feng M J, Zhang Y, et al. Deep reinforcement learning based task-oriented communication in multi-agent systems [J]. IEEE wireless communications, 2023, 30(3): 112-119. DOI: 10.1109/MWC.003.2200469

[3] Zhang P, Xu W J, Liu Y M, et al. Intellicise wireless networks from semantic communications: a survey, research issues, and challenges [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2025, 27(3): 2051-2084. DOI: 10.1109/COMST.2024.3443193

[4] Gündüz D, Qin Z J, Aguerri I E, et al. Beyond transmitting bits: context, semantics, and task-oriented communications [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2023, 41(1): 5-41. DOI: 10.1109/JSAC.2022.3223408

[5] Shao J W, Mao Y Y, Zhang J. Learning task-oriented communication for edge inference: an information bottleneck approach [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2022, 40(1): 197-211. DOI: 10.1109/JSAC.2021.3126087

[6] He G J, Zhang S Y, Jiang T. Residual vector quantized diffusion model-based joint source-channel coding for task-oriented agent communication [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2025, 24(6): 4663-4676. DOI: 10.1109/TWC.2025.3543373

[7] Halimi R A, Tillmann M H V, Beck E, et al. Cooperative and collaborative multi-task semantic communication for distributed sources [C]//Proceedings of ICC 2025 - IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2025: 3966-3971. DOI: 10.1109/ICC52391.2025.11161271

[8] Li S L, Zheng X K, Jiang T. Stably global broadcasting for multirobot flocking under multihop ad hoc networks [J]. IEEE Internet of Things journal, 2025, 12(13): 25892-25907. DOI: 10.1109/JIOT.2025.3561104

[9] Guo J, Chen H, Song B, et al. Distributed task-oriented communication networks with multimodal semantic relay and edge intelligence [J]. IEEE communications magazine, 2024, 62(6): 82-89. DOI: 10.1109/MCOM.001.2300155

[10] Chi X Y, Han S J, Xu X D, et al. Source value-based resource allocation in task-oriented communications [J]. IEEE Internet of Things journal, 2024, 11(24): 39395-39408. DOI: 10.1109/JIOT.2024.3430905

[11] Zhang S Y, Zheng X K, Zhang Y, et al. Bridging theory and practice: a review of task-oriented communication for embodied agent societies [J]. IEEE transactions on network science and engineering, 2025, 12(6): 4480-4497. DOI: 10.1109/TNSE.2025.3572239

[12] Yuan C, Liu Z N, Lv J S, et al. Task-oriented feature compression for multimodal understanding via device-edge co-inference [J]. IEEE transactions on mobile computing, 2026, 25(4): 4762-4775. DOI: 10.1109/TMC.2025.3626724

[13] He G J, Cui S B, Dai Y Y, et al. Learning task-oriented channel allocation for multi-agent communication [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2022, 71(11): 12016-12029. DOI: 10.1109/TVT.2022.3195202

[14] Zhang S Y, Zhang Q, Yang L C, et al. Group-level feature-aware hybrid coding for adaptive task-oriented tactile communication [J]. IEEE transactions on cognitive communications and networking, 2026, 12: 9460-9473. DOI: 10.1109/TCCN.2026.3710171

[15] Kizilkaya B, She C Y, Zhao G D, et al. Task-oriented prediction and communication co-design for haptic communications [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2023, 72(7): 8987-9001. DOI: 10.1109/TVT.2023.3247442

作　者　简　介



江涛，华中科技大学二级教授、IEEE Fellow、教育部“长江学者”特聘教授、第二批国家“万人计划”领军人才、国家杰出青年科学基金获得者、移动信息网络国家重大科技专项咨询委员会专家、国家第六代移动通信技术研发总体专家组成员，担任国家重点研发计划项目首席科学家、《中国通信（英文版）》副主编等；长期深耕无线通信领域，聚焦信道编码、信号调制、频谱聚合等空口链路传输的基础理论、关键技术与工程应用的研究。

面向6G的NTN网络架构演进：从广域覆盖到星地融合服务

Evolution of Non-Terrestrial Network Architecture Toward 6G: From Wide-Area Coverage to Satellite-Terrestrial Integrated Services

施嵘/Shi Rong，张诗壮/Zhang Shizhuang，
周将运/Zhou Jiangyun，李数林/Li Shulin

（中兴通讯股份有限公司，中国 深圳 518057）
(ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605010
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261020.1407.008
网络出版日期：2026-10-20
收稿日期：2026-07-25

摘要：非地面网络（NTN）未来的核心价值将不再局限于广域覆盖，而是需要与地面蜂窝网络深度融合，形成覆盖、容量、连续性和业务保障一体化综合能力。分析了6G NTN的演进逻辑、标准化趋势、总体架构、关键技术体系和工程挑战，并结合非均匀业务分布下的容量调度问题，说明业务感知调度、多星协同、星地负载均衡、预测式移动性管理和AI自治对未来NTN规模商用的重要意义。研究表明，6G NTN需要从“覆盖驱动”的星座建设模式，演进为业务感知、容量增强、确定性保障和星地融合协同的网络建设模式，为全球泛在连接、应急通信、行业数字化和国家战略通信能力提供重要支撑。

关键词：6G；非地面网络；星地融合；业务感知；智能调度

Abstract: Going forward, the core value of non-terrestrial network (NTN) will extend beyond wide-area coverage to deep integration with terrestrial cellular networks, yielding integrated capabilities in coverage, capacity, continuity, and service assurance. This paper analyzes the evolution logic, standardization trends, overall architecture, key technologies, and engineering challenges of 6G NTN. It further discusses capacity scheduling under non-uniform traffic distribution, highlighting the importance of service-aware scheduling, multi-satellite cooperation, satellite-terrestrial load balancing, predictive mobility management, and AI-native autonomy. The analysis shows that 6G NTN needs to evolve from a coverage-driven constellation deployment model to a service-aware, capacity-enhanced, deterministic-service-guaranteed, and satellite-terrestrial integrated network model, supporting global ubiquitous connectivity, emergency communication, vertical industry digitalization, and national strategic communication capabilities.

Keywords: 6G; non-terrestrial network; satellite-terrestrial integration; service awareness; intelligent scheduling

引用格式：施嵘, 张诗壮, 周将运, 等. 面向6G的NTN网络架构演进：从广域覆盖到星地融合服务 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 71-81. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605010
Citation: Shi R, Zhang S Z, Zhou J Y, et al. Evolution of non-terrestrial network architecture toward 6G: from wide-area coverage to satellite-terrestrial integrated services [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 71-81. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605010

移动通信网络正从地面二维蜂窝覆盖向空-天-地-海一体化三维覆盖演进。传统地面蜂窝网络以地面基站、传输网络及配套能源设施为支撑，其覆盖能力受地理环境、建设成本、运维条件和抗灾能力等多重因素制约。然而，在海洋、航空航线、山区、荒漠、边境、极地及灾害等场景中，地面网络通常难以实现连续覆盖。为此，非地面网络（NTN）通过引入卫星、高空平台、无人机等非地面节点，为实现全球泛在连接提供了重要技术路径，并已成为6G天地一体化网络的关键组成部分[1-4]。

以卫星通信为代表的NTN正经历深刻变革。得益于低成本卫星制造、可重复使用运载火箭、星载相控阵、数字处理载荷、星间链路及星上计算等技术的快速发展，卫星互联网已进入以大规模低地球轨道（LEO）星座为代表的新阶段。低轨星座通常由数百至数千颗卫星构成，能够形成全球连续覆盖能力；与地球静止轨道（GEO）卫星相比，其传播时延显著降低，并可为海洋、航空、偏远地区及地面网络盲区提供宽带接入服务。当前，Starlink、中国“GW”星座等商业LEO项目在全球范围内加速部署，推动卫星通信由专用通信系统向大众化、宽带化和网络化演进[5]。

然而，低轨星座的大规模部署并不等同于服务能力充

分。覆盖能力主要解决空间可达性问题，而容量、调度与业务体验则取决于星上功率、频谱、波束资源与业务空间分布之间的匹配程度。在用户稀疏区域，星上波束、功率与频谱资源可能长期处于低利用率状态；在航空航线、海上航道、城市边缘、灾害现场、能源基地及行业热点区域，业务需求又可能高度聚集，进而引发局部容量短缺与用户体验劣化。因此，卫星互联网的建设目标正由“泛在覆盖”逐步转向覆盖、容量、移动性与业务体验的协同优化。

面向6G，NTN将不再仅是独立于地面网络之外的覆盖补盲系统，而需与地面蜂窝网络、核心网、边缘计算、网络切片及智能运维体系深度融合。未来网络应依据用户位置、业务类型、地面网络负载、卫星可见性、波束资源状态及服务等级协议（SLA），动态选择接入网络与传输路径。这意味着卫星互联网将从“大规模低轨星座阶段”进一步演进为“业务感知的星地融合NTN阶段”。

从产业与网络架构视角看，6G NTN的战略价值不仅在于拓展网络覆盖边界，更在于推动通信网络由地面连接基础设施升级为空天地一体化数字底座。未来，运营商、卫星制造商、终端厂商、行业客户与监管机构需围绕标准、频谱、终端、星座、核心网、算力及运维体系开展协同创新，共同推动NTN由技术验证迈向规模商用。

1 卫星互联网与NTN标准化演进

1.1 卫星互联网演进

卫星互联网的发展大致可分为传统卫星通信阶段、大规模低轨星座阶段、5G-A NTN阶段和6G NTN阶段。不同阶段的网络形态、建网目标和技术重点存在明显差异，如表1所示。

由上述演进可见，卫星互联网的核心矛盾正发生转变。传统卫星通信主要解决广域通信问题，大规模低轨星座聚焦全球覆盖与低时延接入，而6G NTN阶段则需进一步应对容量匹配、业务确定性、跨域移动性及网络智能自治等挑战。换言之，未来卫星互联网的竞争焦点将不再局限于星座规模，而在于网络能否在适当时间与区域，为目标业务提供服务质量可保障的接入与服务能力。

1.2 NTN典型应用场景

NTN的典型应用场景可分为广域补盲、应急通信、行业立体连接、大众终端直连及星地融合增强等类型。

广域补盲覆盖是NTN最基础的应用场景。针对海洋、山区、荒漠、边境、极地及偏远农村等地面网络难以覆盖的区域，NTN可提供基础语音、消息、物联网及宽带接入能力，从而缩小数字鸿沟。

应急通信保障是NTN的重要刚性需求场景。地震、洪水、台风及森林火灾等灾害发生后，地面通信基础设施可能受损或发生拥塞，NTN能够快速提供临时通信链路，支撑灾情上报、应急指挥、人员定位与救援协同。

行业立体连接主要面向航空、航运、能源、农业、物流、低空飞行器及远程巡检等场景。此类业务通常具有覆盖范围广、终端分布稀疏、移动性强及服务连续性要求高等特点，适宜通过卫星、高空平台（HAPS）、无人机（UAV）与地面网络协同提供连接。

大众终端直连是NTN产业化的重要方向。面向普通智能手机，NTN可在无地面网络覆盖区域提供应急消息、低速数据、语音及位置上报等服务。

星地融合增强是面向6G的新型应用形态。在城市热点、交通干线、航空航路、灾害现场及大型活动区域，NTN可与地面网络协同，实现补充覆盖、业务卸载、负载均衡、可靠性增强及跨域连续服务。

1.3 3GPP NTN标准化演进

3GPP自5G阶段起系统性地推进NTN标准化工作。3GPP TR 38.811研究了NR支持NTN的部署场景、系统参数及无线接口影响[6]，3GPP TR 38.821进一步研究了NR支持NTN所需的协议与物理层适配方案[7]。如表2所示，从标准演进来看，Rel-17主要完成NTN基础能力的引入，Rel-18针对覆盖、移动性、终端节能及频段能力等方面进行增强，Rel-19进一步研究再生载荷、存储转发及馈电链路切换等能力[8]。面向6G，NTN将从“兼容接入”进一步迈向“原生

表1　卫星互联网与NTN网络演进阶段

阶段	网络形态	主要目标	关注点
传统卫星通信	GEO/MEO专用系统	广域通信	专用系统、专用终端
低轨星座阶段	LEO独立组网	全球低时延覆盖	星座规模、波束能力、网关
5G-A NTN阶段	NTN纳入3GPP体系	标准化接入	NR-NTN、IoT-NTN、终端生态
6G NTN阶段	空天地一体化	融合服务保障	星地协同、智能调度、业务保障

GEO：地球静止轨道　IoT：物联网　LEO：低地球轨道　MEO：中地球轨道　NR：新空口　NTN：非地面网络

表2 3GPP NTN标准化演进趋势

阶段	NTN定位	关键能力	技术重点	发展目标
Rel-17	NTN基础能力引入	基础接入	NR-NTN、IoT-NTN、透明载荷、时延与频偏补偿	实现“能接入”
Rel-18	5G-A NTN增强	覆盖与移动性增强	覆盖增强、移动性优化、终端节能、定位增强	实现“更稳定”
Rel-19	高能力NTN探索	再生载荷与多星协同	多场景增强、再生载荷、星间链路、终端直连增强	面向商用增强
6G阶段	NTN原生融合	星地一体化	统一空口、AI原生、多层协同、数字孪生、自治网络	实现“深度融合”

AI：人工智能　IoT：物联网　NR：新空口　NTN：非地面网络

融合”。然而，多星协同、星间链路深度协同及星地统一调度等能力仍需在标准、产业与工程实现层面持续提升。

从标准化趋势看，5G-A NTN仍主要体现为对地面NR体系的适配，即解决NTN终端接入、时延频偏补偿、覆盖增强和移动性增强等问题。而6G阶段的星地融合将进一步从“接入兼容”走向“网络原生融合”，需要在统一核心网、跨域移动性、业务连续性、网络切片、星间链路、星上处理和AI自治等方面形成系统性能力[9-11]。

2 面向6G的NTN总体架构

面向6G，NTN架构应从空间接入层、地面接入层、核心网与算力层、智能管理层4个层面构建统一架构[12-13]，如图1所示。

空间接入层包括LEO、MEO、GEO卫星，以及HAPS、UAV等非地面节点。其中，LEO卫星具备低时延和宽带接入优势，适合全球连续覆盖和移动宽带业务；GEO卫星覆盖范围大、服务关系稳定，适合广播、控制面承载和广域低速业务；HAPS和UAV具备区域快速部署能力，适合应急通信、低空经济和热点增强[14]。

地面接入层包括宏基站、小基站、专网基站和低空接入节点，是高容量、低时延和高可靠业务的主要承载网络。星地融合并不是用卫星替代地面网络，而是通过卫星网络补充地面网络的覆盖盲区，并在特定区域与地面网络形成容量互补和可靠性增强。

核心网与算力层负责统一用户管理、会话管理、移动性管理、网络切片、边缘计算和业务编排。未来NTN不应作为孤立卫星网络运行，而应通过核心网和算力平台融入移动通信体系，实现统一认证、统一计费、统一服务质量（QoS）和统一服务级别协议（SLA）保障。

智能管理层负责跨域资源编排、AI辅助调度、数字孪生仿真、故障预测和自治运维。由于星座网络具有高速动态、拓扑复杂、资源受限和业务分布非均匀等特点，传统人工配置和静态优化难以适应6G NTN需求，因此必须引入智能化和自治化机制。

基于上述分层架构，面向6G的NTN架构具有3个核心特征：一体化空口、跨域统一调度、确定性业务感知。这3类能力相互支撑，共同保障星地融合网络的高效、稳定运行。



图1 面向6G的非地面网络总体架构

2.1 一体化空口：从适配增强到原生融合

一体化空口是实现星地融合通信的基础。面向地面热点区域，空口应优先保障高容量与低时延；面向卫星广域覆盖场景，空口应重点实现覆盖增强、同步鲁棒及低功耗接入；面向低空经济与应急场景，空口需具备快速部署、灵活波束调控与通感一体化能力。

6G NTN空口将从5G-A阶段的“地面NR适配增强”逐步走向原生融合。一方面，空口需要兼容地面蜂窝网络，降低终端复杂度和产业部署成本；另一方面，需要针对NTN高动态、大时延和弱链路特征进行增强。未来可通过多频段协同、高动态波形、AI辅助信道估计、星历辅助同步、轻量化协议和可重构帧结构，实现地面网络与NTN之间更自然的融合。

一体化空口并非所有场景采用完全相同的物理层参数，而是在统一框架下支持差异化配置。面向手机直连卫星场景，需重点优化链路预算、终端功耗与接入可靠性；面向车载、船载、机载终端，可借助更高天线增益与更强处理能力承载宽带业务；面向物联网终端，则应突出低功耗、低速率、广覆盖及长时在线能力。

2.2 跨域统一调度：从单域优化到跨域协同

未来星地融合网络需实现跨域统一调度。网络应综合考虑用户位置、业务类型、链路状态、卫星负载、地面网络负载及SLA需求，动态选择接入网络与传输路径。

具体而言，城市区域可优先采用地面网络，卫星网络则作为备份链路或广播增强手段；海洋与航空场景可优先利用LEO卫星提供连续覆盖；灾害场景可由LEO卫星、HAPS、UAV与地面应急基站协同提供临时覆盖；高可靠控制业务可采用GEO/LEO/TN多连接方式保障业务连续性。

由此可见，天地一体化并非简单的“星地互联”，而是无线接入、传输承载、核心网、计算资源与运维体系的全栈融合。

2.3 确定性业务感知：从尽力而为到可保障服务

NTN中的确定性业务保障并非要求所有业务均追求极低时延，而是要求网络能够依据业务等级提供可预测、可度量且可承诺的服务能力。例如，应急通信强调高优先级与高可用性，航空航运业务要求连续覆盖与稳定吞吐，工业远程控制则受时延和可靠性约束，普通补盲业务更关注低成本与基本可达性。不同业务在速率、时延、可靠性、连续性及成本等方面的需求各异，因此6G NTN需具备业务识别、业务分级、资源预留及服务质量闭环评估能力。

在6G NTN场景下，确定性保障还需考虑跨域资源协同。例如，当地面网络拥塞或受灾失效时，卫星网络应能为高优先级业务提供临时资源保障；当卫星波束进入热点区域时，网络应提前预测负载，并调整功率、频谱及波束驻留时间[12]；当终端即将发生星间或星地切换时，核心网与接入网应协同降低业务中断风险。

3 NTN关键技术体系

面向6G NTN，关键技术不应被理解为相互孤立的技术要素，而应围绕“能否接入、资源如何匹配、热点如何扩展、服务如何连续、网络如何自治”5类核心问题加以组织。表3给出了本文所构建的关键技术体系。

3.1 一体化空口与接入增强

大规模低轨星座建设首先需解决“能否稳定接入”的问题。由于NTN链路具有大时延、大多普勒频移和高路径损耗等特征，单星物理层接入能力是卫星互联网由传统专用系统迈向移动通信体系的基础。然而，面向6G星地融合，卫星接入不仅需保证链路可用，还需支撑统一空口、跨域移动性及业务连续性保障。

在时延方面，卫星与终端之间的传播距离远超地面蜂窝网络。即使是LEO系统，其传播时延与往返时延也显著高于地面基站场景，进而影响随机接入、上行定时、调度偏移、混合自动重传请求（HARQ）反馈及控制面流程。

在频率方面，LEO卫星高速绕地运行，相对地面终端的运动速度较大，会引入显著且快速变化的多普勒频偏。对于正交频分复用（OFDM）系统，多普勒频偏会破坏子载波正交性，引入子载波间干扰，降低解调性能。

在链路预算方面，普通手机与低功耗物联网终端天线增益低、发射功率有限，而卫星链路自由空间损耗大，并可能叠加大气吸收、降雨衰减、遮挡及波束边缘效应。因此，NTN物理层设计应首先解决可靠接入与链路稳定问题，而非单纯追求峰值速率。

表3　面向6G NTN的关键技术体系

技术层次	解决的问题	关键技术	意义
接入增强	能否稳定接入	一体化空口、时频同步、覆盖增强、链路预算优化	支撑统一接入体验
资源调度	资源是否高效利用	业务感知跳波束、功率与频谱联合调度	提升星上资源利用率
容量增强	热点容量是否足够	波束域多输入多输出、多星协同、星地分流	扩展热点服务能力
移动性管理	服务是否连续	星历辅助切换、条件切换、多连接	降低中断和切换失败
智能自治	网络能否自优化	AI调度、数字孪生、分层自治	支撑复杂网络动态编排

3.2 时频同步与链路可靠性增强

对于下行链路，终端可基于同步信号、广播信息和频率栅格完成初始时频同步。对于上行链路，NTN需要采用终端位置与卫星星历辅助的预补偿机制。终端通过GNSS获取自身位置，通过系统信息获取卫星星历，并实时估算终端与卫星之间的传播时延和多普勒频偏。

定时提前可表示为：

$$\mathrm{TA}_{\mathrm{total}} = \mathrm{ta}_{\mathrm{common}} + \mathrm{ta}_{\mathrm{UE}} + \mathrm{ta}_{\mathrm{offset}} \quad (1),$$

其中，$\mathrm{ta}_{\mathrm{common}}$为网络广播的公共定时提前量，$\mathrm{ta}_{\mathrm{UE}}$为终端根据自身位置和卫星星历计算的用户专属定时提前量，$\mathrm{ta}_{\mathrm{offset}}$为系统配置偏移，用于适配NTN长往返时延（RTT）条件下的调度时序。基站侧还需要考虑星历误差、终端全球导航卫星系统（GNSS）误差和下行同步误差，选择合适的随机接入信道（RACH）配置和接收窗口，以兼容不同终端前导码到达时间。

终端可根据卫星星历和自身GNSS位置估计径向相对速度v_r，并据此估算载波频率f_c下的多普勒频偏：

$$f_D \approx -\frac{f_c}{c} v_r \quad (2),$$

其中，c为光速，v_r为卫星与终端连线方向上的径向相对速度。在工程实现中，多普勒变化率可通过连续星历点差分或轨道预测模型估算，并用于上行频偏预补偿和接收侧跟踪环路配置。

链路可靠性增强技术主要包括大子载波间隔、重复传输、分集合并、解调参考信号（DMRS）Bundling及大规模相控阵等。较大的子载波间隔可提升系统对多普勒频偏的鲁棒性，但会缩短符号时长，进而对残余时延补偿与终端射频性能提出更高要求。重复传输通过时间分集获取信噪比增益，适用于低速率、远距离及弱覆盖场景。卫星侧大规模相控阵可借助数字波束形成获得较高天线增益，并支持多波束覆盖、波束指向调整与动态资源调度。相控阵能力不仅决定链路预算，也为后续跳波束、波束域多输入多输出（BMIMO）及多星协同奠定实现基础。

3.3 业务感知跳波束调度

当星座覆盖能力基本具备后，系统瓶颈将由覆盖不足转向容量分布失配。跳波束调度是覆盖型星座向容量型星座演进的关键技术，其本质在于依据业务空间分布动态调配有限波束资源，突破“一个波束长期对应一个波位”的静态映射约束，实现星上功率、带宽与波束资源在时空维度上的灵活复用和按需供给。

在6G NTN阶段，跳波束调度不应仅基于卫星侧资源状态进行优化，还应联合考虑地面网络负载、业务SLA、用户移动状态及多星可见性。当某区域地面网络拥塞或受灾失效时，卫星波束可临时增加驻留时间与功率分配；当区域业务稀疏时，则可降低照射频度，将资源转移至热点区域。

业务感知跳波束调度可分为感知层、决策层与执行层。感知层实时采集各波位的队列长度、业务类型、用户数量、信道质量、剩余覆盖时间、地面网络负载及移动性状态；决策层根据感知数据计算各波位服务优先级，综合权衡吞吐量、公平性、业务时延、用户移动性及区域保障需求；执行层将调度结果转化为波束指向、功率分配、频率复用与时隙配置，驱动相控阵天线完成波束跳变。

跳波束调度可抽象为多目标优化问题。假设同一时间卫星可空分的波束数量最大为K，整个卫星覆盖范围内一共U个终端，卫星上的小区数量为N，在小区$n \in N$内存在U_n个终端。针对终端u的不同业务请求$s \in S$，如速率、时延等，$m \in M$为业务s对应的具体QoS指标类型（如m=1表示速率，m=2表示时延等），则终端u实际达到的第m项QoS指标为$x_{u,s,m} \leqslant \overline{x_{u,s,m}}$。其中，$\overline{x_{u,s,m}}$代表3GPP标准协议规定的$s$类业务必须满足的QoS指标要求。

在卫星系统中，在给定的调度时间内，根据决策层的波束选择策略，存在J种可能的调度波束组合$\boldsymbol{F}=\{F_1,F_2,\cdots,F_j,\cdots,F_J\}$，每一种调度组合为波束激活矩阵$F_j=\left[f_j^1,\cdots f_j^n,\cdots,f_j^N\right]$，$f_j^n \in \{0,1\}$，$f_j^n$=1代表该波位被波束照亮，为该波位下的用户进行服务；反之则代表波位未被选中进行服务。在每个调度组合F_j内，还包含每个用户分配到的功率和频率，功率集合为$P_j=\left[P_{j,1},\cdots,P_{j,u},\cdots,P_{j,U}\right]$，频率集合为$B_j=\left[B_{j,1},\cdots,B_{j,u},\cdots,B_{j,U}\right]$。定义卫星到用户下行链路的载干噪比为$\mathrm{CNIR}_{k,u}$，使用效用函数$\mu(x_{u,s,m})$表征用户QoS指标的满足率，则可构建如下最大化整星吞吐量与用户满意度目标：

$$\begin{aligned}
&\max \mu\left(x_{u,s,m}\right) \times F_j \times \sum_{n=1}^{N} \sum_{u=1}^{U_n} \mathrm{B}_{j,u} \times \log_2(1+\mathrm{CNIR}_{k,u}) \\
&\text{s.t. } \mathrm{x}_{u,s,m} \leqslant \overline{\mathrm{x}_{u,s,m}},\ \forall u \in U,\ \forall s \in S, \\
&\sum_{u=1}^{U_j} P_{j,u} \leqslant P_{\mathrm{total}}, \\
&\sum_{n=1}^{N} f_j^n \leqslant K,\ j=1,2,\cdots,J,\ f_j^n \in \{0,1\}, \\
&\sum_{u \in U_n} B_{j,u} * f_j^n \leqslant B_{\mathrm{total}},\ n \in N
\end{aligned} \quad (3)。$$

约束条件包括QoS指标、总功率、总带宽及可同时激活波束数量等。该模型表明，跳波束调度并非单纯的波束点亮问题，而是涉及功率、频谱、时间、干扰与业务优先级的联

合优化问题。在工程实现中，需结合星上算力、信令开销与调度周期，选用适宜的近似算法，以避免复杂优化问题难以实时求解。

3.4 BMIMO与波束域资源池化

跳波束主要解决波束资源在时间维度上的动态分配问题。BMIMO则通过波束域与频域资源池化，提升多波位并发服务能力，是NTN由容量增强迈向频谱效率提升的重要技术，如图2所示。

BMIMO协同通常包括3个步骤。首先，进行波束域用户分组，即根据用户角度、地理位置、信道相关性及业务需求，将用户划分至不同波位或波束域资源集合。其次，进行波束间干扰抑制，将同频干扰较强的相邻波位映射至不同频域资源，或通过调度互斥降低干扰。最后，进行多波位联合传输，将业务需求较低或空间隔离较好的多个波位映射至同一波束域资源池，以提高资源利用率与频谱效率。

例如，若单星具备32个可调度波束，并将20 MHz频域资源划分为4个5 MHz子载波，则调度器可形成32×4个“波束–载波”资源单元，用于更细粒度地实现用户分组、频率复用与干扰协调。

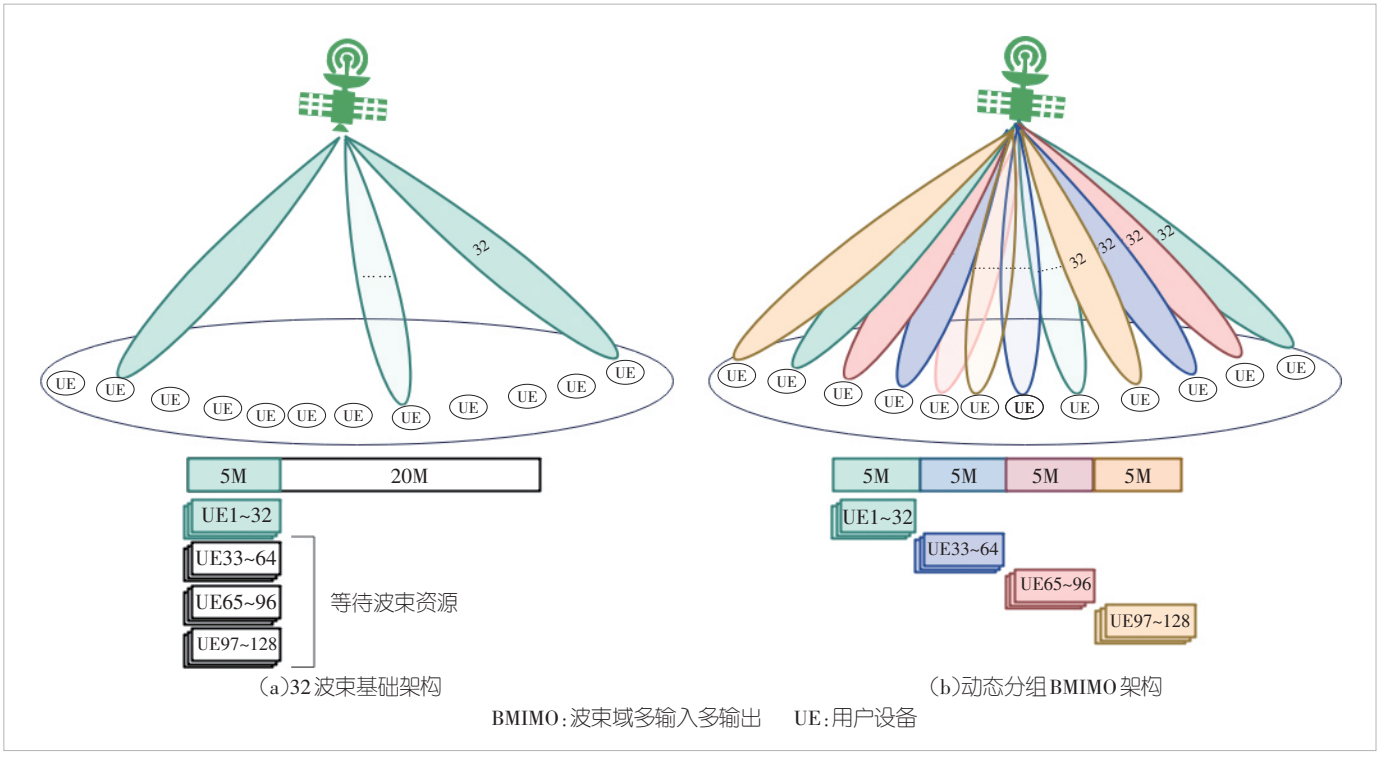
BMIMO面临的挑战主要包括星上数字处理复杂度高、信道状态信息获取困难、波束域预编码设计复杂、星载功耗受限以及实时调度算法复杂度较高等。面向6G，BMIMO需与跳波束、多星协同及AI调度相结合，形成跨时间、频率、空间与波束域的联合资源优化能力。

3.5 干扰管理与星地频谱协同

时频空维度的跳波束调度虽提升了资源利用率，但也引入了复杂的干扰问题，主要包括系统内同频干扰、系统间干扰及星地干扰，如图3所示。

系统内同频干扰源于相邻波束同时复用相同频率资源，可采用空间隔离、波束分簇、图着色、时隙互斥及功率控制等方法加以抑制。系统间干扰主要发生于低轨星座、高轨卫星与其他异构网络之间，可通过规避角约束、频率协调、旁瓣抑制及动态波束控制予以缓解。星地干扰则源于卫星波束与地面蜂窝网络之间的频谱共享，需借助星地频谱感知、动态频率复用及跨域干扰协调进行管理。卫星–地面融合网络中的频谱共享框架与资源管理已成为近期研究重点[15-16]。

随着NTN网络规模持续扩大，频谱资源将日趋紧张，星间与星地干扰的频谱协同将成为关键。接入网络与智能管理层需综合考虑区域业务负载、频谱使用状态、卫星仰角、波束方向及地面小区干扰水平，动态选择频率资源与发射功



(a)32波束基础架构　　(b)动态分组BMIMO架构

BMIMO：波束域多输入多输出　UE：用户设备

图2　BMIMO协同原理

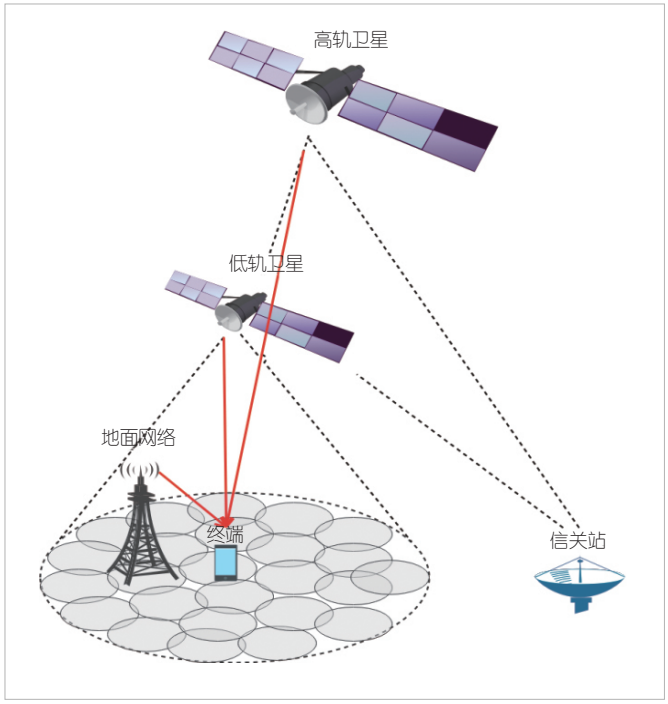


图3　多重网络覆盖下干扰示意图

率，从而在保障卫星覆盖的同时降低对地面网络的影响。

3.6 星历辅助的预测式切换

尽管LEO卫星高速运动，其轨道运行仍具有高度可预测性。图4展示了星间邻区关系。基于星历数据、波束指向模型及终端地理位置信息，网络侧或终端可提前计算未来一段时间内的可见卫星、覆盖窗口、仰角变化、多普勒趋势及

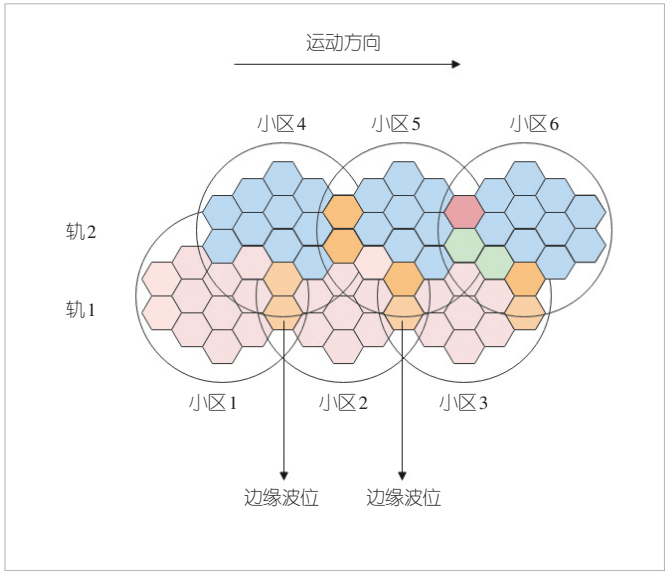


图4　星间邻区关系

候选切换目标。因此，NTN移动性管理不宜完全沿用地面网络“测量–上报–判决–执行”的被动流程，而应转向预测式移动性管理。网络可预先向终端下发候选卫星或候选波束列表及其对应触发条件。当终端进入特定地理围栏、到达预设协调世界时（UTC）时间窗口，或当前服务卫星的仰角降至设定阈值以下时，终端可自主执行预配置切换，而无需等待网络实时判决。

该机制的核心思想在于：NTN移动性管理并非在链路质量恶化后再触发切换，而是在链路恶化前即明确目标切换对象。借助星历辅助、条件切换与资源预配置，NTN可降低对实时信令的依赖，减少切换失败率并缩短业务中断时间。

3.7 多连接保障业务连续性

对于高可靠业务，当前NR–NTN单连接切换仍难以满足业务连续性要求。因此，6G NTN可采用多连接机制增强鲁棒性[17]。

一种典型方案是GEO/LEO双连接：GEO卫星覆盖范围广、服务关系稳定，可承载控制面连接、广播业务及广域低速业务；LEO卫星时延低、容量高，可承载高速用户面数据。当LEO卫星即将离开覆盖区域时，控制面可经由稳定链路提前完成切换准备，从而降低业务中断风险。

另一种方案是TN/NTN双连接：当用户位于地面网络边缘区域时，地面网络可承担主连接，NTN提供补充覆盖或备份链路；当地面网络不可用时，业务可切换至卫星链路。对于航空、航运、应急救援、低空飞行器及能源巡检等场景，多连接机制可显著提升业务连续性与网络韧性。

3.8 AI辅助与智能自治

面向6G NTN高动态、广覆盖、多域协同的网络特征，AI将成为提升NTN自治能力的核心使能技术。在空口侧，AI可辅助实现高精度信道估计、多普勒频移预测、波束智能跟踪及自适应调制编码选择，从而提升复杂空间信道环境下的传输可靠性与频谱效率[18]。在资源调度侧，AI可基于历史业务热力分布、用户移动轨迹、地面网络负载状态及卫星可见窗口时序，预测未来业务需求与资源缺口，并提前优化波束驻留时长、功率分配策略及多星协同服务模式。在移动性管理侧，AI可通过预判链路质量趋势确定最佳切换时机与目标接入链路，降低卫星过境切换导致的业务中断概率。

数字孪生技术为全局智能决策提供了仿真验证基础。通过在虚拟空间中实时映射卫星轨道运行状态、波束覆盖范围、空间链路质量、用户分布特征、业务负载水平及地面网络运行态势，网络可在真实配置下发前开展策略仿真评估、

潜在故障预演与参数迭代优化，进而有效提升网络自治决策的准确性与运维效率[19]。

考虑到星地链路传播时延、星上算力与功耗约束以及网络事件时间尺度差异等客观特征，6G NTN的智能管理架构需采用集中控制与分布自治相结合的分层设计。其中，星上节点承担本地快速自治功能，通过部署轻量化AI模型，实现波束动态调整、链路快速切换与本地故障隔离等高实时性操作；星座层承担区域协同管控功能，借助星间链路交互实现域内星间路由优化、区域负载均衡与多星资源联合调度；地面云网管理平台承担全局智能管控功能，依托充足算力与全量数据，负责全局策略生成、跨域资源编排、端到端业务保障及全域安全管理。

分层自治的核心目标在于，在保障全局优化方向一致性的前提下，最大化提升本地场景的实时响应能力。对于链路快速衰落、卫星过境切换、波束突发拥塞等短时高动态事件，由星上或边缘节点在预设策略框架内完成快速自治决策；对于跨区域容量调度、星地频谱资源协同编排、长期业务容量规划等大时间尺度全局优化问题，则由地面云平台结合数字孪生仿真系统完成全局最优求解与策略下发。

4 非均匀业务分布下的容量调度观察

4.1 仿真目的与仿真配置

本文仿真重点并非验证低轨星座能否覆盖目标区域，而是在星座覆盖能力基本具备的前提下，分析非均匀业务分布对星上波束资源利用率、单用户平均速率、单波束吞吐能力及资源分配公平性的影响。

明确这一区分具有重要意义。对于低轨星座而言，覆盖是网络建设的首要步骤，但覆盖并不等同于容量充足，亦不意味着业务体验可获得保障。某一区域即使处于卫星覆盖范围内，仍可能因波束数量有限、功率受限、频谱受限、馈电链路受限或用户过度集中，而难以提供稳定的业务体验。相反，在用户稀疏区域，网络虽具备覆盖能力，却可能出现波束资源长期空闲，导致整星资源利用率偏低[20–21]。

本文通过典型区域星座组网仿真，重点验证以下问题：

1） 在业务稀疏区域，低轨星座是否存在波束资源闲置？

2） 在业务热点区域，增加用户数是否能够提升波束利用率和区域吞吐能力？

3） 当热点用户数持续增长时，单用户平均速率是否会下降？

4）上述结果是否说明NTN需要从覆盖驱动转向业务感知调度、容量增强和星地融合协同？

从工程实现角度看，表4所示配置能够反映低轨星座的典型能力边界。600 km轨道高度可在覆盖范围与传播时延之间取得平衡；53°倾角适用于覆盖中低纬及部分中高纬区域；单星128波束表明星载相控阵具备一定的多波束并发服务能力，但仍受星上功率、频谱及处理能力制约。S/Ka频段组合可兼顾手机直连、低速接入与宽带链路，但需考虑降雨条件下的衰减影响。

4.2 典型区域场景设计

本文选取中国区域与巴西区域作为典型仿真场景。

中国区域业务空间分布非均匀性显著。东部沿海及城市群区域人口密度高、产业集中、业务需求旺盛，适用于分析热点区域容量竞争与业务感知调度问题；西部高原、山区、荒漠及海域等区域业务密度较低，适用于分析广域补盲与低密度区域资源利用问题。因此，中国场景主要用于验证低轨星座在热点容量增强与稀疏区域补盲之间的资源协调能力。

巴西区域主要位于低纬地区，兼具热带雨林、农业区、偏远内陆及海岸线等多种地理特征。该场景适用于分析低纬区域低轨星座可见性、热带降雨对Ka频段链路可用性的影响，以及沿海热点与内陆稀疏区域间的资源调度差异。因此，巴西场景主要用于验证低纬区域星座覆盖、链路可用性及波束资源利用效率。

表4 星座资源调度仿真参数配置

参数分类	参数项	取值或描述
星座参数	轨道高度，倾角，星数	600 km，53°，24轨×72星
载荷参数	频段，波束数	S/Ka频段，单星128波束
业务场景	用户分布	非均匀空间分布，包含热点区与稀疏区
链路模型	降雨模型	ITU-R P.618
调度策略	资源管理方式	业务感知跳波束调度
评价指标	资源与体验指标	波束利用率、波位流量、单波束吞吐、用户平均速率

ITU-R：国际电信联盟无线电通信部门

4.3 仿真结论：从覆盖型星座到业务感知网络

本节基于4.1节的仿真配置和4.2节的典型场景，分析非均匀业务分布下星上波束资源利用率和单用户速率的变化规律，主要结果如表5和图5所示。

表5给出了波位用户数与单用户平均速率之间的关系。在低负载波位，用户可独享波束资源，因此单用户平均速率较高。随着用户数增加，波束容量由多用户共享，单用户平均速率开始下降。当波位用户数超过900人时，单用户平均速率降至约1 Mbit/s，热点区域出现明显的容量竞争。若用户数进一步增长，单用户平均速率将低于业务保障要求，仅依靠单星波束调度已难以维持业务体验。

从波位内单用户平均流量的角度来看，上述趋势同样明显：当波位用户较少时，单用户平均流量可达数十Mbit/s量级，资源较为充裕。随着波位用户数增加至百人以上，波束容量由多用户共享，单用户平均流量迅速下降。当波位用户数接近1 000人时，单用户平均流量已降至约1 Mbit/s，并随用户数继续增加而进一步降低。

图5给出了单颗卫星波束利用率随波位负载的变化情况。在用户稀疏的波位（约1～32人），波束长期处于轻载状态，利用率约为25%，星上功率与频谱资源存在明显闲置；随着波位用户数增加，波束利用率快速上升，中等负载波位（约97～128人）的利用率约为52%，稠密波位（约257～288人）的利用率约为85%；当波位用户数达到700人以上时，波束利用率趋于饱和，约为95%，表明星上资源已接近承载上限。

从上述仿真结果可以得出以下3点结论：

第一，低轨星座建设能够提供广域覆盖能力，但广域覆盖并不必然带来高资源利用率。在用户稀疏区域，波束利用率不足25%，表明覆盖驱动型建网模式可能存在明显的资源闲置。

第二，业务热点可提升星上资源利用率和区域吞吐能力。当波位用户数超过200时，波束利用率可提升至90%以上，表明业务感知调度能够有效提高资源利用效率。

第三，业务热点也会引发容量竞争并导致用户体验下降。当波位用户数超过900时，单用户平均速率降至约1 Mbit/s，表明仅依靠单星波束调度难以长期保障热点区域的业务体验，需进一步引入BMIMO、多星协同、TN/NTN分流和确定性业务保障机制[19]。

因此，卫星互联网从大规模低轨星座建设阶段向星地融合阶段演进，并不是简单的架构升级，而是由业务承载矛盾驱动的必然趋势。大规模星座主要解决“覆盖有没有”的问题，而6G星地融合NTN还需进一步解决“容量够不够、资源用得好不好、业务能否保障”的问题。

5 工程挑战

尽管6G星地融合NTN前景广阔，但从规模商用和产业落地角度看，仍面临多方面挑战[22]：

1）频谱资源紧张，星地干扰协调复杂。卫星网络、地面蜂窝网络及其他无线系统之间需建立更精细的频率协调与干扰管理机制。尤其在星地共享频谱场景下，如何在保障卫星覆盖的同时降低对地面网络的影响，是未来网络规划与动态调度必须解决的问题。

2）终端能力与功耗受限。普通智能手机直连卫星面临天线增益低、发射功率有限、链路预算紧张和功耗敏感等问题，需在频段选择、协议设计、覆盖增强、功率控制策略和

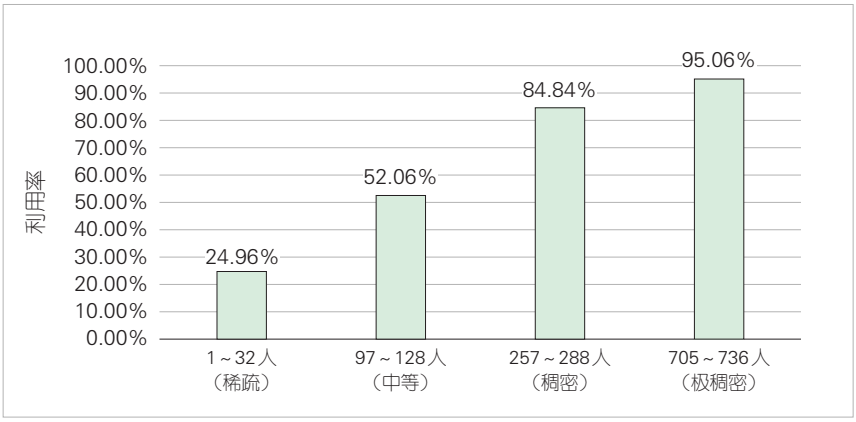


图5　单颗卫星波束利用率

表5　波位用户数与单用户平均速率关系

波位负载状态	用户规模	单用户平均速率变化	网络含义
低负载	用户数较少	单用户平均速率较高	资源充足但利用不足
中负载	用户数增加	单用户速率开始下降	容量开始被多用户共享
高负载	超过900人/波位	单用户平均速率约1 Mbit/s	热点容量竞争明显
极高负载	进一步增加	速率可能低于业务保障需求	需要多星协同和星地分流

终端功耗管理等方面进行系统优化。对于大众终端直连场景，终端生态成熟度将直接影响NTN商业化进程。

3）星上处理能力受限。再生载荷、星上路由、AI推理和动态波束调度会增加星上功耗、散热和计算复杂度。未来需在星载处理芯片、低功耗AI模型、轻量化协议栈和星上资源管理算法等方面持续突破。

4）多星协同实现难度高。多星MIMO、多星联合传输和分布式预编码需解决星间同步、信道状态信息（CSI）获取、星间链路容量和实时调度等问题。在高速动态拓扑下，如何以低开销实现多星资源协同，是从单星优化走向星座级优化的关键难题。

5）星地融合移动性管理复杂。未来网络需同时处理星间切换、波束切换、星地切换和多连接路径切换，对移动性管理提出更高要求。尤其在航空、航运、低空飞行器和高速交通等场景下，业务连续性保障需接入网、核心网与业务层协同实现。

6）标准体系和产业生态尚不成熟。6G NTN涉及卫星制造、终端芯片、运营商网络、核心网、频谱监管、国际协调和商业模式创新。只有标准、产业、监管和应用场景协同推进，NTN才能从技术可行走向规模可用。

7）商业闭环仍需探索。卫星网络建设和发射成本高，频谱、轨位、网关站和运维体系复杂。若仅依赖低密度补盲业务，商业回报可能不足。未来NTN需面向应急通信、航空航运、能源、低空经济、物联网、车联网和国家战略通信等多类场景，形成多元化商业模式。

6 总结与展望

本文围绕卫星互联网向6G星地融合NTN演进的趋势，分析了NTN的网络定位、标准化进展、总体架构、关键技术体系、容量调度仿真结果与工程挑战。总体来看，以低轨卫星星座为代表的卫星互联网已推动NTN从传统专用卫星通信迈向全球低时延宽带覆盖阶段；然而，随着星座覆盖能力逐步增强，系统主要矛盾正从“有没有覆盖”转向“容量是否充足、资源是否高效利用、业务体验能否保障”。

仿真结果表明：在用户稀疏的波位，波束利用率不足25%，说明以覆盖为导向的星座在低业务密度区域存在资源闲置；当波位用户数超过200时，波束利用率可提升至90%以上，说明业务热点能够显著提高资源利用率和区域吞吐能力；但当波位用户数超过900时，单用户平均速率降至约1 Mbit/s，说明热点区域存在明显的容量竞争。上述结果表明，覆盖能力并不等同于业务保障能力；低轨星座建设完成后，仍需进一步解决容量分布不均、资源调度不均衡和业务体验难以保障等问题。

面向6G，NTN需从覆盖驱动的星座建设模式，演进为业务感知、容量增强、确定性保障与星地融合协同的网络建设模式。具体而言，单星物理层增强解决“能否接入”的问题；跳波束与BMIMO解决“容量如何匹配业务分布”的问题；多星协同与星地负载均衡解决“热点容量如何扩展”的问题；预测式移动性与多连接解决“服务如何连续”的问题；AI辅助与数字孪生则为复杂星地融合网络提供智能编排与自治优化能力。

从产业发展看，6G NTN将推动通信网络从地面蜂窝基础设施向空天地一体化数字基础设施演进。未来，卫星网络、地面网络、核心网、算力平台与智能运维体系将不再是彼此割裂的系统，而是通过统一架构、统一调度和统一服务保障，形成融合网络能力。随着标准体系、终端生态、星上处理、星间链路、频谱协同和智能运维能力不断成熟，卫星互联网有望成为6G天地一体化网络的重要基础设施，为全球泛在连接、应急通信保障、行业数字化转型和国家战略通信能力建设提供坚实支撑。

致谢

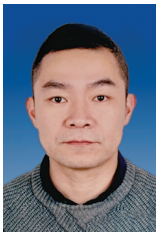
感谢中兴通讯股份有限公司蒙波、张欢庆、刘娜、曾召华等专家对本研究做出的贡献！

参考文献

[1] IMT-2030(6G)推进组. 6G网络架构愿景与关键技术展望白皮书[R]. 2021
[2] 徐晖, 陈山枝, 艾明. 面向6G的星地融合网络架构 [J]. 中兴通讯技术, 2023, 29(5): 9-15. DOI:10.12142/ZTETJ.202305003
[3] 瞿重希, 毛浩斌, 许憧, 等. 面向6G的星地融合网络频谱共享技术[J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(4): 50-56. DOI: 10.12142/ZTETJ.202404008
[4] Lei, J, Zhao, K, Hou, D, et al. Space network emulation system based on a user-space network stack [J]. ZTE communications, 2025, 31(2), 32-37
[5] 刘哲铭, 吴云飞, 魏肖, 等. 6G星地融合网络应用场景、架构与关键技术挑战 [J]. 无线电通信技术, 2022, 48(6): 1058-1064
[6] 3GPP TR 38.811: V15.4.0. Study on new radio (NR) to support non-terrestrial networks [S]
[7] 3GPP TR 38.821: V16.2.0. Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN) [S]
[8] ITU-R. Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunication systems [EB/OL]. [2026-08-15]. https://www. itu. int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.618-12-201507-S!!PDF-E.pdf
[9] 3GPP. Non-terrestrial networks (NTN) overview [EB/OL]. [2026-08-15]. https://www.3gpp.org/technologies/ntn-overview
[10] Lin X Q, Rommer S, Euler S, et al. 5G from space: an overview of 3GPP non-terrestrial networks [J]. IEEE communications standards magazine, 2021, 5(4): 147-153. DOI: 10.1109/

MCOMSTD.011.2100038
[11] Azari M M, Solanki S, Chatzinotas S, et al. Evolution of non-terrestrial networks from 5G to 6G: a survey [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(4): 2633-2672. DOI: 10.1109/COMST.2022.3199901
[12] Yuan S, Peng M G, Sun Y H. Satellite-terrestrial integrated fog networks: architecture, technologies, and challenges [PP/OL]. arXiv(2025-03-23) [2026-08-15]. https://arxiv. org/abs/2503.17912
[13] 章谦骅. 面向6G的天地一体去中心化网络架构 [J]. 天地一体化信息网络, 2025, 6(2): 57-64
[14] Feng W, Wang Y M, Chen Y F, et al. Structured satellite-UAV-terrestrial networks for 6G Internet of Things [J]. IEEE network, 2024, 38(4): 48-54. DOI: 10.1109/MNET.2024.3380052
[15] Shang B D, Wang Z, Li X Y, et al. Spectrum sharing in satellite-terrestrial integrated networks: frameworks, approaches, and opportunities [J]. IEEE network, 2026, 40(4): 162-171. DOI: 10.1109/MNET.2025.3600150
[16] Wang F, Zhang S Y, Yang H T, et al. Non-terrestrial networking for 6G: evolution, opportunities, and future directions [J]. Engineering, 2025, 54: 56-68. DOI: 10.1016/j.eng.2025.05.013
[17] Li X Y, Shang B D. Advancing multi-connectivity in satellite-terrestrial integrated networks: architectures, challenges, and applications [J]. IEEE network, 2026, 40(1): 209-218. DOI: 10.1109/MNET.2025.3546646
[18] Mahboob S, Liu L J. Revolutionizing future connectivity: a contemporary survey on AI-empowered satellite-based non-terrestrial networks in 6G [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2024, 26(2): 1279-1321. DOI: 10.1109/COMST.2023.3347145
[19] 陈新宇, 张强, 陆光辉. 天地一体网络场景下的数字孪生关键技术 [J]. 中兴通讯技术, 2023, 29(3): 51-58. DOI：10.12142/ZTETJ.202303010
[20] 王妮炜, 全子傲, 翟立君, 等. 6G空天地一体化多维立体网络容量分析方法 [J]. 无线电通信技术, 2021, 47(6): 746-752
[21] 汪春霆. 卫星互联网技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2024: 10-97
[22] 缪德山, 邓凌越, 孙建成, 等. 6G星地融合无线网络及关键技术 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(4): 42-49. DOI: 10.12142/ZTETJ.202404007

作 者 简 介



施嵘，中兴通讯股份有限公司无线及算力研究院院长；研究方向为无线通信、智算等；主持国家级项目1个、企业级项目15个；2021年，获国家科学技术进步奖；发表论文3篇，申请专利3项。



张诗壮，中兴通讯股份有限公司无线及算力研究院副院长，教授级高工；主要研究方向为5G-A、NTN和6G等；主持并参与国家级重大科技项目多项；获国家科学技术进步奖特等奖1项、省部级科技进步奖多项。



周将运，中兴通讯股份有限公司算法部副部长；主要研究方向为6G、5G-A以及无蜂窝通信技术等；发表论文3篇，申请专利20余项。



李数林，中兴通讯股份有限公司算法部无线领域资深专家；主要研究方向为NTN、高铁移动通信、ATG等；申请专利15项。

基于广域无损网络的QoS参数自适应优化技术应用研究

Application Research of QoS Parameter Automatic Optimization Technology Based on Wide Area Lossless Network

杨锋/Yang Feng[1]，尹远阳/Yin Yuanyang[2]，
王江龙/Wang Jianglong[1]，杨顺兴/Yang Shunxing[2]
（1. 中国电信集团有限公司，中国 北京 100035；
2. 中国电信股份有限公司研究院，中国 广州 510630）
(1. China Telecom Group Corporation, BeiJing 100035, China;
2. Research Institute of China Telecom Co. ,Ltd. , Guangzhou 510630, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605011
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20241012.1529.002
网络出版日期：2024-10-12
收稿日期：2024-09-10

摘要：随着生成式人工智能（AIGC）大模型计算应发展，当前广域网基于DiffServ模型的主动队列管理（AQM）技术，难以满足业务在高吞吐、低时延以及低抖动下的不同流量、多样化的业务场景需求。研究了广域网络流量的场景分类技术，并结合AQM技术，提出了一种广域服务质量（QoS）参数自适应优化方法，实现跨数据中心的无损转发，优化吞吐量和时延性能。

关键词：拥塞控制；主动队列管理；服务质量；概要统计

Abstract: With the development of generative artificial intelligence (AIGC) large model computing, the active queue management (AQM) technology based on the DiffServ model in current wide area networks can hardly meet the requirements of services for different traffic and diverse business scenarios under high throughput, low latency, and low jitter. The traffic scenario classification technology for wide area networks is studied, and combined with AQM technology, an adaptive optimization method for wide area quality of service (QoS) parameters is proposed to achieve lossless forwarding across data centers and optimize throughput and latency performance.

Keywords: congestion control; active queue management; quality of service; summary statistics

引用格式：杨锋, 尹远阳, 王江龙, 等. 基于广域无损网络的QoS参数自适应优化技术应用研究 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 82-90. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605011
Citation：Yang F，Yin Y Y，Wang J L, et al. Application research of QoS parameter automatic optimization technology based on wide area lossless network [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 82-90. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605011

随着网络条件和应用需求的不断演进，针对服务质量（QoS）的相关研究如雨后春笋般持续涌现，40年来仍然经久不衰，每年都有大量研究成果发表[1]。而随着云计算和数据中心的崛起，数据中心网络（DCN）需要为海量数据的快速存储和高效处理提供强有力的保障。为了应对数据中心网络巨大的流量需求、日益扩大的网络规模以及时延敏感业务与高吞吐业务的综合承载需求，业界推出了各种流量控制方案[2]。这些无损技术提高了数据中心的数据吞吐量，降低了网络时延。

近年来，随着分布式训练和高通量传输需求的不断增长[3]，如何提升广域网络性能以满足新的业务需求，已成为业界研究的热点。其中，广域无损技术成为一个重要的技术方向。广域无损技术是数据中心无损网络在广域网的延伸，主要目标是减少丢包，满足高吞吐业务的转发需求，优化吞吐与时延性能。然而，直接将数据中心的无损技术应用于广域网，将会带来性能问题。

数据中心无损网络技术依赖于动态基于优先级的流量控制（PFC）、数据中心量化拥塞通知（DCQCN）以及动态显式拥塞通知（ECN）等技术来实现无损流量转发。然而，在广域网络中，由于链路长度通常达到数十千米，导致时延较大，这限制了PFC和ECN等流控技术的有效性，使其在广域网环境下难以充分发挥作用。其中，PFC的操作对象是端口优先级队列，粒度较粗，因此在广域网中部署PFC比在数据中心更容易引发PFC风暴，进而导致PFC不公平现象，损

害无辜的数据流。对于DCQCN而言，由于广域网中的中继节点数量远超数据中心，非数据中心流量的竞争加剧了触发ECN的概率，使得遵循DCQCN算法的发送端不得不保持较低的发送速率，从而无法有效提升数据中心流量的吞吐性能。

1 无损新技术研究介绍

当前广域网主要采用基于区分服务（DiffServ）模型的主动队列管理（AQM）技术[1]。在AQM技术基础上，业界提出了一系列AQM改进算法和新技术，主要策略是控制拥塞、联动端侧降速、减少数据传输过程中的丢包。

广域无损的目标并非绝对零丢包，而是尽量减少丢包，其技术方向包括端侧优化和网络侧优化：1）端侧传输层协议优化，通过改进传输控制协议（TCP），以提供更高的性能和可靠性。但是，无论TCP如何在算法上进行优化，其拥塞控制算法的核心都是尽量占用带宽，如瓶颈带宽与往返传播时间（BBR）协议不断探寻最小往返时延（RTT），实现最大传输速率，最终还是会抢占链路带宽，导致拥塞丢包，并不能真正实现广域无损的目标。2）网络侧AQM技术，如随机早期检测（RED）[2]、加权随机早期检测（WRED）[3]以及尾部丢弃（TD）等，在广域路由器上主动控制丢包策略，其本质是在拥塞产生之前提前进行检测识别，通过早期丢包触发端侧降速，避免拥塞恶化[4–7]。

在网络侧AQM技术中，RED算法得到了广泛部署。如图1所示，RED算法模型通过设定队列长度的最小门限和最大门限来控制丢包行为。每当分组数据包到达时，算法会测量当前队列的平均深度，并将其与预设的高、低门限进行比较，以决定是否需要丢弃数据包。若平均队列深度小于低门限，则将新到达的分组数据包放入队列进行排队；若超过高门限，则丢弃；若在低门限和高门限之间，则按照某一丢弃概率丢弃。这种丢包机制使得网络侧拥塞能够被端侧感知，进而通过TCP协议的速率调整机制实现拥塞避免。

尽管RED算法得到了广泛应用，但其实际效果并不尽如人意，主要原因在于RED算法模型涉及参数较多，例如低门限、高门限等，这些静态配置的参数难以适应多变的流量场景。此外，它们与端侧的TCP等传输协议之间的协同作用不足，导致难以有效提升广域网传输质量。

基于RED技术，自适应随机早期检测[8]、流随机早期检测（FRED）[9]以及控制延时（CoDel）[10]等新技术应运而生。这些技术都对RED做了不同的算法改进，但也只在特定业务流量模型下表现较好，在广域路由器上并没有得到广泛应用。

自适应调整门限参数（ARED）方法虽然解决了RED的参数敏感性问题，但也带来了新的参数设置问题。α、β设置过大或过小会导致maxp多次震荡后再达到期望值，不利于网络性能稳定。FRED相对于RED在流的公平性上做出了重大改进，但该算法需要维护每个流的信息，计算量较大，增加了路由器的负载，很难实际部署。CoDel算法的优化重

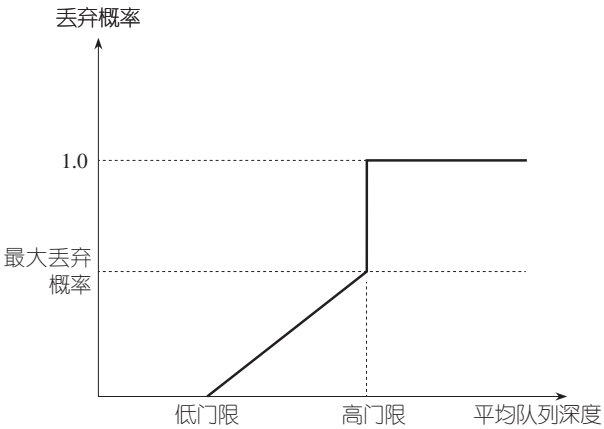


图1　随机早期检测算法模型

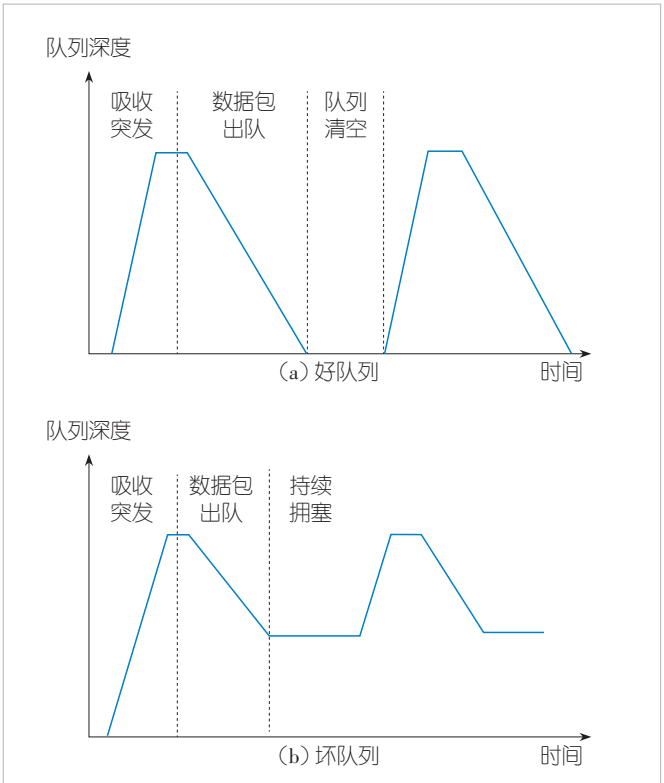


图2　CoDel算法的好坏队列运行曲线

点是降低时延，研究者为此提出了好队列与坏队列的概念。如图2所示，CoDel算法将频繁清空、数据包停留时间接近于零的队列视为运行良好的队列；相反，拥塞队列会延迟每个数据包，并且最小停留时间永远不会接近于零。CoDel通过监控目标报文的停留时间来决定是否丢弃报文。算法使用5 ms作为目标停留时间，如果超过该停留时间，就会丢弃报文以控制队列深度。但实际上，目标时间数值的选择需要大量实验和模拟，很难适应复杂场景，尤其是在大量突发场景下，由于丢包严重，会导致吞吐损失较大。

广域网和数据中心网络的差异主要体现在时延增大，这导致反馈时间较长；同时，网络流量复杂、瓶颈链路多变，传统的数据中心拥塞算法以及缓存不能很好地适应广域网场景[11-12]。业界还提出了多种改进方案，如源端流控（SFC）[13-14]、选择性优先级流控（SPFC）[15]、健壮的拥塞控制（RoCC）[16]等。但这些方案依赖于流量特征，或者仅针对长稳流进行优化。精细刻画流量特征是众多方案的基础，但相关文献都没有就此展开研究。综合以上分析可知，当前各种AQM技术和改进方案在应对广域无损问题上都有不足，无法自适应不同流量场景，只能在特定场景下取得较好的效果[17-18]。

2 广域网QoS参数自适应优化技术

本文提出的QoS参数自动优化技术主要由流量建模与QoS参数自动优化两个核心功能组成，其中流量建模是QoS参数自动优化的前置条件。

流量建模通过对QoS队列流量长短期波动的检测与学习，建立流量基线，实现如下统计功能：

1）大小流分布：实现队列大小流分布与占比统计。

2）微突发的检测与预测：输出队列微突发的最大规模及持续时间。

3）时延检测与预测：检测并学习队列时延变化，包括最差时延与平均时延。

QoS自适应优化架构如图3所示，包括流量建模和QoS参数化自动优化，流量模型作为输入参数用于自动优化QoS参数。通过启动QoS参数自适应优化过程，系统在多个学习周期内收集队列的实时统计信息。基于这些信息，系统动态调整QoS组合参数，如RED算法的参数，包括缓存的低门限、高门限和丢弃概率等，以提升吞吐量并降低时延。执行QoS参数自动优化动作后，结果会反馈至流量建模，以便进行下一轮优化调优[14]。经过多轮调优后，如果队列吞吐和时延性能达到最优值，则终止优化。

2.1 大小流分布算法

在广域网上，大流占总流的数量比例较小，大部分都是小流。大流的特点是持续时间较长，占用带宽较多，对吞吐敏感；而小流持续时间短，实时性要求高，对时延敏感。现有广域网AQM技术并没有针对队列中的大小流进行优化处理，静态配置的QoS参数无法同时满足大流高吞吐和小流低时延的需求。

Sketch是一种概要数据结构，基于Hash数据结构实现，是记录活跃流统计信息的有效方法，适用于流量测量、流量分类、攻击检测等多种应用领域。Sketch存在多种结构，包括基础的Count-min Sketch[19]以及各种变体[20-21]。本文大小流检测方案对Count-min Sketch结构进行改进，只需进行多次Hash表的counter计数统计与数值比较，就可以完成大小流的检测。

大小流分布算法是一种基于Sketch概要统计与基数估计相结合的大小流检测算法，能够在占用更少芯片计算与存储资源的情况下实现有效的大小流检测。大小流统计Sketch架构如图4所示，共有N行哈希桶。当报文到达后，并行计算N个哈希值，每个哈希值对应的counter计数增加；计算N个

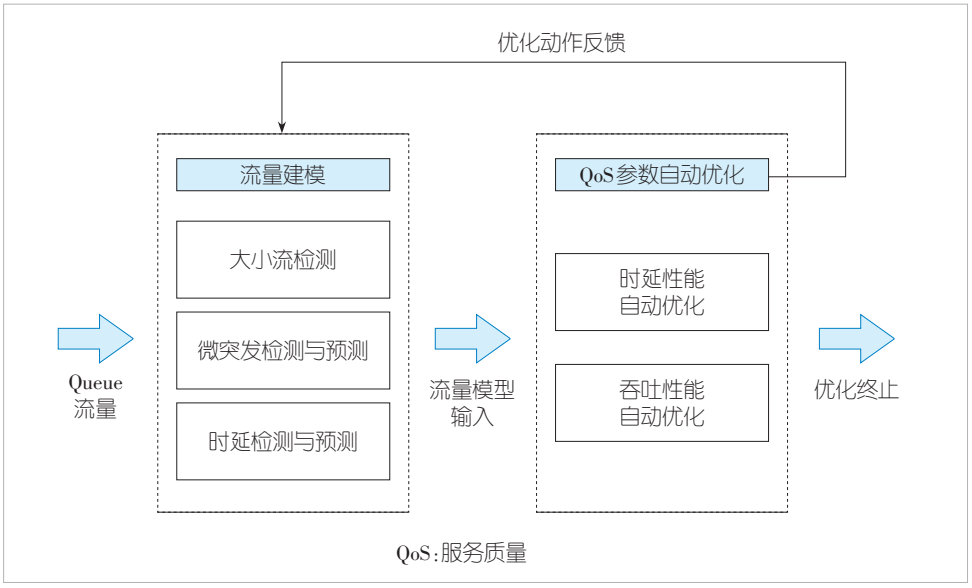


图3 QoS自适应优化流程架构

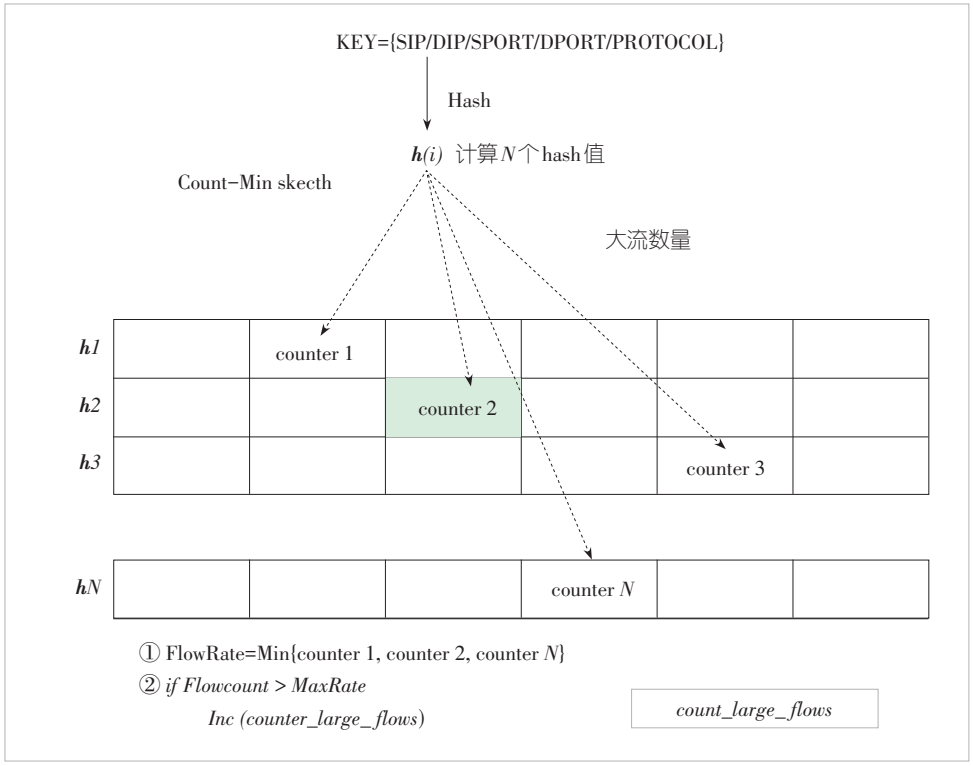


图4 Sketch大小流统计架构

counter中的最小值，如果最小值超出大流的速率阈值MaxRate，则确定为大流，同时在转发面增加大流统计数count_large_flows。

为了使counter计数能够反映一定周期内的报文速率，实现对大流的稳定测量，需要由软件定时读清大流的counter基数。队列大小流的统计决定了队列QoS参数自适应优化的目标：如果大流占比较高，优化的主要目标就是提升吞吐性能；如果小流占比较高，优化的主要目标则是降低时延。

2.2 微突发与时延测量算法

广域网络存在大量微突发。在较大的观测时间窗口上（如1 s以上），网络整体平均流量相对平稳，基本观测不到微突发；但在较小的时间粒度上，瞬时速率远超平均速率。1 ms级的微突发最大可达100 ms级的十几倍以上，10 ms级微突发大致是100 ms级微突发的几倍，500 ms的流量则接近1 s的平均流量。

微突发产生的主要原因与TCP等传输协议有关。TCP的间断式连续发包会造成短时突发，即周期性的突发波动流量。此外，在广域组网上，并发多打一以及高速带宽向低速带宽发送也是微突发的常见原因。在缓存buffer不足的情况下，微突发可能导致大量数据丢包。这种丢包现象会触发所有端侧传输协议同步减小发送窗口，进而导致链路利用率持续降低，最终造成总体吞吐量降低。

为了应对微突发问题，常见的方法是增大队列缓存大小，因为更大的缓存能够吸收更多突发流量。但芯片的缓存资源有限，不能无限制地扩大缓存容量。此外，较大缓存不利于小流的低时延转发。因此，仅通过调整缓存大小很难同时满足大流高吞吐和小流低时延的性能要求。

QoS参数自适应优化技术的微突发检测方案在转发面嵌入微秒级定时机制，周期性地统计队列缓存与队列实际调度能力，输出队列微突发最大规模以及最大时延。转发面每100 μs进行一次队列突发报文字节数统计，最大缓存100 ms的历史数据；同时每100 ms进行一次突发缓存数据读取，汇总后计算出100 ms期间的最大积压buffer。结合检测到的队列实际调度能力，计算出最大微突发buffer以及最大时延，具体算法方案如图5所示。

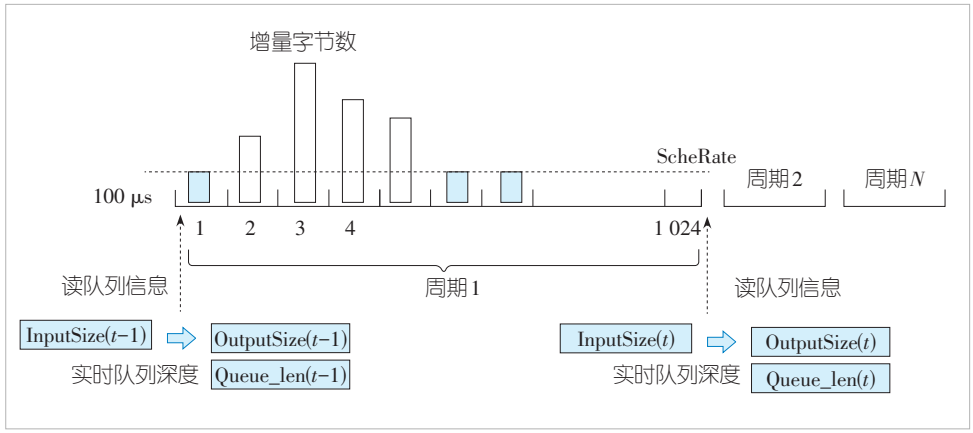


图5 队列微突发检测模型方案

ScheRate为预测的队列实际调度速率，该速率采用两次周期读取出队列字节数的差值除以周期进行计算，公式如公式（1）：

$$ScheRate(t) = (OutputSize(t) - OutputSize(t-1))/Period \quad (1),$$

其中，OutputSize(t)是t时刻出队列的字节数，Period是周期时长。

算法模型采用循环遍历计算每个时间片的累积最大buffer，计算公式为：

$$CumBuffer(t) = CumBuffer(t-1) + BurstSize(t) - ScheSize(t) \quad (2),$$

其中，CumBuffer为当前时间片t的最大累积buffer；BurstSzie为当前时间片的突发统计字节数；ScheSize为当前时间片的可调度字节数，由ScheRate计算得出。

当完成所有时间片的CumBuffer计算后，就可以得到最大累积缓存MaxCumBuffer，最差时延MaxDelay，计算公式为：

$$MaxDelay = MaxCumBuffer/ScheRate \quad (3)。$$

2.3 QoS参数自动寻优算法

本文提出服务质量（QoS）参数自动调整技术，并通过参数寻优算法实现，算法模型主要采用启发式算法。结合流量场景，如微突发情况和大小流分类情况，确定参数优化的方向，主要包括如下3种优化方向：

1）丢包性能优化：主要针对微突发丢包场景。如果当前队列配置的是尾部丢弃（TD）模型，则只进行buffer缓存大小优化，综合多个检测周期的最大微突发大小自动修改队列缓存大小，实现微突发情况下零丢包，避免对队列造成吞吐损失。

2）吞吐性能优化：对于大流占比高的场景，在当前吞吐未达到最优门限前启动吞吐优化，采用启发式算法多轮迭代探寻最优QoS参数，包括缓存高门限、低门限以及丢弃概率等。本文主要基于低门限进行动作优化。经过实验对比，低门限相对高门限以及丢弃概率效果最优。

3）时延性能优化：对于小流占比高的场景，启动时延性能优化。对于大流，通常会在完成吞吐性能优化之后也进行时延优化，即在优先保证吞吐性能的前提下进一步降低时延。

对应的算法整体流程如图6所示，包括输入、动作、输出等多个环节。

（1）输入：包括多周期最大时延、最大缓存积压、大小流占比。如果大流占比较高，例如超过30%（实际广域网在不同场景中大小流占比也各不相同），则可认为持续的buffer积压由大流引起。因此，调低MinThresh低门限，通过早丢包控制大流的发送速率，可以减少积压buffer，降低时延。另外，如果小流占比相对较高，则无论是否降低门限都存在一定风险，会有较大概率丢弃小包；丢包则会造成小流停止发包，导致时延恶化。在这种情况下，可以将大小流分流，并降低大流的QoS调度优先级，优先保证小流的时延性能。

（2）动作：主要基于WRED低门限MinThresh进行动态调整，设置调整步长step = 5%。其中，MinBuffer为队列允许的最小buffer，用于避免大包在不稳定情况下丢包。MinThresh计算公式为：

$$MinThresh(t) = MAX\{MinBuffer, MinThresh(t-1) \times (1 - step)\} \quad (4)。$$

（3）反馈：下一个周期的最大时延、最大缓存积压buffer以及大小流占比。完成一次动作后，等待下一周期的模型输入；当输入满足终止条件，即达到需要优化的时延目标时，则停止策略动作。

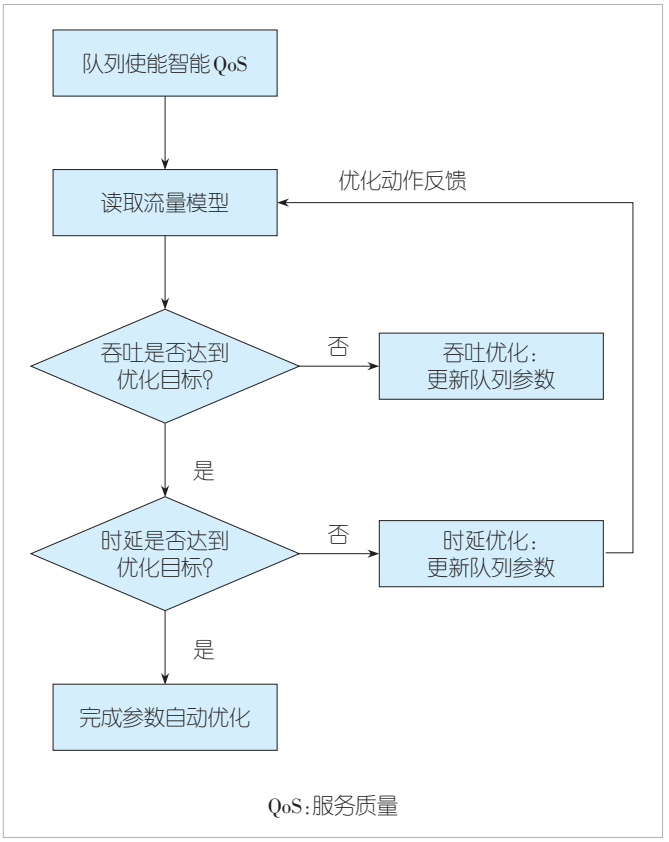


图6 QoS参数自动寻优算法

3 测试与验证

3.1 大小流检测算法测试

基于运营骨干网流量数据，我们选择一个时间片段内的流量数据进行大小流检测算法验证，如表1所示。Range表示该时间片内的报文个数，entries表示流的数目。总体上，小流数量占比较高，大流数量占比较少，但大流占用带宽较大。

我们采用如下混淆矩阵作为数据指标，对算法进行有效性验证：

1）准确率：（TP + TN）/（TP + FP + FN + TN）

2）精确率：TP /（TP + FP）

3）召回率：TP/（TP + FN）

4）F1分数：2 ×（Precision × Recall）/（Precision + Recall）

表1 大小流流量模型参数表

特征	数值
流总带宽	2 Mbit/s
流总条数	363 512
大流数量	5 658
流大小分布	0～9：335 027条 10～99：25 988条 100～999：2 397条 1 000～4 999：99条 5 000～9 999：1条 10 000+：0条

其中，假阳性（FP）表示模型将一个实际为负类别的样本错误地分类为正类别，即模型假阳性错误。假阴性（FN）表示模型将一个实际为正类别的样本错误地分类为负类别，即模型假阴性错误。真阳性（TP）表示模型将一个实际为正类别的样本正确地分类为正类别。真阴性（TN）表示模型将一个实际为负类别的样本正确地分类为负类别。

在测试验证中，我们重点关注大流检测精确率。我们对Sketch哈希桶数以及哈希表大小选择不同的参数组合进行验证，分别得到不同哈希表数精确度指标数据和不同哈希桶数精确度指标数据。

如表2所示，本文中我们固定哈希桶数，设置不同的哈希表大小进行对比验证。可以看出，哈希表规模越大，大流识别的精确度指标越高。表3中，我们固定哈希表大小，设置不同的哈希桶数进行对比验证。可以看出，哈希桶数越大，大流识别的精确率指标越高。但相比之下，哈希表大小对大流识别精确度指标的影响更大。路由器产品芯片转发面资源有限，因此需要结合芯片资源情况，选择最优的Sketch哈希表大小与哈希桶数参数组合。

3.2 队列参数自动寻优算法测试

我们对微突发以及队列参数自动寻优算法进行组网测试验证，测试组网如图7所示。测试仪支持4—7层协议，通过10GE链路连接2台路由器。测试仪PORT-1作为应用服务的Server端，开启超文本传输协议（HTTP）、文件传输协议（FTP）、视频（VIDEO）混合流；PORT-2作为Client端，不

表2 固定哈希桶对应不同哈希表数精确度指标

哈希表大小	哈希桶数	TP	FN	TN	FP	召回率/%	精确率	准确率	F1
1 024	3	100	0	5 691	357 721	100	0.002 795	0.015 931	0.000 559
2 048	3	100	0	349 169	14 243	100	0.006 972	0.960 818	0.013 848
4 096	3	100	0	363 232	180	100	0.357 143	0.999 505	0.526 316
8 192	3	100	0	363 383	29	100	0.775 194	0.999 92	0.873 362
16 384	3	100	0	363 397	15	100	0.869 565	0.999 959	0.930 223
32 768	3	100	0	363 397	15	100	0.869 565	0.999 959	0.930 233

FN：假阴性　TN：真阴性　TP：真阳性

表3 固定哈希表对应不同哈希桶数精确度指标

哈希表大小	哈希桶数	TP	FN	TN	FP	召回率/%	精确率	准确率	F1
4 096	1	100	0	340 001	23 411	100	0.004 253	0.935 598	0.008 647
4 096	2	100	0	361 792	1 620	100	0.058 140	0.995 543	0.109 89
4 096	3	100	0	363 232	180	100	0.357 143	0.999 505	0.526 316
4 096	4	100	0	363 322	90	100	0.526 316	0.999 752	0.689 655
4 096	5	100	0	363 339	73	100	0.578 035	0.999 799	0.732 601

FN：假阴性　TN：真阴性　TP：真阳性

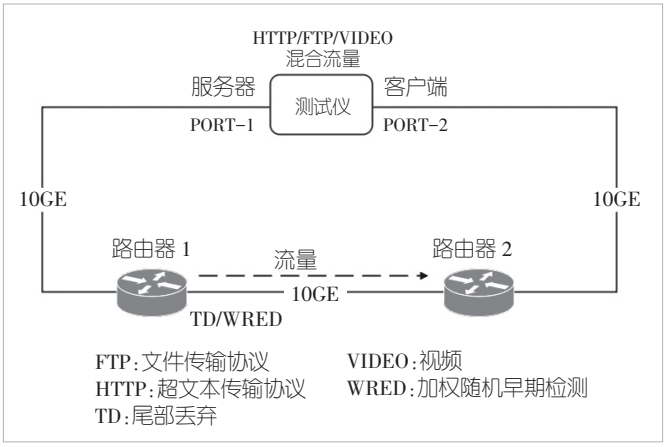


图7　面向微突发场景的队列参数自动寻优算法组网测试拓扑

同会话通过发送字节数区分大小流。在路由器Router-1到Router-2的出向链路上配置限速，构造拥塞场景，验证TD队列丢包优化以及RED队列吞吐与时延优化。

TD队列缓存优化算法的测试对比如表4所示。队列初始缓存大小设置为128 kB，出口限速为1 Gbit/s。在所有应用服务开启并达到流量相对稳定后，未优化前统计的平均队列深度约为120 kB，小于最大缓存128 kB，但微突发大小已经超过最大缓存128 kB，此时检测到大量微突发丢包。

启动微突发丢包优化后，流量建模预测的微突发最大值约为240 kB。经过3次迭代，算法最终收敛至250 kB的最优缓存配置，对微突发最大缓存的预测误差小于5%。此外，当缓存得到优化后，可以观测到出向流量吞吐同时得到提升。这是由于减少丢包避免了TCP波动带来的流量损失。

RED队列未启动QoS参数自动寻优算法时，系统初始设置低门限为64 kB，高门限为1 MB。应用服务全部开启且流量相对稳定后，队列统计数据如表5所示。队列持续丢包，

表4　队列缓存优化对比数据

	缓存大小/kB	队列丢包数	队列平均深度/kB	出口平均速率/（Mbit•s^{-1}）
未优化前	128	787k	120	821
第1次迭代	240	758	143	943
第2次迭代	245	41	152	951
第3次迭代	250	0	151	963

表5　RED队列未优化数据

	入队列速率/（Mbit•s^{-1}）	出队列速率/（Mbit•s^{-1}）	队列深度/kB	丢包数/k
最大值	1 211	1 000	165	2 862
均值	886	761	83	787

吞吐始终在70%～80%之间波动，无法达到1 GE的最大链路带宽。

启动QoS参数自动寻优算法后，系统通过多次迭代逐渐提升低门限，优化吞吐与时延性能。图8和图9分别展示吞吐与时延随着低门限的变化曲线。从图8中可以得出，随着低门限增加，微突发导致的丢包减少，吞吐性能上升；当低门限接近最大缓存时，吞吐达到最大。从图9中可以得出，随着低门限增加，时延性能下降；当达到最大吞吐后，低门限回调到512 kB时，可以在90%的吞吐情况下取得相对最优的时延，约为600 μs。

图10展示动态寻优过程中各队列参数随时间的变化情况，横坐标表示时间，数据采样间隔为10 ms；纵坐标自上而下依次为入队列速率in_rate、出队列速率out_rate（单位为Gbit/s），入队与出队字节数差值ΔS、队列深度Queue Depth、丢包字节数Drop Bytes（单位为MB），以及队列低门

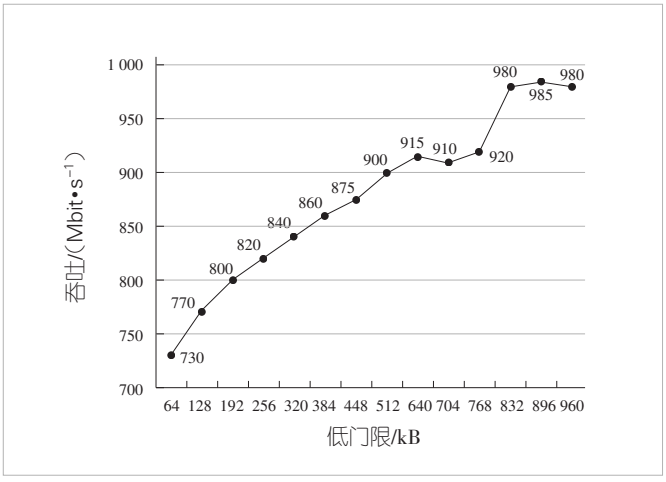


图8　低门限动态优化过程吞吐变化曲线

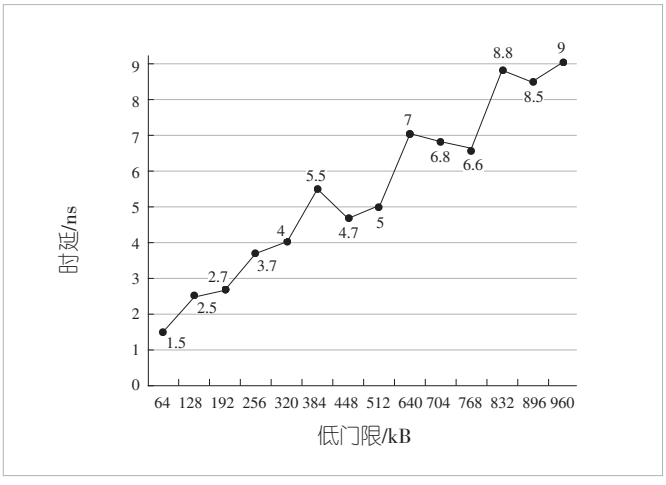


图9　低门限动态优化过程时延变化曲线

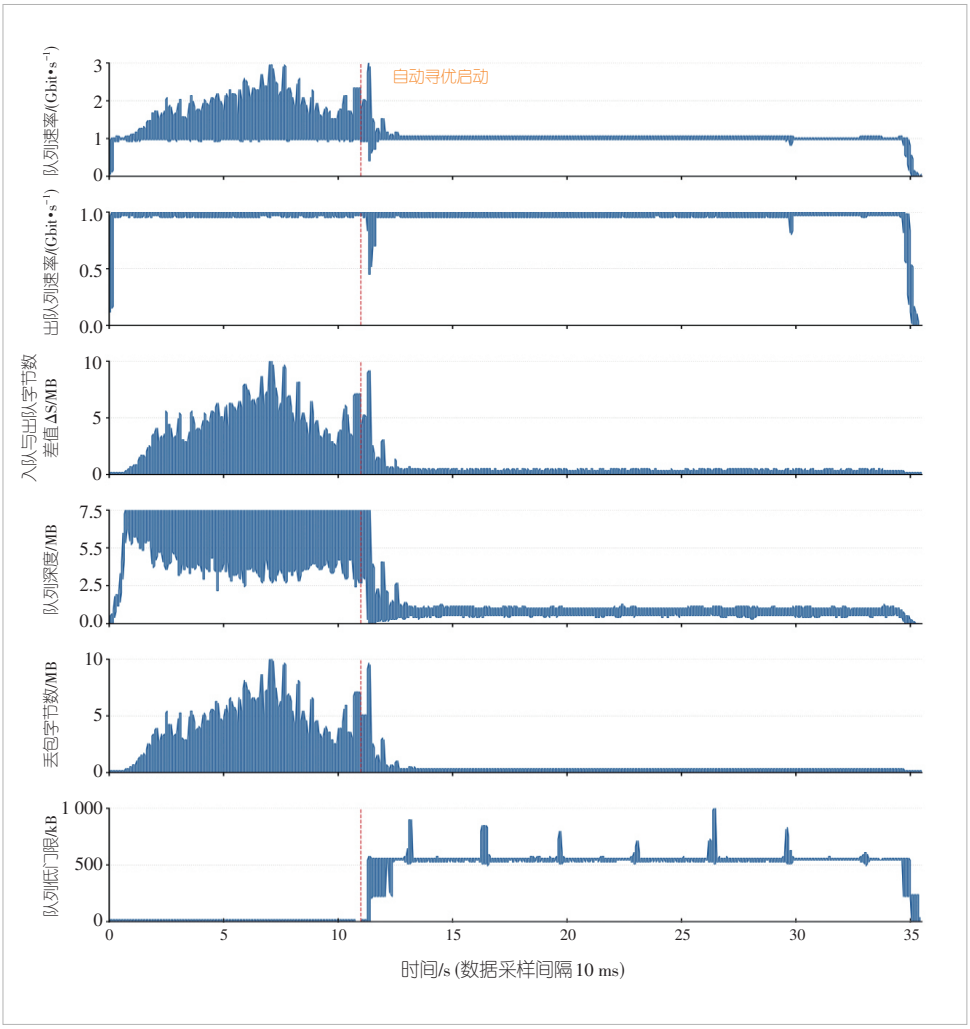


图10　动态寻优过程中各队列参数随时间的变化

限 Min Threshold（单位为kB）。可以看到，RED参数自动优化在12 s启动，并在1～2 s左右完成优化。TCP端侧显著降速，入向速率与出向速率达到相对平衡，队列丢包保持在较低水平，吞吐则保持在最高水平，队列深度可以保持在较低水平，时延性能同时得到优化。

4 结束语

本文提出了一种针对广域网的QoS参数自适应优化技术，并在路由器产品中进行了测试验证。该技术通过流量建模实现精确的场景分类，能够准确检测出流量微突发的规模、最大时延与平均时延，并通过Sketch概要统计结构有效实现大小流检测。相对于数学公式化的参数拟合和静态参数配置，本文采用的启发式算法能够适应不同流量场景，并可在多次迭代后收敛到最优的QoS参数。针对TD队列中的微突发丢包问题，自适应优化通过设置零丢包的最小缓存，有效减少了缓存资源占用并避免了突发丢包。对于RED队列，自适应优化QoS参数能够在提升广域网流量吞吐性能的同时，降低平均队列深度，进而优化时延性能。

参考文献

[1] Jain R. The catch-up game quest for the impact [EB/OL]. (2017-08-22) [2026-08-02]. https://conferences. sigcomm. org/sigcomm/2017/files/program/keynote-1.pdf
[2] 杜鑫乐, 徐恪, 李彤. 数据中心网络的流量控制：研究现状与趋势 [EB/OL]. [2026-08-02]. https://lib. cqvip. com/Qikan/Article/Detail? id=7105063887
[3] King D, Chown T, Rapier C, et al. Current state of the art for high performance wide area networks [EB/OL]. (2025-03-01) [2026-08-04]. https://www. ietf. org/archive/id/draft-kcrh-state-of-art-hp-wan-00.txt
[4] FLOYD S. A review of FRED: flow random early detection [J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2000, 30 (4): 62-73
[5] RFC 2309 Recommendations on queue management and congestion avoidance in the internet [S]
[6] Wurtzler M. Analysis and simulation of weighted random early detection (WRED) queues [EB/OL]. [2026-08-05]. https://www.ittc.ku.edu/research/thesis/documents/mark_wurtzler_thesis.pdf
[7] Hassan S, Rufai A. Modified dropping-random early detection (MD-RED): a modified algorithm for controlling network congestion [J]. International journal of information technology, 2023, 15(3): 1499-1508. DOI: 10.1007/s41870-023-01201-1
[8] 任金霞, 蒋梦倩, 温春晖. 基于S型函数动态自适应改进的RED算法 [J]. 高技术通讯(中文), 2019, 29(5): 449-454. DOI: 10.3772/j.issn.1002-0470.2019.05.005
[9] Patel S. Sensitivity analysis of queue-based AQM over network parameters [J]. IET networks, 2019, 8(4): 280-288. DOI: 10.1049/iet-net.2018.5160
[10] Patel S. Nonlinear performance evaluation model for throughput of AQM scheme using full factorial design approach [J]. International journal of communication systems, 2020, 33(8): e4357. DOI: 10.1002/dac.4357
[11] Floyd S, Gummadi R, Shenker, S. Adaptive RED: an algorithm for increasing the robustness of RED´s active queue management [EB/OL]. (2001-08-01)[2026-08-03]. https://www.icir.org/floyd/papers/adaptiveRed.pdf
[12] Yan F Y , Ma J, Hil G D, et al. Pantheon: the training ground for Internet congestion-control research [EB/OL]. [2026-08-03].

https://pantheon. stanford. edu/static/pantheon/documents/pantheon-paper.pdf
[13] Le Y, Lee J, Blendin J, et al. SFC: Near-source congestion signaling and flow control [PP/OL]. arXiv[2026-08-02]. https://arxiv.org/pdf/2305.00538
[14] Huang H L, Du X L, Li T, et al. Re-architecting buffer management in lossless Ethernet [J]. ACM transactions on networking, 2024, 32(6): 4749-4764. DOI: 10.1109/tnet.2024.3430989
[15] Taheri P, Menikkumbura D, Vanini E, et al. RoCC: robust congestion control for RDMA [C]//Proceedings of the 16th International Conference on Emerging Networking EXperiments and Technologies. ACM, 2020: 17-30. DOI: 10.1145/3386367.3431316
[16] Nichols K, JacobsonV. Controlling queue delay [J]. ACM Queue, 2012, 10(5): 68-81.DOI: 10.1145/2209249.2209264
[17] Cormode G, Muthukrishnan S. An improved data stream summary: the count-min sketch and its applications [J]. Journal of algorithms, 2005, 55(1): 58-75. DOI: 10.1016/j.jalgor.2003.12.001
[18] Estan C, Varghese G. New directions in traffic measurement and accounting: focusing on the elephants, ignoring the mice [J]. ACM transactions on computer systems, 2003, 21(3): 270-313. DOI: 10.1145/859716.859719
[19] Tang L, Huang Q, Lee P P C. MV-sketch: a fast and compact invertible sketch for heavy flow detection in network data streams [C]//Proceedings of IEEE INFOCOM 2019 - IEEE Conference on Computer Communications. IEEE, 2019: 2026-2034. DOI: 10.1109/infocom.2019.8737499
[20] Yang T, Zhang H W, Li J Y, et al. HeavyKeeper: an accurate algorithm for finding top- $k $ elephant flows [J]. ACM transactions on networking, 2019, 27(5): 1845-1858. DOI: 10.1109/tnet.2019.2933868
[21] Yang T, Jiang J, Liu P, et al. Elastic sketch: adaptive and fast network-wide measurements [C]//Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication. ACM, 2018: 561-575. DOI: 10.1145/3230543.3230544

作 者 简 介



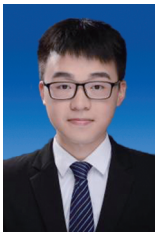
杨锋，中国电信集团有限公司高级工程师；主要从事IP网路技术、新型城域网建设规划与技术应用推进等工作。



尹远阳，中国电信股份有限公司研究院高级工程师；主要从事IP网络技术研究、新型城域网技术研究与评测、4G/5G 承载网新技术研究与评测等工作。



王江龙，中国电信集团有限公司高级工程师；主要从事IP网路技术、新型城域网建设规划与技术应用推进等工作。



杨顺兴，中国电信股份有限公司研究院工程师；主要从事IP网络技术研究与评测、IP骨干网、数据中心网络新技术评测等工作。

中国沿海海上无线宽带专网建设方案研究与探讨

Research and Discussion on Construction Plan of Wireless Broadband Private Network in China's Coastal Sea

赵先明/Zhao Xianming[1]，杨蕾/Yang Lei[2]，
喻存林/Yu Cunlin[3]，杨慧婷/Yang Huiting[2]，
窦兴林/Dou Xinglin[1]，沈浩/Shen Hao[4]
（1. 北京红山信息科技研究院有限公司，中国 北京 100176；
2. 中远海运科技股份有限公司，中国 上海 200135；
3. 陆铁港芸科技（上海）有限公司，中国 上海 201199；
4. 北京网藤科技有限公司，中国 北京 101108）
(1. Beijing Hongshan Information Technology Research Institute Co. , Ltd, Beijing 100176, China;
2. COSCO SHIPPING Techology CO. , Ltd, Shanghai 200135, China;
3. Lu Tiegang Yun Technology (Shanghai) Co. , Ltd, Shanghai 201199, China;
4. Beijing Wangteng Technology Co. , Ltd, Beijing 101108, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605012
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20261020.1050.002
网络出版日期：2026-10-20
收稿日期：2026-06-16

摘要：针对沿海海域无线传播环境复杂、航道连续覆盖难度较大以及海事监管与应急通信对网络可靠性要求较高等问题，开展沿海海上无线宽带专网建设方案研究。在分析中国沿海无线宽带专网建设必要性的基础上，提出长江口和琼州海峡无线宽带专网建设方案，并仿真验证了实验专网的性能。仿真结果表明，专网系统可满足海事监管、应急搜救等业务的宽带通信需求。研究成果为后续无线宽带专网的建设提供了有效探索和核心指导。

关键词：无线宽带；实验专网；网络仿真

Abstract: To address the challenges posed by complex radio propagation conditions in coastal waters, the difficulty of maintaining continuous wireless coverage along shipping lanes, and the stringent network reliability requirements for maritime surveillance and emergency communications, this study investigates the planning and deployment of coastal maritime wireless broadband private networks. Based on an analysis of the necessity for building China's coastal wireless broadband private network, construction plans for the Yangtze River Estuary and Qiongzhou Strait wireless broadband private networks are proposed, and the performance of the experimental private network is simulated and verified. The simulation results show that the private network system can meet the broadband communication needs of maritime supervision, search and rescue, emergency response, and other services. These research results provide useful exploration and key guidance for the future construction of wireless broadband private networks.

Keywords: wireless broadband; experimental private network; network simulation

引用格式：赵先明, 杨蕾, 喻存林, 等. 中国沿海海上无线宽带专网建设方案研究与探讨 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 91-98. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605012
Citation：Zhao X M, Yang L, Yu C L, et al. Research and discussion on construction plan of wireless broadband private network in China's coastal sea [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 91-98. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605012

党的二十大报告指出："发展海洋经济，保护海洋生态环境，加快建设海洋强国。"中国政府高度重视海洋强国建设。建设海洋强国是实现中华民族伟大复兴的重大战略任务。随着无线通信与网络技术的高速发展和大规模部署，城市中人们几乎可以随时随地、不受限制地使用互联网和各种数据服务[1]。然而，中国海上通信发展滞后于陆地通信，已成为海事监管、搜救应急、航海保障、救助打捞等海上交通管理业务现代化、信息化发展的瓶颈[2]。与陆地蜂窝通信环境相比，沿海和近海无线通信在传播与组网方面存在明显差异[3]。一方面，海面开阔环境通常具有良好的

视距传播条件，但海面反射会与直射路径发生相干叠加，导致接收信号随距离出现周期性深衰落；另一方面，海面粗糙度、潮汐、波浪、大气折射率梯度及蒸发波导会导致路径损耗显著时变。对于超视距或接近无线电地平线的链路，地球曲率和绕射效应不可忽略。此外，船舶移动、横摇和纵摇会导致天线高度、方向图和多普勒频移发生变化，大型船体还会造成动态遮挡。因此，直接采用陆地蜂窝网络传播模型和固定站点规划方法，可能导致覆盖范围和边缘吞吐量预测出现偏差。在此背景下，各类新兴海上业务对海上网络通信服务提出了更高端、更多样化的需求[4–5]。这些需求不仅反映了现代海洋活动对高效、稳定通信手段的迫切需要，也彰显了科技进步对提升海洋经济活力的重要性。

在加快建设海洋强国的新征程中，探索并部署契合中国国情、兼具高速率、高可靠性、广覆盖和良好成本效益的新型沿海海上无线宽带通信网络，对于推动沿海海上无线宽带相关产业发展、提升海洋安全保障能力，具有不可替代的战略意义和实践价值[6–9]。

这一前瞻性举措不仅能满足日益复杂的海洋活动对通信质量与效率提出的高标准要求，也为构建现代化海洋产业体系奠定了坚实的技术基础。通过整合先进的卫星通信技术和地面无线网络资源，构建一体化、智能化的海上信息服务平台，极大促进海事监管、海洋运输、远洋渔业、深海勘探等领域的技术创新与产业升级，并进一步增强中国在全球海洋治理中的话语权和影响力。因此，建设并部署适合中国国情的高质量、全覆盖、低成本的新型沿海海上无线宽带专网，对加强海事监管、发展海洋领域相关产业等具有重要意义。

综上，现有研究已在海上无线信道测量、海陆空天融合网络和基站规划等方面取得进展，但仍存在以下不足：一是，海上专网工程规划往往缺乏对海面反射、地球曲率和大气折射的联合建模及本地参数校准；二是，异构网络研究多停留在概念架构层面，缺少面向安全关键业务的链路可用度与备份约束；三是，已有工程案例多以覆盖图和最大覆盖距离为主要结果，缺少与陆地基线模型、单一网络方案的系统对比和敏感性分析。

针对上述问题，本文提出一种兼顾海洋传播特性与异构接入的沿海无线宽带专网架构及覆盖优化方法。主要贡献如下：1）建立适用于沿海视距链路的海面修正传播分析框架，明确海面反射、粗糙度、无线电地平线和动态遮挡对双频链路的影响；2）设计由陆基专网、船载中继和卫星备份构成的分层异构架构，提出面向不同海事业务等级的链路选择与可靠性保障机制；3）构建覆盖、容量、时延、可靠性和成本联合优化模型，并以琼州海峡和长江口为案例，与陆地传播模型和单一陆基网络方案进行对比验证；4）从统计分位值、门限满足率和时延裕度等角度分析现网能力。

1 海洋传播特征与双频异构架构

1.1 海上网络与陆地网络的差异

与陆地蜂窝网络相比，沿海海上无线宽带网络在传播环境、终端状态和业务需求方面存在显著差异。海上链路以视距传播和海面反射为主，直射波与反射波相干叠加，容易引发深衰落；同时，海面起伏、大气折射和地球曲率会进一步影响远距离通信性能。

海上用户沿航道动态分布，船舶升沉、横摇和纵摇会引起天线高度与指向变化，增加链路维持和小区切换的难度。因此，网络规划不仅需要考虑覆盖范围，还应关注航道连续覆盖和移动接入可靠性。

此外，海事监管、视频回传和应急调度对上行速率、传输时延和业务连续性提出了更高要求。针对上述差异，海上专网需综合考虑海面传播修正、链路可用性及双频互补机制。表1总结了海上与陆地网络的主要差异及相应设计要求。

1.2 海面修正传播分析

设岸基基站与船载网关水平距离为d，发射天线和接收天线相对平均海面的高度分别为h_t和h_r，如图1所示。在局部平面海面近似下，直射路径长度和海面镜像路径长度分别为：

表1 海上无线网络与陆地蜂窝网络的主要差异

维度	陆地网络	海上网络	设计要求
传播机制	建筑物和地形散射丰富	视距与海面反射占主导	采用海面修正传播模型
用户分布	区域密集、相对稳定	沿航道移动、密度不均	按航道连续性评价
终端姿态	天线位置基本稳定	船舶升沉、横摇和纵摇	考虑动态方向图损失
远距传播	受站点密度和地形限制	受曲率、折射和波导影响	校核无线电地平线
业务特征	下行互联网业务占比高	视频上行和应急调度重要	强化上行和低时延保障

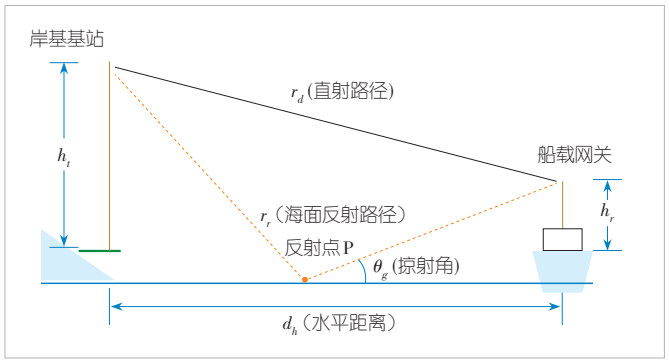


图1　海上直射–反射传播及主要环境影响示意图

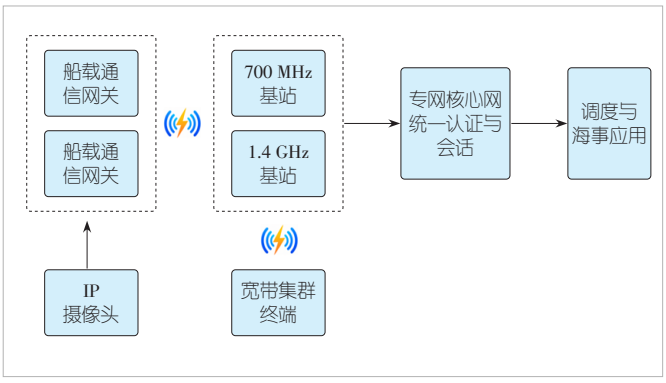


图2　琼州海峡双频异构无线宽带专网架构

$$r_d = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}, r_r = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2} \quad (1),$$

其中，r_d为直射路径长度，r_r为经海面镜像反射后的路径长度，d为发射端与接收端的水平距离，h_t为发射天线相对平均海面的高度，h_r为接收天线相对平均海面的高度。

直射波与反射波的路径差为$\Delta_r = r_r - r_d$，对应传播相位差为$\Delta\varphi = 2\pi\Delta r/\lambda$。考虑海面粗糙度对相干镜面反射分量的衰减，极化方式p下的有效反射系数表示为：

$$\Gamma_{(\mathrm{eff},p)} = \Gamma_p \rho_s, \quad \rho_s = \exp\left[-2((2\pi\sigma_h \sin\theta_g)/\lambda)^2\right] \quad (2),$$

其中，Γ_p为平滑海面的菲涅耳反射系数，σ_h为海面高度起伏均方根，θ_g为相对海平面的掠射角，λ为波长。进一步考虑地球曲率与大气折射，采用等效地球半径模型时，两端天线之间的无线电视距为：

$$d_h = \sqrt{(2k_e R_e h_t)} + \sqrt{(2k_e R_e h_r)} \quad (3),$$

其中，R_e为地球平均半径，k_e为等效地球半径因子。上述模型用于说明海面反射、粗糙度、地球曲率和大气折射对链路的作用机理。

1.3 双频异构接入与业务选择

如图2所示，该双频架构由700 MHz和1.4 GHz岸基小区、船载双频通信网关、专网核心网、调度服务器及业务终端组成。其中，船载网关负责采集两个频段的参考信号接收功率（RSRP）、信干噪比（SINR）、可用吞吐量和当前负载，核心网负责统一认证与会话管理。在双频架构的基础上，系统可进一步实现优先选择频段的策略。

设频段f的归一化链路指标为$\tilde{R}_f(t)$、$\tilde{Q}_f(t)$、$\tilde{P}_f(t)$，分别表示可用吞吐量、SINR和RSRP；$\tilde{H}_f(t)$表示切换与占用代价。针对业务b在频段f上的综合效用为：

$$S_f^{(b)}(t) = w_R^{(b)}\tilde{R}_f(t) + w_Q^{(b)}\tilde{Q}_f(t) + w_P^{(b)}\tilde{P}_f(t) - w_H^{(b)}\tilde{H}_f(t) \quad (4)。$$

系统优先选择综合效用较高的频段。为抑制频繁切换，仅当候选频段效用连续T_{hold}时间高于当前频段，且二者差值不小于滞回门限ΔS_{th}时，才执行频段切换。

2 实验专网与测试方法

2.1 组网与设备配置

琼州海峡实验专网在海口盈滨半岛盈滨雷达站和徐闻三塘角雷达站部署基站，基站通过传输专线接入核心网、调度服务器和应用系统。该实验专网的组网结构如图3所示。测试网络配备13台通信网关、14台手持终端和72路渡轮自有的IP摄像头。其中，12艘船各安装1台通信网关并接入6路摄像头，另在海事基地部署1台通信网关，具体配置如表2所示。测试内容包括互联网接入、视频、宽带集群、定位、

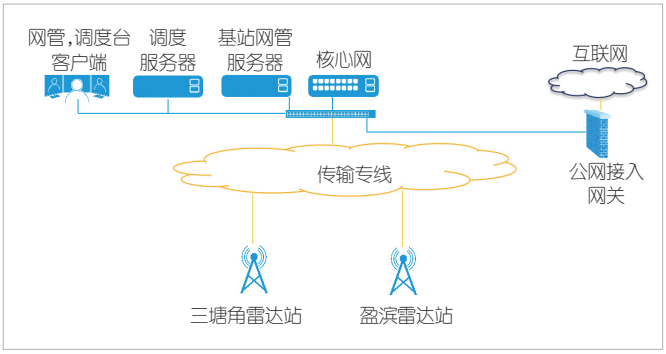


图3　琼州海峡实验专网工程组网结构

表2　实验专网的主要站点与终端配置

类别	数量/位置	用途
岸基站点	盈滨雷达站、三塘角雷达站	双岸协同覆盖琼州海峡航线
通信网关	13台	12艘渡轮各1台，海事基地1台
手持终端	14台	集群语音、视频、定位和消息
IP摄像头	72路	每艘渡轮6路720P视频接入

短消息、多媒体消息、移动性及性能指标等。

2.2 测试项目与评价指标

本次近点吞吐量测试在RSRP＞−75 dBm、SINR＞22 dB的良好信道条件下进行，满缓冲业务流可稳定持续30 s以上。在航道覆盖测试中，测试笔记本通过网线连接通信网关，沿主航道约每5 min记录一次数据，平均距离间隔小于2 km；700 MHz和1.4 GHz频段各获得15组RSRP、SINR及上下行吞吐量数据。覆盖业务门限设定为下行5 Mbit/s、上行3 Mbit/s。

为评价不同频段对海事业务基本传输需求的保障能力，定义频段f的航道业务门限满足率C_f，即在全部有效采样点中，上、下行吞吐量同时达到规定业务门限的采样点占比：

$$C_f = \frac{1}{N_f}\sum_{i=1}^{N_f} \mathbb{I}\left(R_{(\mathrm{DL},i)}^{(f)} \geqslant 5\ \mathrm{Mbit/s} \wedge R_{(\mathrm{UL},i)}^{(f)} \geqslant 3\ \mathrm{Mbit/s}\right) \times 100\% \tag{5}$$

其中，N_f为频段f的有效采样点数量，$\mathbb{I}(\cdot)$为示性函数。当第i个采样点的上下行吞吐量同时达到门限时，$\mathbb{I}(\cdot)$取1，否则取0。

除平均值外，本文进一步基于原始记录计算最小值、5%分位值和标准差，以避免仅凭平均吞吐量掩盖航道边缘性能。针对宽带集群业务，通过信令日志计算组呼建立、话权申请和单呼建立时延。功能测试包括船舶闭路电视（CCTV）回传、手持终端视频上拉/回传、调度台视频推送、组呼与全双工单呼、紧急呼叫、定位、消息以及站内/站间切换。表3列出了测试项目、样本与判据。

3 实际海域测试结果

3.1 近点吞吐量与航道门限满足率

近点良好信道条件下的双频吞吐量测试结果如表4所示。1.4 GHz频段下行、上行吞吐量分别为39 Mbit/s和24 Mbit/s。700 MHz频段下行、上行吞吐量分别为100 Mbit/s和43 Mbit/s。可以看出，1.4 GHz频段上行吞吐量刚好达到24 Mbit/s验收门限，而700 MHz频段上、下行均具有更大的性能裕度。该性能差异受系统带宽、发射功率、调度策略及终端配置等多重因素影响，不能仅由工作频率高低解释。

3.2 航道信号质量与吞吐量

根据实际测试数据，我们绘制了图4和图5。如图4所示，1.4 GHz频段15个采样点的平均RSRP为−90 dBm，平均SINR为16 dB，记录范围分别为−97～−84 dBm和10～24 dB；700 MHz频段采样点的平均RSRP为−92.9 dBm，平均SINR

表4　双频近点吞吐量结果

频段	下行/（Mbit·s⁻¹）	上行/（Mbit·s⁻¹）	结论
1.4 GHz	39	24	满足31/24 Mbit/s门限
700 MHz	100	43	满足31/24 Mbit/s门限

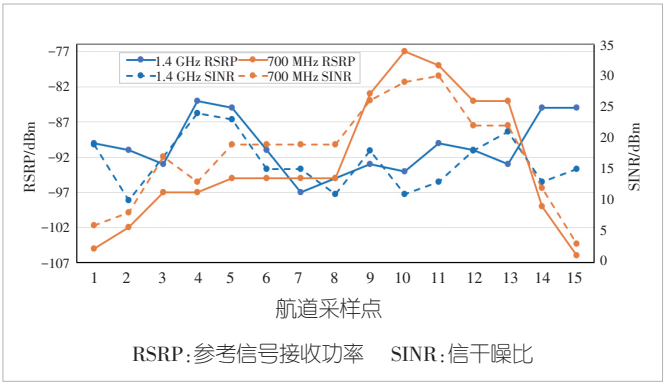


图4　双频航道采样点的RSRP与SINR

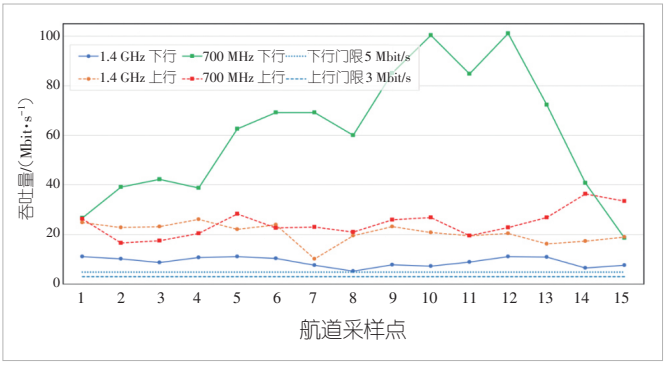


图5　双频航道采样点的上下行吞吐量及业务门限

表3　测试项目、样本与判据

类别	样本/条件	主要判据
近点吞吐量	双频各1组，良好信道，持续≥30 s	下行≥31、上行≥24 Mbit/s
航道覆盖	双频各15点，点间距<2 km	下行≥5、上行≥3 Mbit/s
视频业务	72路摄像头与手持终端	720P视频清晰、流畅
集群时延	信令日志多次记录	组呼≤300、话权≤200、单呼≤500 ms
移动性	站内和站间移动	切换流程完成、业务保持

为 17.6 dB，对应范围分别为 −106 ~ −77 dBm 和 3 ~ 30 dB。700 MHz 频段的 RSRP 波动更大，但全部采样点的 SINR 仍为正值。由于两频段的采样轨迹、网络参数和负载并非完全等效，平均 RSRP 不宜直接作为比较频段传播优劣的单因素依据。

如图 5 所示，1.4 GHz 频段下行、上行平均吞吐量分别为 9.1、20.6 Mbit/s，最小值分别为 5.2、10.3 Mbit/s；700 MHz 频段分别为 60.7、24.5 Mbit/s，最小值分别为 18.6、16.7 Mbit/s。两频段各 15 个采样点均同时满足 5/3 Mbit/s 的门限要求，航道门限满足率均为 100%。

从边缘业务能力看，1.4 GHz 下行最小值仅高于 5 Mbit/s 门限 0.2 Mbit/s，说明部分航段下行裕度较小；其上行最小值为 10.3 Mbit/s，可支持 720P 视频和一般应急图像回传。700 MHz 在当前配置下的下行 5% 分位值为 24.27 Mbit/s，显著高于业务门限，但其信号与吞吐量波动均较大，仍应通过动态链路监测避免以平均值代替边缘状态。

3.3 视频、集群与信息业务功能验证

船舶 CCTV 测试中，将摄像头分辨率设为 720P，视频经通信网关实时回传至调度台，画面清晰且流畅；手持终端视频上拉、主动回传以及调度台向用户或群组推送等功能均测试通过。测试过程记录如图 6 所示。普通智能终端可通过通信网关的 Wi-Fi 接入互联网，专网手持终端则可直接访问互联网。

在宽带集群方面，终端和调度台发起的语音组呼、终端间以及终端与调度台之间的全双工单呼、紧急呼叫均正常，语音清晰流畅；定位、短消息和多媒体消息业务均测试通过。上述结果表明，实验专网不仅满足覆盖门限要求，还能够承载海事监管所需的视频、语音和调度业务。

3.4 移动性与集群时延

移动性测试中，通信网关从小区 A 移动至小区 B，站内切换和站间切换均成功。站间切换流程包括测量报告、切换请求与确认、无线资源控制（RRC）重配置以及上下文释放。测试结果表明双岸小区之间能够维持移动接入。

如表 5 所示，3 类平均时延均明显低于验收门限。单呼建立时延记录的最大值为 249 ms，虽高于其余样本，但仍低于 500 ms 门限；组呼建立和话权申请时延的最大值分别为 70 ms 和 92 ms。图 7 和表 5 的结果表明，核心网、基站和终端集群信令链路具有较充足的时延裕度，能够支撑海上应急语音和调度操作。

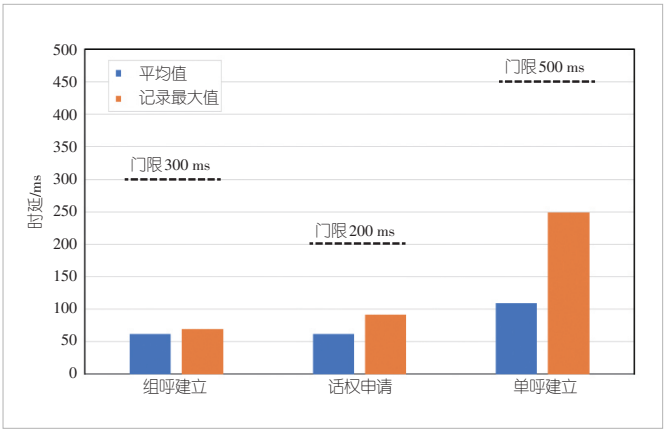
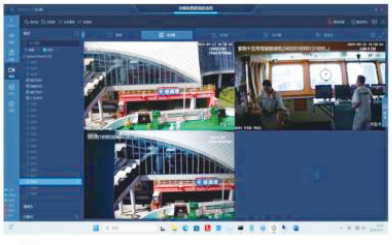


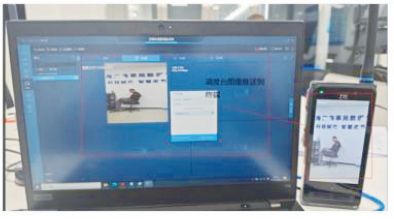
图 7　集群业务平均时延、记录最大值与验收门限



(a)CCTV 回传



(b)调度推送



(c)终端接收

图 6　视频业务测试记录

表 5　集群业务时延统计

业务	记录组数	平均时延/ms	时延范围/ms	门限/ms	平均值裕度
语音组呼建立	25	62.5	55 ~ 70	300	低于门限 79.2%
组呼话权申请	26	62.3	54 ~ 92	200	低于门限 68.9%
语音单呼建立	25	109	86 ~ 249	500	低于门限 78.2%

4 结束语

针对沿海无线宽带专网海洋特征不突出、异构网络缺少实验支撑、技术分析偏弱等问题，本文聚焦琼州海峡700 MHz/1.4 GHz双频实验专网，提出海面修正传播分析与业务感知双频接入方法，并基于实际海域测试报告中的原始记录进行验证。

测试结果如下：1）1.4 GHz和700 MHz频段的近点下行、上行吞吐量分别为39、24 Mbit/s和100、43 Mbit/s；2）两频段各15个航道采样点均满足下行5 Mbit/s、上行3 Mbit/s的门限要求，1.4 GHz和700 MHz频段的平均下行、上行吞吐量分别为9.1、20.6 Mbit/s和60.7、24.5 Mbit/s；3）720P视频、集群语音、定位、消息及站内/站间切换均测试通过；4）组呼建立、话权申请和单呼建立的平均时延分别为62.5、62.3和109 ms，均明显低于验收门限。综合测试结果表明，双频现网能够满足琼州海峡主航道的基本宽带通信与海事调度需求。

后续将开展同步记录环境参数的多季节航测，补充切换中断和视频质量指标，并在此基础上验证动态双频选择以及卫星/海上中继扩展方案。

参考文献

[1] 孙武. 无线通信技术发展前景探索 [J]. 科学大众, 2009(6): 147
[2] 陈兵, 王辰, 林新宇, 等. 福建沿海船岸无线宽带专网规划布局研究 [J]. 中国水运, 2022(8): 75-77
[3] 张洪铭, 闫实, 唐斌, 等. 海上无线通信技术：现状与挑战[J]. 无线电通信技术, 2024, 47(4): 392-401
[4] 陈曦. 海上险情应急处置中的强制救助研究 [D]. 大连: 大连海事大学, 2016
[5] 段建丽, 林彬, 王莹, 等. 海上无线宽带网络架构研究现状及相关技术展望 [J]. 电讯技术, 2018, 58(8): 981-988. DOI: 10.3969/j.issn.1001-893x.2018.08.020
[6] Yang T, Liang H, Cheng N, et al. Towards video packets store-carry-and-forward scheduling in maritime wideband communication [C]//Proceedings of 2013 Global Communications Conference. Atlanta. IEEE, 2013: 4032-4037. DOI: 10.1109/GLOCOM.2013.6831704
[7] Yang T, Liang H, Cheng N, et al. Efficient scheduling for video transmissions in maritime wireless communication networks [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2015, 64(9): 4215-4229. DOI: 10.1109/TVT.2014.2361120
[8] Liang Y Z, Wang L N, Qi Z Q, et al. Integrated all-light network for air, space, land, and sea [J]. ZTE communications, 2025, 23(2): 109-114. DOI: 10.12142/ZTECOM.202502012
[9] 张吉发, 黄香港, 赵楠. 面向6G典型场景的高能效立体覆盖技术研究 [J]. 中兴通讯技术, 2025, 31(1): 39-47. DOI: 10.12142/ZTETJ.202501007

作 者 简 介



赵先明，北京红山信息科技研究院有限公司高级工程师；主要研究方向为新一代移动通信。



杨蕾，中远海运科技股份有限公司高级工程师；主要研究方向为海事信息化。



喻存林，陆铁港芸科技（上海）有限公司工程师；主要研究方向为通信网络工程、专网通信安全。



杨慧婷，中远海运科技股份有限公司工程师；主要研究方向为海事信息化。



窦兴林，北京红山信息科技研究院有限公司工程师；主要研究方向为专网通信安全。



沈浩，北京网藤科技有限公司工程师；主要研究方向为海事航运与信息安全。

差分隐私在数据保护中的应用

Application of Differential Privacy in Data Protection

王宇/Wang Yu[1]，由永桥/You Yongqiao[1]，袁琦/Yuan Qi[2]，田琛/Tian Chen[2]，安媛媛/An Yuanyuan[2]，孙良友/Sun Liangyou[3]
（1. 烟台市大数据中心，中国 烟台264600；
2. 中国信息通信研究院，中国 北京100191；
3. 烟台海颐软件股份有限公司，中国 烟台264001）
(1. Yantai Big Data Center, Yantai 264600, China;
2. China Academy of Information and Communications Technology (CAICT), Beijing 100191, China;
3. Yantai Haiyi Software Co. , Ltd. , Yantai 264001, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.202605013
网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20241012.1529.002
网络出版日期：2024-10-12
收稿日期：2024-09-15

摘要：针对匿名化、脱敏等传统技术难以抵御重新识别与差分攻击的局限，提出一种融合中心化与本地化差分隐私的通用数据保护架构，可灵活配置两种模式：本地化模式下由终端完成数据扰动，保障原始数据不出域；中心化模式下由数据管理器统一加噪，实现隐私泄露的量化管控。同时明确3类组件的功能要求，并结合具体实践验证其可行性。差分隐私可有效解决传统方案对攻击者背景知识的依赖，为数据“可用不可见”提供可落地的技术路径。

关键词：差分隐私；数据安全；隐私保护

Abstract: To address the limitations of traditional techniques such as anonymization and desensitization in resisting re-identification and differential attacks, a general data protection architecture that integrates centralized and local differential privacy is proposed, supporting flexible configuration of two modes: in the local mode, data perturbation is performed at the terminal to ensure that raw data does not leave its domain; in the centralized mode, noise is added uniformly by the data manager to achieve quantitative control over privacy leakage. The functional requirements of the three types of components are also specified, and the feasibility of the proposed architecture is validated through practical implementations. Differential privacy can effectively eliminate the dependence of traditional schemes on attackers´ background knowledge and provide a practical technical pathway for making data "usable but invisible."

Keywords: differential privacy; data security; privacy protection

引用格式：王宇, 由永桥, 袁琦, 等. 差分隐私在数据保护中的应用 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(5): 97-102. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605013
Citation: Wang Y, You Y Q, Yuan Q, et al. Application of differential privacy in data protection [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(5): 97-102. DOI: 10.12142/ZTETJ.202605013

在中国数字经济不断探索发展的过程中，数字应用广泛融入人们的生产、生活之中。数字应用的过程中，会涉及个人隐私数据，如身份信息、生物识别信息、医疗信息、财产信息等。数据一旦发生严重安全事件，带来的危害是巨大的。

当前较常使用匿名化技术、脱敏技术、同态加密和多方安全计算来保护个人隐私数据。上述技术能够提供一定的安全保护，但无法保护个人信息主体免受恶意攻击者的重新识别攻击，也无法抵抗差分攻击。因此，差分隐私作为一种应对差分攻击的新型隐私保护方法，被广泛研究和应用[1]。美国已于2020年人口普查过程中使用差分隐私技术，在保护公民个人隐私的前提下，公开尽可能多的人口信息，进而服务于人口政策研究。

目前，差分隐私技术作为一种数据保护方案，在某些领域的数据采集、发布和分析方面具有一定优势，可以充分发挥差分隐私技术的潜力，满足日益增长的数据隐私保护需求。本文将对差分隐私的分类、基于差分隐私的数据保护技术以及差分隐私技术应用现状进行研究和分析。

1 差分隐私的概念和分类

1.1 差分隐私概念

Cynthia Dwork 于2006年最早提出了差分隐私保护模型[2-3]，其核心概念来自密码学语义安全，即攻击者无法区分不同明文的加密结果。该模型通过对原始数据加入随机噪声，确保在某一数据集中插入或删除一条记录的操作不会影

响任何计算的输出结果。当满足差分隐私保护要求时，任何一个个体的变化不会对查询结果产生明显影响。与传统隐私保护方案不同，差分隐私模型假设攻击者拥有最大背景知识（即攻击者能够获得除目标记录外所有其他记录的信息），且建立在严谨的数学公式推导之上，可以有效解决传统隐私保护技术对攻击者背景知识的依赖以及缺乏量化分析评估能力的问题。

差分隐私的基本原理是：数据处理者使用特别设计的随机算法在准确结果中注入适量噪声，得到一个不影响统计分析的带噪查询结果并返回给第三方，确保输出的查询结果受单个记录的影响始终低于某个阈值，从而使得第三方无法从带噪结果中推理出单个记录的更改或者增删，即无法获得单个记录的准确数据，实现数据可用不可见，从而防止隐私数据泄露。

下面通过数据定义更形式化地理解差分隐私。假设有随机算法 M，S 是 M 所有可能输出结果组成的集合，Pr[·]表示概率。对于两个相邻数据集 D 和 D'（两个有且仅有一条记录不同的数据集合可称为相邻数据集），满足公式（1）：

$$\exp(-\varepsilon) \leqslant \frac{\Pr[M(D') \in S]}{\Pr[M(D) \in S]} \leqslant \exp(\varepsilon) \quad (1),$$

则该算法满足 ε–差分隐私。从差分隐私的数学定义中可以看出，差分隐私要求算法 M 在相邻数据集上的输出分布具有相似性。相似性越大，ε 越小，所对应模型的隐私性越高。

1.2 差分隐私分类

差分隐私可以从 3 个方面进行分类：一是根据噪声数据扰动使用的方式和使用阶段的不同，差分隐私可分为基于输入扰动的差分隐私、基于输出扰动的差分隐私、基于目标扰动的差分隐私和基于梯度扰动的差分隐私；二是根据算法实现方式，差分隐私可分为拉普拉斯机制、指数机制、高斯机制和随机应答机制等差分隐私；三是根据噪声添加的位置及统计计算的先后执行位置，差分隐私可分为中心化差分隐私（CDP）和本地化差分隐私（LDP）[4–5]。下面重点介绍第 3 种差分隐私技术的分类。

Cynthia Dwork 最早提出的差分隐私是一种中心化差分隐私，是指在对用户数据进行采集后，通过一个可信任的第三方数据处理器对查询结果统一进行加噪处理，从而保护数据隐私。具体来说，可信任的第三方数据处理器会在采集到所有数据后，对整个数据集进行加噪处理后发布加噪后的数据集，如图 1 所示。

中心化差分隐私技术的实现依赖于可信第三方数据处理器，而实际情况中可信第三方数据处理器非常少，因为它们需要具备高度的诚信和保密能力，以确保差分隐私技术的正确实现和使用，并确保不会滥用或泄露用户的个人隐私信息。因此，中心化差分隐私技术的应用仍然面临一定的挑战和限制。

由于在实际应用中寻找一个真正可信的第三方数据处理器十分困难，本地化差分隐私技术应运而生。该技术消除了对可信第三方处理器的假设，在数据采集阶段由用户终端对每个用户数据添加噪声，使用户原始数据不离开终端，从而保护个人隐私。具体来说，分布于 N 个终端的用户数据在本地进行加噪处理后，再提交至不可信的第三方数据处理器进行聚合统计，并发布统计结果，如图 2 所示。

中心化差分隐私和本地化差分隐私需要噪声实现机制来保证算法满足 ε–差分隐私。中心化差分隐私的典型机制是拉普拉斯机制和指数机制：拉普拉斯机制旨在向数值型数据

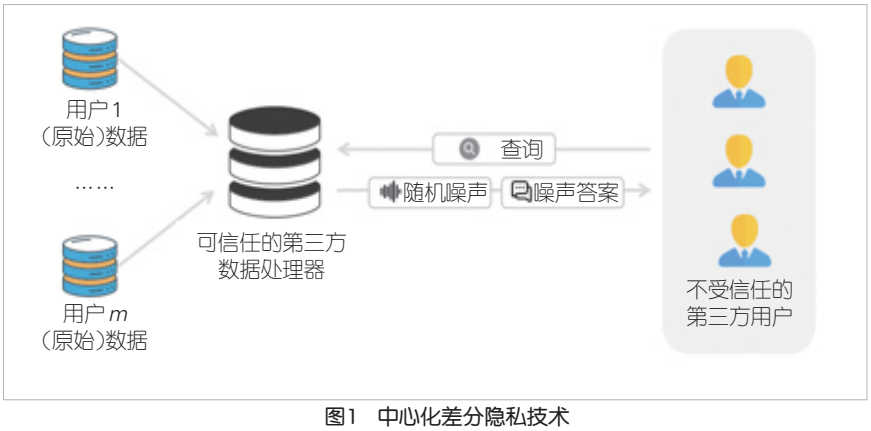


图1　中心化差分隐私技术

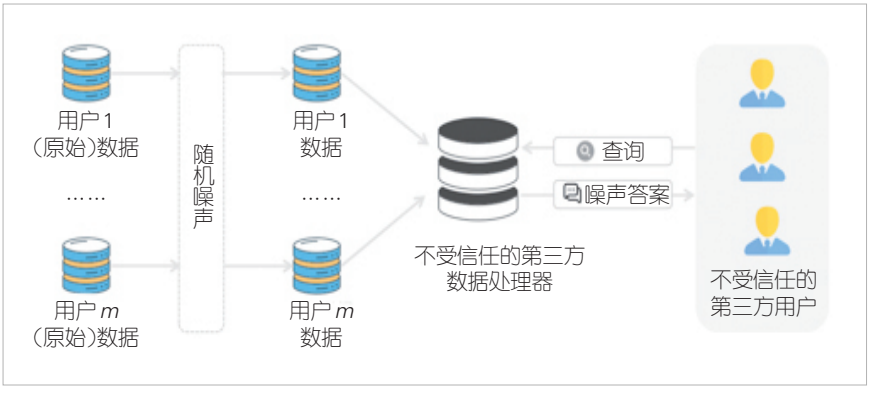


图2　本地化差分隐私技术

的查询结果中添加拉普拉斯噪声；指数机制旨在对离散型数据的查询结果进行随机化处理。以上两种机制均与定义在相邻数据集 D 和 D' 之上的敏感度有关。本地化差分隐私是在用户终端对每个用户的原始数据添加噪声，数据集中只有一个用户的数据，因此不存在敏感度的概念。本地化差分隐私技术的典型实现采用随机响应机制。

2 基于差分隐私的数据保护技术

2.1 技术架构

基于差分隐私的数据保护技术架构如图3所示。该技术架构包括用户端、数据管理器和接收端3部分，能够根据噪声添加位置的不同，灵活配置本地化模式和中心化模式，为实际系统应用提供差分隐私功能。具体而言，整体技术流程如下：

1）当配置为本地化差分隐私模式时，用户端对各种类型的数据进行采集，然后根据业务需求进行必要的数据预处理、添加噪声，并判断是否满足本地化差分隐私需求。随后，数据通过加密网络汇聚到数据管理器，进行存储、数据变换等操作。最终，数据被传输给接收端进行数据分析。

2）当配置为中心化差分隐私模式时，用户端采集并预处理数据后，将数据直接汇聚给数据管理器，并由数据管理器统一完成噪声添加操作。然后，数据被传输给接收端进行数据分析。从框架图中可以看出，两种模式的差别在于噪声添加机制的实施阶段不同，具体噪声添加算法也存在差异。

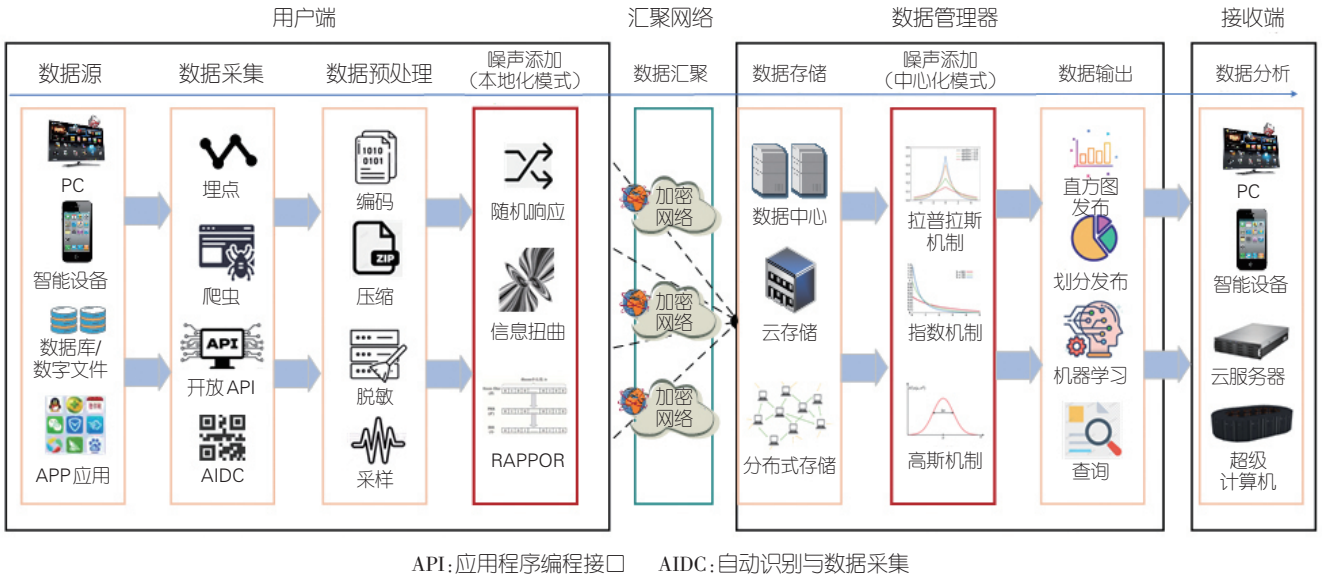
2.2 核心模块与关键技术

1） 用户端

用户在日常生活及使用互联网服务时会产生聊天记录、图片、视频、语音、电话号码、位置等各类隐私信息。本文中我们将能够直接产生用户数据的软硬件实体统称为用户端，例如PC台式机、智能手机手表以及各类APP应用及数据库软件等。在本地化差分隐私中，用户端扮演着重要角色，需要完成数据采集、预处理以及噪声添加等关键操作：

（1）数据采集

由于数据源往往高度多样化，数据采集技术也会根据不同场景采用不同方式。常见方式包括数据埋点技术、自动识别与数据采集（AIDC）、爬虫技术以及开放应用程序编程接口（API）调用等。埋点技术是指开发人员集成采集软件开发工具包（SDK），在触发事件的具体方法中植入多行代码，将需要上传的数据上报至服务端。AIDC是一种自动识别和收集数据对象并存储于计算机中的技术。例如，射频识别、条形码磁条扫描、全球定位系统（GPS）传感器等都属于用于识别与捕获物理数据的方法。爬虫技术是一种自动化、系统化收集Web端数据的技术。根据收集内容和策略不同，爬虫可以细分为基于链接、基于内容、基于图标的爬虫，以及广度优先、深度优先爬虫等。针对已有平台数据，往往可以采用开放API调用的方式，获取已有数据库中的数据。通过配置接口链接、请求参数、请求参数值确认接口访问信息，并配置访问次数、访问频次、分页设置等，完成接口的调度执行，最终将接口数据集成到数据表中。



API：应用程序编程接口　　AIDC：自动识别与数据采集

图3　基于差分隐私的数据保护技术架构

数据采集者收集、使用个人信息，应当遵循合法、正当、必要的原则，公开收集、使用规则，明示收集、使用信息的方式和范围。数据采集者应制定标准的采集模板、数据采集方法、策略和规范，采集策略参数配置应包括采集周期、有效性、检测时间、入口地址和采集深度等。数据采集者采集数据的类型包括低维数据和高维数据。如果采集数据的特征数量大于采集数据量，这类数据属于典型的高维数据。例如，健康保健数据涉及的个体特征数量非常巨大，如血压、静息心率、免疫系统状态、手术史、身高、体重、现状等。

（2）数据预处理

将各个用户终端的原始数据汇聚到服务端之前，需要进行一些必要的数据预处理操作。例如，智能手机设备中能够唯一标识用户的信息需要从被采集数据集中剔除，这些信息包括IP地址、设备ID、设备类型及状态、国际移动设备识别码（IMEI）、时间戳等。此外，为了方便服务端处理，还经常会对原始数据进行编码与压缩操作，常用的编码格式包括美国信息交换标准代码（ASCII）、信息交换用汉字编码字符集（GB2312）、8位统一码转换格式（UTF-8）、16位统一码转换格式（UTF-16）、Base64编码等。

（3）噪声添加（本地化差分隐私模式）

在本地化差分隐私中，由于不存在全局敏感度的概念，每个用户将各自的数据进行扰动后，再上传至数据收集者（在本框架内由数据管理器承担该角色）并进行频数统计。主流的扰动机制采用随机响应技术，其中经典算法是RAPPOR算法。具体而言，该算法首先将每个用户的字符串数据编码为长度为h的二进制向量，同时记录字符串与布隆过滤器（Bloom Filter）的映射关系矩阵；然后利用随机响应技术对向量$\boldsymbol{B}$的每一位加入扰动，得到永久性随机响应（PRR）结果$\boldsymbol{B}$和$\boldsymbol{B}'$；再对$\boldsymbol{B}'$的每一位进行第2次扰动，得到瞬时性随机响应（IRR）结果S。每个用户得到扰动结果S后，将其发送至服务端，服务端统计每一位上1出现的次数并进行校正，然后结合映射矩阵，通过Lasso回归方法完成用户数据的频数统计。除此之外，一些新的机制被用于实现扰动功能，例如基于信息压缩和扭曲的扰动机制。该方法通过基于信息扭曲的扰动函数对每个用户数据进行噪声添加操作。信息扭曲度规定了原始用户数据与扰动数据偏差的数学期望上限，并根据确定的扭曲值设计实际的扰动函数，以满足ε-本地化差分隐私。

2） 数据管理器

从各种数据源采集的数据通过加密网络汇聚到数据管理器，由数据管理器统一进行存储、噪声添加以及数据变换等操作。下面我们进行详细介绍。

（1）数据存储

根据不同的数据规模与业务场景，数据管理器采用的技术形态会有所不同。对于规模不大的结构化数据（例如医院的病例数据、酒店入住人员信息等），通常可以采用传统的关系型数据库进行存储，并满足复杂联合查询的需求。对于半结构化数据（例如用户的简历、调查问卷等），可以使用非关系型数据库（NoSQL）进行处理，主流技术包括Apache HBase、MongoDB、Amazon Neptune、Redis等。针对大规模的非结构化数据（例如文本、图像、视频等），Hadoop集群则能够利用其自身的大规模并行处理能力，为收集来的数据提供存储和快速查询能力。

（2）噪声添加（中心化差分隐私模式）

在中心化差分隐私中，数据管理器充当可信第三方的角色。由于其能够看到所有收集数据的集合，因此可以根据全局敏感度为查询结果添加相应噪声，并通过统计方式限制隐私信息泄露的量化边界。拉普拉斯机制和指数机制是两种常见的中心化差分隐私噪声添加机制。以拉普拉斯机制为例，当需要发布的数据是n个等宽的直方图$H=\{H_1, H_2, \cdots, H_n\}$时，通过为每个直方图加入Lap$(1/\varepsilon)$的噪声量，最终的查询误差边界为$O(n/\varepsilon^3)$。

拉普拉斯机制往往适用于数值型数据查询与发布。对于非数值型查询（例如输出结果是一组离散数据$R=\{R_1, R_2, \cdots, R_n\}$），则可以采用指数机制添加噪声。在指数机制作用下，设计人员制定评价函数$q(D, R_i)$，并以$\exp(\varepsilon q(D, R_i)/2\Delta q)$的概率返回离散数据集合中的任意元素$R_i$，从而实现$\varepsilon$-差分隐私要求。

（3）数据输出

在完成数据的噪声添加后，需要以某种形式将数据输出，为接收终端提供服务。除了前面提到的直方图发布外，根据不同的业务场景，噪声添加机制往往还有一些特殊设计，数据输出形式还包括各类查询服务（如极值查询、均值查询等）、数据挖掘、机器学习等。

3） 接收端

最终接收数据并进行分析的软硬件实体统称为接收端。常见的接收端包括个人电脑、智能手机以及执行大数据分析的服务器或超级计算机等。

3 差分隐私技术应用现状

目前，差分隐私在移动互联网领域受到了广泛认可，基于本地化差分隐私模型的数据采集、数据共享与数据分析已得到广泛应用。包括谷歌、苹果和微软在内的大型互联网公

司已将本地化差分隐私技术部署在相关落地产品中；Uber和火山引擎则在数据平台中采用中心化差分隐私技术保障用户隐私数据安全。

1）在智能终端使用本地化差分隐私技术保障用户隐私数据安全

苹果、华为、小米等大型科技互联网公司已将本地化差分隐私技术应用于智能终端数据采集过程中，在用户隐私数据上传服务器前使用差分隐私算法进行加噪处理，确保用户的原始数据仅保存在智能终端中，从而保障用户隐私数据安全。

2016年6月，苹果公司将本地化差分隐私技术应用于用户最喜爱表情分析、QuickType输入建议、搜索提示等场景中，在智能终端对用户的输入表情数据、输入文字、搜索历史使用本地化差分隐私技术进行加密处理，并上传至苹果服务器，用于计算用户群体的行为模式。

2019年，华为公司将本地化差分隐私技术应用到华为音乐的“统计分析场景”。华为音乐APP利用差分隐私技术，在用户终端应用本地化差分隐私进行加噪处理，上传经差分隐私算法处理后的数据至云服务器进行统计分析。原始数据保存在用户终端，无须上传至云服务器，从而保护个人隐私。

2020年4月，小米公司在MIUI系统中使用本地化差分隐私技术，在用户的原始数据上传至服务器之前添加干扰噪声，确保不将用户真实数据上传服务器。2020年12月，小米再次将本地化差分隐私技术应用到“模糊定位”功能中，对用户的位置信息在本地进行差分隐私处理，确保手机应用无法获取用户的准确位置，从而保护用户隐私。

2023年，苹果公司在iOS 17及后续系统中，进一步将本地化差分隐私扩展至健康数据趋势分析、日记应用（Journal）推荐等场景，持续强化端侧隐私保护。

2024年，谷歌在安卓15中优化了差分隐私在广告归因和用户体验改进计划中的实现，确保用户交互数据在设备端完成扰动后再上传。

2）在数据平台采用中心化差分隐私技术保障用户隐私数据安全

2017年，Uber发布了差分隐私工具。该工具将中心化差分隐私机制嵌入数据平台的数据查询流程中，通过在原始查询结果中添加噪声，使返回的最终数据满足差分隐私要求。使用该平台查询结果的数据分析师无法获取用户的原始数据，从而确保在数据挖掘过程中不会泄露用户隐私数据。

2022年，火山引擎推出了基于中心化差分隐私技术的数据隐私查询服务（DPSQL）。DPSQL服务同样采用中心化差分隐私技术，以返回带有噪声的查询结果。目前，火山引擎的客户数据平台已接入DPSQL服务，为各行业客户提供具备差分隐私保护的用户群体洞察服务。

2023—2024年，微软在Azure Data Explorer中集成了差分隐私查询功能，为企业级数据分析提供内置的隐私保障；亚马逊云科技（AWS）也在其数据协作服务Clean Rooms中增强了差分隐私能力，支持多方数据在不泄露原始信息的前提下进行联合分析。

3）向开发者提供开源差分隐私计算框架

部分大型科技公司已推出基于差分隐私技术的开源隐私计算框架，有效降低了开发者应用的技术门槛，助力差分隐私技术应用于人工智能（AI）、数据分析等领域，解决用户隐私数据保护痛点。

2019年9月，谷歌推出了基于C++、Java和Go的差分隐私库开源版本，供开发者免费使用。2022年，谷歌与OpenMined合作，为开发者提供了基于Python的差分隐私库，帮助数以百万计的开发者快速将差分隐私技术应用于程序构建中，在保护用户隐私数据的基础上充分利用数据价值。

2022年，蚂蚁集团面向全球开发者正式开源可信隐私计算框架“隐语”，提供丰富的差分隐私机制，并将差分隐私与多方安全计算（MPC）、联邦学习技术相结合，实现全链路的计算隐私保护，已在医疗行业的联合诊断增强中进行探索性应用。

2023年，微软持续更新其开源差分隐私项目“Smart-Noise”，谷歌也迭代了DP库以适配PyTorch、TensorFlow等深度学习框架的最新版本，进一步降低了开发者在AI应用中集成差分隐私的门槛。

4）在生成式人工智能与大模型训练中的应用

2023年以来，随着大语言模型（LLM）的快速发展，训练数据泄露和模型记忆问题引发广泛关注。差分隐私随机梯度下降（DP-SGD）技术成为防止模型记忆敏感信息的关键路径。谷歌、Meta、微软等企业在模型预训练和对齐阶段引入差分隐私机制，有效防止了敏感个人信息被模型记忆和复现。

2024—2025年，OpenAI在定制化GPT模型中探索应用差分隐私以保护用户上传的专有数据；中国企业如百度、智谱AI等也在其大模型产品中集成差分隐私选项，为金融、政务等高敏感场景提供合规的AI服务。差分隐私与隐私计算技术的融合，正成为生成式AI时代数据安全与合规的重要基石。

4 差分隐私技术存在的问题与相关建议

差分隐私作为一种新兴的数据保护技术，在数据采集、发布和分析中具有一定的应用前景，同时也存在一些问题。

当使用差分隐私数据保护技术时，用户端容易遭受数据投毒攻击，例如伪造原始数据和伪造扰动数据等。该攻击通过设计原始采集数据或伪造针对性的扰动数据，并将其发送给数据采集者，从而影响接收端的数据统计分析结果。针对这一问题，可以在数据采集阶段使用虚假用户检测、聚类分析、异常值检测等技术手段防御投毒攻击；通过基于账号节点特征的方式，识别数据采集节点的异常行为并检测出潜在虚假用户；通过K-means算法生成正常数据与投毒数据的聚类集，并删除投毒数据聚类集，以确保采集数据正常使用。此外，还可以通过比较正常数据和采集数据的标准差来进行异常值检测。

当接收端对高维数据进行分析时，高维数据分析要达到低维数据分析的同等性能，所需数据量会呈几何级增长，因而会面临因统计分析而引起的维度灾难问题。差分隐私数据保护框架中各个组成部分（如汇聚网络、数据管理器）的通信代价随着数据维度的增加呈线性增长或指数增长。为了减少计算开销和通信代价，可以在数据预处理阶段采用PriV - iew机制，将高维数据分解为低维视图，对数据进行降维操作，以缓解该问题。

未来需要进一步完善差分隐私算法和技术，以适应数据隐私保护不断变化和升级的需求。

参考文献

[1] Erlingsson Ú, Pihur V, Korolova A. RAPPOR: randomized aggregatable privacy-preserving ordinal response [C]// Proceedings of the 2014 ACM SIGSAC Conference on Computer and Communications Security. ACM, 2014: 1054-1067. DOI: 10.1145/2660267.2660348

[2] Dwork C. Diferentialprivacy [EB/OL]. [2026-08-05]. https://dl.acm.org/doi/10.1007/11787006_1

[3] Bugliesi M, Preneel B, Sassone V, et al. Automata，languages and programming [EB/OL]. [2026-08-03]. http://link. springer. com/book/10.1007/11786986

[4] Dwork C, Lei J. Differential privacy and robust statistics [EB/OL]. [2026-08-03]. http://dl.acm.org/doi/10.1145/1536414.1536466

[5] Kasiviswanathan S P, Lee H K, Nissim K, et al. What can we learn privately? [C]//Proceedings of 49th Annual IEEE Symposium on Foundations of Computer Science. IEEE, 2008: 531-540. DOI: 10.1109/focs.2008.27

[6] Duchi J C, Jordan M I, Wainwright M J. Local privacy and statistical minimax rates [C]//Proceedings of IEEE 54th Annual Symposium on Foundations of Computer Science. IEEE, 2013: 429-438. DOI: 10.1109/focs.2013.53

作 者 简 介



王宇，山东省烟台市大数据中心副主任，正高级工程师；主要从事政务信息化项目规划建设、大数据应用分析和人工智能创新应用等工作；参与和承担市级重点信息化项目7个，所主持项目先后荣获2022年度新型智慧城市扩面打榜优秀案例、2023年山东省地理空间数据十大应用创新案例和第三届（2022—2023）中国城市治理创新优秀案例等荣誉；发表论文2篇，拥有著作权1项。



由永桥，山东省烟台市大数据中心部长，正高级工程师；主要从事政务信息化项目规划、设计、实施，大数据应用分析和大模型创新应用等工作；参与和承担国家及省市信息化建设项目27个，主持或参与地方标准制订7项；发表论文6篇，出版专著3部，拥有著作权11项。



袁琦，中国信息通信研究院正高级工程师、主任；长期从事移动互联网、物联网及安全技术领域的科研专项、标准、软科学和测试研究工作；主持或参与国家级或省部级科研专项20余项，主持或参与制定国家或通信行业标准100余项；获得省部级奖励9项；发表论文40篇，参与编著书籍3部，拥有授权专利7项。



田琛，中国信息通信研究院高级工程师；主要研究方向为智能终端安全、AI安全、隐私保护、区块链等；主持及参与国家级及企业科研项目等20余项。



安媛媛，中国信息通信研究院工程师；长期从事移动终端安全与数据安全研究，主要研究方向包括终端系统安全、应用安全、数据合规与隐私保护、安全测评与标准研究。



孙良友，烟台海颐软件股份有限公司高级工程师；主要从事企业级应用开发平台、微服务与云原生等领域的技术研发与技术管理工作；参与和承担信息化建设项目10个、研发项目16个，主持或参与团体标准制订1项；所负责项目先后荣获市级奖项1项；发表论文3篇，获授权发明专利3项。

中兴通讯技术杂志社
促进产学研合作青年专家委员会

主　任　陈　为（北京交通大学）

副主任　秦晓琦（北京邮电大学）　卢　丹（中兴通讯股份有限公司）

委　员

曹　进　西安电子科技大学
陈　力　中国科学技术大学
陈　为　北京交通大学
陈琪美　武汉大学
陈舒怡　哈尔滨工业大学
陈思衡　上海交通大学
高　镇　北京理工大学
官　科　北京交通大学
韩　充　上海交通大学
韩凯峰　中国信息通信研究院
何　姿　南京理工大学
侯天为　北京邮电大学
胡　杰　电子科技大学
黄　晨　紫金山实验室
霍佳皓　北京科技大学
李　昂　西安交通大学
李　礼　中国科学技术大学
刘　凡　东南大学
刘俊宇　西安电子科技大学
卢　丹　中兴通讯股份有限公司
陆游游　清华大学
梅渭东　电子科技大学
宁兆龙　重庆邮电大学
潘存华　东南大学
祁　亮　上海交通大学
秦晓琦　北京邮电大学
秦志金　清华大学
史　瑶　哈尔滨工业大学（深圳）
史颖欢　南京大学
唐万恺　东南大学
王景璟　北京航空航天大学
王兴刚　华中科技大学
王勇强　天津大学
温淼文　华南理工大学
吴泳澎　上海交通大学
武庆庆　上海交通大学
夏文超　南京邮电大学
向路平　南京大学
徐梦炜　北京邮电大学
徐天衡　中国科学院上海高等研究院
杨川川　北京大学
叶迎晖　西安邮电大学
尹海帆　华中科技大学
游昌盛　南方科技大学
于季弘　北京理工大学
张　娇　北京邮电大学
张宇超　北京邮电大学
章嘉懿　北京交通大学
赵毅哲　电子科技大学
赵昱达　浙江大学
赵中原　北京邮电大学
周　伊　西南交通大学
朱秉诚　东南大学
朱光旭　深圳市大数据研究院
朱政宇　郑州大学

刊物相关信息

投稿须知　投稿平台　过刊下载　论文索引与引用指南

中兴通讯技术

(ZHONGXING TONGXUN JISHU)

工信领域集群成员期刊

电子信息领域集群成员期刊

办刊宗旨：

以人为本，荟萃通信技术领域精英
迎接挑战，把握世界通信技术动态
立即行动，求解通信发展疑难课题
励精图治，促进民族信息产业崛起

产业顾问：

段向阳、高　音、胡留军、华新海、刘新阳、
史伟强、屠要峰、王会涛、熊先奎、许　进、
闫新成、赵亚军、朱晓光

双月刊　1995 年创刊
第 32 卷　总第 191 期
2026 年 10 月　第 5 期

主管：安徽出版集团有限责任公司
主办：时代出版传媒股份有限公司
　　深圳航天广宇工业有限公司
出版：安徽科学技术出版社
编辑、发行：中兴通讯技术杂志社

总编辑：王喜瑜
主编：陶善勇
执行主编：吴玲、黄新明
副主编：卢丹
编辑部主任：王萍萍
责任编辑：王镇、徐烨
编辑：杨广西、朱莉、任溪溪
设计排版：徐莹
发行：王萍萍
编务：王坤

《中兴通讯技术》编辑部
地址：合肥市金寨路 329 号凯旋大厦 1201 室
邮编：230061
网址：tech.zte.com.cn
投稿平台：tech.zte.com.cn/submission
电子信箱：magazine@zte.com.cn
电话：（0551）65533356

发行方式：自办发行
印刷：安徽添锦印刷科技有限公司
出版日期：2026 年 10 月 30 日
中国标准连续出版物号：ISSN 1009-6868
CN 34-1228/TN
定价：每册 20.00 元