



信息通信领域产学研合作特色期刊

第三届国家期刊奖百种重点期刊 | 中国科技核心期刊

ISSN 1009-6868

CN 34-1228/TN

CODEN ZTJHAY

中兴通讯技术

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

tech.zte.com.cn

2018年6月 • 第3期

专题：毫米波与太赫兹通信技术的应用



《中兴通讯技术》第7届编辑委员会委员名单

- 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） | 陈锡生（南京邮电大学教授）
- 主任

陆建华（中国科学院院士）
- 副主任

徐子阳（中兴通讯股份有限公司总裁） | 糜正琨（南京邮电大学教授）
- 副主任

马建国（广东工业大学教授） | 陈前斌（重庆邮电大学副校长）

编委（按姓名拼音排序）

- 曹淑敏

北京航空航天大学党委书记
- 童晓渝

中电科软件信息服务有限公司副总经理
- 陈建平

上海交通大学教授
- 王京

清华大学教授
- 陈前斌

重庆邮电大学副校长
- 王文东

北京邮电大学教授
- 葛建华

西安电子科技大学教授
- 王喜瑜

中兴通讯股份有限公司执行副总裁
- 管海兵

上海交通大学教授
- 王翔

中兴通讯股份有限公司高级副总裁
- 洪波

中兴发展股份有限公司总裁
- 卫国

中国科学技术大学教授
- 洪伟

东南大学教授
- 吴春明

浙江大学教授
- 纪越峰

北京邮电大学教授
- 邬贺铨

中国工程院院士
- 蒋林涛

中国信息通信研究院科技委主任
- 徐安士

北京大学教授
- 李尔平

浙江大学教授
- 徐子阳

中兴通讯股份有限公司总裁
- 李红滨

北京大学教授
- 续合元

中国信息通信研究院副总工
- 李建东

西安电子科技大学副校长
- 薛一波

清华大学教授
- 李军

清华大学教授
- 杨义先

北京邮电大学教授
- 李乐民

中国工程院院士
- 杨震

南京邮电大学校长
- 李融林

华南理工大学教授
- 尤肖虎

东南大学教授
- 李星

清华大学教授
- 张宏科

北京交通大学教授
- 刘建伟

北京航空航天大学教授
- 张平

北京邮电大学教授
- 陆建华

中国科学院院士
- 张云勇

中国联通研究院院长
- 马建国

广东工业大学教授
- 赵慧玲

中国通信标准化协会网络与业务能力技术工作委员会主席
- 孟洛明

北京邮电大学教授
- 郑纬民

清华大学教授
- 糜正琨

南京邮电大学教授
- 钟章队

北京交通大学教授
- 孙知信

南京邮电大学教授
- 周亮

南京邮电大学教授
- 谈振辉

北京交通大学教授
- 朱近康

中国科学技术大学教授
- 唐雄燕

中国联通网络技术研究院首席专家



信息通信领域产学研合作特色期刊
第三届国家期刊奖百种重点期刊
中国科技核心期刊
工信部优秀科技期刊
中国五大文献数据库收录期刊
ISSN 1009-6868
CN 34-1228/TN
1995年创刊

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

Contents 目次

中兴通讯技术 总第140期 第24卷 第3期 2018年6月

专题:毫米波和太赫兹通信技术与应用

- 02 5G 高低频无线协作组网及关键技术 赵军辉,杨丽华,张子扬
10 5G 高低频协作组网场景下小区范围动态扩展优化技术 方思赛,魏品帅,刘聪
15 太赫兹高速通信系统前端关键技术 樊勇,陈哲,张波
21 面向5G毫米波通信系统的本振源设计与实现 胡蒙筠,周健义
26 毫米波大规模MIMO系统中的预编码技术 张钰,赵雄文
32 车载雷达通信系统综述 朱伏生

专家论坛

- 39 关于毫米波与太赫兹通信的思考 洪伟
43 发展中国太赫兹高速通信技术与应用的思考 陈智,张雅鑫,李少谦

企业视界

- 48 RRU 关键技术及创新 王永贵,张国俊,崔晓俊

技术广角

- 54 LTE-V 和 DSRC 共享频谱资源的研究 陈沛吉,马伟,张琳
61 基于结构特征的时序聚类方法研究 孟志浩,刘建伟,韩静

期刊基本参数:CN 34-1228/TN*1995*b*16*64*zh*P*¥ 20.00*15000*11*2018-06

Contents 目次

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL Vol. 24 No. 3 Jun. 2018

Special Topic: Technologies and Applications of Millimeter Wave and Terahertz Communications

- 02 5G Multi-Bands Wireless Collaborative Networking and Its Key Technologies ZHAO Junhui, YANG Lihua, ZHANG Ziyang
- 10 Dynamic Cell Range Expansion Optimization for 5G Multi-Frequency Cooperative Networks ... FANG Sisai, WEI Pinshuai, LIU Cong
- 15 Key Technologies of Terahertz High Speed Communication System Front End FAN Yong, CHEN Zhe, ZHANG Bo
- 21 Local Oscillator Source Design and Implementation for 5G Millimeter-Wave Communication System HU Mengyun, ZHOU Jianyi
- 26 Precoding Techniques in Millimeter Wave Massive MIMO Systems ZHANG Yu, ZHAO Xiongwen
- 32 Overview of Vehicle Radar-Communications System ZHU Fusheng

Expert Forum

- 39 Thoughts on Millimeter Wave and Terahertz Communications HONG Wei
- 43 Thoughts on the Development of Terahertz High Speed Communication Technology and Its Application in China CHEN Zhi, ZHANG Yaxin, LI Shaoqian

Enterprise View

- 48 Key Technologies and Innovations of RRU WANG Yonggui, ZHANG Guojun, CUI Xiaojun

Technology Perspective

- 54 Spectrum Resources Sharing between LTE-V and DSRC CHEN Peiji, MA Wei, ZHANG Lin
- 61 Time Series Clustering Based on Structural Features MENG Zhihao, LIU Jianwei, HAN Jing

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。

2018年第1—6期专题

1 5G 承载网技术和优化组网

张云勇 中国联通研究院院长
徐雷 中国联通研究院高级工程师

2 大数据智能化无线网络技术

陈前斌 重庆邮电大学副校长

3 毫米波与太赫兹通信技术及应用

洪伟 东南大学教授
王海明 东南大学教授

4 5G 回传网络光电子器件技术

孙笑晨 中兴光电子技术有限公司技术总监
徐勇积 中兴光电子技术有限公司总经理

5 可再生能源供电的无线通信

牛志升 清华大学教授

6 区块链技术及其物联网应用

刘建伟 北京航空航天大学教授

专题：毫米波与太赫兹通信技术的应用

策划人简介



洪伟

教育部长江学者奖励计划特聘教授、IEEE Fellow、国家杰出青年基金获得者、东南大学毫米波国家重点实验室主任，目前担任中国电子学会微波分会副主任委员、天线分会副主任委员等职，曾任或现任多个全球刊物编委等；作为首席科学家或项目负责人承担完成多项国家“973”、“863”、创新群体、重大专项项目等；获国家自然科学奖2项、部省科技进步一等奖3项等多项科技奖，以及首届全国创新争先奖状、第三届中国青年科技奖等荣誉奖，指导的学生中有2人获全国优秀博士学位论文奖、1人获提名全国优秀博士学位论文奖；发表论文300余篇，出版学术专著2部，在英、美、德、日、韩等十余个国家召开的国际会议上作大会报告/特邀报告/专题报告40余次，获授权发明专利90余项。



王海明

东南大学信息与工程学院教授、博士生导师；主要从事毫米波无线通信、卫星移动通信、多频宽带天线与阵列和电波测量与信道建模方面的科研工作；曾获江苏省科技进步一等奖（第三获奖人）；承担20余项国家和省部级科研项目；已发表论文50余篇，已申请全球发明专利60余件，已获授权32件。

内容导读

毫米波是指频率在30~300 GHz之间的电磁波，太赫兹波是指频率在100 GHz~10 THz之间的电磁波。这两段电磁频谱处于传统电子学和光子学研究频段之间的特殊位置，过去对其研究以及开发利用都相对较少。随着雷达和无线通信等无线应用的高速发展，现有的频谱资源已变得日益匮乏，开发新频段已逐渐成为解决此矛盾的一种共识，而在毫米波和太赫兹频段存在大量未被开发的频谱资源，使得毫米波和太赫兹频率适于作为未来雷达和无线通信等应用的新频段。

在5G无线技术中，包含毫米波无线通信的全频谱接入技术是核心技术之一，也是大幅度提升系统容量，达到用户体验速率1 Gbit/s这一关键指标的关键手段之一。异构多层且能支持全频段接入的高低频无线协作组网是未来5G网络架构的必然发展趋势，目前业界和学界已就“低频段主要解决覆盖问题，高频段主要用于提升流量密集区域的系统容量”基本达成共识。毫米波无线通信将为最终实现5G和未来移动通信“信息随心至，万物触手及”的愿景提供新动力。

在本期专题中，《5G高低频无线协作组网及关键技术》系统性地介绍高低频无线协作组网的网络架构及其关键技术，并深入探究无线回程、干扰协调、越区切换等关键技术的研究现状和未来的发展趋势；《5G高低频协作组网场景下小区范围动态扩展优化技术》针对5G高低频协作组网部署场景，提出了一种针对该场景的小区范围扩展优化技术；《太赫兹高速通信系统前端关键技术》对构成太赫兹无线系统的分谐波混频器和二倍频器2种关键电路进行了深入研究，并开展了220 GHz无线通信实验验证；《面向5G毫米波通信系统的本振源设计与实现》在5G毫米波通信系统的应用背景下，设计了可同时用于中频和射频电路的高性能本振源，并且利用数控衰减器和放大器实现了输出功率可调；《毫米波大规模MIMO系统中的预编码技术》总结出数字、模拟和混合3种预编码算法的优缺点和适用场景，提出合理利用大规模MIMO的信道稀疏性能够改善信道估计的质量减少估计开销；《车载雷达通信系统综述》研究了车载毫米波雷达通信一体化系统，对现有的主流技术方案进行了详细对比分析和仿真验证。

上述工作从一个侧面反映了中国学术界在毫米波与太赫兹通信技术应用方面的观点以及最新研究成果，希望能够在启发和推动毫米波与太赫兹技术的研究和发展上起到一点作用。

洪伟、王海明

2018年05月22日

5G 高低频无线协作组网及关键技术

5G Multi-Bands Wireless Collaborative Networking and Its Key Technologies

赵军辉/ZHAO Junhui^{1,2}
杨丽华/YANG Lihua¹
张子扬/ZHANG Ziyang¹

(1. 北京交通大学, 北京 100044;
2. 华东交通大学, 江西 南昌 310013)
(1. Beijing Jiaotong University, Beijing
100044, China;
2. East China Jiaotong University,
Nanchang 310013, China)

5G 是面向 2020 年以后移动通信需求而发展的新一代移动通信系统, 其将从频谱效率、网络致密化和频谱扩展 3 个方面^[1]进行演化与发展。作为提升系统容量的一项关键技术, 网络致密化在现有异构网络架构的基础上, 通过低功率节点 (LPN) 的密集部署来提高系统的频谱效率, 改善热点地区的网络覆盖和传输速率^[2]。异构多层且能支持全频段接入的高低频无线协作组网是未来 5G 网络架构的必然发展趋势, 各个组织已就“低频段主要解决覆盖问题, 高频段主要用于提升流量密集区域的系统容量”达成共识。高低频无线协作组网主要是宏基站通过低频段实现整个区域内的基础覆盖, 低功率节点通过高频段承担热点覆盖和高速传输, 以此来满足未来 5G 网络更高数据流量、更快用户体验速率、海量终

收稿日期: 2018-02-08

网络出版日期: 2018-05-08

基金项目: 国家自然科学基金 (61471031, 61661021); 国家科技重大专项 (2016ZX03001014-006); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助 (2017D14); 轨道交通控制与安全国家重点实验室开放课题基金资助 (RCS2017K009)

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0002-008

摘要: 作为第 5 代移动通信系统 (5G) 的一种重要组网方式, 基于控制用户分离的高低频无线协作组网在提升区域覆盖能力的同时, 还能大幅提升系统整体频谱效率, 为接入用户提供无缝高速体验。系统性地介绍了高低频无线协作组网的网络架构及其关键技术, 并深入探究无线回程、干扰协调、越区切换等关键技术的研究现状和未来的发展趋势。研究具有超高覆盖率和系统容量的高低频无线协作组网方案对于未来超密集组网的实现有着重要的理论意义。

关键词: 5G 网络架构; 接入网; 无线回程; 干扰协调; 越区切换

Abstract: As an important networking method of 5G, the multi-bands wireless collaborative networking based on the control user separation will improve the capability of regional coverage, and boost the spectrum efficiency of overall system. In this way, it can provide the high speed seamless experience for accessed users. In this paper, the network architecture and some key technologies of multi-bands wireless collaborative networking are introduced systematically, then the research status and future development trend of wireless backhaul, interference coordination, and handover are discussed. The research of multi-bands wireless collaborative networking with ultra coverage rate and system capacity has important theoretical significances for the realization of ultra dense network (UDN).

Keywords: 5G network architecture; access network; wireless backhaul; interference coordination; handover

端连接和更低时延的需求, 最终实现“信息随心至, 万物触手及”的愿景^[3]。

随着毫米波通信技术的兴起, 考虑到 LPN 大规模部署带来的移动性、可扩展性和灵活性等要求, 基于控制用户分离 (CUPS) 的高低频无线协作组网架构受到了研究人员的广泛关注。文献[4]中, 作者指出了传统网络在未来网络部署中的局限性, 同时介绍了 CUPS 的优势以及与其相关的一些标准化建议。软件定义网络 (SDN) 凭借其能解耦网络设备的控制/用户平面、提供逻辑上集中的网络视图和控制、有利于优化传输网络等优势被认为具有同 CUPS 整合使用的潜力^[5-7]。文献[5]中, 作者提出了一

种基于 SDN 的网络架构, 该架构能够有效地实现负载平衡和干扰管理, 从而最大化系统吞吐量。一种由无线网络和网络云组成的双层网络架构被提出^[6], 该架构实现了 LPN、大规模多输入多输出 (MIMO)、CUPS、SDN 和网络功能虚拟化 (NFV) 等各种技术和设备的集成。文献[7]中, 作者提出了一种基于 SDN 的新型网络体系架构, 该架构支持由长期演进 (LTE) 移动通信系统和无线局域网 (WLAN) 覆盖下的多小区构成的超密集网络, 该网络可通过重新配置回程连接到核心网络。文献[8]中引入了一种通过分离无线链路中控制平面和用户平面来实现管理移动终端

与 LPN 间连接的新方法。文献[9]中,作者介绍了一种基于虚拟小区的分层无线组网方案,该方案的核心为控制平面与用户平面分离,虚拟小区通过使用高频段频谱资源来获得较高的系统容量。

然而,高低频无线协作组网的实现仍存在很多困难。首先,多层节点的密集部署需要考虑回传方式与部署成本之间的折中;其次,研究过程中无法忽视小区密集部署带来的强干扰问题;此外,LPN 的小范围覆盖导致中高速移动用户频繁切换的问题。这些问题将会对整个系统的容量以及用户体验产生影响^[10]。

1 高低频无线协作组网

1.1 NG-RAN 架构

与 LTE 基本架构不同,除了部署一些 5G 基站(gNB)外,5G 基本架构中基站与核心网之间的接口也发生了变化,具体的架构如图 1 所示。与 LTE 网络相同的是:gNB 和 4G 基站(eNB)通过 Xn 接口相互连接,然而两者均通过 NG 接口连接到 5G 核心网,该接口与 4G 网络中的 S1 接口有很大不同。具体而言,负责承担热点的

gNB 主要通过 NG-U 接口连接到核心网用户平面(UPF),eNB 主要通过 NG-C 和 NG-U 接口分别连接到核心网移动管理(AMF)和用户平面来提供基础覆盖和部分非热点区域的通信需求。

与传统 3G、4G 网络不同,5G 网络主要存在以下 4 个研究难点:首先,5G 网络为多个频率共存(高低频以及非授权频段)且多层重叠,如何在如此复杂的网络环境中获得更大的性能增益成为研究热点;其次,由于 5G 的带宽大、天线数目多,导致完全集中化管理受限;然后,实现多连接时,用户到网络的连接来自多个频率下的多个传输点,为了防止话务在前传上多次转发,要进行话务处理;最后,5G 系统中采用 NFV 时,一些高层功能可以集中在硬件资源池中实现。针对上述问题,2017 年 3 月无线接入网(RAN3)会议上明确指出将分组数据汇聚协议(PDCP)和无线资源控制(RLC)层进行分割,具体如图 2 所示。经过水平分割之后,无线接入网架构可以分为集中单元(CU)和分布单元(DU),其中 CU 主要包括无线资源控制和分组数据汇聚层协议;CU 设备主要包括非实时的无线高层

协议栈功能,同时也支持部分核心网功能下沉和边缘应用业务的部署。DU 包括 RLC 层、媒体访问控制(MAC)层和物理层;DU 设备主要处理物理层和实时性需求的功能,这种分割方式能更加体现出未来 5G 网络中的 LPN 仅具备的数据功能。

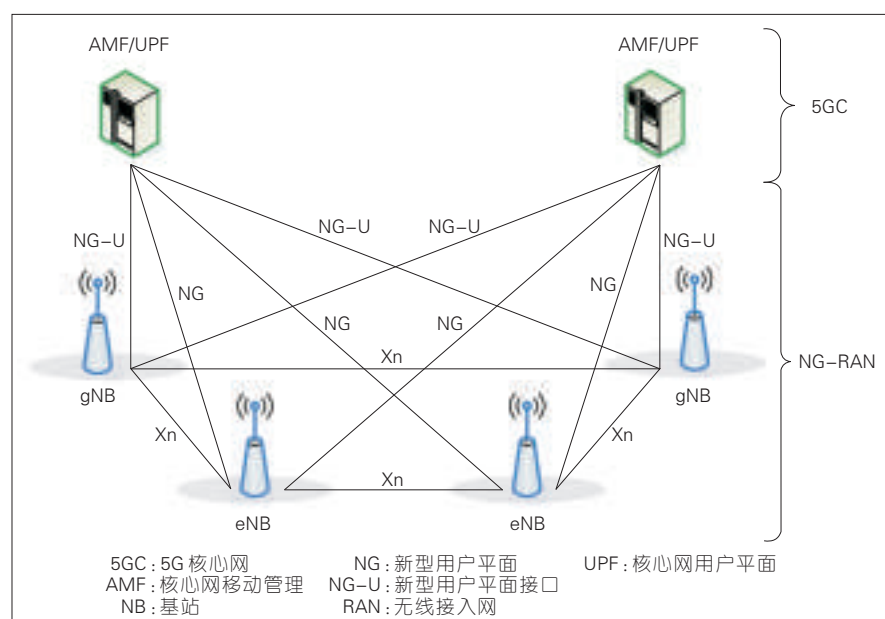
5G 基站分为高频基站和低频基站:5G 低频基站用于广覆盖,5G 高频基站主要用于实现热点地区高速数据传输。在 5G 基站部署的初期阶段,5G 低频基站和 4G 基站会同时部署,同时基站密度相当^[11]。5G 新型基站结构既可以支持频分双工(FDD)模式,又可以支持时分双工(TDD)模式或双模式操作。gNB 由 gNB-CU 和 gNB-DU 组成,一个 gNB-CU 可以允许多个 gNB-DU 通过 F1 接口连接,而一个 gNB-DU 只能连接到一个 gNB-CU。在 gNB 架构中,CU 和 DU 可以由独立的硬件来实现以节省成本;该 CU/DU 分离的架构可以实现负载管理的协调、实时性能优化,此外还可针对不同应用场景的需求进行单独配置。

1.2 双层组网架构

基于控制/用户分离和分簇化集中控制思想,我们构建了图 3 所示的控制平面和用户平面分离的架构图,其中既有负责基础覆盖的宏基站,又有承担热点覆盖的 LPN。整个接入框架划分为 2 个子系统,即 LPNs 通信子系统和宏蜂窝通信控制子系统。该架构在宏基站提供覆盖范围下,宏用户由宏基站在低频段提供控制和数据信息,LPN 覆盖范围下的用户由宏基站在低频段提供控制信息,由 LPN 在高频段提供数据信息。该架构具有以下 3 个方面的特点:

(1) 基站间分簇化集中控制。将部分 LPN 划分到同一集群中可以较容易地实现小区间干扰协调,从而能够满足热点区域用户的高体验速率要求。

(2) 部分 LPN 仅具有数据功能,



▲ 图 1 5G 系统基本架构

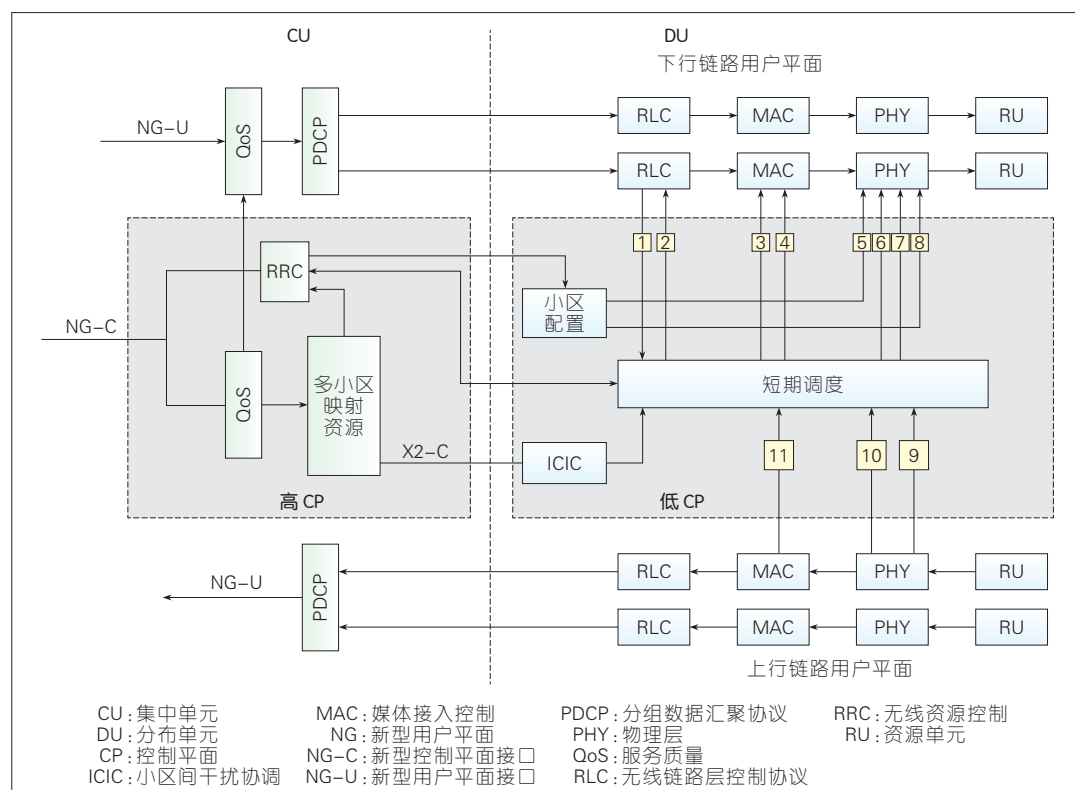


图2
CU/DU 方案示意图

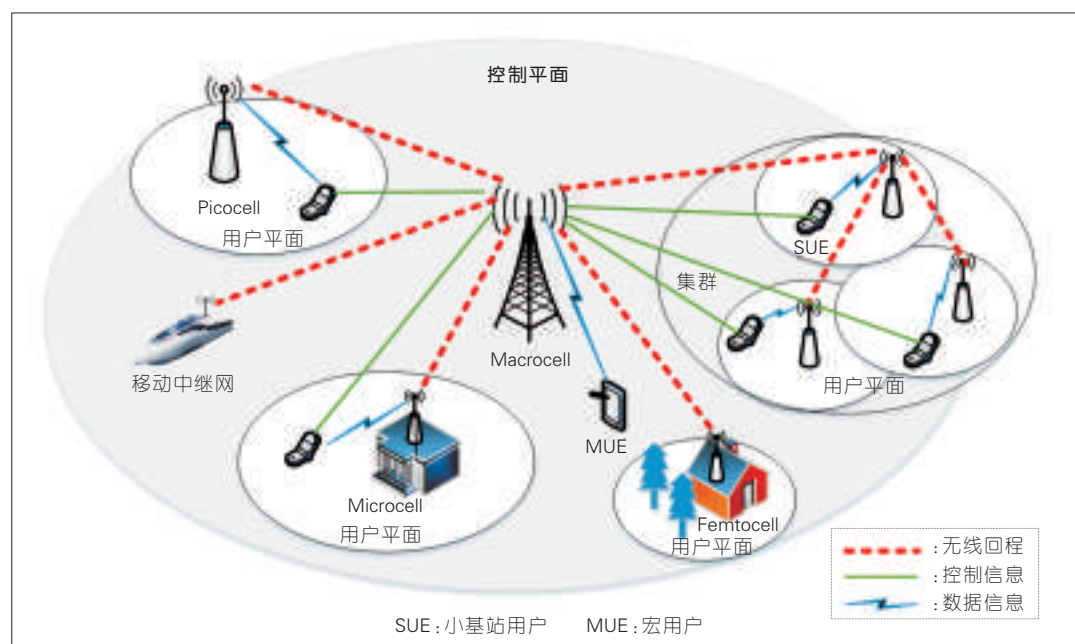


图3
双层组网架构图

即只有 RLC、MAC 层和物理层的功能,可明显降低运营商的部署成本。

(3) 当集群中的用户数目较少时,集群中的基站可以进行检测,在保证用户服务质量的前提下适当关闭一部分基站来实现小区动态开关,

从而降低能耗。

2 组网关键技术

2.1 无线回程

无线数据流量的指数增长,使得

未来网络的部署呈现密集化特点。自组织、低成本的 LPN 在热点地区的大量部署能够有效地改善无线链路的可靠性,增强用户体验。然而,如何高效可靠地回传 LPN 覆盖范围下的用户数据到核心网络成为研究人

员不得不关心的问题^[12]。现有的回程方式主要以光纤回程为主,虽然这种回程方式具有高可靠性、高传输效率,但是在实际无线网络建设中,某些业务热点地区部署的LPN并不具备光纤回程的条件^[13]。此外,光纤回程存在投资回报困难、建设成本高、某些区域入场难等问题,极大地限制了必须使用光纤回程才能实现的网络架构的可用范围。

无线回程具有低成本、易部署等优点,可有效地解决LPN有线回程成本高的问题。随着5G关键技术的快速发展以及LPN的超密集部署,未来网络很有可能将采用无线回程为主、光纤回程为辅的回程方式。然而,无线回程的关键技术研究也不是一帆风顺的,仍存在很多问题亟待解决,无线回程容量受限便是其中主要问题之一。

作为5G物理层关键技术,大规模MIMO技术通过在基站侧布置大规模天线代替现有的多天线技术,使得系统容量和频谱效率有了量级的提升^[14]。将大规模MIMO技术应用到无线回程中,不仅能够有效地提高无线回程链路的系统容量和数据传输速率,更能降低站址选择及回程线路架设的成本。此外,无线回程容量的提高还需要大量可用带宽。在文献[15]中,作者指出无线回程链路需要依赖1~10 GHz带宽资源才能有效地支撑起整个超密集网络。然而,现有的商业无线通信工作频段主要是集中在300 MHz~6 GHz频段,该频段虽然在数据传输方面存在较高的可靠性和稳定性,但是其频谱资源严重短缺,根本不足以支撑起无线回程网络的高数据容量传输。值得庆幸的是:30~300 GHz的毫米波频段仍存在大量可用的频谱资源^[1]。如何高效地利用该频段资源,将有效地解决无线回程容量受限问题。

目前,相关研究人员已经证实毫米波频段在高速率数据传输方面存在巨大潜力。文献[16]中,作者设计

了一种工作在毫米波频段的天线,实现了2 km的距离、1 Gbit/s以上的数据传输速率。同时,毫米波波长较短,有效地降低了毫米波天线的尺寸和制作难度,为大规模天线在宏基站和LPN的配置提供可能。与传统的微波链路相比,毫米波大规模MIMO波束赋型技术可为无线回程链路提供巨大的天线增益,能够有效地对抗由降雨以及空气吸收带来的相对较高的路径损耗。毫米波大规模MIMO波束赋型技术已被广泛研究,文献[13]研究了不同风速对大规模天线波束对齐的影响,如图4所示,其中 M_{MBS} 和 M_{LPN} 分别为宏基站与LPN的天线数目。文献[17~18]中,作者提出一种模拟域与数字域混合预编码方案,有效地降低了毫米波大规模MIMO系统的硬件设计复杂度,图5为宏基站与LPN收发信机的简化框图, N_s 为宏基站发送的数据流数目, N_d 为LPN发送的数据流数目。 N_t , N_r 为宏基站与LPN天线数目。

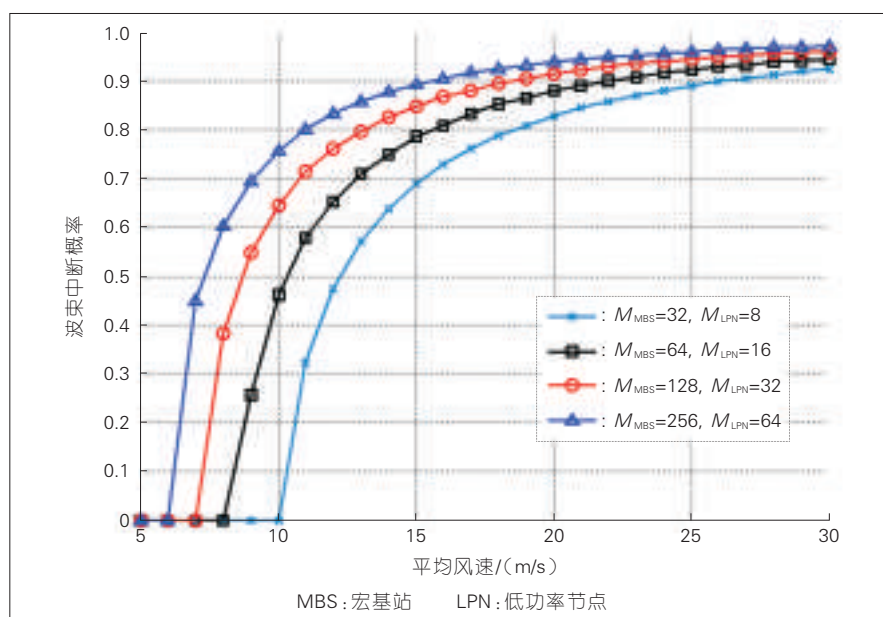
将毫米波大规模MIMO技术应用到5G超密集异构网络的无线回程中,不仅能够有效地克服传统无线回程网络容量受限问题,还能实现网络拓扑结构的灵活部署,降低网络建设

与运营维护成本,从而加速5G超密集网络的部署。

2.2 干扰协调

高低频无线协作组网中宏基站和LPN分别采用低频段和高频段的异频部署策略,因此可以忽略系统中的跨层干扰。但是在超密集组网的环境中,LPN部署数目越来越多,在有限的空间内LPN之间的距离越来越近,同层干扰问题越来越严重。因此,LPN用户可能会受到几个相邻基站不可忽略的干扰,同时每个LPN也可能对周边几个相邻基站造成干扰形成复杂的干扰网络,严重影响系统性能。如果没有有效的干扰协调方案,将会严重降低网络能量效率。

针对网络中存在的干扰问题,较为有效地解决方案为小区间干扰协调(ICIC)技术、功率复用技术和功率控制技术^[19]。但是ICIC技术无法解决信道之间的干扰问题,同时频谱资源的短缺和终端用户数目的井喷式增长使得频率复用和功率控制技术的缺陷逐渐显现。针对ICIC技术的局限性,第3代合作伙伴计划(3GPP)引入了增强型小区间干扰协调(eICIC)技术,其中最有效的是几



▲图4 波束中断概率与风速关系图

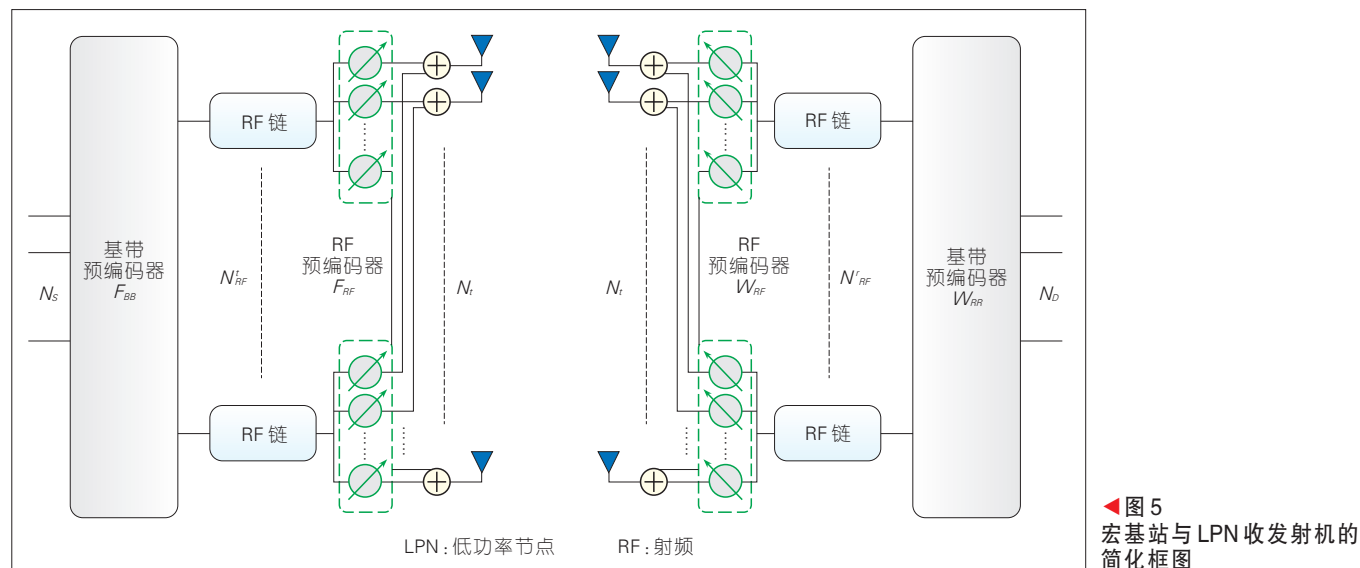


图5
宏基站与LPN收发射机的
简化框图

乎全空子帧 (ABSF) 技术, 其主要思想是预留部分保护时隙来发射空白帧。在 ABSF 中仅传输参考信号, 不进行控制或数据信号的传输^[20], 从而在时域上协调不同基站的子帧利用率。此外, 也有一些学者提出了其他的干扰协调方案。文献[21]中, 作者提出了一种基于离散权值的干扰图构建方案。该算法主要根据每个用户所处的地理位置来构建干扰图, 并依据干扰图对用户进行分群, 之后对每个集群进行信道分配来提升边缘用户的信干噪比。

在基站密集化部署的场景中, 由

于干扰类型的多样性和时变性, 现有的协调算法难以应付。WOOSEOK Nam 等人指出: 未来 5G 先进的干扰管理方案是网络端和用户端同时进行干扰管理^[22]。为了验证该思想的准确性, 我们研究了一种网络端和用户端结合进行干扰管理的方案, 其中网络端采用一种基于干扰图的分群算法来降低 LPN 与用户之间的同层干扰; 用户端使用串行干扰消除接收机来消除同一集群中用户之间的干扰。图 6a)、b) 分别为小区数与系统容量和频谱效率仿真结果图。从图中可以看出: 当小区数目增加时, 即

使整个系统中的干扰会变得更加严重, 但是所提方案的系统容量和频谱效率依然会随着小区数目的增加而不断增大。

网络端的干扰管理方案除了基于干扰图的分群算法外, 多个小区间的协调处理, 可以避免甚至消除干扰, 例如: 协作多点 (CoMP) 传输技术^[23]。该技术是多个协作节点之间通过共享数据、信道状态信息 (CSI)、调度信息、预编码矩阵索引 (PMI) 信息来进行协作处理, 以提高小区边缘用户的性能。下行的多点传输技术是通过位置不同的多个传输点之间

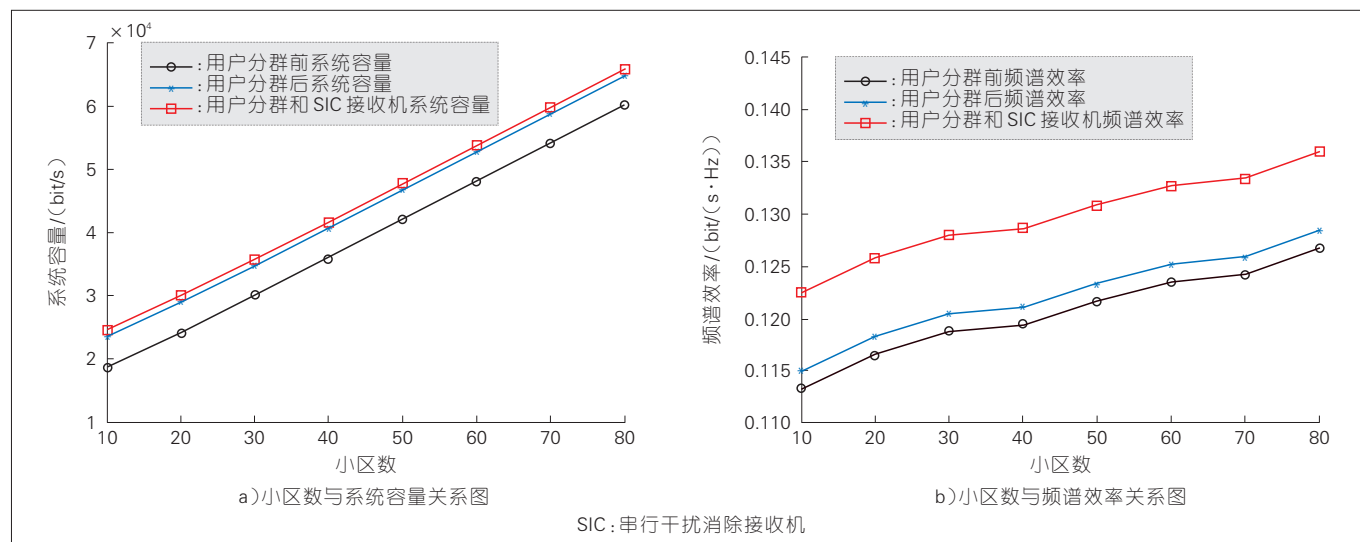


图6 小区数与系统容量和频谱效率仿真结果图

的动态协作处理为目标用户提供服务,其主要包括协作调度/波束赋型和联合处理。协作调度/波束赋型的原理为:参与 CoMP 操作的各节点共享 CSI 信息,用户数据只存在于该用户的服务 eNB。通过在各传输点之间进行协作调度或者波束赋型以降低各传输点覆盖重叠区域的用户间干扰。联合处理的原理为:CSI 信息和用户数据在参与 CoMP 操作的节点之间共享,各节点按一定的准则向用户发送数据,用户的隶属 eNB 可以选择采用联合传输或者动态小区选择来为用户进行 CoMP 操作^[24]。在高低频无线协作组网架构中,几十个小区的信号处理集中在一个具有较强计算和存储能力的基站中,这些小区中的数据和信道状态信息被统一定位,因此相邻小区间的协作多点传输技术更容易实现。同时,以用户为中心的协作多点传输技术可以动态选择最优集群以达到减小小区间干扰、提升系统最优性能的目的。

2.3 越区切换

在 5G 通信网络中,更加复杂的通信环境将会给越区切换带来更多新的挑战。其中,5G 通信网络中的数据传输速率将远高于 4G 网络,这将会使得越区切换需要拥有更快的处理速率。随着基站数量和移动终端数量的急剧增加,集中化的移动性管理将不再高效^[25]。同时,随着毫米波和 LPN 的应用,基站覆盖范围不断缩小,用户终端的越区切换频率急剧增加。因此,在 5G 通信网络的整个构架中,不同的切换场景下的越区切换方法已经成为当下移动性管理的研究热点。

针对 5G 通信场景中信号测量不准确以及频繁切换的问题,我们可以通过对基站切换参数进行调整,来改善无线覆盖环境,减少越区切换频率,从而保证越区切换的顺利完成。通过仿真与实测,大多数越区切换失败是由于原基站信道质量太差,切换

请求(HO CMD)无法正确送达导致的。文献[26]中,作者提出了一种将切换准备提前的方案,能够有效提升 HO CMD 的发送正确率。如图 7 所示,在基站收到触发时间(TTT)测量上报后,便开始与目标基站开始进行越区切换准备过程,完成准备过程后发送 HO CMD 给终端。终端收到 HO CMD 后,并不会马上执行切换,而是等待 TTT2 事件的触发。若 TTT2 事件始终未触发,终端便会释放 HO CMD,源基站发送信令通知目标基站释放预留的资源。这种方案可以进一步提升 HO CMD 的发送成功率,但需要对终端侧进行一定的调整。

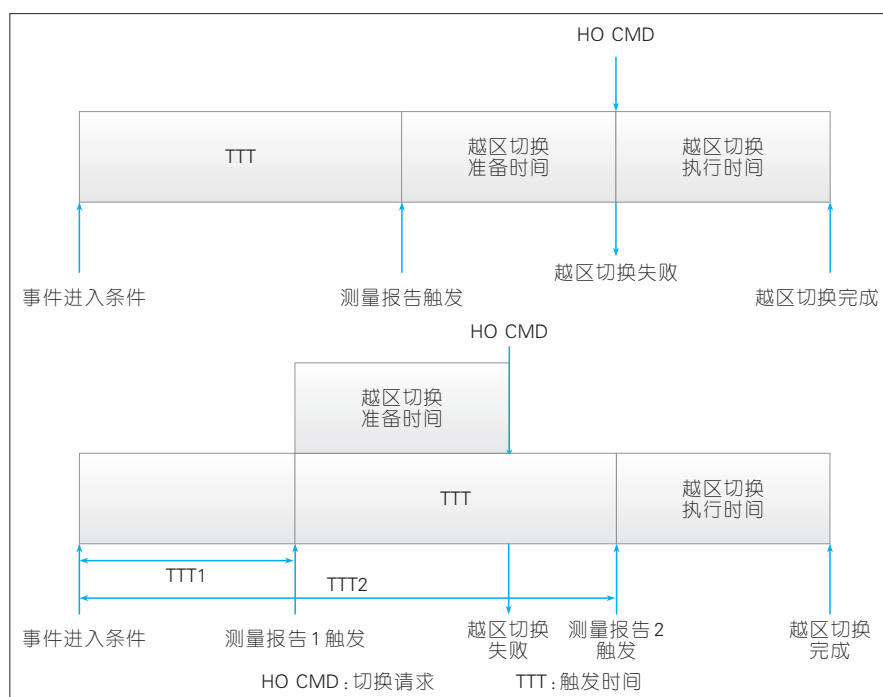
此外,在 5G 中的高低频无线协作组网架构中控制信息与数据信息是分离的。相应地,越区切换也会分别发生在控制平面和用户平面。在文献[27]中,研究人员提出了一种适用于 5G 宏基站之间越区切换的最佳 eNB 选择方法,通过使用时空估计方法来改善越区切换的性能。文献[28]中,作者针对 5G 高铁场景中控制用户分离的情况,提出了一种双链路软切换方案。通过引入双播技术来减

少越区切换时的通信中断时间,并设计了控制用户分离架构下终端在两个宏基站之间的切换流程,如图 8 所示。与传统 4G 硬切换方法相比,该方法的越区切换成功率提升了 35.7%。但文献[28]的研究环境是在基站线性布局的高铁环境,其方法在 5G 超密集网络中的应用还需进行一定的优化与改善。

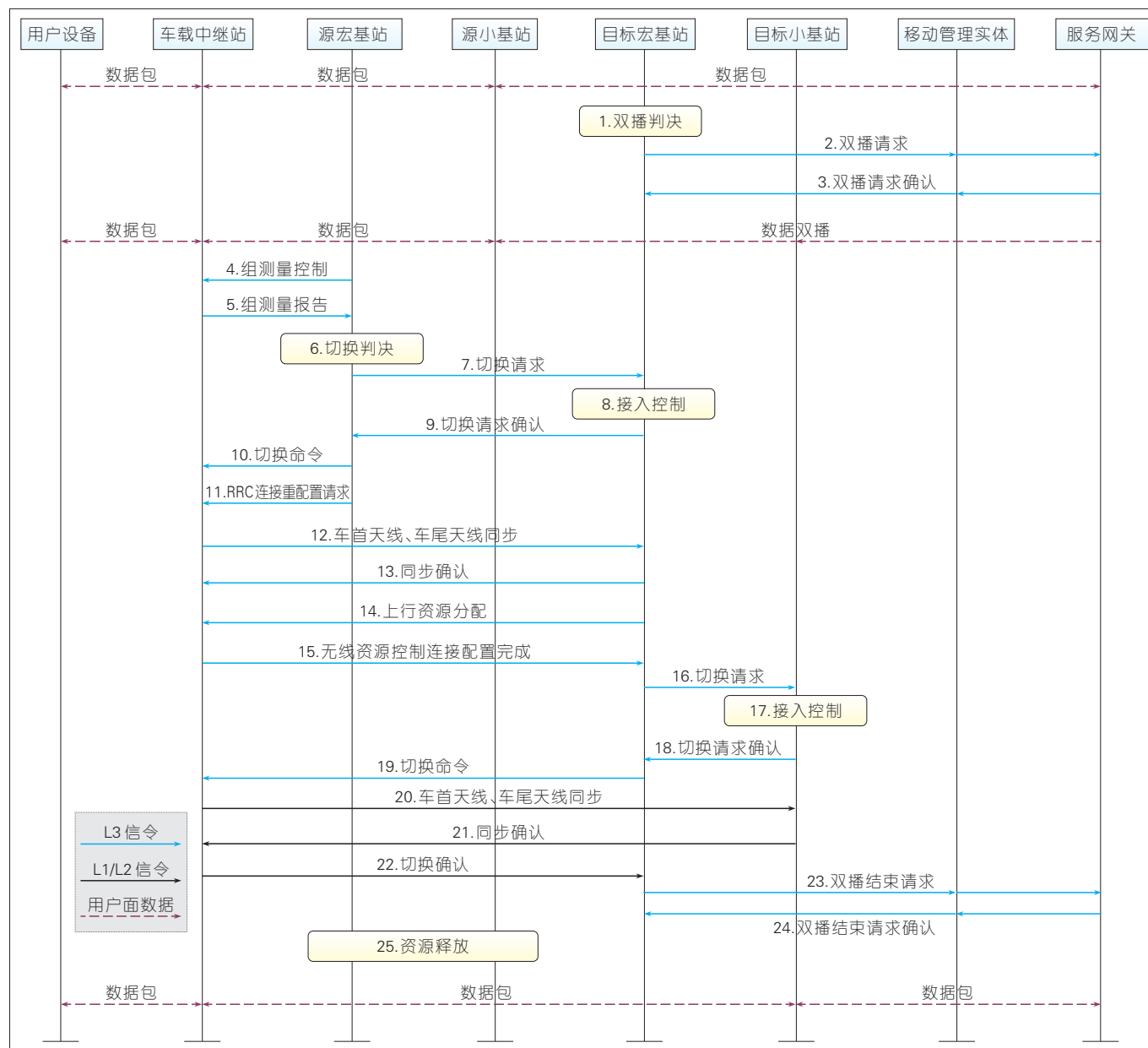
现有网络中的越区切换技术已经被广泛地学习和研究,然而如何将这些理论结果与 5G 通信网络结合以达到 5G 的通信需求仍然会是一个研究难题。

3 结束语

作为提升系统容量、改善用户体验的一项关键技术,高低频无线协作组网正得到越来越广泛的关注。然而,接入网的架构目前尚未制定统一标准,现有的 4G 网络已不能满足未来 5G 三大应用场景的需求,因此如何实现高效、低复杂度的高低频无线协作网络成为 5G 技术从理论到应用的重大挑战之一。本文介绍了 5G 的系统架构、5G 基站的架构、4G 基站重



▲ 图 7 切换提前方案时序示意图



▲ 图8 宏基站之间越区切换的信令

新部署的双层架构以及无线回程、干扰协调和越区切换三大关键技术的发展现状,详细比较各种技术的优缺点,总结三大关键技术的发展方向。随着通信技术的发展,基于无线回程、干扰协调和越区切换等关键技术的高低频无线协作组网将成为现实。

参考文献

- [1] BHUSHAN N, LI JY, MALLADI D, et al. Network Densification: the Dominant Theme for Wireless Evolution into 5G [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 82–89. DOI: 10.1109/MCOM.2014.6736747
- [2] NIU C, LI Y, HU R Q, et al. Fast and Efficient Radio Resource Allocation in Dynamic Ultra-Dense Heterogeneous Networks [J]. IEEE Access, 2017, (5): 1911–1924. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2653798
- [3] 倪善金, 赵军辉. 5G 无线通信网络物理层关键技术[J]. 电信科学, 2015, 31(12): 48–53
- [4] MOHAMED A, ONIRETI O, IMRAN M A, et al. Control–Data Separation Architecture for Cellular Radio Access Networks: A Survey and Outlook[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(1): 446–465. DOI: 10.1109/COMST.2015.2451514
- [5] GUDIPATI A, PERRY D, LI L E, et al. SoftFRAN: Software Defined Radio Access Network[C]//Proceedings of the Second ACM SIGCOMM Workshop on Hot Topics in Software Defined Networking. USA: ACM, 2013: 25–30
- [6] AGYAPONG P K, IWAMURA M, STAEHLE D, et al. Design Considerations for a 5G Network Architecture[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(11): 65–75. DOI: 10.1145/2491185.2491207
- [7] ALI AHMAD H, CICONETTI C, DE la O A, et al. CROWD: An SDN Approach for DenseNets[C]// 2013 Second European Workshop on Software Defined Networks (EWSDN). USA: IEEE, 2013: 25–31. DOI: 10.1109/EWSDN.2013.11
- [8] ISHII H, KISHIYAMA Y, TAJAJASHI H. A Novel Architecture for LTE–B: C–Plane/U–

- Plane Split and Phantom Cell Concept[C]// Globecom Workshops. USA: IEEE, 2012: 624–630. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2012.6477646
- [9] 李玥, 彭木根. 基于虚拟小区的分层异构无线组网方案[J]. 电信科学, 2013, 29(1): 8–14
- [10] 赵天宇. 超密集组网中联合传输与联合资源分配算法的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017
- [11] 张宝亚. 5G 承载网技术和优化组网[J]. 中兴通讯技术, 2018, 24(1): 42–48. DOI: 10.3969/j.issn.1009-6868.2018.01.009
- [12] GE X, CHENG H, GUIZANI M, et al. 5G Wireless Backhaul Networks: Challenges and Research Advances[J]. IEEE Network, 2014, 28(6): 6–11. DOI: 10.1109/MNET.2014.6963798
- [13] HUR S, KIM T, LOVE D J, et al. Millimeter Wave Beamforming for Wireless Backhaul and Access in Small Cell Networks [J]. IEEE Transactions Communications, 2013, 61(10): 4391–4403. DOI: 10.1109/TCOMM.2013.090513.120848
- [14] NI S, ZHAO J, GONG Y. Optimal Pilot Design in Massive MIMO Systems Based on Channel Estimation [J]. IET Communications, 2016, 11(7): 975–984. DOI: 10.1109/ISWCS.2015.7454372
- [15] TAORI R, SRIDHARAN A. Point-to-Multipoint In-Band mmWave Backhaul for 5G Networks [J]. IEEE Wireless Communications, 2015, 53(1): 195–201. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7010534
- [16] BLEICHER A. Millimeter Waves May Be the Future of 5G Phones[EB/OL]. [2018-02-08]. <https://spectrum.ieee.org/telecom/wireless/millimeter-waves-may-be-the-future-of-5g-phones>
- [17] EL AYACH O, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems[J]. IEEE Transactions Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499–1513. DOI: 10.1109/TWC.2014.011714.130846
- [18] RUSU C, MENDEZ-RIAL R, GONZALEZ-PRELCICY N, et al. Low Complexity Hybrid Sparse Precoding and Combining in Millimeter Wave MIMO Systems[C]// 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC). USA: IEEE, 2015: 1340–1345. DOI: 10.1109/ICC.2015.7248509
- [19] LOPEZ-PEREZ D, GUZENC I, GUILLAUME D L R, et al. Enhanced Inter-cell Interference Coordination Challenges in Heterogeneous Networks [J]. IEEE Wireless Communications, 2011, 18(3): 22–30. DOI: 10.1109/MWC.2011.5876497
- [20] 陈晓冬, 熊尚坤, 王庆扬. LTE 小区间干扰抑制技术分析[J]. 电信科学, 2010, (5): 16–21
- [21] CHANG Y J, TAO Z, ZHANG J, et al. A Graph-Based Approach to Multi-Cell OFDMA Downlink Resource Allocation[C]// 2008 Global Telecommunications Conference. USA: IEEE, 2008: 1–6. DOI: 10.1109/GLOCOM.2008.ECP.713
- [22] NAM W, BAI D, LEE J, et al. Advanced Interference Management for 5G Cellular Networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 52–60. DOI: 10.1109/MCOM.2014.6815893
- [23] LI Y, JIANG T, LUO K, et al. Green Heterogeneous Cloud Radio Access Networks: Potential Techniques, Performance Trade-offs, and Challenges [J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(11): 33–39. DOI: 10.1109/MCOM.2017.1600807
- [24] 郭静东. LTE-Advanced 中 CoMP 技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010
- [25] IMT-2020(5G) Promotion Group. 5G Vision and Requirements, White Paper [EB/OL]. (2014-05-28)[2018-02-08]. <http://www.imt-2020.cn>
- [26] ZTE. HO Performance Improvement in hetnet: R2-130957 [Z], 3GPP RAN2 #81b, 2014
- [27] BILENILEN T, DUTONG T Q, CANBERK B. Optimal eNodeB Estimation for 5G Intra-Macrocell Handover Management[C]// Proceedings of the 12th ACM Symposium on QoS and Security for Wireless and Mobile Networks. USA: ACM, 2016: 87–93. DOI: 10.1145/2988272.2988284
- [28] ZHAO J H, LIU Y Y, GONG Y, et al. A Dual-Link Soft Handover Scheme for C/U Plane Split Network in High-Speed Railway [J]. IEEE Access, 2018, (1): 2169–3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2794770

作者简介



赵军辉, 北京交通大学电子信息工程学院教授、博士生导师, 华东交通大学信息工程学院院长; 主要研究方向为 5G 通信、车联网、轨道交通无线通信、射频识别(定位技术、防碰撞技术和安全协议)和应用开发(停车场管理系统、嵌入式车载防盗系统和 GPS 导航系统开发)等; 主持和参与过 30 余项课题; 在全球期刊和国际会议上共发表论文 100 余篇, 4 篇论文获最佳会议论文奖, 其中 SCI 收录 15 篇, EI 收录 50 余篇, 已申请国家发明专利 21 项。



杨丽华, 北京交通大学电子信息工程学院博士在读; 主要研究方向为异构网络、干扰管理、控制/用户平面分离架构等。



张子扬, 北京交通大学电子信息工程学院博士在读; 主要研究方向为 5G 通信系统、异构网络、移动性管理等。

5G 高低频协作组网场景下小区范围动态扩展优化技术

Dynamic Cell Range Expansion Optimization for 5G Multi-Frequency Cooperative Networks

方思赛/FANG Sisai¹
魏品帅/WEI Pinshuai²
刘聪/LIU Cong³

(1. 北京邮电大学, 北京 100876;
2. 中华人民共和国公安部科技信息化局,
北京 100142;
3. 中国移动通信有限公司研究院, 北京
100053)

(1. Beijing University of Posts and
Telecommunications, Beijing 100876, China;
2. Science and Technology Information
Bureau of the Ministry of Public Security of
the People's Republic of China, Beijing
100142, China;
3. China Mobile Research Institute, Beijing
100053, China)

随着移动通信技术的革新和数据业务的快速增长,用户对带宽资源的需求也在逐渐增长,5G 因此应运而生。根据目前的规划,5G 将以低频段(3~6 GHz 频段)部署宏小区覆盖^[1],而以高频段(24 GHz 以上频段)进行小小区部署以提高热点速率。相比于高频段,低频段部署时网络的覆盖范围大,但是其可用频带较窄。高频段因其衰落快从而导致覆盖范围小,但是其可用频带非常宽,高达数百兆赫兹^[2-3]。这也使得 5G 将面临高低频协同组网的部署场景。

在 5G 高低频协同组网部署场景下,如果用户基于传统的参考信号接

中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1009-6868 (2018) 03-0010-005

摘要: 针对 5G 高低频协作组网部署场景,提出了一种针对该场景的小区范围扩展优化技术,目标是匹配高低频协作组网时高频小小区与低频宏小区的不同资源分配方式。该技术可以提高 5G 高低频协作组网时的系统吞吐量和能量效率。与传统基于参考信号接收功率(RSRP)的小区范围扩展不同,基于参考信号接收速率(RSRR)的新型小区范围扩展技术,可以有效提高系统吞吐量和能量效率。

关键词: 高低频协作组网;小区范围扩展;RSRP;RSRR;系统吞吐量;能量效率

Abstract: In this paper, a new dynamic cell range expansion optimization technology for 5G multi-frequency cooperative networks is proposed, aiming at matching different resource allocation methods between macro cell with low frequency and small cell with high frequency. This technology can improve the network throughput and energy efficiency. The reference signal received rate (RSRR)-based cell range expansion (CRE) technology which is different from traditional reference signal received power (RSRP)-based CRE is proposed. The simulation results show that under 5G multi-frequency cooperative networks, the proposed RSRR-based CRE has better performance over traditional RSRP-based CRE in system throughput and energy efficiency.

Keywords: multi-frequency cooperative networks; CRE; RSRP; RSRR; system throughput; energy efficiency

收功率(RSRP)准则进行接入,由于高频小小区发射功率受限,会出现小小区覆盖范围过小,其充足的频带资源无法得到充分利用,从而导致高频段资源无法得到充分利用的问题。一种有效的解决方案即是对小小区进行覆盖范围扩展,使其可以接纳更多的用户从而能够解决高频段带宽资源过剩的问题^[4-5]。文献[6-7]证明了小区范围扩展技术能提升整体网络能量效率;文献[8]中,作者提出了一种异构网下增强型自适应控制小

区范围扩展技术;文献[9]中,作者说明了传统同频组网下执行小区范围扩展技术的缺点为:扩展小区的小区边缘用户因其距离干扰基站很近所以信道条件非常差,而高低频协作组网场景恰好可以避免这个问题。

传统的小区范围扩展技术是在大多都基于 RSRP 下执行的^[10-12],也就是通过给用户的接收功率添加偏置值使其从一个小区迁移到另一个小区。RSRP 准则是根据用户的接收功率来判决用户选择接入小区,但是由

收稿日期:2018-03-15

网络出版日期:2018-05-14

基金项目:国家科技重大专项(2017ZX03001012);北京市自然科学基金(L172033);国家自然科学基金(61471068);111 基地(B16006)

于在 5G 高低频协作组网下低频宏小区和高频小小区存在带宽资源不对等的情况,会出现用户接收来自小小区的功率较宏小区小,但是小小区提供的带宽比宏小区大,最终导致接入小小区的数据速率反而比宏小区大的情况,所以传统的基于 RSRP 的小区范围扩展方案可能不再适用。本文提出了一种基于参考信号接收速率(RSRR)的小区范围扩展的优化方案,在传统 RSRP 准则接入的基础上对小区范围进行扩展,旨在通过基于 RSRR 的小区范围扩展方案将原来处于高频小小区边缘的用户从低频宏小区迁移到高频小小区,进而充分利用高频段的大带宽优势,为用户提供更高的数据速率。与传统的基于 RSRP 的小区范围扩展方案相比,基于 RSRR 的小区范围扩展方案使得高频小小区边缘用户的吞吐量有明显提升,同时可以使网络在能量效率指标上有较大提升。

1 系统模型

针对 5G 高低频协作组网的部署场景,我们提出部署的基站类型包括采用 4G 技术的低频宏小区基站和 5G 技术的高频小小区基站。参照第 3 代合作伙伴计划(3GPP) TR36.872 标准规定:宏小区基站以传统蜂窝状分布,小小区基站是随机分布在宏小区基站覆盖范围内的,并且两个小小区基站之间的距离大于 105 m,其中宏小区基站与小小区基站的数目比为固定值。

系统中的用户分为 2 类:第 1 类为静止用户,以特定半径和数量随机分布在小小区基站附近;第 2 类为移动用户,以特定数量随机分布在宏小区基站覆盖范围内。第 1 类用户可能接入低频宏小区或高频小小区,但由于小小区覆盖范围较小,所以处于移动状态的第 2 类用户为了避免频繁切换,仅接入宏小区基站。其中,宏小区基站和小小区基站都以各自的固定功率发射给每个用户,并且同

时考虑了根据 RSRP 准则进行接入和根据 RSRR 准则进行接入的情况。5G 高低频协作组网的部署场景基于控制平面与数据平面分离的双连接技术^[13],控制平面由宏小区基站负责维护,而数据平面则存在于宏小区基站和小小区基站。5G 高低频协作组网示意图如图 1 所示。

2 5G 高低频协作组网场景下小区范围扩展优化方案

2.1 传统的基于 RSRP 的小区范围扩展方案

4G 长期演进(LTE)/LTE-Advanced 及其演进系统中的小区接入过程基于下行链路接收信号强度(DL-RSS),接收信号主要取于发送端和接收端之间的距离,即:

$$RSS_i(|x-y|) = \gamma_i P_i G_i A_i |x-y|^{-\alpha_i} \quad (1)$$

其中, $i=m,s$ 分别表示低频宏小区和高频小小区, x 和 y 分别表示发送端和接收端的位置, $| \cdot |$ 是 x 和 y 之间的欧几里得距离, P_i 为基站端的发射功率, G_i 为天线增益, A_i 为衰落常

量, α_i 为衰落因子, γ_i 表示小区选择偏置值(CSO),本文只对高频小小区范围进行扩展,因此令 $\gamma_m=1$ 。若基站向所有用户发射时采用相同功率,则可以推导得到接入高频小小区的用户的范围,由 $RSS_m|x-y| = RSS_s|x-y|$ 可以得到:

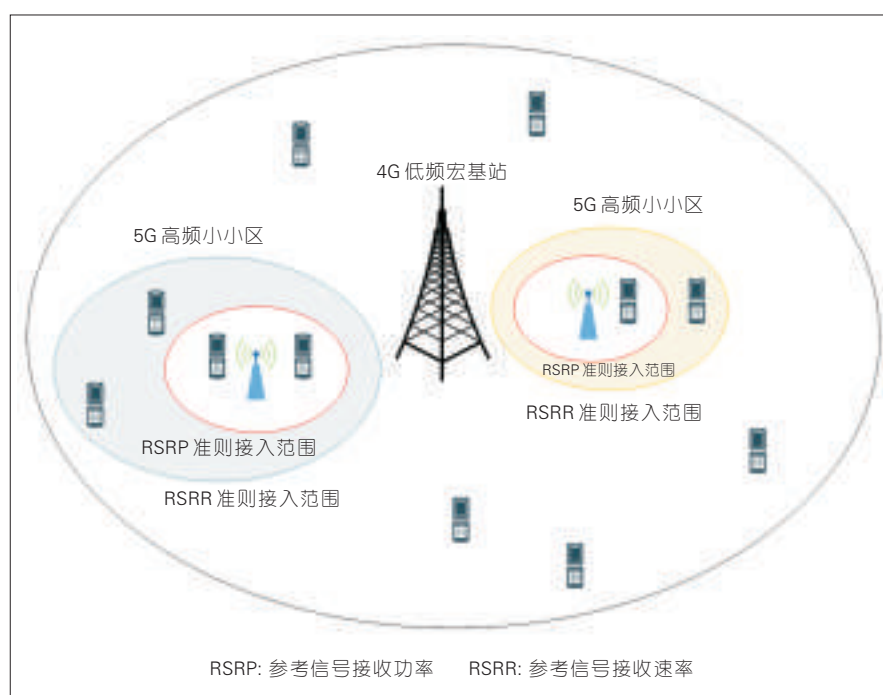
$$\begin{aligned} P_m G_m A_m (x^2 + y^2)^{-\frac{\alpha_m}{2}} &= \gamma_s P_s G_s A_s [(x-r_i)^2 + y^2]^{-\frac{\alpha_s}{2}} \\ \Rightarrow \frac{\gamma_s P_s G_s A_s}{P_m G_m A_m} (x^2 + y^2)^{\frac{\alpha_s}{2}} &= [(x-r_i)^2 + y^2]^{\frac{\alpha_s}{2}} \quad (2) \\ \Rightarrow \left(\frac{\gamma_s P_s G_s A_s}{P_m G_m A_m} \right)^{\frac{2}{\alpha_s}} (x^2 + y^2)^{\frac{\alpha_s}{2}} &= (x-r_i)^2 + y^2 \end{aligned}$$

令 $\alpha_m \approx \alpha_s = \alpha$, 可以将式(2)近似为: $\hat{P}(x^2 + y^2) = (x-r_i)^2 + y^2$, 其中 $\hat{P} = \left(\frac{\gamma_s P_s G_s A_s}{P_m G_m A_m} \right)^{\frac{2}{\alpha}}$, 又因为 \hat{P} 远小于 1, 因此可将式(2)化简得到:

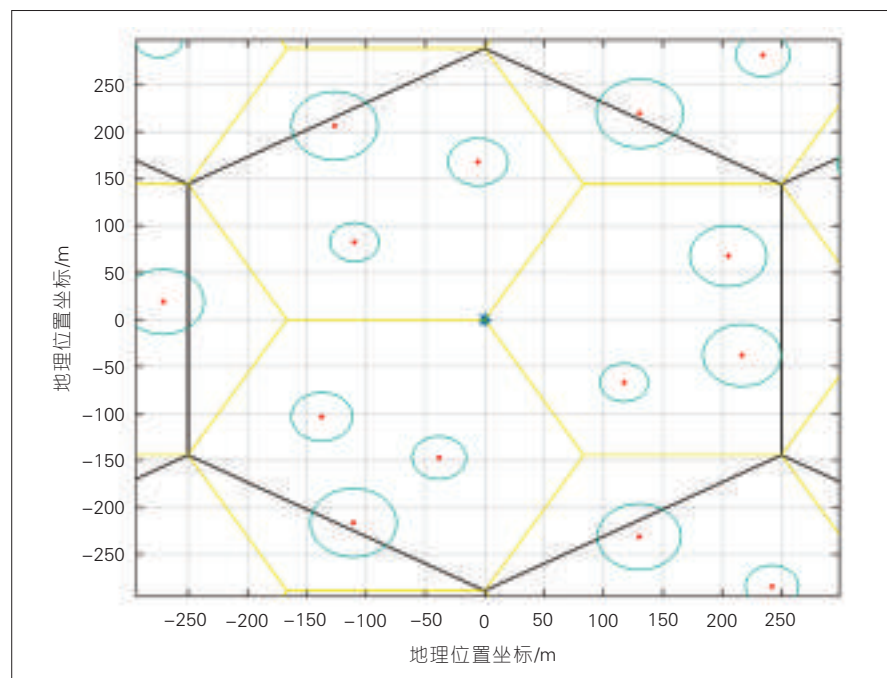
$$\left(x - \frac{r_i}{1-\hat{P}} \right)^2 + y^2 = \frac{r_i^2 \hat{P}}{(1-\hat{P})^2} \quad (3)$$

也就是说,高频小小区的覆盖范围是以小基站 i 为圆心, 半径 $R_i \approx \sqrt{\frac{\hat{P}}{1-\hat{P}}} r_i$ 的圆。

如图 2 所示,其中星号为宏小区



▲ 图 1 5G 高低频协作组网示意



▲图2 5G 高低频协作组网场景下高频小小区覆盖范围

基站,红色点为小小区基站,浅蓝色轨迹为小小区覆盖范围。可以看出:距离基站越近的小基站的覆盖范围越小。由公式可以推出:在功率均分的情况下,5G 高低频协同组网场景下的小小区基站覆盖范围是以小小区基站为中心的圆,小小区的覆盖范围会随着小区选择偏置值的增大而增大。

2.2 基于RSRR的小区范围扩展优化方案

扩展范围内的用户的信干噪比(SINR)条件会比较差,但是通过高频段较大可用带宽的弥补,该类用户接入高频小小区的吞吐量相比接入低频宏小区会有所提升,通过小区范围扩展技术能够提升网络性能。传统的基于RSRP的小区范围扩展技术只考虑用户的接收功率,不考虑来自其他用户的干扰。随着用户设备的增多,干扰情况也变得更加复杂,因此5G 高低频协作组网下基于RSRP的小区范围扩展技术可能不再适用。5G 高频小小区将使用的大规模多进多出(MIMO)技术能对用户的定

位更加精确,因此我们此处假设基站了解所有用户的信道条件。基于此,我们提出了一种基于RSRR的小区范围扩展方案。

用户接收到来自低频宏小区和

高频小小区的数据速率分别如下:

$$R_m = B_m \log_2 \left(1 + \frac{P_m G_m A_m |x - y_i|^{\alpha_m}}{\sum_{j=1, j \neq i}^M P_m G_m A_m |x - y_j|^{\alpha_m} + N_m} \right)$$

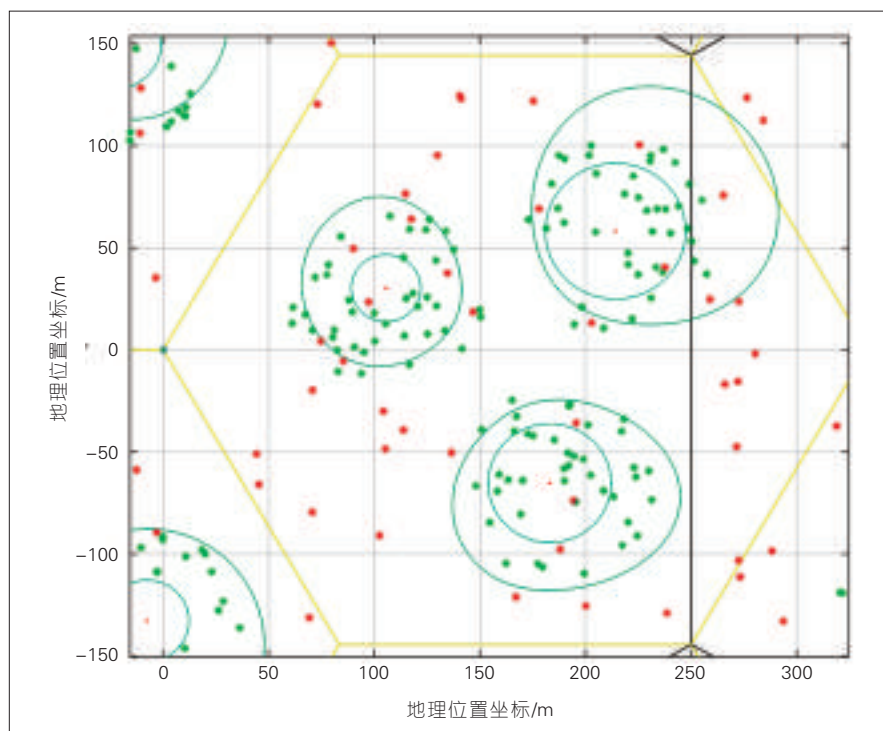
$$R_s = B_s \log_2 \left(1 + \frac{P_s G_s A_s |x - y_i|^{\alpha_s}}{\sum_{j=1, j \neq i}^N P_s G_s A_s |x - y_j|^{\alpha_s} + N_s} \right)$$

令 $R_m = R_s$, 可以得到式(4):

$$B_m \log_2 \left(1 + \frac{P_m G_m A_m |x - y_i|^{\alpha_m}}{\sum_{j=1, j \neq i}^M P_m G_m A_m |x - y_j|^{\alpha_m} + N_m} \right) = B_s \log_2 \left(1 + \frac{P_s G_s A_s |x - y_i|^{\alpha_s}}{\sum_{j=1, j \neq i}^N P_s G_s A_s |x - y_j|^{\alpha_s} + N_s} \right) \quad (4)$$

根据式(4),我们可以得到用户接收到来自低频宏小区和高频小小区数据速率相等的轨迹,每个特定的高频小小区都有其特定的轨迹。如图3所示,其中绿色的点为静止用户,红色的点为移动用户,圆形为基于RSRP接入的高频小小区的覆盖范围,圆形外的闭合轨迹为基于RSRR接入的高频小小区的覆盖范围。

通过对小区范围进行扩展,小小区能够服务更多用户。小小区扩展



▲图3 5G 高低频协作组网场景下的等RSRR轨迹

区域的用户分为2类:第1类用户是更接近干扰基站,第2类是远离干扰基站。与传统基于RSRP的小区范围扩展技术不同,基于RSRR的小区范围扩展技术能够考虑每个用户的SINR条件,从而决定是否将用户从宏小区迁移到小小区。基于RSRR的小区范围扩展优化方案具体实施方式为:对小区和用户建模,划分出接收功率相等和接收速率相等的区域,如果用户处于这两个区域之间,那么由宏小区基站控制将这两个区域之间的用户从宏小区迁移到小小区中。

3 性能评估及仿真结果

我们参照3GPP TR 36.872标准搭建系统级仿真平台,低频宏小区信道模型参考标准TR 36.814,高频小小区信道模型参考论文^[4]。宏小区是以传统蜂窝网络状分布,小小区以固定数量在宏小区覆盖范围内随机分布。用户分布分为2类:第1类为静止用户,以特定半径和数量随机分布在小小区基站附近;第2类为移动用户,以特定数量随机分布在宏小区基站覆盖范围内,具体的仿真参数如表1所示。

我们对吞吐量性能进行仿真,循环次数为100次,CDF曲线如图4所示,其中横坐标为吞吐量,纵坐标为概率。CSO=0的曲线表示基于RSRP接入下的所有用户吞吐量情况,可以看出5G高低频协作组网下用户的数据速率存在较大差异。这是由于低频宏小区和高频小小区带宽不对等造成的,但随着CSO的增大,这种差异会逐渐缩小,但是仍然存在。基于RSRR的小区范围扩展方案相比基于RSRP的小区范围扩展方案有更好的性能,用户间的数据速率差异不大。

另外,不同偏置值能不同程度地影响网络性能,我们对不同偏置值下的吞吐量和能量效率性能分别进行仿真,功率偏置值取值分别为0,2,4,6 dB,仿真结果如图5所示。图中横坐标CSO表示功率偏置值,纵坐标

为吞吐量。其中,当偏置值开始增加时,基于RSRP的小区范围扩展方案的吞吐量逐渐增加,随着偏置值继续增大,吞吐量的增长变缓慢。基于RSRR的小区范围扩展方案下的吞吐量相比基于RSRP的小区范围扩展方

案有明显提升。

基于RSRP的小区范围扩展方案与基于RSRR的小区范围扩展的能量效率对比如图6所示,其中横坐标CSO表示功率偏置值,取值分别为0,2,4,6 dB,纵坐标为能量效率。因为

▼表1 仿真及测试参数

	宏小区	小小区
载波频率/ GHz	2	28
发射功率/ dBm	46	30
天线增益/ dBi	14	49
路损模型(R in km)	$128.1+37.6\lg R$	$184.4+41\lg R$
路损因子	3.76	4.1
带宽/ MHz	10	100
部署比例	1	9
用户分布/个	60	40

图4►
基于RSRP和基于RSRR的CRE优化方案接入用户的吞吐量CDF曲线

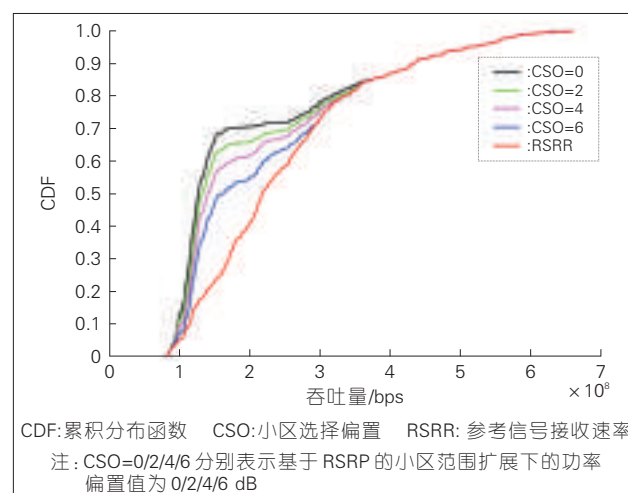
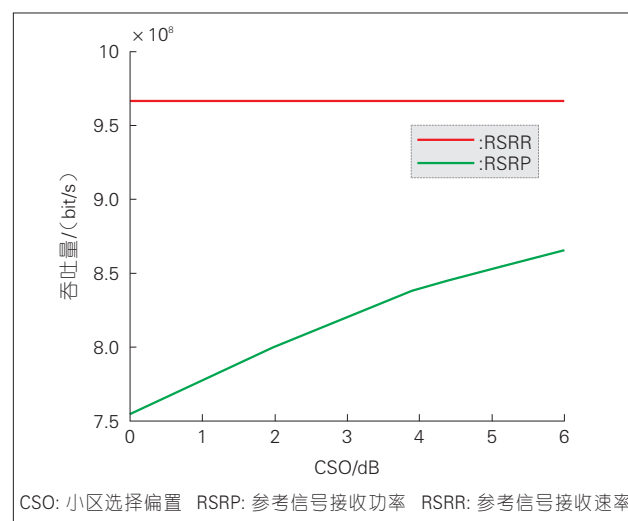


图5►
基于RSRP和基于RSRR的CRE优化方案下的吞吐量对比图



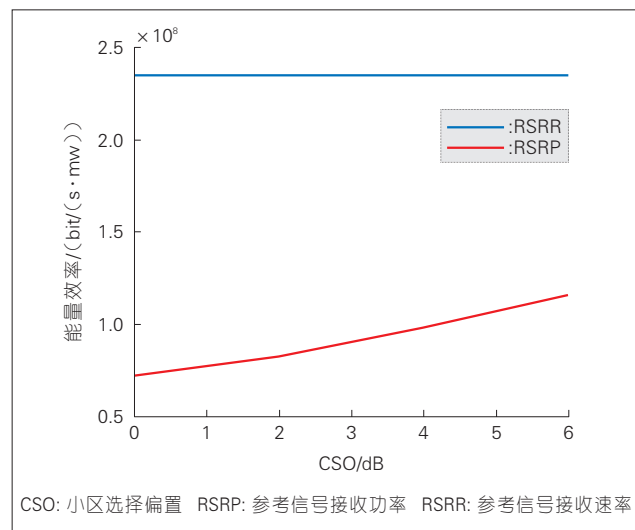


图6
基于RSRP和基于
RSRR的CRE优化方案
下的能量效率对比图

高频小小区的发射功率较小,但由于其带宽资源丰富,则可以为用户提供较高的数据速率,因此基于RSRR的小区范围扩展方案能够使得原本根据RSRP方案无法接入小小区的用户也能接入小小区。对于用户而言,数据速率上不会有下降,而基站的总发射功率下降,因此能使得能量效率有较大提升。

4 结束语

小区范围扩展技术在之前的研究中大多数是以减轻宏小区负载为目的,而且小区边缘用户的信道条件比较差。针对5G高低频协作组网场景,使用小区范围扩展技术没有同频组网边缘用户受到强干扰的缺点,而且由于5G高频小小区频率资源充足能够容纳大量用户。因此,小区范围扩展技术在5G高低频协作组网下能使网络性能得到更大提升。文章中,我们提出了一种基于RSRR的小区范围扩展方案,分析了该方案相比传统基于RSRP的小区范围扩展方案的优势,并且仿真验证了所提方案相比传统方案在吞吐量和能量效率上有所提升。

致谢

本文在撰写过程中得到北京邮电大学移动互联网安全技术国家工

程实验室索光霁、许晓东的大力支持,在此表示感谢!

参考文献

- [1] SEMIARI O, SAAD W, DAW Z, et al. Matching Theory for Backhaul Management in Small Cell Networks with mmWave Capabilities[C]//International Conference on Communications (ICC). USA: IEEE, 2015: 3460–3465. DOI:10.1109/ICC.2015.7248860
- [2] MUHAMMAD N A, CHEN H, BAO W, et al. Multi-Cell Coordination via Disjoint Clustering in Dense Millimeter Wave Cellular Networks[C]//International Conference on Communications (ICC). USA: IEEE, 2017:1–6. DOI:10.1109/ICC.2017.7997441
- [3] DESTINO G. System Analysis and Design of mmW Mobile Backhaul Transceiver at 28 GHz[C]//European Conference on Networks and Communications (EuCNC). USA: IEEE, 2017:1–5. DOI:10.1109/EuCNC.2017.7980768
- [4] NAGANUMA N, NAKAZAWA S, SUYAMA S, et al. Adaptive Control CRE Technique for eICIC in HetNet[C]//International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN). USA: IEEE, 2016:4–6. DOI:10.1109/ICUFN.2016.7536967
- [5] ZHANG Y. Energy Efficiency Analysis of Heterogeneous Cellular Networks with Extra Cell Range Expansion [J]. IEEE ACCESS, 2017, (5):11003–11014. DOI:10.1109/ACCESS.2017.2713814
- [6] JIANG J, PENG M, LI L, et al. Energy-Efficient Resource Allocation in Heterogeneous Networks with Cell Range Expansion [J]. IET Networks, 2015, 4(4):209–219. DOI:10.1049/iet-net.2014.0003
- [7] ZHOU L, XIAO L, LI J, et al. Path Loss Model Based on Cluster at 28 GHz in the Office and Corridor Environments[C]//Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). USA: IEEE, 2016:1–5. DOI:10.1109/VTCFall.2016.7881148
- [8] NAKAZAWA S, NAGANUMA N, OTSUKA H. Enhanced Adaptive Control CRE in Heterogeneous Networks[C]//Consumer Communications & Networking Conference (CCNC). USA: IEEE, 2017:645–646. DOI:10.1109/CCNC.2017.7983206
- [9] BHUVANESWARI P T V, INDU S, SHIFANA N L, et al. An Analysis on Cell Range Expansion in 4G LTE Networks[C]//International Conference on Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN). USA: IEEE, 2015:1–6. DOI:10.1109/ICSCN.2015.7219824
- [10] 谭志远,陈磊,李曦,等.异构蜂窝网络中用户非均匀分布的CRE和eICIC优化[J].北京邮电大学学报,2017,2(40):11–15
- [11] YANG K, WANG P, HONG X, et al. Joint Downlink and Uplink Network Performance Analysis with CRE in Heterogeneous Wireless Network[C]//Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). USA:IEEE, 2015:1659–1663. DOI:10.1109/PIMRC.2015.7343565
- [12] JIANG H. System Utility Optimization of Cell Range Expansion in Heterogeneous Cellular Networks[C]//International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN). USA:IEEE, 2016: 412–417. DOI:10.1109/ICCSN.2016.7586694
- [13] MIDDLETON R H, WIGREN T, LAU K, et al. Data Flow Delay Equalization for Feedback Control Applications Using 5G Wireless Dual Connectivity[C]//Vehicular Technology Conference (VTC Spring). USA:IEEE, 2017: 1–7. DOI:10.1109/VTCSpring.2017.8108608
- [14] MACCARTNEY G R, RAPPAPORT T S, SUN S, et al. Indoor Office Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models at 28 and 73 GHz for Ultra-Dense 5G Wireless Networks [J]. IEEE Access, 2015,(3):2388–2424. DOI:10.1109/ACCESS.2015.2486778

作者简介



方思赛,北京邮电大学移动互联网安全技术国家工程实验室硕士研究生在读;主要研究方向为高低频组网小区范围扩展技术和高低频组网下部部署密度优化技术。



魏品帅,中华人民共和国公安部科技信息化局调研员、副处长;主要研究领域为计算机算法研究;组织参与公安部项目近10项;已发表论文2篇。



刘聪,中国移动通信有限公司研究院副主任研究员;主要研究领域为蜂窝物联网、家庭物联网和工业互联网;获得4项科研成果奖;已发表论文10余篇。

太赫兹高速通信系统前端关键技术

Key Technologies of Terahertz High Speed Communication System Front End

樊勇/FAN Yong¹
陈哲/CHEN Zhe²
张波/ZHANG Bo¹

(1. 电子科技大学, 四川 成都 611731;
2. 云南大学, 云南 昆明 650091)
(1. University of Electronic Science and
Technology of China, Chengdu 611731,
China;
2. Yunnan University, Kunming 650091,
China)

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0015-006

摘要: 对构成太赫兹无线系统的2种关键电路(分谐波混频器和二倍频器)进行了深入研究。在关键电路研究取得突破的基础上,开展了太赫兹无线通信技术研究,构建了220 GHz无线通信实验验证系统。220 GHz实验验证系统在室外200 m的通信距离上,实现了码速率为3.52 Gbit/s的高速无线数据传输,传输误码率为 1.92×10^{-6} 。测试结果展现出太赫兹波用于高速无线通信的巨大潜力,为未来开发太赫兹频率资源作为新的无线通信频段奠定了重要的理论和技术基础。

关键词: 高速无线通信; 太赫兹技术; 分谐波混频器; 倍频器

Abstract: Two key circuits (subharmonic mixer and double multiplier) for terahertz wireless system are studied in this paper. On the basis of the breakthrough in the research of key circuits, the terahertz wireless communication technology is studied, and the experimental verification system of 220 GHz wireless communication is constructed. The high speed wireless data transmission with a code rate of 3.52 Gbit/s has been realized by the 220 GHz experimental verification system in the outdoor 200 m communication distance, and the transmission error rate is 1.92×10^{-6} . The test results show that the great potential of the terahertz wave for high speed wireless communication. It lays an important theoretical and technical foundation for the development of terahertz frequency resources as a new wireless communication band in the future.

Keywords: high-speed wireless communication; terahertz technology; sub-harmonic mixer; multiplier

太赫兹波是指频率在100 GHz以10 THz之间的电磁波。这一段电磁频谱处于传统电子学和光子学研究频段之间的特殊位置,过去对其研究以及开发利用都相对较少。随着无线通信的高速发展,现有的频谱资源已变得日益匮乏,开发无线通信的新频段已逐渐成为解决此矛盾的一种共识,而在太赫兹频段存在大量未被开发的频谱资源,使得太赫兹频率适于作为未来无线通信的新频段。在众多技术途径中,采用固态电子学的技术途径实现无线通信系统,未来存在将系统进行片上集成的可能,这对太赫兹无线通信系统走向实用化具有重要意义。

根据Edholm的带宽定律^[1],无线短距通信的带宽需求每18个月翻一番。未来无线通信的发展对带宽、容量、传输速率的需求可以说几乎是无止境的,频谱资源是每个国家无形的战略资源,目前这个资源供求矛盾

已十分突出,而且需求越来越急迫,这也就使人们将对新频率资源开发的目光转移到从前较少关注的太赫兹频段。

使用太赫兹频率进行无线通信最为显著的优势就是太赫兹频段大量存在的绝对带宽资源。在地面上,太赫兹无线通信就非常适合用于短距高速无线数据传输的应用场合,例如:移动通信基站数据回传、人员高度密集场所的高速无线接入、偏远地区用户的“最后一千米”连接等^[2-4]。在太空中,由于太赫兹波在近似真空环境中的衰减较小,因此使用太赫兹波进行大容量数据传输是卫星间组

网进行星间通信的一种理想选择^[5-6]。

太赫兹通信除了具有上述大带宽的固有优势之外,还具有以下一些优势^[7-12]:

首先,太赫兹波比毫米波波长短,衍射更小,因而方向性更强,同时太赫兹频段容易实现超高带宽扩频通信,这对保密通信具有重要意义。

其次,在雨雾、雾霾、战场等恶劣环境条件下,相比光波,太赫兹波的衰减更小,因而在特定的通信距离、自然条件要求下,太赫兹波相较光波更易实现可靠的通信传输。

综上所述,太赫兹无线通信作为一个新兴的研究领域,不仅具有极高

收稿日期: 2018-04-23

网络出版日期: 2018-05-21

基金项目: 自然科学基金重大研究计划(91738102); 国家自然科学基金面上项目(61771116)

的学术价值,而且具有未来实际应用的广阔前景,这就是本文的选题意义和立题基础所在。之前较少利用太赫兹波来进行无线通信的最主要原因是:缺乏实现无线通信系统所需的关键电路^[13-14]。因此,我们将对作为太赫兹无线通信技术重要组成的几项固态太赫兹关键技术开展深入研究,从核心电子器件建模、关键电路实现到系统集成应用研究全覆盖,为太赫兹科学技术的发展做出了积极贡献。

1 太赫兹分谐波混频技术

在固态放大器还比较缺乏的太赫兹频段,混频器的性能很大程度上决定了系统的整体性能。采用分谐波混频的方式,本振频率只需对应基波混频的一半,这就很大程度地减小了本振源的实现难度。本章围绕分谐波混频技术展开,从器件物理机理入手,对混频二极管建模开展了深入的理论研究。在此基础上,完成了一个220 GHz二次分谐波混频器的电路优化,并同时开展了该分谐波混频器的电路性能(变频损耗)实验研究,实验结果与仿真预测吻合较好,验证了二极管建模以及电路优化方法的有效性^[15]。

1.1 肖特基二极管三维建模分析

二极管是混频器的核心器件,它的性能好坏直接关系到变频损耗的高低和混频器的工作带宽。在太赫兹频段波长很小,二极管的封装尺寸会对其性能造成很大的影响,应尽量选取级联电阻、结电容都比较小的二极管,但随着频率的升高,要同时降低级联电阻、结电容,在半导体工艺上的实现有较大难度。目前在太赫兹频段的分谐波混频器的这种反向并联二极管对的封装形式已成为主流。先进的半导体制造工艺将两个肖特基结集成在一个封装内,并构成反向并联的形式,最大程度地保证了两管的对称性,减小了封装寄生参

数,其结构如图1所示。

1.2 分谐波混频器建模分析

本节中,我们在对混频器二极管模型进行深入研究的基础上,首先分析了二极管的工作状态,明确了取得最优工作状态时二极管所需的阻抗条件及其自身的阻抗,然后根据这些阻抗优化匹配网络,在匹配网络确定之后,便可进行非线性电路仿真,最终完成电路的优化。通过该方法,基于Ansoft公司的仿真软件高频结构仿真器(HFSS)与安捷伦(Agilent)公司的仿真软件先进设计系统(ADS),我们对220 GHz分谐波混频器展开了仿真研究,获得了低变频损耗的分谐波混频器,为后续通信系统的构建奠定了良好基础。

图2所示为220 GHz分谐波混频

器的电路结构示意图,整个电路集成在石英基片上,这样降低了工艺难度。电路的主传输线采用悬置微带线。无源电路由射频探针过渡、本振中频双工(包括本振探针过渡、本振(LO)滤波和中频(IF)滤波器)2部分组成。射频(RF)和LO信号分别从标准波导接口WR4和WR8波导端口馈入,经探针过渡到悬置微带后加载到反向并联二极管对,由于LO频率低于RF端口WR4波导的截止频率,所以LO信号不会从RF端口处泄漏,而RF信号由于LO滤波器(通LO频率、阻RF频率)的存在而不会从LO端口泄漏,从而实现这2个端口之间的隔离;混频产生的IF信号通过IF滤波器(通IF频率、阻LO频率)输出。在RF探针过渡、LO滤波器及LO探针过渡间的传输线采用悬置微带

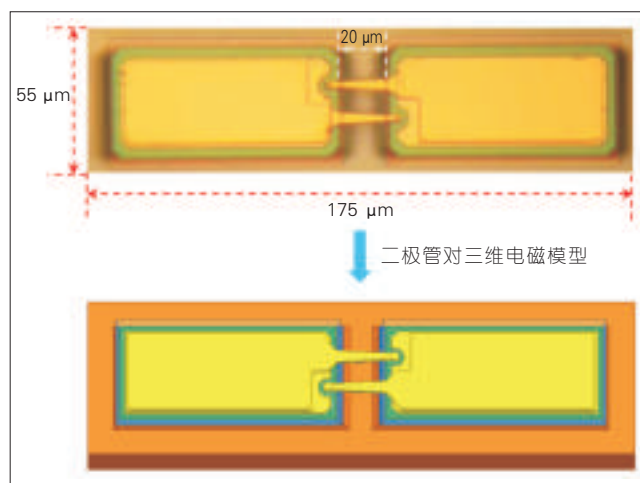


图1
肖特基二极管三维模型

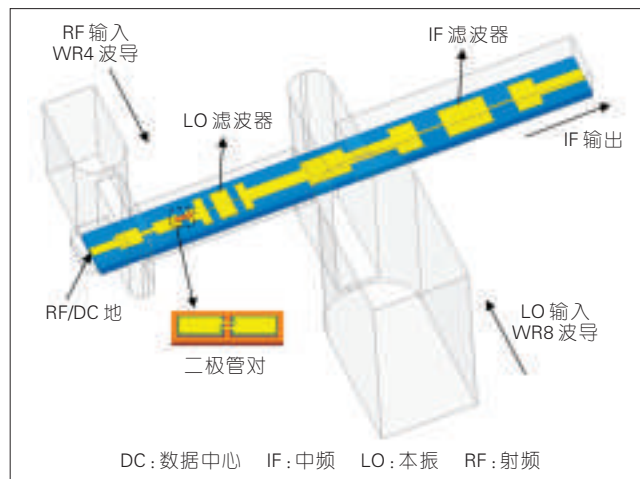


图2
220 GHz分谐波混频器电路结构示意图

线,接地端和IF滤波器输出端采用微带线。

1.3 分谐波混频器的测试

采用增益法求解混频器的等效噪声温度和变频损耗,可降低测试系统搭建的复杂度,简化测试过程,并且易于实现测试自动化。本节采用了基于Y因子法测试并通过增益法求解220 GHz分谐波混频器的等效噪声温度和变频损耗。

图3中2条实线给出了220 GHz分谐波混频器的双边带等效噪声温度和变频损耗实验结果。中频频率固定为2 GHz,在188~244 GHz频带内,双边带等效噪声温度则需要小于1 500 K,双边带变频损耗则会小于10 dB,最小双边带等效噪声温度为680 K。图中每个点的性能都是在最佳本振功率激励下获得的,所有点的最佳本振功率在2~3.5 mW范围内。表1为本文所研究的分谐波混频器的结果与其他同类产品的指标对比。

2 太赫兹二倍频技术

二倍频是产生太赫兹频率信号的一种重要技术途径,二倍频器作为组成固态太赫兹系统中本振源的关键电路之一有着广泛的应用需求。

本章中我们从作为二倍频器非线性器件的变容二极管工作机理入手,通过深入的理论研究,基于理论推导讨论了变容二极管参数对二倍频器电路性能的影响,并且给出了设计变容二极管时需考虑的主要参数。针对190 GHz二倍频器的电路性能需求,我们定量分析了变容二极管参数对各电路性能的影响,设计出二倍频器的变容二极管。实验结果与仿真预测较为一致,验证了变容二极管建模、器件设计等的有效性^[16]。

2.1 变容二极管三维建模分析

二极管的功率容量是目前制约二倍频器发展的主要限制因素,要增加二极管的功率容量,一种常用的方法是在二极管芯片上集成更多的管芯来分摊输入功率,这在平面二极管

工艺出现以后得到了广泛的应用。但是管芯数量的增加必然导致二极管芯片尺寸的增大,随着二倍频器工作频率进入太赫兹频段,电路几何尺寸也在相应地不断减小,芯片尺寸的增大往往会给电路的电磁特性带来负面影响,所以管芯的数量受到了基片电路和腔体几何尺寸的限制。本文中我们所建立变容二极管模型如图4所示。

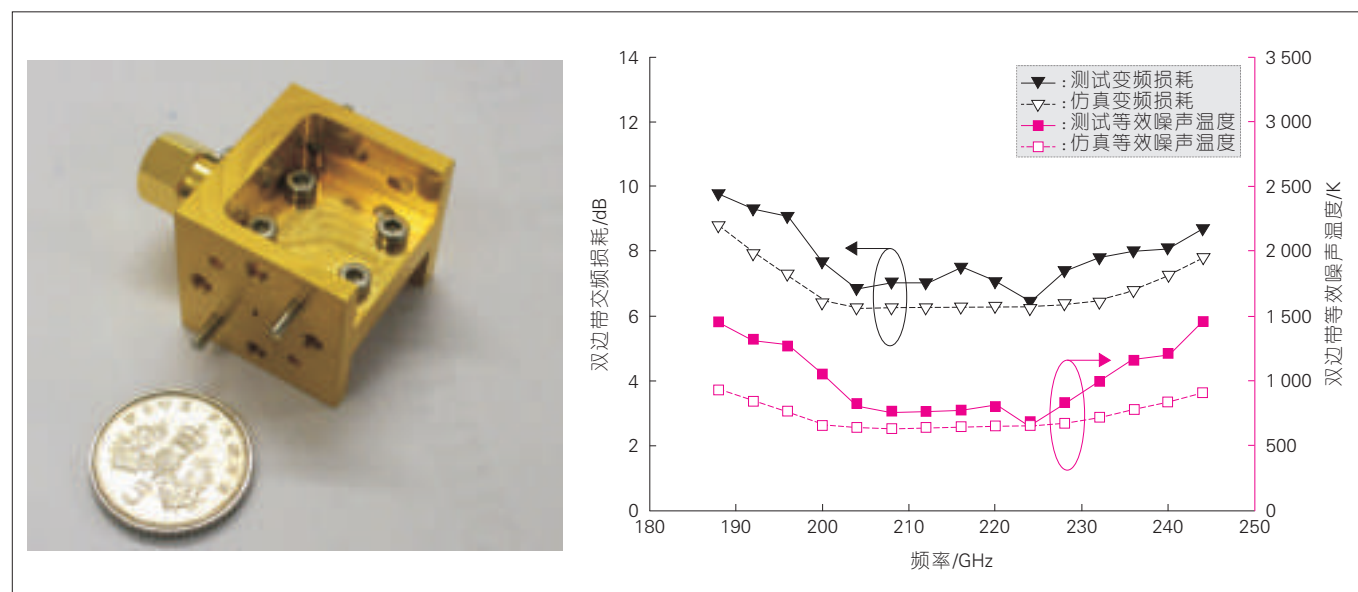
2.2 二倍频器建模分析

190 GHz二倍频器基于平衡二倍频原理,采用矩形波导的主模作为基波输入信号的传播模式,二次谐波以悬置微带的准横电磁波模式传播。这样,在不需要额外滤波器的情况下实现输入和输出信号的隔离。具体的电路结构如图5所示,电路基片为

▼表1 本文实验结果与其他同类产品的指标对比

型号	RF带宽/GHz	LO频率/GHz	LO功率/mW	双边带等效噪声温度/K
VDI WR4.3SHM	170 ~ 260	85 ~ 130	2 ~ 4	600 ~ 1 200
RPG SHM-220	185 ~ 230	92.5 ~ 115	3(典型值)	<1 100
RPG SHM-210-250	210 ~ 250	105 ~ 125	3(典型值)	700(典型值)
Farran SPM-04	190 ~ 240	95 ~ 120	4(典型值)	600 ~ 1 200
本文实验结果	188 ~ 244	93 ~ 121	2 ~ 3.5	680 ~ 1 500

LO:本振 RF:射频



▲图3 220 GHz分谐波混频器双边带等效噪声温度和变频损耗实验结果

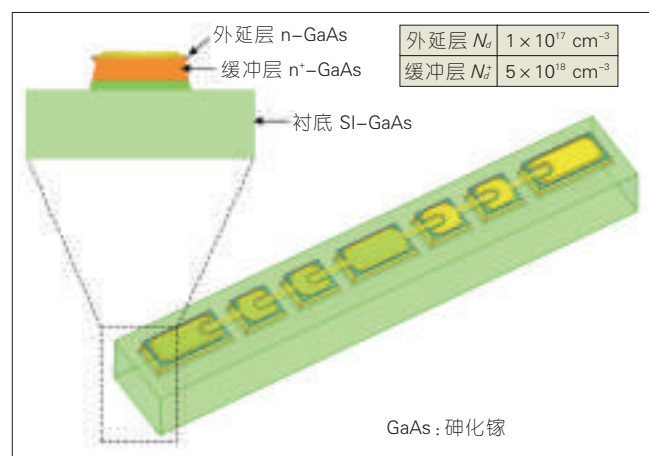


图4
190 GHz二倍频器的
变容二极管芯片三维
电磁模型

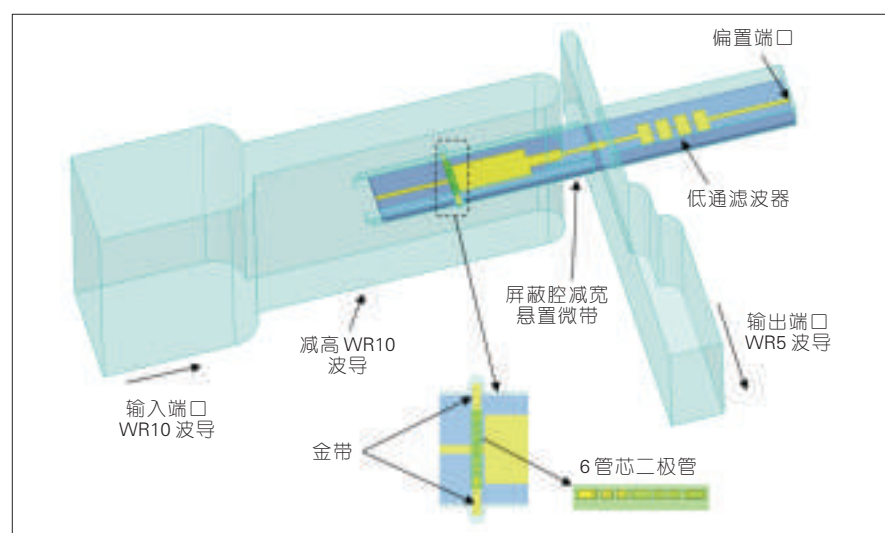


图5 190 GHz二倍频器电路结构

50 μm 厚的氮化铝 (AlN)，输入信号从 WR10 标准波导馈入，经一段减高波导和介质加载波导后，产生的二次

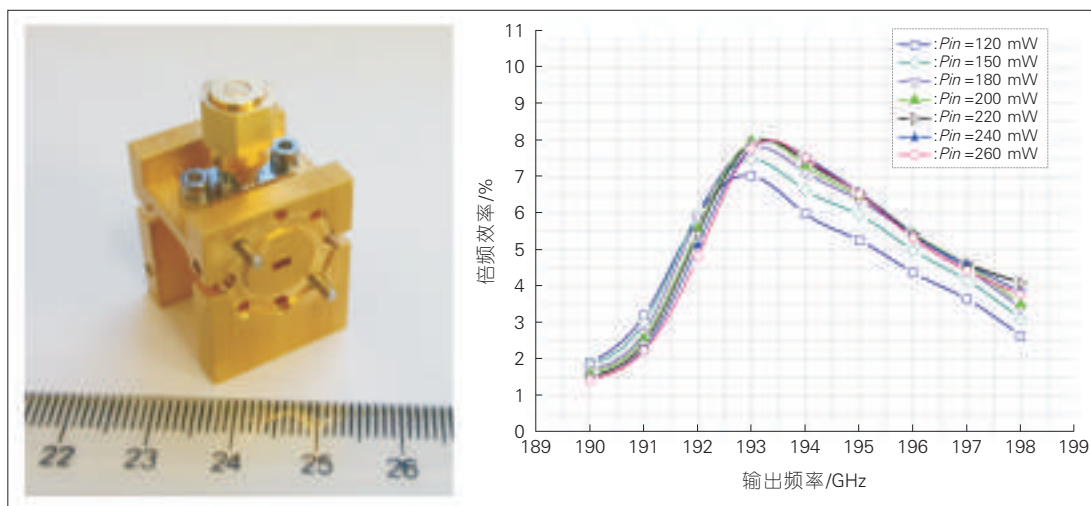
谐波信号以准横电磁波模式沿悬置微带传播，并经探针过渡从 WR5 标准波导口输出。输入波导的减高是

为了提高输入匹配的性能。主模的输入信号仍可以在经过二极管之后朝输出探针方向传播，所以引入了一段屏蔽腔减宽的悬置微带，这段悬置微带的屏蔽腔可看作为 WR10 波导的减宽，这样就能使输入的主模截止，形成一个对输入信号的短路终端。二极管上产生的准横电磁模 (TEM) 二次谐波不会从输入波导泄漏，因为矩形波导并不支持这样的场型模式传播。二极管的直流偏置通过一个低通滤波器馈入，该滤波器防止输出信号从偏置端口泄漏。输出端的两段减高是为了提高输出匹配性能。由于目前工艺的限制，在 AlN 基片上无法像在石英和砷化镓 (GaAs) 上那样实现梁式引线，所以在二极管两端的电路基片焊盘上是通过金带键合至腔体上，以此形成接地，使得 6 个二极管芯构成平衡二倍频所需的连接。

2.3 二倍频器的测试

如图 6 中所示，实验结果表明：190 GHz 二倍频器的输出频带为 190 ~ 198 GHz，最大可承受 350 mW 的输入功率；当输入功率为 200 mW 时，在 193 GHz 处获得最大倍频效率 8%，输出功率达到 16 mW；在该频点处当输入功率为 350 mW 时，输出功率为 24.12 mW，倍频效率为 6.89%。表 2 展示了本文所研究的二倍频器

图6
190 GHz二倍频器倍频
效率测试曲线



▼表2 190 GHz二倍频器性能对比

文献	管芯数/个	输出频率/GHz	倍频效率/%	最大输入功率/mW	输出功率/mW
[17]	6	184	16	150	24 ($P_{in}=150$ mW)
[18]	12	177 ~ 200	4 ~ 10.2	120	3.2 ~ 7.2 ($P_{in}=80$ mW) 最大 12.24 ($P_{in}=120$ mW)
[19]	4	160 ~ 195	5 ~ 14.8	100	4 ~ 10 ($P_{in}=50 \sim 100$ mW)
[20]	4	190 ~ 225	6 ~ 9.6	100	5 ~ 8.5 ($P_{in}=80 \sim 100$ mW)
本文	6	190 ~ 198	1.6 ~ 8 ($P_{in}=200$ mW)	350	3.7 ~ 20.2 ($P_{in}=260$ mW)

的结果与其他同类产品的指标对比。实验结果与仿真预测较为一致,验证了变容二极管建模、器件设计和电路优化方法的有效性。同时,我们提出了一套从变容二极管设计到电路优化的系统研究方法,这对实现太赫兹频段的固态源有着重要的意义。

3 220 GHz 高速无线通信系统

太赫兹频段分谐波混频技术和二倍频技术,是构成无线系统的2项关键技术。本节中,我们将2项关键技术用于220 GHz高速无线通信实验验证系统。我们在太赫兹频段的一个大气窗口频率——220 GHz处,基于低噪声分谐波混频器构建了一个无线通信实验验证系统,并在室外200 m的距离上实现了高速数据传输,测试了无线传输的误码性能,并成功地进行了业务数据的实时传

▼表3 220 GHz实验验证系统200 m传输链路相关参数

参数名称	参数值
无线信号中心频率	218.8 GHz
系统带宽	2.2 GHz
发射功率	-14.2 dBm
天线增益	52 dBi
自由空间传播损耗	125.2 dB
传输距离	200 m
大气衰减	1 dB
接收机等效噪声温度	5 733 K
综合损耗	5 dB
接收机输出信噪比	25.9 dB

输。表3展示了本文所研究的220 GHz通信实验验证系统传输链路的相关参数。

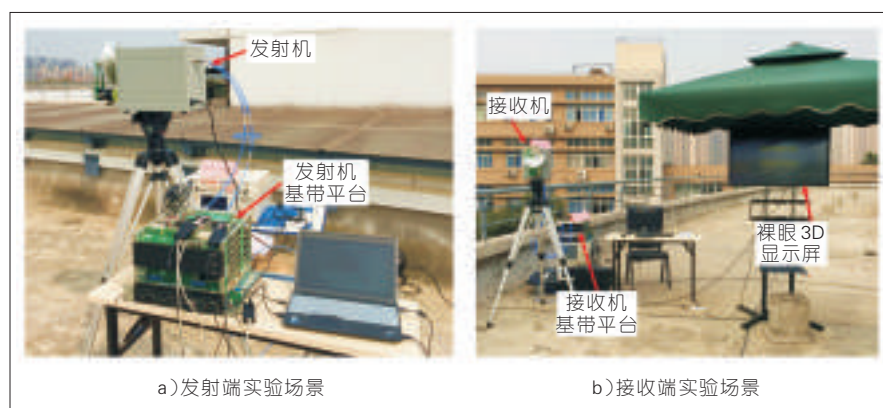
基于高性能关键电路的实现,我们完成了120 GHz原理验证系统和220 GHz实验验证系统的高速数据传输。120 GHz的原理验证系统基于120 GHz分谐波混频器构建,在实验室中实现了码速率高达12.5 Gbit/s的数据传输。220 GHz实验验证系统是基于上文220 GHz低噪声分谐波混频

器构建的,在室外200 m的通信距离上,我们通过误差矢量幅度(EVM)指标测试研究了系统的误码性能,并实时传输了码速率为3.52 Gbit/s的裸眼3D高清视频信号,取得了良好的实验结果。该220 GHz实验验证系统已具备了面向实用的点对点高速无线通信系统的基本雏形,为未来开发太赫兹频率资源作为新的无线通信频段奠定了重要的技术基础。实时业务数据传输实验场景如图7所示。

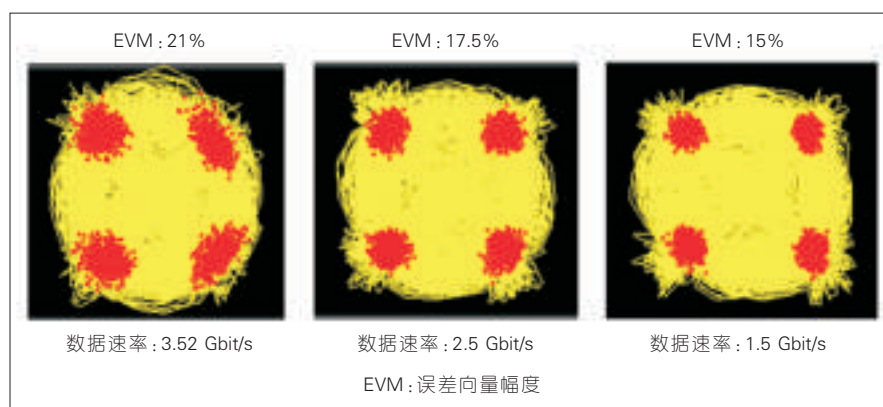
图8所示为发射机和接收机在相距200 m的距离上进行无线传输时,在不同码速率下的星座图及对应的EVM测试结果。星座图平面上4个点的聚焦程度随着码速率的增加而稍有恶化,这也和EVM随着码速率的增加而增加的趋势一致。

4 结束语

科学技术的发展日新月异,研究



▲图7 实时业务数据传输实验场景



▲图8 200 m无线传输星座图及EVM测试结果

永无止境,特别是在太赫兹科学技术这一前沿热门领域。随着智能移动终端、云端大数据、物联网、人工智能服务等不断渗入人类生活的方方面面,对无线通信带宽的需求会越来越大,而太赫兹波正好能提供一个频率资源的富矿,未来太赫兹系统实现芯片集成化已成为必然发展趋势。这也就说明单片集成电路工艺将成为未来系统关键电路实现的主流工艺方式,也就要求对半导体材料、器件工艺、器件模型、电路仿真方法等方面的研究不断深入下去。

本文的研究工作围绕固态太赫兹高速无线通信技术展开,深入研究了实现固态太赫兹无线通信系统的2项关键技术,并构建了高速无线通信系统,在太赫兹频段成功进行了高速无线数据传输实验。通过本文的研究,展现出太赫兹波用于高速无线通信的巨大潜力,也验证了太赫兹无线通信未来走向实际应用的可行性。

参考文献

- [1] CHERRY S. Edholm's Law of Bandwidth[J]. IEEE Spectrum, 2004, 41(7): 58-60. DOI: 10.1109/MSPEC.2004.1309810
- [2] FEDERICI J, MOELLER L. Review of Terahertz and Subterahertz Wireless Communication[J]. Journal of Applied Physics, 2010, 107(111101):1-22
- [3] SONG H J, NAGATSUMA T. Present and Future of Terahertz Communications[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2011, 1(1):256-263.DOI: 10.1109/TTTHZ.2011.2159552
- [4] NAGATSUMA T. Terahertz Technologies: Present and Future[J]. IEICE Electronics Express, 2011, 8(14): 1127-1142
- [5] 姚建铨, 钟凯, 徐德刚. 太赫兹空间应用研究与展望[J]. 空间电子技术, 2013, 10(2): 1-16
- [6] 姚建铨, 迟楠, 杨鹏飞, 等. 太赫兹通信技术的研究与展望[J]. 中国激光, 2009, 36(9): 2213-2233
- [7] PIESIEWICZ R, OSTMANN K, KRUMBHOLZ N, et al. Short-Range Ultra-Broadband Terahertz Communications: Concepts and Perspectives[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2007, 49(6): 24-39. DOI: 10.1109/MAP.2007.4455844
- [8] HUANG K C, WANG Z. Terahertz Terabit Wireless Communication[J]. IEEE Microwave Magazine, 2011, 12(4): 108-116. DOI: 10.1109/MMM.2011.940596
- [9] KLEINE O T, NAGATSUMA T. A Review on Terahertz Communications Research[J]. Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2011, 32(2): 143-171
- [10] SCHNEIDER T, WIATREK A, PREUßLER S, et al. Link Budget Analysis for Terahertz Fixed Wireless Links[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2012, 2(2): 250-256. DOI: 10.1109/TTTHZ.2011.2182118
- [11] AKYILDIZ I F, JORNET J M, HAN C. Terahertz Band: Next Frontier for Wireless Communications[J]. Physical Communication, 2014, 12(9): 16-32. DOI: 10.1016/j.phycom.2014.01.006
- [12] HIRATA A, YAITA M. Ultrafast Terahertz Wireless Communications Technologies[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2015, 5(6): 1128-1132
- [13] KURNER T, PRIEBE S. Towards THz Communications-Status in Research, Standardization and Regulation[J]. Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2014, 35(1): 53-62
- [14] SCHNEIDER T. Ultrahigh-Bitrate Wireless Data Communications via THz-Links: Possibilities and Challenges[J]. Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2015, 36(2): 159-179
- [15] CHEN Z, ZHANG B, ZHANG Y, et al. Design of A Low Noise 190-240 GHz Subharmonic Mixer Based on 3D Geometric Modeling of Schottky Diodes and CAD Load-Pull Techniques[J]. IEICE Electronics Express, 2016, 13(9): 1-9
- [16] CHEN Z, WANG H, ALDERMAN B, et al. 190 GHz High Power Input Frequency Doubler Based on Schottky Diodes and AlN Substrate [J]. IEICE Electronics Express, 2016,13(2):1-12
- [17] PORTERFIELD D W. A 200 GHz Broadband, Fixed-Tuned, Planar Doubler[C]// The Tenth International Symposium on Space Terahertz Technology Proceedings. Charlottesville. 1999: 466-474
- [18] SILES J V, MAESTRINI A, ALDERMAN B, et al. A Single-Waveguide in-Phase Power-combined Frequency Doubler at 190 GHz[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(6): 332-334
- [19] 姚常飞, 周明, 罗运生, 等. 基于肖特基平面二极管的 150 GHz 和 180 GHz 固定调节式倍频源[J]. 红外与毫米波学报, 2013, 32(2): 102-107
- [20] 姚常飞, 周明, 罗运生, 等. 基于倒扣技术的 190~225GHz 肖特基二极管高效率二倍频器[J]. 红外与毫米波学报, 2015, 34(1): 6-9

作者简介



樊勇, 电子科技大学教授、电子科学与工程学院院长,“极高频复杂系统”国防重点学科实验室主任, IEEE 高级会员, 中国电子学会高级会员, JW 科技委主题专家, 四川省学术和技术带头人, 教育部新世纪优秀人才, 四川省有突出贡献的优秀专家, 享受国务院政府特殊津贴; 长期从事电磁场与微波技术学科领域的科学研究和教学工作, 主要研究方向包括微波毫米波理论与技术、微波毫米波器件/电路与系统、毫米波通信技术、毫米波雷达关键技术与系统、固态太赫兹技术等; 先后主持完成或承担国家自然科学基金重点项目、科技部“973”计划、科技部“863”计划重大专项、科技部支撑计划、科技部科学仪器重大专项、国际科技合作计划等重大科研项目 60 余项; 获国防科技技术一等奖 1 项, 省部级科技进步二等奖 1 项, 省部级科技进步三等奖 3 项; 公开发表学术论文 300 余篇, 其中 80 余篇被 SCI 收录。



陈哲, 云南大学讲师, 2012—2014 年受英方资助在英国卢瑟福阿普尔顿国家实验室空间科学技术部做访问学者; 2017 年 8 月加入云南大学信息学院从事教学科研工作, 主要从事太赫兹外差接收机和固态倍频源技术的研究工作, 目前主要研究方向包括太赫兹技术、固态太赫兹电路与系统及其在无线通信、遥感和成像领域的应用; 两次荣获国际学术会议最佳学生论文奖, 硕士学位论文获评四川省优秀硕士论文; 发表论文 10 余篇。



张波, 电子科技大学副教授、博士后, IEEE 高级会员, 电子科技大学遂宁研究院院长, 太赫兹技术教育部重点实验室副主任; 目前主要从事电磁场与微波技术学科领域的科研与教学工作, 主要研究方向为全固态太赫兹关键技术与系统; 承担多项课题研究; 2016 年获军队科学技术进步二等奖(排名第一); 发表论文近 70 篇, 其中有 50 余篇被 SCI、EI 检索; 申请专利 20 余项, 已授权 11 项。

面向 5G 毫米波通信系统的本振源设计与实现

Local Oscillator Source Design and Implementation for 5G Millimeter-Wave Communication System

胡蒙筠/HU Mengyun
周健义/ZHOU Jianyi

(东南大学, 江苏 南京 211189)
(Southeast University, Nanjing 211189, China)

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0021-005

摘要: 针对 5G 毫米波通信系统对本振源频率、相位噪声、杂散抑制要求的提升, 提出了一种结合 ADF4002 和 2 个 ADF5355 频率合成器芯片, 可同时用于中频和射频电路的高性能本振源。该本振源为系统中频模块提供 5.4 GHz 的单音本振信号并且利用数控衰减器和放大器实现了输出功率可调, 同时也利用 ADF5355 的锁相环 (PLL) 和倍频器为射频模块提供 8.4 ~ 11.2 GHz 宽频带宽、步进为 100 MHz 的可调频本振信号, 最终通过硬件电路的设计与调试, 以及单片机 (SCM) 控制程序的编写, 实现了低相噪、低杂散的稳定频率源。

关键词: 大规模多输入多输出 (MIMO); 本振; 锁相环; 低相位噪声; 频率可调

Abstract: Aiming at the improvement of local frequency, phase noise and spur suppression requirements of 5G millimeter-wave communication system, a high-performance local oscillator source which can be used for both intermediate frequency (IF) and radio frequency (RF) circuits is proposed by combining ADF4002 and two ADF5355 frequency synthesizer chips. The local oscillator source provides a 5.4 GHz single-tone local oscillator signal for the system's IF module and uses a digitally controlled attenuator and amplifiers to achieve adjustable output power. At the same time, the ADF5355 phase-locked loop (PLL) and frequency doubler are also used to provide the RF module with a frequency-adjustable local oscillator signal, which step is 100 MHz in the 8.4 ~ 11.2 GHz wideband. Through the design and debugging of the hardware circuit and the programming of the single chip microcontroller (SCM) control program, a low frequency noise and low spurious stable frequency source is realized finally.

Keywords: massive multiple-input multiple-output (MIMO); local oscillator; PLL; low phase noise; frequency adjustable

在 5G 毫米波通信系统中, 大规模多输入多输出 (MIMO) 技术被用来大幅度提高数据传输速率和信道容量。大规模 MIMO 技术也是 5G 区别于现有系统的核心技术之一^[1]。在大规模 MIMO 场景下, 通过基站配置数百根天线, 可以使大量的终端用户使用同一个时频资源, 因此系统中同时存在多路射频收发信道, 也就需要多路本振信号。本振的研究是毫米波通信系统研究的关键之一^[2]。

本振模块与收发系统相互独立可以有效地抑制本振泄露和射频串扰等问题, 减少收发系统印制电路板 (PCB) 版的面积, 并且可以使每个模块更灵活, 便于调试和后期维护。综合考虑系统性能和成本等方面的因素, 采用外置本振是现代移动通信系统中常见的选择^[2-3]。

1 本振系统设计

频率合成技术主要分为直接合

成技术与间接合成技术。直接合成技术又包括直接模拟合成技术与直接数字合成技术 (DDS)。直接模拟合成技术是最早期的频率合成技术, 其通过一系列的模拟器件进行倍频、混频、分频等算术运算从而合成固定频率, 再利用窄带滤波器滤出所需频率。在这种方式下参考信号的相位噪声直接决定了输出信号的相噪, 因

此容易获得相噪很低的输出信号, 但是这种电路的实现需要大量的模拟器件组合, 集成度低, 体积大, 杂散抑制较差, 成本高昂, 目前该技术主要用于射频微波测试测量仪器中。

直接数字合成技术的特点是通过数字方式累加相位, 再利用相位和去查询正弦函数表从而得到正弦波的离散数字系列, 最终经过数模 (D/

收稿日期: 2018-03-15
网络出版日期: 2018-06-08

A)转换得到模拟正弦波。DDS具有频点转换速率快、频率分辨率高的优点,不过由于输出频率杂散很多,输出频率较低,使其使用范围受限^[4]。

间接频率合成技术即为锁相环式频率合成技术(PLL),它主要是通过相位负反馈的方式来实现对两路信号相位的跟踪,从而用锁相环将压控振荡器(VCO)的频率锁定在所需要的频点上。该种形式结构简单,相位噪声低,杂散抑制较好,成本较低,但是频率转换的时间长,频率分辨率比较低^[5-6]。

结合本设计中需要输出两路频率较高的本振信号,并且其中一路带宽较宽的特点,综合相位噪声、杂散抑制等因素,决定采用锁相环频率合成技术来实现该本振源。

1.1 整体框架

图1是PLL的基本结构,锁相环电路的组成部分主要包括压控振荡器(VCO)、鉴相器(PD)、环路滤波器(LPF)和分频器^[5]。

参考源给出的输入信号 F_R 通过R分频器降低为鉴相器的检测频率 F_{PD} ,而VCO的输出频率经过N分频器后得到输入鉴相器的另一路信号 F_N ,两路信号通过鉴相器进行相位比较,它们产生的相位差转换为电压或电流,经过低通的环路滤波器(LPF)滤除噪声和低频分量后送入VCO用来控制VCO的输出频率。当锁相环稳定后,即 F_{PD} 和 F_N 同频同相的状态下,锁相环的输出频率为:

$$F_{OUT} = \frac{N}{R} \times F_R \quad (1)$$

相位噪声是衡量本振源的重要指标,收发信机的调制与解调精度(EVM)受系统的相位噪声影响,若相位噪声过大,则系统解调出的星座图会出现旋转,因此首先要降低本振源的相位噪声。影响相位噪声的因素有很多,在近端,相位噪声主要取决于参考信号、N分频器、鉴相器以及电源。通过式(2)可以估算出环路带宽内的相位噪声:

$$PN = PN_{\text{floor}} + 10 \log(N) + 10 \log(f_{VCO}) \quad (2)$$

在输出频率不变的情况下,降低分频比N可以改善相位噪声。一般来说,本振系统的参考源是全球定位系统(GPS)下行的10 MHz^[9]。由于在此设计中需要较高的输出频率,为了获得良好的相位噪声,故选择提升参考频率。在整个系统前端先设计一个锁相环电路,将10 MHz参考信号提高至100 MHz。由式(2)可知:系统的相位噪声将会降低10 dB;而在环路带宽外,相位噪声主要受VCO影响。为了得到更好的频率稳定性和相位噪声,本设计中用100 MHz的恒温晶体振荡器(OCXO)代替VCO^[6]。

由于两路本振信号在系统中被同时使用,为了保证信号的一致性,需要采用同一个参考源,图2为本振

源结构框图。ADI公司的频率合成器ADF4002,结合外部恒温晶振XO5051以及GPS参考源10 MHz,并且组成PLL频率合成器。该模块输出100 MHz的信号经过集总元件组成的功分器后分成2路,分别作为2个ADF5355的参考频率,ADF5355是集成VCO的宽带频率合成器。第1路参考信号通过ADF5355的锁相环和倍频器后输出8.4~11.2 GHz的信号,以100 MHz步进可调的本振信号,然后经过滤波器和放大器HMC441得到最终所需的射频本振;第2路100 MHz参考信号通过另一个ADF5355的锁相环电路并且再输出5.4 GHz的信号,再经数字衰减器HMC425A和放大器GVA_83+,得到所需功率的中频本振。

1.2 环路滤波器设计

环路滤波器是锁相环电路中的重要组成单元,它可以为VCO提供干净稳定的调谐信号,维持环路稳定性,控制环路带内外噪声,抑制参考边带杂散干扰。环路滤波器的重要参数为环路带宽和相位裕度。环路带宽的减小可以改善杂散的抑制以及VCO近端的相位噪声,但同时增加锁定时间,并导致远端相位噪声的恶

图1
PLL 结构框图

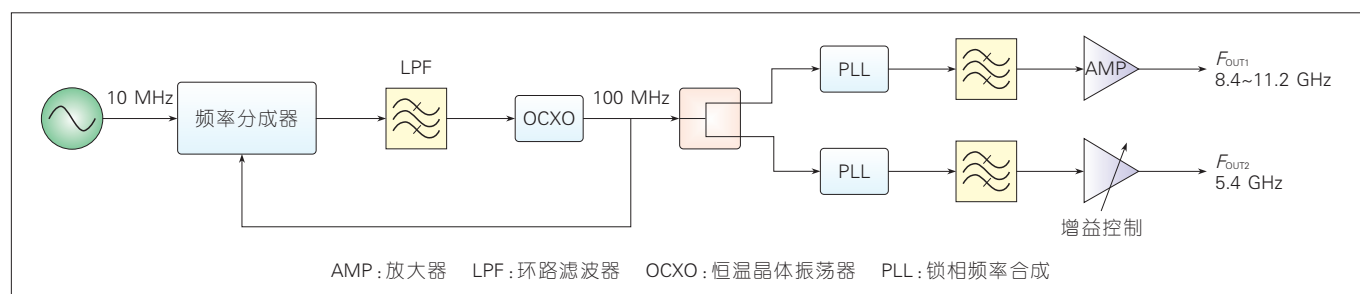
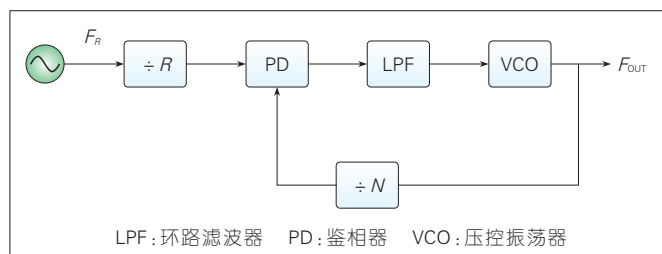


图2 本振源结构框图

化;而环路带宽增大则会减少锁定时间,不过无法保证VCO近端的杂散和相位噪声抑制。此外,当环路带宽为鉴相频率的1/10到1/5时,锁相环会失锁^[4-5]。

综合环路稳定性、杂散抑制、相位噪声、锁定时间等因素,最终确定输出频率为100 MHz的锁相环环路带宽为30 Hz,同时输出5.4 GHz以及8.4~11.2 GHz的PLL环路带宽则为100 kHz。图3给出了两路锁相环电路中四阶滤波器的结构和取值。

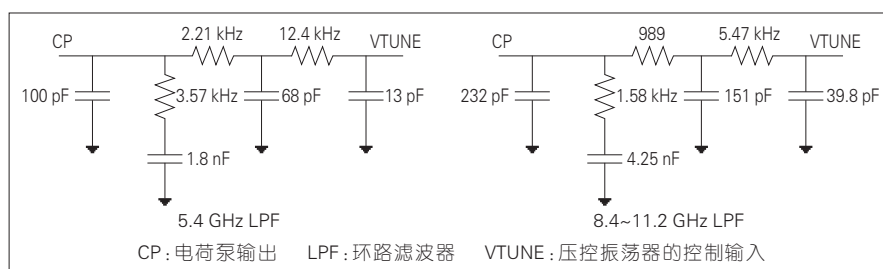
1.3 单片机部分设计

本设计中采用单片机C8051F320对ADF4002、2个ADF5355芯片以及数控衰减器HMC425A进行输出频率和功率的控制,其中两路ADF5355共用数据传输和串行时钟线。图4为单片机控制电路结构图。

2 测试结果与实物图

本设计实现了两路不同频率的本振信号输出,具有较好的相位噪声。利用RS的相位噪声分析仪分别对两路输出信号的相位噪声进行了测量,结果如图5、6所示。在8.4~11.2 GHz频带内选择10 GHz信号的相位噪声测试结果,参考频率源为相噪仪自带的10 MHz。

从图5、6中可以知道:5.4 GHz信号输出功率为12.07 dBm,10 GHz的信号输出功率约为13.8 dBm,并且两路ADF5355锁相环电路的输出信号皆具有良好的相位噪声,具体结果如表1所示。通过上位机进行频率控制,利用相噪仪对频率范围为8.4~11.2 GHz,



▲图3 环路滤波器结构

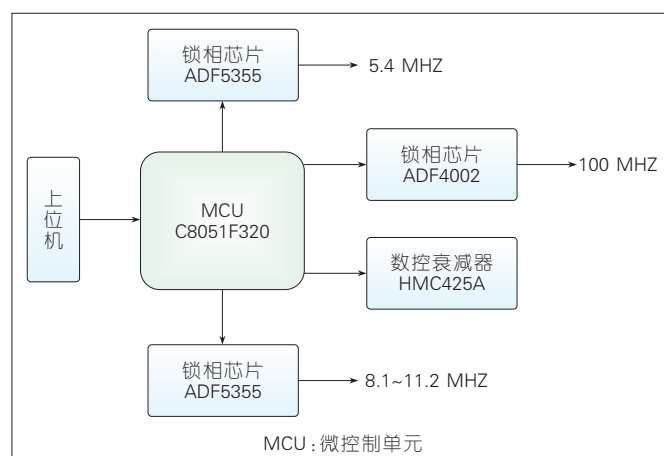
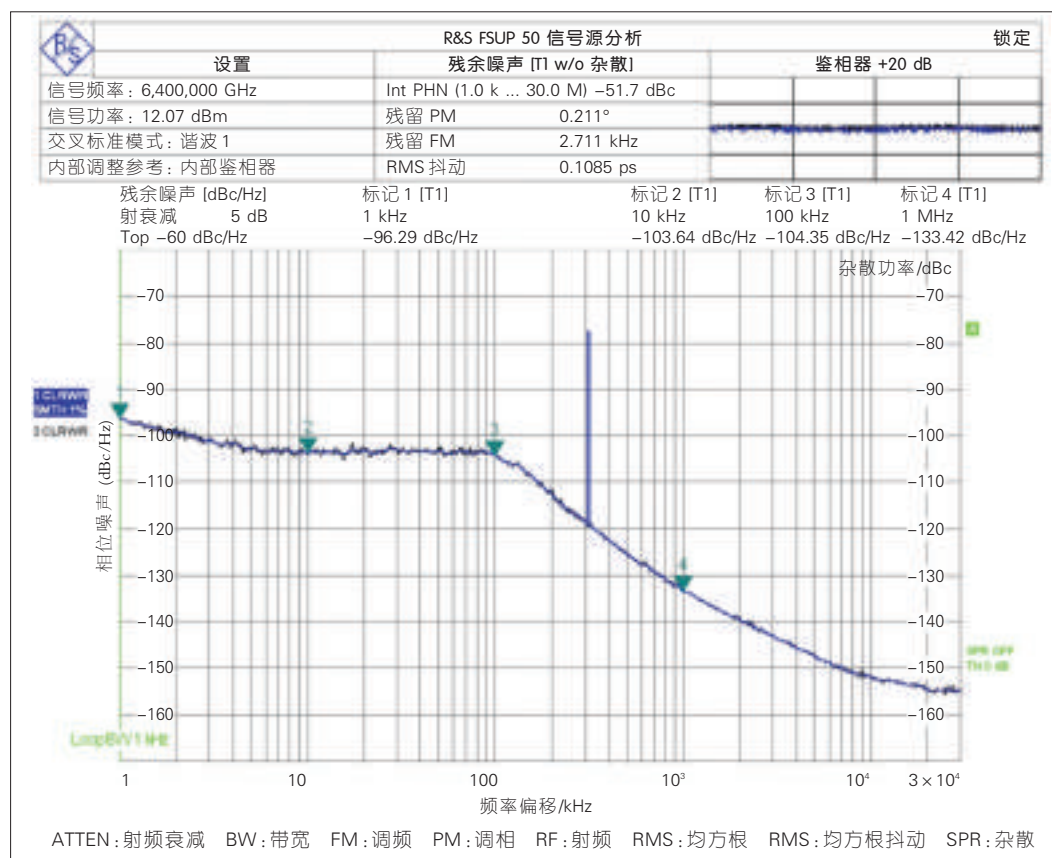
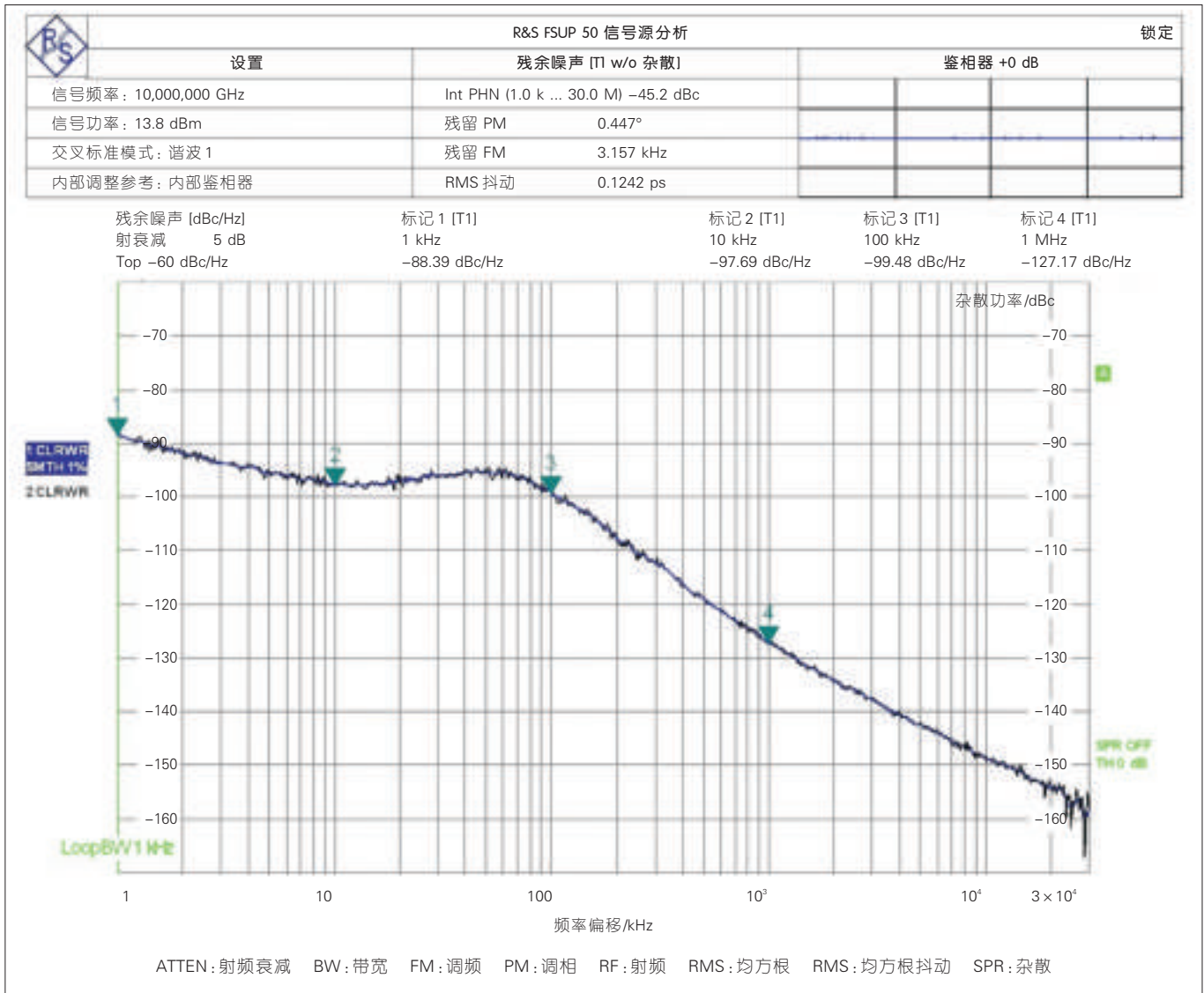


图4
单片机控制电路



▲图5 ADF5355输出5.4 GHz相位噪声



▲ 图6 ADF5355 输出 10 GHz 相位噪声

▼ 表1 本振源相位噪声测试结果

频率偏移量/kHz	5.4 GHz 测试结果/(dBc/Hz)	10 GHz 测试结果/(dBc/Hz)
1	-96.29	-88.39
10	-103.64	-97.69
100	-104.35	-99.48
1 000	-133.42	-127.17

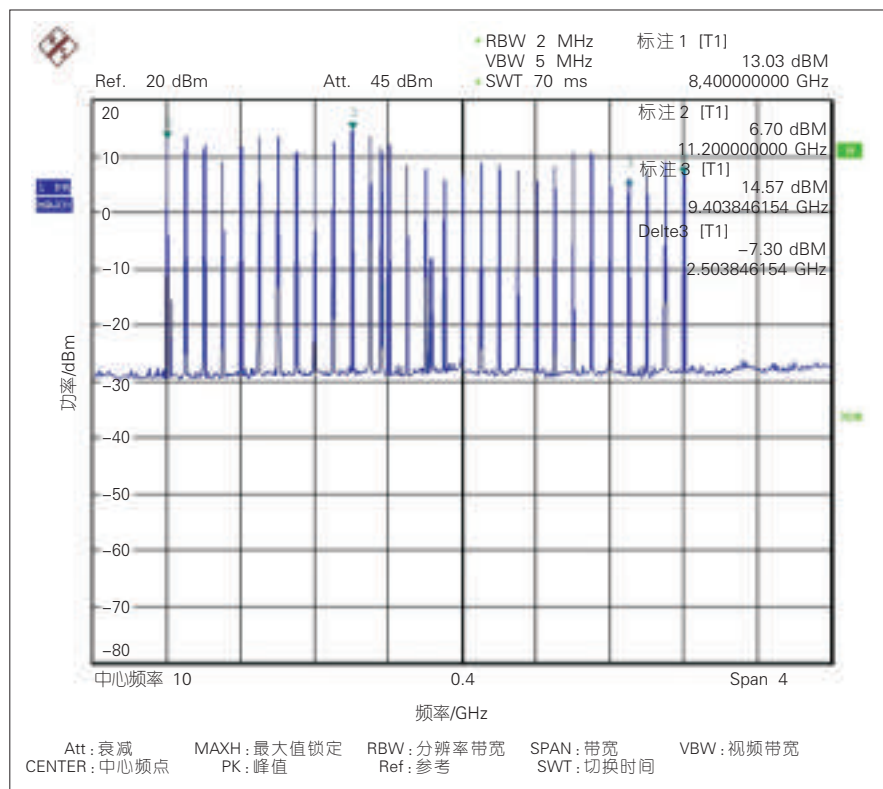
步进 100 MHz 的本振信号输出功率进行了测试,结果如图 7 所示。在该频带内输出最大功率为 14.57 dBm,最小功率为 6.7 dBm。值得注意的是:在该频带内信号输出功率浮动较大,这主要是由于 ADF5355 的输出功

率有 8 dBm 的变化范围。在后续链路设计中可以结合数控衰减器来平衡各个频点的输出功率。此外,图中谱线的不清晰主要是由于上位机变换频率的速度大于本振信号锁定的速度,在实际应用中可以等单个频点

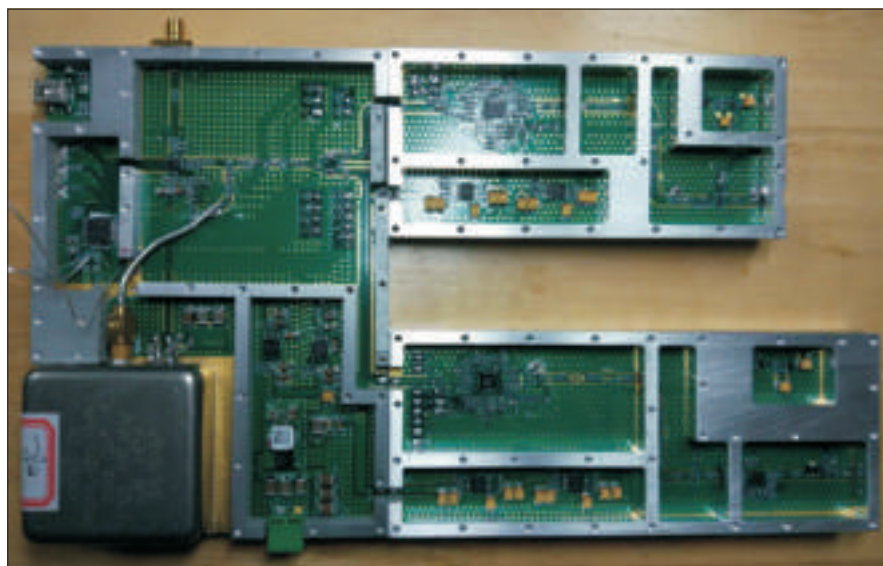
锁定后,再进行频率切换,以保证本振信号良好的性能。图 8 为本振源实物图。

3 结束语

文中通过结合 3 个锁相环结构成功实现了参考频率的提升和 2 个不同频段本振源的输出,可同时用于中频以及射频模块,并且降低了相位噪声。输出的两路本振信号中,一路 5.4 GHz 信号功率可调,另一路 8.4 ~ 11.2 GHz 信号可实现较宽频带内本振源的输出。在后续研究中,我们可以通过功分模块,配合放大器实现多



▲ 图 7 8.4 ~ 11.2 GHz 本振信号输出功率



▲ 图 8 本振系统实物图

路同频同相的本振信号的输出以满足大规模 MIMO 系统对于本振的相关需求。

参考文献

- [1] 尤肖虎. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术[J]. 中国科学, 2014, 5(44): 551-563
- [2] 刘兆栋. 面向 5G 移动通信系统的本振技术研究[C]//2015 年全国微波毫米波会议论文集. 合肥: 中国电子学会, 2015
- [3] 单月忠. 基于 ADF4351 的频率源设计与实现[J]. 无线电通信技术, 2014, 40(6): 85-88
- [4] 赵清潇. 基于宽带多通道微波收发信机的本振源设计与实现[D]. 青岛: 山东大学, 2015
- [5] 褚颖颖. 大规模 MIMO 系统射频关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2015
- [6] 林波. 大规模 MIMO 外部本振的研究[D]. 南京: 东南大学, 2018
- [7] 黄维辰. 面向下一代移动通信系统的多通道射频收发信机以及频率源的研究[D]. 南京: 东南大学, 2017
- [8] BANERJEE D. PLL Performance, Simulation, and Design 5th Edition [M]. USA: National, 2017: 3-8

作者简介



胡蒙筠, 东南大学博士研究生在读; 主要研究方向为射频系统中的关键技术; 作为主要研究人员参与了面向第 5 代移动通信系统的大规模 MIMO 信道模拟毫米波前端项目。



周健义, 东南大学博士生导师、青年特聘教授; 主要研究方向为移动通信中的射频电路与系统; 参与研发中国第一套 MIMO 试验系统的射频子系统, 参与完成高频段通信射频与天线的研发, 并在射频电路的非线性行为描述与线性化技术方面开展了深入的研究; 获得 2008 年江苏省科技进步一等奖; 发表论文 50 余篇, 获得发明专利多项。

毫米波大规模 MIMO 系统中的预编码技术

Precoding Techniques in Millimeter Wave Massive MIMO Systems

张钰/ZHANG Yu
赵雄文/ZHAO Xiongwen

(华北电力大学, 北京 102206)
(North China Electric Power University,
Beijing 102206, China)

下一代无线通信系统致力于达到每秒吉比特以上的数据吞吐量以支持高速率的多媒体业务。毫米波频段(30~300 GHz)尚存在大量未使用的频谱,可利用的频带宽,信息容量大,成为下一代通信系统中提高数据速率的主要手段。然而,毫米波通信面临的一个主要问题是自由空间路损使得接收端信号产生大幅度衰减。不仅如此,当信号穿过雨、雾或收发两端之间存在障碍物时,衰减会更加严重,甚至会引起信号中断。因此,克服信号传输过程中的衰减和损耗,提升系统容量成为毫米波通信技术研究的主要方向。

大规模多进多出(MIMO)技术是在基站端部署大规模阵列,与传统MIMO相比能够有效抵抗不同用户之间的干扰,显著提升系统的容量。毫米波频段的天线尺寸很小,为配备大规模天线阵列提供了可能。基站天线数量可远大于用户数,故系统可以获得很高的复用增益、分集增益和阵列增益。另外,大规模MIMO能够将信号能量聚焦在很窄的波束上,有效

中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1009-6868(2018)03-0026-006

摘要: 大规模多输入多输出(MIMO)技术能够大幅度提升系统容量,降低不同用户间的干扰,但因其系统中信道维度高、信道估计和预编码算法复杂等因素,使得系统软硬件开销都会增大。将大规模MIMO系统的预编码算法分为数字、模拟和混合3种类型,并对3类预编码算法进行了归纳对比,总结出不同预编码算法的优缺点和适用场景。将信道估计方案分为训练估计和盲估计,归纳总结了2类方案的优缺点,并指出合理利用大规模MIMO的信道稀疏性能够改善信道估计的质量,减少估计开销。

关键词: 毫米波;大规模MIMO;预编码算法;信道估计

Abstract: Massive multiple-input multiple-output (MIMO) technology can greatly increase the system capacity and reduce the interference between different users. However, due to the high channel dimension, complex channel estimation and precoding algorithms, the hardware and software overhead of the system will increase. In this paper, the precoding algorithms are classified into three types: digital algorithm, analog algorithm and hybrid algorithm. The advantages and disadvantages of different algorithms and applicable scenarios are summarized and compared. In addition, the channel estimation scheme is divided into training-estimation and blind-estimation, and the characteristics of the two schemes are compared. It is pointed out that the channel sparsity of massive MIMO can improve the quality of channel estimation and reduce the estimation cost.

Key words: millimeter wave; massive MIMO; precoding algorithms; channel estimation

地提升了能量效率。在大规模MIMO系统中,预编码技术是下行链路中至关重要的信号处理技术,其利用发送端的信道状态信息(CSI),将调制过的符号流变换成适应当前信道的数据流,将信号能量集中到目标用户附近,有效对抗衰减和损耗,提升了系统性能。因此,研究毫米波大规模MIMO系统中的预编码技术对推进下一代无线通信的发展有重要意义。

1 预编码技术概述

预编码技术是在下行链路的发送端利用CSI对发送信号进行预处

理,将不同用户及天线之间的干扰最小化,并将信号能量集中到目标用户附近,使接收端获得较好的信噪比(SNR),提高系统信道容量。预编码最关键的2个挑战是获取CSI和预编码矩阵。由于大规模天线的使用,信道矩阵和预编码矩阵维度增高,算法复杂度、系统硬件成本和实现难度都会增大。已有很多研究工作针对降低系统计算复杂度和开销展开:文献[1]中,作者提出用牛顿和切比雪夫迭代估计信道矩阵的逆,以降低迫零(ZF)预编码方案中求逆的计算量;文献[2]中,作者采用基于统计信道信

收稿日期:2018-02-17

网络出版日期:2018-05-11

基金项目:北京市自然科学基金(17L20052);
国家自然科学基金(61771194)

息的预编码,统计信道状态相较于即时信道状态变化慢,可采用简单的长期反馈方式或信道互易性得到,大大减少了系统开销;文献[3]中,作者采用信漏噪比(SLNR)代替信干噪比(SINR)作为多用户MIMO场景下预编码矩阵求解的优化目标,有效地避免了非确定性多项式(NP)难度的相关问题。

根据预编码矩阵作用于基带或射频(RF)可将预编码方案分为数字基带预编码、模拟射频预编码和混合预编码。在数字基带预编码中,传统的线性和非线性预编码都可以直接应用到大规模MIMO系统中,但非线性预编码的计算复杂度过高,线性方案更占优势。模拟预编码能显著减少系统硬件开销,但需要牺牲部分性能。混合预编码作为近年来兴起的方案,能结合数字预编码和模拟预编码的优点,在硬件开销和系统性能之间折中。

信道估计根据其是否引入了训练信号可分为训练估计和盲估计,训练估计需要给每个用户设计不同的导频序列。由于小区内存在大量用户,大规模MIMO存在着严重的导频污染。盲估计直接根据接收到的数据估计信道和发送信号,由于基站端部署了大规模天线,估计算法的复杂度和计算量都很高。本文根据以上分类对大规模MIMO系统中现有的预编码算法和信道估计方案进行总结分析,并提出相关建议。

2 预编码方案

2.1 数字预编码

数字基带预编码是在数模转换前用矩阵处理调制的符号流。该方案要求RF链数量和天线数目相同,能达到很好的系统性能。传统MIMO系统中的线性和非线性预编码方案都可以直接应用到大规模MIMO系统中作为数字基带预编码方案,但非线性预编码如脏纸(DPC)等算法复杂

度较高,随着天线数增加计算复杂度会激增。此外,GAO X^[4]等人做了实际测量,发现在大规模MIMO系统中,采用低复杂度的线性预编码就可实现DPC预编码98%的性能。因此,毫米波大规模MIMO中一般采用线性预编码,常见的线性预编码包括最大比传输(MRT)、ZF、最小均方误差(MMSE)和截断多项式展开(TPE)。

(1) MRT

MRT在很多文献中又被称为匹配滤波方案(MF)^[5-6],其预编码矩阵和用户端接收信号可表示为:

$$W_{MRT} = \beta H \quad (1)$$

$$y_{MRT} = \sqrt{\rho} \beta H^H H s + n \quad (2)$$

其中, β 是缩放因子,用来约束信号发送功率。MRT方案的核心思想是最大化目标用户的信号增益^{[5]、[7]},但不考虑不同用户间的干扰,仅适用于信道相关度低的场景,在高度相关性信道下,该方案的性能会急剧下降。另外,随着基站天线数的增加, H 中的信道矢量趋向于相互正交,使得 $H^H H$ 近似于一个对角阵,MRT方案的性能开始逐渐显现出来^[8],因此MRT方案则更适用于基站天线数较多的场景。

(2) ZF

MRT方案只关注目标用户的有用信号,忽略了不同用户间的干扰。ZF正好相反,其致力于消除不同用户间的干扰,不考虑噪声的影响,ZF方案预编码矩阵和接收信号向量可表示为:

$$W_{ZF} = \beta H (H^H H)^{-1} \quad (3)$$

$$y_{ZF} = \sqrt{\rho} \beta H^H H (H^H H)^{-1} s + n \quad (4)$$

ZF方案在SNR较高的区域能达到很好的系统和速率;在SNR较低的区域,由于其忽略了噪声的影响,系统可达总速率没有MRT方案高^[9]。ZF方案需要对 $K \times K$ 维矩阵进行求逆运算,运算量会随着用户数增长而

增加,因此ZF方案适用于用户数较少的场景。

(3) 正则迫零方案(RZF)

大规模MIMO系统中,RZF被视为最实用并且性能可靠的预编码方案之一^[12],其基本思想是最小化接收信号与发射信号之间的均方误差,因此又被称为最小均方误差预编码方案(MMSE)。其预编码矩阵和接收信号计算如下:

$$W_{RZF} = \beta H (H^H H + \xi I_K)^{-1} \quad (5)$$

$$y_{RZF} = \sqrt{\rho} \beta H^H H (H^H H + \xi I_K)^{-1} s + n \quad (6)$$

其中, ξ 是正则化系数,与基站总传输功率 P 及噪声功率 σ^2 相关。RZF预编码结合了ZF和MRT方案的优点,当 $\xi \rightarrow 0$,式(5)成为ZF方案,当 $\xi \rightarrow \infty$ 时,式(5)演变成MRT方案^[10];RZF需要对矩阵求逆,计算复杂度达到 $3MK^2$ ^[11],因此该方案适合用户数量较少的场景。另外,很多文献也提出可以采用复杂度较低的迭代算法代替RZF中的求逆运算^{[11]、[12]}。

(4) TPE

TPE是在RZF方案的基础上演变而来的^[13],其基本思想是用矩阵多项式逼近RZF方案中矩阵的逆,根据文献[14]中的引理1,可将式(5)通过一系列变换得到TPE预编码矩阵:

$$W_{TPE} = \sum_{l=1}^{J-1} \omega_l (H^H H)^l H^H \quad (7)$$

$$y_{TPE} = \sqrt{\rho} \sum_{l=1}^{J-1} \omega_l (H^H H)^l H^H s + n \quad (8)$$

其中, ω_l 为标量系数, J 代表多项式阶数。事实上, $J=1$ 时,多项式变为 $W_{TPE} = \omega_1 H^H$,即MRT预编码矩阵, $J=K$ 时可得到RZF预编码矩阵。采用TPE预编码算法可避免复杂的求逆运算,且多项式各级求解可同步进行以提高运算效率。另外,由于可以对参数 J 进行拆分,该算法易于通过硬件实现。但从性能上看,只有当 J 很大时,其性能才能逼近RZF算法,

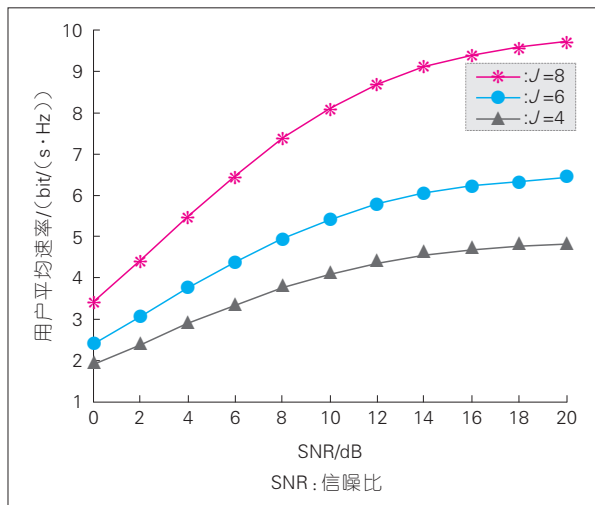
J 越大硬件开销也越大。另外, TPE 算法只有在基站天线数远大于用户数时, 才能近似达到 RZF 的性能, 当基站天线数减少或者用户数变多时, 其性能都会受到影响而变差。本文基于莱斯信道模型对 TPE 算法性能进行验证, 仿真结果如图 1, 可看出随着多项式级数增加, 系统用户平均速率越来越高。表 1 总结归纳了上述几种数字预编码方案的优缺点。

2.2 模拟预编码

模拟预编码是在数模转换之后对输入符号流进行处理。这类方案可将多根天线同时连到一条 RF 链上, 非常适用于大规模 MIMO 系统天线数很多的情况, 能显著降低系统硬件成本, 且计算复杂度较低。模拟预编码根据采用器件的不同可分为 2 类: 第 1 类是基于相移的方案, 利用低成本的移相器控制每个天线发射信号的相位; 第 2 类是基于天线选择的方案, 利用成本更低的 RF 开关激活需要工作的部分天线。

(1) 基于相移的方案

寻找合适的相移矩阵是基于相移方案的关键, 最简单的方法是提取信道矩阵中元素的相位作为相移矩阵^[15], 但在实际应用中由于所使用相移器的限制, 必须对 $M \times K$ 个相位进行量化, 量化误差会使预编码方案的



▲ 图 1 不同多项式级数下 TPE 算法性能

▼ 表 1 不同数字预编码方案优缺点

预编码方案	优点	缺点
MRT/MF	<ul style="list-style-type: none"> 最大化目标用户的信号增益 计算复杂性低 在低信噪比区域性能较好 基站天线数足够多时, 能够达到近似最优的性能 	<ul style="list-style-type: none"> 没有考虑用户之间的干扰 基站天线数较少时, 系统可达和速率较低
ZF	<ul style="list-style-type: none"> 计算复杂性低 在高信噪比区域性能较好 消除了多用户信道间的干扰 能够达到近似于脏纸编码的性能 	<ul style="list-style-type: none"> 如果信道高度相关噪声会被放大 需要进行信道求逆 不能支持多数量用户
RZF/MMSE	<ul style="list-style-type: none"> 综合了 MF 和 ZF 的优点, 同时考虑干扰和噪声的影响 	<ul style="list-style-type: none"> 需要进行信道求逆 不能支持多数量用户
TPE	<ul style="list-style-type: none"> 避免求逆, 提高运算效率 在预编码的复杂性和系统吞吐量之间折中 在基站天线数远远大于用户数时能达到较好的性能 	<ul style="list-style-type: none"> 性能受多项式级数限制 高性能需要大量硬件消耗 基站天线数较少时系统可达和速率较低

MF: 匹配滤波
MMSE: 最小均方误差

MRT: 最大比传输
RZF: 正则迫零方案

TPE: 截断多项式展开
ZF: 迫零

性能大打折扣。文献[16]中, 作者采用功率迭代的方法求解一组相位集合, 该算法在迭代 3~4 次之后就能收敛, 但需要发送端不停地向接收端发送训练序列, 训练开销较大。

(2) 基于天线选择的方案

开关模拟预编码(OABF)方案^[17], 采用廉价的 RF 开关代替模拟移相器。发送信号时, 选择激活有更好信道条件且相位相近的天线子阵列来产生发射波束, 选择天线时基于最大化 SNR 准则。该方案能够获得全天线增益和全分集增益, 但其性能无法超越基于相移的方案, 两者可达总速率的差值上界为 $2\log \pi$ 。文献中仿真结果表明: 这类方案在基站天线数较多时性能较好。在选择工作天线时还可采用功率最大标准^[18], 选取功率最大的信道向量对应的发送天线集合, 这种方案不用进行 SNR 计算, 复杂度较低, 但天线增益低, 总体性能较差。

基于天线选择的方案与基于相移的方案相比可进一步降低硬件成本和功耗, 但其性能要差于基于相移的预编码方案, 且其需要一定复

杂度的天线选择算法的支撑, 选择算法的复杂度会随着天线数量的增加呈指数增长^[19]。总体来说, 模拟预编码方案不需要为每个发射天线配置一条 RF 链, 大大降低了硬件成本, 但其缺乏对信号幅度的调节, 所以性能普遍没有数字预编码方案好。表 2 总结了上述 2 类模拟预编码方案的优缺点。

2.3 混合预编码

大规模 MIMO 系统中, 数字预编码方案能达到很好的系统性能, 但需要给每个发射天线配置一条 RF 链, 成本昂贵。模拟预编码在经济上比数字预编码更受欢迎, 但模拟预编码矩阵中每个系数拥有恒定的模, 缺乏幅度的控制, 其性能比数字预编码差。混合数字/模拟预编码技术结合了 2 种方案的优点, 在支持幅度调节和相位调节的同时, 减少 RF 链数。

常用的 2 种混合预编码发端结构如图 2 所示^[20], 图 2a) 是复杂结构, 每个 RF 链通过移相器和所有天线相连, 每个天线阵元输出所有射频信号的线性组合; 图 2b) 是低复杂性结构, 天线阵列被分为 N 个子阵列, 每个 RF 链分别与子阵列相连, 降低了系统的复杂性。基带传输数据流经数字预编码器作用形成 N 个输出流, 并上变频到 RF 链上, 然后再经模

▼表2 不同模拟预编码方案的优缺点

预编码方案	优点	缺点
基于相移的方案	<ul style="list-style-type: none"> 可对信号相位进行调节 所有天线都被激活,天线增益高 成本低 	<ul style="list-style-type: none"> 不能调节信号幅度
基于天线选择的方案	成本低	<ul style="list-style-type: none"> 只有部分天线被激活,天线增益低 不能调节信号相位和幅度 同一时间只能服务一个用户

拟预编码器映射到 M 个天线上发送出去。图2中的RF链由数模转换器(DAC)/模数转换器(ADC)、混频器、功放组成。

(1) 复杂结构混合预编码

文献[21]中的移相器迫零(PZF)方案基于图2a)中复杂结构,提取信道矩阵的相位形成模拟预编码矩阵,经模拟预编码矩阵作用后的信道作为基带等效信道,在基带上,使用ZF方案求解数字预编码矩阵。其预编码矩阵由2个部分组成,在射频上,模拟预编码矩阵可以表示为:

$$F_{ij} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\varphi_{ij}} \quad (9)$$

其中, F_{ij} 表示矩阵 F 的第 (i,j) 个元素, φ_{ij} 表示信道矩阵 H 第 (i,j) 个元

素的相位。在基带上,数字预编码矩阵可表示为:

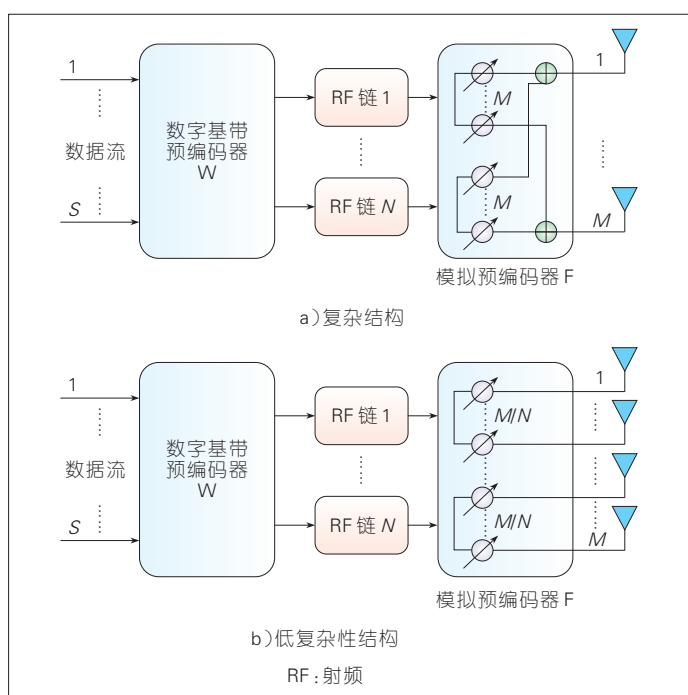
$$W_{PZF} = H_{eq}^H (H_{eq} H_{eq}^H)^{-1} \Lambda \quad (10)$$

其中, H_{eq} 是经 F 作用后的等效信道, $H_{eq} = H^H F$, Λ 是用于限制发送信号功率的对角阵。可以看出:等效信道 H_{eq} 是 $K \times K$ 维的矩阵。相较于原始信道矩阵,行数从 M 行降到 K 行,大大减少了求逆运算的复杂度。另外, PZF 方案可以支持同时传输 K 路数据流,并且只需要 K 个RF链;但其性能会不同程度地受到ZF方案的约束,永远不能超过

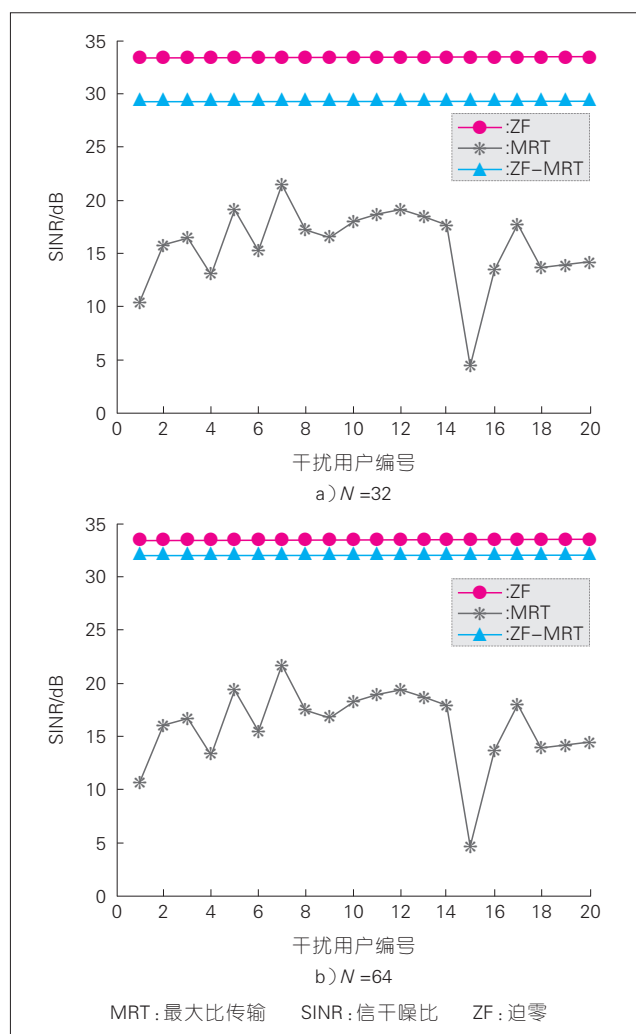
ZF方案。

(2) 低复杂结构混合预编码

文献[22]中,作者则基于图2b)中的结构,结合ZF和MRT方案,将天线阵列分为若干组,组内采用MRT方案,组间采用ZF方案。文中我们基于实测小小区场景对所提方案进行性能仿真,结果证明:该方案与ZF方案的SINR相差1 dB时,需要的RF数量减少为ZF方案的1/25。ZF-MRT方案的RF链数可以任意调节,但RF链数越少,性能也会越差。本文中,我们基于莱斯信道模型,对ZF、MRT、ZF-MRT 3种方案的性能进行仿真对比。如图3所示,当RF链数由64个减少至32个时,ZF-MRT方案可达到的SINR也随之降低,因此需



▲图2 混合预编码系统结构



▲图3 混合预编码方案ZF-MRT性能仿真

要牺牲系统性能来减少 RF 链的数目。另外, ZF-MRT 方案性能也会受到 ZF 方案的约束, 永远无法超越 ZF 方案。表 3 总结了 2 种混合预编码方案的优缺点。

3 信道估计

在上述所有预编码方案中, 预编码矩阵 W 的求解都离不开信道矩阵 H , 因此对信道矩阵的估计是预编码处理中不可或缺的一步。大规模 MIMO 系统中, 信道矩阵呈现稀疏结构^[23], 适当利用毫米波大规模 MIMO 的信道稀疏性有助于改善信道估计的质量减少估计开销。

(1) 训练估计

训练估计中, 发送端发送导频序列, 接收端根据接收到的信号估计 CSI。所需导频序列数量随着系统中的用户数增大而增大, 导频序列的数量越多, 不同序列之间产生干扰的可能性也越大, 导频污染也越严重, 因此在这类估计方案中, 在不影响信道估计质量的前提下应尽可能地减少导频序列的数量。基于大规模 MIMO 信道的稀疏性, 利用压缩感知技术可以减少训练序列的数量^[24-26]。在文献[24]中, 作者首先建立了稀疏性信道模型, 在该模型基础上提出一种分布式压缩感知方案, 在用户端感知压缩信道并将感知到的信息反馈回基站, 基站端根据反馈信息采用正交匹配追踪算法恢复 CSI。文献[26]中作者的基本思路与文献[24]一致, 在 CSI 恢复阶段采用了贝叶斯稀疏信号重建算法。文献[27]中, 为降低导频开销, 作者提出基于旋转恒定技术 (ESPRIT) 的超分辨率信道估计方案。利用毫米波信道角度稀疏性, 先估计低维等效信道, 然后采用高分辨率算法从低维信道中估计到达角 (AOA) 和离开角 (AOD) 并利用最小均方误差准则计算路径增益, 最后根据 AOA、AOD 以及路径增益重建高维信道。

(2) 盲估计

盲估计不发送专门的导频序列, 仅利用接收信号本身和发送信号的内在特点进行信道估计, 它不会产生训练开销, 但估计准确度没有训练估计好^[28]。盲估计中, 信道估计问题可建模为稀疏矩阵分解问题, 然后利用字典学习算法, 如 K 均值奇异值分解 (K-SVD)^[29]、随机逼近 (SPAMS)^[30]、双线性广义近似消息传递^[31] (BiG-AMP) 等求近似解, 在这些学习方法中 K-SVD 性能最差, 但所需迭代次数较低, SPAMS 在 SNR 较低的区域 (10 ~ 25 dB) 性能表现突出, 但迭代次数很高, 且性能会随着 SNR 增高逐渐衰退。BiG-AMP 正好相反, 在 SNR 较高 (大于 25 dB) 的区域性能表现突出。文献[23]中, 作者对 BiG-AMP 提出改进, 考虑到大规模 MIMO 中信道保持不变的相干时间 T 通常大于用户数量 K , 因此在字典学习之前先将观测信号矩阵 Y 映射到发送信号 X 所在的空間上, 改进方案在 SNR 较高 (大于 20 dB) 的区域性能优势突出。表 4 总结了 2 类信道估计方案的优缺点。

4 结束语

在大规模 MIMO 系统中, 采用数字基带预编码方案可以达到较好的性能, 但硬件开销很大。其中, 当系统中天线数很多或对噪声的消除要

求较高时应优先采用 RZF 预编码; 系统天线数较少或信道高度相关时, 应采用 ZF 预编码; 当系统对算法复杂度和性能都有较高要求, 应考虑采用 TPE 算法。模拟预编码方案可使用在成本不可观的情况下, 其中基于天线选择的方案对系统硬件成本要求最低。在对系统性能和硬件开销都有较高要求的情况下, 可以采用混合预编码方案, 其中 PZF 方案适用于多路数据流同时传输的情形, ZF-MRT 方案能灵活调节 RF 数, 可根据实际需要系统在性能和硬件开销间折中。

在信道估计中, 训练估计可利用压缩感知技术减少导频序列的数量进而减少导频污染, 适用于实时数据传输以及用户数量较少的场景。在盲估计中, 可以将估计问题建模为稀疏矩阵分解问题, 这类非凸优化问题一般难以求得最优解, 可利用字典学习方法求得近似解。在信道资源紧张时, 应优先考虑盲估计。

现有的大规模 MIMO 系统预编码技术的研究多局限于单天线用户场景, 有必要扩展到多天线用户场景。另外, 很多理论结果是基于瑞利衰落信道得出, 未来的研究工作有必要扩展到其他信道模型及实测信道。最后, 现有研究大多数基于静态场景, 对移动场景下的预编码技术研究较少。因此, 大规模 MIMO 系统预编码

▼表 3 不同混合预编码方案优缺点

预编码方案	优点	缺点
PZF	<ul style="list-style-type: none"> 支持多路数据流传输 功率增益大 	<ul style="list-style-type: none"> 不能调节 RF 链数目 性能受到 ZF 方案约束
ZF-MRT	<ul style="list-style-type: none"> 可以调节 RF 链数目 等效信道维数小, 计算复杂度低 	<ul style="list-style-type: none"> 需要牺牲系统性能换取更少的硬件开销 性能受到 ZF 方案约束

MRT: 最大比传输 ZF: 迫零 PZF: 移相器迫零 RF: 射频

▼表 4 2 类信道估计方案优缺点

估计方法	优点	缺点
训练估计	<ul style="list-style-type: none"> 估计准确度高 算法复杂度低 	<ul style="list-style-type: none"> 信道资源开销大 在用户数较多的场景会产生严重的导频污染 适合实时数据传输
盲估计	<ul style="list-style-type: none"> 不需要开辟额外的信道资源, 资源开销小 	<ul style="list-style-type: none"> 估计准确率低 字典学习算法收敛速度慢, 算法复杂度高 不能有效跟踪信道变化

的技术研究仍需进一步深入,未来的研究工作可针对以上几个方向展开。

参考文献

- [1] ZHANG C, LI Z, YAN F, et al. A Low-Complexity Massive MIMO Precoding Algorithm based on Chebyshev Iteration [J]. IEEE Access, 2017, (5):22545–22551. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2760881
- [2] ZHANG C, LU Z, HUANG Y, et al. Statistical Beamforming for FDD Massive MIMO Downlink Systems [C] // IEEE/CIC International Conference on. USA: IEEE, 2015:1–6. DOI: 10.1109/ICCChina.2015.7448643
- [3] MA J, ZHANG S, LI H, et al. Base Station Selection for Massive MIMO Networks With Two-Stage Precoding [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(5):598–601
- [4] GAO X, EDFORS O, RUSEK F. Linear Pre-Coding Performance in Measured Very-Large MIMO Channels[C]// Proceedings of the IEEE Conference on Vehicular Technology. USA: IEEE, 2011:1–5. DOI: 10.1109/VETECF.2011.6093291
- [5] FENG C, JING Y, JIN S. Interference and Outage Probability Analysis for Massive MIMO Downlink with MF Precoding [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(2): 366–370. DOI: 10.1109/LSP.2015.2511630
- [6] ATAPATTU S, HARMAWANSAP, TELLAMBURA C, et al. Exact Outage Analysis of Multiple-User Downlink with MIMO Matched-Filter Precoding [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(12):2754–2757. DOI: 10.1109/LCOMM.2017.2749302
- [7] FENG C, JING Y. Modified MRT and Outage Probability Analysis for Massive MIMO Downlink under Per-Antenna Power Constraint[C]//Proceedings of the 17th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). USA: IEEE, 2016:3–6. DOI: 10.1109/SPAWC.2016.7536897
- [8] ZHU J, BHARGAVA V, SCHÖBER R. Secure Downlink Transmission in Massive MIMO System with Zero-Forcing Precoding [C]// Proceedings of the 20th Conference on European Wireless, 2014. Spain: VDE, 2014: 14–16
- [9] LYU T K. Capacity of Multi-User MIMO Systems with MMSE and ZF Precoding [C]// 2016 IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS). USA: IEEE, 2016:1083–1084. DOI: 10.1109/INFCOMW.2016.7562264
- [10] MULLER A, COUILLET R, BJORNSEN E, et al. Interference-Aware RZF Precoding for Multicell Downlink Systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(15):3959–3973. DOI: 10.1109/TSP.2015.2423262
- [11] MULLER A R, KAMMOU A, BJORNSEN E, et al. Linear Precoding Based on Polynomial Expansion: Reducing Complexity in Massive MIMO (Extended Version) [J]. IEEE Journal Selected Topics Signal Process, 2014, 8(5): 861–875. DOI: 10.1186/s13638-016-0546-z
- [12] MUKUBWA E, SOKOYA O A, IICEY D S. Comparison and Analysis of Massive MIMO Linear Precoding Schemes in the Downlink [C] // 2017 IEEE Conference on AFRICON. USA: IEEE, 2017:187–191. DOI: 10.1109/ICC.2012.6364360
- [13] SIFAOU H, KAMMOU A, SANGUINETTI L, et al. Polynomial Expansion of the Precoder for Power Minimization in Large-Scale MIMO Systems[C]// 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). USA: IEEE, 2016:1–6. DOI: 10.1109/ICC.2016.7510948
- [14] MULLER A, ABLA K A, BJORNSEN E. Efficient Linear Precoding for Massive MIMO Systems Using Truncated Polynomial Expansion[C]//Proceedings of the 8th Conference on Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). USA: IEEE, 2014:273–276. DOI: 10.1109/SAM.2014.6882394
- [15] CHEN Y, BOUSSAKTA S, TSIMENIDIS C, et al. Low Complexity Hybrid Precoding in Finite Dimensional Channel for Massive MIMO Systems[C]// 2017 European Conference on Signal Processing Conference (EUSIPCO). USA: IEEE, 2017: 883–887. DOI: 10.1109/SAM.2014.6882394
- [16] XIA P, HEATH R W, GONZALEZ P N. Robust Analog Precoding Designs for Millimeter Wave MIMO Transceivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(11): 4622–4634. DOI: 10.1109/ICC.2012.6364360
- [17] ZHANG S, GUO C, WANG T, et al. On-Off Analog Beamforming for Massive MIMO [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, (99): 1–1. DOI: 10.1109/TVT.2018.2789661
- [18] ZHANG J, LI H, HUANG X, et al. User-Directed Analog Beamforming for Multiuser Millimeter-Wave Hybrid Array Systems[C]// Proceedings of the 85th Conference on Vehicular Technology Conference (VTC Spring). USA: IEEE, 2017:1–5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2017.8108387
- [19] MENDEZ R R R, RUSU C, GONZALEZ P N, et al. Hybrid MIMO Architectures for Millimeter Wave Communications: Phase Shifters or Switches[J]. IEEE Access, 2016 (4):247–267. DOI: 10.1109/ACCESS.2015.2514261
- [20] MOLISCH A F, RATNAM V, HAN S, et al. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey [J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(9):134–141. DOI: 10.1109/MCOM.2017.1600400
- [21] LIANG L, XU W, DONG X. Low-Complexity Hybrid Precoding in Massive Multiuser MIMO Systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(6): 653–656. DOI: 10.1109/LWC.2014.2363831
- [22] TANIGUCHI R, NISHIMORI K, KATAOKA R, et al. Evaluation of Massive MIMO Considering Real Propagation Characteristics in the 20 GHz Band[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12):6703–6711. DOI: 10.1109/TAP.2017.2754441
- [23] ZHANG J, YUAN X, ZHANG Y. Blind Signal Detection in Massive MIMO: Exploiting the Channel Sparsity [J]. IEEE Transaction on Communications, 2017, 66(2): 700–712. DOI: 10.1109/TCOMM.2017.2761384
- [24] RAO X, LAU V K N. Distributed Compressive CSIT Estimation and Feedback for FDD Multi-User Massive MIMO Systems [J]. IEEE Transaction Signal Process, 2014, 62(12):3261–3271
- [25] BAJWA W U, HAUPT J, SAYEED A M, et al. Compressed Channel Sensing: A New Approach to Estimating Sparse Multipath Channels [J]. IEEE Proceedings, 2010, 98(6): 1058–1076. DOI: 10.1109/JPROC.2010.2042415
- [26] MASOOD M, AFIFY L H, AI-NAFFOURI T Y. Efficient Coordinated Recovery of Sparse Channels in Massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(1):104–118. DOI: 10.1109/TSP.2014.2369005
- [27] LIAO A, GAO Z, WU Y. 2D Unitary ESPRIT Based Super-Resolution Channel Estimation for Millimeter-Wave Massive MIMO with Hybrid Precoding [J]. IEEE Access, 2017(5):24747–24757. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2768579
- [28] SRIDHAR V, GABILLARD T, MANIKAS A. Spatiotemporal-MIMO Channel Estimator and Beamformer for 5G [J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2016, 15(12):8025–8038. DOI: 10.1109/TWC.2016.2610974
- [29] AHARON M, ELAD M, BRUCKSTEIN A. K-SVD: An Algorithm for Designing Overcomplete Dictionaries for Sparse Representation [J]. IEEE Transaction Signal Process. 2006, 54(11):4311–4322. DOI: 10.1109/TWVC.2016.2610974
- [30] MARIA J, BACH F, PONCE J, et al. Online Learning for Matrix Factorization and Sparse Coding [J]. Journal of Machine Learning Research, 2010(11):19–60
- [31] PARKER J T, SCHNITER P, CEVHER V. Bilinear Generalized Approximate Message Passing Part I: Derivation [J]. IEEE Transaction on Signal Process, 2014, 62(22): 2014. DOI: 10.1109/TSP.2014.2357776

作者简介



张钰, 华北电力大学电气与电子工程学院信息与通信工程专业博士研究生在读; 主要从事5G毫米波通信中的预编码技术和5G信道建模与仿真研究工作。



赵雄文, 华北电力大学教授、博士生导师, 2002年获赫尔辛基工业大学无线电工程博士学位; 现主要从事5G毫米波信道建模研究和无线通信领域教学工作; 已发表论文110余篇, 其中SCI论文42篇。

车载雷达通信系统综述

Overview of Vehicle Radar-Communication System

朱伏生/ZHU Fusheng

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

雷达通信的概念约在 21 世纪初被提出^[1-5]。雷达通信一体化概念的提出则是为了适应未来高科技战争。雷达系统和通信系统作为电子战平台的基本组成部分,在军事方面的作用至关重要。长期以来,这些系统都是各自纵向发展,但随着技术的进步,各系统间的差距逐渐减少,于是系统间的横向一体化发展问题开始受到关注,即从横向上对现有系统进行融合,使其具备通用性和多功能性。如果能实现雷达通信一体化,不仅能够减少电子战平台的体积和电磁干扰,更可以大幅度提升战场的指挥效率。

虽然雷达系统和通信系统由于用途的不同在工作方式、功能实现和信号特征等方面都存在显著差异,但从系统原理来看,雷达技术和通信技术都与电磁波在空间的发射和接收有关。从系统结构来看,两者的硬件系统都包括天线、发射机、接收机和信号处理器等模块;从技术的发展趋势来看,雷达由传统硬件器件实现的功能正在由数字信号处理来取代完成。同时,通信系统的载频也转移到

中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1009-6868 (2018) 03-0032-007

摘要: 雷达通信一体化是同时具有目标探测和信息交互的系统,是近年来雷达和通信技术研究的一个重要方向,车载雷达通信系统是其重要的应用之一。梳理了关于雷达通信系统研究的现状,介绍了雷达通信一体化系统的评价指标、系统构成和波形设计方案,总结了雷达指标和通信指标的仿真性能研究成果,并分析了车载雷达通信系统用于自动驾驶和智慧交通的应用前景和发展趋势。认为车载雷达通信系统既降低成本又可以提高频谱利用率,将会成为雷达通信一体化技术从军事应用转向民用领域的重要突破之一。

关键词: 雷达通信系统;线性调频;正交频分多址(OFDM);扩频

Abstract: Radar-communication integrated system is a combination of target detection and information exchange. It is recently an important direction for the development of radar and communication technology. Vehicle radar-communication integrated system is one of the most important applications. In this paper, the literature on radar-communication integrated system is reviewed, and the key metrics, system structure and waveform design are analyzed, the research achievements on the performance simulations of radar and communication functions are then summarized. Finally, the future development and tendencies of vehicle radar-communication integrated system which is used for automatic driving and intelligent transportation are analyzed. It is considered that the vehicle radar-communication system can reduce the cost and improve the spectrum efficiency, which will become one of the important breakthroughs in the field of radar communication integration from military applications to civilian applications.

Key words: radar-communication system; linear frequency modulation; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); spread spectrum

微波领域,与传统雷达使用的频率处于同一数量级。因此,雷达系统和通信系统从硬件结构实现到软件算法处理都正在趋同。

雷达系统和通信系统的一体化首先是以共用相同的硬件平台为基础。最简单的是时分共享的方式,利用选通开关,雷达系统和通信系统分时复用天线、发射机和接收机等硬件平台,但是这种方式下两个系统都不可能连续长时间地占用资源,否则就会影响另一个系统的性能;而本系统

也由于工作时间有限而使得系统性能受限。另一种硬件平台共享的方式主要用于相控阵雷达,将二维阵列分成多个子阵,每个子阵独立工作,用于实现雷达或通信功能,但是由于子阵的功率受限,雷达和通信系统的性能都会受到影响。因此,这种硬件共享、独立实现雷达和通信功能的一体化技术由于资源受限不仅对系统性能有影响,而且限制了系统效率的提升。因此,近年来雷达通信一体化的研究开始关注信号方面的融合,即

收稿日期:2018-03-20
网络出版日期:2018-06-22

在同一硬件平台上利用同一信号实现雷达和通信功能。

车载雷达通信系统利用车辆已经装载的毫米波雷达以及雷达通信一体化技术,可以实现车载雷达探测和车间通信功能,而且不会额外增加汽车的硬件模块,也不会因为通信功能的引入而使得汽车的电磁环境更加复杂,既降低成本又可以提高频谱利用率。因此,车载雷达通信系统将会成为雷达通信一体化技术从军事应用转向民用领域的重要突破之一。

1 车载雷达通信系统的研究意义

车载雷达通信系统正面对巨大的市场机遇。一方面,各国政府对交通安全的重视升级,自动紧急刹车、前向碰撞告警、车道偏离告警等汽车安全技术不断被纳入相关的法律法规。另一方面,自动驾驶成为全球研究的热点,更在“中国制造2025”中上升为国家战略之一。目前业界采用的高级驾驶辅助系统仅依靠搭载的摄像头、红外、激光雷达等各种车载传感器来为单车智能驾驶提供辅助。而与高级驾驶辅助系统相比,车载雷达通信系统是在车载毫米波雷达系统上一体化实现现代通信技术,在实现雷达探测功能的同时建立车联网的通信连接,使汽车同时具备复杂环境感知、信息共享、智能化决策等功能,为智能驾驶提供最有效的保障。车载雷达通信系统不仅具有毫米波雷达的探测优势,即在车辆对周围环境感知的功能上具有全天候、全天时、高精度、高分辨率的特点,而且还可以通过车载雷达通信系统建立的车联网实现车辆自身及其周围环境信息的传递与共享。车辆可以获得超视距范围的环境认知,从而具有了“视觉+听觉”的能力。因此,车载雷达通信系统是支持智能驾驶和智慧交通最基础、最有效的手段。

并且,随着5G通信时代的来临,通信的频段已不限制于6 GHz以下,

而是扩展到十几吉赫兹到几十吉赫兹的微波波段。车载雷达通信系统可使用全球统一的频谱,即24 GHz、77 GHz、79 GHz频段。这些频段与5G高频通信频段和微波通信频段接近。因此,基于雷达技术和通信技术的同源性,通过研究车载雷达通信系统,不仅使得车车间通过车载雷达建立车通信联网成为可能,而且可以对5G高频通信技术的研究提供相应的技术积累。

2 车载雷达通信系统的研究现状

2.1 雷达通信一体化的评价指标

雷达通信一体化的评价指标包括雷达指标和通信指标。通常雷达指标主要涉及雷达对目标的距离、速度、角度等各方面的测量要求,主要包括测量范围、测量精度、分辨率等指标。通信指标主要为信噪比、数据速率等,且通信功能的引入不能降低雷达的探测性能。

以下主要介绍雷达指标。

(1) 距离

• 雷达作用距离

雷达的作用距离可由雷达方程来得出,雷达方程将雷达的作用距离和雷达发射、接收、天线和环境等各因素联系起来,可以反映雷达各参数对雷达作用距离的影响程度。基本雷达方程为:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{1/4} \quad (1)$$

其中, R_{\max} 是雷达的最大作用距离, P_t 是雷达发射功率, G_t 和 G_r 分别是发射天线和接收天线的增益, σ 是雷达截面积, S_{\min} 是雷达接收机最小可检测信号功率。

• 测距范围

测距范围包括最小可测距离和最大单值测距范围。最小可测距离是指雷达能测量的最近目标距离。对于脉冲雷达来说,收发天线是共用

的,在发射脉冲宽度 τ 的时间内,接收机无法接收目标回波,在发射脉冲结束后将天线收发开关转换到接收状态也需要一定的时间 t_0 ,接收机也不能接收目标回波。因此,雷达的最小可测距离为:

$$R_{\min} = \frac{1}{2} c(\tau + t_0) \quad (2)$$

雷达的最大单值测距范围由脉冲重复周期 T_m 决定。为保证单值测距,通常应选取 $T_m \geq \frac{2}{c} R_{\max}$, 其中 R_{\max}

是被测目标的最大作用距离。当雷达重复频率不能满足单值测距的要求时,将产生距离模糊。

• 距离分辨率

距离分辨率通常是指同一方向上两个大小相同的点目标之间的最小可区分距离。对于简单的脉冲雷达信号,脉冲越窄,距离分辨力越好。对于复杂的脉冲压缩信号,决定距离分辨率的是雷达信号的有效带宽 B ,有效带宽越宽,距离分辨率越好。距离分辨率可表示为:

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3)$$

• 测距精度

测距精度是指雷达对被测目标距离测量的准确度,一般用均方根误差来表示。理论上,单个强散射点距离的最小均方根误差可以表示为:

$$\sigma_R = \frac{c}{2B\sqrt{2E/N_0}} \quad (4)$$

其中, E/N_0 为信噪比。可以看出:雷达的测距精度与信号带宽和信噪比成反比。

(2) 速度

根据多普勒频率,其中 v_r 为径向速度,测速精度可以表示为:

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\tau\sqrt{2E/N_0}} \quad (5)$$

速度分辨率为:

$$\Delta v = \frac{c}{2f_0\tau} \quad (6)$$

其中, τ 是信号持续时间,正比于信号时宽。可以看出:测速精度和速度

分辨率都与信号时宽成反比,而且信号波长越短,测速精度和速度分辨率越高。

(3) 角度

角度的测量与天线孔径有关,若天线的半功率波束宽度为:

$$y(t) = \sum_{\mu=0}^{N_{\text{ant}}-1} \exp(j2\pi f_D t) \sum_{n=0}^{N_c-1} A(\mu, n) \times \left\{ d_{Tx}(\mu N_c + n) \exp(-j2\pi f_n \frac{2R}{c_0}) \right\} \times \exp(j2\pi f_n t) \text{rect}\left(\frac{t - uT_{\text{OFDM}} - \frac{2R}{c_0}}{T_{\text{OFDM}}}\right) \quad (7)$$

则方位角或俯仰角的测量精度可以表示为:

$$\sigma = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{1.6\sqrt{2E/N_0}} \quad (8)$$

2.2 雷达通信一体化系统的波形设计

雷达通信一体化系统最大的挑战就是找到合适的信号能同时完成信息的传递和雷达探测功能。雷达和通信的参数都跟信道特性有关,最主要的信道特性是多普勒频率和最大多径时延,并且由于回波经历了二倍的传播路径,因此这些特性对雷达的影响更大。除了信道的物理特性外,还有一些只针对雷达性能的限制,主要跟雷达的模糊函数有关。

传统雷达波形设计的目的是得到具有最优自相关特性的波形来保证雷达探测性能。雷达波形的选择要考虑3个性能因素:目标距离、多普勒和方位角。对于车载雷达来说,在交通密集的区域,波形应能有效地

对抗干扰和噪声。而通信的主要性能指标包括:覆盖范围、时延、数据速率、系统容量等。通信波形的选择是要保证能对抗各种信道衰落以及多用户干扰从而正确地解调解码出通信信息。

考虑到现有雷达的实现技术和现有的通信技术,车载雷达通信一体化信号的主要研究方向有:基于线性调频的雷达通信^[4]、基于扩频的雷达通信^[6-9]、基于 OFDM 雷达通信^[10-11]。当然,这些技术还可进一步与多天线、波束赋形等技术结合起来^[7]。

2.3 基于线性调频的雷达通信

基于线性调频的雷达通信主要分为2类:基于准正交波形叠加的方案^[4-5]和基于单一波形的方案^[11-13]。在单一波形方案中,又可分为2类:基于波形分离方案^{[9][14]}和基于分数阶傅里叶变换的方案^[6]。

2.3.1 基于准正交波形叠加的方案

在基于准正交波形叠加的方案中^[4-5],雷达信号和通信信号使用相互“正交”的波形,例如:雷达探测可以使用 Down-Chirp 信号(频率随时间线性下降),通信数据可以使用 Up-Chirp 信号(频率随时间线性上升),并使用2个“正交”的匹配滤波器分别提取期望的信号。用户之间的数据可以通过不同的调频斜率、不同的发射时间、不同的起始频率等来进行区分。

此方案中,雷达信号为:

$$f_{\text{Radar}}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \cdot e^{j(2\pi \cdot f_c \cdot t - \pi \cdot k \cdot t \cdot t)} \quad (9)$$

通信信号为:

$$f_{\text{Comm}}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \cdot e^{j(2\pi \cdot f_c \cdot t + \pi \cdot k \cdot t \cdot t + \pi \cdot d)} \quad (10)$$

雷达信号和通信信号在一个雷达脉冲内是基本正交的。

基于准正交波形叠加的方案示意图如图1所示。

2.3.2 基于波形分离方案

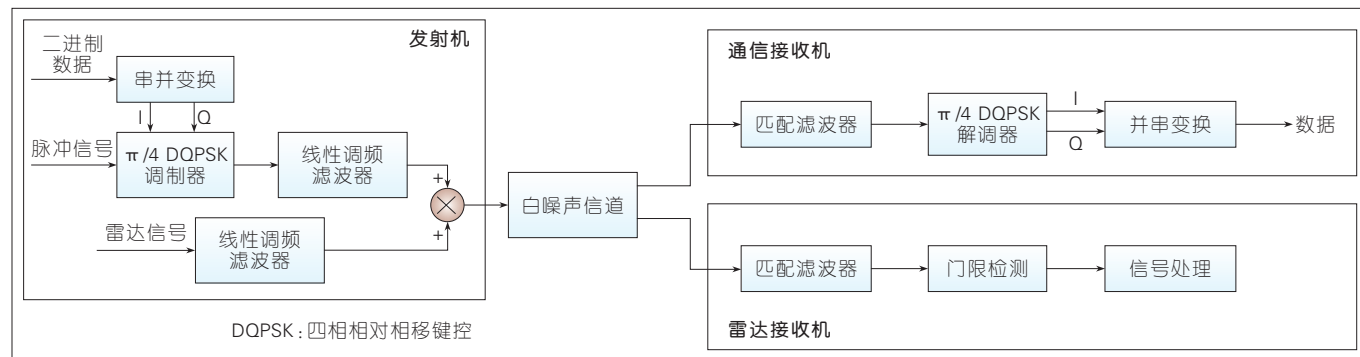
基于波形分离方案的示意图如图2所示^[13]。在发射端,编码后的通信信息调制到雷达波形上发射。在接收端,通过分离器将雷达信号和通信信号进行分离之后再分别进行处理。分离的方法主要包括了同态滤波、白化等。

2.3.3 基于分数阶傅里叶变换的方案

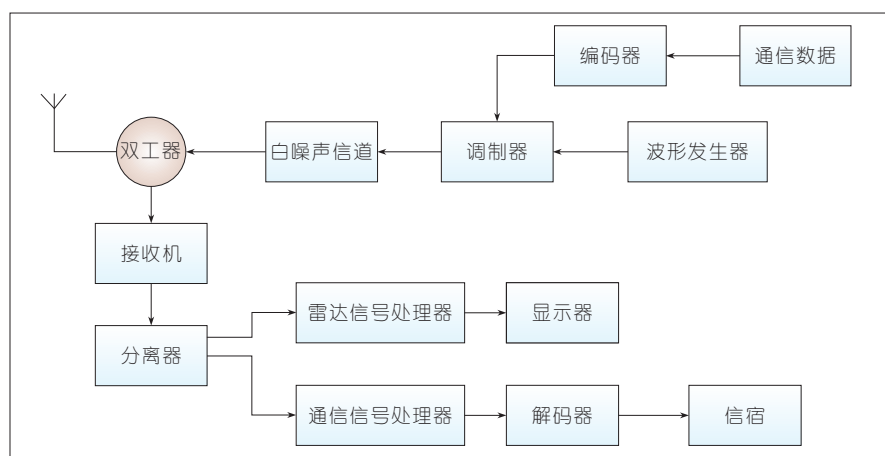
基于分数阶傅里叶变换(FRFT)方案的示意图如图3所示^[11]。雷达信号和通信信号是同一个,通信数据调制在不同的初始频率的 Chirp 信号上,接收端使用分数阶傅里叶变换分别把通信数据和雷达信号提取出来。

2.3.4 基于扩频的雷达通信

为了获得较好的通信性能,可以考虑使用具有良好自相关特性的扩频信号来作为雷达通信一体化的信号。系统只发射一个扩频信号,一方面,系统利用自己发射的信号回波进行目标探测,实现雷达功能;另一方面系统通过该发射信号给另外的系



▲ 图1 基于准正交波形叠加的方案示意图



▲ 图2 基于波形分离的方案示意图

统发射通信数据。用户之间的数据通过不同的扩频码来区分。

一个雷达接收到的信号^[7]为：

$$y(t) = Ax(t - \frac{2R}{c_0}) = A \sum_{i=0}^{LN_{sym}-1} c(i)g(t - \frac{2R}{c_0} - iT) \quad (11)$$

用本地码与接收到的雷达信号做相关之后得到：

$$r_{yx}(t, \tau) = \int_{t=0}^{LN_{sym}T} (A \sum_{i=0}^{LN_{sym}-1} c(i)g(t - \frac{2R}{c_0} - iT)) \times (\sum_{k=0}^{LN_{sym}-1} c(k)g(t - \tau - kT)) dt \quad (12)$$

在对公式进行简化之后，当 $\tau = \frac{2R}{c_0} - (k-i)T$ 时，可得到相关峰值。

此时， $k = i + \left\lfloor \frac{2R}{c_0 T} \right\rfloor$ ，进而知道了目标的距离、使用的扩频码，可以进一步解调出数据，并得到目标速度（从码

相位推出）。

2.3.5 基于 OFDM 的雷达通信

OFDM 信号^[10]也是目前雷达通信一体化系统波形设计的研究内容之一。OFDM 信号作为雷达信号，具有图钉状的模糊函数，同时具有距离和多普勒的高分辨率，而没有距离——多普勒耦合问题，可以独立地处理距离和多普勒信息。但 OFDM 信号对多普勒频移更加敏感，会破坏回波子载波之间的正交性，从而需要频偏估计与补偿。另外，OFDM 信号具有较高的峰值平均功率比（PAPR），如果要获得较高的发射功率，则要尽量降低信号的 PAPR 并采用大动态范围的线性放大器。

基于 OFDM 信号的雷达通信示意如图 4 所示^[10]。雷达信号和通信信号

是同一个，一个雷达收到的自己的回波为^[7]：

$$y(t) = \sum_{\mu=0}^{N_{sc}-1} \exp(j2\pi f_D t) \sum_{n=0}^{N_c-1} A(\mu, n) \times \left\{ d_{Tx}(\mu N_c + n) \exp(-j2\pi f_n \frac{2R}{c_0}) \right\} \times \exp(j2\pi f_n t) \text{rect}(\frac{t - uT_{OFDM} - \frac{2R}{c_0}}{T_{OFDM}}) \quad (13)$$

用其和本地发射的信号相除，然后经过一系列离散傅里叶逆变换（IDFT）/离散傅里叶变换（DFT）运算之后，即可得到距离（R）和速度（ f_D ）。

其他雷达收到上述信号后，进行快速傅里叶变换（FFT）运算、解调、解码之后即可得到通信数据。

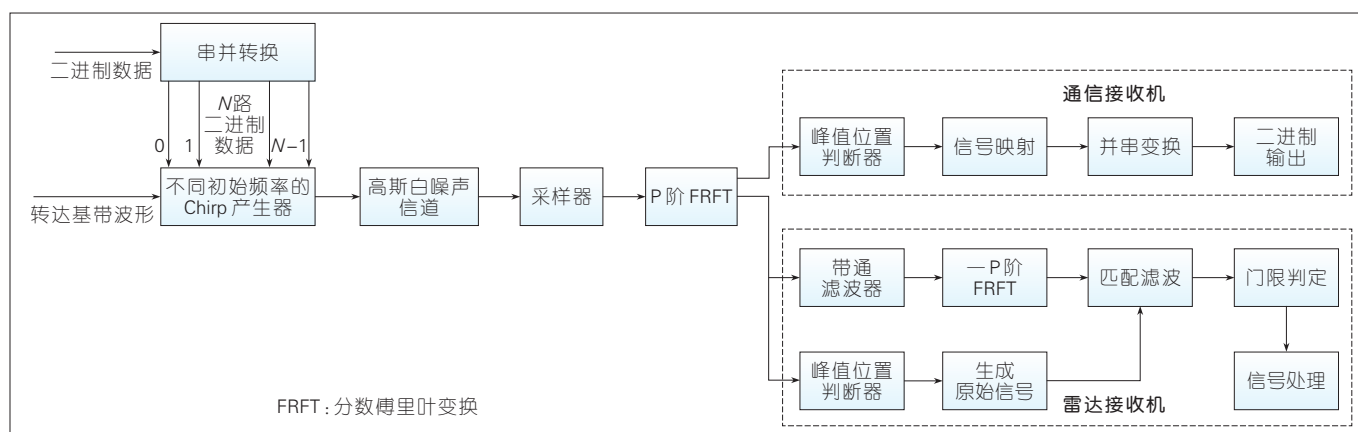
2.4 仿真/测试结果

目前，雷达通信一体化信号的研究主要集中在调频连续波、扩频信号、正交频分复用技术（OFDM）信号这 3 种类型，相关的研究和仿真也多是基于这 3 种类型。

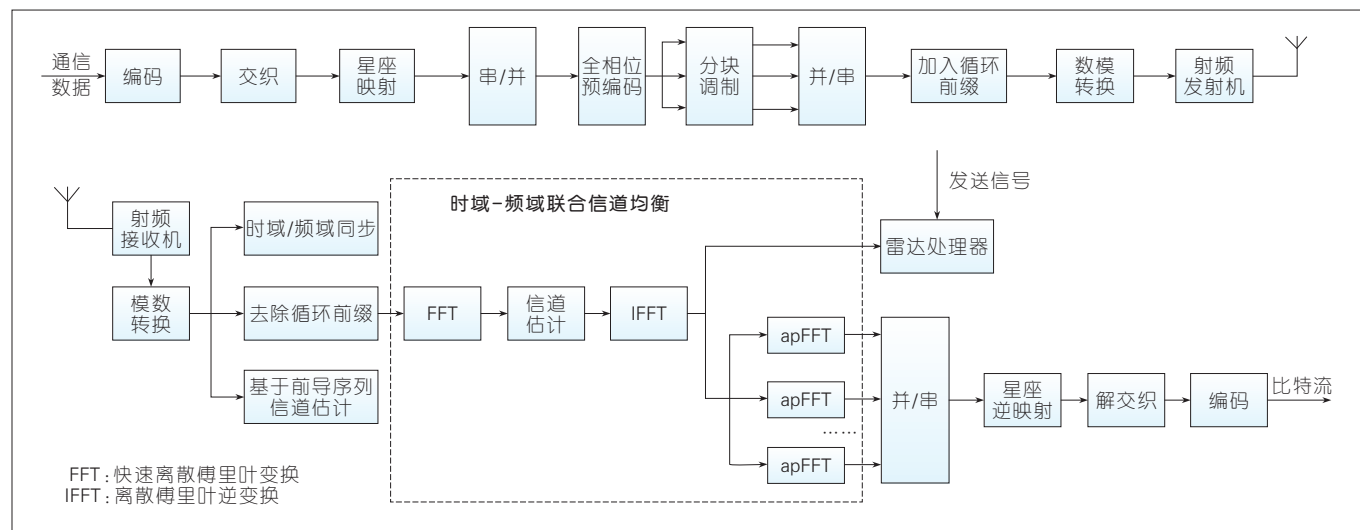
2.4.1 雷达性能

2.4.1.1 线性调频方案的仿真/测试结果

文献[4]中，作者使用了 Up-Chirp 信号（雷达）和 Down-Chirp 信号（通信）（它们基本正交），Chirp 信号调频率为 40 MHz/us，系统带宽为 80 MHz，脉冲时间为 2 us（频率从最低到最高



▲ 图3 基于分数阶傅里叶变换的方案示意图



▲ 图4 基于OFDM方案的示意图

所需要的时间),处理增益(时宽带宽积)为 22 dB,数据调制方式是 $\pi/4$ -DQPSK;射频频率为 10 GHz。

从文献[4]中的仿真结果可知:当信号与干扰加噪声比(SINR)超过了 15 dB 时,检测概率可达到 85%(或更高),从而可以检测出大多数目标。

文献[5]中,作者使用了 Up-Chirp 信号(雷达)和 Down-Chirp 信号(通信)(它们基本正交),Chirp 信号的调频率为 1 GHz/us,而载波频率则为 750 MHz,系统带宽为 500 MHz,脉冲时间为 0.5 us(频率从最低到最高所需要的时间),处理增益(时宽带宽积)为 24 dB;数据调制方式则为二进制相移键控(BPSK),射频频率约为 75 MHz,发射功率为 27 dBm。

从文献[5]的测试结果可知:其雷达通信系统能可靠地区分出 10 m 之外的 2 个相隔 63 cm 的目标。另外,文献[6]还提到,其目标检测概率为 99%。

2.4.1.2 直接序列扩频方案的仿真/测试结果

文献[11]中,作者使用的仿真设置为:使用 m 序列来扩频(SF=15, 31, 63, 127, 255);码片速率为 48 MCps;信号带宽为 96 MHz;数据长度为 256 个符号,数据调制方式为 BPSK。

从文献[11]的仿真结果可知:当 SINR 超过 0 dB 时,峰值旁瓣(PSL)(SF=255)达到 40 dB,从而能有效地区分出 2 个不同的目标。

2.4.1.3 OFDM 方案的仿真/测试结果

文献[7]中,作者使用的仿真设置为:载波频率为 5.9 GHz,全相位 OFDM 子载波个数为 512,CP 长度为 1.4 us,加入了 CP 之后的全相位 OFDM 符号长度为 23.8 us,系统带宽为 91.5 MHz,一帧内的全相位 OFDM 符号个数为 177,一帧的时间长度则为 4.25 ms,子载波间隔为 180 kHz。

从文献[7]的仿真结果可知:当 SINR 超过 0 dB 时,距离的均方误差(MSE)几乎接近于 0,从而能有效地区分出 2 个不同的目标;当 SINR 超过 0 dB 时,Doppler 频移的 MSE 大约为 100 Hz(等价于 5 m/s, 18 km/h),从而能较为有效地区分出 2 个不同的运动速度。

从上面的仿真结果可以看出:3 种雷达通信的方案能有效地检测出目标。

2.4.2 通信性能

2.4.2.1 线性调频方案的仿真/测试结果

2.4.1.1 节中文献[4]的仿真结果可

知:当 SINR 超过 11 dB 时,误码率(BER)低于 0.1%,从而可以满足一般的通信性能需求。

2.4.2.2 直接序列扩频方案的仿真/测试结果

文献[7]中,作者使用的仿真设置如下:载波频率为 2 MHz,采样频率为 20 MHz,使用 m 序列来扩频,扩频因子为 15 或 31,码片宽度为 1 us,数据调制方式为差分相干二进制相移键控(DBPSK),数据长度为 2 000 个符号。

从文献[7]的仿真结果可知:当 SINR 超过 3 dB 时,BER(SF=15)低于 0.1%,从而可以满足一般的通信性能需求。

2.4.2.3 OFDM 方案的仿真/测试结果

文献[10]中,作者使用的仿真设置如下:载波频率为 5.9 GHz,全相位 OFDM 子载波个数为 512,CP 长度为 1.4 us,加入 CP 后的全相位 OFDM 符号的长度为 23.8 us,系统的带宽为 91.5 MHz,一帧内的全相位 OFDM 符号个数为 177,一帧的时间长度为 4.25 ms,子载波间隔为 180 kHz。

从文献[10]中的仿真结果可知:当 SINR 超过 8.2 dB 时,BER 低于 0.1%,从而可以满足一般的通信性能

需求。

从上面的仿真结果可以看出:3种雷达通信的方案在不太高的SINR下能较好地传输数据。

2.5 试验/测试系统

2.5.1 基于线性调频的雷达通信试验系统

如图5所示^[5]:该系统的工作频率为750 MHz,带宽为500 MHz,距离分辨率为63 cm,雷达检测概率为99%,虚警为7%。在1 Mbit/s速率下的BER为0.002(这时雷达脉冲重复频率为150 kHz,雷达脉冲时间宽度1.5 ns)。

2.5.2 基于直接序列扩频的雷达通信测试系统

图6为(南京理工大学)基于直接序列扩频的雷达通信测试系统(信号处理板卡),由现场可编程门阵列(FPGA)、模数转换(A/D)、数模转换

(D/A)等组成^[8]。该系统使用30 MHz中频、31位m序列扩频,通信速率为129 kbit/s,PSL为13 dB。

2.5.3 基于OFDM的雷达通信试验系统

美国迈阿密大学研制了超宽带合成孔径雷达,并使其成为通信雷达一体化系统,图7为他们在实验室研制的OFDM超宽带合成孔径雷达试验系统^[15-16]。

2.6 小结

从以上的仿真和试验系统可以

看出:车载雷达通信系统可以使用多种信号来实现,最简单的是使用目前最常用的雷达信号——调频连续波(FMCW),通信信息直接调制在该信号上,也可以使用现有的通信信号,比如扩频信号和OFDM信号。根据仿真验证:24 GHz车载雷达通信系统的雷达作用距离可达100 m,通信距离则在500 m以上,数据的传输速率最高可达20 Mbit/s(采用OFDM信号);使用77 GHz车载雷达通信系统的话,雷达的测距范围和有效的通信距离基本相当,可达250 m,峰值数据

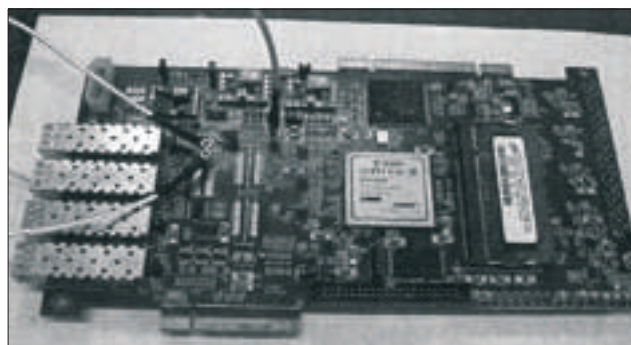
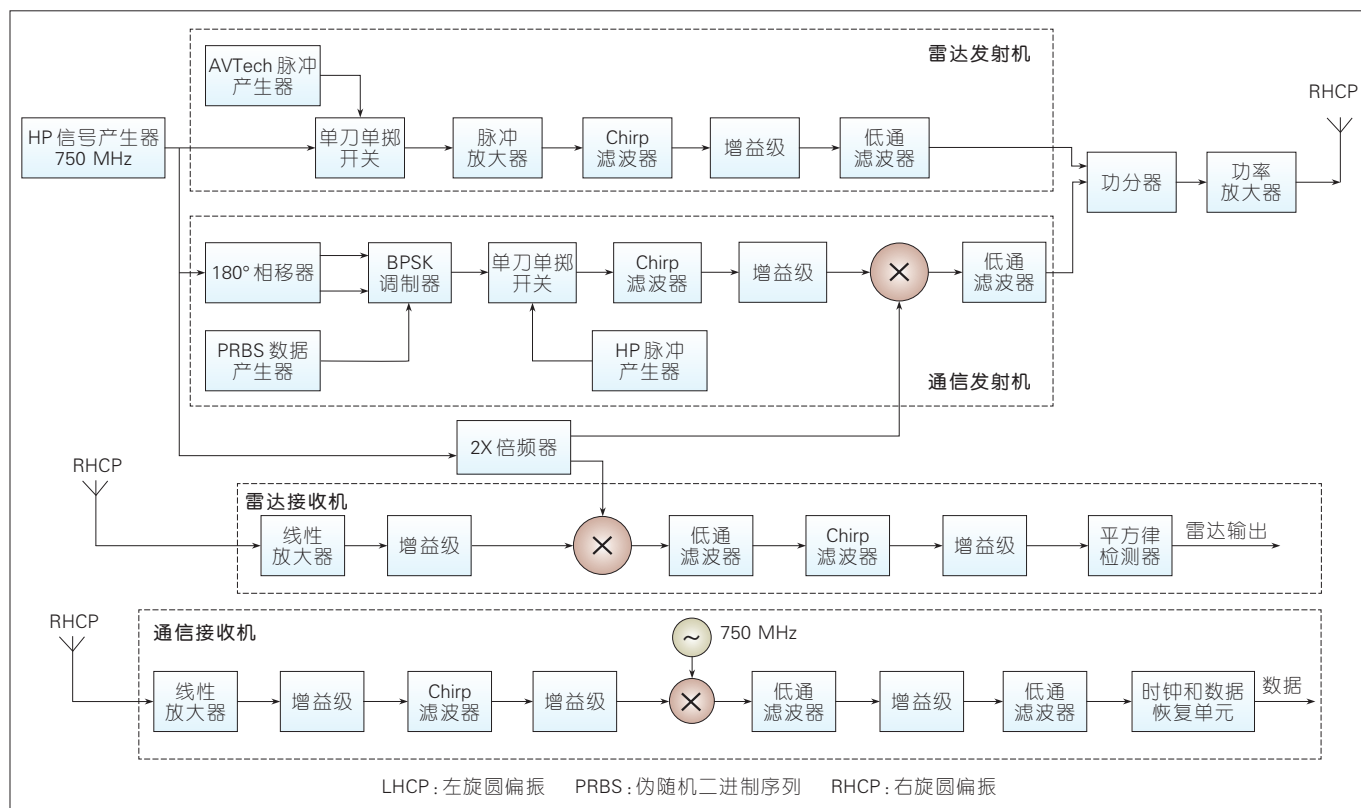
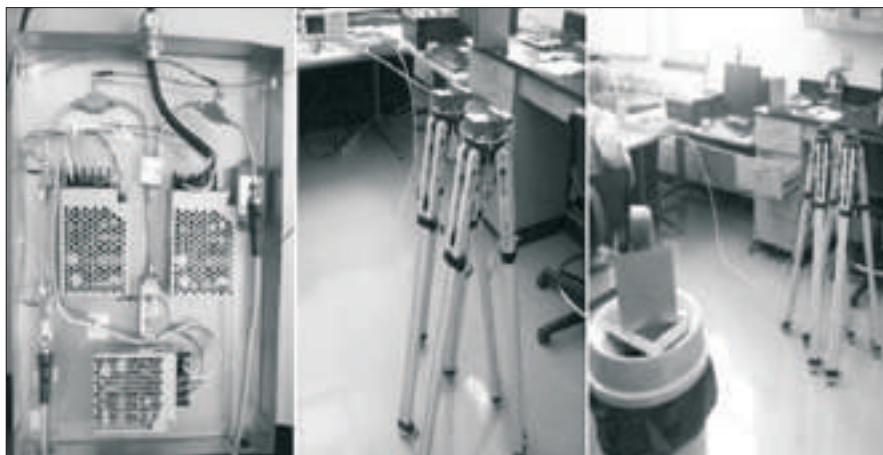


图6▶
基于直接序列扩频的
雷达通信测试系统(信号
处理板卡)



▲图5 基于线性调频的雷达通信实验系统



▲ 图7 OFDM超宽带合成孔径雷达试验系统

速率为 20 Mbit/s (采用 OFDM 信号), 而距离和速度的分辨率和精度都远高于 24 GHz 系统。距离分辨率可小于 1 m, 测速范围可达 ± 200 km/h。至于时延指标, 除了传播时延和系统处理时延外再无其他网络时延, 可以满足汽车安全的时延要求^[17-19]。

因此, 从仿真验证的结果来看: 车载雷达通信系统完全可以在不损失雷达性能的条件下实现车联网通信, 不仅可以为车辆提供驾驶辅助的各项功能, 而且获得更远视角的道路信息, 满足智能驾驶对传感器感知信息和网联信息融合的需求。

3 结束语

在技术创新的驱动下, 通信、互联网与各行业的融合发展日新月异, 万物互联的时代已经开启, 不仅包括人与人、人与物之间的联接, 也包括物与物之间的联接, 车联网就是其中重要的组成部分。而对于汽车产业, 伴随着人们对汽车驾驶的舒适度、安全性等用户需求的提升, 自动驾驶成为人们追求的炙手可热的目标之一。目前自动驾驶产业整体水平处于 Level 1/Level 2 (根据美国 NHTSA 或 SAE 标准) 或驾驶辅助 (根据中国 SAE 标准) 水平, 中国的先进驾驶辅助的各主要功能的新车渗透率除了车身电子稳定系统之外都不足 10%。根据中国汽车工程学会发布

的信息, 中国到 2020 年将推进以自主环境感知为主、网联信息服务为辅的部分自动驾驶的应用, 到 2025 年重点形成网联式环境感知能力并实现复杂工况下的高度自动驾驶, 到 2030 年通过 V2X 协同控制实现完全自动驾驶。

因此, 如何从目前低渗透率的驾驶辅助阶段快速有效地推进到具有自主环境感知能力和网联功能的自动驾驶阶段成为关键问题。通过车载雷达通信系统, 车辆不仅可以通过自身雷达探测功能感知周围环境, 更可以在车辆之间建立通信网络, 通过协作式的通信获得更广范围的区域信息。远近信息的融合不仅为车辆自身的安全驾驶提供有力的保障, 更可以实现全道路的智能驾驶和整体交通效率的提升。因此, 车载雷达通信系统将会成为自动驾驶产业最核心的传感器之一, 加速智能网联汽车的产业化进程, 进而提升自动驾驶产业的整体水平。

参考文献

- [1] ETSI. Electromagnetic compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Short Range Devices; Road Transport and Traffic Telematics (RTTT); Radar equipment operating in the 76 GHz to 77 GHz range; Part 1: Technical characteristics and test methods for radar equipment Operating in the 76 GHz to 77 GHz Range: EN 301 091-1 V1.3.3. 2006.11[S].2006
- [2] HUGHES P K, CHOE J Y. Overview of Advanced Multifunction RF Systems (AMRFS)[C]//Phased Array Systems and

Technology, 2000. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on, USA: IEEE.

2000: 21-24. DOI: 10.1109/PAST.2000.858893

- [3] ANTONKI P, BONNEAU R, BROWN R, et al. Bistatic Radar Denial/Dmbedded Communications via Waveform Diversity[C]//Proceedings of the Radar Conference, 2001. USA:IEEE, 2001:41-45
- [4] ROBERTON M. Integrated Radar and Communications Based on Chirped Spread-Spectrum Techniques[C]//Microwave Symposium Digest2003 IEEE MTT-S International. USA: IEEE, 2003. DOI: 10.1109/MWSYM.2003.1211013
- [5] GEORGE N. SADDIK. Ultra-Wideband Multifunctional Communications/Radar System[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(7): 1431 - 1437. DOI: 10.1109/TMTT.2007.900343
- [6] 杨基慧. 倒车雷达系统的研究与设计[D]. 长春: 吉林大学, 2012
- [7] STURM C. Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(7): 1236 - 1259. DOI: 10.1109/JPROC.2011.2131110
- [8] 郁如圣. 基于制导雷达的通信信号处理研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2012
- [9] LG Electronics. Status Report for V2X on LTE-based V2X Services: RP-162553[R]. Austria, 2016
- [10] 周英. 车联网环境下的雷达通信一体化信号分析与设计[D]. 长沙: 湖南大学, 2014
- [11] 李晓柏. 基于 Chirp 信号的雷达通信一体化研究[J]. 雷达科学与技术, 2012, 10(2): 180-186
- [12] 陈正辉. MIMO 雷达 OFDM-LFM 波形设计与实现[J]. 雷达科学与技术, 2013, 11(1): 77-81
- [13] 邹广超. 雷达通信一体化设计的信号与处理方法研究[D]. 无锡: 江南大学, 2011
- [14] 张江涛. 77GHz 车载雷达的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014
- [15] 霍凯. OFDM 新体制雷达研究现状与发展趋势[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2776-2789, 2015
- [16] DMITRIY G, JONATHAN S, KYLE K, et al. Wideband OFDM System for Radar and Communications [C]//IEEE National Radar Conference-Proceedings. USA: IEEE, 2009: 1-6. DOI: 10.1109/RADAR.2009.4977024
- [17] SKOLNIK M. 雷达系统导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007
- [18] 保铮. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [19] GINI F. Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems [M]. British: The Institution of Engineering and Technology, 2012

作者简介



朱伏生, 中兴通讯无线经营部总工程师; 长期从事无线通信技术与产品研发; 曾主持“863”计划、科技支撑计划、科技重大专项等多个项目; 获国家科技进步二等奖、中国通信学会一等奖等; 发表论文 9 篇, 申请专利 14 项。

关于毫米波与太赫兹通信的思考

Thoughts on Millimeter Wave and Terahertz Communications

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0039-004

摘要: 认为毫米波多通道高集成度芯片和多通道高速基带处理芯片的发展日新月异,毫米波正在逐渐成为支撑第5代移动通信(5G)、超高速短距无线接入、空联网(IoS)等的共性技术,而且还在往更高的太赫兹频段扩展。随着这些技术的逐渐商用,它们将深刻改变人们的生活。针对毫米波与太赫兹通信做些评述,权当抛砖引玉。

关键词: 毫米波; 太赫兹; 无线通信

Abstract: It is considered that millimeter-wave multi-channel high-integration chip and multi-channel high-speed baseband processing chip are developing rapidly. Millimeter wave is becoming a generic technology for 5G wireless communications, high throughput short-range wireless access, Internet of Space (IoS), etc., and is also extending to THz frequency band. Therefore, some comments and predictions on millimeter wave and THz communications are presented in this paper for reference.

Keywords: millimeter wave; Terahertz; wireless communications

洪伟/HONG Wei

(东南大学, 江苏 南京 211189)
(Southeast University, Nanjing
211189, China)

1 毫米波与太赫兹通信简介

在微波毫米波领域, 300 MHz ~ 26.5 GHz 定义为微波频段, 26.5 ~ 300 GHz 定义为毫米波频段。之所以以 26.5 GHz 作为分界点, 是由于毫米波 Ka-波段的定义为 26.5 ~ 40 GHz 所致。300 ~ 3 000 GHz 定义为亚毫米波频段, 微波领域一般认为 300 (0.3 THz) ~ 10 000 GHz (10 THz) 为太赫兹 (THz) 频段。在光学和物理界, 定义 100 ~ 10 000 GHz, 即 0.1 ~ 10 THz 为太赫兹频段^[1-4]。尽管不同领域对于毫米波和太赫兹频段的定义有所差异, 但对研究和应用没有实质性的影响。

毫米波技术的研究历史已超过百年, 可追溯到 19 世纪末。但很长时间以来, 毫米波技术主要应用于军事、射电天文等领域。近年来, 随着 5G 的发展, 毫米波成为 5G 核心技术之一^[4-7]。5G 分低频段 (Sub-6 GHz) 和高频段 (毫米波), 低频段目标是支持 $n \times 1$ Gbit/s 的高速通信, 而毫米波频段支持 $n \times 10$ Gbit/s 的高速通信。在 3G、4G 网络中, 毫米波技术, 例如 40 GHz 频段和 80 GHz 频段 (E-Band) 的点对点高速传输系统, 已广泛应用于网络回传和前传。

据报道, 手机用户超过 50% 的流量是通过 Wi-Fi 获得的, 也就是说移动通信与无线局域网 (WLAN) 已深度融合。目前, Wi-Fi 主要使用的是 2.4 GHz 和 5.8 GHz 的工业、科学、医学 (ISM) 频段。为了支持移动用户更高的接入速率, 电气和电子工程师协

会 (IEEE) 802.11 标准组也在寻求毫米波解决方案, 如 60 GHz 频段的 IEEE 802.11ad、IEEE 802.11ay 和 IEEE 802.11aj (60 GHz), 以及中国主导的 IEEE 802.11aj (45 GHz)^[8-9]。超高吞吐率毫米波短距接入将是 5G/B5G 的一个重要的支撑技术或组成部分。

近年来, 以美国为首的西方国家正在快速布局高速卫星互联网或空联网 (IoS), 中国也在紧锣密鼓地发展以卫星网为基础的空天地海一体化通信网。虽然星座不同, 星数各异, 但是每颗星的吞吐总量大都在 10 Gbit/s 量级。为了支持如此高的吞吐量和高速组网, 宽带毫米波高速传输技术成为首选。近几年, 太赫兹通信也被不断提及, 甚至有人认为 6G 移动通信就是由毫米波向太赫兹扩展, 也有人认为 5G+IoS 就是 6G。当然, 现在说 6G 是什么还有点为时尚早, 随着新技术的不断涌现和人们对其逐渐形成共识, 6G 技术才会渐渐地明朗。

毫米波与太赫兹成像技术已在射电天文领域广泛应用, 近年来在机场安检、医学成像等领域也开始应用。毫米波雷达在军事领域、民用导航领域应用历史已很久。近年来, 汽

收稿日期: 2018-05-10
网络出版日期: 2018-05-29

车自动驾驶的研究和试验已形成一股热潮,其核心技术包括传感器、高精度电子地图和人工智能(AI)等。其中,毫米波汽车雷达由于其作用距离远,测速、测角、测距精度高,全天候工作等优点将成为汽车辅助驾驶(ADAS)和汽车自动驾驶的最主要的传感器。这也将成为无线电设备继手机之后的又一个规模巨大的市场。将毫米波雷达与通信系统融合,在探测周围汽车的同时实现车间通信也是当前的一个热点研究课题。车联网(IoV)也是当前的一个热点领域,其目的是在车到万物(V2X)(这里V指车,X指路边基础设施、其他车辆、行人、云平台等)之间建立起智能交通管理和车辆智能化控制的一体化网络,相关标准有专用短程通信技术(DSRC)和长期演进(LTE)-V2X,主要在5.9 GHz频段。随着V2X交互信息量的增加,很可能需要增加毫米波频段。

当前太赫兹通信还处于萌芽状态,频谱规划、应用场景、核心元器件等都还处于研究探索阶段。我们知道,半导体功率器件的输出功率随着频率的提高而降低,接收机的噪声系数随着频率的升高而增大(恶化),而且集成电路,特别是可实现低成本高集成度的硅基集成电路还会受到截止频率(f_c)的限制。因此,太赫兹通信走向实用还需要相当长的一段时间。尽管如此,考虑到太赫兹频段蕴含的巨大频谱资源,探索、开发和应用太赫兹频谱资源是未来一个重要的方向。考虑到5G毫米波通信定位为 $n \times 10$ Gbit/s通信,太赫兹通信将定位于 $n \times 100$ Gbit/s通信。下一节将对毫米波与太赫兹通信再进一步作些阐述。

2 毫米波与太赫兹通信及其应用

2.1 5G毫米波通信

对于5G低频段(Sub-6 GHz),相

应的国际标准NR15已颁布,中国工信部也已批准3.3~3.6 GHz和4.8~5.0 GHz 2个5G使用频段。对于5G毫米波,目前还处于研究阶段,很多问题需要梳理清楚,但工信部已就24.75~27.5 GHz和37~42.5 GHz两个5G毫米波候选频段征求意见。众所周知,大规模多输入多输出(MIMO)是5G关键技术之一。相对于5G低频段而言,5G毫米波将面临很多技术方面的挑战和瓶颈问题。例如:全数字大规模MIMO阵列的几十到几百通道数和500 MHz以上的信道带宽将导致太比特每秒量级海量数据的实时处理问题;由于阵列天线单元间距二分之一波长的限制,在毫米波频段将不得不将天线和多通道毫米波收发信机一体化集成,这将导致测量方法以及测量规范的变革,而且需要在多通道(2/4/8/16/32/64通道)毫米波单芯片、封装技术以及封装天线等方面取得突破。目前,大部分单位研发的5G大规模MIMO系统是基于相控子阵的混合多波束阵,这本质上是一个折中方案。一方面,采用 m 个单元的相控子阵可将毫米波收发信机通道数从 N 减至 N/m ,从而大大降低成本、功耗、后端数字处理难度等;但另一方面,由于引入相控子阵,同一时间阵列多波束的覆盖范围也大大缩减^[9],需要通过时分相扫实现宽的覆盖范围,从而导致通信容量的大幅度下降。因此,随着集成电路的发展和系统集成技术的提高,5G毫米波最终应过渡到基于全数字多波束的大规模MIMO技术。此外,基于射频无源波束形成网络的多波束阵^[10]也是非常理想的实现大规模MIMO的技术,但对于高阶波束形成网络,如何降低其插入损耗是一个需要突破的瓶颈问题。

2.2 毫米波超高速短距无线通信

正如前面提到的,目前手机用户超过50%的流量是通过Wi-Fi获得的。因此,基于WLAN的高速短距接

入成为承载用户无线流量的主要手段。可以预见:5G及B5G系统中这一状况也将继续。1997年IEEE针对WLAN在2.4 GHz的ISM频段制定了第一个标准,即IEEE 802.11,之后陆续颁布了802.11a~n,传输速率基本上在几兆比特每秒到几十兆比特每秒。近年来又陆续推出或制订一些可支持吉比特每秒传输的标准,如802.11ac、802.11ad、802.11ay、802.11aj等,其中后3个标准都在毫米波频段。也就是说,为了支持更高速率(如: $n \times 1$ Gbit/s ~ $n \times 10$ Gbit/s)的无线接入,毫米波成为首选频段。

2010年,本文作者等提出了中国毫米波超高速近远程通信标准Q-LINKPAN建议,并带领中国无线个域网(CWPAN)标准化工作组下的SG5研究组开始该标准的研究与制订。2012年IEEE 802.11aj国际标准工作组成立,主要基于中国提出的45 GHz超高速短距接入(Q-LINKPAN的短距部分)和中国60 GHz短距接入制订一个新的标准,这也是IEEE 802.11家族中第一个由中国主导的标准。2013年工信部批准了9.5 GHz的频谱用于发展该标准(40.5~47 GHz、47.2~50.2 GHz)。2015年,科技部5G重大专项将该标准作为短距毫米波高速接入部分给予支持。2015年1月东南大学牵头的研究团队完成了IEEE 802.11aj(45 GHz)标准协议的物理层传输主体框架及媒体接入控制层主要技术,2018年5月IEEE 802.11aj国际标准正式发布。在该标准制订过程中,很多大学、研究所和企业数以百计的人员做出了卓越的贡献,东南大学和中兴微通公司近百人的教师、工程师、研究生团队以及很多大学和研究所的科研人员为IEEE 802.11aj(45 GHz)的顺利完成付出了艰苦的劳动。

2.3 面向空联网的毫米波宽带高速传输技术

空联网(IoS)利用中低轨卫星网

实现全球无死角的高速覆盖,正在成为继物联网(IoT)之后的一个新的研究热点,鉴于其重大的军事意义和民用价值,欧美等发达国家已开始规划和部署高速空联网。例如:维珍、软银等公司投入建设的OneWeb低轨卫星网,计划在低地球轨道部署700多颗卫星,每颗星的吞吐率为6 Gbit/s,支持地面终端速率为50 Mbit/s。谷歌、SES、汇丰银行等投入建设的O3B中轨卫星网,计划在8 062 km轨道高度上部署16~24颗卫星,每颗星有10个可调波束,吞吐率达16 Gbit/s。SpaceX计划在1 000多千米和几百千米的近地轨道上发射4 425(也有报道说10 000)多颗卫星,构建高速空联网。

随着经济的发展,中国需逐步承担起大国的责任,高速空联网将是支撑中国全球战略的不可替代的基础条件。此外,中国南海、东海,以及很多偏远山区还没有实现有效的高速通信覆盖。因此,部署中国的高速空联网具有重大的战略意义。实际上,空天地海一体化通信在中国已越来越得到重视,很多研究单位也已积极开展相关工作。也就是说,中国在空联网方面起步不晚,抓住时机,则可像北斗一样,实现又一次跨越。

自1970年中国第一颗人造卫星发射以来的近半个世纪,卫星发射技术已趋于成熟,发展高速空联网的关键是高速数据传输与组网技术。OneWeb和O3B空联网中每颗卫星的吞吐率都接近或超过10 Gbit/s。为了支撑如此高的吞吐率或吉比特每秒量级的数据传输速率,大带宽的毫米波通信技术成为首选。此外,相较于微波低频段,毫米波系统和天线的体积、重量和功耗将大幅度减小,从而适合于中小卫星载荷。

应用于高速空联网的毫米波宽带高速传输技术主要包含以下关键技术:(1)毫米波宽带通信系统;(2)毫米波高集成度相控阵技术;(3)毫米波多通道单芯片集成技术(包括抗

辐照技术);(4)动态组网技术等。

有人认为,5G+IoS就是6G。且不说这个看法是否正确,但陆地通信向空天地海一体化通信发展的趋势是很明显的。因此,将5G核心技术融入IoS的系统设计和标准制订是有意

2.4 毫米波与车联网

5G除了移动宽带增强(eMBB)延续传统之外,还增加了海量机器类通信(mMTC)和超可靠低时延通信(uRLLC)两个应用方向,涵盖了IoT、IoV、工业互联网等。关于IoV的定义说法不一,但基本上都包含了3个层面:数据采集、云中心和大数据分析。信息采集包括车载终端对自身环境和状态信息的采集,也应当包括道路基础设施对道路状况信息的采集等。采集手段包括视频、毫米波雷达、激光雷达、全球定位系统(GPS)等。毫米波雷达由于其成本低,测速、测距、测角精度高而被用作车载雷达、道路监测雷达(如卡口雷达)等。因此,从IoV信息采集角度讲,毫米波雷达是最重要的传感器之一。车载毫米波雷达使用频率主要集中在24 GHz和77 GHz两个频段,今后有可能逐渐过渡到76~81 GHz频段。

目前,车载毫米波雷达比较多采用调频连续波(FMCW)体制,其功能也比较清楚,就是测速、测距、测角,当然还要具备多目标跟踪能力。如果大量车辆安装毫米波FMCW雷达,人们自然会担心相互之间的干扰问题。从技术角度讲,由于车载毫米波FMCW雷达都采用相干检测,通过雷达信号处理基本上可滤除其他车辆雷达的非相干干扰信号。有人研究能否通过码分多址(CDMA)等技术进一步提高抗干扰能力,每一个雷达就像手机一样分配一个伪随机码,采用相关接收将自己发射并反射回来的信号检测出来。如果可以这样,那自然就会想到能否将车载雷达与车间

通信融合起来,同时实现雷达探测与低延时车到车(或端到端)通信,从而成为IoV的重要组成部分?因此,毫米波车载雷达与车间通信的融合设计将是今后一个重要的研究方向。

目前,关于IoV的标准主要有基于IEEE 802.11p和IEEE 1609的支持高速低延时的DSRC标准和3GPP的LTE-V2X标准,主要集中在5.9 GHz频段。随着5G特别是毫米波5G的到来,基于5G的IoV或V2X将支撑车辆海量采集数据量以及超高速率的通信。

2.5 太赫兹通信

虽然太赫兹具有可以覆盖0.1~10 THz的巨大频谱资源,但考虑到可实现性、成本、器件水平等因素,目前探索太赫兹通信还主要集中在0.1~0.5 THz频率范围。对于通信而言,大气吸收是选择合适频段的一个重要因素。我们知道,在0.1~0.5 THz频率范围内,120 GHz、180 GHz,以及325 GHz频段是大气吸收峰,每千米的吸收损耗高达十几到几十dB。因此,选择通信频段时需要避开这些频率。140 GHz、220 GHz、300 GHz、400 GHz频段都是大气窗口频率,每千米大气吸收衰减大约几dB,可以作为通信频段。实际上,在140 GHz、220 GHz频段开展通信研究已有几十年历史。近年来,300 GHz、400 GHz频段也不断成为高速通信研究的热点频段。

在毫米波频段还蕴藏着巨大的未被充分开发的频谱资源,现在就开始太赫兹通信研究是否为时过早?从学术角度而言,提早十年甚至几十年开始一个未来领域的探索研究是很正常的。那么,太赫兹通信与毫米波通信的定位必然会有差异。实际上,毫米波通信一般都是定位于 $n \times 10$ Gbit/s的高速率,而太赫兹通信将定位于 $n \times 100$ Gbit/s甚至Tbit/s的超高速通信。多年前,就有将太赫兹应用于星际通信的说法,其理由是带宽

大、尺寸小、大气层外无大气吸收损耗、天线容易获得 40 dB 以上的高增益等。近年来,开始讨论太赫兹超高速近距通信,以代替高速有线互连,如高速处理平台的背板,服务器无线互连等。至于太赫兹通信最终的核心应用是什么,还需要随着时间的推移逐渐显现。

3 结束语

到目前为止,关于毫米波与太赫兹通信还有一些争议,有相当一部分专家和单位对毫米波 5G 还持不乐观态度。但是,要看到毫米波多通道高集成度芯片和多通道高速基带处理芯片的发展日新月异。我们几年前面临的瓶颈问题正在被陆续克服(如已报道的 16 通道,每通道 ADC 采样率可达 2 GSa/s 的高速基带处理芯片等)。虽然我们还将面临很多挑战,但毫米波 5G、毫米波超高速短距接入(IEEE 802.11aj)、基于毫米波宽带传输的 IoS,甚至太赫兹通信都可能比我们预测的来得还要早,而随着这些技术的逐渐商用,将会深刻改变人

们的生活。

参考文献

- [1] LIU S G. Recent Development of Terahertz Science and Technology [J]. China Basic Science, 2006, 142(12): 7-12
- [2] YAO J Q, LU Y, ZHANG B G, et al. New Research Progress of THz Radiation[J]. Journal of Optoelectronics Laser, 2005, 16(4): 503-510
- [3] SIEGEL P. Terahertz Technology [J]. IEEE Transactions on Microwave and Theory Techniques, 2002, 50: 910-928
- [4] 洪伟、余超、陈继新,等. 毫米波与太赫兹技术 [J]. 中国科学:信息科学, 2016, 46(8): 1086-1107
- [5] HONG W, JIANG Z H, YU C, et al. Multibeam Antenna Technology for 5G Wireless Communications[J]. IEEE Transactions on AP, 2017, 65(12): 6231-6249. DOI: 10.1109/TAP.2017.2712819
- [6] PI Z, KHAN F. An Introduction to Millimeter-Wave Mobile Broadband Systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(6): 101-107. DOI: 10.1109/MCOM.2011.5783993
- [7] HOSSAIN E, HASAN M. 5G Cellular: Key Enabling Technologies and Research Challenges [J]. IEEE Instrument Measurement Magazine, 2015, 18(3): 11-21. DOI: 10.1109/MIM.2015.7108393
- [8] HONG W, HE S W, WANG H M, et al. An Overview of China Millimeter-Wave Multiple Gigabit Wireless Local Area Network System [J]. IEICE Transaction Communications, 2018, E101-B(2): 262-276. DOI: 10.1587/transcom.2017ISI0004
- [9] HONG W, WANG H M, CHEN J X, et al. Recent Advances in Q-LINKPAN/IEEE

802.11aj (45GHz) Millimeter Wave Communication Technologies[C]//Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). South Korea: Seoul, 2013, 227-229. DOI: 10.1109/APMC.2013.6695102

- [10] CHEN P, HONG W, KUAI Z Q, et al. A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide MIMO Technology for Wireless Communications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(6): 1813-1821. DOI: 10.1109/TAP.2009.2019868

作者简介



洪伟, 教育部长江学者奖励计划特聘教授、IEEE Fellow、国家杰出青年基金获得者、东南大学毫米波国家重点实验室主任, 目前担任中国电子学会微波分会副主任委员、天线分会副主任委员等职, 曾任或现任多个全球刊物编委等; 作为首席科学家或项目负责人承担完成多项国家“973”、“863”、创新群体、重大专项项目等; 获国家自然科学基金 2 项、部省科技进步一等奖 3 项等多项科技奖, 以及首届全国创新争先奖状、第三届中国青年科技奖等荣誉奖, 指导的学生中有 2 人获全国优秀博士学位论文奖、1 人获提名全国优秀博士学位论文奖; 发表论文 300 余篇, 出版学术专著 2 部, 在英、美、德、日、韩等十多个国家召开的国际会议上作大会报告/特邀报告/专题报告 40 余次, 获授权发明专利 90 余项。

发展中国太赫兹高速通信技术与应用的思考

Thoughts on the Development of Terahertz High Speed Communication Technology and Its Application in China

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0043-005

摘要: 太赫兹通信是未来移动通信 (Beyond 5G) 中极具优势的技术途径, 也是空间信息网络高速传输的重要手段, 具有军民融合、协同发展的应用前景。中国太赫兹高速无线通信关键技术已经取得了重要突破, 与世界技术水平基本同步。因此, 进一步加大力度发展太赫兹高速通信技术, 对于中国引领国际高速无线通信技术发展和未来移动通信标准化进程具有重要的战略意义。

关键词: 太赫兹通信; 未来移动通信; Beyond 5G

Abstract: Terahertz (THz) communication has great potential for the future mobile communications (Beyond 5G), and is also an important technique for the high data rate transmission in spatial information network. THz communication has great application prospects in military-civilian integration and coordinated development. In China, important breakthroughs have been achieved for the key techniques of THz high data rate communications, which is practically keeping up with the most advanced technological level in the world. Therefore, further intensifying efforts on the development of THz communication have the strategic importance for China in leading the development of future wireless communication techniques and the standardization process of Beyond 5G.

Key words: Terahertz communication; future mobile communications; Beyond 5G

陈智/CHEN Zhi
张雅鑫/ZHANG Yaxin
李少谦/LI Shaoqian

(电子科技大学, 四川 成都 611731)
(University of Electronic Science and
Technology of China, Chengdu 611731,
China)

1 太赫兹通信技术是下一代高速无线通信的核心技术

太赫兹波段 (THz) 是指频率在 0.1 ~ 10 THz 范围内的电磁波, 频率介于微波和红外波段之间, 兼有微波和光波的特性, 具有低量子能量、大带宽、良好的穿透性等特点, 是大容量数据实时无线传输最有效的

技术手段。太赫兹通信与微波通信相比, 带宽大, 信息传输容量高; 载波频率高, 能够有效穿透等离子体鞘套; 波长短, 易于实现小型化。与激光通信相比, 其波束宽度适中, 对平台稳定性和跟瞄要求较低。大气对太赫兹波的吸收较强, 有利于实现空间保密通信。

太赫兹通信技术在高速无线通信领域具备了明显的技术优势:

(1) 频谱资源宽, 太赫兹高速无线通信可选利用的频率资源丰富。

(2) 高速数据传输能力强, 具备

100 Gbit/s 以上高速数据传输能力。

(3) 通信跟踪捕获能力强, 灵活可控的多波束通信, 为太赫兹通信在空间组网通信中提供更好的跟踪捕获能力。

(4) 抗干扰/抗截获能力强, 太赫兹波传播的方向性好、波束窄, 侦查难度大; 太赫兹信号的激励和接收难度大, 具有更好的保密性和抗干扰的能力。

(5) 克服临近空间通信黑障的能力强, 能有效穿透等离子体鞘套, 可以为临近空间高速飞行器的测控提供通信手段。

近年来, 无线通信正面临有限频谱资源和迅速增长的高速业务需求的矛盾, 传统频谱资源几乎耗尽。各种高速需求不断涌现, 如目前已商用的二维全高清电视信号 (Full-HD) 的无压缩数据率为 3.56 Gbit/s, 更高分辨率的二维 4K 高清电视信号速率是 6 Gbit/s; 而三维电视信号的速率为上述二维信号的 2 倍, 即 3D-Full-HD 为 7.12 Gbit/s, 3D-4K 为 12 Gbit/s。更有

收稿日期: 2018-02-06
网络出版日期: 2018-02-10

甚者,目前正在研发的超高清电视(S-HDTV)可能的数据率将可达到24 Gbit/s。随着用户对业务质量要求越来越高,无压缩或压缩率低的高清电视信号的传送也逐渐增多。如此高速率的数据传输目前主要依赖于光纤通信,但在一些临时的需要移动的场所,光纤通信就不太能胜任。例如:3D-Full-HD体育赛事直播,摄像机的位置需要经常变动,因此需要实现从摄像机到电视制作中心的超高速视频信号的机动传送。这样的场合很难临时铺设光纤线路,而传统的微波点对点通信设备又不能支持几十吉比特每秒甚至几十吉比特每秒的数据传输速率。在下一代的高速通信网中,对高速的点对点无线通信链路将具有极大的需求。

2 太赫兹通信技术已经成为科技强国竞相抢占的技术制高点

随着电磁空间竞争日趋白热化,电磁频谱已成为一种极重要的战略资源,而太赫兹波是电磁空间唯一亟待开发利用的频谱资源,因此世界各国高度关注重视。此外,现有的无线通信技术已难以满足多功能、大容量无线传输网络的发展需求,迫切需要发展新一代高速传输的无线通信技术,发展天地一体化的高速信息网络。因此,太赫兹高速通信技术成为了目前世界各科技强国争先抢占的科学技术制高点。

美国认为:太赫兹科学是改变未来世界的十大科学技术之一,陆海空三局、能源部、国家科学基金会等政府机构给予了大力支持,设立了太赫兹高速无线通信骨干网络建设相关计划。美国国防高级研究计划局(DARPA)开展了名为THOR的研究计划(该计划包含研发和评估一系列可用于移动的Ad-Hoc自由空间通信系统的技术),并投入大量经费研制0.1~1 THz频段太赫兹通信关键器

件和系统;2013年提出了100 Gbit/s骨干网计划,致力于开发机载通信链路实现大容量远距离无线通信,2015年美国预计其通信卫星将可能具备10 Gbit/s量级的传输速率,2020年将具备50 Gbit/s以上的传输速率。

欧盟第5—7框架计划中启动了一系列跨国太赫兹研究项目,包括以英国剑桥大学为牵头单位的WANTED计划、THz-Bridge计划,欧洲太空总署启动的大型太赫兹Star-Tiger计划。2017年欧盟已经正式布局6G通信技术,目前已初步定位于进一步的增强型移动宽带,峰值数据速率要大于100 Gbit/s,计划采用高于0.275 THz以上的太赫兹频段,并且欧盟准备在2019年的世界无线电通信大会上要求把0.275 THz以上的太赫兹频段确认用于移动及固定服务。

日本政府将太赫兹技术列为未来10年科技战略规划10项重大关键科学技术之首。日本电报电话公司(NTT)早在2006年在国际上首次研制出0.12 THz无线通信样机,并于2008年成功用于高清转播,目前正在全力研究0.5~0.6 THz高速率大容量无线通信系统。日本总务省规划将在2020年东京奥运会上采用太赫兹通信系统实现100 Gbit/s高速无线局域网服务。

2013年7月太赫兹通信国际标准化小组将802.15.1Ghz升级为802.15.3Ghz,可见太赫兹科学技术的研究已在全球范围内全面性地展开并得到了高度重视。

3 全球太赫兹通信技术的发展趋势

自2006年日本分别实现120 GHz、10 Gbit/s通信演示系统(被喻为“无线通信标志性成果”)以来,太赫兹通信得到了快速发展,已经成为全球各国的研究热点。已有多家机构开展了相应研究,包括德国固态物理研究所(IAF)、德国联邦物理技术研究院(PTB)、Braunschweig大学、日本NTT、

美国贝尔实验室、加拿大多伦多大学、法国IEMN、美国Asymatons通信系统等。纵观近几年来太赫兹通信技术的发展历程及成果,它正逐步向更高速率、更高大气窗口频率以及低功耗与小型集成化和实用化方向发展。目前,太赫兹通信技术形成了基于微波光子学的光电结合方式、全固态混频电子学方式、直接调制方式这3类针对不同的应用场景并行发展的态势。

采用光电结合方式的太赫兹通信技术是较早发展的太赫兹通信系统方案,该方案需要2个窄线宽的锁模激光器,利用光学外差法并通过单行载流子光电二极管(UTC-PD)转化成太赫兹信号,其调制方式是基于光学的马赫曾德尔调制器(MZM)的高速调制器,不仅可以实现幅移键控(ASK)和二进制启闭键控(OOK)二元调制,而且可以实现多进制正交幅度调制(MQAM)、多进制数字相位调制(MPSK)多元调制^[1-2]。

日本早在2006年,在载波频率为0.12 THz的单路通信系统中,通信速率达到10 Gbit/s^[3];在2010年,日本NTT已研发出0.25 THz室内通信实验系统,它的通信距离是0.5 m,通信速率已实现8 Gbit/s。

近些年来,微波光子学中光电结合方式的太赫兹通信不断朝着超高速率方向发展,例如:2014年法国国家科学研究院采用微波光子学的方法研制了在400 GHz数据速率上高达46 Gbit/s的THz无线传输系统^[4];2015年都柏林城市大学和伦敦大学采用光梳状源实现了微波光子学方式的多载波太赫兹通信系统,进行了三载波10 Gbit/s的正交相移键控(QPSK)太赫兹无线通信传输^[5]。该系统优势在于:传输速率高,带宽利用率高;但是由于发射功率仅为微瓦级,并且系统体积和能耗均较高,虽然在地面短距离高速通信方面有优势,但难以适合应用于远距离空间信息网络系统。

全固态混频电子学方式的太赫

兹通信系统是利用混频器将基带或中频调制信号搬移到太赫兹频段。由于采用全电子学的混频器、倍频器等,射频前端易于集成和小型化。

NTT应用该系统在2008年北京奥运会上进行了Full-HD信号的传送,该系统可实现最大通信距离达3~4 km,其全电子系统可实现的通信距离为2 km。2009年,系统中所有的光激性器件均换成了InP HEMT MMICs,该系统最大数据传输速率为11.1 Gbit/s,从而实现了大于800 m、10 Gbit/s信号的无误传输。

2010年,NTT实验室再次对该系统进行改进,新系统将抑制震荡的电阻片替换成新型鳍线正交模态收发转换器(OMT),并通过减小鳍线长度来实现对震荡的抑制。由于鳍线OMT的使用,新的双向通信系统实现了10 Gbit/s的双向数据传输率以及20 Gbit/s的单向数据传输率。

2011年,德国弗劳恩霍夫应用固体物理研究所(IAF)、卡尔斯鲁厄理工学院(KIT)搭建了一套0.22 THz无线通信演示系统^[7],具体如图1所示。在输出功率约为1.4 mW,采用16/64/128/256正交幅度调制QAM、OOK等调制方式时,实现12.5 Gbit/s、传输距离2 m的通信演示实验,并完成太赫兹波在纯净大气、大雨和大雾天的衰减测试。2012年,他们对该系统进行了适当的系列改进,实现了

15 Gbit/s、20 m和25 Gbit/s、10 m的通信演示实验^[8-9]。2013年,该研究所实现传输速率40 Gbit/s、通信距离1 km的无线通信世界新纪录,并在容量上实现了与光纤的无缝连接^[10]。

2015年,加利福尼亚大学设计了一个非相干的140 GHz收发器和一个采用65 nm互补金属氧化物半导体(CMOS)技术的太赫兹发生器,集成了数据速率为2.5 Gbit/s的太赫兹通信系统^[11]。同年,加州大学伯克利分校采用65 nm CMOS技术设计了一个240 GHz的收发系统,实现了10 Gbit/s的数据速率,其最大数据传输速率可达16 Gbit/s^[12]。

2015年,圣何塞州立大学采用了40 nm CMOS的技术集成了210 GHz OOK调制方式的无线通信系统,该系统能够实现了无差错的伪随机数据在1 cm范围内的传输,传输速率为10.7 Gbit/s^[13]。2016年,德国伍珀塔尔大学提出了一种工作在240 GHz的、全集成式直接转换正交发射机和接收机芯片组,该芯片组采用0.13 μm SiGe双极CMOS工艺,最高通信速率可达到2.73 Gbit/s^[14]。

目前,该方式太赫兹通信系统具有体积小、易集成、功耗低的特点,不足之处在于本振源经过多次倍频后相噪恶化,且变频损耗大,载波信号的输出功率在微瓦级,因此该类系统需要进一步发展高增益宽频带功率

放大器以提高发射功率。

基于直接调制方式的太赫兹通信系统是近年来随着太赫兹调制器速率突破衍生发展的新一类通信系统^[15-18]。这种通信方案的核心关键技术为高速调制器,需要实现太赫兹波幅度或相位直接调制,其优势在于易于集成、体积小、灵活性大,可随意选择载波频率、太赫兹源功率,是可搭配中高功率太赫兹源实现10 mW以上功率输出的通信系统,可实现中远距离无线通信;不足之处在于目前太赫兹直接调制器还在研究中,还未突破10 Gbit/s以上的太赫兹直接调制器。目前中国的电子科技大学已经掌握了该技术的核心方案,在国际上首次突破1 Gbit/s的太赫兹直接调制器。

4 中国太赫兹通信技术发展现状

中国政府各级部门十分重视太赫兹科学技术的发展,多个部委设立了太赫兹的相关研究计划。在国家的支持下,通过10余年的发展,中国已经形成了一支以高校、科研院所为主体的太赫兹技术创新研发队伍。在太赫兹通信技术的方向上,电子科技大学等多家单位取得了较为突出的成果。

2015—2016年间,电子科技大学研制出了中国首套地面实时传输裸



▲图1 德国卡尔斯鲁厄理工学院研制的太赫兹通信系统^[14]

眼 3D 业务的太赫兹通信系统,该系统工作频率为 0.22 THz,并基于 QPSK 直接调制解调的方式,调制解调器采用 0.22 THz 分谐波混频器,基带信号由码型发生器产生,经混频器中频端口馈入,调制到 0.22 THz 载波频率后通过喇叭天线发射,已调信号经接收端混频器相干解调后送至误码分析仪进行误码分析。该系统可以实现 10 Gbit/s 实时高速数据通信,有较好的误码性能^[19],平均误码率小于 10^{-6} 。该系统目前采用相干接收技术和大口径天线已实现了 0.2 km 距离传输,为高速中远距离无线通信打下了重要基础。

2016 年,电子科技大学率先在国际上研制出了首套直接调制方式的太赫兹通信系统,并实现了千米级高清视频传输。该系统采用外部高速调制器直接对空间传输太赫兹信号进行调制,这种调制方式较现有的太赫兹通信方式,具有可灵活搭配中高功率太赫兹辐射源实现远距离通信的优点,有效突破了目前太赫兹通信系统中承载发射功率过低的问题。目前,该系统实现了 0.34 THz 工作频率吉比特每秒的高清视频业务数据传输。

另外,湖南大学在 100 GHz 频段,用基于光电结合的方式实现高速实时数据通信。发射端采用光电二极管产生 100 GHz 高频载波,接收端通过分谐波混频器进行相干解调,实现了速率达 6 Gbit/s 的通信。上海微系统所采用量子级联激光器已实现了 3.1 THz、传输速率为 100 Mbit/s 的演示系统。

系列性的成果为中国太赫兹通信技术积累了良好的核心元器件技术和系统的基础,也为空间太赫兹测控技术的研究打下了良好的基础。

随着其他各国对太赫兹技术的加大投入,使得中国太赫兹通信技术发展面临着严峻的挑战,例如:欧盟 2017 年成立的由德国、希腊、芬兰、葡萄牙、英国等跨国 TERRANOVA 计

划,明确提出研发超高速太赫兹创新无线通信技术。

5 发展具有自主知识产权太赫兹通信技术建议及思考

(1) 大力发展高性能太赫兹核心芯片和器件

太赫兹通信技术是一个跨学科、跨专业的复合型技术领域,不仅需要通信技术和突破,还需要高性能器件做支撑。因此,发展太赫兹通信技术必须要突破高性能器件技术,这亟需政府在研发上加大支持力度。特别是要在大功率 GaN 太赫兹二极管的制备、大功率太赫兹固态电子放大器、高效率太赫兹倍频器、混频器、高速高效太赫兹调制器、高增益太赫兹天线、高灵敏太赫兹相干接收器件以及太赫兹高速基带等研究方向上加大投入,争取尽快取得突破,解决当前发展瓶颈。建议设立太赫兹通信关键器件的研究专项,重点支持高性能太赫兹固态电子学信号源、太赫兹放大器、太赫兹调制器、太赫兹接收器件等的研制,以尽快提高中国太赫兹通信技术核心元器件的研究水平,确保太赫兹高速无线通信系统元器件的自在可控。

(2) 构建全国开放的高性能太赫兹通信技术测试平台和大型全国性研究发展计划

高性能太赫兹通信技术测试平台对于太赫兹通信用器件的测试、联试,对于发展太赫兹通信技术至关重要。然而,太赫兹测试设备价格昂贵,太赫兹通信系统的集成和联试又需要多台设备并行使用,单一研究单位难以搭建全面、高性能的测试平台。建议建立全国性的、开放的高性能太赫兹通信技术测试平台,形成完整的测试设备链路,为太赫兹通信技术的发展提供保障。

(3) 立项国家重大科研计划支持太赫兹通信技术和系统研究

中国多个部委都设立了与太赫兹通信技术相关的项目,但是支持力度仍远低于发达国家。针对目前中国太赫兹通信技术现有的发展水平与能力,建议由国家科技部门牵头设立一个大型的全国性太赫兹通信技术研究计划,进一步加大投入力度,中国将极有可能在该领域实现弯道超车,赶超国际先进水平。

6 结束语

太赫兹通信具有高速数据无线传输能力、强通信跟踪捕获能力、高保密性等优点,是发展未来 Beyond 5G 大容量数据最重要技术手段,是推动、发展新一代高速大容量无线通信的重要基础,对于发展中国先进科学技术,提升中国科技创新能力具有重大的战略意义。

参考文献

- [1] ITO H, NAKAJIMA F, FURUTA T, et al. Continuous THz-Wave Generation Using Antenna-Integrated Uni-Travelling-Carrier Photodiodes[J]. Semiconductor Science and Technology, 2005, 20(7): S191-S198
- [2] ANDREAS S, SEBASTIAN B, PAUL J C, et al. Millimeter-Wave Photonic Components for Broadband Wireless Systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(11): 3071-3082. DOI: 10.1109/TMTT.2010.2077470
- [3] HIRATA A, KOSUGI T, TAKAHASHI H, et al. 120-GHz-Band Millimeter-Wave Photonic Wireless Link for 10-Gb/s Data Transmission[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(5): 1937-1944. DOI: 10.1109/TMTT.2006.872798
- [4] DUCOURNAU G, SZRIFTGISER P, BECK A, et al. Ultrawide-Bandwidth Single-Channel 0.4-THz Wireless Link Combining Broadband Quasi-Optic Photomixer and Coherent Detection[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2014, 4(3): 328-337. DOI: 10.1109/TTHZ.2014.2309006
- [5] SHAO T, SHAMS H, ANANDARAJAH P M, et al. Phase Noise Investigation of Multicarrier Sub-THz Wireless Transmission System Based on an Injection-Locked Gain-Switched Laser[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2015, 5(4): 590-597. DOI: 10.1109/TTHZ.2015.2418996
- [6] JIA S, YU X, HU H, et al. 120 Gbit/s Multi-Channel THz Wireless Transmission and THz Receiver Performance Analysis[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, (99): 1-1. DOI: 10.1109/LPT.2016.2647280
- [7] KAALLFASS I, ANTES J, SCHNEIDER T, et al. All Active MMIC-Based Wireless Communication at 220 GHz[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and

- Technology, 2011, 1(2):477–487.DOI: 10.1109/TTTHZ.2011.2160021
- [8] KALLFASS I, ANTES J, LOPEZ-DIAZ D, et al. Broadband Active Integrated Circuits for Terahertz Communication[C]//2012 18th European Wireless. Berlin: VDE-Verlag, 2012:1–5
- [9] ANTES J, KONIG S, LEUTHER A, et al. 220 GHz Wireless Data Transmission Experiments up to 30 Gbit/s[C]//IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. USA:IEEE,2012:1–3
- [10] KOENIG S, LOPEZ-DIAZ D, ANTES J, et al. Wireless Sub-THz Communication System with High Data Rate[J]. Nature Photonics, 2013, 7(12): 977–981. DOI: 10.1038/nphoton.2013.275
- [11] GU Q J. THz Interconnect: the Last Centimeter Communication [J]. Communications Magazine IEEE, 2015, 53(4):206–215. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7081096
- [12] THYAGARAJAN S V, KANG S, NIKNEJAD A M. A 240GHz Wideband QPSK Receiver in 65nm CMOS[C]//Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. USA: IEEE, 2014:357–360. DOI: 10.1109/RFIC.2014.6851741
- [13] MOGHADAMI S, HAJILOU F, AGRAWAL P, et al. A 210 GHz Fully-Integrated OOK Transceiver for Short-Range Wireless Chip-to-Chip Communication in 40 nm CMOS Technology [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2015, 5(5): 737–741.DOI: 10.1109/TTTHZ.2015.2459673
- [14] SARMAH N, GRZYB J, STATMOLPV K, et al. A Fully Integrated 240-GHz Direct-Conversion Quadrature Transmitter and Receiver Chipset in SiGe Technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2016, 64(2):562–574.DOI: 10.1109/TMTT.2015.2504930
- [15] ISHIGAKI K, SHIRAISHI M, SUZUKI S, et al. Direct Intensity Modulation and Wireless Data Transmission Characteristics of Terahertz-Oscillating Resonant Tunneling Diodes [J]. Electronics Letters, 2012,48(10): 582–U98
- [16] OROJASHI N, SUZUKI S, ASADA M. One THz Harmonic Oscillation of Resonant Tunneling Diodes[J]. Applied Physics Letters, 2005, 87(23): 233501
- [17] TAN Z, CHEN Z, CAO J, et al. Wireless Terahertz Light Transmission based on Digitally-Modulated Terahertz Quantum-Cascade Laser[J]. Chinese Optics Letters, 2013, 11(3): 031403
- [18] GRANT P D, LAFRAMBOISE S R, DUDEK R, et al. Terahertz Free Space Communications Demonstration with Quantum Cascade Laser and Quantum Well Photodetector[J]. Electronics Letters, 2009, 45(18): 952–953
- [19] CHEN Z, ZHANG B, ZHANG Y, et al. 220 GHz Outdoor Wireless Communication System Based on A Schottky-Diode Transceiver[J]. Leice Electronics Express, 2016, 13(9):9. DOI: 10.1587/elel.13.20160282
- [20] YUAN W, WANG H, LI H, et al. 0.3THz Wireless Communication Systems for Space Applications[C]// Proceedings Volume 9795, Selected Papers of the Photoelectronic Technology Committee Conferences held June–July 2015. International Society for Optics and Photonics. China: SPIE, 2015:97953A. DOI: 10.1117/12.2211206

作者简介



陈智, 电子科技大学教授、博士生导师; 主要从事太赫兹通信、无线与移动通信的研究工作。



张雅鑫, 电子科技大学教授、博士生导师; 主要从事太赫兹调制和射频器件的研究工作。



李少谦, 电子科技大学教授、博导, IEEE Fellow, 通信抗干扰技术国家重点实验室主任, 国家新一代宽带无线移动通信网重大专项总体组成员, 国家“863”计划 5G 重大项目总体组成员, 国家“973”计划咨询专家组成员, 国家通信与网络重点研发计划专家组成员,

工信部通信科技委委员; 主要研究方向为无线与移动通信技术; 主持完成了 30 余项国家级科研项目, 获国家、国防和省部级科技奖 7 次; 获专利授权 50 余项, 发表论文 100 余篇, 出版专著多部。

RRU 关键技术及创新

Key Technologies and Innovations of RRU

王永贵/WANG Yonggui
张国俊/ZHANG Guojun
崔晓俊/CUI Xiaojun

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

1 RRU 关键技术方向及重要性

远端射频模块(RRU)是无线基站中的核心子系统,主要完成基带到空口的发射信号处理、接收信号处理,主要功能见图1。

RRU 系统由收发信机(TRX)、功放、滤波器、天线、电源、结构六大硬件子系统组成,包含TRX、功放、射频算法、滤波器、天线五大专有关键技术方向。

RRU 关键技术所服务的 RRU 在无线网络各子系统中占有 2 项第一:主设备发货量占比第一(占比>70%);销售额占比第一(>45%)。因无线网络又是运营商网络中的销售额占比最高的部分,所以也可以说 RRU 在运营商网络各子系统中销售额占比第一。

基于 RRU 这样的位置,四大通信设备制造商都投入了大量的人力、物力来提升 RRU 产品关键竞争力,以期获得对应的市场回报。

RRU 产品关键竞争力(强业务能

中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1009-6868(2018)03-0048-006

摘要: 认为远端射频模块(RRU)包含收发信机(TRX)、功放、射频(RF)算法、滤波器、天线五大专有关键技术方向。其中TRX主要聚焦高集成、低功耗、大带宽技术;功放及算法主要聚焦高效率低成本技术;滤波器主要聚焦小型化、轻量化技术;天线主要聚焦于天面简化、5G 低频大规模多输入多输出(MIMO)、5G 高频技术。同时详细说明了近十年来这些技术的发展趋势及创新。

关键词: RRU; TRX; 功放(PA); RF 算法; 滤波器; 天线

Abstract: Radio remote unit (RRU) has 5 key technologies: transmission receiver unit (TRX), power amplifier, radio frequency (RF) algorithm, filter, and antenna. TRX mainly focuses on high integration, low power and wide band; power amplifier and RF algorithm mainly focus on high efficiency and low cost; filter mainly focuses on miniaturization and lightweight; antenna mainly focuses on simplification, 5G low frequency massive multi-input multi-output (MIMO), and 5G high frequency. At the same time, the development trend and innovation of these technologies during the past ten years are explained in detail.

Key words: RRU; TRX; power amplifier (PA); RF algorithm; filter; antenna

力、高效率、低成本、小体积、轻重量等)提升,要点之一是要做好 RRU 关键技术研发。中兴通讯深知这个要点,所以在该方向上持续投入了大量的人力、物力。通过数十年持续研究,中兴通讯在 RRU 关键技术上已从追随者成为行业领先者。

文章中,我们将细化介绍近十年来 RRU 关键技术方向细分、演进趋势及创新。

2 中兴通讯 RRU 技术创新

2.1 TRX 关键技术创新

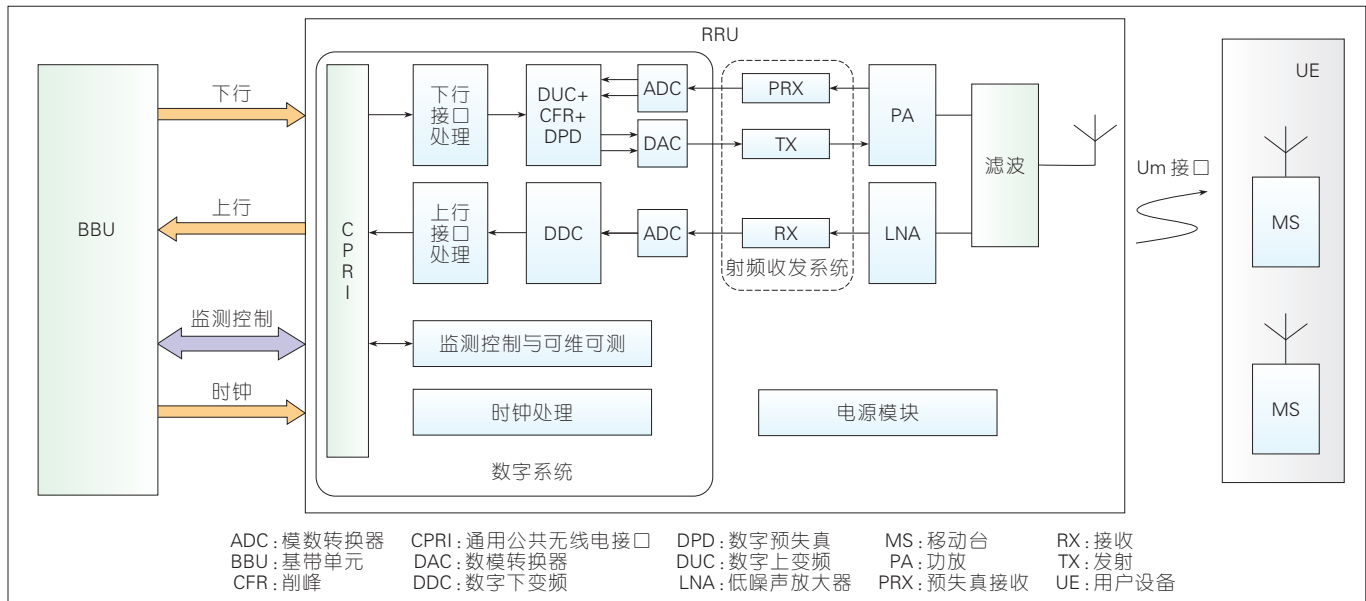
TRX 主要分为数字、射频 2 部分,主要用来完成数字信号和射频小信号的转换。

TRX 关键技术集中体现在链路

方案及关键元器件的演进上。以小型化、大带宽、低功耗、低成本为驱动力,TRX 数字中频部分形成了 2 种方案及对应的关键元器件演进路线(如图2所示),TRX 射频部分形成了 3 种链路方案及对应的关键元器件演进路线(如图3所示)^[1]。

现场可编程门阵列(FPGA)的特点是灵活可编程,可快速响应 RRU 产品所需的新特性。在这个方向上,中兴通讯 RRU 快速形成了 FPGA 平台方案,积累了基于 FPGA 的高效模块化设计方法,很好地支持了产品新特性的快速稳定交付。

专用集成电路(ASIC)相比 FPGA,成本、功耗均降低约 50%,对产品竞争力贡献突出。中兴通讯从 2006 年开始投入,已研发了若干代 ASIC,很好地提升了 RRU 产品的热



▲ 图1 RRU 主要功能

	60 nm 工艺	28 nm 工艺	16 nm 或 14 nm 工艺	7 nm 工艺
FPGA	集成度: 单片 15 万逻辑单元, 支持 1T2R RRU 数字处理 SERDES: 3 Gbit/s	集成度: 单片 >15 万逻辑单元, 支持 1T2R RRU 数字处理 功耗: 相对于上一代单位逻辑降低 30% 以上 SERDES: 10 Gbit/s	功集成度: 单片 >50 万逻辑单元 + 内嵌多核 ARM, 支持 8T8R RRU 数字处理 功耗: 相对于上一代单位逻辑降低 30% 以上 SERDES: 28 Gbit/s	集成度: 单片 >80 万逻辑单元 + 内嵌多核 ARM, 支持 16T16R RRU 数字处理 功耗: 相对于上一代单位逻辑降低 20% 以上 SERDES: 56 Gbit/s
ASIC	V2.0	V3.0	V4.0	V5.0
2010—2020 年				
ASIC: 专用集成电路 FPGA: 现场可编程门阵列 RRU: 远端射频模块 SERDES: 串行器/解串器				

▲ 图2 TRX 数字中频部分演进路线

AD/DA + MCM	65 nm 工艺	45 nm/65 nm 工艺	28 nm 工艺	
	通道: 2T/2R TXFs: 800 M RXFs: 250 M 功耗: 0.5 W/CH 接口: LVDS	通道: 4T/4R TXFs: 2 G RXFs: 500 M 功耗: 0.8 W/ch 接口: JESD204B	通道: 4T/4R TXFs: 2 G RXFs: 1 000 M 功耗: 0.5 W/ch 接口: JESD20.4C	
	V2.0 射频 DVGA	V3.0 反馈单芯片 GSM、宽带化	V4.0 RXRFIC 高集成	V5.0 FEM 低功耗
TRX SOC	90 nm 工艺	65 nm 工艺	28 nm 工艺	14 nm/7 nm 工艺
	通道: 2T/2R BW: 56 MHz 功耗: ~3 W	通道: 2T/2R BW: 200 MHz 功耗: 5 W	通道: 4T/4R BW: 100 MHz/100 MHz 功耗: ~4 W	通道: 4T/4R BW: >400 MHz 功耗: ~降低 50%
RFS	45 nm 工艺	28 nm 工艺	16 nm/7 nm 工艺	
	通道: 2T/2R TXFs: 9 G RXFs: 3 G BW: 800 MHz 3.2 W/ch	通道: 4T/4R TXFs: 12 G RXFs: 6 G 输入频率: ~10 GHz BW: >1 G; 1.2 W/ch	通道: 4T4R/8T8R TXFs: 20 G+ RXFs: 20 G+ 输入频率: 10 GHz BW: >3 GHz	
2010—2020 年				

AD: 模数
DA: 数模
DVGA: 数控可变增益放大器
FEM: 前端模块
GSM: 全球移动通信系统
LVDS: 低电压差分信号
MCM: 多芯片组件
RFS: 射频采样
RX RFIC: 接收射频芯片
SOC: 系统级芯片
TRX: 收发信机

▲ 图3 TRX 射频部分演进路线

耗、成本竞争力。

模数(AD)/数模(DA)+多芯片组件(MCM)方案聚焦于高性能,特别是全球移动通信系统(GSM)应用。演进路线的核心是器件高性能+多功能集成。中兴通讯从2008年开始投入,已研发了5代MCM,使得2T2R RRU的射频器件从30颗降低到8颗,功耗降低>30%,单板布局面积降低>5倍。

TRXSOC方案采用零中频,其显著特点高集成、低功耗。从2011年开始,中兴通讯已研发5代TRXSOC,零中频技术及器件已适用于越来越多的RRU产品形态,并特别适用于5G大规模MIMO有源天线单元(AAU)。

射频采样(RFS)方案采用转换速率(GSPS)高速AD/DA相关技术,对DC~6 GHz射频信号进行直接采样。特点是高性能(杂散性能好)、多频和大带宽,特别适用于多频RRU、5G高频等大带宽的RRU。从2014到现在,器件已演进5代,集成度和超带宽性能持续提升^[2]。

近年来,数字中频射频单芯片方案及关键器件路线开始成为热点,后续大规模数模混合集成会持续演进和整合提供RRU独具优势的射频解决方案。

另在5G高频产品方向,中兴通讯整合行业资源集中力量较早地开始5G高频射频前端方案(如图4所示)和关键元器件研发。关键器件演进路线上,互补金属氧化物半导体(CMOS)、氮化镓(GaN)多工艺路线并行,预计在2022实现规模商用。

2.2 功放关键技术创新

功放位于发射通道的末级,通过将已调制的射频信号进行功率放大,从而得到足够大的射频输出功率(例如:100 W),然后馈送到天线上辐射出去。

功放关键技术主要包含高效率、大带宽、频段拓展几大方向,其演进路线见图5。

功放热耗占RRU总热耗的60%~70%,因此高效率是功放设计的最重要目标。功放效率的提升依托于功放器件效率提升、高效率电路架构设计2个方面。在功放器件方面,从2010—2017年末,主流功放厂家的横向扩散金属氧化半导体(LDMOS)功放器件经过了3—4代的升级,其中高频段(1.8 GHz以上)上GaN已逐步取代LDMOS成为高效器件的首选。在高效率电路架构方面,目前主流商用的高效率电路架构为Doherty路线,在研发的为包络跟踪

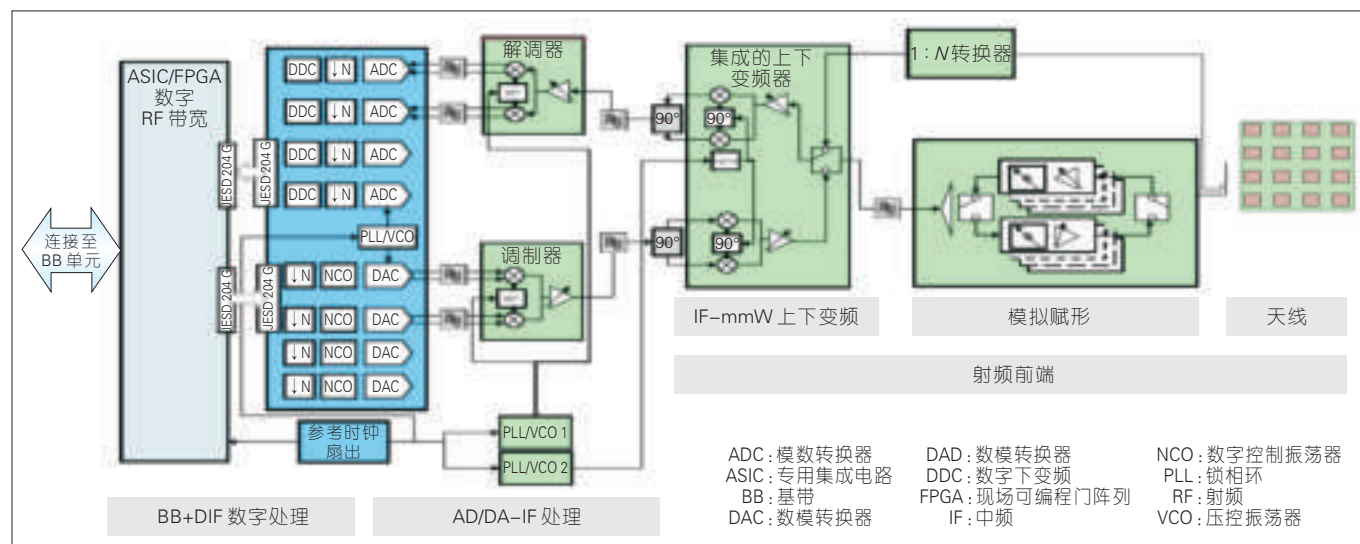
(ET)路线、Outphasing路线。中兴通讯从2008年开始投入高效率功放自研,已经过了8代研发,形成了独有的ZM、DM技术,使得RRU的功放效率始终保持在业界领先水平。在对产品的贡献方面,以正交频分多址(FDD)两发RRU为例,产品3代升级整机热耗降幅超过30%,其中PA热耗降幅超过80%。

随着运营商带宽的提升、高频段大带宽的主力商用,以及天面单元数的降低,功放的带宽已从单频30~75 MHz到多频,再到5G单频的200~400 MHz并持续增加。功放对应采用宽带电路方案、超宽带射频(UBR)电路方案来解决,同时GaN功放管的大宽带特性也很好地支持了功放带宽的持续增加^[3]。

为获取更多的可用频谱资源,运营商频谱逐步向高频拓展,对应功放要支持的频段也逐步拓展。主力商用的频段,也已从早期的900/1 800/2 100 MHz,发展到2.6 GHz,及5G低频的3.5/4.5 GHz,再发展到5G高频的28/39 GHz。在器件方向GaN功放管的高频特性很好地支持了功放频段向高频的拓展。

2.3 算法关键技术创新

射频算法主要包括削峰(CFR)、



▲图4 5G高频链路方案



▲ 图5 功放关键技术演进路线

数字预失真(DPD)和无源互调抵消(PIMC)等多个关键技术方向。其中削峰、数字预失真方向的演进路线见图6。

削峰是通过对信号的峰值采用适当的策略进行处理,从而达到降低信号峰均比(PAR),并兼顾误差向量幅度(EVM)和邻信道功率比(ACPR)指标恶化限制在允许范围内的目的。根据不同的峰值处理策略,削峰算法主要分为硬削峰、峰值窗削峰、脉冲抵消削峰几大类。其中脉冲抵消削峰算法(算法架构见图7)是系统中最常用的削峰算法,可以满足大多数系统的应用。

随着无线通信系统演进到5G,对于削峰而言要满足如下几个趋势:

(1)无线信号带宽越来越宽,目前的5G低频系统信号带宽100~400 MHz,而毫米波系统的信号带宽达到了1 GHz以上。这样,中频削峰将受限于速率的限制。

(2)5G系统对下行链路时延要求越来越高,因此低时延的需求越来越迫切。

越迫切。

(3)5G系统通道多,对实现资源要求也越来越高。

(4)5G系统支持高阶调制方式,对信号的EVM要求越来越高。

所以,削峰的发展趋势主要特点为低资源、高性能和低时延等。

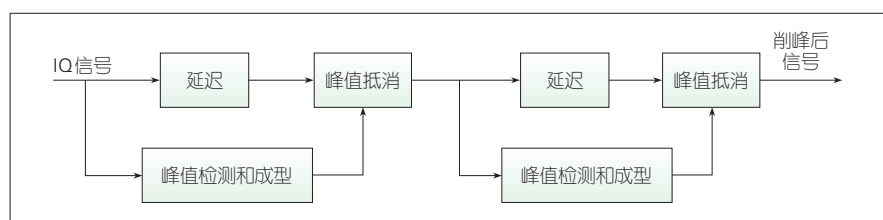
DPD是在射频功率放大器的输

入侧对信号作预先失真处理,其特性与功放失真特性相反,用于抵消功放的非线性失真。

随着无线通信系统演进到5G,DPD的发展趋势为低资源、高性能、超宽带的处理,这样也就触发了一些新的技术和架构的诞生,例如:适应于超宽带的降采样技术的研究。



▲ 图6 射频算法关键技术演进路线



▲ 图7 脉冲抵消削峰算法架构

中兴通讯从2006—2009年开始投入CFR和DPD算法自研,经过了6代以上的研发,带宽支持能力提升10倍,支持各类功放,实现资源降低30%,很好地支持了功放效率领先,且很好地支持了RRU多频多模宽带及频段拓展的演进。

2.4 滤波器关键技术创新

功放位于天线、功放与低噪声之间,用于滤除系统中使用频率以外的信号,避免本系统产生对其他系统的干扰,也避免其他系统干扰本系统。

滤波器关键技术演进的主要驱动力是小型化、轻量化,主要技术路线为滤波器腔体设计、结构工艺、结构材料。小型化演进路线见图8。

中兴通讯从2010年开始联合供应商投入滤波器小型化研发,在大功率方向上,笔记本滤波器(NF)经过3代研发,时分双工(TDD)8T RRU滤波器体积降低50%,重量降低40%;在小功率方向上,ZTE革新滤波器(ZRF)体积减至普通金属同轴方案滤波器的20%,给5G低频AAU整机带来体积降低>10%、重量降低>10%的收益。

中兴通讯同时展开新一代小型化滤波器技术研究,从材料更新、工艺进步、方案替换等维度推进滤波器极限小型化、轻量化。目前在全介质材料滤波器、低温共烧陶瓷(LTCC)、低通滤波器、体声波(BAW)、薄膜体声波谐振器(FBAR)等器件化滤波器方面都形成了一定的积累,并取得了一些阶段性的成果。

2.5 天线关键技术创新

无线基站中的天线技术演进如

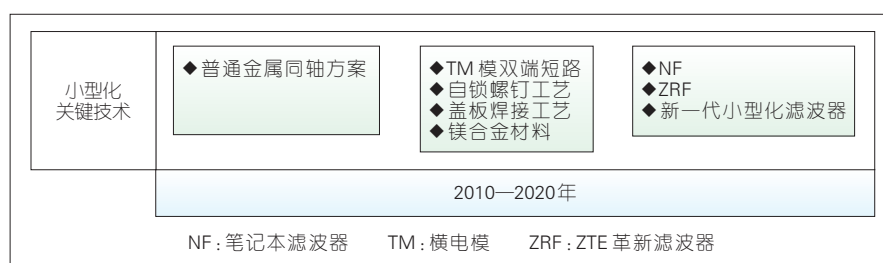
图9所示。

在4G、5G时代,天线演进有三大方向:

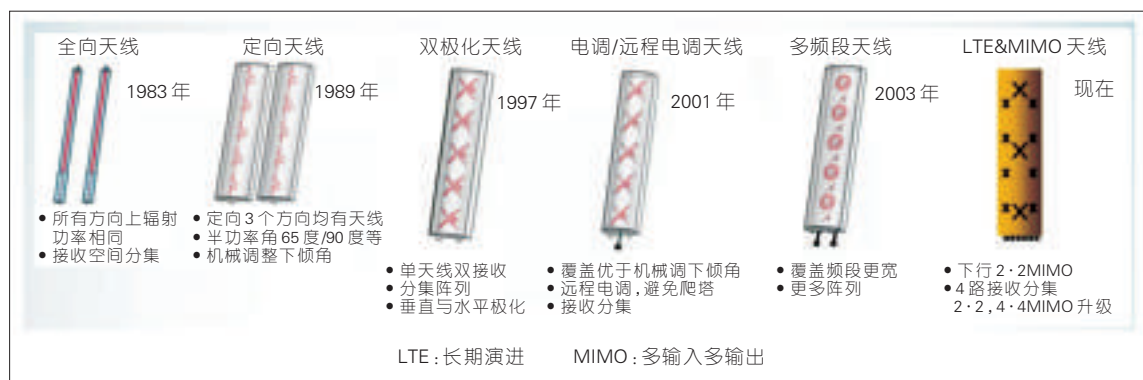
(1)方向1为天面简化,也是业界提出的“1+1”天线概念,即1根可以支持2/3/4G频段的无源多端口、多频段天线和1根5G有源大规模多输入多输出(MIMO)天线,对应解决方案为大规模多频段天线集成技术。此方向的核心要求是高性能、小尺寸、轻量化、低成本,是天线行业当下的热点技术之一,图10所示的“1+1”天线代表了此方向的演进。

(2)方向2为5G低频AAU的大规模MIMO阵列天线。由于天线阵面成指数级增加,所以小型化、轻量化就成为极为重要的需求。中兴通讯提出了低剖面天线的解决方案,成为这一需求的有效解决方案之一,目前能够实现天线剖面降低50%,能给整机带来体积降低>10%的收益。

(3)方向3为5G高频AAU中的阵列天线与电路直接集成。天线与电路集成,其优点在于可以简化系统设计,有利于系统的小型化、低成本,是高频毫米波天线技术的重要发展



▲图8 滤波器关键技术演进路线



▲图9 无线基站中的天线技术演进



▲图10 天面简化：“1+1”天线

方向,也正有成为 5G 高频天线的热门技术之一。

3 结束语

关键技术进步直接作用于产品关键竞争力提升。以中心通讯 RRU 为例:

- FDD 两发 RRU,通过 3 代产品演进,体积减少 61%,热耗降低 32%,成本降低 27%。

- TDD 八发 RRU,通过 3 代产品演进,在机顶功率功率翻倍的前提下,体积减少 25%,成本降低 55%。

- 5G AAU,经过 3 代产品演进,在机顶功率提升 5 倍,带宽提升 5 倍前提下,体积减少 50%,重量减少 36%,热耗降低 37%。

关键技术领先能很好支撑产品关键竞争力领先,进而支撑产品市场份额提升、品牌塑造。以中兴通讯 RRU 为例:

- 2012 年推出的业界功率最大、效率最高、体积最小的 Magic RRU 系列产品。

- 2012 年推出的业界效率最高、体积最小的 TDD 8T RRU。

- 2014 年推出的业界多频支持

能力最多、功耗最小、体积最小的 Qcell pRRU。

- 2016 年世界移动通信大会,中兴通讯 Pre5G 大规模 MIMO 荣获全球移动“最佳移动技术突破奖”和“CTO 选择奖”双料大奖。

- 2017 年中国通信产业榜,中兴通讯 5G 低频 AAU 摘得“最具竞争力产品奖”。

5G 时代,大规模 MIMO 成为无线基站标配,RRU 在无线基站产品竞争力中的占比进一步提升。基于这个发展趋势,中兴通讯已在 RRU 关键技术研发上进一步加大投入力度,为继续保持 RRU 关键技术行业领先地位、为客户提供竞争力领先的 RRU 产品奠定了良好的基础。

致谢

本文得到了中兴通讯 RRU 中心张作锋、沈楠、李香玲、段亚娟、赵娜、李从伟、段斌、别业楠的鼎力帮助,谨致谢意!

参考文献

- [1] 张万春,崔丽,段晓伟. 无线网络与产品演进[J]. 中兴通讯技术,2017,23(3):53-57. DOI: 10.3969/j.issn.1009-6868.2017.03.012

- [2] 皮和平. 面向 5G 通讯的射频关键技术研究[J]. 通讯世界, 2017, (2): 24-28

- [3] 朱雨薇,张敏,于鉴桐. 基于移动互联网环境的通讯基站天线发展影响研究[J]. 湖南职业技术学院学报, 2017, (4):7-9

作者简介



王永贵,中兴通讯股份有限公司 RRU 平台技术委员会主席;负责 RRU 产品方案论证、产品演进规划、关键技术规划,主持 RRU 产品整机方案论证 20 余次,具备丰富的电信行业知识及 RRU 关键技术规划经验。



张国俊,中兴通讯股份有限公司 RRU 平台 TRX 专业团队负责人;负责 TRX 链路方案、关键技术,为 RRU 定制多种架构和规格领先的射频器件。



崔晓伟,中兴通讯股份有限公司 RRU 平台高效率功放项目负责人;负责组织高效率功放技术的研究及商用,带领项目攻克多个技术瓶颈,功放效率一直在业界保持领先,所负责项目获得了“中兴通讯荣誉团队奖”。

LTE-V 和 DSRC 共享频谱资源的研究

Spectrum Resources Sharing between LTE-V and DSRC

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0054-07

摘要: 提出了一种专用短程通信技术(DSRC)与基于长期演进(LTE)的车对外界信息交互技术(LTE-V)共享频谱资源的机制,该机制从物理层和数据链路层2方面对DSRC技术和LTE-V技术进行了改进。通过仿真验证了该机制能够有效地减小DSRC与LTE-V系统间的干扰,并且能够使LTE-V设备在一定条件下接收DSRC信号,从而提高了采用LTE-V设备的车辆感知周围车辆的能力。

关键词: 车联网; DSRC; LTE-V; 共享频谱资源

Abstract: In this paper, a mechanism for dedicated short range communications (DSRC) and long term evolution (LTE)-based vehicle-to-external information exchange (LTE-V) to share the spectrum resources is proposed. This mechanism improves the DSRC technology and LTE-V technology on physical layer and data link layer. And the simulation results show that the proposed mechanism can effectively reduce the interference between DSRC system and LTE-V system, and allow the LTE-V based devices to receive the DSRC signal under certain conditions, thus improving the ability of vehicles using LTE-V based devices to perceive the surrounding vehicles.

Key words: Internet of vehicles; DSRC; LTE-V; spectrum resource sharing

陈沛吉/CHEN Peiji

马伟/MA Wei

张琳/ZHANG Lin

(北京邮电大学, 北京 100876)
(Beijing University of Posts and
Telecommunications, Beijing 100876, China)

随着汽车工业的快速发展和车辆的广泛普及,交通拥堵和交通事故严重地影响了人们的生产与生活。为此,车联网受到世界各国政府、工业界和学术界的广泛关注。所谓车联网,是指通过通信技术和传感技术等智能技术,对人、车、道路基础设施的静态/动态信息进行感知、传输和计算,进而有效利用,对交通系统进行管控,改善道路通行能力,保证驾乘人员和行人的生命和财产安全,同时也为自动驾驶提供支持^[1-4]。

车联网主要包含车与车通信(V2V)、车与路边设施通信(V2I),以及车与行人通信(V2P)等^[5]通信模

式。车联网的主要业务类型包括行车安全、交通效率以及信息服务与娱乐3方面。目前,主要有两种通信技术致力于承载车联网通信业务,分别是专用短程通信技术(DSRC)和基于长期演进(LTE)的车对外界信息交互技术(LTE-V)。

DSRC技术是针对车载通信环境设计的一种短距离无线通信技术,支持车辆间以及车辆与路边基础设施之间的点对点、点对多点通信,具有传输速率高、传输时延小等特点^[6]。自从20世纪末开始,美国、日本以及欧洲等多个国家和地区就开始了关于DSRC的研究,目前该技术标准比较成熟,但是由于DSRC技术中路边通信设施部署以及DSRC布网需要大量的资金开销,该技术还没有很好地

商用^[7]。

LTE-V是蜂窝网络技术的延伸,面向车联网应用场景,支持V2V、V2I以及V2P的通信连接与数据传输,它们统称为V2X,其中V2V通信是LTE-V中的核心^[8]。为了满足车联网中的行车安全、交通效率以及信息服务与娱乐等通信场景的业务需求,LTE-V结合了广域蜂窝式通信(LTE-V-Cell)和短程直通式通信(LTE-V-Direct)^[9]。目前,第3代合作伙伴项目(3GPP)对LTE-V的研究正在如火如荼地进行中,其中LTE V2V协议的核心部分已在2016年9月完成,LTE V2X协议的核心部分已在2017年3月完成,V2V作为LTE-V的核心,预计在2018年完结^[10]。中国在LTE-V技术发展过程中发挥了巨大的作用,2013年底中国通信企业提出了LTE-V概念,中兴通讯、大唐等向3GPP提出了大量关于LTE-V的提案,在LTE-V领域占据了一定优势。在政策层面,智能网联汽车是工信部“十三五”规划的主轴之一,并且工信部已经批准5 905-5 925 MHz作为LTE-V直连通信的试验频谱。在云栖小镇示范区,浙江移动搭建的LTE-V试验网展示了车、人、路的智能协同。

收稿日期: 2017-12-10
网络出版日期: 2018-01-21

在统一的标准、强有力的政策以及通信产业和汽车产业的推动下, LTE-V 具有很好的发展前景。

1 LTE-V 与 DSRC 共享 频谱资源所面临的挑战

任何一种车联网通信技术都需要使用无线频谱资源。通常为了避免系统间的干扰, LTE-V 设备和 DSRC 设备应该分别工作在不同的频谱资源上;但是由于无线频谱资源的稀缺, LTE-V 设备和 DSRC 设备可能运行在同一无线频谱上。DSRC 技术主要使用 5.9 GHz 频谱资源, 美国和欧洲的 DSRC 技术主要使用了 5 855~5 925 MHz 频段, 日本的 DSRC 技术主要使用 5 770~5 850 MHz 频段, 而中国将 5 725~5 850 MHz 频段划分给基于 DSRC 的车辆无线自动识别系统。LTE-V 技术的主要工作频段预计也在 5.9 GHz 附近, 欧洲的德、英、法 3 国立法规定 5.9 GHz 可用于 LTE-V 技术, 中国则将 5 905~5 925 MHz 划分为 LTE-V 直连通信的试验频谱。而且由于 DSRC 技术和 LTE-V 技术都致力于提升行车安全, 传输与车辆状态相关的信息, 当 2 种技术使用同一段无线频谱资源时, 2 种系统设备之间的相互感知和互联互通也成为可能。

如图 1 所示, DSRC 技术设备和 LTE-V 技术设备所处的区域和使用的频谱资源可能有 3 种情形。在情形 1 中, DSRC 设备和 LTE-V 设备分布在不同的区域, 不存在无线资源使用上的冲突以及信号之间的干扰; 在情形 2 中, DSRC 设备和 LTE-V 设备

分布在相同的区域, 但是分别使用了不同频段的无线资源, 系统间不存在无线资源分配的冲突; 在情形 3 中, DSRC 设备和 LTE-V 设备分布在相同的区域, 并且使用了相同频段的无线资源, 此时需要对 LTE-V 设备和 DSRC 设备使用的无线资源进行协调, 以避免系统之间的干扰。

由此可见, DSRC 与 LTE-V 在承载车辆间的通信业务时, 可能会共享无线频谱资源。如果不在 LTE-V 和 DSRC 系统间进行协调, 则会引起系统之间的干扰, 从而导致某一种或者所有系统的通信质量受到严重影响; 如果将共享的频谱资源进行分割, 一部分分配给 LTE-V 设备, 另一部分分配给 DSRC 设备, 那么由于 LTE-V 设备和 DSRC 设备的业务需求动态变化, 当业务需求比例与资源分配比例存在较大差异时, 资源的利用率下降, 进而导致业务需求较大的系统的通信质量受到影响。而且由于工作频率不同, LTE-V 设备无法接收并解调 DSRC 设备广播的车辆行驶状态信息。因此, 需要对 DSRC 技术和 LTE-V 技术的共享频谱资源的使用进行分析, 以促进频谱资源的高效利用。

目前有大量的文献对 LTE-V 资源管理以及 LTE-V 与 DSRC 共享频谱资源进行了研究。在文献[5]中, 作者对 LTE-V 车辆用户和蜂窝网络用户的无线频谱资源使用、多个运营商的 LTE-V 车辆用户的无线频谱资源使用以及 LTE 基站覆盖范围之外的 LTE-V 用户的无线频谱资源使用进行了描述与分析。文献[8]中则指出

LTE-V 用户进行通信业务时可以由 LTE 基站进行集中式的资源分配, 也可以采用能量感知或者传输调度分配信息进行分布式的资源分配。文献[11]对车辆同时安装 LTE-V 设备和 DSRC 设备场景中的资源使用进行了研究, 提出了一种通信业务在 LTE-V 系统和 DSRC 系统之间转换的方案。在该方案中, 如果 LTE-V 系统的通信负载较重时, 部分采用 LTE-V 技术进行通信的用户会切换到 DSRC 系统中; 反之, 如果 DSRC 系统的通信负载较重时, 部分采用 DSRC 技术进行通信的用户会切换到 LTE-V 系统中。3GPP 标准化组织在 DSRC 技术与 LTE-V 技术共享通信资源方面开展了广泛研究, 在 2016 年 5 月举办的 3GPP RAN 71 次会议上, 提出了 LTE-V 与 DSRC 共信道共存的议题, 爱立信、三星等厂商都提出大量提案, 研究的重点在于 LTE-V 和 DSRC 系统间的资源分配、LTE-V 用户和 DSRC 用户之间相互检测等等^[12-13], 但是对系统间的信号接收没有进行研究。

我们从物理层和数据链路层 2 个层面对 LTE-V 与 DSRC 共享频谱资源时的系统间资源分配以及信号接收问题进行了相关研究, 提出了一种新型的 LTE-V 与 DSRC 共享频谱资源的机制。

2 LTE-V 与 DSRC 共享 频谱资源的一种机制

LTE-V 协议标准与 DSRC 协议标准均主要由物理层、数据链路层以及应用层等 3 部分组成。物理层是

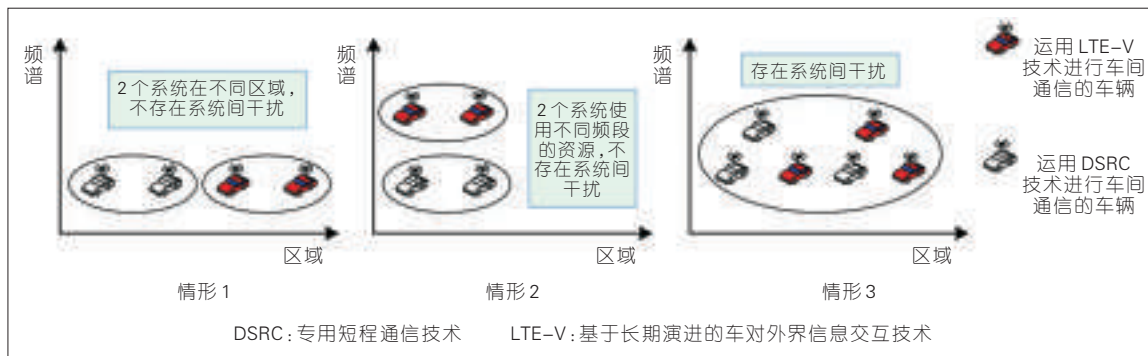


图 1
LTE-V 系统和
DSRC 系统使用频
谱资源时可能的 3
种情形

LTE-V/DSRC 系统的底层协议,规范了无线通信使用的传输介质的物理特性参数。数据链路层规定了通信的帧结构、媒体访问控制(MAC)程序以及逻辑链路(LLC)程序等,提供差错和流量控制,保证了信息的可靠传输。应用层提供一系列的服务原语实现通信初始化与释放程序、广播服务、远程应用等相关操作^[5]。

我们所提出的 LTE-V 与 DSRC 共享频谱资源的机制将从物理层和数据链路层这两个层面对 LTE-V 与 DSRC 技术进行改进,从而使这两种技术能够高效地共享频谱资源。首先,数据链路层的改进用于实现频谱资源在 DSRC 与 LTE-V 系统间的有效分配,能够让 DSRC 系统和 LTE-V 系统中与车辆行驶安全相关的通信业务得到足够的资源分配,并且避免了系统间的干扰;其次,物理层的改进用于实现 LTE-V 设备接收 DSRC 信号,从而提升装备 LTE-V 设备感知周围车辆的能力。

2.1 数据链路层改进

我们假设 DSRC 技术和 LTE-V 技术共享 5 855~5 925 MHz 频谱资源。DSRC 技术与 LTE-V 技术数据链路层的改进由如下步骤组成。

步骤 1: DSRC 系统和 LTE-V 系统的工作带宽一般为 10 MHz,将 5 855~5 925 MHz 频段分成 7 个 10 MHz 带宽的资源池,并对 7 个资源池设置如图 2 所示的优先级。

步骤 2: 当某一区域采用 LTE-V 技术的车辆所需的带宽和采用 DSRC 技术的车辆所需的带宽之和大于了 10 MHz 时,DSRC 设备在对于该技术优先级最高的资源池 4 上广播车辆行驶状态信息,为了避免系统间干扰,LTE-V 设备在次高优先级的资源池 1 上广播车辆行驶状态信息。

步骤 3: 当某一区域采用 LTE-V 技术的车辆所需的带宽和采用 DSRC 技术的车辆所需的带宽之和小于或等于 10 MHz 时,将优先级最高的资

源池 4 在时域上周期性的划分成两个时间块,前面的时间块 0~X(ms)分配给 DSRC 用户,后面的时间块 X~100(ms)分配给 LTE-V 用户,并且根据 DSRC 用户密度和 LTE-V 用户的密度之间的比例,设置分配给 DSRC 用户和 LTE-V 用户的时间块的比例为:

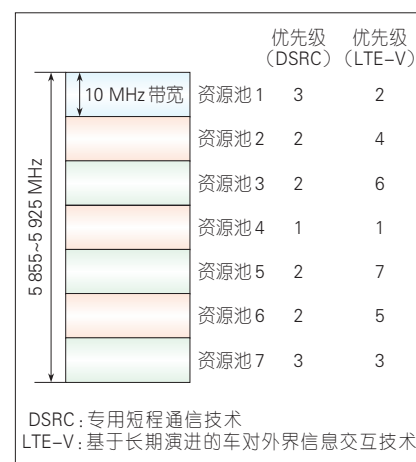
$$T_D = \left\lfloor \frac{N_D \times n}{N_D \times n + N_L} \right\rfloor \times P \quad (1)$$

其中, T_D 代表分给 DSRC 用户时间块的长度, $\lfloor \cdot \rfloor$ 代表取整计算, N_D 为 DSRC 用户数, N_L 为 LTE-V 用户数, n 为比例系数, P 为发送数据包的周期。

DSRC 用户和 LTE-V 用户均所分配的时间块上传输与行车安全相关的车辆行驶状态信息,在分配给 LTE-V 的时间块上,DSRC 设备可以在除资源池 4 以外的资源池上传输与车辆行驶安全相关性不高的信息,如地图的更新信息、多媒体信息、广告信息等;在分配给 DSRC 的时间块上,LTE-V 技术的设备可以在资源池 4 以外的资源池上传输与车辆行驶安全相关性不高的信息,也可以按 2.2 节将要描述的物理层信号处理方法在资源池 4 上接收 DSRC 设备传输的车辆行驶状态信息。

2.2 物理层改进

假设 LTE-V 设备和 DSRC 设备在同一信道上传输车辆的行驶状态信息。LTE-V 和 DSRC 技术均采用正交频分复用(OFDM)的多载波调制技术,存在技术间互联互通的可能性,但是要实现互联互通需要解决一些问题。首先,LTE-V 是同步通信系统,而 DSRC 是非同步通信系统,因此 DSRC 设备尝试接收 LTE-V 信号时需要先与 LTE-V 设备保持时域同步,而 LTE-V 设备尝试接收 DSRC 信号时需要持续检测 DSRC 信号的物理层汇聚协议(PLCP)前导码。其次,LTE-V 系统和 DSRC 系统虽然都采用 OFDM 技术,也都采用快速傅里叶逆变换(IFFT)和快速傅里叶变换(FFT)对



▲ 图 2 DSRC 与 LTE-V 共享资源的资源池划分及优先级

信号进行多载波调制,但是这两个系统存在细节方面的不同,表 1 给出了 10 MHz 带宽的 DSRC 系统和 10 MHz 带宽的 LTE-V 系统在物理层上的主要区别。

从表 1 可以看出,DSRC 系统和 LTE-V 系统的子载波个数、子载波频率空间、FFT 和 IFFT 周期、FFT 和 IFFT 抽头系数等方面存在明显的区别,这将导致 2 种系统的 OFDM 多载波调制具体操作的不同。因此 DSRC 设备尝试接收 LTE-V 信号时,需要按照 LTE-V 系统的子载波个数、子载波频率空间、FFT 和 IFFT 周期、FFT 和 IFFT 抽头系数等参数对接收到的消息进行数字信号处理,而 LTE-V 设备尝试接收 DSRC 信号时,需要按照 DSRC 系统中的各种参数对接收到的消息进行数字信号处理。

在实际系统中,DSRC 设备和 LTE-V 设备还存在采样频率的区别,采样频率的计算如式(2):

$$f = S \times N \quad (2)$$

其中, f 为系统的采样频率, S 为子载波频率空间, N 为 FFT 和 IFFT 抽头系数。在 LTE 系统中,子载波频率空间 S 为 15 kHz,FFT 和 IFFT 抽头系数 N 为 1 024,通过计算得出 LTE 系统的采样频率 f_L 等于 15.36 MHz。而在 DSRC 系统中,子载波频率空间 S 为

▼表 1 10 MHz 带宽的 DSRC 系统和 LTE-V 系统的物理层主要区别

	DSRC	LTE-V
子载波总数	52	600
子载波频率空间/kHz	156.25	15
FFT 和 IFFT 周期/ μ s	6.4	66.7
FFT 和 IFFT 抽头系数	64	1 024
保护间隔/ μ s	1.6	4.7(5.2)/16.7
符号间隔(含保护间隔)/ μ s	8	71.4/83.4
调制方式	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
编码率	1/2, 2/3, 3/4(卷积编码)	1/3, 1/16 等(Turbo、咬尾卷积、块编码、重复编码)

BPSK: 标准二进制相移键控
DSRC: 专用短程通信技术
FFT: 快速傅里叶变换

IFFT: 快速傅里叶逆变换
LTE-V: 基于长期演进的车对外界
信息交互技术

QAM: 正交振幅调制
QPSK: 正交相移键控

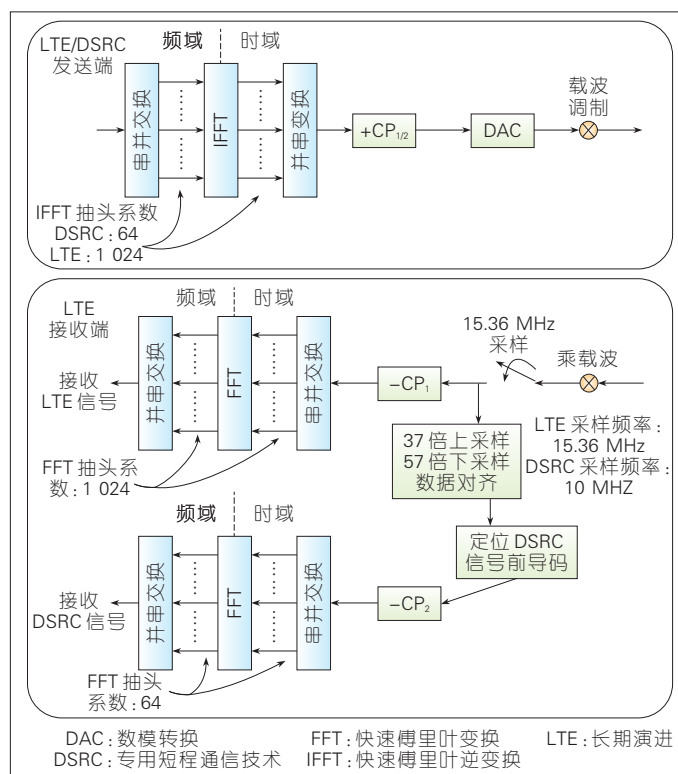
156.25 kHz, FFT 和 IFFT 抽头系数 N 为 64, 同理计算出 DSRC 系统的采样频率 f_s 为 10 MHz。DSRC 和 LTE 设备采样频率的区别是实现 2 种技术互联互通需要解决的重要问题。

上采样和下采样是解决不同系统间采样频率不同问题的常用数字信号处理方法。采样频率变化主要是由于信号处理的不同模块可能有不同的采样频率要求。对于一个样值序列间隔, 几个样值取一次, 这样得到新序列就是原序列的下采样。上采样是下采样的逆过程, 实质也就是内插或插值。由于 LTE-V 设备与 DSRC 设备接收端的采样频率的比值为 15.36 MHz: 10 MHz, 等于 192: 125, 因此, LTE-V 设备的接收端按 15.36 MHz 采样频率采样得到的信号再经过 125 倍上采样和 192 倍下采样处理, 相当于对接收到的模拟信号按照 10 MHz 采样频率进行了采样。由于 125 和 192 数值较大, 而 192:125 约等于 57:37, 因此我们对 LTE-V 设备的接收端按 15.36 MHz 采样频率采样得到的信号进行了 37 倍上采样和 57 倍下采样, 以及数据对齐处理, 从而近似实现了对接收到的模拟信号按照 10 MHz 采样频率采样的相关处理, 10 MHz 带宽的 DSRC/LTE 设备发送端和改进的 LTE 设备接收端对信号的处理过程如图 3 所示。DSRC 设备发送端和 LTE-V 设备发送端信号处理流程基本相同, 但是在具体参数

上存在区别。在图 3 描述的改进的 LTE-V 设备接收 LTE-V 信号和 DSRC 信号的过程中, LTE-V 设备接收到某一载波上的 LTE-V 信号或 DSRC 信号时, 首先对信号乘以相应的载波, 从而将高频信号转换为基带信号, 然后 LTE-V 设备接收端的模数转换(ADC)单元将按照 15.36 MHz 采样频率对转换之后的基带信号进行采样, 采样之后得到的数据将进一步按照 2 种方式分别进行处理: 方式 1 是指 LTE-V 常规处理方式, 方式 2 是 DSRC

信号处理方式。如果接收到的信号是 LTE-V 设备发送的信号, 在处理方式 1 中, 采样得到的数据将会进一步执行去除循环前缀 CP₁ 操作, 去除循环前缀之后的时域数据会经过串并变换转换成 1 024 行并行的时域数据, 接下来 1 024 行并行时域数据经过抽头系数为 1 024 的 FFT 模块进行时域到频域的转换, 转换为 1 024 行并行频域数据, 然后 1 024 行并行频域数据通过并串转换变为串行数据, 该串行数据再经过解调制、解码、去交织等操作恢复出 LTE-V 设备发送端发送的信息, 即车辆行驶状态信息; 如果接收到的信号是 DSRC 设备发送的信号, 在处理方式 2 中, 采样得到的数据首先经过 37 倍上采样和 57 倍下采样以及数据对齐处理, 从而近似得到通过 10 MHz 采样频率采样获得的数字域信号, 进一步对该数字域信号进行 DSRC 系统 PLCP 前导码的检测, 从而得到信号的有效部分, 接下来对信号的有效部分进行去循环前缀 CP₂、串并变换、FFT 时域到频域转换、并串变换等处理, 从而得到

图 3
DSRC/LTE 设备发送端和改进的 LTE 设备接收端信号处理过程



一组串行的频域数据,该串行数据再经过解调制、解码、去交织等操作恢复出 DSRC 设备发射端发送的信息,即车辆行驶状态信息。

3 DSRC 与 LTE-V 共享 频谱资源仿真分析

3.1 链路级仿真及结果

本节对 LTE-V 设备接收 DSRC 信号进行了基于 matlab 的链路级仿真,DSRC 系统中数字域的码片时间为 100 ns,因此数据的采样频率则可能为 $1/100\text{ ns}=10\text{ MHz}$,在 DSRC 发送端数模转换(DAC)的仿真中,我们先在每组相邻的码片之间补充 3 个零值的码片,此时数据的采样频率大约为 40 MHz,接下来补零之后的数据与升余弦函数进行卷积,然后对经过卷积的数据进行符号重复,每个符号重复 192 次,此时数据的采样频率为 $40 \times 192=7\ 680\text{ MHz}$,远远高于数字域信号原来的采样频率,因此可以视为模拟信号,最后将经过符号重复的数据通过低通滤波器滤波。

在 DSRC 接收端 ADC 的仿真中,我们首先将采样频率为 7 680 MHz 的模拟信号经低通滤波器滤波,然后再对经过滤波的模拟信号每隔 192 个符号进行一次采样,从而得到采样频率为 $7\ 680/192=40\text{ MHz}$ 的数字域信号,然后该 40 MHz 采样频率的信号再与升余弦函数进行卷积,最后对卷积之后的数据每隔 4 个符号进行采样,得到采样频率则为 $40/4=10\text{ MHz}$ 的数字域符号后对该 10 MHz 采样频率的信号进行恢复基带信号、分组的前导码检测、频偏估计与纠正、去除循环前缀(CP)、FFT、分类导频符和数据符、信道估计、相位追踪、接收分集、空时编码、解调制、解交织以及维特比译码等一系列操作,从而接收并解调出 DSRC 发送端发送的信息。

在 LTE-V 接收端 ADC 的仿真中,我们首先将采样频率为 7 680 MHz 的模拟信号经低通滤波器滤波,然后再

对经过滤波的模拟信号每隔 125 个符号进行一次采样,从而得到采样频率为 $7\ 680/125=61.44\text{ MHz}$ 的数字域信号,(这里采用 125 而不是 192 进行采样的原因在于 10 MHz 带宽的 LTE-V 设备的采样频率与 10 MHz 带宽的 DSRC 设备的采样频率之间的比值为 $15.36\text{ MHz}:10\text{ MHz}=192:125$),然后该 61.44 MHz 采样频率的信号再与升余弦函数进行卷积,最后对卷积之后的数据每隔 4 个符号进行采样,从而得到采样频率为 $61.44/4=15.36\text{ MHz}$ 的数字域符号,进而模拟出 LTE-V 设备以 15.36 MHz 采样频率对接收到的 DSRC 信号进行采样的过程。LTE-V 设备接收端对接收到的 DSRC 信号经过 15.36 MHz 采样之后需要在数字域进行 125 倍上采样和 192 倍下采样操作,得到 10 MHz 采样频率的数据,进而继续进行恢复基带信号、分组的前导码检测、频偏估计与纠正、去除 CP、FFT、分类导频符和数据符、信道估计、相位追踪、接收分集、空时编码、解调制、解交织以及 Viterbi 译码这一系列操作,从而接收并解调出 DSRC 发送端发送的信息。

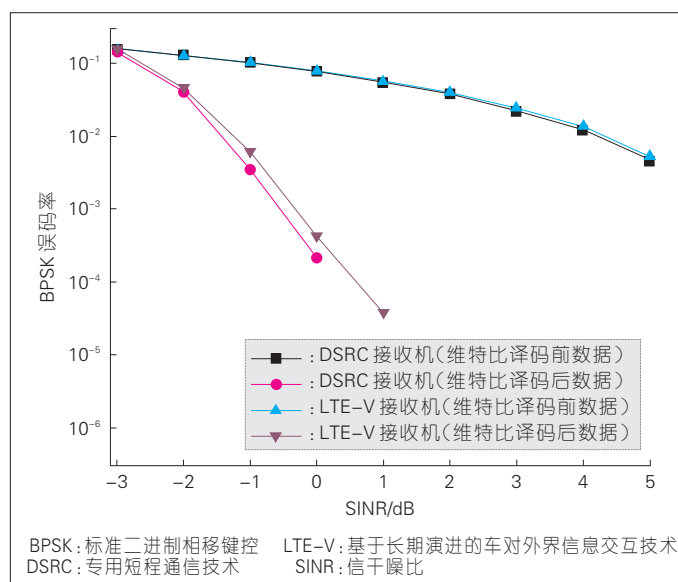
图 4 展示了采用标准二进制相移键控(BPSK)方式调制,采用 1/2 码率进行卷积编码的 100 Bytes 数据包,由 DSRC 设备发送端发送,并且分别由

改进的 LTE-V 设备以及 DSRC 设备接收的仿真结果。这里采用 BPSK 是因为它是车辆行驶状态信息广播通常采用的信号。图 4 分别给出了接收到的数据的误码率以及接收到的数据经过维特比译码之后的误码率,因为采用了 1/2 码率的卷积编码,传输的数据具有一定的抗噪声能力,经过维特比译码之后的信号的误码率相比维特比译码前信号的误码率有明显下降,由于高信噪比时维特比译码后误码率非常接近 0,因此高信噪比时的维特比译码后误码率在对数纵坐标的图中没有展示。由图 4 可以看出:LTE-V 设备接收 DSRC 信号的误码率与 DSRC 设备接收 DSRC 信号的误码率基本相同,证明了经过改进之后的 LTE-V 设备能够有效地接收 DSRC 设备传输的信号。

3.2 系统级仿真及结果

本节对 2.1 节所描述的 LTE-V 技术和 DSRC 技术共享的频谱资源在两种技术之间的数据链路层分配方案进行了系统级仿真验证,系统级仿真平台包括以下几个部分:车辆部署与移动模型、信道模型、业务模型、载波侦听多路访问/冲突避免(CSMA/CA)状态转移模型以及性能指标计算模型等。

图 4
改进的 LTE-V 设备
和 DSRC 设备接收
DSRC 信号的链路
级仿真结果



我们仿真的区域为 2 000 m 的一条道路,当 LTE-V 用户和 DSRC 用户总数较多时(大于 200),我们将 LTE-V 用户部署在图 2 所示的资源池 1 上,把 DSRC 用户部署在图 2 所示的资源池 4 上。我们假设 LTE-V 用户和 DSRC 用户发送的车辆行驶状态信息占时 1 ms,车辆发送的行驶状态信息被周围一定距离内的车辆接收的概率(数据包的成功解码率(PRR))的仿真结果如图 5 所示。

图中每一个点代表发射机和接收机相距 300 m 之内所有数据包的平均到达率,横坐标为 DSRC 或者 LTE-V 的用户数,在不同频段工作的 2 种车联网技术能够在链路层共存,表现出不错的性能。

当 LTE-V 用户和 DSRC 用户总个数较少时(小于 200),我们仿真了 LTE-V 和 DSRC 采用时分方式共用图 2 所示的资源池 4 时的车辆发送的行驶状态信息被周围车辆接收的概率。我们按照 LTE-V 用户个数 N_L 和 DSRC 用户的个数 N_D 之间的比例将资源池 4 按周期 P 划分为前后 2 个时间段,参照公式(1),参数 n 这里取 1.1,是因为图 5 中 DSRC 的性能比 LTE-V 差,因此希望多分配资源提高 DSRC 的性能, P 为固定的 100 ms。图 6 和图 7 中展示了当 DSRC 车辆个数固定为 50, LTE-V 用户个数从 25 增加到 125 时, LTE-V 用户和 DSRC 用户采用时分方式占用资源池 4 并进行车辆行驶状态信息广播时,车辆发送的行驶状态信息被周围一定距离内的车辆接收的概率。

考虑到发送车辆与接收车辆的距离因素,我们分别统计了 0~300 m 范围内的 PRR 值。统计范围以 20 m 为步长,共有 15 组不同区间的数据,并将统计的 PRR 值绘成 PRR 曲线图,以此作为系统性能指标。图中横坐标为发送车辆与接收车辆的距离,可以看出当用户总数较小时, LTE-V 和 DSRC 可以同时仅使用资源池 4 中的频谱资源,同样能够得到较高的包接

图 5
高 LTE-V/DSRC 车辆
用户密度时 DSRC 与
LTE-V 共存效果图

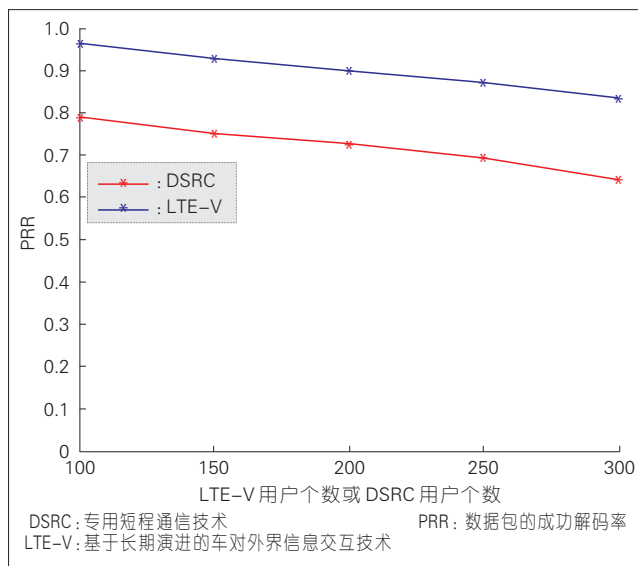


图 6
低 LTE-V/DSRC 车辆
用户密度时共存场景
中 LTE-V 性能图

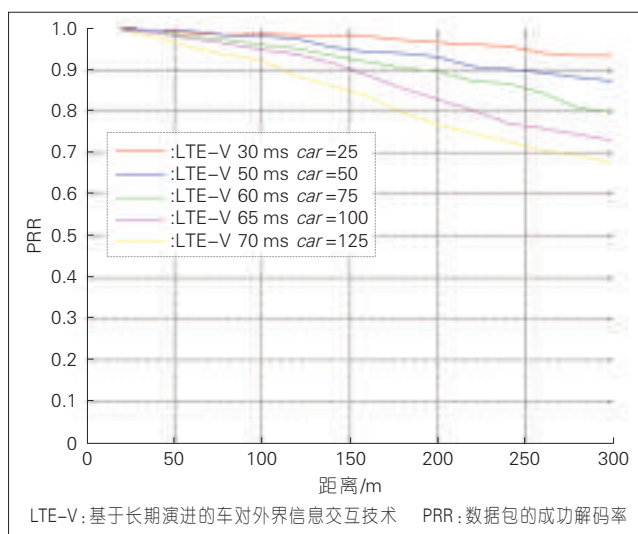
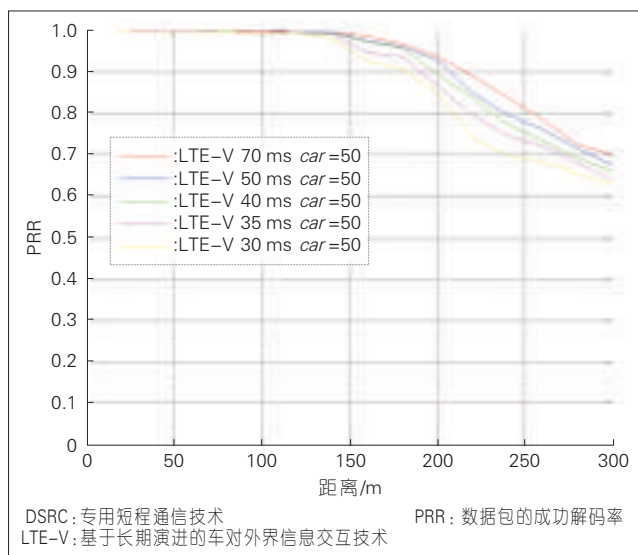


图 7
低 LTE-V/DSRC 车辆
用户密度时共存场景
中 DSRC 性能图



收概率,并且由于 DSRC 用户和 LTE-V 用户工作在同一频段上,LTE-V 设备能够按照 2.2 节描述的物理层改进方法接收 DSRC 设备发送的信号。

4 结束语

文章对 DSRC 技术与 LTE-V 技术共享频谱资源进行了研究,提出了一种 DSRC 与 LTE-V 共享频谱资源机制。该机制在 DSRC 技术与 LTE-V 技术的数据链路层的改进保证了 DSRC 技术和 LTE-V 技术都能分得足够的频谱资源进行车联网业务,并且能够避免 DSRC 与 LTE-V 系统间的干扰。该机制中对 LTE-V 技术物理层的改进能够使 LTE-V 设备接收 DSRC 信号,从而提高了装备了 LTE-V 通信模块的车辆感知周围车辆的能力,进而提升了道路行驶安全。

致谢

特别感谢北京邮电大学贾树葱博士在研究期间的细致指导和仿真支持,感谢中兴通讯贾倩高级工程师的业务指导!

参考文献

- [1] 吴志红, 胡力兴, 朱元. 基于 DSRC 道路口的车联网的研究[J]. 无线互联科技, 2015, 12(5): 39-42. DOI: 10.3969/j.issn.1672-6944.2015.05.018
- [2] 李静林, 袁泉, 杨放春. 车联网群智感知与服务[J]. 中兴通讯技术, 2015, 21(6):6-9. DOI: 10.3969/j.issn.1009-6868.2015.06.002
- [3] WILLKE T L, TIENTRAKOL P, MAXEMCHUK N F. A Survey of Inter-Vehicle Communication Protocols and Their Applications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2009, 11(2). DOI: 10.1109/SURV.2009.090202
- [4] LIU Z S, LIU Z Y, MENG Z, et al. Implementation and Performance Measurement of A V2X Communication System for Vehicle and Pedestrian Safety[J]. International Journal of Distributed Sensor Networks, 2016, 12(9)
- [5] SEO H, LEE K D, YASUKAWA S, et al. LTE Evolution for Vehicle-to-Everything Services[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(6):22-28. DOI: 10.1109/MCOM.2016.7497762
- [6] IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange between Systems-Local and Metropolitan Networks-Specific Requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical (PHY) Specifications-Amendment 6: Wireless Access in Vehicular Environments: IEEE Std 802.11p-2010[S]. New York: IEEE Computer Society, 2010
- [7] 方芳, 兰琛, 范全放, 等. 几种常见车路协同通信技术的比较研究[C]// 中国智能交通年会大会. 2016
- [8] SUN S H, HU J L, PENG Y, et al. Support for Vehicle-to-Everything Services based on LTE[J]. IEEE Wireless Communications, 2016, 23(3):4-8. DOI: 10.1109/MWC.2016.7498068
- [9] CHEN S, HU J, SHI Y, et al. LTE-V: A TD-LTE based V2X Solution for Future Vehicular Network[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(6): 997 - 1005. DOI: 10.1109/JIOT.2016.2611605
- [10] 温志勇, 修战宇, 陈俊先. LTE-V 车路通信技术浅析与探讨[J]. 移动通信, 2016, 40(24): 41-45. DOI: 10.3969/j.issn.1006-1010.2016.24.009
- [11] Dreyer N, Moller A, Mir Z H, et al. A Data Traffic Steering Algorithm for IEEE 802.11p/LTE Hybrid Vehicular Networks[C]// Vehicular Technology Conference. USA: IEEE, 2017. DOI: 10.1109/VTCFall.2016.7880850
- [12] Qualcomm Incorporated. Co-Channel Coexistence for DSRC and LTE-V2V: 3GPP R1-166268[S]. Nice: 3GPP, 2017
- [13] LG Electronics. Considerations on the Co-Channel Coexistence of LTE PC5 V2V and IEEE 802.11p: 3GPP R1-166839[S]. Nice: 3GPP, 2017

作者简介



陈沛吉, 北京邮电大学硕士研究生在读; 主要研究领域为 LTE 及车联网。



马伟, 中兴通讯股份有限公司系统产品技术规划部高级系统工程师; 主要研究领域为无线通讯标准的研究和标准化工作; 长期参与 3GPP 和 CCSA 的标准制定, 主导和参与制定了 TD-SCDMA、WCDMA 等多个终端行业标准和终端国际标准, 获得通信国家标准化协会奖励 2 项; 已主持或参与制定国际/国内标准规范 15 个, 申请发明专利 80 余项。



张琳, 北京邮电大学教授、博士生导师、信息与通信工程学院执行院长; 主要研究领域为信息编码、3GPP LTE(SAE)演进、移动互联网智能业务开发、宽带无线接入等; 曾主持或参与多项国家自然科学基金、国家“863”项目以及国际科技合作项目; 已发表论文 120 余篇, 出版著作 2 部。

基于结构特征的时序聚类方法研究

Time Series Clustering Based on Structural Features

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2018) 03-0061-006

摘要: 数据驱动的智能运维对提高云平台的管理效率有重要意义。提出一种基于结构特征的时序聚类方法以用于云平台大量性能数据的智能分类。该方法采用分级处理的方式用于降低聚类复杂度, 首先基于傅里叶变换将时序分为明显周期型和非明显周期型两大类, 然后从时序中提取季节性指标、趋势性指标、偏度、相对熵、样本熵、自相似性和李雅普诺夫系数等 7 个特征, 最后在每个大类中基于特征空间进行 K 均值聚类分析。实验数据仿真表明: 所提方法能够有效将不同波形特性的时序分开。

关键词: 特征提取; 时序聚类; 数据挖掘; 云平台

Abstract: Data-driven intelligent Operation & Management (O&M) has significant importance for improving the efficiency of cloud platform maintenance. In this paper, a time series clustering method based on structural features is proposed for classifying large-scale metrics in cloud platform. A hierarchical scheme is adopted to reduce the complexity of clustering. First, the time series are classified into two big categories based on Fourier transformation: significant periodicity and non-significant periodicity. Secondly, seven features are extracted from the data: seasonal degree index, trend degree index, skewness, relative entropy, sample entropy, self-similarity and Lyapunov coefficient. And then, the k-means algorithm is used to cluster the time series in the feature space for each big category. The real data experiment shows that the method proposed is able to distinguish the time series which contain different characteristics.

Key words: feature extraction; time series clustering; data mining; cloud platform

孟志浩/MENG Zhihao
刘建伟/LIU Jianwei
韩静/HAN Jing

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

注。采用时序建模和数据挖掘的方法根据性能数据的历史分布设定其阈值范围, 实现自动化的动态阈值设定, 可降低人工设定阈值的时间成本并提高阈值精准度^[1]。另一方面, 集群性能数据种类千差万别, 时序分布特性各有不同, 难以简单只采用一种时序建模算法就可以实现对所有序列的建模。因此, 需要对不同特性的时序数据采用各自合适的阈值算法, 才能更满足阈值设定精度。这对时序的自动分类提出了要求, 在完成对时序的自动分类后, 再根据其类别选择合适的阈值模型。

时序数据的分类在数据挖掘领域是一个多年的研究热点, 其分析多个输入时间序列存在的共性与差异, 将具有相同结构的序列归为一类, 而将结构不同的序列尽量区分开来。相比于一般的聚类问题(静态聚类), 由于时间序列带有时间维度的动态性, 使其聚类问题变得更为复杂。因此, 除了在原始时间序列空间做聚类分析, 更有效的方法是通过间接的方式, 先对时间序列做特征提取或建模, 再进行聚类分析。本文中我们采用的方法即是先从时序中提取周期

计算机(IT)集群在各行各业均有广泛运用, 以电信运营商为例, 其核心网、网管中心和数据中心等均以 IT 集群为依托。一般来讲, IT 集群规模庞大, 配置的硬件和软件数目和种类繁多。IT 集群又是对正常运行时间有严格要求的不间断系统, 若出现软件错误和硬件故障不仅使用户体验急剧下降, 而且耗费大量维护

费用。因此集群的管理和运维一直是重要而又具有挑战性的任务。

随着虚拟化和软件自定义网络(SDN)等技术的引入, 传统 IT 集群向云化转变, 集群规模进一步增大, 上层软件应用和业务类型日趋增多, 所需监控控制的性能指标数量有百万级乃至更多。因此, 传统人工设定阈值进行监控控制的方法已经难以满足应用需求, 不仅人工成本增加, 且运维效率和准度下降。基于机器学习实现智能化运维对解决此问题具有重要意义, 已在业界得到普遍关

收稿日期: 2018-04-23

网络出版日期: 2018-05-22

基金项目: 上海市青年科技英才扬帆计划(18YF1423300)

性、趋势性、非高斯性等结构特征,然后在此特征空间对时序进行聚类。此外,为降低聚类复杂度,本文通过基于傅里叶变换的方法先将时序分为两大类,然后在两大类中进行聚类分析。在云平台实际采集的性能数据的仿真表明:本文所提方法具有有效性。

1 时序聚类简介

一般时间序列的聚类方法可分为3种^[1]:基于原始信号的聚类、基于建模的聚类、基于特征提取的聚类。

(1)基于原始信号的聚类方法指直接在原始信号空间进行聚类分析。为测量信号之间的相似性,常用的距离有欧式距离^[2]、余弦距离^[4]和动态时间规整(DTW)^[5]等。这种方法简单直接,但易受干扰,例如:对于存在缺失值的时序无法处理,对时序波形过于敏感,只能表征时序的一些局部特性。

(2)基于建模的聚类方法先对时序进行统计建模,例如:自回归滑动平均(ARMA)^[6]、隐马尔科夫模型(HMM)^[7]等,然后在模型系数空间采用一定的方法进行聚类。这种方法能对不同长度的时序进行分析,提高聚类分析的鲁棒性;但每种模型背后存在较多严格假设,限制了其运用的范围。

(3)基于特征提取的聚类方法先提取相关特征以表示时序某种特性,然后在此特征空间进行时序聚类^[8]。这种方法能够处理不同长度的时序,且无论时序长度都可将其压缩在一定维度的特征空间上,避免高维度聚类难题。所提取特征可表征时序的全局特性,从而避免局部特性的影响。通过提取多种类型的特征,可从不同角度描述时序,具有更广泛的运用范围。

无论在何种空间进行聚类,都需要一定的聚类算法,本领域常用的算法有K均值聚类^[9]、层次聚类^[10]等。K均值聚类算法简单,计算效率高,但

需要事先指定类别个数;层次聚类可实现类别个数的自动选择,但算法复杂度较高,且算法收敛的条件也需要事先指定。

2 特征提取方法

我们将从周期性、趋势性、非高斯性和非线性4个角度描述时序特征,所提取的特征为季节性指标、趋势性指标、偏度、相对熵、样本熵、自相似性和李雅普诺夫系数。下面我们对这7个特征进行说明。

2.1 季节性与趋势性

假定一个序列的数学表示为: $X_t = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$,为计算序列的季节性程度和趋势性程度,先采用季节-趋势分解(STL)^[11]时序分解法将序列分解为3个分量:

$$X_t = T_t + S_t + E_t \quad (1)$$

T_t 、 S_t 和 E_t 分别表示趋势性成分、季节性成分和随机性成分。完成时序分解后,季节性指标的相应计算公式为:

$$s_{\text{deg}} = 1 - \frac{\text{var}(E_t)}{\text{var}(X_t - T_t)} \quad (2)$$

趋势性指标的计算公式为:

$$t_{\text{deg}} = 1 - \frac{\text{var}(E_t)}{\text{var}(X_t - S_t)} \quad (3)$$

其中, $\text{var}(\cdot)$ 表示求序列的方差。

2.2 偏度

偏度用来表征时序概率分布的拖尾(非对称)现象,对于正态分布,其偏度等于0,因此偏度可作为一种非高斯性的度量。随机变量 X 的偏度定义为:

$$\text{skew}(X) = E\left[\left(\frac{X - \mu}{\sigma}\right)^3\right] \quad (4)$$

通过推导,可得偏度的简化计算方法为:

$$\text{skew}(X) = \frac{E[X^3] - 3\mu\sigma^2 - \mu^3}{\sigma^3} \quad (5)$$

其中 μ 和 σ 表示序列的均值和标准差, $E[\cdot]$ 表示求均值计算。

2.3 相对熵

相对熵是描述两个概率分布差异的一种方法^[12]。设存在两个分布 P 和 Q , P 相对于 Q 的相对熵定义为:

$$D(P\|Q) = \int P(x) \log \frac{P(x)}{Q(x)} dx \quad (6)$$

对于离散变量,有:

$$D(P\|Q) = \sum P(i) \log \frac{P(i)}{Q(i)} \quad (7)$$

本文中,我们将序列 X 的相对熵定义为序列分布 $P(X)$ 相对于正态分布 $N(X)$ 的偏差,其中 $N(X)$ 的均值和标准差等于序列的均值和标准差。我们对序列 X 做直方图,假设将取值范围分成 m 段,那么相对熵的计算方法可以为:

$$\text{relative_entropy} = \sum_{i=1}^m P(i) \log \frac{P(i)}{N(i)} \quad (8)$$

其中, $P(i)$ 表示直方图第 i 段区间的概率, $N(i)$ 表示对应区间的正态分布累积概率。如此,文中的相对熵可作为序列非高斯性的一种度量。

2.4 样本熵

样本熵表征时间序列的复杂度,是一种非线性度量^[13]。对于时间序列 X_t ,定义长度为 m 的模板向量为:

$$X_m(i) = \{x_i, x_{i+1}, \dots, x_{i+m-1}\}, i = 1, 2, \dots, N - m + 1 \quad (9)$$

定义两个模板向量的距离为:

$$d[X_m(i), X_m(j)] = \max_{k=0, \dots, m-1} \|x_{i+k} - x_{j+k}\|, i \neq j \quad (10)$$

则序列的样本熵计算为:

$$\text{SampEn} = -\log \frac{A}{B} \quad (11)$$

其中, B 表示长度为 m 的模板向量对

距离小于某个阈值 r ($d[X_m(i), X_m(j)] < r$) 的个数, A 表示长度为 $m+1$ 的模板向量对距离小于阈值 r ($d[X_{m+1}(i), X_{m+1}(j)] < r$) 的个数。根据一般经验, 我们取 $m=2, r=0.2 \times std$, std 表示序列标准差。

2.5 自相似性

自相似性表示序列的长期依赖性, 是一种非线性度量。假设序列零均值后表示为:

$$X'_t = X_t - \text{mean}(X_t) \quad (12)$$

令 X'_t 累积和序列为 Y_t , 其第 i 个元素 y_i 表示为:

$$y_i = \sum_{k=1}^i x'_k \quad (13)$$

计算 Y_t 取值范围 $R = \max(Y_t) - \min(Y_t)$, 则采用如下 Hurst 指数^[14]来表征该自相似性, 其定义如下:

$$R/\sigma = (N/2)^K \quad (14)$$

其中, K 是 Hurst 指数, σ 是序列标准差, N 是序列长度, 从而可得:

$$K = \frac{2}{N} \log(R/\sigma) \quad (15)$$

2.6 李雅普诺夫系数

李雅普诺夫指数表征序列的混沌性, 也是一种非线性测量^[15]。假定序列的某个以 i 下标作为起始点的子序列为:

$$X_i = \{x_i, x_{i+\tau}, x_{i+2\tau}, \dots, x_{i+(m-1)\tau}\} \quad (16)$$

即该子序列的长度等于 m (嵌入维度), τ 表示延迟步数。设与该子序列欧拉距离最小的另一子序列为 X_j , 则可求得子序列 X_{i+k} 和 X_{j+k} 的距离则为 $d_{i(k)}$ 。李雅普诺夫指数 λ 的定义为:

$$d_{i(k)} = d_{i(0)} e^{\lambda k} \quad (17)$$

即:

$$\lambda k + \log d_{i(0)} = \log d_{i(k)} \quad (18)$$

为计算 λ , 对某个特定 k , 可计算求得所有子序列 $d_{i(k)}$ 的平均值 $\bar{d}_{(k)}$ 。改变 k 可计算得到相应的 $\bar{d}_{(k)}$, 然后再对 k 和 $\log \bar{d}_{(k)}$ 做线性拟合求其斜率即是 λ 。一般经验取嵌入维度 $m=10$, 延迟步数 τ 为序列自相关系数 R_τ 小于 $1-1/e$ 对应的值。

3 聚类方法

本文中, 我们采用基于傅里叶变换的方法先将时序分为两大类, 然后在各大类中采用 K 均值的方法进行聚类。

3.1 基于傅里叶变换的周期型分类

由于性能数据的形态特性种类繁多, 直接进行聚类分析较为复杂。通过对大量的实际性能数据的观察, 作者发现有些时序存在明显的周期形态, 有些则不明显。因此我们提出先将时序按傅里叶变换的方法分为具有明显周期形态和不具有明显周期形态两大类, 然后在各大类中采用基于结构特征的聚类方法进行更小的细分, 这种分等级的处理方法可以降低聚类复杂度。由于数据是离散序列, 采用如下的离散傅里叶变换求取频率幅值谱:

$$|F[k]| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \right|, 0 \leq k \leq N-1 \quad (19)$$

然后求取幅值谱的最大值 $|F|_{\max}$, 均值 $|F|_{\text{mean}}$ 和标准差 $|F|_{\text{std}}$ 。如果满足:

$$|F|_{\max} > |F|_{\text{mean}} + c \cdot |F|_{\text{std}} \quad (20)$$

其中, c (一般取不小于 3) 是一个设定系数, 当 $|F|_{\max}$ 对应的周期等于设定值 (设定值一般为 1 天), 则该时序具有明显周期形态。

3.2 K 均值聚类

由于 K 均值聚类算法简单直接, 我们采用此方法对提取的结构特征向量进行聚类分析。设要将 n 个样

本划分为 k 个聚类, k 均值聚类即是要确定这 k 类的中心 (均值), 使每个点离他最近的均值的距离和最小, 即:

$$\arg \min_{\mu_i} \sum_{i=1}^k \sum_{x_j \in S_i} \|x_j - \mu_i\|^2 \quad (21)$$

一般采用如下的算法流程完成上述优化问题:

(1) 从数据集中随机取 k 个样本, 作为 k 个簇的中心;

(2) 分别计算各样本到 k 个簇中心的距离, 将这些样本分别划归到与之距离最近的中心的簇;

(3) 根据聚类结果, 重新计算 k 个簇各自的中心;

(4) 重复步骤 2 和 3, 直至收敛;

(5) 输出各类中心和各样本所属类别标签。

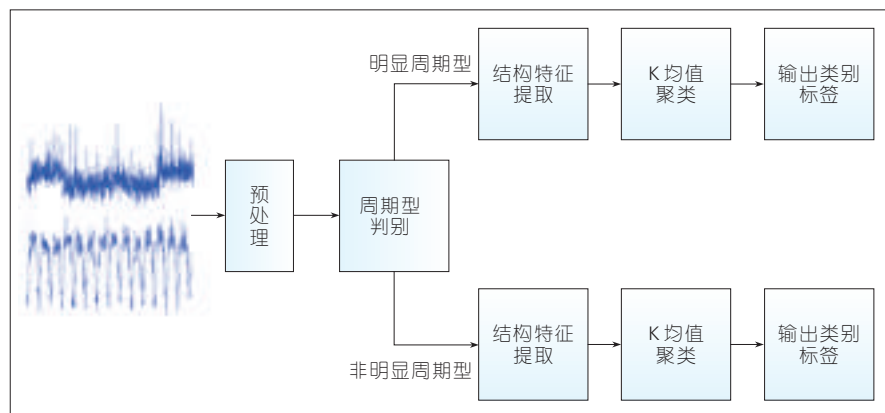
综合第 2 节和第 3 节, 我们提出的聚类方案如图 1 所示。

4 仿真验证

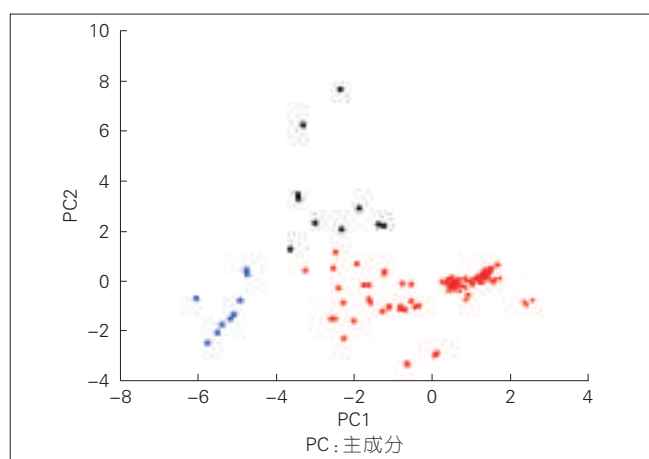
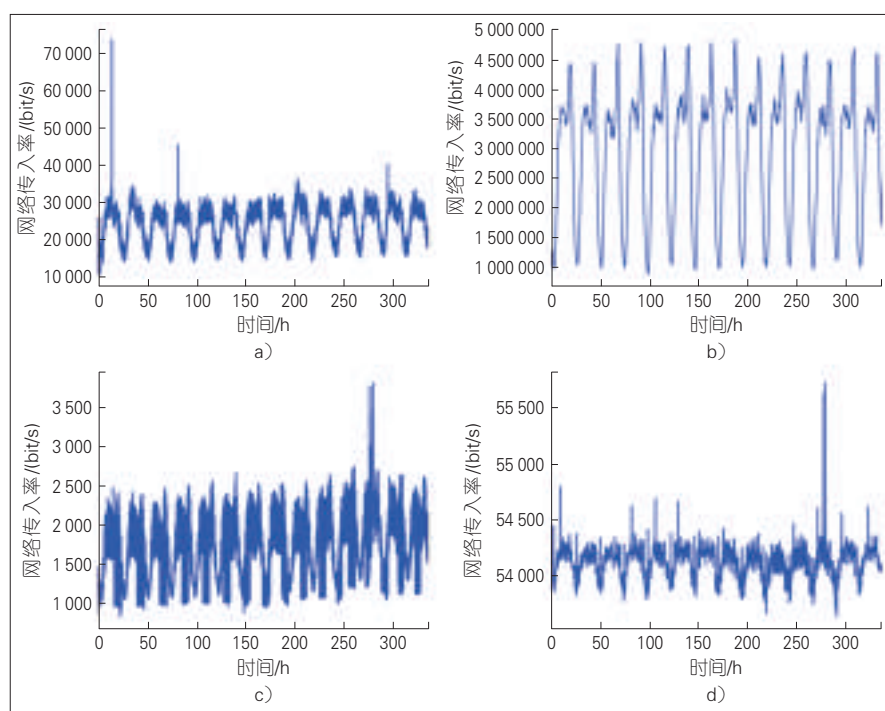
为验证本算法有效性, 我们从实际商用云平台采集了 407 个网络端口流量数据, 采集时间长度为 2 周, 采样粒度为 15 min (即每天采集 96 个点)。在进行聚类分析之前, 我们首先对每个时序进行去除极端噪声的预处理; 然后采用基于傅里叶变换的方法进行周期型分类。仿真结果显示: 407 个序列分成 165 个明显周期型序列和 242 个非明显周期型序列。

对于明显周期型序列, 对每个序列提取完第 2 节所述 7 个结构特征, 然后在此特征空间进行 K 均值聚类分析, 仿真表明可将这些时序分为 4 类。图 2 是采用主成分分析 (PCA) 将特征样本点降维到 2 维平面的散点图, 每种颜色或形状的散点表示其中一类时序。红色圆点的示例时序如图 3a) 所示; 蓝色圆点的示例时序如图 3b) 所示; 黑色圆点的示例时序如图 3c) 所示; 红色星点的示例时序如图 3d) 所示。

如上介绍, 每种时序的代表性时序波形如图 3 所示。可见虽同样是



▲图1 时序聚类流程图

◀图2
周期型数据的特征
空间散点示意图

▲图3 周期型数据4种类别时序波形示意图

有明显周期型的时序,其波形特性仍有差异,例如:右上角时序最为平滑规整,而左下角时序则带有显著的波动性。因此,其适用的时序建模方法将有所差别。

对于非明显周期型数据,同样对每个序列提取完第2节所述7个结构特征,然后在此特征空间进行K均值聚类分析,仿真表明可将其分为5类,图4是经过PCA降维后的特征散点示意图,每种颜色或形状的散点表示其中一类时序。红色圆点的示例时序如图5a)所示;蓝色圆点的示例时序如图5b)所示;黑色圆点的示例时序如图5c)所示;红色星点的示例时序如图5d)所示;蓝色星点的示例时序如图5e)所示。

每种时序的代表性时序波形如图5所示,这些时序的特性也是各有变化,例如:图5a)时序带有大量的高脉冲,图5d)时序带有一定的趋势波动性,而图5e)时序较为平稳。

从图3和图5的仿真结果表明:本文所提的聚类方法能够将不同波形特性的时序分别开来,而这些不同特性的时序数据,可以预见有着不同适用的时序建模方法和动态阈值方法。表1、表2分别为非明显周期型数据和明显周期型数据各个子类别的时序数目。

5 结束语

云平台产生大量的性能数据可用于系统运行状态的监测控制。本文提出一种基于结构特征的聚类方法对这些性能数据进行自动化分类。该方法采用分级处理的方式,首先将时序分为明显周期型和非周期型两大类,然后从各类时序提取7个结构特征,最后在此特征空间进行聚类分析。实验结果表明该方法能够将时序分为具有不同波形特性的数据。本文所提工作的主要创新和贡献主要如下:

(1)针对云平台大规模特性不一的数据,创新性地提出了一种基于结

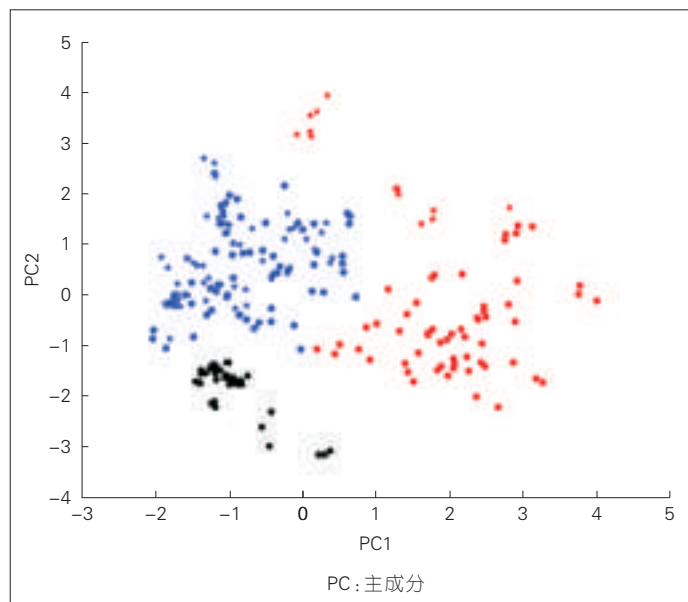


图4
非周期型数据的
特征空间散点
示意图

表1 非明显周期型数据各子类别的
时序数目汇总

非周期型	时序数目
类别 1	58
类别 2	60
类别 3	43
类别 4	19
类别 5	62

表2 明显周期型数据各子类别的时序
数目汇总

周期型	时序数目
类别 1	31
类别 2	114
类别 3	11
类别 4	9

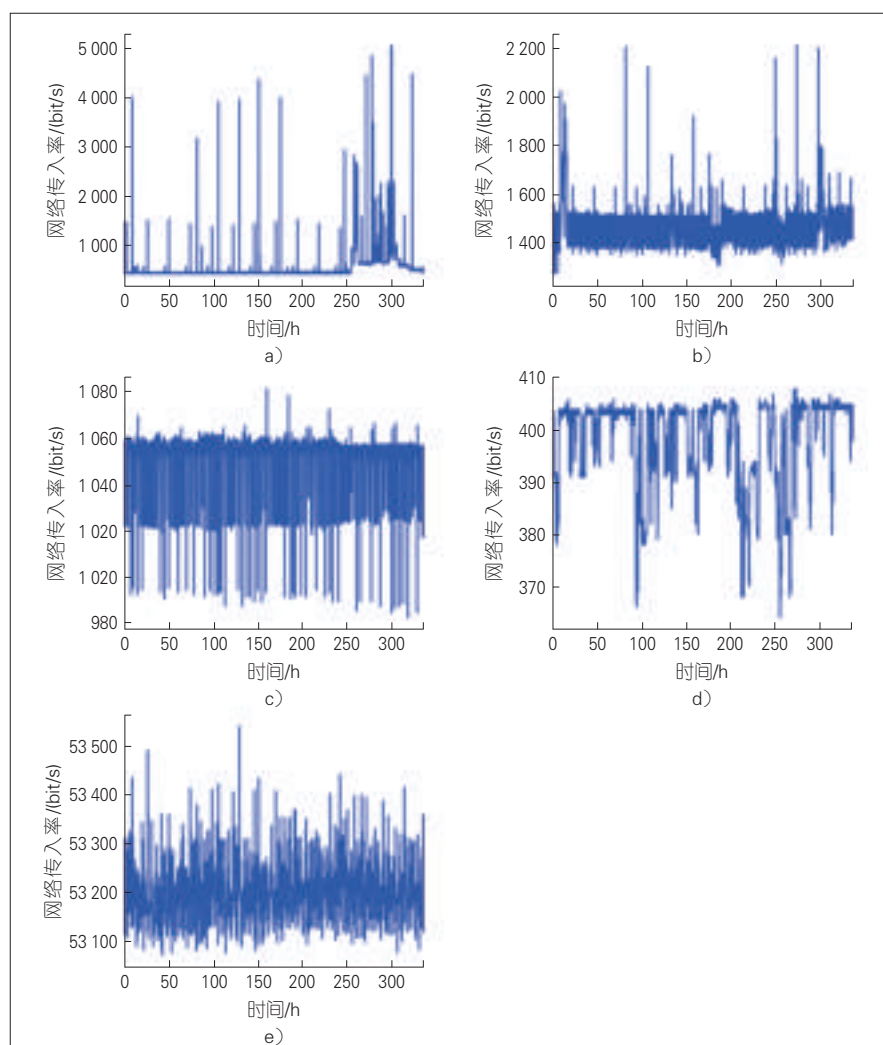


图5 非周期型数据5种类别时序波形示意图

构特征的自动聚类方法,所提特征用于表征周期性、趋势性、非高斯性、非线性等多种时序结构。

(2) 针对所采集的时序数据特点,创新性地提出了一种分级聚类框架,用于降低聚类复杂度。

该自动化时序分类结果为性能数据的进一步分析提供了基础,具有重要的应用价值。在作者所在的智能运维项目,已经着手根据每种类别时序的特点进行相应的建模和动态阈值预测。这方面内容超过本文的讨论范围,不再做细述。

参考文献

- [1] MARVASTI M A, POGHOSYAN A V, HARUTYUNYAN A N, et al. An Enterprise Dynamic Thresholding System[C]//ICAC. USA: USENIX Association, 2014: 129-135

- [2] LIAO T W. Clustering of Time Series Data—A Survey [J]. Pattern Recognition, 2005, 38 (11): 1857–1874
- [3] AGRAWAL R, FALOUTSOS C, SWAMI A. Efficient Similarity Search in Sequence Databases [J]. Foundations of Data Organization and Algorithms, 1993: 69–84
- [4] GOLAY X, KOLLIAS S, STOLL G, et al. A New Correlation-Based Fuzzy Logic Clustering Algorithm for FMRI [J]. Magnetic Resonance in Medicine, 1998, 40(2): 249–260
- [5] RATANAMAHATANA C A, KEOGH E. Three Myths about Dynamic Time Warping Data Mining[C]//Proceedings of the 2005 SIAM International Conference on Data Mining. USA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2005: 506–510. DOI: 10.1137/1.9781611972757.50
- [6] PICCOLO D. A Distance Measure for Classifying ARIMA Models [J]. Journal of Time Series Analysis, 1990, 11(2): 153–164
- [7] LI C, BISWAS G. Temporal Pattern Generation Using Hidden Markov Model Based Unsupervised Classification [J]. Advances in Intelligent data analysis, 1999: 245–256
- [8] WANG X, SMITH K, HYNDMAN R. Characteristic-Based Clustering for Time Series Data [J]. Data mining and knowledge Discovery, 2006, 13(3): 335–364
- [9] HALKIDI M, BATISTAKIS Y, VAZIRGIANNIS M. On Clustering Validation Techniques [J]. Journal of intelligent information systems, 2001, 17(2): 107–145
- [10] KEOGH E, LIN J. Clustering of Time-Series Subsequences is Meaningless: Implications for Previous and Future Research [J]. Knowledge and information systems, 2005, 8(2): 154–177
- [11] CLEVELAND R B, CLEVELAND W S, TERPENNING I. STL: A Seasonal-Trend Decomposition Procedure Based On Loess [J]. Journal of Official Statistics, 1990, 6(1): 3
- [12] MARIAN P, MARIAN T A. Relative Entropy is An Exact Measure of Non-Gaussianity [J]. Physical Review A, 2013, 88(1): 012322
- [13] RICHMAN J S, MOORMAN J R. Physiological Time-Series Analysis Using Approximate Entropy and Sample Entropy [J]. American Journal of Physiology-Heart and Circulatory Physiology, 2000, 278(6): H2039–H2049
- [14] WERON R. ESTIMATING Long-Range Dependence: Finite Sample Properties and Confidence Intervals [J]. Physica A: Statistical Mechanics and its Applications, 2002, 312(1): 285–299
- [15] ECKMANN J P, KAMPHORST S O, RUELLE D, et al. Liapunov Exponents from Time Series [J]. Physical Review A, 1986, 34(6): 4971

作者简介



孟志浩, 中兴通讯股份有限公司虚拟化中心控制器研发总工; 主要研究方向为移动边缘计算、智能运维。



刘建伟, 中兴通讯股份有限公司虚拟化中心高级算法工程师; 从事云平台智能运维相关工作, 主要研究方向为机器学习、数据挖掘、信号处理和自动化控制; 已发表论文 14 篇。



韩静, 中兴通讯股份有限公司虚拟化中心智能运维总工; 负责云平台智能运维总体规划、AI 算法方向演进。

《中兴通讯技术》杂志(双月刊)投稿须知

一、杂志定位

《中兴通讯技术》杂志为通信技术类学术期刊。通过介绍、探讨通信热点技术,以展现通信技术最新发展动态,并促进产学研合作,发掘和培养优秀人才,为振兴民族通信产业做贡献。

二、稿件基本要求

1. 投稿约定

- (1)作者需登录《中兴通讯技术》投稿平台:tech.zte.com.cn/submission,并上传稿件。第一次投稿需完成新用户注册。
- (2)编辑部将按照审稿流程聘请专家审稿,并根据审稿意见,公平、公正地录用稿件。审稿过程需要1个月左右。

2. 内容和格式要求

- (1)稿件须具有创新性、学术性、规范性和可读性。
- (2)稿件需采用WORD文档格式。
- (3)稿件篇幅一般不超过6000字(包括文、图),内容包括:中、英文题名,作者姓名及汉语拼音,作者中、英文单位,中文摘要、关键词(3~8个),英文摘要、关键词,正文,参考文献,作者简介。
- (4)中文题名一般不超过20个汉字,中、英文题名含义应一致。
- (5)摘要尽量写成报道性摘要,包括研究的目的、方法、结果/结论,以150~200字为宜。摘要应具有独立性和自明性。中英文摘要应一致。
- (6)文稿中的量和单位应符合国家标准。外文字母的正斜体、大小写等须写清楚,上下角的字母、数据和符号的位置皆应明显区别。
- (7)图、表力求少而精(以8幅为上限),应随文出现,切忌与文字重复。图、表应保持自明性,图中缩略词和英文均要在图中加中文解释。表应采用三线表,表中缩略词和英文均要在表内加中文解释。
- (8)参考文献以20条左右为宜,不允许公开发表的资料不应列入。所有文献必须在正文中引用,文献序号按其在文中出现的先后次序编排。常用参考文献的书写格式为:
 - 期刊[序号]作者.题名[J].刊名,出版年,卷号(期号):引文页码.数字对象唯一标识符
 - 书籍[序号]作者.书名[M].出版地:出版者,出版年:引文页码.数字对象唯一标识符
 - 论文集析出文献[序号]作者.题名[C]//论文集编者.论文集名(会议名).出版地:出版者,出版年(开会年):引文页码.数字对象唯一标识符
 - 学位论文[序号]作者.题名[D].学位授予单位所在城市名:学位授予单位,授予年份.数字对象唯一标识符
 - 专利[序号]专利所有者.专利题名:专利号[P].出版日期.数字对象唯一标识符
 - 国际、国家标准[序号]标准名称:标准编号[S].出版地:出版者,出版年.数字对象唯一标识符
- (9)作者超过3人时,可以感谢形式在文中提及。作者简介包括:姓名、工作单位、职务或职称、学历、毕业于何校、现从事的工作、专业特长、科研成果、已发表的论文数量等。
- (10)提供正面、免冠、彩色标准照片一张,最好采用JPG格式(文件大小超过100kB)。
- (11)应标注出研究课题的资助基金或资助项目名称及编号。
- (12)提供联系方式,如:通讯地址、电话(含手机)、Email等。

3. 其他事项

- (1)请勿一稿两投。凡在2个月(自来稿之日算起)以内未接到录用通知者,可致电编辑部询问。
- (2)为了促进信息传播,加强学术交流,在论文发表后,本刊享有文章的转摘权(包括英文版、电子版、网络版)。作者获得的稿费包括转摘酬金。如作者不同意转摘,请在投稿时说明。

编辑部地址:安徽省合肥市金寨路329号国轩凯旋大厦1201室,邮政编码:230061

联系电话:0551-65533356,联系邮箱:magazine@zte.com.cn

本刊只接受在线投稿,欢迎访问本刊投稿平台:tech.zte.com.cn/submission

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

双月刊 1995年创刊 总第140期
2018年6月 第24卷3期

主管:安徽省科学技术厅
主办:安徽省科学技术情报研究所
中兴通讯技术杂志社
出版:中兴通讯技术杂志社

总编:王翔
常务副总编:黄新明
责任编辑:徐烨
编辑:卢丹,朱莉
排版制作:余刚
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12楼
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
传真:(0551)65850139

编辑、发行:《中兴通讯技术》编辑部
发行范围:公开发行
印刷:合肥添彩包装有限公司
出版日期:2018年6月10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